



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

FÁBIO JOSÉ LIMA FREIRE

**MICROINVERSOR MONOFÁSICO BASEADO NA DERIVAÇÃO DA TOPOLOGIA
FLYBACK PARA SISTEMA DE GERAÇÃO FOTOVOLTAICA**

FORTALEZA

2015

FÁBIO JOSÉ LIMA FREIRE

**MICROINVERSOR MONOFÁSICO BASEADO NA DERIVAÇÃO DA TOPOLOGIA
FLYBACK PARA SISTEMA DE GERAÇÃO FOTOVOLTAICA**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Sistemas de Energia Elétrica

Orientador: Prof. Paulo Peixoto Praça, Dr.

Coorientador: Prof. Demercil de Souza Oliveira Júnior, Dr.

FORTALEZA

2015

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

-
- F933m Freire, Fábio José Lima.
Microinversor monofásico baseado na derivação da topologia flyback para sistema de geração fotovoltaica / Fábio José Lima Freire. – 2015.
160 f. : il. color., enc. ; 30 cm.
- Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Departamento de Engenharia Elétrica, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2015.
Área de Concentração: Sistemas de Energia Elétrica.
Orientação: Prof. Dr. Paulo Peixoto Praça.
Coorientação: Prof. Dr. Demercil de Souza Oliveira Júnior.

1. Engenharia elétrica. 2. Conversores. 3. Geração de energia fotovoltaica. I. Título.

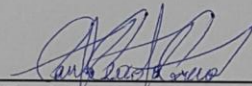
FÁBIO JOSÉ LIMA DE FREIRE

MICROINVERSOR MONOFÁSICO BASEADO NA DERIVAÇÃO DA
TOPOLOGIA FLYBACK PARA SISTEMA DE GERAÇÃO FOTOVOLTAICA

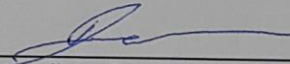
Dissertação apresentada ao
Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica da Universidade
Federal do Ceará, como requisito à
obtenção do título de Mestre em
Engenharia Elétrica. Área de
Concentração: Sistema de Energia
Elétrica.

Aprovada em: 30/04/2015

BANCA EXAMINADORA



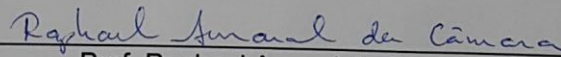
Prof. Paulo Peixoto Praça, Dr. (Orientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)



Prof. Demercil de Souza Oliveira Júnior, Dr.
Universidade Federal do Ceará (UFC)



Prof. Luiz Henrique Silva Colado Barreto, Dr.
Universidade Federal do Ceará (UFC)



Prof. Raphael Amaral da Câmara, Dr.
Universidade da Integração Internacional
da Lusofonia Afro-Brasileira (UNILAB)

À Deus.

À minha família e meus amigos.

AGRADECIMENTOS

Agradecer inicialmente ao GPEC por disponibilizar o espaço físico, os equipamentos e os componentes semicondutores fundamentais para a realização da presente pesquisa.

Aos meus orientadores, os professores Dr. Paulo Peixoto Praça e Dr. Demercil Oliveira, pelas contribuições e confiança neste trabalho. Aos membros da banca examinadora, os professores Dr. Luiz Henrique Silva Colado Barreto e Raphael Amaral da Câmara que dispuseram e dedicaram seu tempo em ler e realizar suas considerações. Aos professores, Dr. Cícero Marcos Tavares, Dr. Paulo Carvalho, Dr. Paulo Praça e Dr. Luiz Henrique, aos técnicos do Departamento de Engenharia Elétrica e ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica – PPGEE da Universidade Federal do Ceará – UFC.

Aos meus companheiros de pós-graduação, especialmente ao Allan, ao Samuel, ao Juliano, ao Bruno e ao Luan Mazza, que contribuíram diretamente para elaboração desse trabalho. Ao meu amigo Deivid Matias que sempre me incentivou e participou desse estudo. Como também cabe agradecimentos aos meus amigos de Limoeiro do Norte: Neilton, Evandro, Marcello, Rodney e as amigadas que foram construídas no Laboratório do GPEC e LCE: Davi, Esio, Welton, Barbosa, Heron, Dalton, Amaury, Fernando, Lucas, Antônio, Bruno, dentre outros. A Professora Vilma Grazielle pelas observações e visão detalhista nas correções desta pesquisa.

A minha família, meus pais, Maria de Fátima Lima Freire e José Domingos Freire, minha irmã, Rute Fabiana Lima Freire. Enfim, a todos aqueles que sempre me motivaram na conclusão desta etapa profissional e acadêmica em minha vida e aqueles que estiveram presentes nas discussões e melhorias deste trabalho. Muito obrigado a todos!

RESUMO

A pesquisa desenvolve o projeto e a implementação de um microinversor monofásico de estágio único obtido da derivação de quatro conversores *flybacks* CC-CC operando no modo descontínuo e associado em módulos paralelos. Este arranjo reduz o volume dos magnéticos, diminui os esforços de correntes nos primários dos transformadores, bem como minimiza as oscilações no módulo fotovoltaico. Em meio as principais propriedades do microinversor *flyback* (MIF) desta pesquisa, as chaves dos primários atuam com comutação SPWM em alta frequência e defasadas em cento e oitenta graus, enquanto as chaves dos secundários são comandadas por PWM's complementares. Para validar a pesquisa será desenvolvido um protótipo que efetuará o processamento de energia interligando um painel fotovoltaico com 200 W de potência, em cargas resistivas com características senoidais. O sistema proposto está fundamentado na configuração módulo inversor integrado (MIC), que por sua vez, possui menores perdas nos semicondutores e elementos magnéticos da topologia, quando comparado aos complexos sistemas fotovoltaicos centralizados. Dentre as aplicações do microinversor *flyback* encontram-se: abastecimento de sistemas remotos, alimentação de aparelhos eletroeletrônicos, pequenas estações de bombeamentos de água, conexões a rede elétrica, entre outros. Apesar da baixa potência, o microinversor apresenta características elétricas essenciais a inserção na matriz energética, tais como: isolamento entre a fonte e a carga, formas de ondas de tensões e correntes na saída com pequenas distorções e na frequência da rede. Os resultados obtidos em laboratório revelam que o microinversor *flyback* operando em malha aberta obtém rendimentos próximos a 90%, sendo entregue à carga cerca de 180 W. Sendo assim, a facilidade na construção, a utilização de poucos componentes e os resultados coletados experimentalmente habilitam o microinversor *flyback* a realizar a conversão CC-CA de sistemas fotovoltaicos de pequenas potências conectados em cargas lineares monofásicas com características senoidais ou interligados à rede elétrica.

