



MINISTÉRIO DA CIÊNCIA, TECNOLOGIA E INOVAÇÃO
INSTITUTO NACIONAL DE PESQUISAS ESPACIAIS

sid.inpe.br/mtc-m21c/2019/08.11.14.26-TDI

ANÁLISE E PROJETO DE CONVERSORES DC/DC COMPACTOS VISANDO A MITIGAÇÃO DE EFEITOS DE RADIAÇÃO SOBRE ACOPLADORES ÓPTICOS

Alexandre Nunes de Souza Nassabay

Dissertação de Mestrado do Curso de Pós-Graduação em Engenharia e Tecnologia Espaciais/Mecânica Espacial e Controle, orientada pelo Dr. Renato Oliveira de Magalhães, aprovada em 18 de junho de 2019.

URL do documento original:

<<http://urlib.net/8JMKD3MGP3W34R/3TQRGPE>>

INPE
São José dos Campos
2019

PUBLICADO POR:

Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais - INPE

Gabinete do Diretor (GBDIR)

Serviço de Informação e Documentação (SESID)

CEP 12.227-010

São José dos Campos - SP - Brasil

Tel.:(012) 3208-6923/7348

E-mail: pubtc@inpe.br

CONSELHO DE EDITORAÇÃO E PRESERVAÇÃO DA PRODUÇÃO INTELLECTUAL DO INPE - CEPPII (PORTARIA Nº 176/2018/SEI-INPE):

Presidente:

Dra. Marley Cavalcante de Lima Moscati - Centro de Previsão de Tempo e Estudos Climáticos (CGCPT)

Membros:

Dra. Carina Barros Mello - Coordenação de Laboratórios Associados (COCTE)

Dr. Alisson Dal Lago - Coordenação-Geral de Ciências Espaciais e Atmosféricas (CGCEA)

Dr. Evandro Albiach Branco - Centro de Ciência do Sistema Terrestre (COCST)

Dr. Evandro Marconi Rocco - Coordenação-Geral de Engenharia e Tecnologia Espacial (CGETE)

Dr. Hermann Johann Heinrich Kux - Coordenação-Geral de Observação da Terra (CGOBT)

Dra. Ieda Del Arco Sanches - Conselho de Pós-Graduação - (CPG)

Silvia Castro Marcelino - Serviço de Informação e Documentação (SESID)

BIBLIOTECA DIGITAL:

Dr. Gerald Jean Francis Banon

Clayton Martins Pereira - Serviço de Informação e Documentação (SESID)

REVISÃO E NORMALIZAÇÃO DOCUMENTÁRIA:

Simone Angélica Del Ducca Barbedo - Serviço de Informação e Documentação (SESID)

André Luis Dias Fernandes - Serviço de Informação e Documentação (SESID)

EDITORAÇÃO ELETRÔNICA:

Ivone Martins - Serviço de Informação e Documentação (SESID)

Cauê Silva Fróes - Serviço de Informação e Documentação (SESID)



MINISTÉRIO DA CIÊNCIA, TECNOLOGIA E INOVAÇÃO
INSTITUTO NACIONAL DE PESQUISAS ESPACIAIS

sid.inpe.br/mtc-m21c/2019/08.11.14.26-TDI

ANÁLISE E PROJETO DE CONVERSORES DC/DC COMPACTOS VISANDO A MITIGAÇÃO DE EFEITOS DE RADIAÇÃO SOBRE ACOPLADORES ÓPTICOS

Alexandre Nunes de Souza Nassabay

Dissertação de Mestrado do Curso de Pós-Graduação em Engenharia e Tecnologia Espaciais/Mecânica Espacial e Controle, orientada pelo Dr. Renato Oliveira de Magalhães, aprovada em 18 de junho de 2019.

URL do documento original:

<<http://urlib.net/8JMKD3MGP3W34R/3TQRGPE>>

INPE
São José dos Campos
2019

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)

Nassabay, Alexandre Nunes de Souza.

N187a Análise e projeto de conversores DC/DC compactos visando a mitigação de efeitos de radiação sobre acopladores ópticos / Alexandre Nunes de Souza Nassabay. – São José dos Campos : INPE, 2019.

xxviii + 102 p. ; (sid.inpe.br/mtc-m21c/2019/08.11.14.26-TDI)

Dissertação (Mestrado em Engenharia e Tecnologia Espaciais/Mecânica Espacial e Controle) – Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais, São José dos Campos, 2019.

Orientador : Dr. Renato Oliveira de Magalhães.

1. Conversores DC/DC. 2. Miniaturização. 3. Resistência a radiação. I.Título.

CDU 621.314.5



Esta obra foi licenciada sob uma Licença [Creative Commons Atribuição-NãoComercial 3.0 Não Adaptada](https://creativecommons.org/licenses/by-nc/3.0/).

This work is licensed under a [Creative Commons Attribution-NonCommercial 3.0 Unported License](https://creativecommons.org/licenses/by-nc/3.0/).

Aluno (a): **Alexandre Nunes de Souza Nassabay**

Título: "ANÁLISE E PROJETO DE CONVERSORES DC/DC COMPACTOS VISANDO A MITIGAÇÃO DE EFEITOS DE RADIAÇÃO SOBRE ACOPLADORES OPTICOS"

Aprovado (a) pela Banca Examinadora em cumprimento ao requisito exigido para obtenção do Título de **Mestre** em **Engenharia e Tecnologia Espaciais/Mecânica Espacial e Controle**

Dr. Marcelo Lopes de Oliveira e Souza



Presidente / INPE / SJCampos - SP

() Participação por Video - Conferência

Aprovado () Reprovado

Dr. Renato Oliveira de Magalhães



Orientador(a) / INPE / São José dos Campos - SP

() Participação por Video - Conferência

Aprovado () Reprovado

Dr. Mario Cesar Ricci



Membro da Banca / INPE / SJCampos - SP

() Participação por Video - Conferência

Aprovado () Reprovado

Dr. Paulo Giacomio Milani

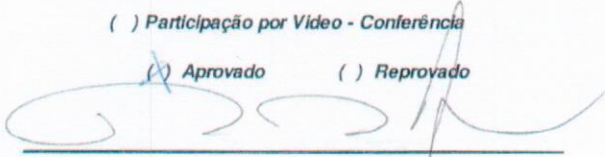


Membro da Banca / INPE / SJCampos - SP

() Participação por Video - Conferência

Aprovado () Reprovado

Dr. Roberto d' Amore



Convidado(a) / ITA / São José dos Campos - SP

() Participação por Video - Conferência

Aprovado () Reprovado

Este trabalho foi aprovado por:

() maioria simples

unanimidade

São José dos Campos, 18 de junho de 2019

"It's alive!"

Dr. Victor Frankenstein

A todos que se dedicam ao avanço técnico, científico e da educação, apesar de todas as condições adversas.

AGRADECIMENTOS

Agradeço ao INPE, aos professores do Curso ETE/CSE e à Banca e, sobretudo, ao Dr. Renato Oliveira Magalhães pela oportunidade de aprendizado e pelos conhecimentos adquiridos.

Agradeço a Petróleo Brasileiro S/A pela concessão de licença para a realização deste curso de mestrado e a Joaquim Alves Ferreira e Davisson Dutra, que auxiliaram no processo início e término da licença.

Agradeço à CAPES pela concessão da bolsa para o desenvolvimento das atividades acadêmicas que constituem este trabalho.

Agradeço aos integrantes do Laboratório de Sensores pela disponibilização de suas instalações e equipamentos. Agradeço em especial aos técnicos Francisco Sebastião Lopes de Moura e José Francisco de Assis pelo apoio em laboratório.

Agradeço aos integrantes do Laboratório do Circuito Impresso pela ajuda na confecção das placas de circuito impresso utilizadas.

Agradeço ao Jeferson Alves por repassar parte de sua experiência com CAD e *lay-out* de placas de circuito impresso.

Também agradeço aos meus colegas de mestrado, pelo apoio dentro e fora da academia.

RESUMO

Este trabalho demonstra a viabilidade da construção de conversores DC/DC compactos com densidade de potência compatíveis com as tecnologias estado da arte no Brasil e que estes conversores, quando construídos com acopladores ópticos, são capazes de operar durante o tempo de vida de uma missão espacial, mesmo sujeitos à degradação por efeitos de radiação espacial. O conversor é projetado para atender as necessidades das cargas como as existentes nos programas CBERS (*China Brazil Earth Resources Satellites*) e PMM (Plataforma Multimissão). Apresentam-se o protótipo construído e observações sobre seu comportamento elétrico e térmico. Analisam-se os efeitos de radiação espacial, da excursão de temperatura de operação e o limite de degradação suportado para o *Current Transfer Ratio* do acoplador óptico adotado.

Palavras-chave: Conversores DC/DC. Miniaturização. Resistência a Radiação.

ANALISYS AND DESIGN OF COMPACT DC/DC CONVERTERS FOCUSING TO MITIGATE RADIATION EFFECTS ON OPTOCOUPERS

ABSTRACT

This work shows that is viable to build compact DC/DC converters with power density equivalent to state-of-art technology in Brazil and these converter, when built with optpocouplers, are able to operate for the whole lifetime of a space mission. The converter is designed to meet the requirements of payloads in missions like CBERS (China Brazil Earth Resources Satellites) e PMM (*Multimission Platform*). The built prototype and observations of its electrical and thermal behavior are presented. The effects of space radiation, thermal excursion and the limit of degradation of the optocouler *Current Transfer Ratio* is analyzed.

Keywords: DC/DC Converters. Miniaturization. Radiation Endurance.

LISTA DE FIGURAS

	<u>Pág.</u>
Figura 1.1 – Estrutura de um conversor DC/DC.	1
Figura 2.1 – Modos de falha de conversores híbridos.....	11
Figura 2.2 – Pontos de susceptibilidade a falhas em conversores híbridos.	11
Figura 2.3 – Pontos de susceptibilidade a falhas em conversores compactos. 14	
Figura 2.4 – Testes de radiação para o optoacoplador 4N49.	19
Figura 2.5 – Teste de radiação para o optoacoplador 6N140.	19
Figura 3.1 – Conversor “Buck-Boost”.....	21
Figura 3.2 – Operação em modo contínuo do conversor “buck-boost”.	22
Figura 3.3 – Formas de onda em um conversor “Buck-Boost” em modo contínuo.....	24
Figura 3.4 – Operação em modo descontínuo do conversor “Buck-Boost”.....	26
Figura 3.5 – Formas de onda em um conversor “Buck-Boost” em modo descontínuo.....	27
Figura 3.6 – Derivação da topologia “flyback” a partir da topologia “buck-boost”.	29
Figura 3.7 – Operação em modo contínuo do conversor “flyback”.....	30
Figura 3.8 – Formas de onda em um conversor “flyback” em modo contínuo..	31
Figura 3.9 – Operação em modo descontínuo do conversor “flyback”.....	33
Figura 3.10 – Formas de onda em um conversor “flyback” em modo descontínuo.....	34
Figura 3.11 – Circuito equivalente de um transformador não-ideal.....	37
Figura 3.12 – Circuito equivalente de um transformador não-ideal referido ao primário.	38
Figura 3.13 – Efeito da resistência do enrolamento na forma de onda de tensão do enrolamento primário.....	38
Figura 3.14 – Conversor <i>flyback</i> de duas chaves.....	39
Figura 3.15 – Circulação de Corrente no conversor <i>flyback</i> no estado 1.	40
Figura 3.16 – Circulação de Corrente no conversor <i>flyback</i> no estado 2.	42

Figura 3.17 – Correntes no primário até o final do estado 2.....	43
Figura 3.18 – Circulação de Corrente no conversor flyback no estado 3.	44
Figura 3.19 – Correntes no primário até o final do estado 3.....	45
Figura 3.20 – Geração de um sinal PWM.	47
Figura 3.21 – Diagrama de blocos para o “voltage mode control”.....	47
Figura 3.22 – Diagrama de blocos do “current mode control”.	48
Figura 4.1 – Modelo de um conversor <i>flyback</i> ideal	52
Figura 4.2 – Circuito Integrado do Optoacoplador e componentes externos. ..	56
Figura 4.3 – Controlador implementado com amplificador operacional.....	57
Figura 4.4 – Controlador com os componentes explicitados.....	58
Figura 4.5 – Controlador implementado no conversor.	59
Figura 4.6 – Determinação da frequência de operação do PWM.....	68
Figura 4.7 – Determinação do CTR do acoplador óptico.	70
Figura 4.8 – Alteração do CTR com a tensão de energização.....	71
Figura 4.9 – Protótipo de referência do conversor DC/DC.	73
Figura 4.10 – Novo protótipo, lado do circuito de controle.	74
Figura 4.11 – Foto com escala da placa do novo protótipo.....	74
Figura 4.12 – Comparação de tamanho entre os protótipos.	75
Figura 4.13 – Formas de onda no protótipo 2.	76
Figura 4.14 – Imagens térmicas do conversor DC/DC.	77
Figura 4.15 – Forma de onda da corrente no enrolamento primário exibindo o efeito da indutância de dispersão.....	79
Figura 5.1 – <i>Root Locus</i> da função de transferência da planta.	81
Figura 5.2 – Comparação da margem de fase par o conversor com e sem degradação de ganho.	82
Figura 5.3 – Variação do CTR com a temperatura.....	85
Figura 5.4 – Degradação do CTR conforme a dose de radiação acumulada de alguns optoacopladores.	86
Figura 5.5 – Degradação do CTR conforme a dose de radiação do HCPL- 550K.....	86
Figura B.1 – Forma de onda da corrente no indutor.....	97

LISTA DE TABELAS

	<u>Pág.</u>
Tabela 4.1 – Requisitos do conversor chaveado.....	49
Tabela 4.2 – Especificação de um conversor comercialmente disponível	50
Tabela 4.3 – Aplicação do Critério de Routh-Hurwitz.....	63
Tabela C.1 – Tabela de condutores AWG.....	98
Tabela C.2 – Núcleos <i>pot core</i>	100

LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

AC	“Alternating Current” – Corrente Alternada
AWG	“American Wire Gauge”
CBERS	“China Brazil Earth Resources Satellite” – Satélite Sino-Brasileiro de Recursos Terrestres
CCM	“Continuous Conduction Mode” – Modo de Condução Contínuo
CTR	“Current Transfer Ratio” – Taxa de Transferência de Corrente
DC	“Direct Current” – Corrente Contínua
DCM	“Discontinuous Conduction Mode” – Modo de Condução Descontínuo
EOL	“End of Life” – Final de Vida
FET	“Field Effect Transistor” – Transistor de Efeito de Campo
IGBT	“Insulated Gate Bipolar Transistor” – Transistor Bipolar de Porta Isolada
INPE	Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais
ITAR	“International Traffic in Arms Regulations”
LED	“Light Emitting Diode” – Diodo Emissor de Luz
LEO	“Low Earth Orbit” – Órbita Baixa Terrestre
MTBF	“Mean Time Between Failures” – Tempo Médio entre Falhas
NASA	“National Aeronautics and Space Administration”
NESC	“NASA Engineer and Safety Center”
PWM	“Pulse Width Modulation” – Modulação por Largura de Pulso
RMS	“Root Mean Square” – Valor Médio Quadrático
SET	“Single Event Transitory”
SMD	“Surface Mount Device” – Componente de Montagem em Superfície

LISTA DE SÍMBOLOS

- $1:n$ Relação genérica de espiras em um transformador;
- A Matriz A do modelo ABCD de espaço de estados;
- A_1 Matriz A do modelo ABCD de espaço de estados da estrutura 1 do modelo em que será aplicado a técnica de *space state averaging*;
- A_2 Matriz A do modelo ABCD de espaço de estados da estrutura 2 do modelo em que será aplicado a técnica de *space state averaging*;
- A_p “Area Product”;
- A_c “Core Area”, “Effective Area”;
- a Variável auxiliar;
- B Matriz B do modelo ABCD de espaço de estados;
- B_1 Matriz B do modelo ABCD de espaço de estados da estrutura 1 do modelo em que será aplicado a técnica de *space state averaging*;
- B_2 Matriz B do modelo ABCD de espaço de estados da estrutura 2 do modelo em que será aplicado a técnica de *space state averaging*;
- B_{MAX} Máximo fluxo magnético admissível no núcleo;
- b Variável auxiliar;
- C Matriz C do modelo ABCD de espaço de estados; Capacitor; Capacitância de saída do conversor;
- C_1 Matriz C do modelo ABCD de espaço de estados da estrutura 1 do modelo em que será aplicado a técnica de *space state averaging*;
- C_2 Matriz C do modelo ABCD de espaço de estados da estrutura 2 do modelo em que será aplicado a técnica de *space state averaging*;
- C_{IN} Capacitor de entrada do conversor;
- C_T Capacitância de *timing* ou temporização;
- C_{Z2} Capacitância da impedância Z_2 do controlador;
- $C(s)$ Função de Transferência do controlador;
- c Variável auxiliar;
- D Matriz D do modelo ABCD de espaço de estados; Diodo; *Duty Cycle*; Valor médio do *duty cycle*;
- D' Complemento do *duty cycle*; Valor médio do complemento do *duty cycle*;

d	<i>Duty cycle</i> ; Variável auxiliar;
d_2	Margem operacional do máximo <i>duty cycle</i> admissível;
d_{max}	Máximo <i>duty cycle</i> admissível;
\hat{d}	Perturbação sobre o <i>duty cycle</i> ;
E_{Th}	Tensão equivalente de Thèvenin de um circuito;
EC	Equação característica
e	Variável auxiliar;
f	Frequência
$G(s)$	Função de Transferência da planta, controlador, optoacoplador e modulador;
$H(s)$	Função de Transferência de amostragem;
I_1	Corrente no primário do transformador;
I_2	Corrente no secundário do transformador;
I_D	Corrente no diodo;
I_L	Corrente no indutor;
I_{MAX}	Corrente máxima no indutor;
I_{MIN}	Corrente mínima no indutor;
I_{OUT}	Corrente de saída do conversor;
I_{OUTlim}	Corrente de saída no limiar entre CCM e DCM;
I_S	Corrente na chave;
\bar{I}_L	Corrente média no indutor;
\bar{I}_{Lp}	Corrente média no enrolamento primário do transformador de <i>flyback</i> ;
I_{RMSp}	Corrente RMS no enrolamento primário do transformador de <i>flyback</i> ;
I_{RMSs}	Corrente RMS no enrolamento secundário do transformador de <i>flyback</i> ;
I_{pkp}	Corrente de pico no enrolamento primário do transformador de <i>flyback</i> ;
I_{pks}	Corrente de pico no enrolamento secundário do transformador de <i>flyback</i> ;
i_D	Corrente no diodo;
i_{IN}	Corrente de entrada do conversor;
i_{Lp}	Corrente no enrolamento primário do transformador de <i>flyback</i> ;
i_{OUT}	Corrente de saída do conversor;

i_{Lp}	Derivada da corrente no enrolamento primário do transformador de <i>flyback</i> ;
\bar{i}_{Lp}	Corrente média no enrolamento primário do transformador de <i>flyback</i> ;
$\dot{\bar{i}}_{Lp}$	Derivada da corrente média no enrolamento primário do transformador de <i>flyback</i> ;
$\hat{\bar{i}}_{Lp}$	Perturbação sobre a corrente média no enrolamento primário do transformador de <i>flyback</i> ;
i_{lk}	Corrente na indutância de dispersão;
i_{ls}	Corrente no enrolamento secundário;
i_m	Corrente na indutância magnetizante;
i_p	Corrente no primário do transformador ideal;
J_{MAX}	Máxima densidade de corrente admissível nos enrolamentos;
K	Ganho do controlador; Fator de empacotamento;
k	Ganho de amostragem; Variável auxiliar;
k_{max}	Ganho máximo admitido para a variável auxiliar k ;
k_{min}	Ganho mínimo admitido para a variável auxiliar k ;
L	Indutor; Indutância;
L_1	Indutância do enrolamento primário de um transformador, referida ao primário;
L_2	Indutância do enrolamento secundário de um transformador, referida ao secundário;
L_D	Indutância equivalente de dispersão do transformador, referida ao primário;
L_M	Indutância magnetizante de um transformador, referida ao primário;
L_P	Indutância magnetizante do transformador de <i>flyback</i> , referida ao primário;
L_{lk}	Indutância equivalente de dispersão do transformador, referida ao primário;
L'_2	Indutância do enrolamento secundário de um transformador, referida ao primário;
l_g	Comprimento do entreferro;
n_p	Número de espiras no primário de um transformador;
n_s	Número de espiras no secundário de um transformador;
$n_p:n_s$	Relação entre o número de espiras de um transformador;

P	Potência;
P_O	Potência nominal de saída;
P_{OUTlim}	Potência de saída no limiar entre CCM e DCM;
Q	Transistor;
R	Resistor; Resistência;
R_1	Resistência do enrolamento primário de um transformador, referida ao primário;
R_2	Resistência do enrolamento secundário de um transformador, referida ao secundário;
R'_2	Resistência do enrolamento secundário de um transformador, referida ao primário;
R_A	Resistência do resistor de entrada de um divisor resistivo;
R_B	Resistência do resistor de saída de um divisor resistivo;
R_T	Resistência de timing ou temporização;
R_{Z1}	Resistência da impedância Z_1 do controlador;
R_{lim}	Resistência limiar entre CCM e DCM;
R_P	Resistência equivalente de um transformador, referida ao primário;
S	Chave;
T	Período de um ciclo de chaveamento; Instante final de um período de chaveamento;
t_{idle}	Período de tempo em "idle", em que não há corrente no indutor;
t_{lk}	Instante em que a indutância de dispersão se descarrega;
t_S	Instante de comutação de uma chave;
t_{OFF}	Instante em que a chave não está conduzindo, e que não há mais corrente no indutor;
t_{ON}	Período de tempo em que uma chave está conduzindo;
u	Vetor das variáveis de entrada;
V_0	Variável auxiliar de tensão para dimensionamento;
V_1	Variável auxiliar de tensão para dimensionamento;
V_C	Tensão de controle;
V_{CC}	Tensão de alimentação;
V_D	Tensão sobre o diodo;
V_I	Tensão de Entrada; (fig ctrl voltage current mode)

V_{IN}	Tensão de Entrada; Tensão média de entrada;
V_{INrrp}	Tensão de ripple da entrada;
V_L	Tensão no Indutor;
V_{MAX}	Tensão máxima admissível na entrada do conversor;
V_{MIN}	Tensão mínima admissível na entrada do conversor;
V_{OUT}	Tensão de Saída;
V_{OUTrrp}	Tensão de ripple da saída;
V_O	Tensão de Saída;
V_S	Tensão sobre a chave;
V_T	Tensão de pico da dente de serra do modulador PWM;
V_a	Tensão de amostragem;
V_{rp}	Tensão de Ripple;
V_r	Tensão de referência;
VRO	Margem de regulação de tensão;
v	Tensão de entrada no bloco/circuito modulador PWM;
$v1$	Tensão de entrada do controlador;
$v2$	Tensão de saída do controlador;
v_c	Tensão no capacitor de saída do conversor;
v_i	Tensão de entrada de um bloco do conversor;
v_{in}	Tensão de Entrada;
v_o	Tensão de saída de um bloco do conversor;
v_{out}	Tensão de Saída;
\bar{V}_C	Tensão média no capacitor de saída do conversor;
\dot{v}_C	Derivada da tensão no capacitor de saída do conversor;
\bar{v}_C	Tensão média no capacitor de saída do conversor;
$\dot{\bar{v}}_C$	Derivada da tensão média no capacitor de saída do conversor;
\hat{v}_C	Perturbação sobre a tensão média no capacitor de saída do conversor;
\hat{v}_{in}	Perturbação sobre a tensão de Entrada;
x	Vetor das variáveis de espaço de estados;
\bar{x}	Vetor médio das variáveis de espaço de estados;
x_i	Fração de um ciclo de chaveamento em idle;

\dot{x}	Vetor de derivadas das variáveis de espaço de estados;
$\bar{\dot{x}}$	Vetor médio de derivadas das variáveis de espaço de estados;
y	Vetor das variáveis de saída;
\bar{y}	Vetor médio das variáveis de saída;
Z_1	Impedância no ramo de amostragem do controlador;
Z_2	Impedância no ramo de referência do controlador;
Z_{Th}	Impedância equivalente de Thèvenin de um circuito;
Δt	Intervalo de tempo;
Δi_m	Variação na corrente da indutância magnetizante;
Δi_{lk}	Variação na corrente da indutância de dispersão;
Φ_L	Fluxo magnético no indutor;
Φ_{MAX}	Máximo fluxo magnético no indutor;
Φ_{MIN}	Mínimo fluxo magnético no indutor;
$\bar{\Phi}_L$	Fluxo magnético médio no indutor;
δ	Fração de um período de chaveamento que não seja t_{ON} ou t_{idle} ;
η	Eficiência;
μ	Permeabilidade magnética do ar;
ω_c	Frequência de corte;
ω_f	Frequência de chaveamento;

SUMÁRIO

	<u>Pág.</u>
1	INTRODUÇÃO 1
1.1.	Objetivo 5
1.2.	Motivação 5
1.3.	Organização do trabalho 5
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA 7
2.1.	Evolução dos conversores DC/DC 7
2.2.	Falhas em conversores híbridos 10
2.3.	Falhas em conversores compactos 13
2.4.	Efeitos da radiação espacial sobre componentes semicondutores 15
2.4.1.	Constituição dos materiais semicondutores 16
2.4.2.	Interação da radiação com a matéria 17
2.5.	Conversores com optoacopladores em missões espaciais 20
3	CONCEITOS BÁSICOS 21
3.1.	Conversores chaveados 21
3.1.1.	Conversores Buck-Boost 21
3.1.1.1.	Modo de condução contínuo 22
3.1.1.2.	Modo de condução descontínuo 25
3.1.2.	Conversores flyback 28
3.1.2.1.	Modo de condução contínuo 28
3.1.2.2.	Modo de condução descontínuo 32
3.1.2.3.	Limiar entre os modos de operação contínuo e descontínuo 32
3.1.3.	Não idealidades em um conversor “flyback” 36
3.1.3.1.	Transformador de ‘flyback’ 36
3.1.3.2.	Chave 45
3.1.3.3.	Diodo 45
3.2.	Controle por Pulse Width Modulation 46
3.2.1.	Voltage Mode Control 46
3.2.2.	Current Mode Control 47

4	PROJETO DO CONVERSOR.....	49
4.1.	Especificação do conversor.....	49
4.2.	Modelagem.....	50
4.2.1.	Planta	50
4.2.2.	Modulador	55
4.2.3.	Optoacoplador.....	55
4.2.4.	Amostragem	56
4.2.5.	Controlador.....	57
4.2.6.	Função de transferência de malha aberta e de malha fechada.....	60
4.2.7.	Limite de estabilidade.....	61
4.3.	Dimensionamento	64
4.3.1.	Planta	64
4.3.2.	Modulador	68
4.3.3.	Amostragem	69
4.3.4.	Optoacoplador.....	70
4.3.5.	Controlador.....	72
4.4.	Fabricação e testes dos protótipos.....	72
5	ANÁLISE.....	80
6	CONCLUSÃO	87
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	88
	APÊNDICE A – VALOR DA INDUTÂNCIA DE UM CONVERSOR FLYBACK	96
	APÊNDICE B – RELAÇÃO ENVTE O VALOR DE PICO E O VALOR RMS DA CORRENTE NO INDUTOR.....	97
	APÊNDICE C – DIMENSIONAMENTO DOS CONDUTORES E DO NÚCLEO DO INDUTOR	98
C.1	Dimensionamento dos condutores	98
C.2	Dimensionamento do núcleo e dos enrolamentos	99
C.3	Dimensionamento do entreferro	101
	ANEXO A – CIRCUITO ESQUEMÁTICO DO CONVERSOR.....	102

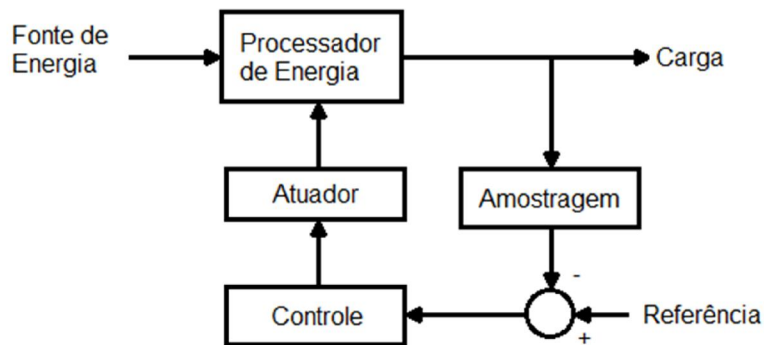
1 INTRODUÇÃO

A demanda de energia elétrica em um satélite pode ser suprida de modo viável a partir de três fontes: solar, nuclear e química (SYNDER, 1961). Freire (2009) descreve que, de modo geral, o sistema de suprimento de energia para satélites é composto de:

- a) uma fonte primária de energia;
- b) um sistema para condicionamento de potência elétrica;
- c) um sistema capaz de armazenar energia para alimentar o satélite durante os eclipses e picos de demanda;
- d) um sistema de distribuição de energia para as cargas;

Os requisitos elétricos da carga, como tensão de operação e corrente, não são atendidos de imediato pelos sistemas de geração e armazenamento, requerendo conversores DC/DC que, com um sistema de controle adequado, são capazes de regular a tensão devida das cargas, para se obter o desempenho adequado da missão. A Figura 1.1 mostra a estrutura de um conversor DC/DC.

Figura 1.1 - Estrutura de um conversor DC/DC.



Fonte: Produção do Autor.

Baseado na demanda de potência atual nas cargas úteis dos satélites CBERS e Amazônia e considerando o fato de existirem topologias do subsistema de suprimento de energia com barramento regulado e não-regulado, foram definidos os requisitos típicos de um conversor DC/DC, os quais serão apresentados em capítulos subsequentes, para atender a estas necessidades.

As novas missões têm requerido cada vez mais potência elétrica para serem embarcadas em lançadores cada vez mais exigentes quanto à redução de massa de suas cargas úteis. Essa demanda deve ser atendida por conversores com a menor massa e volume possíveis. O estado da arte para esses conversores é baseado na tecnologia de circuitos integrados híbridos, otimizando densidade de potência e volume.

O padrão MIL-PRF-38534J traz a seguinte definição:

Circuito Híbrido – um circuito que possua dois ou mais de um único tipo, ou uma combinação dos elementos a seguir, com ao menos um destes elementos sendo um elemento ativo:

- a) Circuito em filme;
- b) Circuito monolítico;
- c) Elemento semicondutor;
- d) *Chips* passivos ou elementos impressos ou depositados em substratos;

Os quatro elementos citados também se encontram definidos no padrão MIL-PRF-38534J:

Circuito em filme – um circuito que consiste exclusivamente de elementos que são filmes formados *in-situ* sobre ou no interior de um substrato;

Circuito monolítico – um circuito (ativo) que consiste exclusivamente de elementos que são filmes formados *in-situ* sobre ou no interior de um único

substrato semicondutor com ao menos um dos elementos formado no interior do substrato;

Elementos passivos – resistores, capacitores, indutores planares, substratos com padrões (de única ou múltiplas camadas) e resistores, capacitores, indutores e transformadores não-planares;

Elementos semicondutores – Elementos semicondutores ativos que não sejam circuitos (por exemplo transistores, diodos, retificadores controlados de silício).

Os conversores híbridos estão disponíveis comercialmente, com qualificação para aplicação espacial, por algumas empresas, por exemplo a International Rectifier, VPT, entre outros fabricantes. Tais conversores, para uma potência de 30W, possui massa de aproximadamente 30g e um volume de cerca 25cm³, ou em termos de densidade de potência, 1W/g para massa e 1,2W/cm³ para volume, de acordo com a MDI. A International Rectifier considera como típica a de densidade de potência por volume de 1,95W/cm³ (IRF, 2018; VTP, 2018; MDI, 2018). Esta tecnologia industrial é ainda considerada infante e o próprio programa espacial brasileiro já sofreu grande revés com esse tipo de tecnologia altamente sensível a processos de fabricação.

Como alternativa aos conversores híbridos, foi definido o conversor compacto. Um conversor compacto é aquele que é construído majoritariamente ou exclusivamente por componentes SMD, que possua densidade potência intermediária entre a de um conversor híbrido e de um conversor construído exclusivamente com componentes *through hole*. Este conversor pode atingir uma densidade de potência na faixa de 0,8 a 1,5 W/cm³. O uso de componentes SMD garantem uma significativa redução de massa e volume. Além disso, componentes críticos que possam sofrer restrições do ITAR (International Traffic in Arms Regulations) podem ser contornados com o uso de componentes europeus livres de restrição.

O ambiente espacial no qual esses conversores estão inseridos no programa espacial brasileiro são órbitas baixas. No caso dos satélites do programa CBERS e Amazônia, os mesmos seguem órbitas heliossíncronas, com respectivamente 778km e 752km de altitude (INPE, 2018a; INPE, 2018b; CEOS, 2019). Estas órbitas se situam abaixo dos cinturões de Van Allen, que são regiões do espaço circundante à Terra que concentram radiação que interage com o campo magnético do planeta. Eles se situam entre 1000km e 6000km para o cinturão interno e entre 13000km e 60000km para o cinturão externo (GANUSHIKINA, et. al, 2011). Apesar de uma incidência reduzida de radiação em comparação com órbitas mais elevadas, a dose de radiação que os equipamentos acumulam durante sua vida é suficiente para que eles se degradem, vindo a falhar se não houver medidas adequadas de mitigação.

Um dos requisitos impostos sobre o conversor desenvolvido neste trabalho foi o isolamento galvânico entre a entrada e a saída do conversor. Para atender este requisito se faz uso das chamadas topologias isoladas de conversores DC/DC, que são circuitos que possuem um transformador entre a entrada e a saída, o que garante o isolamento galvânico do circuito de potência. Dentre as diversas topologias isoladas escolheu-se a topologia *flyback* por ser a que utiliza o menor número de componentes.

O isolamento galvânico entre a entrada e a saída também deve ser garantido no circuito de controle, o que pode ser feito ao se utilizar transformadores na realimentação do circuito, o que exige circuitos mais complexos e com maior número de componentes, logo, menor confiabilidade que outras soluções. O isolamento do conversor pode ser feito, no entanto, por meio de acoplador óptico, utilizando um menor número de componentes, o que simplifica o projeto e o torna mais compacto. O problema é que essa solução enfrenta um paradigma de que acopladores ópticos são sensíveis à radiação (MDI, 2018). Contudo, a experiência adquirida com o programa CBERS, que já voou com mais de 180 conversores baseados em acopladores ópticos sem registros de falhas associadas a este componente serve de contestação à esta percepção

sobre os acopladores ópticos, e indica a viabilidade de seu uso. Além disso, este trabalho visa estudar o efeito da degradação por radiação de um acoplador óptico sobre a malha de controle do conversor e, a partir deste estudo, estabelecer critérios de margem de projeto para que o conversor cumpra seus requisitos mesmo em final de vida (EOL), após os efeitos da degradação por radiação.

1.1. Objetivo

Este trabalho possui dois objetivos:

Primeiro - demonstrar a viabilidade de se fabricar conversores DC/DC compactos com densidade de potência compatíveis com as tecnologias estado da arte (Conversores Híbridos). Este objetivo será verificado experimentalmente.

Segundo – dado um conversor que atenda ao primeiro objetivo, mostrar que o mesmo, quando implementado com acoplador óptico, é capaz de operar durante o tempo de vida de uma missão espacial, mesmo sujeito à degradação por efeito de radiação. Este objetivo será verificado por análise.

1.2. Motivação

As futuras missões em estudo no INPE têm como um dos requisitos mandatórios a diminuição de massa, uma vez que os novos lançadores a serem utilizados deverão ser de menor porte. Os satélites da missão CBERS foram, até o CBERS-4, lançados por meio dos foguetes Longa Marcha 4B. Os planos para o CBERS-5 prevêm como lançador o foguete Longa Marcha 3.

1.3. Organização do trabalho

O Capítulo 2 apresenta os conceitos básicos de funcionamento de conversores DC/DC.

O Capítulo 3 apresenta uma revisão bibliográfica sobre o estado da arte sobre a fabricação de conversores DC/DC.

O Capítulo 4 é a abordagem experimental do primeiro objetivo. Descreverá o projeto de um conversor a partir de uma especificação dada, desenvolvendo o seu modelo, realizando o seu dimensionamento e apresentando os resultados da fabricação e teste de protótipos.

O Capítulo 5 é a abordagem por análise do segundo objetivo. Analisa o conversor projetado com relação à sua capacidade de cumprir o requisito de tempo de vida de uma missão sob os efeitos da radiação espacial. Esta análise consiste em verificar a estabilidade do conversor por meio de root locus, demonstrando o efeito da degradação de parâmetros na localização de polos e zeros do conversor.

O Capítulo 6 contém as conclusões obtidas com o trabalho e sugestões de trabalhos futuros.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Este capítulo apresenta a revisão bibliográfica sobre o desenvolvimento da tecnologia de conversores DC/DC, os efeitos da radiação em seus componentes e do uso de conversores com acopladores ópticos sujeitos a radiação.

2.1. Evolução dos conversores DC/DC

Os primeiros sistemas de conversão DC/DC são derivados das primeiras máquinas elétricas disponíveis no início da exploração comercial de sistemas elétricos de potência, iniciada na década de 1880. Nos primórdios da expansão da malha elétrica, as cargas eram conectadas diretamente a redes de geração e distribuição em DC. Com a prevalência de sistemas de geração e distribuição AC após a Guerra das Correntes, equipamentos rotativos eram utilizados para conversão AC/DC e conjuntos motor-dínamo para conversões DC/DC. (DUFFY, 2003; EDISON TECH CENTER, 2014)

Com a invenção dos diodos termiônicos na primeira década do século XX, começou o uso de um transformador e de um “*vibrator*”, um tipo de relé cujos contatos são conectados de forma que, ao ser energizado, a sua bobina também se energiza; o campo magnético da bobina força a abertura dos contatos, o que leva a desativação da bobina e a um novo fechamento dos contatos. Dessa forma as oscilações do “*vibrator*” criam uma corrente alternada a partir de uma fonte DC, que passa pelo transformador e depois é retificada. Este sistema de conversão DC/DC foi muito aplicado na indústria de rádios automotivos para alimentar válvulas termiônicas. (MALLORY, 1947; FLEMING, 1905; RADIO REMEMBERED, 2019; HARRIS, 2013)

A invenção do transistor em 1947 permitiria enorme avanço na tecnologia de conversores DC/DC, conforme este e outros dispositivos de estado sólido eram explorados nesta aplicação. Na década de 1950 já se iniciou o

desenvolvimento de circuitos com transistores em substituição aos “*vibrators*”. (PAYNTER, 1956)

O controle dos conversores era efetuado exclusivamente por componentes discretos, com a tecnologia de circuitos integrados surgindo na década de 1960. As técnicas de controle melhor desenvolvidas à época consistiam no controle da duração de t_{off} , que é tempo em que o transistor de potência não conduzia, ou a alteração da relação aparente de espiras de um transformador com amplificador magnético, circuito auxiliar que comutava enrolamentos com derivação durante t_{off} . Outras estratégias de controle foram desenvolvidas, por exemplo o controle por histerese, que atua por meio de circuito biestável que chaveia o transistor de potência baseando-se em um limite superior e um limite inferior de erro em relação a tensão de saída desejada. (COMPUTER HISTORY MUSEUM, 2007; BABAA et. al., 1966; BABAA; WILSON; YU, 1968)

A evolução das técnicas de integração permitiu que o primeiro circuito integrado dedicado ao controle de conversores DC-DC surgisse na década de 1970, permitindo a redução de 80% em massa e em volume, para um conversor de 5W, em relação a um modelo em componentes discretos. Conversores com múltiplas saídas de tensão estavam disponíveis, inclusive em aplicações espaciais. (WICK; CAPODICI, 1971; SPEAROW, 1971)

Logo no início dos anos 1970 já havia propostas de conversores chaveados com frequências de chaveamento até 3.8MHz. A operação de conversores em radiofrequência leva a considerações mais intensas de compatibilidade eletromagnética. Nesta mesma época, projetos apoiados em CAD começaram a ser feitos. Em 1972, é proposto o método de controle por PWM. Projetos de conversores baseados em tiristores atingem a potência de 50kW. (SAM et. al., 1971; HNATEK; JOHNSON, 1971; OWEN et. al., 1972; CAPEL, 1972; RAMSEY, ROFT, 1972)

Em meados da década de 1970, as topologias básicas de conversores chaveados – “*buck*”, “*boost*” e “*buck-boost*” se encontravam bem caracterizadas. Controladores PWM endurecidos à radiação “de prateleira” são testados para aplicação aeroespacial. Em 1979 circuitos com tecnologia híbrida estavam disponíveis comercialmente (WESTER; MIDDLEBROOK, 1972; MIDDLEBROOK; CUK, 1976; NEWELL; PICCIANO, 1977; OLSCHESKI, 1979).

Conversores bidirecionais visando aplicação em veículos elétricos, conversores de quatro quadrantes para controle de motores com controle microprocessado estão disponíveis no início da década de 1980. Desenvolve-se o uso de capacitores chaveados para a construção de conversores sem o uso de indutâncias (STEIGERWALD, 1980; DEWAN; MIRBOD, 1981; SINGER, 1982).

Como meio de se aprimorar a compactação de componentes magnéticos, desenvolvem-se técnicas para que indutores e transformadores compartilhem o mesmo núcleo. É demonstrado que é possível controlar conversores DC-DC por meio de PWM quando estes são alimentados por fontes de corrente. São desenvolvidos conversores chaveados capazes de operar a 10MHz (CUK, 1983; KUWABARA; SUZUKI, 1984; GOLDBERG; KASSAKIAN, 1985).

Logo no início da década de 1990 surgiram conversores DC-DC com potência de 100 kW aplicados no setor ferroviário. Conversores desenvolvidos exclusivamente com componentes de montagem em superfície são produzidos, atingindo densidade de potência de $1,83\text{W}/\text{cm}^3$ ($50\text{W}/\text{in}^3$). Desenvolvem-se conversores operando na faixa de micro-ondas, chaveando em 4.5GHz, para integração em microprocessadores. Surgem conversores totalmente integrados em um único chip. Conversores com saída programável surgiram em meados da mesma década (IIDA et. al., 1992; SAYANI, 1992; DJUKIC; MAKSIMOVIC, POPOVIC, 1999; IYENGAR; LIAKOPOULOS; AHN, 1999; POZAS et.al, 1995).

No final da década de 1990 já se encontravam consolidados blocos de tamanho padronizado para conversores DC/DC: o “full *brick*”, com dimensões

de 4,6" x 2,4" x 0,5" (16,8mm x 61,0mm x 12,7mm) e área maior de 11 polegadas quadradas (70,97cm²), e suas frações em potências de dois, relativas a área maior, até 32 avos. Transformadores piezoelétricos, derivados de osciladores a cristal, são propostos como alternativa a componentes magnéticos (FLANNERY et. al. 2000; SUNPOWER ELECTRONICS, 2014; DOSA, 2019; BOVE et.al., 2000).

Ao longo dos anos 2000, fabricantes de conversores DC/DC começaram a anunciar produtos para aplicação espacial com MTBF de 2584164 horas. Em contraponto, relatórios da NASA apontam problemas de qualidade em conversores de tecnologia híbrida (MODULAR DEVICES, 2005, PLANTE, 2003).

2.2. Falhas em conversores híbridos

As falhas em conversores híbridos podem ser classificadas em pelo menos uma, ou mais, das seguintes categorias:

Dispositivos Ativos;

Conexão de Fios;

Contaminação;

Substrato;

Selagem do Encapsulamento;

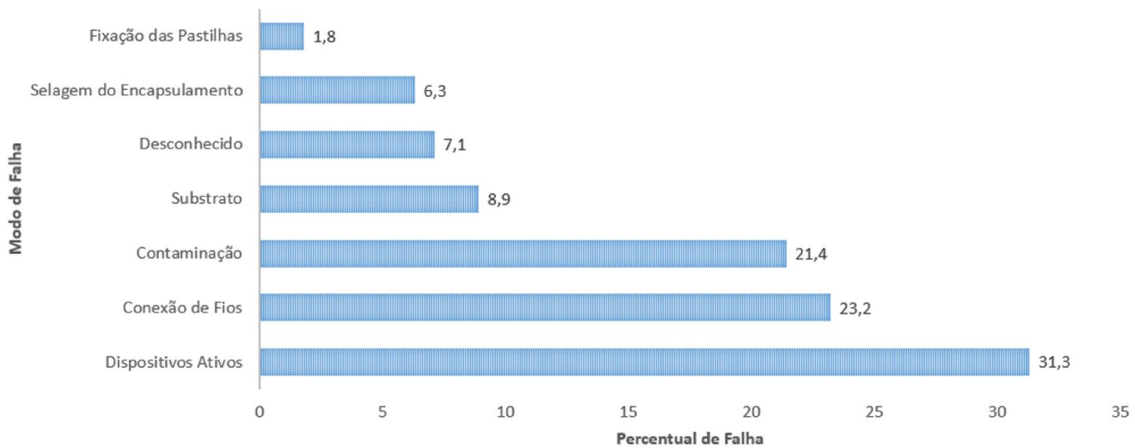
Fixação da Pastilha;

A Figura 2.1 apresenta as categorias de falhas de conversores híbridos e as suas frequências relativas, e a Figura 2.2 apresenta os pontos mais susceptíveis a falhas em um conversor híbrido (LICARI; ENLOW, 1988).

As falhas de dispositivos ativos estão associadas a eventos de mortalidade infantil do dispositivo e originam-se principalmente de componentes de

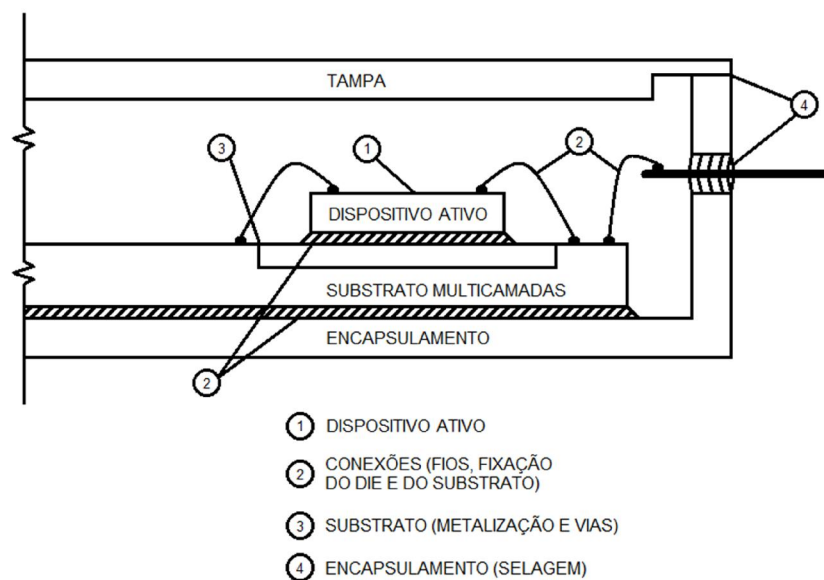
qualidade ruim ou marginal, falhas de inspeção, contaminação do componente, conexão frágil dos fios que servem a um determinado componente, falha no processo de fixação das pastilhas utilizadas.

Figura 2.1 – Modos de falha de conversores híbridos.



Fonte: Adaptado de Licari e Enlow (1988).

Figura 2.2 – Pontos de susceptibilidade a falhas em conversores híbridos.



Fonte: Adaptado de Licari e Enlow (1988).

As falhas de conexão advêm de problemas com o material da conexão ou com o substrato, para os quais devem ser previstos testes de resistência. Má fixação de componentes ou do substrato pode levar a falhas nas soldas dos componentes.

As falhas nos substratos são de natureza mecânica ou elétrica. Para o primeiro caso, destacam-se trincas, lascas e fraturas no substrato manufaturado, em geral devido à manipulação descuidada ou do substrato ter se submetido a altos níveis de tensões mecânicas. Falhas elétricas se devem a falhas de *layout*, com trilhas abertas ou curtos indevidos. Na tecnologia de filmes espessos é comum haver curto entre camadas de circuito através de furos no dielétrico utilizado. Outra falha comum é a ocorrência de alta resistência elétrica nas vias entre camadas, devido à metalização inadequada da via.

Falhas de encapsulamento se devem à reprovação em inspeção visual que tenha detectado falhas no chapeamento, por baixa espessura, espessura não uniforme ou pontos de falha na aplicação de deposição; falha nos selos de metal e vidro, em função de manipulação inadequada na manufatura dos terminais ou nos testes térmicos e mecânicos; falhas na hermeticidade dos selos da tampa do encapsulamento.

Falhas por contaminação são primariamente causadas por células da pele, óleos e sais excretados por seres humanos, que geram contaminantes particulados, orgânicos ou iônicos e em geral ocorrem durante a manipulação do dispositivo em manufatura. As janelas mais críticas de contaminação ocorrem na montagem, nos testes funcionais e durante o uso, já em campo (LICARI; ENLOW, 1988).

O NESC - NASA Engineering & Safety Center – realizou um estudo cobrindo 76 ocorrências em conversores DC/DC híbridos, ocorridas entre 1994 e 2007. Das falhas registradas, 44 são problemas de qualidade do produto, 13 são problemas de desempenho inferior ao indicado pelo fabricante e 19 de uso inseguro por comportamento mal caracterizado. O relatório realça que apesar

da alta incidência de problemas de qualidade, essa percepção não é totalmente verdadeira, pois problemas de má especificação ou subespecificação são significantes. Do mesmo modo o relatório afirma que há problemas de aplicação inadequada de conversores para uma dada função ou problemas de funcionalidade nos conversores indicados (PLANTE; SHUE, 2008).

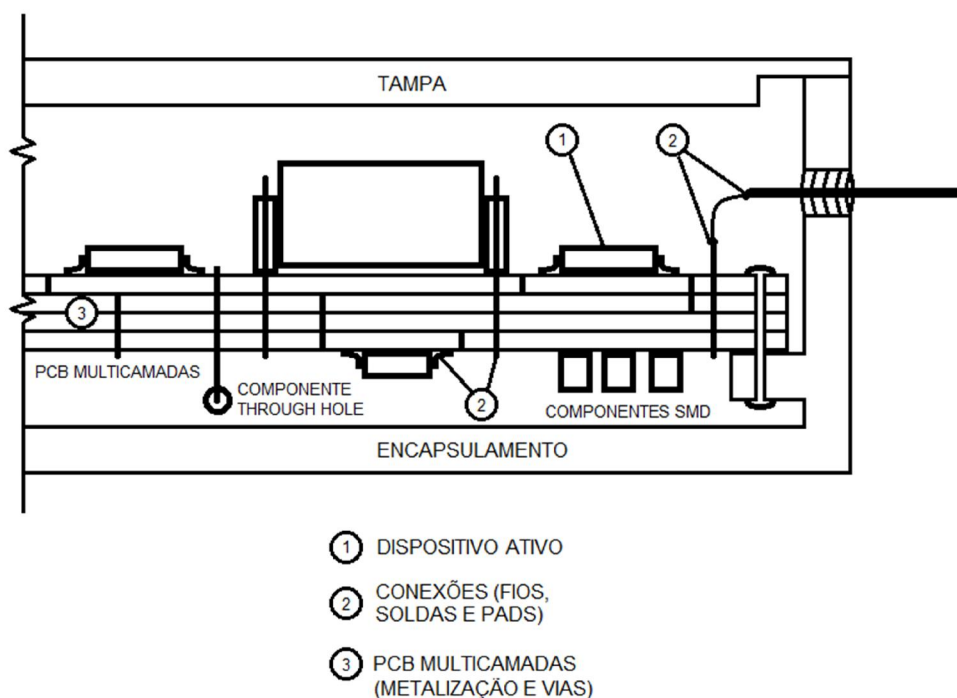
No programa espacial desenvolvido pelo INPE, observaram-se falhas em conversores híbridos aplicados nas missões CBERS-3 e CBERS-4, o que levou a um amplo esforço de substituição destes equipamentos por outros desenvolvidos em conjunto com a indústria nacional, com desempenho elétrico equivalente, porém de maior volume que os conversores originalmente propostos. Das falhas analisadas nos conversores adquiridos, a maioria se deu por problemas de manufatura (*workmanship*) e uma pequena parte devida a trinca de capacitores cerâmicos por fadiga mecânica induzida ou por ciclagem térmica ou em consequência de efeito piezoelétrico destes componentes.

2.3. Falhas em conversores compactos

Conversores compactos possuem modos de falhas diferentes dos de um conversor híbrido devido às diferenças no método de construção e dos componentes utilizados. A Figura 2.3 apresenta um croqui de um conversor compacto e alguns pontos de falha.

Conversores compactos possuem modos de falhas diferentes dos de um conversor híbrido devido às diferenças no método de construção e dos componentes utilizados. A Figura 2.3 apresenta um croqui de um conversor compacto e alguns pontos de falha.

Figura 2.3 – Pontos de susceptibilidade a falhas em conversores compactos.



Fonte: Produção do Autor.

As categorias de falha aplicáveis para um conversor compacto são:

Dispositivos Ativos;

Conexão de Componentes;

Contaminação;

Placa de Circuito Impresso;

Similarmente aos conversores híbridos, as falhas de dispositivos ativos estão associadas a eventos de mortalidade infantil do dispositivo, componentes de qualidade ruim ou marginal, falhas de inspeção.

As falhas de conexão se devem a problemas de soldas mal executadas ou soldas frias.

Em um conversor compacto, os componentes são montados sobre uma placa de circuito impresso ao invés de serem depositados em um substrato. As falhas também são de natureza mecânica ou elétrica. Para o primeiro caso, destacam-se delaminação das camadas da placa ou das trilhas durante processo de solda e trincas na placa. Falhas elétricas se devem a falhas de *layout*, com trilhas abertas ou curtos indevidos.

O encapsulamento não é um elemento crítico para conversores compactos, pois não há necessidade de se manter uma atmosfera controlada em seu interior como nos conversores híbridos.

Não há falhas em pastilhas semicondutoras pois estas não são utilizadas na montagem de conversores compactos. Os circuitos integrados utilizados não têm a pastilha exposta, pois são encapsulados em plástico, cerâmica ou metal.

Falhas por contaminação também são menos críticas, já que não há pastilhas expostas. A principal fonte de contaminação é a presença humana na montagem, por meio de células da pele, e óleos e sais excretados.

2.4. Efeitos da radiação espacial sobre componentes semicondutores

A incidência de radiação causa degradação paulatina das características dos dispositivos semicondutores embarcados, sendo necessário eventos de muito alta energia para gerar de imediato uma falha catastrófica (VAVILOV; UKHIN, 1977; BOUDENOT, 2007).

Componentes semicondutores são, em especial, susceptíveis à degradação por radiação, pois os danos estruturais causados pela sua incidência alteram as características físicas, propriedades e parâmetros elétricos dos dispositivos. Foram estudados os efeitos da radiação sobre diodos, transistores bipolares de junção, transistores de efeito de campo e acopladores ópticos (VAVILOV; UKHIN, 1977; BOUDENOT, 2007; CLAEYS; SIMOEN, 2002).

2.4.1. Constituição dos materiais semicondutores

O desempenho de um material semicondutor é profundamente afetado pelo seu grau de pureza, pela concentração dos elementos usados em sua dopagem e do número de defeitos presentes em sua rede cristalina. Estas propriedades determinam a condutividade elétrica e os portadores de carga que são dominantes no material. Esta última característica é utilizada para categorizar os diferentes tipos de materiais semicondutores. Os materiais tipo n são aqueles cujo cristal inicial é dopado com elementos que ao se integrar à estrutura cristalina mantém mais elétrons que os necessários para se conectar aos átomos vizinhos à sua posição no cristal. Com isso, pouca energia precisa ser fornecida para movê-los ao longo da estrutura cristalina e neste tipo de material, eles são os portadores majoritários. Já os materiais tipo p são aqueles cujo cristal inicial é dopado com elementos que ao se integrar à estrutura cristalina mantém menos elétrons que os necessários para se conectar aos átomos vizinhos a sua posição no cristal. Com isso, ao receberem energia, as lacunas eletrônicas na rede cristalina é que se movem ao longo do potencial elétrico aplicado, sendo elas os portadores majoritários deste material (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2013; SEDRA; SMITH, 2004).