Palavras-Chaves: Comutação SPWM. Conversão CC-CA. Estágio único. Malha aberta. Modo descontínuo. Módulo fotovoltaico. Monofásico.

ABSTRACT

The study proposes the design and implementation of a single phase inverter of single stage obtained the derivation of four flybacks converters CC-CC operating in discontinuous mode and associated in parallel modules. This arrangement reduces the amount of magnetic and decreases current efforts in primary transformers and minimizes fluctuations in photovoltaic module. Among the main properties of micro inverter flyback (MIF) this research, the primary keys work with SPWM switching at high frequency and lagged in one hundred and eighty degrees, while the secondary keys are controlled by PWM's complementary. To validate the research, we will develop a prototype that will effect the processing power connecting a photovoltaic panel with 200W power in resistive loads with senoidais characteristics. The proposed system is based on the configuration of the integrated module drive (MIC), which, in turn, has lower losses in the semi-conductors and magnetic elements of the topology, when compared to complex centralized photovoltaic systems. Among the applications of micro inverter flyback are: supply of remote systems, power electronics devices, small water pumping stations, connections to the grid, among others. Despite the low power, micro inverter has electrical characteristics essential for the insertion in the energy matrix, such as: insulation between the source and the load, types of voltages and currents waves in output with little distortion and frequency of the network. The results obtained in the laboratory show that the micro inverter flyback operating in open loop gets yields close to 90% being delivered to the load about 180W. Thus, the ease of construction, the use of fewer components and results collected experimentally enable the micro inverter flyback to perform the CC-CA conversion of photovoltaic systems of small powers connected in single-phase linear loads with senoidais characteristics or interconnected to the electric grid.

Key-Words: SPWM switching. DC-AC conversion. Single stage. Open loop. Discontinuous mode. Photovoltaic module. Single phase.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1.1 - (a) Sistema MCI em um único painel; (b) Sistema MCI em associação de painéis	3
Figura 2.1 - Circuito do conversor flyback a dois interruptores.....	8
Figura 2.2 - Microinversor flyback a quatro transistores.....	11
Figura 2.3 - Microinversor flyback usando interface de amortecimento APDS.....	14
Figura 2.4 - Conexões para os conversores CC-CC de duas portas: (a) Paralelo-paralelo (b) Paralelo-Série (c) Série-Paralelo (d) Série-Série	16
Figura 2.5 - Microinversor flyback de único estágio associado em paralelo.....	18
Figura 2.6 - Microinversor flyback Híbrido.....	19
Figura 2.7 - Topologia do MIF: (a) Esquemático do primário; (b) Esquemático do secundário.....	22
Figura 2.8 - Diagrama esquemático do flyback com representação da dispersão	24
Figura 3.1 - Corrente no secundário nos modos: a) Modo de condução contínua; b) Modo de condução Limite; c) Modo de condução descontínua	26
Figura 3.2 - Circuito equivalente do MIF no SP	28
Figura 3.3 - Primeira etapa ($t_0 - t_1$).....	29
Figura 3.4 - Segunda etapa de operação ($t_1 - t_2$)	30
Figura 3.5 - Terceira etapa de operação ($t_2 - t_3$).....	30
Figura 3.6 - Modos de operações para a primeira etapa de funcionamento.	31
Figura 3.7 - (a) Forma de onda das portadoras utilizadas na comutação SPWM.....	36
Figura 3.8 - Forma de onda das moduladoras utilizadas na comutação SPWM	36
Figura 3.9 - Geração de pulsos dos interruptores sw_1 e sw_2	36
Figura 3.10 - Comutação das chaves sw_1 (0°), sw_2 (180°), sw_3 (0°) e sw_4 (180°) e no primário e ação da defasagem na corrente I_{p1} e I_{p2} no primário L_{mp1} e L_{mp2} e no secundário L_{s1} e L_{s2}	38
Figura 3.11 - Modulações das chaves sw_5 e sw_6 nos secundários	39
Figura 3.12 - Representação idealizada da expressão de corrente no interruptor sw_1 e no primário L_{mp1}	42
Figura 3.13 - Forma de onda da corrente na entrada I_{in} ; (b) Detalhe da forma de onda da corrente na entrada.....	45
Figura 3.14 - (a) Forma de onda da corrente de saída I_{p1} ; (b) Detalhe da forma de onda.....	47
Figura 3.15 - (a) Circuito elétrico do circuito snubber usado no MIF; (b) Circuito adotado para proteção contra sobretensão no MOSFET (snubber RCD) no fly1	50

Figura 3.16 - Tensão $v_{ds}(t)$ com snubber RCD.....	51
Figura 3.17 - (a) Ganho estático da tensão de saída; (b) Ganho estático da corrente de saída em função da tensão de alimentação	56
Figura 3.18 - (a) Curva característica de saída D versus corrente normalizada; (b) Curva característica G_v versus de saída do corrente normalizada.....	57
Figura 3.19 – (a) Corrente de saída; (b) Corrente eficaz na carga $I_{o(rms)}$ versus ciclo de trabalho máximo $D_{(max)}$	58
Figura 3.20 - (a) Tensão de saída; (b) Tensão eficaz na carga $V_{o(rms)}$ versus ciclo de trabalho máximo $D_{(max)}$;.....	59
Figura 3.21 - Potência instantânea na saída do conversor em função do ciclo de trabalho máximo	60
Figura 3.22 - Potência média na saída do conversor.	60
Figura 3.23 - Gráfico 3D representando a potência média na saída versus frequência de comutação em diferentes indutâncias de magnetização	61
Figura 3.24 - (a) Potência média na saída versus frequência de comutação em diferentes indutâncias de magnetização; (b) Potência média na saída versus razão cíclica máxima em diferentes indutâncias de magnetização.....	61
Figura 3.25 - (a) Potência média na saída versus razão cíclica máxima; (b) Potência média na saída versus percentual do ciclo de trabalho máximo no ponto de operação	62
Figura 3.26 - (a) Potência média na saída versus indutância de magnetização; (b) Potência média na saída versus variação percentual da indutância de magnetização no ponto de operação	63
Figura 4.1 - (a) Perdas totais no núcleo do transformador versus a frequência de comutação; (b) Perdas nos primários versus frequência de comutação; (c) Perdas nos primários versus ciclo de trabalho máximo	79
Figura 4.2 - (a) Perdas nos secundários versus frequência de comutação; (b) Perdas nos secundários versus ciclo de trabalho máximo	80
Figura 4.3 - (a) Perdas no transformador versus frequência de comutação; (b) Perdas no transformador versus ciclo de trabalho máximo.....	81
Figura 4.4 - (a) Perdas por condução e comutação versus frequência de comutação nos MOSFET's; (b) Perdas por condução e comutação versus ciclo de trabalho máximo nos MOSFET's	83
Figura 4.5 - Linearização da curva $I_{CE} \times V_{CE}$ do IGBT IRGP50B60pd1	85