As características dos dispositivos semicondutores, contudo, não dependem somente das características dos blocos de materiais que os compõem, mas também emergem da interface criada pela junção entre os diferentes tipos de materiais empregados, que incluem versões mais ou menos dopadas dos materiais n e p, materiais sem dopagem, metais que não apresentam semicondutividade, óxidos metálicos e outros isolantes (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2013; SEDRA; SMITH, 2004).

2.4.2. Interação da radiação com a matéria

Os efeitos primários da interação da radiação com matéria são a ionização no local de incidência, o deslocamento de átomos do local que ocupam na rede cristalina, a excitação dos átomos e de seus elétrons, sem deslocamento da rede cristalina e transmutação nuclear. Se a energia da radiação incidente for suficientemente alta, interações secundárias ocorrerão, já que os átomos e elétrons perturbados terão absorvido energia tal que seja suficiente para reproduzir em seus vizinhos na rede cristalina as perturbações que foram submetidos pela radiação na primeira interação (DIENES; VINEYARD, 1957).

O conjunto de perturbações arrolados determinam as características de elementos semicondutores, que, sob ambiente espacial, se mostram como degradação das características dos componentes. (VAVILOV; UKHIN, 1977; BOUDENOT, 2007). Destacam-se a seguir os efeitos da radiação sobre alguns dos componentes semicondutores:

Diodos – há aumento da corrente reversa, aumento da tensão zener, e conforme o tempo de irradiação, a perda das capacidades de retificação, se comportando como mero resistor de material semicondutor;

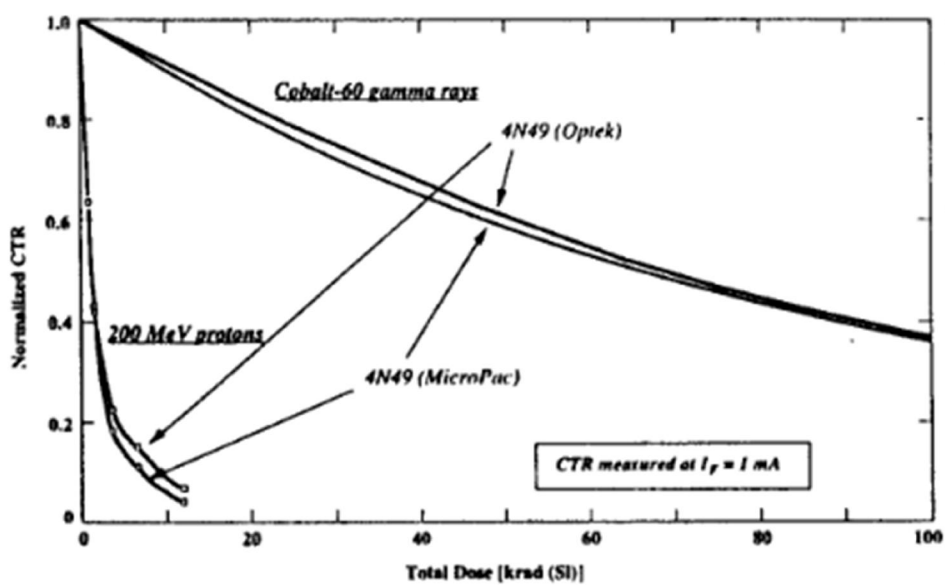
Transistores Bipolares de Junção – há redução do ganho de corrente β , aumento da corrente de polarização da base e, se a dose de radiação acumulada for suficientemente alta, alterações cristalinas que levam a perfuração da região de base, curto-circuitando coletor e emissor;

Transistores de Efeito de Campo – há aumento da resistência de canal, alteração na tensão de limiar, que varia conforme o tipo do substrato, a diminuição da velocidade de injeção de carga no “gate”, o que torna o disparo mais lento, e se a dose de radiação acumulada for suficientemente alta, deformação da estrutura cristalina a ponto de curto-circuitar dreno e fonte;

Acoplador Óptico – é composto de um LED que atua como fotoemissor, um fototransistor que atua como fotorreceptor e um meio de acoplamento óptico, cada um degradando à sua maneira, o que faz com que haja grande variabilidade no grau de degradação entre os diversos optoacopladores. Os LEDs, por serem diodos, sofrem as degradações típicas destes elementos, o que leva também a alterações na intensidade e frequência da luz emitida; o fototransistor, além da degradação típica, tem alterações em sua fotossensibilidade; o meio óptico que acopla o fotoemissor o fotorreceptor, sofre aumento de opacidade e alterações nos seu índices de absorção e refração de luz; combinados, estes efeitos se manifestam como deterioração no CTR ou “Current Transfer Ratio”, que é o ganho que o acoplador apresenta ao se efetuar a razão entre a corrente injetada nele e a corrente disponibilizada na saída.

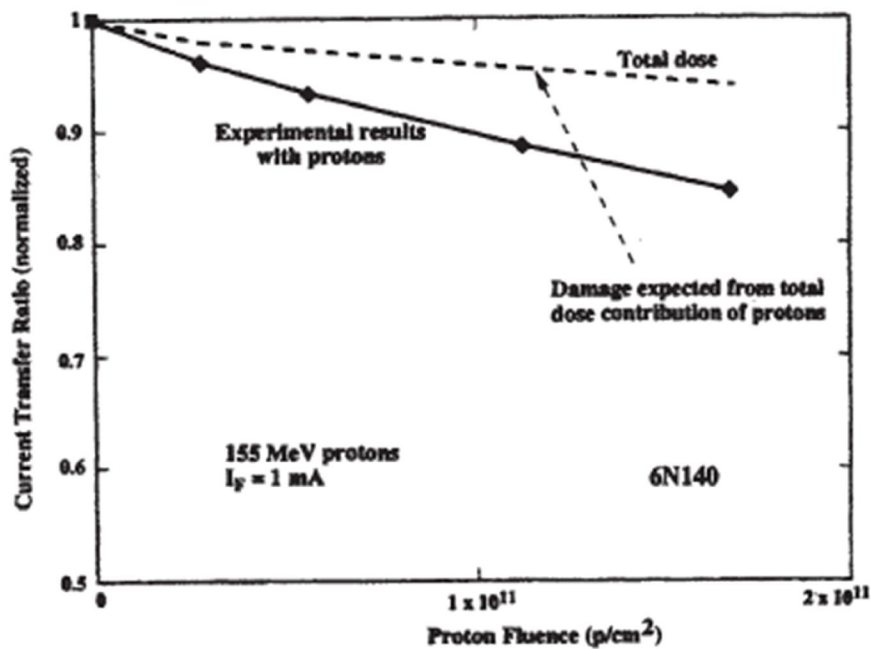
A severidade da degradação sofrida por um acoplador óptico varia conforme o tipo de radiação a que se encontra exposto. Testes utilizando radiação gama de Cobalto-60 indicam relativa imunidade a radiação. Testes de radiação com feixes de prótons de 200MeV apresentam severa degradação do CTR (JOHNSTON, 2019). A Figura 2.4 mostra o resultado destes testes para o optoacoplador 4N49. Outro teste com um feixe de prótons de 155MeV apresenta um nível bem inferior de degradação do CTR (CLAEYS; SIMOEN, 2002). A Figura 2.5 mostra o resultado deste teste para o optoacoplador 6N140.

Figura 2.4 – Testes de radiação para o optoacoplador 4N49.



Fonte: Produção do Autor.

Figura 2.5 – Teste de radiação para o optoacoplador 6N140.



Fonte: Produção do Autor.

2.5. Conversores com optoacopladores em missões espaciais

A interação entre a radiação espacial e optoacopladores aplicados em missões espaciais data da década de 1990, com o registro da degradação dos acopladores ópticos na missão TOPEX/Posseidon e dos primeiros registros de que eles são sujeitos a SETs – Single Event Transients, no Telescópio Espacial Hubble (LABEL et. al., 2000).

A experiência brasileira difere da internacional, com resultados bastante positivos. Os satélites CBERS-1, CBERS-2 e CBERS-2B possuíam, cada um, 48 módulos de potência, cada qual com um conversor DC/DC baseado em optoacopladores, totalizando 144 conversores que sobreviveram sem falhas durante o tempo de vida útil de dois anos projetado para estas missões. O satélite CBERS-4 possui 40 módulos de potência, cada qual com um conversor DC/DC baseado em optoacopladores que também sobreviveram sem falhas durante o tempo de vida útil de três anos projetado para esta missão. Todas as missões citadas superaram o tempo de vida previsto. Hoje apenas o CBERS-4 está ativo, anos após seu lançamento em 07/12/2014. Com isso tem-se registro de 184 conversores DC/DC baseados em acopladores ópticos operando em órbita baixa (INPE, 2019a, INPE 2019b, INPE, 2019c;, INPE, 2019d).

3 CONCEITOS BÁSICOS

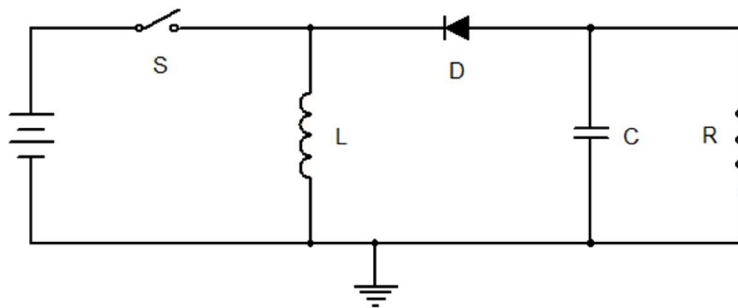
Este capítulo aborda o funcionamento de um conversor *flyback* por meio da analogia com um conversor *buck-boost*, aborda os modos de operação e suas características e apresenta brevemente algumas estratégias de controle que podem ser adotadas.

3.1. Conversores chaveados

3.1.1. Conversores buck-boost

O ponto de partida para o entendimento da topologia a ser utilizada neste trabalho será o conversor “Buck-Boost” apresentado na Figura 3.1. Trata-se de uma configuração inversora, em contraste com a configuração não inversora, que é a mera justaposição série de um conversor “buck” e um conversor “boost” (STMICROELECTRONICS, 2007).

Figura 3.1 - Conversor “Buck-Boost”.



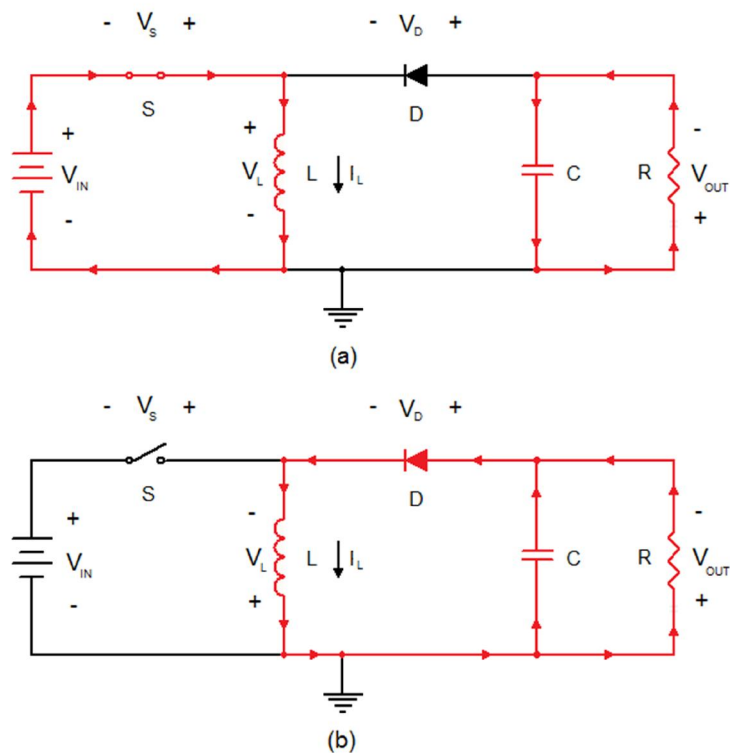
Fonte: Produção do Autor.

A análise do funcionamento deste circuito será feita considerando que o mesmo opere em regime permanente, assumindo constantes tanto a tensão de entrada quanto a de saída.

3.1.1.1. Modo de condução contínuo

Ao se fechar a chave S, o indutor será submetido à tensão de entrada e começará a armazenar energia, enquanto o capacitor se descarrega para atender à carga. Ao se abrir a chave, o indutor inverte sua polaridade para manter a corrente e transfere a energia que armazenava ao capacitor e para a carga, conforme Figura 3.2.

Figura 3.2 – Operação em modo contínuo do conversor “buck-boost”.



Tensões e correntes com a chave (a) fechada e (b) aberta.

Fonte: Produção do Autor.

A inversão de polaridade do indutor faz com que a tensão de saída assuma valores negativos em relação à referência. A Figura 3.3 apresenta a tensão e a corrente em função do tempo, às quais são submetidos alguns dos elementos do circuito.

$$i(t_{ON}) = i(0) + \frac{V_{IN}}{L} t_{ON} \quad (3.1)$$

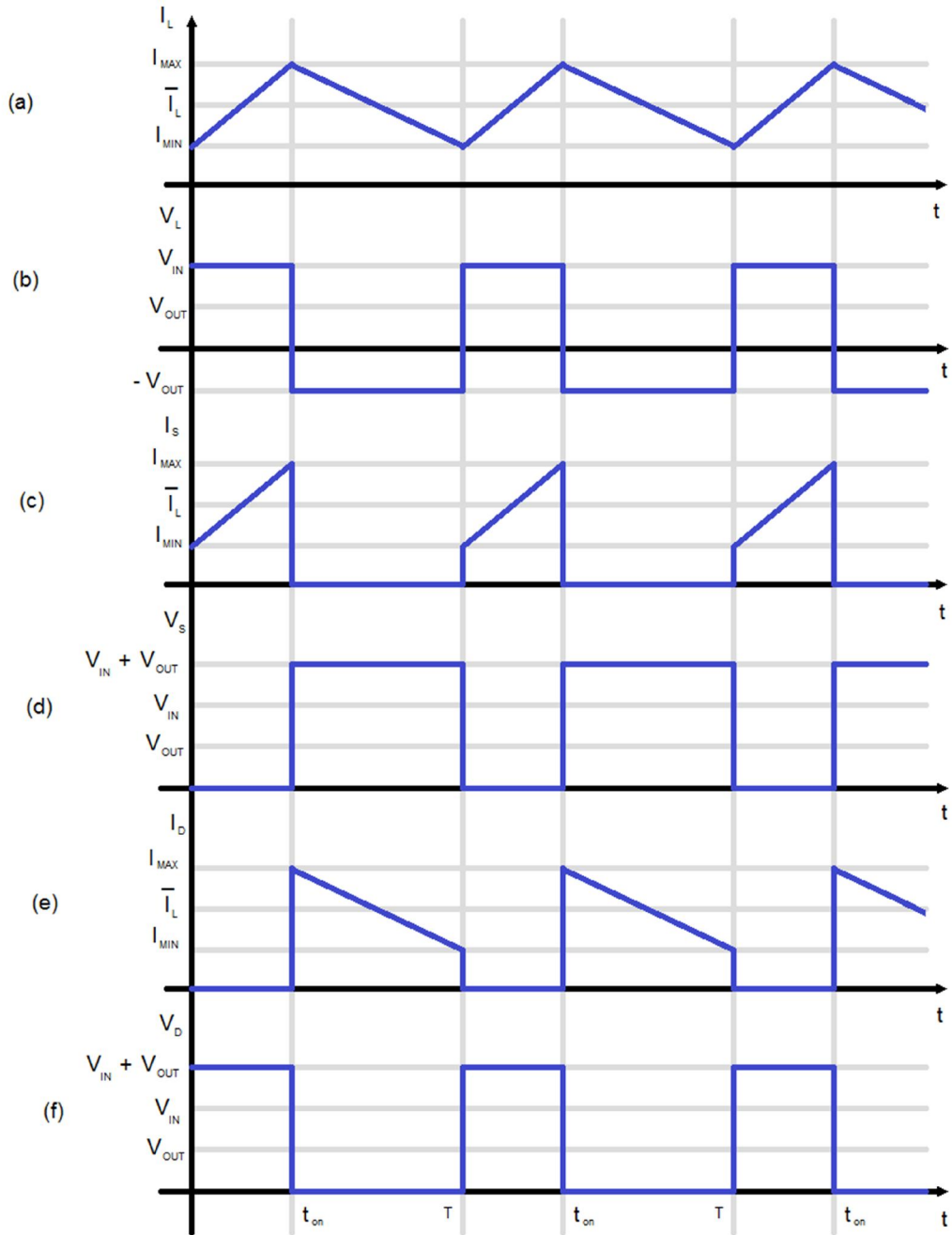
As Expressões 3.1 e 3.2 relacionam a tensão com a corrente no indutor:

$$i(T) = i(t_{ON}) + \frac{V_{OUT}}{L} (T - t_{ON}) \quad (3.2)$$

Em regime permanente, a condição final da corrente do indutor é igual à condição inicial ao longo de um ciclo de chaveamento. Em outras palavras, o balanço volts-segundos da curva “b” da Figura 3.3 é tal que a área sob essa curva no intervalo $(0; t_{ON})$ é igual à área sob a curva no intervalo $(t_{ON}; T)$. Na situação apresentada, temos o Modo Contínuo de operação, caracterizado pelo fato de o indutor não ter se descarregado completamente antes que se finalizasse um ciclo de chaveamento. Com isso se obtém a Expressão 3.3, onde D é denominado “duty cycle” e é definido com a razão entre o período em que a chave S está conduzindo e o ciclo total de operação do conversor.

$$V_{IN}DT = -V_{OUT}(1 - D)T \Rightarrow \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = -\frac{D}{1 - D} \quad (3.3)$$

Figura 3.3 – Formas de onda em um conversor “Buck-Boost” em modo contínuo.



(a) Corrente no indutor; (b) Tensão no indutor; (c) Corrente na chave; (d) Tensão sobre a chave; (e) Corrente no diodo; (f) Tensão sobre o diodo.

Fonte: Produção do Autor.

3.1.1.2. Modo de condução descontínuo

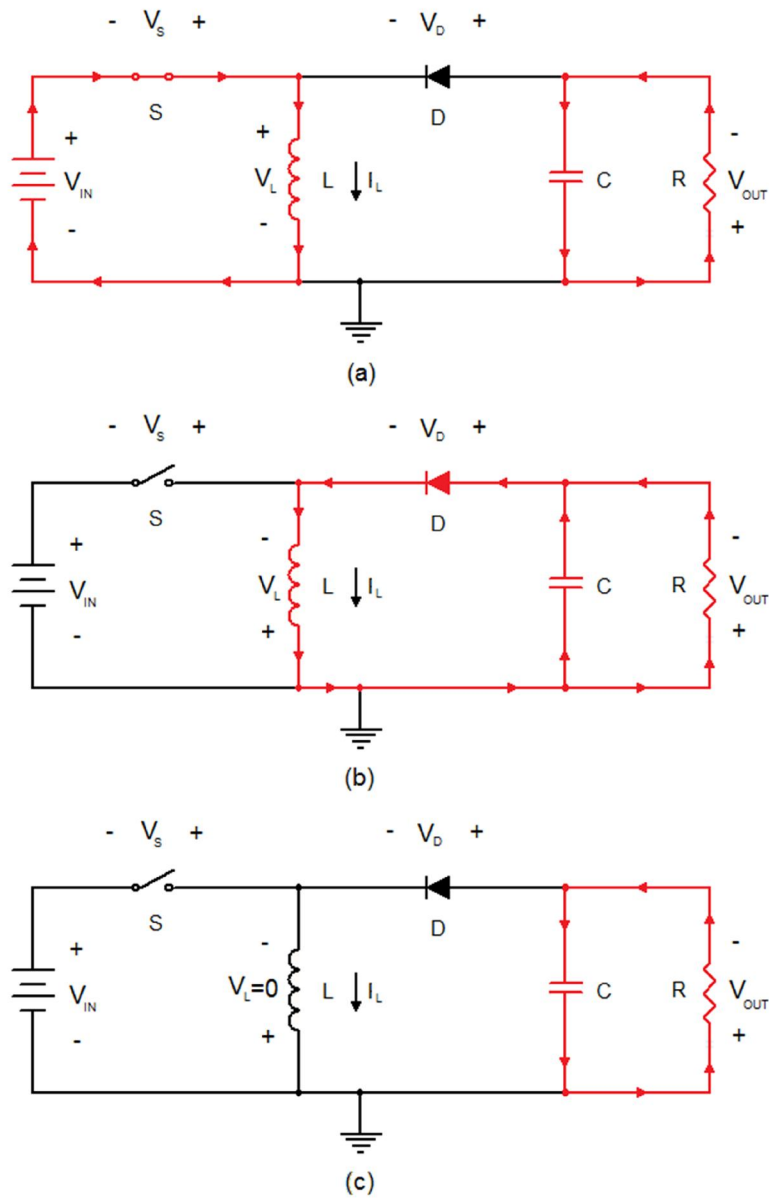
Similarmente à operação no modo contínuo, ao se fechar a chave S, o indutor será submetido à tensão de entrada e armazena energia, enquanto o capacitor atende à carga. Ao se abrir a chave, o indutor proverá a corrente necessária à carga e recarga do capacitor, também invertendo sua polaridade no processo. Contudo, o indutor é descarregado em um período de tempo inferior ao tempo em que a chave S leva para ser comutada novamente. Isso leva o circuito a um terceiro estado em que não há condução de corrente pela chave e pelo diodo. Esse período é denominado “idle”, já que não há participação de nenhum componente ativo. Os três intervalos de tempo são representados na Figura 3.4 (TEXAS INSTRUMENTS, 1999).

No caso de operação em Modo Descontínuo, a função de transferência, em regime permanente, que relaciona tensão de entrada e tensão de saída depende não somente do *duty-cycle* mas é também função da carga R, da indutância L e da frequência de chaveamento f . A função de transferência é dada por (ERICKSON, 2007):

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = D \sqrt{\frac{R}{2fL}} \quad (3.4)$$

A Figura 3.5 apresenta algumas das formas de onda de tensão e corrente.

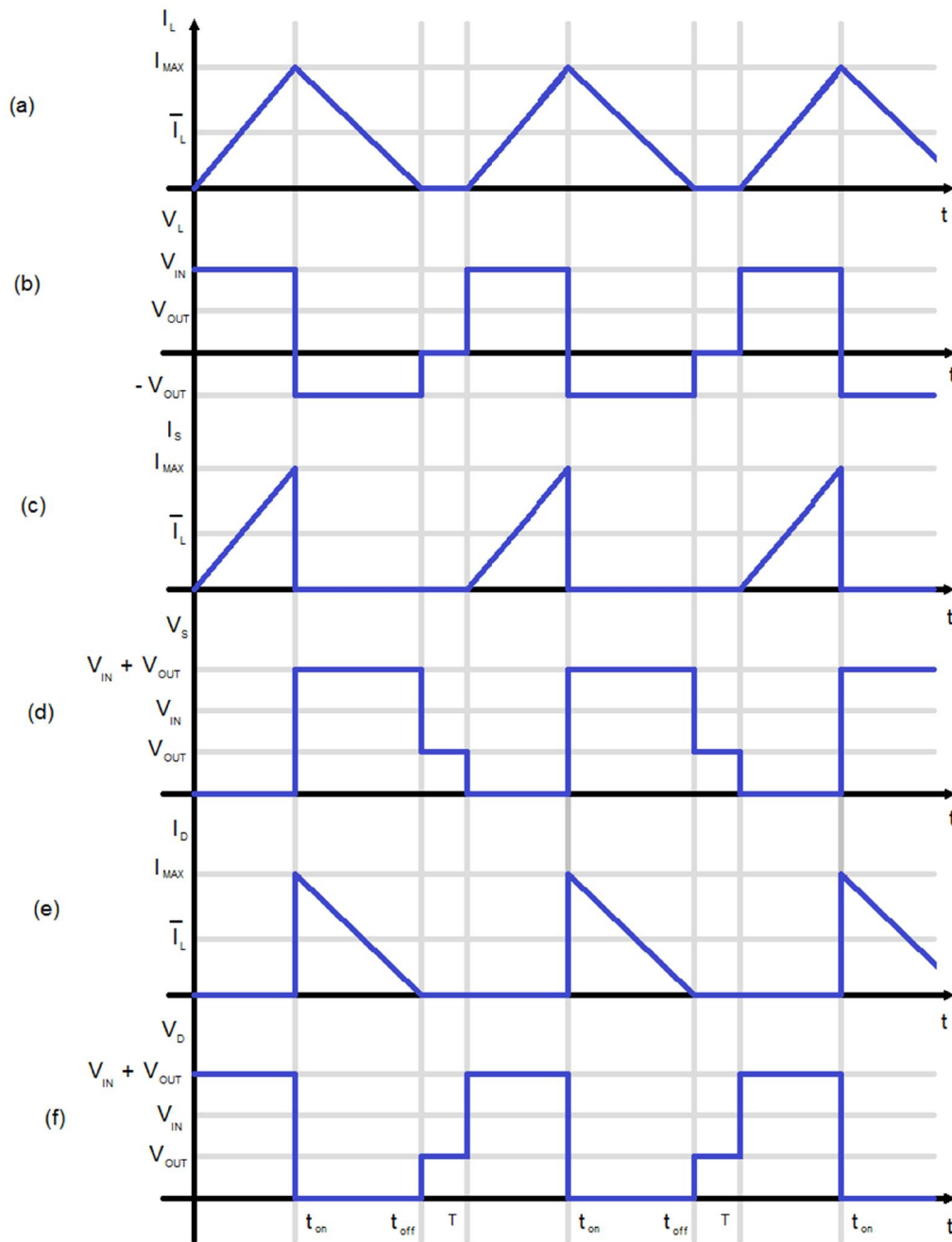
Figura 3.4 – Operação em modo descontínuo do conversor “Buck-Boost”.



Tensões e correntes com a chave (a) fechada e (b) aberta (c) período em “idle”.

Fonte: Produção do Autor.

Figura 3.5 – Formas de onda em um conversor “Buck-Boost” em modo descontinuo.



(a) Corrente no indutor; (b) Tensão no indutor; (c) Corrente na chave; (d) Tensão sobre a chave; (e) Corrente no diodo; (f) Tensão sobre o diodo.

Fonte: Produção do Autor.

3.1.2. Conversores flyback

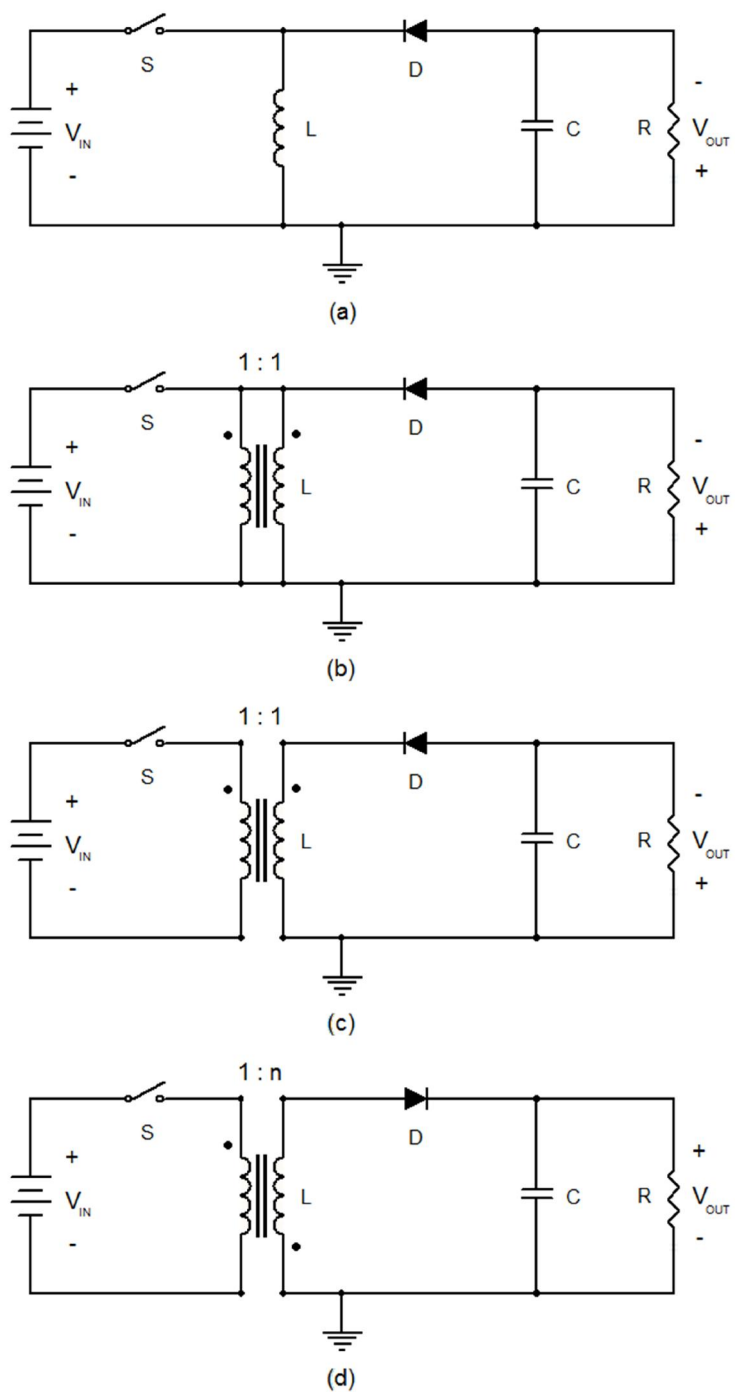
O conversor “flyback” pode ser derivado da topologia “Buck-Boost” conforme diagramado na Figura 3.6. Em (a), tem-se um conversor “Buck-Boost” conforme já apresentado. Em (b) o indutor é substituído por um par de indutores paralelos que compartilham um mesmo núcleo e polaridade. Dimensionando adequadamente tais indutores, o comportamento do circuito se mantém o mesmo. Em (c) a conexão elétrica entre os indutores é removida, mas devido ao núcleo comum, o circuito mantém sua operação. O conversor resultante já é de topologia “flyback”. Contudo, conforme (d), é possível explorar o acoplamento magnético como se fosse um transformador, e a partir da relação de espiras atingir os requisitos desejados, no caso apresentado, evitar a polaridade invertida que seria esperada em conversor “Buck-Boost”. Ressalta-se que o isolamento elétrico provido por esta topologia isola galvanicamente fonte e carga, o que é desejável na eventual ocorrência de falhas (UNIVERSITY OF COLORADO, 2014).

3.1.2.1. Modo de condução contínuo

Ao se fechar a chave S, o indutor do lado primário do transformador de “flyback” será submetido à tensão de entrada e começará a armazenar energia. O fluxo gerado no núcleo induzirá uma tensão no secundário, mas, em função do diodo, não haverá circulação de corrente. Neste momento o transformador se comporta como um simples indutor. Enquanto isso, o capacitor se descarrega para atender à carga.

Ao se abrir a chave, interrompe-se a corrente no lado primário. O indutor do primário para de conduzir corrente e inverte sua polaridade para manter o fluxo. Conseqüentemente, a tensão no secundário inverte de polaridade e com isso é capaz de levar o diodo à condução, o que leva à descarga da energia armazenada anteriormente no núcleo para o capacitor e para a carga, conforme a Figura 3.7. As formas de onda são apresentadas na Figura 3.8.

Figura 3.6 – Derivação da topologia “flyback” a partir da topologia “buck-boost”.

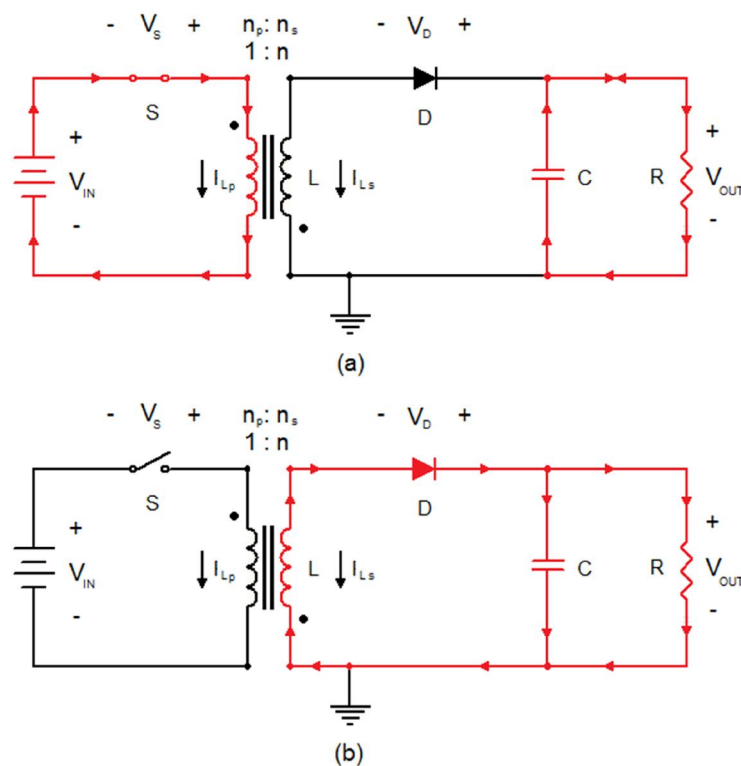


Fonte: Produção do Autor.

A razão entre a tensão de saída e a tensão de entrada é obtida pelo balanço volts-segundos derivado da relação entre tensão e corrente em um indutor, tomando em conta que se deve refletir todas as tensões no primário ou no secundário antes de se avaliar a condição de chaveamento.

$$V_{IN}DT = \frac{n_p}{n_s} V_{OUT}(1 - D)T \Rightarrow \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{n_s}{n_p} \frac{D}{1 - D} \quad (3.5)$$

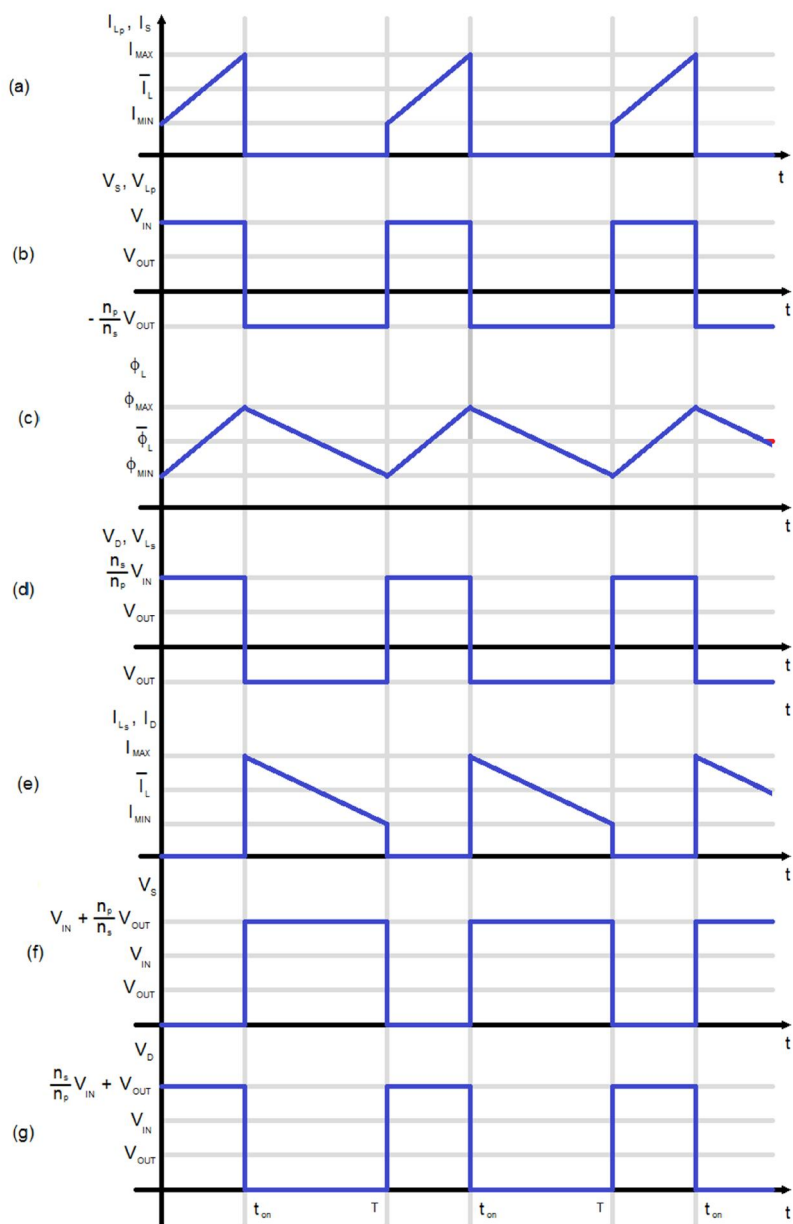
Figura 3.7 – Operação em modo contínuo do conversor “flyback”.



Tensões e correntes com a chave (a) fechada e (b) aberta.

Fonte: Produção do Autor.

Figura 3.8 – Formas de onda em um conversor “flyback” em modo contínuo.



(a) Corrente na chave e no enrolamento primário; (b) Tensão no enrolamento primário; (c) Fluxo magnético no núcleo; (d) Tensão no enrolamento secundário; (e) Corrente no diodo e no enrolamento secundário; (f) Tensão sobre a chave; (g) Tensão sobre o diodo.

Fonte: Produção do Autor.

3.1.2.2. Modo de condução descontínuo

A operação é análoga ao modo descontínuo de um conversor “Buck-Boost”: ao se fechar a chave S, o transformador/indutor será submetido à tensão de entrada e armazena energia, enquanto o capacitor atende à carga. Ao se abrir a chave, o colapso do fluxo magnético proverá a corrente necessária à carga e recarga do capacitor, com inversão da polaridade da tensão nos terminais do transformador. A descarga do núcleo ocorre em um período de tempo inferior ao tempo em que a chave S leva para ser comutada novamente, levando ao período de “idle”. A operação e as formas de onda são apresentadas respectivamente nas Figuras 3.9 e 3.10. A expressão que relaciona a tensão de entrada com a de saída é dada por (ERICKSON, 2007):

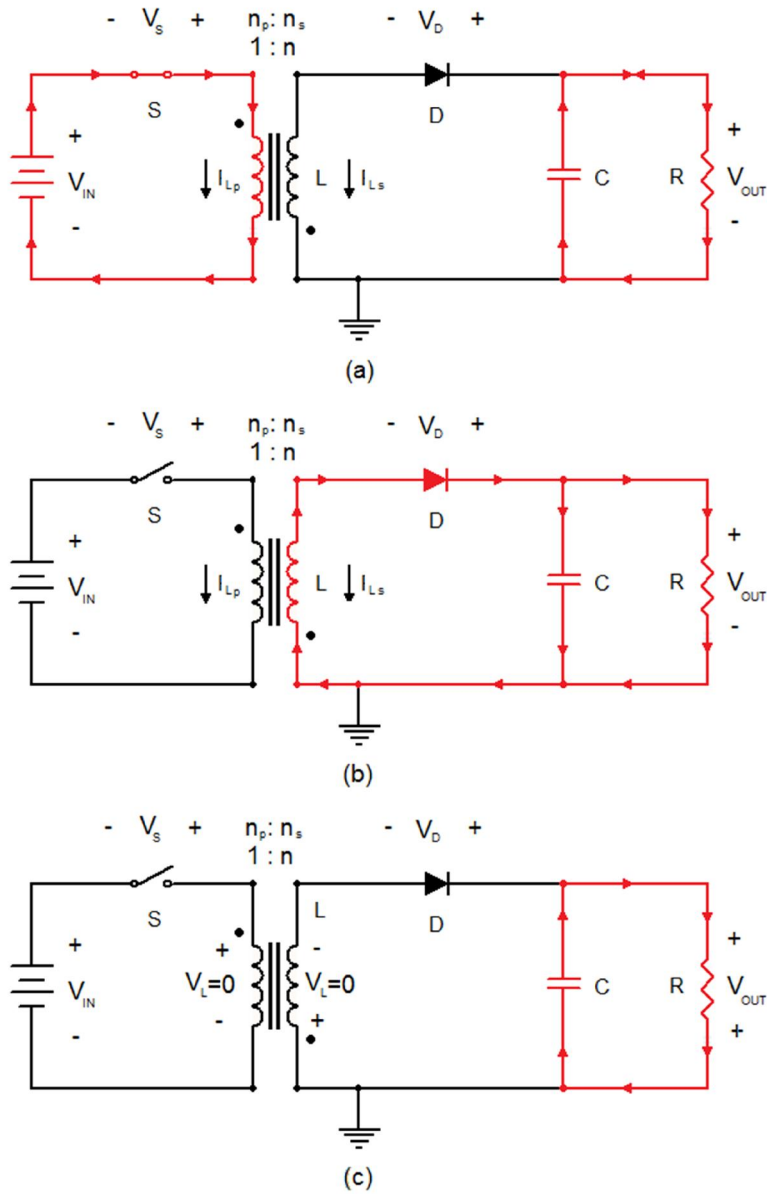
$$\frac{V_{IN}DT}{L} = \frac{n_p V_{OUT}\delta T}{n_s L} \Rightarrow \delta = \frac{n_s V_{IN}D}{n_p V_{OUT}} \quad (3.6)$$

$$I_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{R} = \frac{i_{is}}{2} \delta = \frac{1}{2} \frac{V_{IN}DT}{L} \left(\frac{n_s V_{IN}D}{n_p V_{OUT}} \right) = \frac{n_s V_{IN}^2 D^2 T}{n_p 2LV_{OUT}} \Rightarrow \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = D \sqrt{\frac{n_s R}{n_p 2fL}} \quad (3.7)$$

3.1.2.3. Limiar entre os modos de operação contínuo e descontínuo

Um ciclo de operação no modo descontínuo é a soma do período em que o indutor está carregando com o período em que o indutor está descarregando e com o período de “idle”. Isolando a fração de tempo em que o indutor está descarregando e fazendo o período em “idle” tender a zero, conforme Expressão 3.8, pode-se substituir a corrente de saída da Expressão 3.9 para obter as condições em que há o limiar entre os modos de operação contínuo e descontínuo:

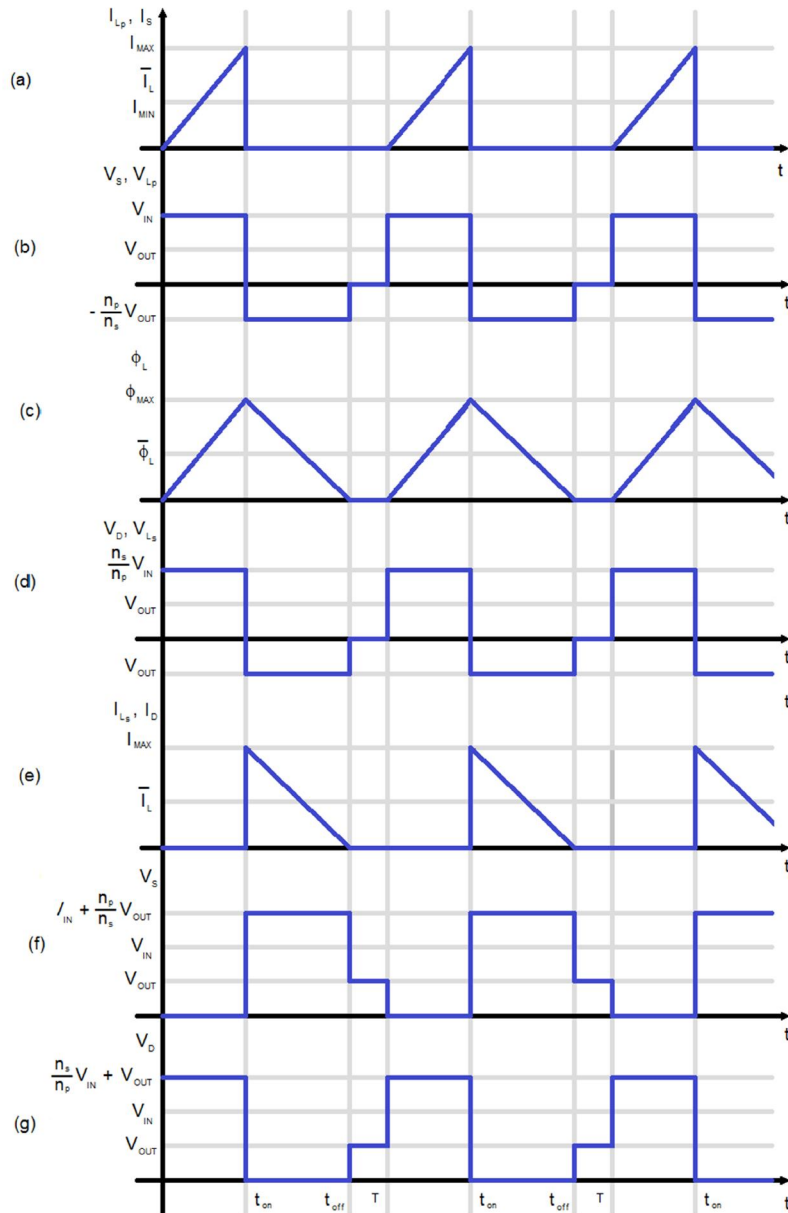
Figura 3.9 – Operação em modo descontinuo do conversor “flyback”.



Tensões e correntes com a chave (a) fechada e (b) aberta (c) período em “idle”.

Fonte: Produção do Autor.

Figura 3.10 – Formas de onda em um conversor “flyback” em modo descontinuo.



(a) Corrente na chave e no enrolamento primário; (b) Tensão no enrolamento primário; (c) Fluxo magnético no núcleo; (d) Tensão no enrolamento secundário; (e) Corrente no diodo e no enrolamento secundário; (f) Tensão sobre a chave; (g) Tensão sobre o diodo.

Fonte: Produção do Autor.

$$\delta T = T - DT - x_i T \Rightarrow \lim_{x_i \rightarrow 0} \delta = (1 - D) \quad (3.8)$$

Isolando $(1 - D)$ na Expressão 3.5 e substituindo em 3.9:

$$I_{OUT} = \frac{i_{ls}}{2} \delta \Rightarrow I_{OUTlim} = \frac{i_{ls}}{2} (1 - D) = \frac{n_p V_{IN} DT}{n_s 2L} (1 - D) \Rightarrow I_{OUTlim} = \frac{n_p V_{IN} (1 - D) D}{n_s 2fL} \quad (3.9)$$

$$I_{OUTlim} = \frac{n_p V_{IN} D}{n_s 2fL} \left(-\frac{n_s V_{IN}}{n_p V_{OUT}} D \right) = -\frac{V_{IN}^2 D^2}{V_{OUT} 2fL} \quad (3.10)$$

Em termos de potência:

$$P_{OUTlim} = \frac{V_{IN}^2}{2fL} D^2 \quad (3.11)$$

A Expressão 3.12 determina a maior impedância possível de alimentar sob o modo descontínuo, ou também, a mínima impedância necessária para que se opere em modo contínuo.

$$\frac{V_{OUT}^2}{R_{lim}} = \frac{V_{IN}^2}{2fL} D^2 \Rightarrow \frac{1}{R_{lim}} = \frac{1}{2fL} \frac{V_{IN}^2}{V_{OUT}^2} D^2 \Rightarrow R_{lim} = \frac{2fL D^2}{(1 - D)^2} \quad (3.12)$$

3.1.3. Não idealidades em um conversor “FLYBACK”

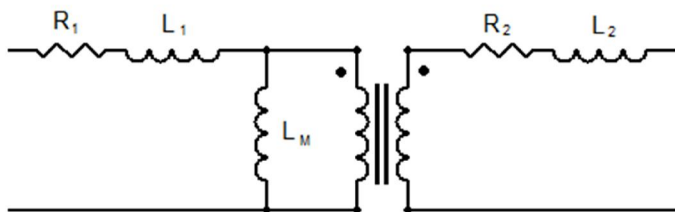
3.1.3.1. Transformador de ‘FLYBACK’

Idealmente, o transformador de ‘flyback’, converte a energia elétrica que lhe é injetada em energia magnética em seu núcleo, e a reconverte em energia elétrica para a carga. Essa ação equivale a uma indutância de magnetização cujos terminais possam ser conectados a uma fonte e a uma carga. Um núcleo não ideal dissipa parte da energia nele injetada seja por ação do realinhamento de seus domínios magnéticos, isto é, perdas por histerese, ou pela circulação de correntes (parasitas) de Foucault no material, já que este se encontra submetido a um fluxo magnético. Tais perdas são representáveis por uma resistência associada à indutância de magnetização, sendo habitualmente representada em paralelo à indutância. O transformador ideal assume que todo o fluxo gerado em um enrolamento é direcionado ao outro. Como a relutância magnética do núcleo não é infinita, parte do fluxo magnético circula fora dele e não excita o outro enrolamento. Esse fenômeno é representado por uma indutância de dispersão em cada enrolamento. Considerando que o material condutor de cada enrolamento também não é ideal, representam-se essas perdas por Efeito Joule como resistores em série com as indutâncias de dispersão. Conforme a frequência de operação, os efeitos das capacitâncias parasitas entre as espiras de cada enrolamento e entre os enrolamentos pode se tornar proeminente em relação aos efeitos indutivos. A Figura 3.11 apresenta o circuito equivalente de um transformador não ideal, onde R_1 é a resistência do enrolamento primário, R_2 é a resistência do enrolamento secundário, L_1 é a indutância de dispersão do enrolamento primário, L_2 é a indutância de dispersão do enrolamento secundário. Se as perdas no núcleo são pequenas, a resistência de magnetização não é representada. Os elementos de circuito que estejam em um enrolamento do transformador podem ser representados por elementos equivalentes ligados ao outro enrolamento multiplicando pelo quadrado da relação de transformação. A Figura 3.12 apresenta o circuito equivalente com os elementos parasitas dos

secundário referidos ao enrolamento primário: R'_2 é a resistência do enrolamento secundário referido ao primário e L'_2 é a indutância do enrolamento secundário referido ao primário. Como aproximação, o ramo magnetizante pode ser colocado após os componentes do secundário referidos ao secundário, e as resistências e indutâncias somadas. Na Figura 3.12 a resistência equivalente é representada por R_D e a indutância equivalente por L_P (FITZGERALD, 2003; POMÍLIO, 1997).

A presença das perdas dos enrolamentos altera a forma de onda de tensão sobre eles. A tensão aplicada sobre o ramo magnetizante não é mais constante, pois a corrente no indutor aumenta com tempo, o que eleva a queda de tensão sobre o resistor parasita do enrolamento, o que é representado na Figura 3.13. A tensão restante é dividida entre a indutância de dispersão e o ramo magnetizante. A presença de perdas no núcleo implica em uma maior corrente necessária à transferência de um pacote de energia (ERICKSON, 2007).

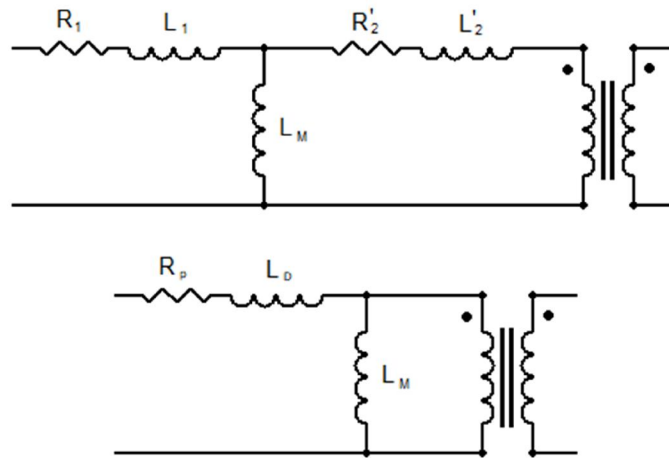
Figura 3.11 – Circuito equivalente de um transformador não-ideal.



O índice 1 indica parâmetros do enrolamento primário do transformador, o índice 2 indica parâmetros do enrolamento secundário, o índice M se refere ao ramo magnetizante.

Fonte: Adaptado de Pomílio (1997).

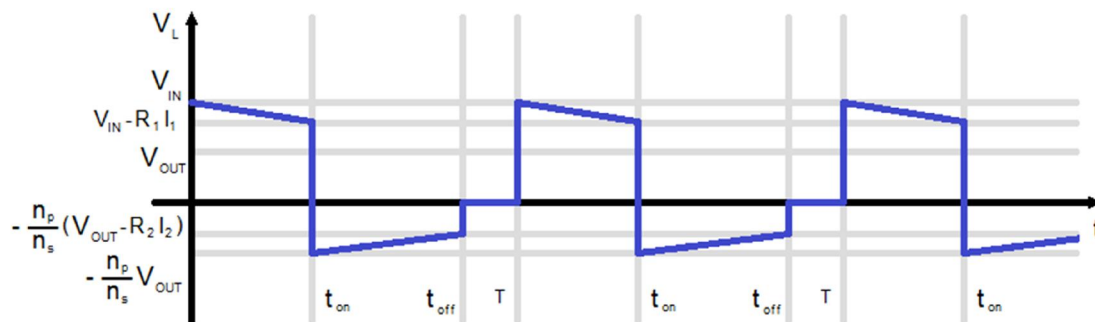
Figura 3.12 – Circuito equivalente de um transformador não-ideal referido ao primário.



O índice 1 indica parâmetros do enrolamento primário do transformador, o índice 2 indica parâmetros do enrolamento secundário, L_M é a indutância magnetizante, L_D é a indutância de dispersão equivalente e R_p é a resistência equivalente referida ao primário.

Fonte: Produção do Autor.

Figura 3.13 – Efeito da resistência do enrolamento na forma de onda de tensão do enrolamento primário.



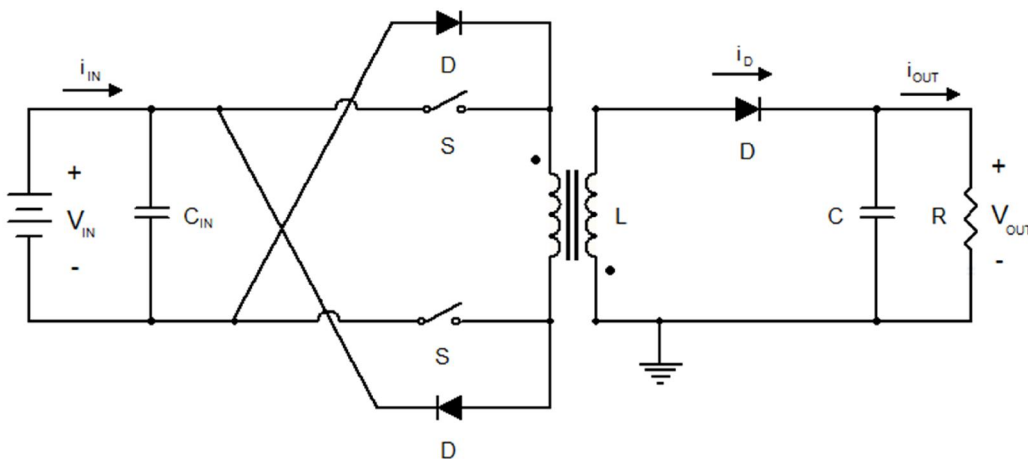
Os índices 1 e 'p' indicam elementos do enrolamento primário do transformador, os índices 2 e 's' indicam parâmetros do enrolamento secundário.

Fonte: Adaptado de Erickson (2007).

O conversor de topologia *flyback* discutido até o momento é o *flyback* de uma chave. No entanto, devido a não idealidades do transformador, o *flyback* de uma chave necessita de um circuito auxiliar para dissipar a energia armazenada na indutância de dispersão, o que diminui a eficiência do conversor. Uma solução para esse problema é a realização do conversor *flyback* com duas chaves, no qual, a energia que seria dissipada pelo circuito auxiliar, passa a ser regenerada e absorvida pela capacitância de entrada. Esse mecanismo será explicado detalhadamente a seguir.

A Figura 3.14 mostra o diagrama elétrico do *flyback* de duas chaves, juntamente com algumas das principais variáveis de interesse.

Figura 3.14 – Conversor *flyback* de duas chaves.



Fonte: Produção do Autor.