Figura 4.6 - (a) Perdas nos IGBT's <i>versus</i> frequência de comutação; (b) Perdas nos IGBT's <i>versus</i> ciclo de trabalho máximo	85
Figura 4.7 - (a) Curvas da dissipação de energia durante a comutação para o IRGP50B60PD1 no datasheet; (b) Curvas da dissipação de energia durante a comutação para o IRGP50B60PD1	86
Figura 4.8 - Linearização da curva $I_F \times V_F$ do IGBT IRGP50B60pd1	88
Figura 4.9 - Perdas no conversor calculadas: (a) Perdas por condução e comutação; (b) Perdas em percentagem	89
Figura 5.1 - Comutação SPWM das chaves sw_1 a sw_4 ; (a) Formas de onda simulada; (b) Detalhes	93
Figura 5.2 - Comutação PWM nas chaves sw_5 e sw_6 defasadas 180° simulada	94
Figura 5.3 - Corrente I_{in} na entrada; (a) Forma de onda simulada; (b) Detalhe	95
Figura 5.4 - Correntes I_{p1} e I_{p2} nas entradas dos primários L_{mp1} e L_{mp2} dos transformadores T_1 e T_2 : (a) Forma de onda simulada; (b) Detalhe	96
Figura 5.5 - Tensões V_{p1} e V_{p2} nos primários L_{mp1} e L_{mp2} dos transformadores T_1 e T_2 : (a) Forma de onda simulada; (b) Detalhe	96
Figura 5.6 - Correntes I_{s1} e I_{s2} nos secundários L_{s1} e L_{s2} dos transformadores T_1 e T_2 : (a) Forma de onda simulada; (b) Detalhe	97
Figura 5.7 - Tensões V_{s1} e V_{s2} nos secundários L_{s1} e L_{s2} dos transformadores T_1 e T_2 : (a) Forma de onda simulada; (b) Detalhe	98
Figura 5.8 - Tensões nos diodos D_1 e D_2 conectados aos secundários L_{s1} e L_{s2} : (a) Forma de onda simulada; (b) Detalhe	98
Figura 5.9 - Correntes nos interruptores sw_5 e sw_6 : (a) Forma de onda simulada; (b) Detalhe	99
Figura 5.10 - Tensões nos interruptores sw_5 e sw_6 : (a) Forma de onda simulada; (b) Detalhe	99
Figura 5.11 - Tensão e corrente entregue a carga: (a) Forma de onda simulada; (b) Detalhe	100
Figura 5.12 - Potência na carga: (a) Forma de onda simulada; (b) Detalhe	100
Figura 5.13 - Chaveamento SPWM das chaves sw_1 e sw_2 : (a) Forma de onda experimental; (b) Detalhe	101
Figura 5.14 - Chaveamento PWM das chaves sw_5 e sw_6 defasados 180° experimental	102
Figura 5.15 - Corrente na Entrada (I_{in}): (a) Forma de onda experimental; (b) Detalhe	103
Figura 5.16 - Correntes I_{p1} e I_{p2} nas entradas nos primários L_{mp1} e L_{mp2} dos transformadores T_1 e T_2 : (a) Forma de onda experimental; (b) Detalhe	103
Figura 5.17 - Correntes I_{s1} e I_{s2} nos secundários L_{s1} e L_{s2} dos transformadores T_1 e T_2 : (a) Forma de onda experimental; (b) Detalhe	104

Figura 5.18 - Tensões nos diodos D_1 e D_2 conectados aos secundários L_{s1} e L_{s2} : (a) Forma de onda experimental; (b) Detalhe	104
Figura 5.19 - Tensões nos interruptores sw_5 e sw_6 ; (b) Detalhes das tensões nos interruptores sw_5 e sw_6 : (a) Forma de onda experimental; (b) Detalhe	105
Figura 5.20 - Tensão e corrente na carga experimental.....	105
Figura 5.21 - Resultados do rendimento do MIF com variação da potência de saída (carga linear resistiva) em função da tensão de entrada	106

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 - Valores máximos, eficazes e médios do MIF	49
Tabela 4.1 - Dados do projeto	65
Tabela 4.2 - Parâmetros físicos da construção do indutor	67
Tabela 4.3 - Resumo dos parâmetros dos transformadores	72
Tabela 4.4 - Principais características IRF4710.	73
Tabela 4.5 - Principais características IRGP50B60PD1.	75
Tabela 4.6 - Parâmetros dos Diodos Série BYV26E.....	76
Tabela 4.7 - Parâmetros dos enrolamentos primários.....	79
Tabela 4.8 - Parâmetros do Datasheet do MOSFET (IRP410).....	82
Tabela 4.9 - Parâmetros para o dimensionamento nos dissipadores dos MOSFET.	84
Tabela 4.10 - Coeficientes calculados dos polinômios de segunda ordem	86
Tabela 4.11 - Resumo dos parâmetros das perdas calculadas no MIF	90
Tabela 5.1 - Parâmetros para simulação do MIF.....	92
Tabela 5.2 - Componentes utilizados na simulação e experimental do MIF.....	93
Tabela 5.3 - Comparativo entre os parâmetros calculados, simulados e obtidos experimentalmente.....	107

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
AWG	<i>American Wire Gauge</i> (Unidade Americana de Fios)
BEN	Balanco Energético Nacional
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CNI	Confederação Nacional da Indústria
CNPJ	Cadastro Nacional da Pessoa Jurídica
CPF	Cadastro de Pessoa Física
CSI	<i>Current Source Inverter</i> (Inversor Fonte de Corrente)
EIA	<i>Energy Information Administration (EIA)</i> (Administração das Informações de Energia dos Estados Unidos)
FEA	Fontes de Energia Alternativa
FPGA	<i>Field-Programmable Gate Array</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronic Engineers</i> (Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos)
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> (Transistor Bipolar de Porta Isolada)
LRF	Modelo do Resistor sem Perdas
MATCAD	<i>Software Proprietário de Matemática e Engenharia</i>
MATLAB	<i>Matrix Laboratory</i>
MCC	Modo de condução contínua
MCD	Modo de condução Descontínua
MCI	Módulo Conversor Integrado
ME	Matriz energética
MFI	Microinversor baseado na topologia Flyback
ML	Modo de Condução Limite
MODELSIM	<i>Simulator for mixed language VHDL, Verilog ...</i>
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i> (Transistor de Efeito de Campo a semicondutor de óxido e metal).
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i> (Ponto de Máxima Potência)
NBR	Norma Brasileira

ONU	Organização das Nações Unidas ou simplesmente Nações Unidas
P & O	Perturbar e Observar
PSIM	<i>Simulation Software - Powersim Inc</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Comutação por Largura de Pulso)
Quartus II	Web Edition Software - Altera
RE	Rede elétrica
RMS	<i>Root Mean Square</i> (Valor Médio Quadrado)
SCR	<i>Rectifier Silicon Controlled</i> (Retificador Controlado de Silício)
SN	Semiciclo negativo
Snubber	<i>Snubber with resistor, capacitor and diode</i> (grapeamento com resistor, capacitor e diodo)
RCD	
SP	Semiciclo positivo
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i> (Comutação por Largura de Pulso Senoidal)
TDH	Taxa de Distorção Harmônica
UFC	Universidade Federal do Ceará
VA	Potência Aparente
VAR	Potência Reativa
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i> (Inversor Fonte de Tensão)

LISTA DE SÍMBOLOS

μ_0	Permeabilidade magnética	H/m
A_e	Área da seção transversal do núcleo	
A_w	Área da janela do núcleo	
B	Densidade de fluxo	T
B_{Gaus}	Densidade de fluxo em Gaus.	G
B_{max}	Máxima densidade de fluxo	T
C_1 a C_4	Capacitores C_1 a C_4	F
$C_f = C_o$	Capacitor de filtro de saída	F
C_o	Capacitância do filtro de saída	°C
C_s	Capacitor do circuito snubber	F
C_{sn1} a C_{sn4}	Capacitor <i>snubber</i> D_{sn1} a D_{sn4}	Ω
$D_{(\text{max})}$	Ciclo de trabalho máximo	
$D(\omega t)$	Ciclo de trabalho no domínio ωt	
D_1 a D_6	Diodos D_1 a D_6	
d_{max}	Diâmetro máximo	mm
D_s	Diodo do circuito snubber	
D_{sn1} a D_{sn4}	Diodos <i>snubber</i> D_{sn1} a D_{sn4}	Ω
f_r	Frequência da rede.	Hz
f_{sw}	Frequência de chaveamento dos interruptores.	Hz
G_{iv}	Ganho estático de corrente em relação a tensão do MIF	
G_v	Ganho estático de tensão do MIF	
I_{AV}	Corrente média do diodo	A
i_{Co}	Correntes no capacitor de saída	A
I_D	Corrente dreno source	A
$I_{D1(\text{max})}$	Corrente máxima no diodo D_1	A
$I_{D1(\text{med})}$	Corrente média no diodo D_1	A
$I_{D1(\text{rms})}$	Corrente eficaz no diodo D_1	A
$I_{\text{F(RM)}}$	Corrente de pico reverso	A
I_g	Metade do entreferro	mm
$I_{\text{in}(\text{max})}$	Corrente máxima entrada do MIF	A
$I_{\text{in}(\text{med})}$	Corrente média na entrada do MIF	A
$I_{\text{in}(\text{rms})}$	Corrente eficaz na entrada do MIF	A

$I_{in(rms)}$	Corrente eficaz na entrada do MIF	A
$i_{in}(t)$	Corrente instantânea na entrada do MIF	A
i_{Lmp}	Corrente na indutância de magnetização do primário do transformador	A
i_{Ls}	Corrente na indutância de magnetização do secundário do transformador	A
$I_{o(rms)}$	Corrente eficaz na rede doado pelo MIF	A
$i_o(t)$	Corrente instantânea na rede doado pelo MIF	A
$I_{p(max)}$	Corrente máxima no primário do transformador T_1 somada a corrente máxima no primário do transformador T_2	A
$I_{p(med)}$	Corrente média no primário do transformador T_1 somada a corrente média no primário do transformador T_2	A
$I_{p(rms)}$	Corrente eficaz no primário do transformador T_1 somada a corrente eficaz no primário do transformador T_2	A
$I_{p1(max)}$	Corrente máxima no primário do transformador T_1	A
$I_{p1(med)}$	Corrente média no primário do transformador T_1	A
$I_{p1(rms)}$	Corrente eficaz no primário do transformador T_1	A
$i_{p1}(t)$	Corrente instantânea no primário do transformador T_1	A
$i_{p1}(\omega t)$	Corrente no primário do transformador T_1 no domínio ωt	A
$I_{p2(max)}$	Corrente máxima no primário do transformador T_2	A
$I_{p2(med)}$	Corrente média no primário do transformador T_2	A
$I_{p2(rms)}$	Corrente eficaz no primário do transformador T_2	A
I_{rr}	Corrente de recuperação reversa no diodo	A
$I_s(max)$	Corrente máxima na saída do MIF	A
$I_s(med)$	Corrente média na saída do MIF	A
$I_s(rms)$	Corrente eficaz na saída do MIF	A
$I_{s1(max)}$	Corrente máxima no secundário do transformador T_1	A
$I_{s1(med)}$	Corrente média no secundário do transformador T_1	A
$I_{s1(rms)}$	Corrente eficaz no secundário do transformador T_1	A
$i_{s1}(t)$	Corrente instantânea no secundário do transformador T_1	A
$i_{s1}(\omega t)$	Corrente no secundário do transformador T_1 no domínio ωt	A
$I_{s2(max)}$	Corrente máxima no secundário do transformador T_2	A
$I_{s2(med)}$	Corrente média no secundário do transformador T_2	A