Considerando o modelo de transformador apresentado na Figura 3.12 e desprezando as perdas Ôhmicas, tem-se o circuito das Figuras 3.15, 3.16 e 3.18, onde é a indutância de dispersão. Para cada intervalo ou estado de chaveamento, o caminho destacado nas Figuras 3.15, 3.16 e 3.18 indicam, respectivamente, a circulação de corrente na topologia, definindo assim 3 estados para a condição limite entre DCM e CCM.

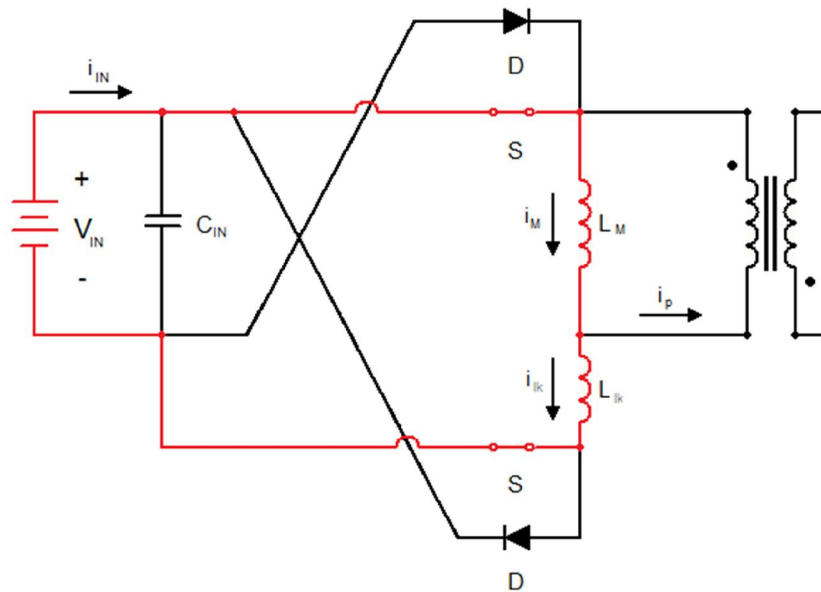
a) Estado 1 - Intervalo $[0; t_{0N}]$

$$i_{IN} = i_m = i_{Lk} \quad (3.13)$$

Neste intervalo tem-se que:

$$i_p = i_D = 0 \quad (3.14)$$

Figura 3.15 – Circulação de Corrente no conversor *flyback* no estado 1.



Fonte: Produção do Autor.

A corrente magnetizante cresce linearmente com declividade definida por:

$$\frac{\Delta i_m}{\Delta t} = \frac{v_{in}}{L_m + L_{lk}} \quad (3.15)$$

b) Estado 2 - Intervalo $[t_{ON}; t_{lk}]$

$$i_p = \frac{n_s}{n_p} i_D \quad (3.16)$$

Neste intervalo tem-se que:

$$i_{IN} = i_{lk} + i_p \quad (3.17)$$

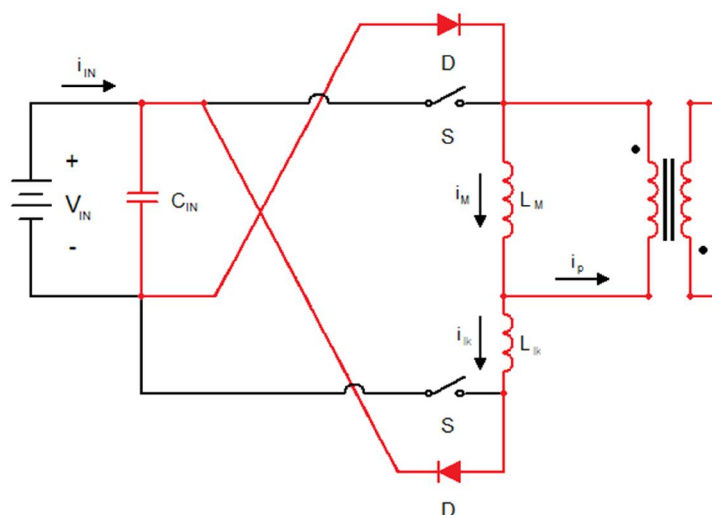
$$\frac{\Delta i_m}{\Delta t} = -\frac{1}{L_m} \frac{n_p}{n_s} v_{out} \quad (3.18)$$

A corrente magnetizante decresce linearmente com declividade definida por:

$$\frac{\Delta i_{lk}}{\Delta t} = -\frac{1}{L_{lk}} \left(v_{in} - \frac{n_p}{n_s} v_{out} \right) \quad (3.19)$$

A indutância de dispersão descarrega com declividade definida por:

Figura 3.16 – Circulação de Corrente no conversor flyback no estado 2.

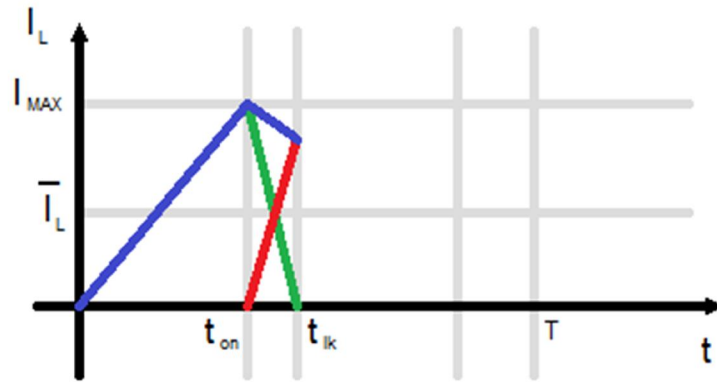


Fonte: Produção do Autor.

A corrente no primário do transformador ideal, tirada diretamente da Expressão 3.17 é reescrita na Expressão 3.20 e as formas de onda das correntes no modelo de transformador adotado são dadas pela Figura 3.17.

$$i_p = i_m - i_{lk} \quad (3.20)$$

Figura 3.17 – Correntes no primário até o final do estado 2.



Em azul tem-se a corrente na indutância magnetizante; em verde tem-se a corrente na indutância de dispersão; em vermelho tem-se a corrente no primário do transformador ideal.

Fonte: Produção do Autor.

A corrente no secundário não sobe instantaneamente devido ao efeito da indutância de dispersão.

c) Estado 3 - Intervalo $[t_{ik}; T]$

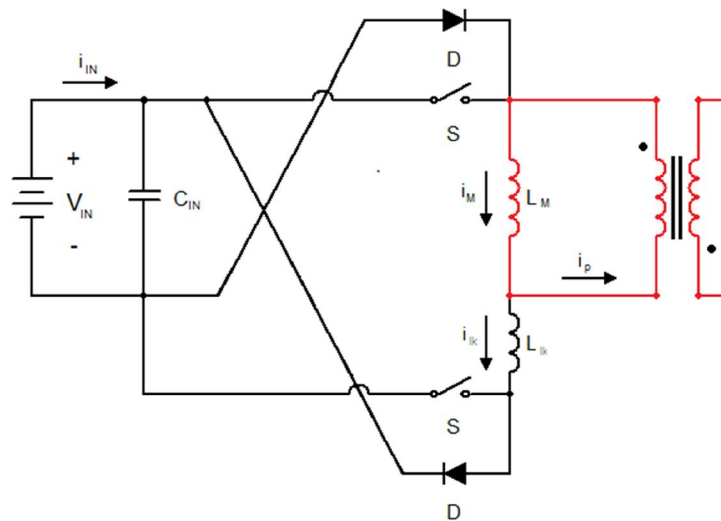
$$i_m = i_p = \frac{n_s}{n_p} i_D \quad (3.21)$$

Neste intervalo tem-se que:

$$i_{lk} = 0 \quad (3.22)$$

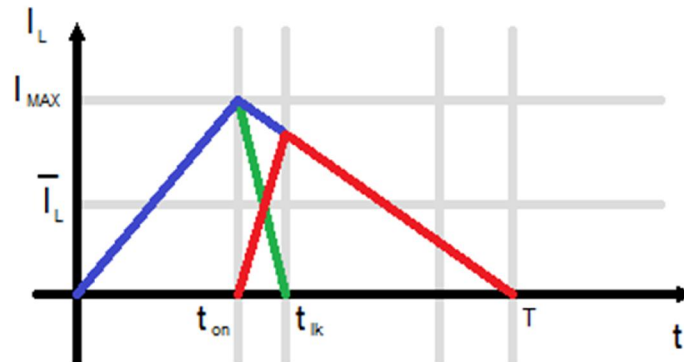
A indutância magnetizante continua descarregando com a mesma declividade definida no Estado 2. As formas de onda das correntes no modelo de transformador adotado são dadas pela Figura 3.19.

Figura 3.18 – Circulação de Corrente no conversor flyback no estado 3.



Fonte: Produção do Autor.

Figura 3.19 – Correntes no primário até o final do estado 3.



Em azul tem-se a corrente na indutância magnetizante; em verde tem-se a corrente na indutância de dispersão; em vermelho tem-se a corrente no primário do transformador ideal.

Fonte: Produção do Autor.

3.1.3.2. Chave

A chave S é implementada em um circuito com o uso de um transistor. Das várias tecnologias de fabricação existentes, dá-se preferência ao uso de FETs e IGBTs pois as perdas que eles apresentam são menores. Em condução, o elemento de chaveamento possui uma resistência interna e o processo de chaveamento em si não é instantâneo, o que também dissipa potência.

3.1.3.3. Diodo

O diodo do circuito “flyback” também é um elemento de chaveamento não ideal. Se a tensão de saída for suficientemente alta, a queda de tensão em condução pode ser considerada desprezível. Quando este não for o caso, costuma-se adotar como modelo de diodo aquele em que a tensão de polarização é constante independentemente do valor da corrente, se a carga a ser alimentada não alterar significativamente seu consumo com o tempo (TEXAS INSTRUMENTS, 1999).

3.2. Controle por pulse width modulation

O *duty cycle* será gerado por meio da técnica de “Pulse Width Modulation”, ou PWM, que consiste alterar a largura de um pulso em um sinal de frequência fixa, proporcionalmente a uma entrada, por meio de um circuito modulador. Um possível modulador é um comparador que compare um sinal, que serve de “clock”, em rampa a um outro sinal que assuma valores entre os extremos do sinal de rampa. O resultado é que a saída do comparador será pulsada, com o tempo de duração do pulso proporcional à entrada dada. Para sinais referenciados em zero, o “duty cycle” é dado pela Expressão 3.23, onde v é a tensão do sinal de entrada e V_T é a tensão máxima do sinal de rampa. Graficamente, a operação de um modulador PWM está ilustrada pela figura 3.20 (MOHAN, 1995).

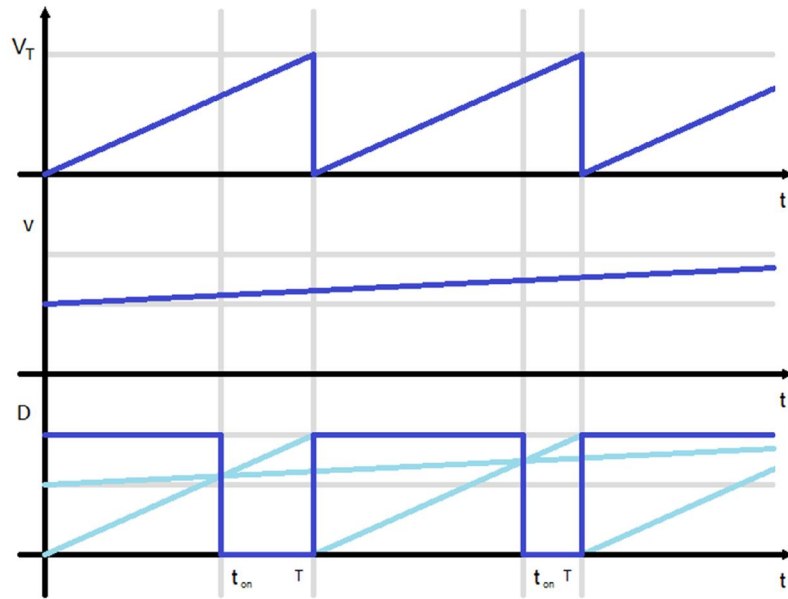
$$d = \frac{v}{V_T} \quad (3.23)$$

Dentre as possíveis estratégias de controle por PWM, destacar-se-ão duas: o “voltage mode control” e o “current mode control”.

3.2.1. Voltage mode control

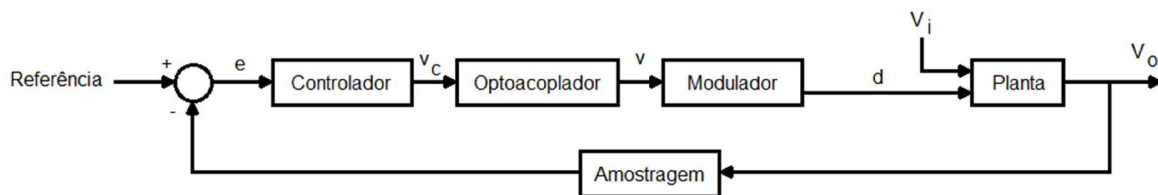
O “voltage mode control” consiste em um laço de realimentação que amostra a tensão de saída, compara com uma referência de tensão, alimenta o sinal de erro ao controlador, cuja saída é transferida do secundário do conversor para o primário, de modo a garantir isolamento galvânica. O opto-acoplador envia um sinal para o modulador PWM gerar um sinal que possua um “duty cycle” adequado para que a planta, ou seja, o circuito de potência, disponibilize a tensão desejada. A Figura 3.21 apresenta um diagrama de blocos para o “voltage mode control” (MITCHELL, 2002).

Figura 3.20 – Geração de um sinal PWM.



Fonte: Produção do Autor.

Figura 3.21 – Diagrama de blocos para o “voltage mode control”.



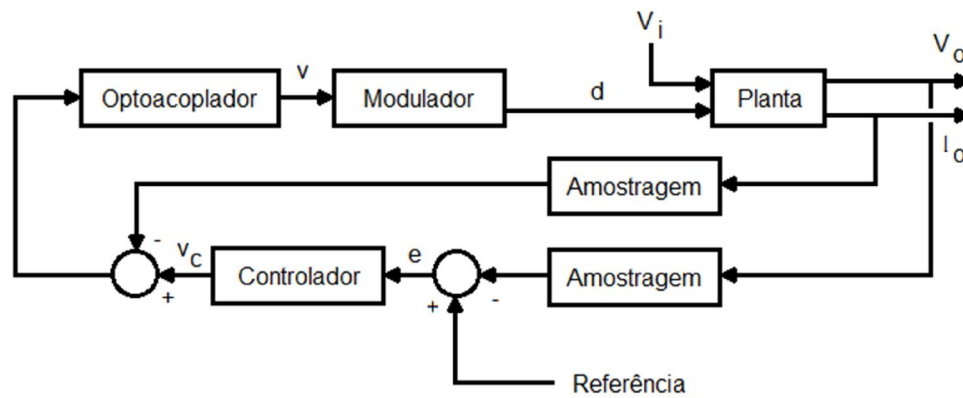
Fonte: Produção do Autor.

3.2.2. Current mode control

O “current mode control” consiste em um laço de realimentação similar ao “voltage mode control”, com um outro laço interno que amostra a corrente no

indutor da planta. O sinal PWM é gerado a partir da combinação da referência de tensão desejada mais o sinal derivado da corrente amostrada do indutor. Um laço de “current mode control” está ilustrado na Figura 3.22 (TANG, LEE e RIDLEY, 1992). Nessa configuração, o laço externo de tensão funciona como o gerador da referência para o laço interno de corrente.

Figura 3.22 – Diagrama de blocos do “current mode control”.



Fonte: Produção do Autor.

4 PROJETO DO CONVERSOR

Todo projeto tem como ponto de partida uma especificação que traduza as necessidades de um “stakeholder”. No caso do trabalho em questão, os requisitos apresentados a seguir são tais que atendam à demanda tanto de cargas úteis baseadas na Plataforma Multimissão (PMM), com barramento variado, quanto para o programa CBERS, com barramentos regulados. Não há perda de generalidade na escolha de uma única tensão, uma vez que ajustes simples podem ser feitos no projeto no intuito de se atender outras necessidades de regulação.

4.1. Especificação do conversor

A Tabela 4.1 sumariza a especificação do conversor:

Tabela 4.1 – Requisitos do conversor chaveado.

Requisito	Símbolo	Valor	Unidade
Tensão de entrada - mínimo	V _{min}	22	V
Tensão de entrada - máximo	V _{max}	36	V
Ripple Máximo	V _{rp}	1,0	%
Potência de saída	P _o	30	W
Eficiência	η	0,8	
Frequência de chaveamento	f	200	kHz
Tensão de saída	V _o	9	V
Margem de fase	MF	>45	graus

Fonte: Produção do Autor.

Para comparação, a Tabela 4.2 tem a especificação de um conversor disponível comercialmente:

Tabela 4.2 – Especificação de um conversor comercialmente disponível.

Requisito	Símbolo	Valor	Unidade
Tensão de entrada - mínimo	V _{min}	18	V
Tensão de entrada - máximo	V _{max}	50	V
Ripple Máximo	V _{rp}	0,8	%
Potência de saída	P _o	30	W
Eficiência	η	0,82	
Frequência de chaveamento	f	200	kHz
Tensão de saída	V _o	12	V

Fonte: Adaptado de MDI (2018).

4.2. Modelagem

Um diagrama de blocos clássico para controle de conversões DC/DC é o apresentado na Figura 3.21, uma vez que o “voltage control mode” será o modo de controle adotado para o conversor abordado neste trabalho. Cada bloco terá sua função de transferência modelada nos itens a seguir.

4.2.1. Planta

A obtenção da função de transferência exige as seguintes etapas:

1. Identificação dos estados da planta;

2. Determinação do efeito médio dos estados por meio do método “Space State Averaging”;
3. Linearização em torno do ponto de operação;
4. Descrição da função de transferência em termos matriciais e paramétricos;

Um conversor em modo de condução contínuo apresenta dois estados distintos de funcionamento: a) um estado corresponde ao período em que tem seu indutor carregado e outro, b) correspondente ao período em que ele é descarregado. A cada comutação o circuito altera sua estrutura, apresentada na Figura 4.1 para o conversor “flyback” ideal. Cada um dos estados pode então ser descrito matematicamente e submetido às condições iniciais a que se sujeitará o circuito. Como as formas de onda são contínuas, as condições finais de um dos intervalos de tempo devem ser consideradas como condições iniciais do próximo intervalo de tempo.

“SPACE STATE AVERAGING”

Para conversores chaveados que operam com uma frequência fixa de chaveamento, é possível modelar o comportamento conjunto da estrutura variável como um único modelo unificado dos estados distintos. Os estados considerados se alternam ao longo de um período de chaveamento, sendo possível provar que o comportamento médio do circuito ao longo deste período é análogo à média ponderada do comportamento de cada estrutura, em que o duty cycle funciona como o peso dessa média. As Equações 4.1 e 4.2 mostram o resultado de um conversor operando em modo de condução contínuo, onde $d = t_{ON}/T$ e $d' = 1 - d$ (MIDDLEBROOK; CUK, 1976; SPIAZZI, 2011).

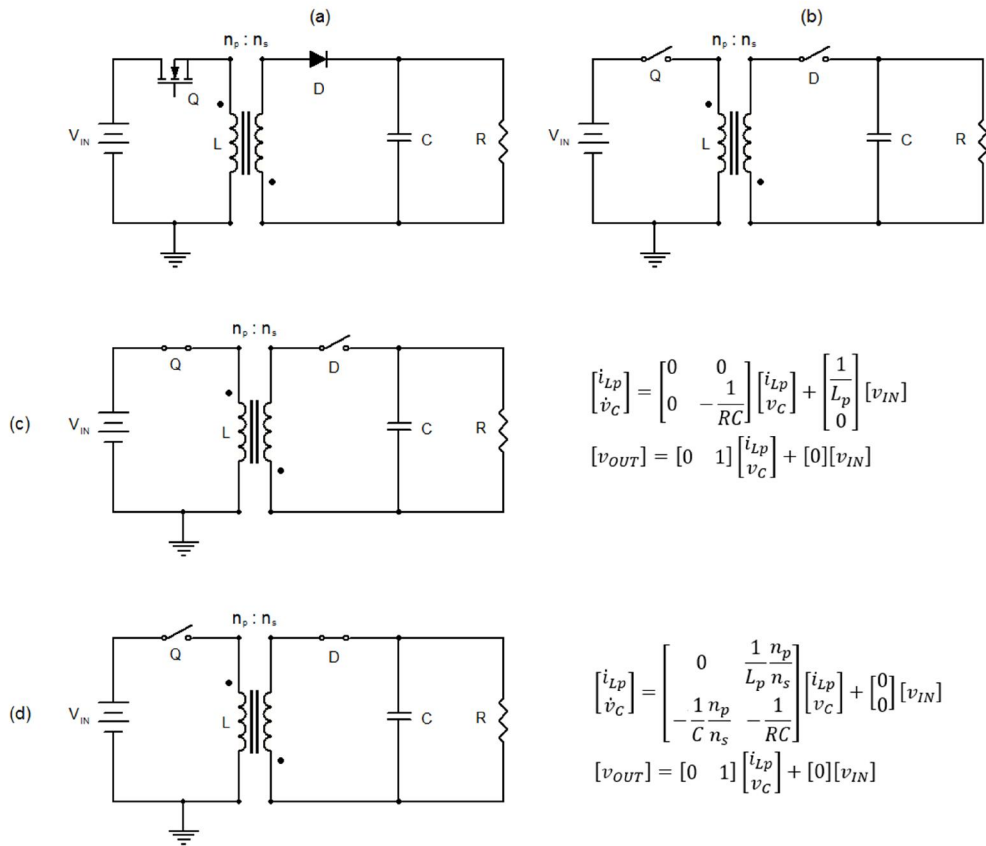
$$\bar{y} = C\bar{x} = [dC_1 + (1 - d')C_2]\bar{x} \quad (4.2)$$

$$\dot{\bar{x}} = A\bar{x} + Bu = [dA_1 + (1 - d)A_2]\bar{x} + [dB_1 + (1 - d)B_2]u \quad (4.1)$$

A Equação 4.3 mostra a expressão matricial da ponderação:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{Lp} \\ \dot{v}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{d' n_p}{L_p n_s} \\ -\frac{d' n_p}{C n_s} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_{Lp} \\ \bar{v}_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d \\ \frac{d}{L_p} \\ 0 \end{bmatrix} [v_{IN}] \quad (4.3)$$

Figura 4.1 – Modelo de um conversor *flyback* ideal.



(a) Conversor “flyback” com componentes eletrônicos; (b) Conversor “flyback” com elementos de chaveamento ideais; (c) Circuito correspondente a t_{ON} ; (d) Circuito correspondente a t_{OFF} .

Fonte: Produção do Autor.

MODELO AC DE PEQUENOS SINAIS

O modelo AC de pequenos sinais é obtido pela perturbação das variáveis em torno de um ponto de operação. Essas perturbações, consideradas como de pequenos sinais, permitirão a linearização do modelo unificado por “Averaging”. Uma vez finalizado esse processo, as funções de transferência desejadas podem ser obtidas.

O modelo de pequenos sinais considera que o transformador de flyback é ideal. Esta consideração é possível pois a indutância de dispersão não transfere energia para a carga e, por se adotar o conversor flyback de duas chaves, a energia será direcionada à fonte. Um capacitor posicionado na entrada do circuito recebe esta energia disponibilizando-a no próximo ciclo.

Aplicando as perturbações indicadas nas Equações 4.4 a 4.7 e desenvolvendo as equações de estado:

$$\bar{i}_{Lp} = \bar{I}_{Lp} + \hat{i}_{Lp} \quad (4.4)$$

$$\bar{v}_C = \bar{V}_C + \hat{v}_C \quad (4.5)$$

$$v_{IN} = V_{IN} + \hat{v}_{IN} \quad (4.6)$$

$$d = D + \hat{d} \quad (4.7)$$

$$\dot{\hat{i}}_{Lp} = \frac{n_p D'}{n_s L_p} \hat{v}_c + \frac{1}{L_p} \left(V_{IN} - \frac{n_p}{n_s} \bar{v}_c \right) \hat{d} + \frac{D}{L_p} \hat{v}_{IN} \quad (4.8)$$

$$\dot{\hat{v}}_c = -\frac{n_p D'}{n_s C} \hat{i}_{Lp} - \frac{1}{RC} \hat{v}_c + \frac{n_p \bar{I}_{Lp}}{n_s C} \hat{d} \quad (4.9)$$

$$\hat{v}_{OUT} = \hat{v}_c \quad (4.10)$$

$$\hat{i}_{OUT} = \frac{1}{R} \hat{v}_c \quad (4.11)$$

Matricialmente, têm-se as expressões 4.12 e 4.13.

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_{Lp} \\ \dot{\hat{v}}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{n_p D'}{n_s L_p} \\ -\frac{n_p D'}{n_s C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{Lp} \\ \hat{v}_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{D}{L_p} & \frac{1}{L_p} \left(V_{IN} - \frac{n_p}{n_s} \bar{v}_c \right) \\ 0 & \frac{n_p \bar{I}_{Lp}}{n_s C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{IN} \\ \hat{d} \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_{OUT} \\ \hat{i}_{OUT} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & \frac{1}{R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{Lp} \\ \hat{v}_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{IN} \\ \hat{d} \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

A partir das expressões matriciais é possível determinar a função de transferência entre o sinal de controle via *duty cycle* e a tensão de saída, resultando na Expressão 4.14.

$$G(s) = \frac{\frac{n_p}{n_s} \frac{1}{C} \bar{I}_{Lp} s - \frac{1}{L_p C} \frac{n_p}{n_s} D' V_{IN} + \frac{1}{L_p C} D' \bar{V}_C}{s^2 + \frac{1}{RC} s + \frac{1}{L_p C} \left(D' \frac{n_p}{n_s}\right)^2} \quad (4.14)$$

4.2.2. Modulador

O circuito integrado U3825 é um controlador PWM configurável para múltiplos modos de controle, com funções de proteção integradas. Neste projeto será utilizado como modulador PWM e como atuador sobre o circuito de potência, logo, não executará o controle do conversor. Operando neste modo será necessário dimensionar um capacitor e um resistor para determinação da frequência da rampa do PWM. Os demais componentes externos podem seguir os valores padrão sugeridos pelo fabricante do U3825 (TEXAS INSTRUMENTS, 2004).

Da Expressão 3.23 é possível determinar a função de transferência do bloco modulador. O resultado está na Expressão 4.15, onde d é o *duty cycle*, v é o sinal de entrada do modulador e V_T é a tensão máxima do sinal de rampa.

$$d = \frac{v}{V_T} \Rightarrow \frac{d}{v} = \frac{1}{V_T} \quad (4.15)$$

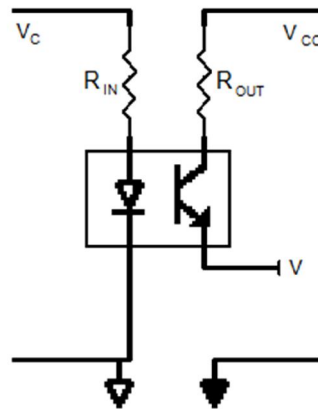
4.2.3. Optoacoplador

O acoplador óptico é, essencialmente, uma associação de um led com fototransistor. A intensidade de luz emitida pelo led é dependente da corrente injetada e a corrente emitida pelo fototransistor é dependente do total de luz incidente. O total de corrente transmitida desse modo é caracterizada pelo CTR

ou “current transfer ratio”, que varia com a temperatura de operação e com a corrente injetada no optoacoplador. A corrente injetada pode ser controlada por um resistor externo e a tensão de saída por um outro resistor, conforme apresentado pela Figura 4.2, resultando na relação entre tensão de saída e entrada expressa pela Equação 4.16 (UNITRODE, 1990)

$$\frac{v}{v_c} = -\frac{R_{OUT}}{R_{IN}} CTR \quad (4.16)$$

Figura 4.2 – Circuito Integrado do Optoacoplador e componentes externos.



Fonte: Produção do Autor.