$I_{s2(rms)}$	Corrente eficaz no secundário do transformador T_2	A
i_{sn}	Corrente circulante no circuito <i>snubber</i>	W
$I_{sw1(max)}$	Corrente máxima no interruptor sw_1	A
$I_{sw1(med)}$	Corrente média no interruptor sw_1	A
$I_{sw1(rms)}$	Corrente eficaz no interruptor sw_1	A
i_T	Corrente na entrada do primário do transformador	A
J	Densidade de corrente	A/cm ²
J_{max}	Densidade de corrente máxima	A/cm ²
$k(ON), k(OFF)$	Coefficiente encontrados nos polinômios de segunda ordem	
K_p	Fator de utilização do primário	
k_u	Possibilidade de execução	
K_w	Fator de utilização da área da janela	
L	Indutor	H
L_1 a L_5	Indutor L_1 a L_5	H
L_f	Indutor de filtro de saída	H
L_{lk_p}	Indutância de dispersão do primário	H
L_{lk_s}	Indutância de dispersão do secundário	H
L_{mp}	Indutância de magnetização do primário	H
L_{mp1} a L_{mp4}	Indutância de magnetização dos primários L_{mp1} a L_{mp4}	H
L_{ms}	Indutância de magnetização do secundário	H
L_{s1} a L_{s4}	Indutância de magnetização dos secundário L_{s1} a L_{s4}	H
l_t	Comprimento médio da espira	cm
M_a	Índice de comutação máxima	
M_f	Índice de comutação da frequência	
N	Relação de transformação N_p/N_s	
$N_{fios(p)}$	Números de fios no primário do transformador T_1	
$N_{fios(s)}$	Números de fios no secundário do transformador T_1	
N_{p1}	Número de espiras no primário do transformador T_1	
N_{s1}	Número de espiras no secundário do transformador T_1	
P_D	Máxima dissipação de energia	W
$P_{D1(com)}$	Perdas no diodo D1 por comutação	W
$P_{D1(cond)}$	Perdas no diodo D1 por condução	W

Peso	Peso do núcleo tabelado pelo o fabricante	G
$P_{fly1(enrol)}$	Perdas no primário e secundário no transformador T_1	W
$P_{fly1(núcleo)}$	Perdas no núcleo do transformador T_1	Cm
$P_{fly1(trafo)}$	Perdas no transformador T_1	W
$P_{fly1_p(cu)}$	Perdas no primário do transformador T_1	W
$P_{fly1_s(cu)}$	Perdas no secundário do transformador T_1	W
P_{in}	Potência na entrada do conversor.	S
P_{MIF}	Perdas no MIF	W
$P_{MIF(enrol)}$	Perdas nos enrolamentos do MIF	W
$P_{MIF(núcleo)}$	Perdas no núcleo em todos os <i>flybacks</i> 1,2,3 e 4	W
$P_{MIF(tot)}$	Perdas no conversor	W
$P_{MIF(trafo)}$	Perdas nos transformadores dos MIF	W
P_{MIF_Diodos}	Perdas nos diodos no MIF	W
$P_{MIF_Diodos(com)}$	Perdas nos diodos por comutação no MIF	W
$P_{MIF_Diodos(cond)}$	Perdas nos diodos por condução no MIF	W
$P_{MIF_IGBT's(tot)}$	Perdas nos IGBT's do MIF	W
$P_{MIF_MOSFT's(com)}$	Perdas nos MOSFET's por comutação	W
$P_{MIF_MOSFT's(cond)}$	Perdas em MOSFET's por condução	W
$P_{MIF_MOSFT's(tot)}$	Perdas nos MOSFET's do MIF	W
$P_{MIF_p(cu)}$	Perdas nos enrolamentos primários do MIF	W
$P_{MIF_s(cu)}$	Perdas no secundário do transformador T_1	W
$P_{MIF_sw_ativ (tot)}$	Perdas nos interruptores ativos do MIF	W
$P_{o(med)}$	Potência média na saída	V
P_{rr}	Perda na recuperação reversa no diodo	W
P_{sn}	Potência dissipada no resistor <i>snubber</i> R_{sn}	W
$P_{sw1(com)}$	Perdas no interruptor sw_1 por comutação	W
$P_{sw1(cond)}$	Perdas no interruptor sw_1 por condução	W
$P_{sw1(tot)}$	Perdas no sw_1	W
$P_{sw5(OFF)}$	Perdas na chave sw_5 pela comutação OFF	W
$P_{sw5(ON)}$	Perdas na chave sw_5 pela comutação ON	W
R_1 a R_3	Resistores R_1 a R_3	Ω
$R_{ds(on)}$	Resistência de condução	Ω
R_e	Resistência efetiva do MIF	Ω

R_{e_fly1}	Resistência efetiva do fly ₁	Ω
RES	Resistência série do capacitor	Ω
R_i	Resistência de condução do IGBT	V
R_o	Resistência de carga	Ω
R_s	Resistência do circuito snubber do MIF	Ω
R_{sn}	Resistor <i>snubber</i>	Ω
$R_{th\ cd}$	Resistividade térmica entre a cápsula e o dissipador	Ω
$R_{th\ j-a}$	Resistência térmica da junção para ambiente	K/W
$R_{th\ jc}$	Resistividade térmica entre a junção e cápsula	Ω
$R_{th\ j-p}$	Resistência térmica da junção para isolador	K/W
$R_{\theta JC}$	Resistência térmica junção-cápsula do MOSFET	$^{\circ}C/W$
S_1 a S_6	Interruptores S_1 a S_6	
S_{cu}	Seção dos condutores de cobre	cm ²
$S_{cu(isol)}$	Área de cobre isolado	cm ²
S_{p1} a S_{p4}	Seção dos condutores nos primários dos transformadores T_1 a T_4	cm ²
S_{s1} a S_{s4}	Seção dos condutores nos secundários dos transformadores T_1 a T_4	cm ²
sw_1 a sw_6	Interruptores sw_1 a sw_6 do MIF	
T	Tempo	s
t_1	Primeiro instante de tempo.	s
T_1 a T_4	Transformador T_1 a T_4	H
t_2	Segundo instante de tempo.	s
t_3	Terceiro instante de tempo.	s
T_{amb}	Temperatura ambiente.	V
t_f	Tempo de queda da corrente	ns
T_{jmax}	Temperatura máxima na junção	$^{\circ}C$
T_o	Tempo de desmagnetização do transformador	s
t_o	Instante de tempo inicial	s
t_{on}	Tempo de condução do interruptor	s
$t_{on}(\omega t)$	Tempo de condução do interruptor no domínio ωt	s
t_r	Tempo de subida da corrente	ns
t_{rr}	Tempo de recuperação reversa do diodo	W

t_{rr}	Tempo de recuperação reversa do diodo em antiparalelo	Ns
t_{sn}	Tempo de condução da corrente no circuito <i>snubber</i>	S
T_{sw}	Período de comutação dos interruptores sw_1 a sw_6	S
$T_{sw1(off)}$	Período de permanência do interruptor sw_1 bloqueado	S
$T_{sw1(off)}$	Período de tempo que o interruptor sw_1 permanece bloqueado	S
$T_{sw1(on)}$	Período de condução do interruptor sw_1	S
$T_{sw1(on)}$	Período de tempo que o interruptor sw_1 permanece conduzindo	S
V_{CES}	Tensão coletor-emissor	V
V_{d_sn}	Tensão no diodo do circuito <i>snubber</i>	V
$V_{D1(max)}$	Tensão máxima no diodo D_1	V
$V_{D1(med)}$	Tensão média no diodo D_1	V
$V_{D1(rms)}$	Tensão eficaz no diodo D_1	V
$V_{ds(max)}$	Tensão nos terminais do interruptor	V
$v_{ds}(t)$	Tensão instantânea nos terminais do interruptor variando com tempo	V
V_{DSS}	Tensão dreno source	V
V_f	Tensão de joelho do diodo	V
V_{GE}	Tensão porta emissor	V
$V_{in(nom)}$	Tensão de entrada nominal do painel fotovoltaico.	V
V_L	Tensão no indutor	V
V_{Lmp}	Tensão na indutância de magnetização	V
$V_{mod(max)}$	Tensão máxima da moduladora	V
$V_{mod}(t)$	Tensão da moduladora no domínio do tempo	V
$V_{o(max)}$	Tensão máxima na saída.	V
$V_{o(rms)}$	Tensão eficaz na saída.	V
$v_o(t)$	Tensão instantânea na carga	V
$v_{os}(t)$	Tensão instantânea na indutância de dispersão do primário	V
	L_{lk_p}	
$v_{os}(t)$	Tensão instantânea na indutância de dispersão do primário	V
	L_{lk_p}	
V_{p1}	Tensão no primário V_{p1}	V

$V_{port(max)}$	Tensão máxima da portadora	V
$V_{port}(t)$	Tensão da portadora no domínio do tempo	V
$V_{port1(max)}$	Tensão máxima da portadora 1	V
$V_{port1}(t)$	Tensão da portadora 1 no domínio do tempo	V
$V_{port2(max)}$	Tensão máxima da portadora 2	V
$V_{port2}(t)$	Tensão da portadora 2 no domínio do tempo	V
$v_{r_sn}(t)$	Tensão instantânea no resistor <i>snubber</i> R_{sn}	V
$V_{ref1(max)}$	Tensão máxima da moduladora 1	V
$V_{ref1}(t)$	Tensão da moduladora 1 no domínio do tempo	V
$V_{ref2(max)}$	Tensão máxima da moduladora 2	V
$V_{ref2}(t)$	Tensão da moduladora 2 no domínio do tempo	V
V_{RRM}	Tensão de pico reverso nos diodos.	V
V_{s1}	Tensão nos secundários V_{s1}	V
V_{SD}	Queda de tensão durante a condução do diodo em antiparalelo	V
$V_{sw1(max)}$	Tensão máxima no interruptor sw_1	V
$V_{sw1(med)}$	Tensão média no interruptor sw_1	V
$V_{sw1(rms)}$	Tensão eficaz no do interruptor sw_1	V
V_{TO}	Tensão de joelho no IGBT	V
W_{rr}	Energia dissipada na recuperação reversa no diodo	J
$W_{sw5(OFF)}$	Energia dissipada na chave sw_5 na comutação OFF do IGBT	J
$W_{sw5(ON)}$	Energia dissipada na chave sw_5 na comutação ON do IGBT	J
Δ	Entreferro	mm
Δ	Efeito pelicular	cm ²
ΔB_{max}	Variação da densidade de fluxo	T
Δi_{Lf}	Ondulação de corrente no indutor	V
$\Delta T_{núcleo}$	Cálculo da elevação de temperatura	°C
ΔV_{Co}	Ondulação da tensão de saída.	V
ΔV_{in}	Ondulação da tensão de entrada nominal do painel fotovoltaico.	V
ΔW	Variação do Trabalho	J

η_{conv}	Rendimento do conversor	V
Π	Valor de pi (3,14)	
P	Resistividade do cobre	$\Omega \cdot \text{cm}$

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO GERAL.....	1
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO DO TEMA.....	1
1.2	SISTEMA PROPOSTO.....	2
1.3	JUSTIFICATIVA DA PESQUISA	3
1.4	OBJETIVOS DA PESQUISA E CONTRIBUIÇÕES.....	4
1.5	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	5
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA E ESTADO DA ARTE	7
2.1	CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	7
2.2	TOPOLOGIAS DE MICROCONVERSORES FLYBACKS MONOFÁSICOS DE ESTÁGIO ÚNICO CONECTADOS A REDE	7
2.2.1	<i>Flyback</i> CC-CC a Dois Interruptores	8
2.2.2	<i>Flyback</i> CC-CA a Quatro Chaves	10
2.2.3	<i>Flyback</i> CC-CA com Circuito de Dissociação na Entrada.....	13
2.2.4	Associação de Conversores <i>Flybacks</i>	15
2.2.5	<i>Flybacks</i> CC-CA Associados em Paralelo	16
2.2.6	<i>Flybacks</i> CC-CA Híbrido.....	19
2.2.7	Microinversor Monofásico Baseado na Derivação da Topologia <i>Flyback</i> para Sistemas de Geração Fotovoltaica	21
2.3	CONSIDERAÇÕES FINAIS	25
3	ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA DO MICROCONVERSIONOR CC-CA FLYBACK (MIF).....	26
3.1	CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	26
3.2	MODOS DE OPERAÇÃO DO FLYBACK	26
3.2.1	Vantagens e Desvantagens dos Modos MCC e MCD.....	27
3.3	PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO MIF NOS SEMICICLOS	28
3.4	ANÁLISE DAS ETAPAS DE OPERAÇÃO DO CONVERSIONOR FLYBACK.	29
3.4.1	Primeira Etapa de Operação - $[t_0-t_1]$	29
3.4.2	Segunda Etapa de Operação - $[t_1-t_2]$	29
3.4.3	Terceira Etapa de Operação - $[t_2-t_3]$	30
3.5	EQUAÇÕES BÁSICAS DO CONVERSIONOR FLYBACK CC-CA.....	32
3.6	COMUTAÇÃO PROPOSTA	34
3.6.1	Comutação SPWM das Chaves do Primário	35
3.6.2	Comutação PWM no Secundário.	39
3.7	IMPLEMENTAÇÃO DIGITAL DAS TÉCNICAS DE MODULAÇÕES	39
3.8	ANÁLISE MATEMÁTICA DO CONVERSIONOR <i>FLYBACK</i> CC-CA OPERANDO EM MODO DESCONTÍNUO.....	40
3.8.1	FORMAS DE ONDAS DAS CORRENTES NO PRIMÁRIO DO MICROINVERSIONOR FLYBACK	41
3.9	ESFORÇOS DE CORRENTES.....	45