4.2.4. Amostragem

O ganho k de amostragem é determinado por um divisor de tensão resistivo, que recebe em sua entrada o valor de tensão de saída do conversor e tem a sua tensão de saída levada ao bloco de controle. O valor de k é dado pela Expressão 4.17.

$$k = \frac{v_o}{v_i} = \frac{R_B}{R_A + R_B} \quad (4.17)$$

4.2.5. Controlador

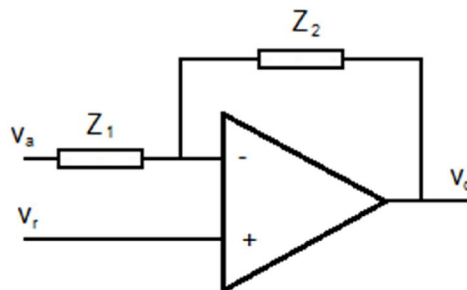
A função de transferência do controlador utilizado é dada pela Equação 4.18.

$$C(s) = K \frac{1}{s} \quad (4.18)$$

O controle proposto será implementado por meio de um amplificador operacional, esquematizado pela Figura 4.3 e com ganho dado pela Equação 4.19.

$$C(s) = -\frac{Z_2}{Z_1} \quad (4.19)$$

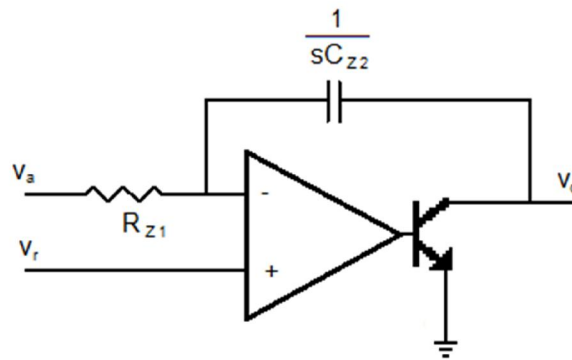
Figura 4.3 – Controlador implementado com amplificador operacional.



Fonte: Produção do Autor.

As impedâncias indicadas na Figura 4.3 podem assumir quaisquer valores desejados. Adotar-se-á Z_1 como um resistor R_{Z1} e Z_2 como um capacitor C_{Z2} . O resultado é o circuito mostrado na Figura 4.4 e a expressão do valor das impedâncias e do ganho do controlador é dado pelas Expressões 4.20 a 4.22.

Figura 4.4 – Controlador com os componentes explicitados.



Fonte: Produção do Autor.

$$Z_1 = R_{Z1} \quad (4.20)$$

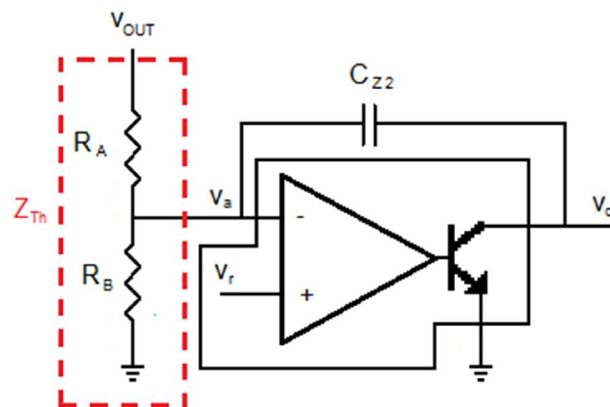
$$Z_2 = \frac{1}{sC_{Z2}} \quad (4.21)$$

$$C(s) = -\frac{1}{sR_{Z1}C_{Z2}} \quad (4.22)$$

Como o controlador necessita de uma referência de tensão estável, é conveniente o uso do circuito integrado TL431 que possui uma referência de tensão interna e é capaz de ser usado como controlador ao ligar a ele as impedâncias indicadas anteriormente.

A resistência R_{Z1} , devido ao modo que é feita a implementação eletrônica do circuito de controle, é uma composição das resistências de amostragem. Seu valor deve ser calculado por meio do teorema de Thèvenin aplicado aos resistores na entrada do TL431, conforme Figura 4.5. A impedância de Thèvenin é dada pela Expressão 4.23, que é o valor assumido por R_{Z1} , conforme a Expressão 4.24.

Figura 4.5 – Controlador implementado no conversor.



Fonte: Produção do Autor.

$$Z_{Th} = R_A // R_B = \frac{R_A R_B}{R_A + R_B} \quad (4.23)$$

$$R_{Z1} = Z_{Th} \quad (4.24)$$

4.2.6. Função de transferência de malha aberta e de malha fechada

A partir das funções de transferência de cada bloco é determinada a função de transferência direta, $T(s)$, dada pela Equação 4.25. O *feedback* H , anteriormente demonstrado pela Equação 4.17, é repetido na Equação 4.26. Têm-se então a função de transferência de malha aberta dada pela Equação 4.27 e a função de transferência de malha fechada, dada pela Equação 4.28.

$$T(s) = \frac{\frac{n_p}{n_s} \frac{1}{C} \bar{I}_{Lp} s - \frac{1}{L_p C} \frac{n_p}{n_s} D' V_{IN} + \left(\frac{n_p}{n_s}\right)^2 \frac{1}{L_p C} D' \bar{V}_c V_I \frac{R_{OUT}}{R_{IN}} CTR}{s^2 + \frac{1}{RC} s + \frac{1}{L_p C} \left(D' \frac{n_p}{n_s}\right)^2} \frac{1}{V_T} \quad (4.25)$$

$$H = \frac{R_B}{R_A + R_B} \quad (4.26)$$

$$\begin{aligned}
& T(s)H(s) \\
&= \frac{\frac{n_p}{n_s} \frac{1}{C} \bar{I}_{Lp} s - \frac{1}{L_p C} \frac{n_p}{n_s} D' V_{IN} + \left(\frac{n_p}{n_s}\right)^2 \frac{1}{L_p C} D' \bar{V}_C}{s^2 + \frac{1}{RC} s + \frac{1}{L_p C} \left(D' \frac{n_p}{n_s}\right)^2} \frac{V_I R_{OUT}}{V_T R_{IN}} CTR \frac{1}{s R_{Z1} C_{Z2}} \frac{R_B}{R_A + R_B} \quad (4.27)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \frac{T(s)}{1 + T(s)H(s)} = \\
&= \frac{\left[\frac{n_p}{n_s} \frac{1}{C} \bar{I}_{Lp} s - \frac{1}{L_p C} \frac{n_p}{n_s} D' V_{IN} + \left(\frac{n_p}{n_s}\right)^2 \frac{1}{L_p C} D' \bar{V}_C \right] (s R_{Z1} C_{Z2})}{\left[\left(s^2 + \frac{1}{RC} s + \frac{1}{L_p C} \left(D' \frac{n_p}{n_s} \right)^2 \right) (s R_{Z1} C_{Z2}) + \left(\frac{n_p}{n_s} \frac{1}{C} \bar{I}_{Lp} s - \frac{1}{L_p C} \frac{n_p}{n_s} D' V_{IN} + \left(\frac{n_p}{n_s}\right)^2 \frac{1}{L_p C} D' \bar{V}_C \right) \right] \frac{R_B}{R_A + R_B} \frac{V_I R_{OUT}}{V_T R_{IN}} CTR} \quad (4.28)
\end{aligned}$$

4.2.7. Limite de estabilidade

A definição do ganho do optoacoplador e de controladores com estrutura diferente da adotada exigem que o projetista determine alguns parâmetros. Como critério de decisão, adotou-se obter mais informações do comportamento do circuito pela aplicação do critério de Routh-Hurwitz. Para isso, necessita-se da equação característica do sistema em malha fechada. Da Expressão 4.29:

$$\begin{aligned}
EC &= (R_{Z1} C_{Z2}) s^3 + \left(\frac{R_{Z1} C_{Z2}}{RC} \right) s^2 + \\
&+ \left(\frac{R_{Z1} C_{Z2}}{L_p C} \left(D' \frac{n_p}{n_s} \right)^2 + \frac{n_p \bar{I}_{Lp}}{n_s C} \frac{R_B}{R_A + R_B} \frac{V_I R_{OUT}}{V_T R_{IN}} CTR \right) s \\
&+ \left(- \frac{D' V_{IN} n_p}{L_p C} \frac{R_B}{R_A + R_B} \frac{V_I R_2}{V_T R_1} + \left(\frac{n_p}{n_s} \right)^2 \frac{D' \bar{V}_C}{L_p C} \frac{R_B}{R_A + R_B} \frac{V_I}{V_T} \right) \frac{R_{OUT}}{R_{IN}} CTR
\end{aligned} \quad (4.29)$$

Fazendo:

$$a = R_{Z1} C_{Z2} \quad (4.30)$$

$$b = \frac{R_{Z1}C_{Z2}}{RC} \quad (4.31)$$

$$c = \frac{R_{Z1}C_{Z2}}{L_p C} \left(D' \frac{n_p}{n_s} \right)^2 \quad (4.32)$$

$$d = \frac{n_p \bar{I}_{Lp}}{n_s} \frac{R_B}{C} \frac{V_I}{R_A + R_B V_T} \quad (4.33)$$

$$\begin{aligned} e &= -\frac{D' V_{IN} n_p}{L_p C} \frac{R_B}{n_s} \frac{V_I}{R_A + R_B V_T} + \left(\frac{n_p}{n_s} \right)^2 \frac{D' \bar{V}_C}{L_p C} \frac{R_B}{R_A + R_B} \frac{V_I}{V_T} \\ &= \left(-V_{IN} + \bar{V}_C \frac{n_p}{n_s} \right) \frac{D'}{L_p C} \frac{n_p}{n_s} \frac{R_B}{R_A + R_B} \frac{V_I}{V_T} \end{aligned} \quad (4.34)$$

$$k = \frac{R_{OUT}}{R_{IN}} CTR \quad (4.35)$$

$$EC = as^3 + bs^2 + (c + dk)s + ek \quad (4.36)$$

Tem-se:

Com a equação característica, tabulam-se os coeficientes para a determinação da estabilidade do sistema, conforme apresentado na Tabela 4.3. Como condição para que todas as raízes estejam no semi-plano esquerdo do plano complexo, todos os coeficientes da equação característica devem ser positivos e a primeira coluna da tabela teve ter coeficientes positivos. Com isso, enumeram-se as condições indicadas nas Expressões 4.37 a 4.40.

Tabela 4.3 – Aplicação do Critério de Routh-Hurwitz.

s^3	a	$c + kd$
s^2	b	ke
s^1	$\frac{b(c + kd) - a(ke)}{b}$	0
s^0	ke	0

Fonte: Produção do Autor.

$$a > 0 \Rightarrow R_{Z1}C_{Z2} > 0 \tag{4.37}$$

$$b > 0 \Rightarrow \frac{R_{Z1}C_{Z2}}{RC} > 0 \tag{4.38}$$

$$ke > 0 \Rightarrow k > 0 \tag{4.39}$$

$$\frac{b(c + kd) - a(ke)}{b} > 0 \Rightarrow k > -\frac{bc}{bd - ae} \tag{4.40}$$

As condições definidas pelas Expressões 4.37 e 4.38 dependem apenas do valor de componentes eletrônicos, que são estritamente positivos, logo, ambas as condições são verdadeiras. As Expressões 3.39 e 3.40 definem limites para o ganho do bloco do optoacoplador.

4.3. Dimensionamento

4.3.1. Planta

O conversor deve ser dimensionado para funcionar no ponto de operação mais exigente, ou seja, fornecendo o máximo de potência, onde estará no limiar entre o CCM e o DCM, mantendo o valor de tensão de saída mesmo sob o menor valor admissível de tensão de entrada.

A máxima tensão refletida V_{RO} restringe o valor máximo que o “duty cycle” pode assumir, conforme indicado na Equação 4.41, onde d_{max} é o máximo *duty cycle* admissível e d_2 é a margem operacional do *duty cycle*:

$$1 - V_{RO} = \frac{d_{max}}{d_{max} + d_2} \quad (4.41)$$

No limiar entre os dois modos de operação, o denominador da Equação 4.41 é um, então, ao se adotar $V_{RO} = 10\%$, tem-se a Equação 4.42.

$$\frac{d_{max}}{d_2} = 1 - V_{RO} \Rightarrow \frac{d_{max}}{d_2} = 0,9 \quad (4.42)$$

Um ciclo é descrito pela Equação 4.43:

$$d_{max} + d_2 = 1 \Rightarrow d_{max} + \frac{d_{max}}{\frac{d_{max}}{d_2}} = 1 \Rightarrow \frac{d_{max} \frac{d_{max}}{d_2} + d_{max}}{\frac{d_{max}}{d_2}} = 1 \Rightarrow$$

$$\Rightarrow d_{max} \left(\frac{d_{max}}{d_2} + 1 \right) = \frac{d_{max}}{d_2} \Rightarrow d_{max} = \frac{\frac{d_{max}}{d_2}}{\frac{d_{max}}{d_2} + 1} \quad (4.43)$$

Considerando que a razão d_{max}/d_2 seja 0,9, tem-se o resultado da Equação 4.44.

$$d_{max} = \frac{0,9}{0,9 + 1} \Rightarrow d_{max} \cong 0,474 \quad (4.44)$$

Idealmente, na entrada do transformador de “flyback”, vale a Equação 4.45:

$$\frac{V_1}{V_{IN}} = \frac{D}{1 + D} \Rightarrow V_1 = \frac{D}{1 + D} V_{IN} \quad (4.45)$$

Substituindo o valor encontrado para o “duty cycle” máximo, tem-se a Equação 4.46:

$$V_1 = \frac{0,474}{1 + 0,474} \cdot 22 = 19,8V \quad (4.46)$$

A expressão que permite determinar o valor da indutância magnetizante é dada pela Equação 4.47, deduzida no Apêndice A.

$$L_M = \frac{D^2 V_{MIN}^2}{2 \frac{P_O}{\eta} f} = \frac{(0,474)^2 \cdot 22^2}{2 \cdot \frac{30}{0,8} \cdot 200000} = 7,24 \mu\text{H} \quad (4.47)$$

A relação de espiras entre o enrolamento primário e o enrolamento secundário é dada pela Equação 4.48:

$$\frac{n_s}{n_p} = \frac{V_1}{V_o} = \frac{9}{19,8} \cong 0,455 \quad (4.48)$$

A corrente de pico no primário é dada pela Equação 4.49:

$$I_{pkp} = \frac{dV_{MIN}}{L_M f} = \frac{0,474 \cdot 22}{7,24 \cdot 10^{-6} \cdot 200000} \cong 7,197\text{A} \quad (4.49)$$

A corrente no primário possui forma de onda similar a uma onda “dente de serra”. Seu valor RMS é dado pela Equação 4.50. A dedução desta expressão se encontra no Apêndice B.

$$I_{RMSp} = I_{pkp} \sqrt{\frac{d}{3}} = 7,197 \sqrt{\frac{0,474}{3}} \cong 2,86\text{A} \quad (4.50)$$

As correntes de pico e RMS no secundário são dadas respectivamente pela Equação 4.51 e pela Equação 4.52:

$$I_{pks} = I_{pkp} \frac{n_p}{n_s} = 7,197 \frac{1}{0,455} \cong 15,818A \quad (4.51)$$

$$I_{RMSs} = I_{pks} \sqrt{\frac{(1-d)}{3}} = 15,818 \sqrt{\frac{0,526}{3}} \cong 6,62A \quad (4.52)$$

Os capacitores de saída e de entrada devem ser tais que o “ripple” de tensão seja de 1%, o que se traduz em 9mV na tensão de saída e 22mV na tensão de entrada. A Expressão 4.53 permite calcular estas capacitâncias. Seus valores estão, respectivamente, apresentados nas Expressões 4.54 e 4.55. A carga máxima é dada pela Equação 4.56. O dimensionamento dos condutores e do núcleo do indutor é apresentado no Apêndice C.

$$C = \frac{I_{RMS}}{8f\Delta V} \quad (4.53)$$

$$C = \frac{6,62}{8 \cdot 200 \cdot 0,009} \approx 460\mu F \Rightarrow 470\mu F \quad (4.54)$$

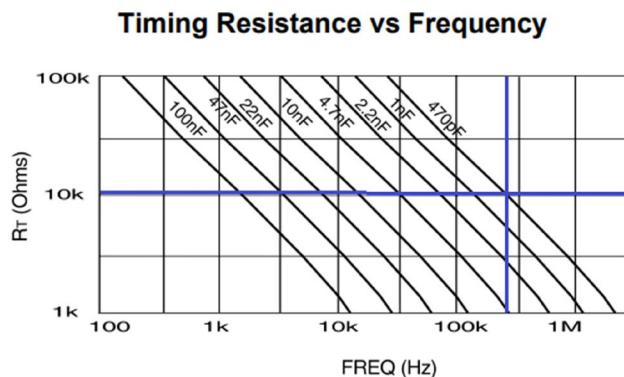
$$C_{IN} = \frac{2,86}{8 \cdot 200 \cdot 0,022} \approx 81\mu F \Rightarrow 82\mu F \quad (4.55)$$

$$R = \frac{V_{OUT}^2}{P_{OUT}} = \frac{81}{30} = 2,7\Omega \quad (4.56)$$

4.3.2. Modulador

O circuito de potência foi dimensionado para operar na frequência de 200 kHz, com isso, o oscilador do PWM deverá trabalhar com uma rampa gerada com o dobro desta frequência, devido ao modo que o *driver* do U3825 é ligado aos transistores. A folha de dados do fabricante do U3825 possui o diagrama da Figura 4.6 para determinar graficamente a frequência de operação. Impondo que $C_T = 470pF$, segue que $R_T \approx 10k\Omega$. Para que seja possível ajustar a frequência de maneira mais fina, será usado um “trimpot” de $10k\Omega$.

Figura 4.6 – Determinação da frequência de operação do PWM.



Fonte: Adaptado de Texas Instruments(2004).

Para este circuito integrado, o ganho de modulação é:

$$\frac{1}{V_T} = \frac{1}{1,8} \approx 0,556 \quad (4.57)$$

Nota-se, da Figura 4.6, que o U3825 é capaz de operar em frequências superiores à frequência que foi adotada. Na primeira iteração deste projeto, a frequência de chaveamento escolhida foi de 400kHz, com a saída do modulador oscilando a 800kHz. Contudo, os *drivers* adotados para acionar os transistores de potência atenuavam muito o sinal de chaveamento, impedindo o acionamento adequado dos MOSFETs. Com isso, optou-se por utilizar uma frequência mais baixa, que permitiu a adoção dos drivers disponíveis, e que também permitiu utilizar o mesmo núcleo escolhido para implementar o indutor.

4.3.3. Amostragem

O TL431 possui uma referência interna de tensão. De acordo com o fabricante, o valor dessa referência é de 2,495V. A expressão 4.60 fornece o ganho de amostragem. Adotando $R_B = 9,1k\Omega$, tem-se:

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{R_B}{R_A + R_B} = \frac{2,495}{9} \approx 0,277 \quad (4.58)$$

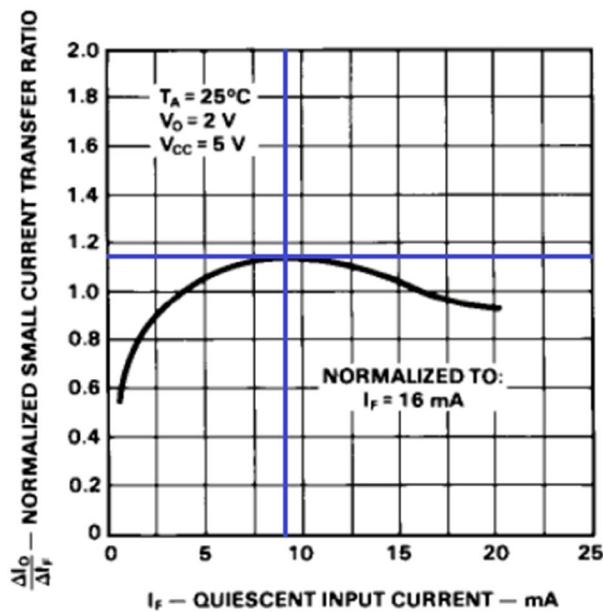
$$R_A = \left(\frac{v_i}{v_o} - 1\right) R_B = \left(\frac{9}{2,495} - 1\right) 9100 = (3,607 - 1) 9100 \approx 23726 \quad (4.59)$$

O valor comercial mais próximo leva a escolher $R_A = 24k\Omega$.

4.3.4. Optoacoplador

Com o conhecimento de que haverá degradação do CTR ao longo do tempo, deseja-se que este assuma o valor mais alto possível no início de vida. Para o optoacoplador HCPL-550K, a folha de dados possui o diagrama da Figura 4.7 para determinar graficamente o valor do CTR.

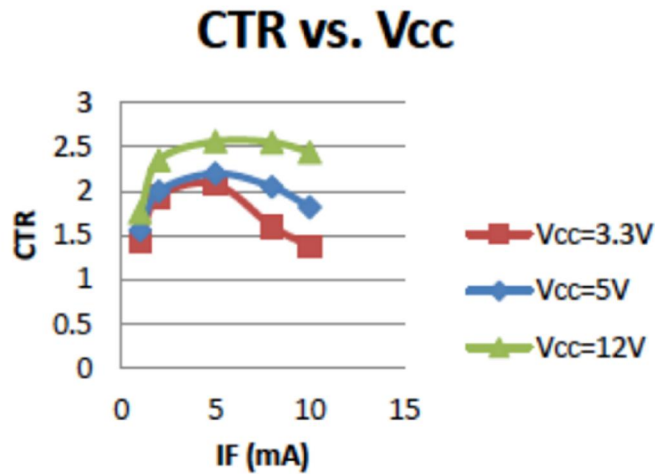
Figura 4.7 – Determinação do CTR do acoplador óptico.



Fonte: Adaptado de Hewlett Packard, (2017).

Notar que a Figura 4.7 fornece os dados apenas para quando o optoacoplador é energizado com 5V, apesar da especificação máxima de alimentação ser de 18V. O mesmo acontece com outros fabricantes: o CTR é especificado apenas para uma única tensão de trabalho. O valor do CTR sofre alteração com a alimentação, conforme exemplificado na Figura 4.8.

Figura 4.8 – Alteração do CTR com a tensão de energização.



Fonte: California Eastern Laboratories (2015).

A Figura 4.8 mostra que, aumentando a tensão de alimentação, aumenta-se o CTR. Com os dados apresentados pelo fabricante não é possível extrapolar os valores e com isso se adota o maior valor de CTR indicado na Figura 4.7. Com isso o CTR será de 1,1 vez o CTR normalizado para uma corrente de 9mA. A queda de tensão no led para 9 mA é de cerca de 1,5V. Então:

$$R_{IN} = \frac{9 - 1,5}{0,009} \approx 833\Omega \quad (4.60)$$

O valor comercial mais próximo leva à escolha de $R_{IN} = 820\Omega$. Dos limites de estabilidade impostos pelas Equações 4.39 e 4.40, tem-se respectivamente os limites das Equações 4.63 e 4.64:

$$k > 0 \quad (4.61)$$

$$k > -2,48 \cdot 10^{-5} \quad (4.62)$$

O valor de k é estritamente positivo, logo, qualquer valor de R_{OUT} atende a ambas as condições. Com isso, adotou-se $R_{OUT} = 1k\Omega$. Pela folha de dados do HCPL-550K, o CTR de referência é de 0,2. A Expressão 4.63 avalia o valor de k para o R_{OUT} escolhido.

$$k = \frac{R_{OUT}}{R_{IN}} CTR \Rightarrow k = 1,1 \cdot 0,2 \frac{1000}{820} = 0,268 \quad (4.63)$$

4.3.5. Controlador

Partido da frequência de chaveamento adotada, é possível projetar o controlador conforme indicado na Expressão 4.64, onde ω_c é a frequência de corte e ω_f é a frequência de chaveamento:

$$\omega_c = 0,1\omega_f = \frac{1}{R_{Z1}C_{Z2}} \Rightarrow R_{Z1}C_{Z2} = \frac{1}{2\pi \cdot 20000} \approx 7,958 \cdot 10^{-6} \quad (4.64)$$

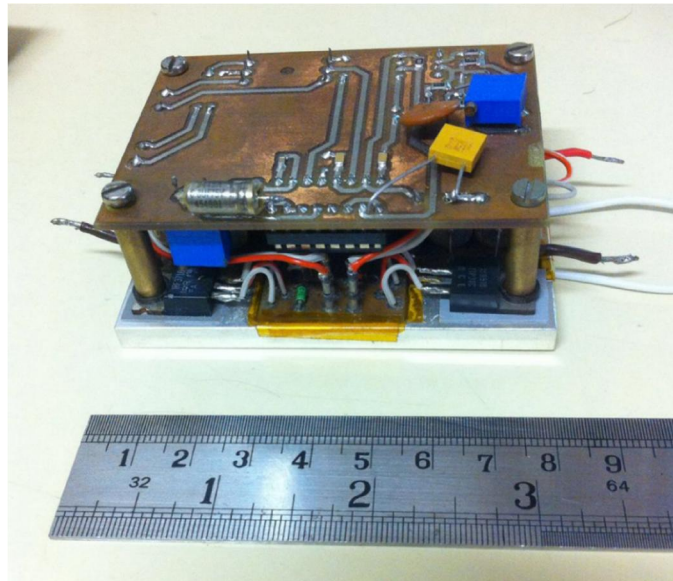
Conforme indicado nas Expressões 4.22 e 4.24, R_{Z1} é o paralelo entre os resistores do circuito de amostragem. Como foram adotados os valores de $24k\Omega$ e $9,1k\Omega$, $R_{Z1} = 6,6k\Omega$. Da Expressão 4.52, $C_{Z2} = 1,2nF$.

4.4. Fabricação e Testes dos Protótipos

O início deste trabalho, no INPE, deu-se com a construção de um protótipo executado em componentes *through hole*, em placas de duas camadas, com as mesmas especificações apresentadas na Tabela 4.1, com exceção à

frequência de operação, que neste protótipo é de 100 kHz. As dimensões são de 8cm x 6cm x 2,5cm, totalizando um volume de 120cm³, e densidade de potência de 0,25W/cm³. A Figura 4.9 mostra o aspecto do referido conversor.

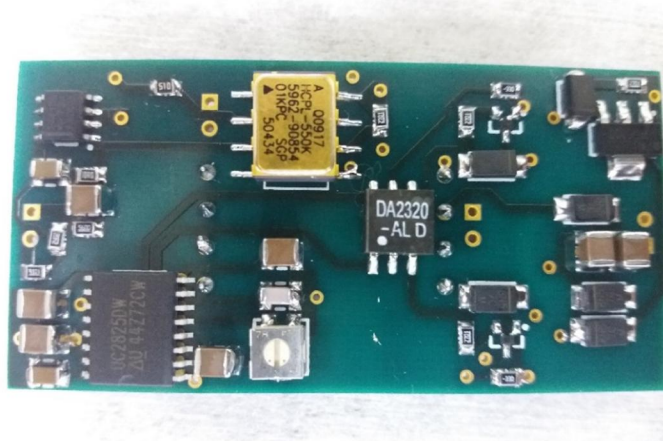
Figura 4.9 – Protótipo de referência do conversor DC/DC.



Fonte: Produção do Autor.

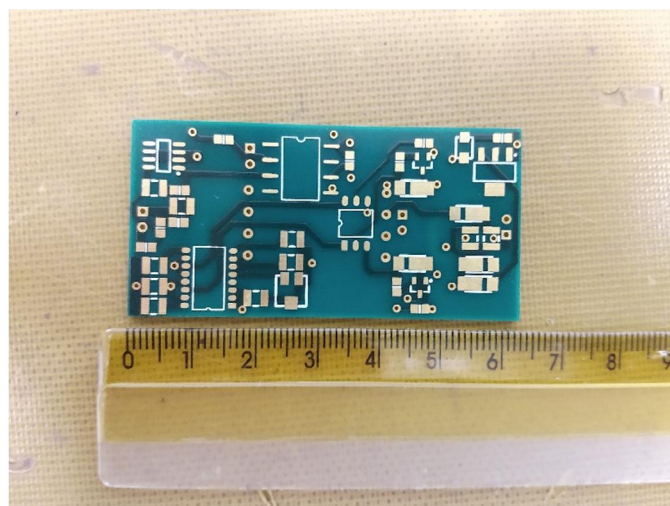
O novo protótipo foi executado em componentes SMD, em uma placa de quatro camadas, conforme especificado na Tabela 4.1. Suas dimensões são de 2,5" x 1,25" x 0,8", ou 6,4cm x 3,2cm x 2,0cm, totalizando um volume de 40,96cm³, e densidade de potência de 0,73W/cm³. Este protótipo está apresentado na Figura 4.10 a 6.12, as formas de onda de tensão no *gate* e da corrente no primário se encontram na Figura 4.13.