3.9.1	Valor Eficaz e Médio da Corrente (I_{in}) na Entrada do conversor	45
3.9.2	Valor Eficaz e Médio das Correntes (I_{p1}) no Enrolamento Primário e (I_{s1}) no Secundário	47
3.9.3	Valor Eficaz e Médio da Corrente (I_s) na saída do conversor	48
3.10	CIRCUITO SNUBBER DO MIF	50
3.11	CÁLCULO DA RESISTÊNCIA EFETIVA DO MIF	53
3.12	DETERMINAÇÃO DA INDUTÂNCIA DE MAGNETIZAÇÃO MÁXIMA NO MODO MCD.....	54
3.13	GANHO ESTÁTICO DO MIF	55
3.14	LIMÍTES ENTRE O MODO MCC E MCD	56
3.15	TENSÕES E CORRENTES NA CARGA.....	58
3.16	POTÊNCIA NA CARGA	60
3.17	POTÊNCIA MÉDIA NA SAÍDA EM FUNÇÃO DE INDUTÂNCIA DE MAGNETIZAÇÃO E DA FREQUÊNCIA DE COMUTAÇÃO	61
3.18	DETERMINAÇÃO DA ONDULAÇÃO DA TENSÃO DE SAÍDA	63
3.19	CONSIDERAÇÕES FINAIS	64
4	METODOLOGIA DO PROJETO DO MICROINVERSOR <i>FLYBACK</i>	65
4.1	CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	65
4.2	METODOLOGIA DO PROJETO	65
4.2.1	Valor Mínimo da Tensão de Entrada ($V_{in(min)}$)	66
4.2.2	Valor de Máximo da Tensão de Entrada ($V_{in(max)}$).....	66
4.2.3	Potência de Entrada ($P_{in(nom)}$).....	66
4.2.4	Corrente Nominal na Entrada ($I_{in(nom)}$).....	66
4.2.5	Resistência de Carga (R_o).....	66
4.2.6	Resistência efetiva	66
4.2.7	Resistência efetiva de cada <i>flyback</i>	66
4.2.8	Valor de Pico da Tensão de Saída ($V_{o(max)}$)	66
4.2.9	Índice de Comutação (M_f).....	67
4.3	PROJETO DOS TRANSFORMADORES <i>FLYBACKS</i>	67
4.3.1	Cálculo do Produto das Áreas das Janelas ($A_e A_w$).....	67
4.3.2	Cálculo dos Entreferrros dos Transformadores <i>Flybacks</i> (\mathcal{S}).....	68
4.4	PARÂMETROS DOS ENROLAMENTOS	68
4.4.1	Indutância Magnetizante do Primário (L_{mp1}).....	68
4.4.2	Relação de Transformação	69
4.4.3	Corrente Máxima no Primário ($I_{p1(max)}$).....	69
4.4.4	Corrente Eficaz no Primário ($I_{p1(rms)}$).....	69
4.4.5	Corrente Média no Primário ($I_{p1(med)}$)	69
4.4.6	Número de Espira do Enrolamento Primário (N_{p1})	69
4.4.7	Número de Espira do Enrolamento Secundário (N_{s1}).....	69
4.4.8	Indutância do Secundário (L_{s1}).....	70
4.4.9	Correntes Máximas no Secundário ($I_{s1(max)}$)	70
4.4.10	Correntes Eficazes no Secundário L_{s1} ($I_{s1(rms)}$).....	70
4.4.11	Corrente Média no Secundário ($I_{s1(med)}$)	70

4.4.12	Tempos de Desmagnetizações dos Transformadores (T_o).....	70
4.4.13	Corrente Eficaz na Entrada ($I_{in(rms)}$)	70
4.4.14	Corrente Máxima na Entrada ($I_{in(max)}$)	70
4.4.15	Corrente Média na Entrada ($I_{in(med)}$)	71
4.4.16	Seção do Condutor no Primário (S_{p1}).....	71
4.4.17	Seção do Condutor no Secundário (S_{s1})	71
4.4.18	Efeito Pelicular dos Condutores (Δ).....	71
4.4.19	Número de Fios do Primário ($N_{fios(p)}$).....	72
4.4.20	Número de Fios do Secundário ($N_{fios(s)}$)	72
4.4.21	Área de Cobre Isolado ($S_{cu(isol)}$)	72
4.4.22	Possibilidade de Execução dos Transformadores (k_u).....	72
4.5	ESFORÇOS DE CORRENTES E TENSÕES NOS INTERRUPTORES.....	73
4.5.1	Corrente Máxima no Interruptor do Primário ($I_{sw1(max)}$)	73
4.5.2	Corrente Média Interruptor do Primário ($I_{sw1(med)}$)	73
4.5.3	Corrente Eficaz Interruptor do Primário ($I_{sw1(rms)}$)	73
4.5.4	Tensão Máxima Interruptor do Primário ($V_{sw1(max)}$)	73
4.5.5	Dimensionamento do Circuito <i>Snubber</i>	74
4.5.6	Corrente Máxima do Secundário ($I_{sw5(max)}$).....	74
4.5.7	Corrente Máxima no Secundário ($I_{sw5(max)}$).....	74
4.5.8	Corrente Média do Secundário ($I_{sw5(med)}$).....	75
4.5.9	Corrente Eficaz do Secundário ($I_{sw5(rms)}$)	75
4.5.10	Tensão Máxima no Interruptor do Secundário ($V_{sw5(max)}$)	75
4.6	ESFORÇOS DE CORRENTES E TENSÕES NOS DIODOS	75
4.6.1	Corrente Máxima no Diodo ($I_{D1(max)}$)	75
4.6.2	Corrente Média no Diodo ($I_{D1(med)}$).....	76
4.6.3	Corrente Eficaz no Diodo ($I_{D1(rms)}$)	76
4.6.4	Tensão Máxima no Diodo ($V_{D1(max)}$)	76
4.7	PARÂMETROS NA SAÍDA DO CONVERSOR.....	76
4.7.1	Corrente Eficaz na Saída do conversor ($I_o(rms)$).....	76
4.7.2	Corrente de Pico de Saída ($I_o(max)$).....	77
4.7.3	Capacitância do Filtro de Saída (C_o)	77
4.8	CÁLCULOS DAS PERDAS NOS TRANSFORMADORES	77
4.8.1	Perda no Núcleo do Transformador	77
4.8.2	Perda no Enrolamento Primário	79
4.8.3	Perda no Enrolamento Secundário	80
4.8.4	Perdas Totais nos Enrolamentos	80
4.8.5	Cálculo da Elevação da Temperatura ($\Delta T_{núcleo}$).....	81
4.9	PERDAS NOS INTERRUPTORES	81
4.9.1	Perda no MOSFET	81
4.9.2	Perda no IGBT	84
4.9.3	Perdas Totais nas Chaves ativas.....	87
4.9.4	Perdas nos Diodos.....	88
4.9.5	Perdas Totais nos Diodos	89