Figura 4.10 – Novo protótipo, lado do circuito de controle.



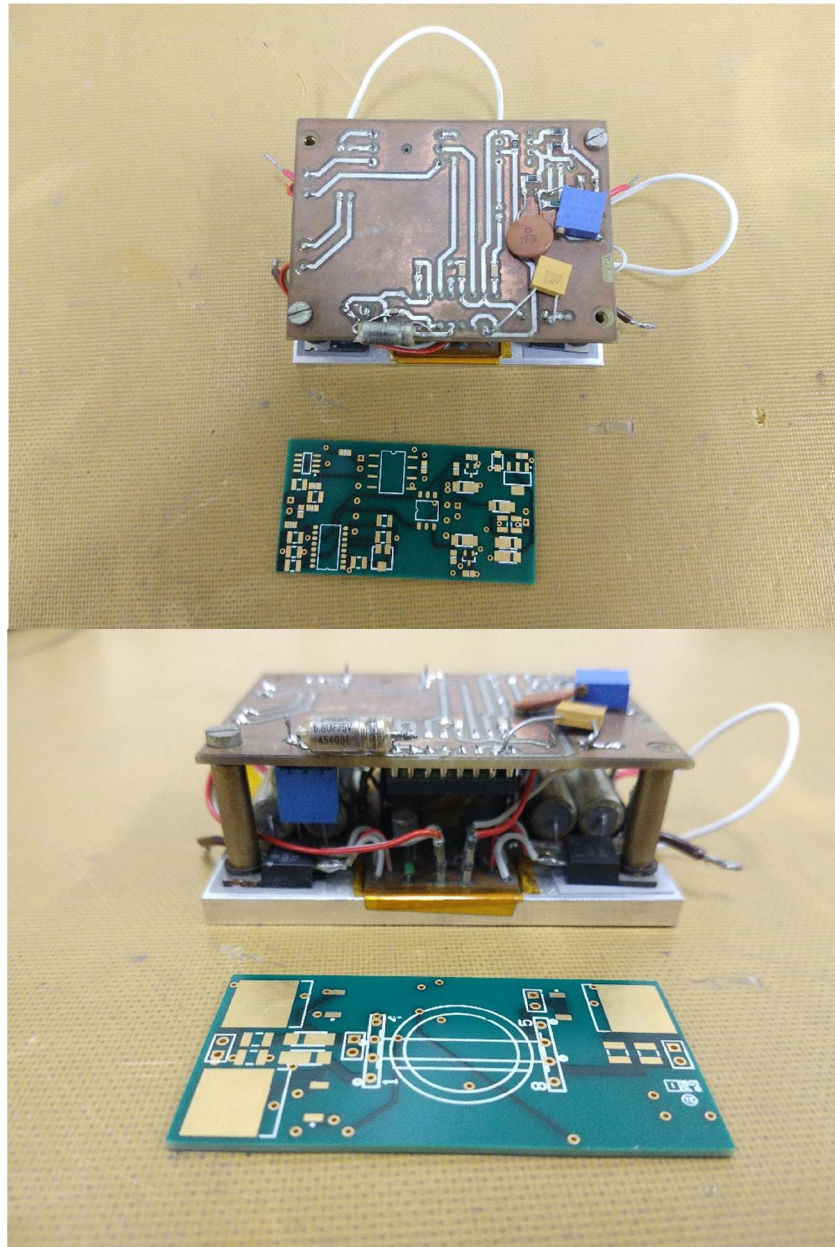
Fonte: Produção do Autor.

Figura 4.11 – Foto com escala da placa do novo protótipo.



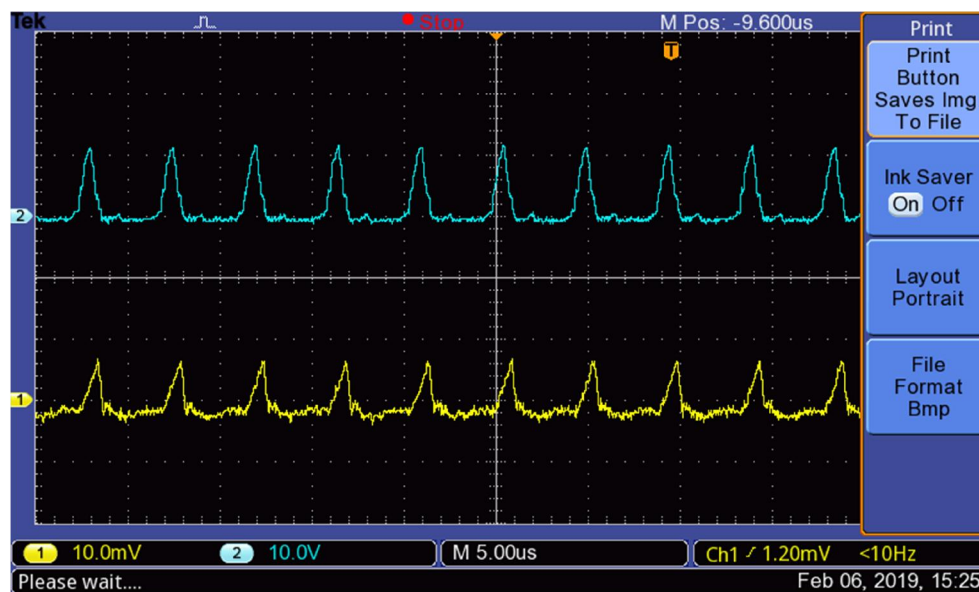
Fonte: Produção do Autor.

Figura 4.12 – Comparação de tamanho entre os protótipos.



Fonte: Produção do Autor.

Figura 4.13 – Formas de onda no protótipo 2.

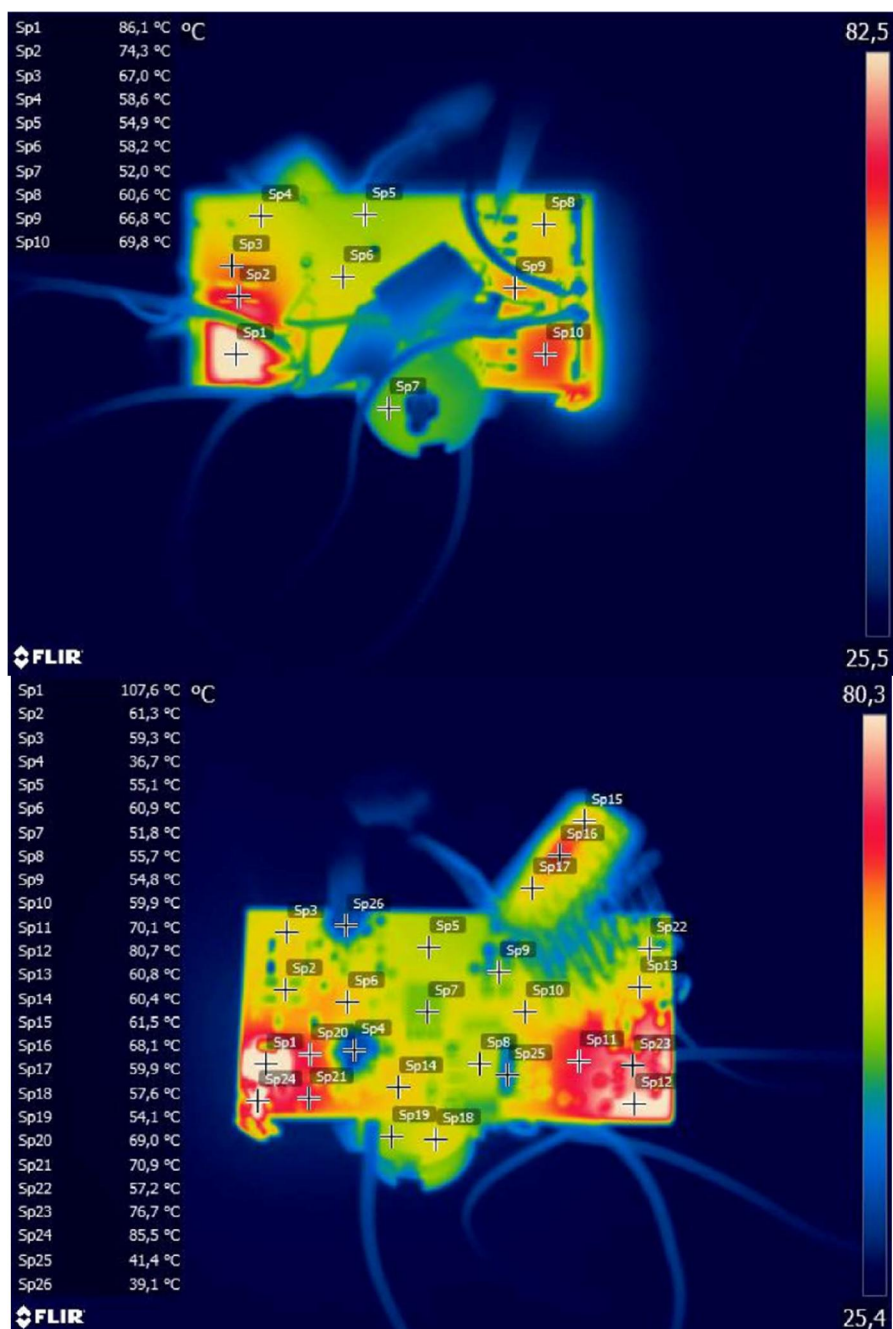


Em azul, está a tensão no *gate*, em escala de 5V/div; Em amarelo, está a corrente no enrolamento primário, em escala de 5A/div. A escala no tempo é de 5 μ s/div.

Fonte: Produção do Autor.

Para se observar o comportamento térmico, fotografou-se o protótipo com uma câmera térmica. A Figura 4.14 registra o perfil de temperatura do conversor em ambos os lados da placa.

Figura 4.14 – Imagens térmicas do conversor DC/DC. Acima lado em que foram montados os componentes de potência, abaixo, lado em que foram montados os componentes de controle.



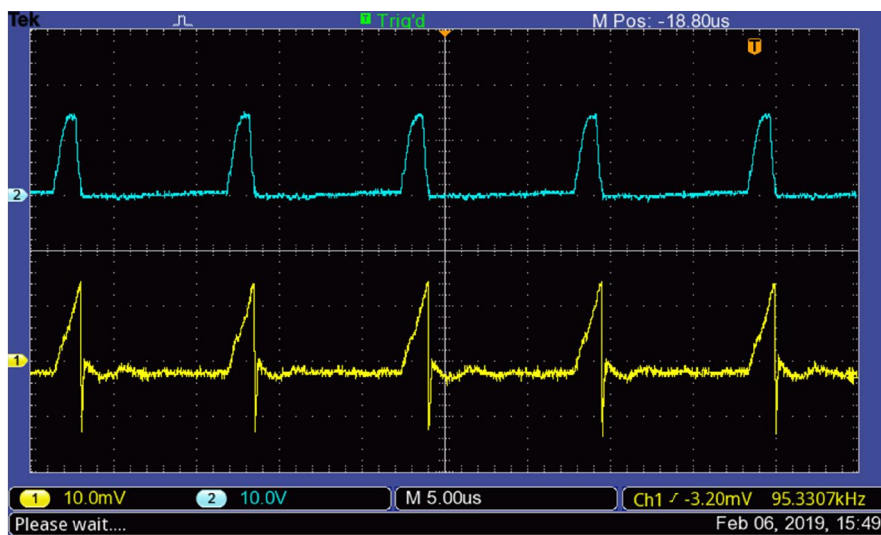
Fonte: Produção do Autor.

A Figura 4.15 mostra em detalhes a corrente do primário do primeiro protótipo. Comparando esta figura com as formas de onda previstas, apresentadas no Capítulo 2, observa-se que o conversor se comporta conforme esperado. Esta forma de onda não pode ser medida no segundo protótipo pois o ponto em que este fenômeno poderia ser medido foi executado em trilha de circuito impresso, não permitindo a colocação de um medidor de corrente para a captura deste fenômeno.

Ressalta-se a presença de um fenômeno resultante da não idealidade do transformador de *flyback*. A corrente apresentada possui um pico em direção reversa que ocorre logo após ao chaveamento do transistor. Isso se deve a existência de uma indutância de dispersão que, por não estar acoplada ao secundário do transformador de *flyback*, se descarrega pelo lado primário. No Capítulo 4, calculou-se a indutância de magnetização em $7,24\mu\text{H}$. Alguns transformadores *flyback* foram construídos manualmente para uso nos protótipos e as indutâncias de dispersão medidas ficaram entre 10% e 30% do valor da indutância de magnetização. Fabricantes de componentes magnéticos conseguem construir transformadores flyback com indutâncias de dispersão que ficam entre 1% e 0,1% da indutância de magnetização (Ridley Engineering, 2019).

O segundo conversor foi testado com uma carga de até 3W. Testes acima desta potência não foram executados pois não houve tempo hábil para a montagem de um dissipador de calor adequado para operação em potências superiores, nem para correção de todos os problemas de montagem que ocorreram na execução do protótipo.

Figura 4.15 – Forma de onda da corrente no enrolamento primário exibindo o efeito da indutância de dispersão.



Em azul, está a tensão no *gate* em escala de 10V/div; Em amarelo, está a corrente no enrolamento primário, escala de 5A/div. A escala no tempo é de 5 μ s/div.

Fonte: Produção do Autor.

5 ANÁLISE

Neste Capítulo, realizaremos a abordagem do Problema 2, descrito na seção 1.1, por meio de análise pois não houve tempo viável de se realizar um teste de radiação.

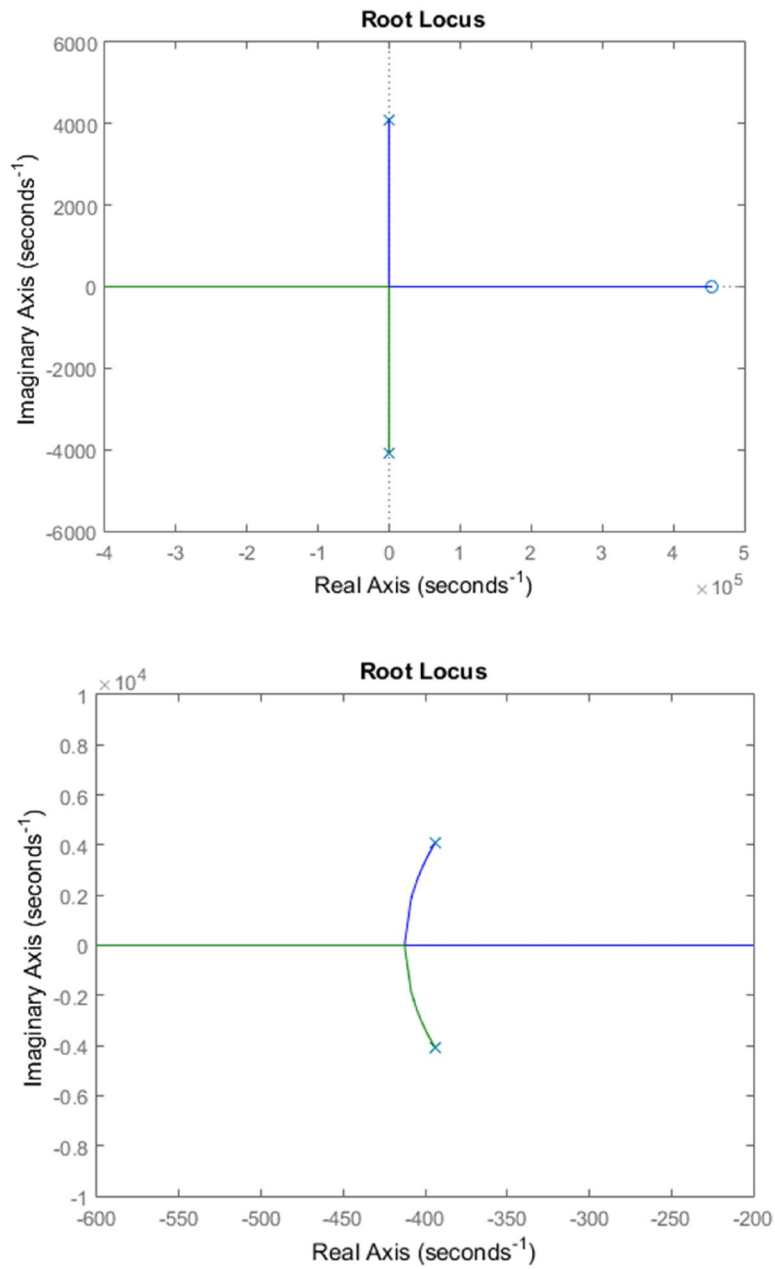
A função de transferência para a planta do conversor é apresentada na Expressão 5.1, onde é possível se observar a existência de um zero no semiplano direito.

$$G(s) = \frac{2769s - 1,259 \cdot 10^9}{s^2 + 788s + 16,833 \cdot 10^6} \quad (5.1)$$

Este zero na planta do *flyback* faz com que ele seja um sistema de fase não mínima, o que pode ser interpretado fisicamente como um atraso entre uma ação de controle e a efetiva alteração do montante de energia enviado à carga. Eletricamente esse atraso se manifesta como uma resposta mais pobre a transitórios de carga em comparação com topologias que não apresentam um zero no semiplano direito (MITCHELL, 2002).

A Figura 5.1 apresenta o *root locus* da planta. Apenas em ganho infinito que o zero da planta é anulado por um dos polos, o que mostra a necessidade de um controle capaz de oferecer ganho infinito para efetiva compensação. O integrador adotado como controle cumpre este objetivo por possuir ganho infinito em DC.

Figura 5.1 – *Root Locus* da função de transferência da planta.

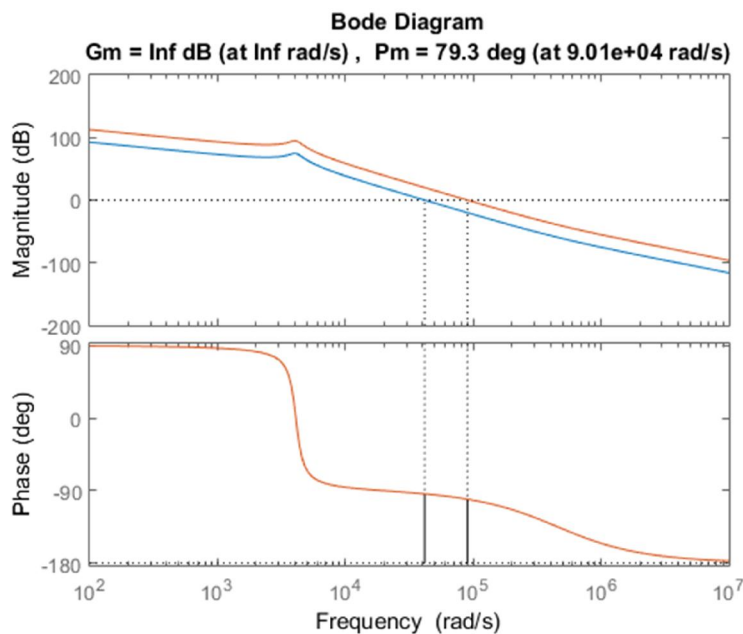


Acima: *root locus* da planta; Abaixo: ampliação da imagem focando os polos da planta.

Fonte: Produção do Autor.

Adotando-se o integrador como controle, o próximo passo é verificar o efeito da degradação do CTR (que se reflete no ganho da malha) na margem de fase. A Figura 5.2 mostra a margem de fase para o conversor completo em início de vida e para uma situação em que o ganho tenha se degradado a 10% do valor inicial.

Figura 5.2 – Comparação da margem de fase par o conversor com e sem degradação de ganho.



Em vermelho: Diagrama de bode em início de vida (BOL); Em azul: diagrama de bode com degradação de ganho.

Fonte: Produção do Autor.

A degradação do CTR, para este conversor eleva a margem de fase de 84,3 graus para 88,8 graus, melhorando sua estabilidade. O conversor atende ao requisito mínimo de margem de fase, que é de 45 graus.

Contudo, há fatores limitantes ao CTR que se originam dos limites de operação dos componentes do circuito a serem considerados. Em carga máxima o conversor opera com o maior *duty cycle* em início de vida, que para este conversor é de 0,455. Da expressão do ganho do modulador, reproduzida na Equação 5.2, têm-se que a maior tensão esperada, em início de vida, na entrada do bloco modulador seja dada por:

$$d = \frac{v}{V_T} \Rightarrow v = dV_T \Rightarrow v = 0,474 \cdot 1,8 \Rightarrow v = 0,8532V \quad (5.2)$$

Esta tensão “*v*” é a tensão de saída do bloco optoacoplador. A saída do bloco optoacoplador é limitada pela tensão de alimentação V_{CC} , conforme indicado na Figura 4.2. Para este conversor, $V_{CC} = 15V$, atendendo esta exigência em início de vida. Partindo da expressão do ganho do optoacoplador, reproduzida na Equação 5.3, pode-se encontrar a maior tensão de controle v_c esperada em início de vida:

$$\frac{v}{v_c} = \frac{R_{OUT}}{R_{IN}} CTR_{BOL} \Rightarrow v_c = \frac{R_{IN}}{R_{OUT}} \frac{v}{CTR_{BOL}} \Rightarrow v_c = \frac{820}{1000} \cdot \frac{0,8532}{1,1 \cdot 0,2} \Rightarrow \quad (5.3)$$

$$v_c = 3,18V$$

Por sua vez, esta é a tensão de saída do TL431, cujo limite máximo é a sua tensão de alimentação. Neste conversor, o TL431 é alimentado pela saída do conversor, igual a 9V, atendendo a esta exigência em início de vida.

Conforme o CTR se degrada, diminui-se o ganho do bloco optoacoplador. Isso exige que o controlador forneça uma maior tensão de controle para manter a tensão de saída regulada, que para o caso de potência máxima, corresponde a uma tensão de saída do bloco optoacoplador de 0,8532V, conforme mostrado

na Equação 5.2. Destas informações pode-se determinar o CTR mínimo permitido por projeto, conforme a Expressão 5.4:

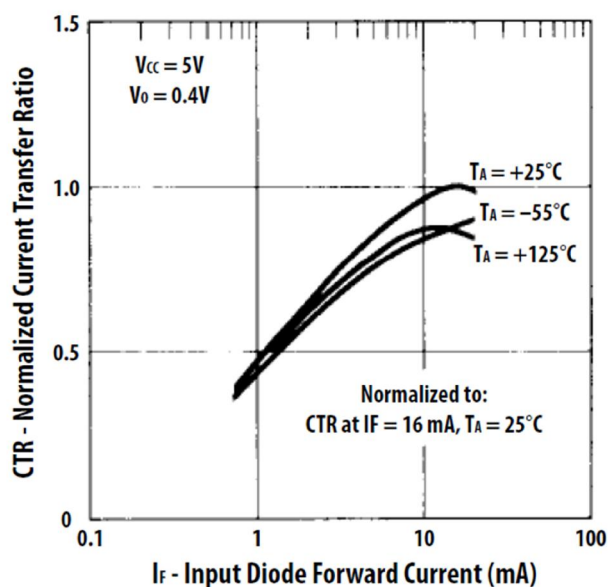
$$\frac{v}{v_{cMAX}} = \frac{R_{OUT}}{R_{IN}} CTR_{MIN} \Rightarrow CTR_{MIN} = \frac{R_{IN}}{R_{OUT}} \frac{v}{v_{cMAX}} = \frac{820}{1000} \cdot \frac{0,8532}{1,1 \cdot 9} \Rightarrow \quad (5.4)$$

$$CTR_{MIN} = 0,07$$

Este valor de CTR mínimo corresponde a uma margem de fase de 86,6 graus.

O valor do CTR se altera com a temperatura do optoacoplador. A Figura 5.3 mostra esta variação. As curvas que representam os extremos de temperatura de -55 °C e +125°C estão relativamente próximas, e possuem pico em 0,8 vez o valor do CTR normalizado. O comportamento limitado de excursão do CTR com a temperatura torna esta variação menos crítica para o projeto e como procedimento conservador, pode-se adotar como CTR efetivo de projeto o valor de 0,8 vez o valor do CTR que se decida polarizar o optoacoplador.

Figura 5.3 – Variação do CTR com a temperatura.



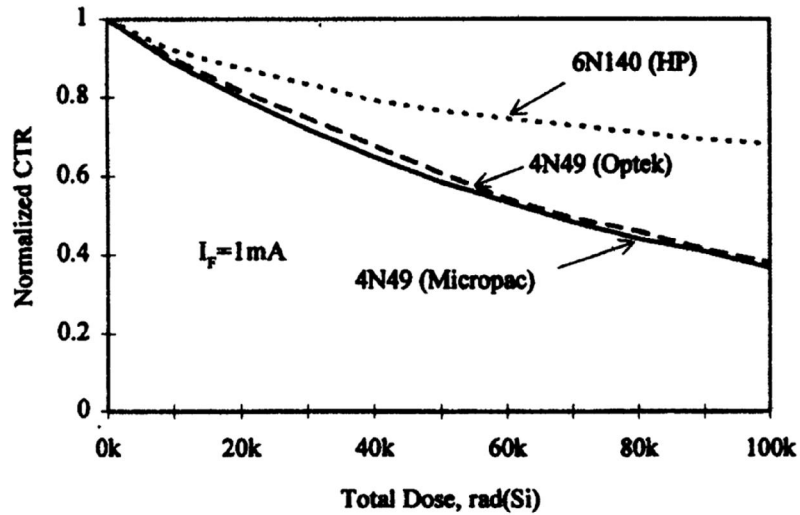
Fonte: Adaptado de Hewlett Packard (2017).

A Figura 5.4 mostra a degradação do CTR conforme a dose acumulada de radiação de alguns modelos de optoacopladores e A Figura 5.5 mostra o teste de radiação do HCPL-550K.

Conforme a Figura 5.4, o 4N49 suporta mais de 100krad de radiação acumulada mantendo mais de 30% do CTR original. O HCPL-550K manteve 85,7% de seu CTR original para uma dose acumulada de 30krad. A órbita dos satélites CBERS recebem 1,7krad de radiação acumulada durante o tempo de missão típico de 3 anos. Sob estas condições, os acopladores ópticos possuem margem para operar até o fim de uma missão (INPE, 2006).

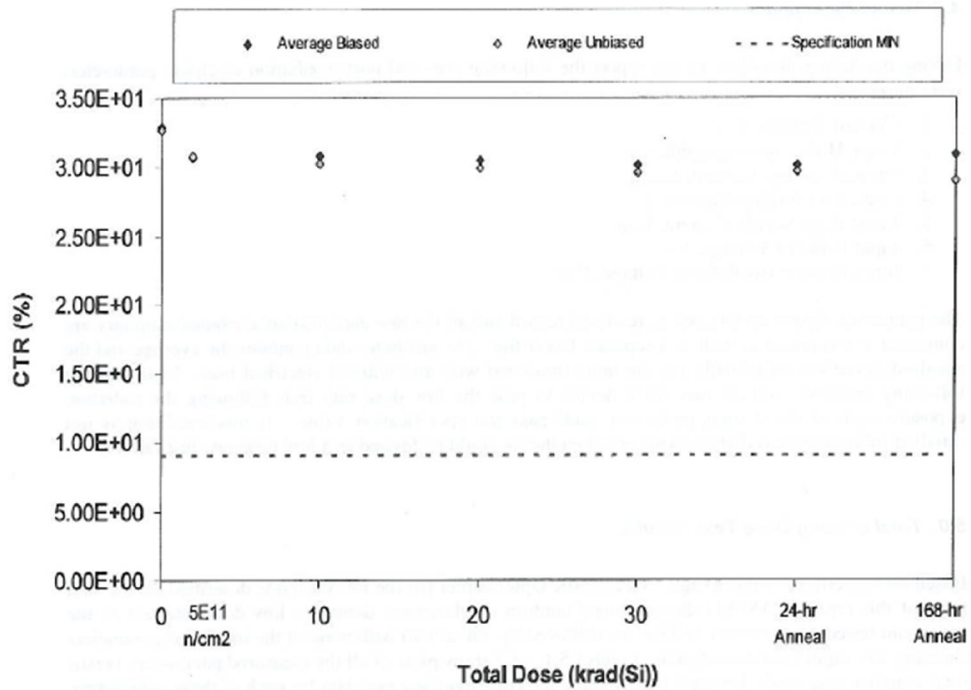
Esses dados experimentais mostram que a degradação real esperada é muito menor do que o CTR mínimo permitido demonstrando desta forma a existência de margens no uso de acoplador óptico.

Figura 5.4 – Degradação do CTR conforme a dose de radiação acumulada de alguns optoacopladores.



Fonte: Claeys e Simoen (2008).

Figura 5.5 – Degradação do CTR conforme a dose de radiação do HCPL-550K.



Fonte: INPE (2006).

6 CONCLUSÃO

O presente trabalho efetuou a análise e o projeto de um conversor DC/DC compacto, utilizando acoplador óptico e aponta que o uso desta tecnologia é viável. A análise feita mostra que a degradação do CTR do optoacoplador sob efeito de radiação espacial pode ser mitigada ao se prever a ocorrência da degradação ao se projetar a malha de controle do conversor. Também se mostra que o impacto da degradação CTR, quando tratada desta forma, permite o uso deste tipo de conversor em missões de longa duração.

O conversor apresentado ainda permite diversos desenvolvimentos, listados abaixo.

Melhoria no projeto térmico: a solução apresentada teve foco na miniaturização e o posicionamento dos componentes utilizados não priorizou meios de se rejeitar o calor gerado.

Desenvolvimento de um modelo de engenharia: o protótipo não contempla interfaces para montagem e conexão com os equipamentos a que servirá, o que deve ser considerado na próxima iteração do projeto para que se tenha um produto passível de utilização.

Testes de radiação: submeter o conversor a um ambiente com radiação para observar seu comportamento, verificando a já esperada degradação do CTR e de outros componentes, e com isso atestar a confiabilidade do conversor neste tipo de ambiente.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- ALEXANDER, C. K.; SADIKU, M. N. O. **Fundamentals of electric circuits**. 3.ed. New York: McGraw Hill, 2007.
- ASTM INTERNATIONAL. **ASTM B258 – 14**: standard specification for standard nominal diameters and cross-sectional areas of AWG sizes of solid round wires used as electrical conductors. West Conshohocken, 2014.
- BABAA, I.; MOORE, E.; WILSON, T.; YU, Y.; HAMMOND, W. DC-to-DC converter using inductive-energy storage for voltage transformation and regulation. **IEEE Transactions on Magnetics**, v.2, n.1, p.18-25, Mar. 1966.
- BABAA, I.; WILSON, T.; YU, Y. Analytic solutions of limit cycles in a feedback-regulated converter system with hysteresis. **IEEE Transactions on Automatic Control**, v.13, n.5, p.524-531, Oct. 1968.
- BOUDENOT, J. Radiation space environment. In: VELAZCO, R.; FOUILLAT, P.; REIS, R. (Ed.). **Radiation effects on embedded systems**. New York: Springer, 2007. p.1-9.
- BOVE, T.; WOLNY, W.; RINGGAARD, E.; BREBOEL, K. New type of piezoelectric transformer with very high power. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON APPLICATIONS OF FERROELECTRICS, 12., 2000, Honolulu, HI. **Proceedings...** IEEE, 2000.
- BOYLESTAD, R. L.; NASHELSKY, L. **Electronic devices and circuit theory**. 11. ed. New York: Prentice-Hall, 2013.
- CALIFORNIA EASTERN LABORATORIES. **AN3020**: a guide to designing with optocouplers. 2015. Disponível em: <http://www.cel.com/pdf/appnotes/an3020.pdf>. Acesso em: 29 nov. 2017.
- CAPEL, A. New control technique in DC/DC regulators for space applications. **IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems**, v.8, n. 4, p.472-480, July 1972.
- CEOS. **The CEOS database**. 2019. Disponível em: <database.eohandbook.com/database/missionsummary.aspx?missionID=602>. Acesso em: 16 fev. 2019.

CLAEYS, C.; SIMOEN, E. **Radiation effects in advanced semiconductor materials and devices**. Berlin: Springer-Verlag, 2002.

COMPUTER HISTORY MUSEUM. **1960 – first planar integrated circuit is fabricated**. 2007. Disponível em: <https://web.archive.org/web/20110710225257/http://www.computerhistory.org/semiconductor/timeline/1960-FirstIC.html>. Acesso em: 17 mar. 2019.

CUK, S. New magnetic structures for switching converters. **IEEE Transactions on Magnetics**, v.19, n. 2, p.75-83, Mar.1983.

DEPARTMENT OF DEFENSE. **MIL-PRF-38534J, Performance Specification: Hybrid Microcircuits, General Specification for**. 2015. Disponível em: everyspec.com/MIL-PRF/MIL-PRF-030000-79999/MIL-PRF-38534J_52190/. Acesso em: 02 jul. 2019.

DEWAN, S. B.; MIRBOD, A. Microprocessor-based optimum control for four-quadrant. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v.17, n.1, p.34-40, Jan. 1981.

DIENES, G. J.; VINEYARD, G. H. **Radiation effects in solids**. New York: Intersciences, 1957. (Monographs in Physics and Astronomy).

DISTRIBUTED-POWER OPEN STANDARDS ALLIANCE - DOSA. **DOSA standards**. Disponível em: <http://www.dosapower.com/standards.html>. Acesso em: 12 abr. 2019.

DJUKIC, S.; MAKSIMOVIC, D.; POPOVIC, Z. A planar 4.5-GHz DC-DC power converter. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v.47, n.8, p.1457-1460, Aug. 1999.

DUFFY, M. C. **Electric railroads: 1880-1990**. London: The Institution of Engineering and Technology, 2003.

EDISON TECH CENTER. **The history of electrification**. 2014. Disponível em: <http://edisontechcenter.org/HistElectPowTrans.html>. Acesso em: 15 mar. 2019.

ERICKSON, R W. **DC-DC power converters**. 2007. Disponível em: http://www.eng.auburn.edu/~agrawvd/COURSE/READING/LOWP/Erikson_DC_2_DC.pdf. Acesso em: 05 jun. 2017.

FERROXCUBE. **Data handbook**. 2017. Disponível em: <https://www.ferroxcube.com/en-global/download/download/11>. Acesso em: 16 maio 2019.

FITZGERALD, A. E. **Electric machinery**. 6.ed. New York: McGraw-Hill, 2003.

FLANNERY, J.; CHEASTY, P.; MEINHARDT, M.; LUDWIG, M.; MCCLOSKEY, P.; O'MATHUNA, C. Present practice of power packaging for DC/DC converters. In: INTERNATIONAL WORKSHOP ON INTEGRATED POWER PACKAGING, 2000, Waltham, MA. **Proceedings...** 2000.

FLEMING, J. A. **Instrument for converting alternating electric currents into continuous currents**. United States Patent Office, 1905. Disponível em: <http://patentimages.storage.googleapis.com/23/09/50/6d4980acdfed12/US803684.pdf>.

FREIRE, C. F. S. **Estudo de topologias de subsistemas de suprimento de energia de satélites e desenvolvimento de um procedimento de projeto da topologia híbrida**. 2009. 238p. Dissertação (Mestrado em Engenharia e Tecnologia Espaciais/Mecânica Espacial e Controle) – Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais, São José dos Campos, 2009.

GANUSHIKINA, N. Y.; DANDOURAS, I.; SHPRITS, Y. Y.; CAO, J. Location of boundaries of outer and inner radiation belts as observed by cluster at a double star. **Journal of Geophysical Research**, 2011. Disponível em: <https://deepblue.lib.umich.edu/bitstream/handle/2027.42/95464/jgra21211.pdf>. Acesso em: 22 jun. 2019.

GOLDBERG, A. F.; KASSAKIAN, J. G. The application of power MOSFETs at 10MHz. In: IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 1984, Toulouse, France. **Proceedings...** IEEE, 1984.

HARRIS, B. **The vibrator power supply**. 2013. Disponível em: <<http://www.radioremembered.org/vpwrsup.htm>>. Acesso em: 15 mar. 2019.

HEWLETT PACKARD. **Hermetically sealed, transistor output optocouplers for analog and digital applications**. Disponível em: <http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/64568/HP/HCPL-550K.html>. Acesso em: 29 nov. 2017.

HNATEK, E. R.; JOHNSON, A. K. Designing electromagnetic compatibility into DC/DC converters and switching regulators. In: IEEE INTERNATIONAL ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY SYMPOSIUM RECORD, 1971, Philadelphia, PA. **Proceedings...** IEEE, 1971.

IIDA, K.; KISHMOTO, T.; MATSUO, H.; FUROKAWA, F.; ASANO, M. Two-phase buck-boost type 100 kW DC-DC converter developed for the electric railway rolling stock. In: ANNUAL IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 23., 1992, Toledo, Spain. **Proceedings...** IEEE, 1992.

INSTITUTO NACIONAL DE PESQUISAS ESPACIAIS - INPE. **Análise de radiação**. São José dos Campos: INPE, 2006. (Documento interno nº 79259-90040).

INSTITUTO NACIONAL DE PESQUISAS ESPACIAIS - INPE. **CBERS**. Disponível em: <http://www.dgi.inpe.br/documentacao/satelites/cbers>. Acesso em: 18 abr. 2019(c).

INSTITUTO NACIONAL DE PESQUISAS ESPACIAIS - INPE. **C-IFD-002 – CBERS operating handbook**. São José dos Campos: INPE, 2019(b).

INSTITUTO NACIONAL DE PESQUISAS ESPACIAIS - INPE. **Órbita do CBERS-1, 2 e 2B**. 2018. Disponível em: www.cbbers.inpe.br/sobre/orbita/cbers1-2-2b.php. Acesso em: 14 ago. 2018a.

INSTITUTO NACIONAL DE PESQUISAS ESPACIAIS - INPE. **Órbita do CBERS-3 e 4**. 2018. Disponível em: www.cbbers.inpe.br/sobre/orbita/cbers3-4.php. Acesso em: 14 ago. 2018b.

INSTITUTO NACIONAL DE PESQUISAS ESPACIAIS - INPE. **Perguntas frequentes**. Disponível em: <http://www.inpe.br/faq/index.php?pai=17>. Acesso em: 18 abr. 2019a.

INSTITUTO NACIONAL DE PESQUISAS ESPACIAIS - INPE. **RBD-HBK-1022(F4)/01 – EPSS CBERS 4 model handbook**. São José dos Campo: INPE, 2019d.

IRF. **Thick film Hybrid DC-DC converters are standard ‘brick’ for satellite power systems**. 2018. Disponível em: www.irf.com/product-info/hi-rel/tp-hybridbrick.pdf. Acesso em: 14 ago. 2018.

IYENGAR, S.; LIAKOPOULOS, T. M.; AHN, C. H. A DC/DC boost converter toward fully on-chip integration using new micromachined planar inductors. In: ANNUAL APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE, 30., 1999, Charleston, SC. **Proceedings...** 1999.

JOHNSTON, A. H. **The effects of space radiation on optocouplers**. Jet Propulsion Laboratory. Disponível em: <https://trs.jpl.nasa.gov/bitstream/handle/2014/20384/98-1330.pdf?sequence=1>.

Acesso em: 08 jul. 2019.

KUWABARA, K.; SUZUKI, T. A pulse-width controlled DC-DC converter powered by a constant-current source. In: INTERNATIONAL TELECOMMUNICATIONS CONFERENCE, 1984, New Orleans, LA. **Proceedings...** 1984.

LABEL, K.A.; KNIFFIN, S. D.; REED, R.A.; KIM, H. S.; WERT, J. L.; OBERG, D. L.; NORMAND, E.; JOHNSTON, A. H.; LUM, G. K.; KOGA, R.; CRAIN, S.; SCHWANK, J. R.; HASH, G. L.; BUCHNER, S.; MANN, J.; SIMPKINS, L.; D'ORDINE, M.; MARSHALL, C. A.; O'BRYAN, M. V.; SIEDLECK, C. M.; NGUYEN, L. X.; CARTS, M. A.; LADBURY, R. L.; HOWARD, J. W. A compendium of recent optocoupler radiation test data. In: NUCLEAR AND SPACE RADIATION EFFECTS CONFERENCE, 2000, Reno, NV. **Proceeding...** 2000.

LICARI, J. J.; ENLOW, L. R. **Hybrid microcircuit technology handbook: materials, processes, design, testing, and production**. [S.l.]: Noyes Publications, 1988.

MAGNETICS INC. **Transformer design with magnetics ferrite cores**. 2018. Disponível em: < <https://www.mag-inc.com/Design/Design-Guides/Transformer-Design-with-Magnetics-Ferrite-Cores> >. Acesso em: 10 maio 2019.

MIDDLEBROOK, R. D.; CUK, S. A general unified approach to modelling switching converter power stages. In: IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALIST CONFERENCE, 1976, Cleveland, OH. **Proceedings...** IEEE, 1976.

MITCHELL, D.; MAMMANO, B. **Designing stable control loops**. Dallas: Texas Instruments, 2002.

MODULAR DEVICES INC - MDI. **Hybrid DC-DC converters**. 2018. Disponível em: < mdipower.com/beta/pdf/MDICat_06.pdf >. Acesso em: 14 ago. 2018.

MODULAR DEVICES INC. **Hybrid DC-DC converters: power conversion for military, commercial space an aerospace**. 2005. Disponível em: <http://mdipower.com/mdi/>. Acesso em: 16 abr. 2019.

MOHAN, N. et al. **Power electronics: converters, applications and design**. 2.ed. New York: John Wiley & Sons, 1995.

NEWELL, D. M.; PICCIANO, W. T. A hard off-the-shelf SG1524 pulse width modulator. **IEEE Transactions on Nuclear Science**, v.24, n.6, p.2079-2083, Dec. 1977.

OLSCHEWSKI, W. The hybrid compatible transformer. **IEEE Transactions on Components, Hybrids, and Manufacturing Technology**, v.2, n.4, p.487-490, Dec. 1979.

OWEN, H.; WILSON, T.; FANG, S.; LEE, F. A computer-aided design procedure for flyback step-up DC-to-DC converters. **IEEE Transactions on Magnetics**, v.8, n.3, p.289-291, Sept. 1972.

PAYNTER, D. Single power transistor DC-DC converter. In: IEEE INTERNATIONAL SOLID-STATE CIRCUITS CONFERENCE, 1956, Philadelphia, PA. **Proceedings...** IEEE, 1956.

PLANTE, J. DC-to-DC converters. **News Flash**, Dec. 2003. Disponível em: https://nepp.nasa.gov/DocUploads/9CB09D16-210A-45B2-B9EDD936037A86CF/01QTR04_E-Flash_DCDC_Converters%20Modified%20July%202005.doc. Acesso em: 16 abr. 2019.

PLANTE, J.; SHUE, J. **Guidelines to reliable DC/DC converters for space use**. 2008, Disponível em: https://nepp.nasa.gov/MAPLD_2008/presentations/t/01%20-%20Shue_Jack_mapld08_pres_1.pdf. Acesso em: 16 abr. 2019.

POMÍLIO, J. A. **Componentes passivos utilizados em fontes chaveadas**. 1997. Disponível em: <http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/htmlfile/CAP7/cap7.html>. Acesso em: 05 jun. 2017.

POZAS, J. A.; PEREZ, L.; GONZALEZ, J.; CONESA, J. L. Highly integrated dual programmable DC/DC converter for control applications. In: ANNUAL CONFERENCE ON IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS, 21., 1995, Orlando, FL. **Proceedings...** 1995.

P. R. MALLORY AND CO INC. **Fundamental principles of vibrator power supply**. Indianapolis: P. R. Mallory, 1947.

PRESSMAN, A.; BILLINGS, K.; MOREY, T. **Switching power supply design**. 3.ed. New York: McGraw Hill, 2009.

- RADIO REMEMBERED. **The vibrator power supply**. Disponível em: www.radioremembered.org/vpwr sup.htm. Acesso em: 02 jun. 2019.
- RAMSEY, M. H.; HOFT, R. G. 50-kW thyristor DC-to-DC converter. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v.8, n.5, p.617-635, Sept. 1972.
- RIDLEY ENGINEERING. **High frequency power transformer measurement and modeling**. 2004. Disponível em: <http://www.ridleyengineering.com/hardware/ap310-analyzer/ap300-application/transformer-measurements.html>. Acesso em: 24 nov. 2018.
- SAM, Y.; FENG, M.; WILSON, T. G.; SANDER, W. A. Very-high-frequency DC-to-DC conversion and regulation in the low-megahertz rangeover. In: IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 1971, Pasadena, CA. **Proceedings...** 1971.
- SAYANI, M. P. DC-DC converter using all surface-mount components and insulated-metal substrate. In: ANNUAL APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION, 7., 1992, Boston, MA. **Proceedings...** 1992.
- SEDRA, A. S.; SMITH, K. C. **Microelectronic circuits**. 5.ed. Oxford: Oxford University Press, 2004.
- SINGER, S. Inductance-less up DC-DC convertor. **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, v.17, n.4, p.778-781, Aug. 1982.
- SPEAROW, R. G. Power converter for lunar roving navigation subsystem. In: IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 1971, Pasadena, CA. **Proceedings...** 1971.
- SPIAZZI, G. **Modeling approaches for switching converters**. 2011. Disponível em: <http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdf files/spiazzi.pdf>. Acesso em: 14 jun. 2017.
- STEIGERWALD, R. L. A two-quadrant transistor chopper for an electric vehicle drive. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v.16, n.4, p.535-541, July 1980.
- STMICROELECTRONICS. **AN2389 application note: an MCU-based low cost non-inverting buck-boost converter for battery chargers**. 2007. Disponível em: http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/application_note/f5/e8/ac/b9/52/e5/45/9b/CD00116928.pdf/files/CD00116928.pdf/jcr:content/translations/en.CD00116928.pdf. Acesso em: 05 jun. 2017.

- SUNPOWER ELECTRONICS LTD. **Power brick**. 2014. Disponível em: <https://www.sunpower-uk.com/glossary/power-brick/>. Acesso em: 12 abr. 2019.
- SYNDER, N. W. (Ed.). **Space power systems**. New York: Academic Press, 1961. (Progress in Astronautics and Rocketry).
- TANG, W.; LEE, F. C.; RIDLEY, R. B. Small-signal modeling of average current-mode control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v.8, n.2, p.112-119, Mar.1992.
- TEXAS INSTRUMENTS. **Application report SLVA059A: understanding buck-boost power stages in switch mode power supplies**. 1999. Disponível em: <http://www.ti.com/lit/an/slva059a/slva059a.pdf>. Acesso em: 05 jun. 2017.
- TEXAS INSTRUMENTS. **High Speed PWM controller**. 2004. Disponível em: <http://www.ti.com/lit/an/slva059a/slva059a.pdf>. Acesso em: 05 jun. 2017.
- TEXAS INSTRUMENTS. **UC1815/ UC1825/ UC1835 high speed PWM controller**. 2004. Disponível em: <http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/29370/TI/U3825J.html>. Acesso em: 24 nov. 2017.
- UNITRODE INTEGRATED CIRCUITS CORPORATION. **Linear integrated circuits data and application handbook**. [S.I.]: UICC, 1990.
- UNIVERSITY OF COLORADO. **The flyback converter: lecture notes ECEN4517**. 2014. Disponível em: <http://ecee.colorado.edu/ecen4517/materials/flyback.pdf>. Acesso em: 05 jun. 2017.
- VAVILOV, V. S.; UKHIN, N. A. **Radiation effects in semiconductors and semiconductor devices**. New York: Plenum, 1977.
- VTPOWER. **Avionics & military DC-DC converters**. 2018. Disponível em: www.vtpower.com/vpt-products/avionics-military-grade-dc-dc-converters/#.W3ISzdJKiM8. Acesso em: 14 ago. 2018.
- WESTER, G. W.; MIDDLEBROOK, R. D. Low-frequency characterization of switched DC-DC converters. In: IEEE POWER PROCESSING AND ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 1972, Atlantic City, NJ. **Proceedings...** 1972.
- WICK, H. M., CAPODICCI, S. A design for thick film microcircuit DC-to-DC converter electronics. **IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems**, v.7, n.3, p.528-531, 1971.

APÊNDICE A – VALOR DA INDUTÂNCIA DE UM CONVERSOR FLYBACK

A Expressão A.1 reproduz a Expressão 3.11:

$$P_{OUTlim} = \frac{V_{IN}^2}{2fL} D^2 \quad (A.1)$$

Rearranjando os termos, tem-se:

$$L = \frac{V_{IN}^2}{2fP_{OUT}} D^2 \quad (A.2)$$

Considerando que o conversor não possui eficiência de 100%, chega-se na Expressão A.3.

$$L = \frac{V_{IN}^2}{2f \frac{P_{OUT}}{\eta}} D^2 \quad (A.3)$$

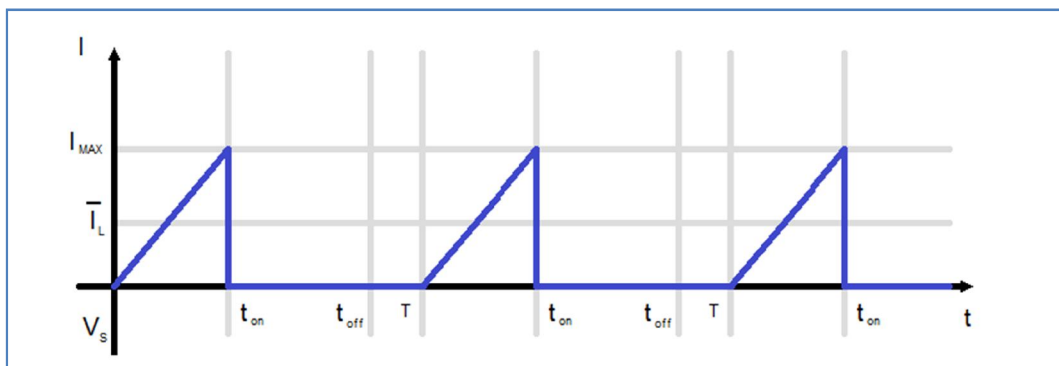
APÊNDICE B – RELAÇÃO ENTRE O VALOR DE PICO E O VALOR RMS DA CORRENTE NO INDUTOR

O valor RMS (*Root Mean Square* – valor médio quadrático), ou valor efetivo de uma função é dado pela Expressão B.1, onde x é uma função no tempo avaliada no período de tempo entre 0 e T .

$$X_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T x^2 dt} \quad (B.1)$$

Para a forma de onda indicada na Figura B.1, pode-se desenvolver a Expressão B.1:

Figura B.1 – Forma de onda da corrente no indutor.



Fonte: Produção do Autor.

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \left(\int_0^{t_{ON}} \left[\frac{I_p}{t_{ON}} t \right]^2 dt + \int_{t_{ON}}^T 0 dt \right)} = \sqrt{\frac{1}{T} \left(\left[\frac{I_p}{t_{ON}} \right]^2 \int_0^{t_{ON}} t^2 dt \right)} \quad (B.2)$$

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \left(\left[\frac{I_p}{t_{ON}} \right]^2 \left[\frac{t^3}{3} \Big|_{t_{ON}} - \frac{t^3}{3} \Big|_0 \right] \right)} = \sqrt{\frac{1}{T} \frac{I_p^2}{t_{ON}^2} \frac{t_{ON}^3}{3}} = \sqrt{\frac{I_p^2 t_{ON}}{3 T}} = I_p \sqrt{\frac{d}{3}} \quad (B.3)$$

APÊNDICE C – DIMENSIONAMENTO DOS CONDUTORES E DO NÚCLEO DO INDUTOR

C.1 Dimensionamento dos condutores

Os condutores são dimensionados a partir da corrente RMS que passa por eles e em concordância com o padrão ASTM B258. O condutor a ser selecionado deve ter a menor secção transversal que permita a condução da corrente esperada. A Tabela C.1 apresenta alguns dos tamanhos padronizados e sua capacidade de corrente, considerando que os condutores sejam de cobre.

Tabela C.1 – Tabela de condutores AWG

AWG	Diâmetro (mm)	Secção (mm²)	Corrente (A)	Massa (kg/km)	Resistência (Ω/km)
12	2,052	3,307	9,5	29,4	5,13
13	1,829	2,627	7,5	23,3	6,49
14	1,628	2,081	6,0	18,5	8,17
15	1,450	1,651	4,8	14,7	10,3
16	1,290	1,307	3,7	11,6	12,9
17	1,151	1,040	3,2	9,26	16,34
18	1,024	0,8235	2,5	7,30	20,73

Fonte: Adaptado da ASTM (2014)..

Conforme calculado no item 4.3.1, nas Expressões 4.50 e 4.52, as correntes RMS no enrolamento primário e secundário são respectivamente 2,86A e 6,62A. Conforme a Tabela C.1, os condutores a serem utilizados são respectivamente AWG 17 e AWG 13.

C.2 Dimensionamento do núcleo e dos enrolamentos

Uma das possíveis métricas utilizadas para o dimensionamento do núcleo de um elemento magnético é o *Area Product* que é o produto de dois fatores geométricos de um determinado núcleo: *Window Area*, que é a área disponível no núcleo para ser ocupada pelos enrolamentos projetados e o *Effective Area* ou *Core Area*, que é a secção transversal efetivamente ocupada pelo fluxo magnético no interior do núcleo. A folha de dados de um núcleo possui o valor do seu *Area Product*. (PRESSMAN, BILLINGS & MOREY, 2009)

O *Area Product* também se relaciona com outros elementos de projeto por meio da Expressão C.1, onde A_p é o *Area Product*, P_{OUT} é a potência de saída, f é a frequência de chaveamento, B_{MAX} é a máxima densidade de fluxo magnético desejada no núcleo, J_{MAX} é a máxima densidade de corrente nos enrolamentos e k é o fator de empacotamento, que representa a porção do *Window Area* efetivamente ocupada pelos enrolamentos. (MAGNETICS INC, 2018)

$$A_p = \frac{P_{OUT}}{k \cdot B_{MAX} \cdot J_{MAX} \cdot f} \quad (C.1)$$

Das especificações da Tabela 4.1 e, adotando um fator de empacotamento de 0,5, uma máxima densidade de corrente $500A/cm^2$ e uma máxima densidade de fluxo magnético de $0,3T$:

$$A_p = \frac{30}{0,5 \cdot 0,5 \cdot 500 \cdot 10^4 \cdot 200 \cdot 10^3} \Rightarrow A_p = 1,2 \cdot 10^{-10} m^4 = 0,012 cm^4 \quad (C.2)$$

Com esse resultado, pode-se comparar com o *Area Product* das folhas de dados de fabricante até encontrar o menor núcleo com um *Area Product*

superior ao requerido. A Tabela C.2 apresenta alguns núcleos do tipo *pot core* do fabricante FerroxCube.

Tabela C.2 – Núcleos *pot core*.

Part Number	Ap (cm ⁴)	Ac (mm ²)
P1107	0,00788	16,2
P1408	0,0221	25,1
P1811	0,1030	47,5
P2213	0,1660	73,4
P1623	0,3480	93,9

Fonte: Adaptado de FERROXCUBE (2017).

Conforme a Tabela C.2, o núcleo a ser utilizado é o P1408.

O número de espiras no primário pode ser obtido pela Expressão C.3:

$$n_1 = \frac{L \cdot I_{pk}}{B_{MAX} \cdot A_c} \Rightarrow n_1 = \frac{7,24 \cdot 10^{-6} \cdot 7,197}{0,3 \cdot 25,1 \cdot 10^{-4}} = 4 \quad (C.3)$$

Este número de espiras em fio AWG17 não é comportado pelo P1408. Com isso procede-se para um núcleo maior. Iterando-se o processo, adotou-se um núcleo P1811, com duas espiras no primário. Pela relação de espiras, conclui-se que o secundário terá 1 espira.

C.3 Dimensionamento do entreferro

O comprimento do entreferro do indutor é definido pela expressão C.4:

$$l_g = \mu \frac{N^2}{L} A_c \Rightarrow l_g = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{2^2}{7,24 \cdot 10^{-6}} 47,5 \cdot 10^{-6} = 0,04mm \quad (C.4)$$

ANEXO A – CIRCUITO ESQUEMÁTICO DO CONVERSOR