4.10	Perdas Totais no Conversor	89
4.11	Cálculo do Rendimento do Conversor.....	89
4.12	CONSIDERAÇÕES FINAIS	91
5	SIMULAÇÕES E RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	92
5.1	CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	92
5.2	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	92
5.2.1	Comutações das Chaves sw_1 , sw_2 , sw_3 e sw_4 a 50 kHz	93
5.2.2	Comutações das chaves sw_5 e sw_6 a 60 Hz	94
5.2.3	Corrente na Entrada do conversor (I_{in})	95
5.2.4	Correntes I_{p1} e I_{p2}	95
5.2.5	Tensões V_{p1} e V_{p2}	96
5.2.6	Correntes I_{s1} e I_{s2}	97
5.2.7	Tensões V_{s1} e V_{s2}	97
5.2.8	Tensões nos Diodos D_1 e D_2	98
5.2.9	Correntes nos Interruptores sw_5 e sw_6	98
5.2.10	Tensões nos Interruptores sw_5 e sw_6	99
5.2.11	Tensão e Corrente na Saída do MIF.....	99
5.2.12	Potência na Saída do MIF	100
5.3	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	101
5.3.1	Comutação das Chaves sw_1 , sw_2 , sw_3 e sw_4 a 50 kHz.....	101
5.3.2	Comutações das Chaves sw_5 e sw_6 a 60 Hz	102
5.3.3	Corrente na Entrada do Conversor (I_{in})	102
5.3.4	Correntes I_{p1} e I_{p2}	103
5.3.5	Correntes I_{s1} e I_{s2}	104
5.3.6	Tensões nos Diodos D_1 e D_2	104
5.3.7	Tensões nos Interruptores sw_5 e sw_6	105
5.3.8	Tensão e Corrente na Saída do Conversor	105
5.3.9	Rendimento do Conversor	106
5.4	CONSIDERAÇÕES FINAIS	107
6	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS.....	108
6.1	SUGESTÕES DE TRABALHOS FUTUROS	108
	REFERÊNCIAS.....	110
	APÊNDICE A - CIRCUITOS DE SIMULAÇÃO.....	120
	APÊNDICE B - IMAGEM DO PROTÓTIPO	122
	APÊNDICE C - ESQUEMÁTICO DOS CIRCUITOS DO CONVERSOR	123
	APÊNDICE D - ESQUEMÁTICO DOS DRIVERS DE ACIONAMENTO	125

APÊNDICE E - LISTA DE MATERIAIS.....	126
APÊNDICE F – DEMONSTRATIVO DAS EQUAÇÕES.....	127

1 INTRODUÇÃO GERAL

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO DO TEMA

Nas últimas décadas, as fontes de energia alternativas (FEA's), utilizando os sistemas fotovoltaicos (SF's), vêm se tornando uma importante contribuição na matriz elétrica mundial, uma vez que, geram energia elétrica sem poluição ao meio ambiente e proporcionam facilidades nas instalações, além disto são excelentes para energização em lugares remotos ou de difíceis acessos, exigem pequenas manutenções, as instalações em pequenas escalas não demandam investimentos em linhas de transmissões. Estes também, a cada dia se tornam mais potentes, ao passo que seu custo vem diminuindo (WANG, 2005).

Por essas características, alguns países vêm desenvolvendo mecanismos regulatórios específicos que estimulam a implantação dos sistemas fotovoltaicos em suas matrizes energéticas (KASA et al, 2005). No que se refere ao Brasil, apesar do grande potencial de irradiação solar, as expectativas para inserção destes sistemas na matriz energética brasileira vêm crescendo timidamente (NAKABAYASHI, 2015), já que poucos são os mecanismos regulatórios que visam incentivar. Em 2012 estabeleceu-se a resolução normativa n.º 482/2012 da ANEEL, cujo objetivo seria aumentar a participação das fontes renováveis na matriz energética brasileira, através da regulamentação da micro e mini produção de energia elétrica. Esta por sua vez, permite aos consumidores individuais se transformarem em produtores de energia elétrica, afim de reduzir seus custos e, eventualmente, disponibilizar os excedentes na rede elétrica convencional para uso de outros consumidores (ANEEL, 2014).

Os sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica (SFCR's) apresentam pelo menos dois componentes principais: o módulo fotovoltaico (MF) e o inversor. Entende-se como inversor, o circuito de potência composto por semicondutores e elementos armazenadores de energia, responsáveis pela parametrização, monitoramento e busca do ponto de máxima potência (MPPT - *Maximum Power Point Tracking*) dos MF's (GAZOLI et al., 2013).

Além do processamento de energia, este dispositivo realiza a inversão de corrente contínua (CC) para corrente alternada (CA) e efetua a conexão dos MF's em cargas CA ou na rede elétrica (WISAM et al., 2010).

Classifica-se como microinversor, todo conversor CC-CA que a principal utilização desta configuração seja para Sistemas Individuais de Geração de Energia Elétrica com Fontes Intermitentes (SIGFI) na faixa de potência entre 50 W a 500 W (GREENPEACE, 2014).

Atualmente, no mercado de equipamentos fotovoltaicos, os microinversores utilizados no sistema módulo CA ou Módulo Conversor Integrado (MCI, do inglês *Module Integrated Converters*), disputam espaço com os inversores convencionais e apresentam algumas vantagens, tais como: a facilidade de instalação, menores perdas e a maximização da produção de energia em instalações residenciais sujeitas a sombras parciais, ou mesmo com módulos instalados em inclinações e orientações azimutais diversas (GRAAF et al., 1994); (SANCHIS et al., 2005).

Sendo assim, a eletrônica a cada dia desenvolve novos conversores de potência que permitem inserir as FEA's na matriz energética mundial, onde através dos sistemas renováveis, as necessidades emergenciais poderão ser minimizadas, além de reduzir a utilização de combustíveis fósseis ou a construção de grandes centrais hidroelétricas que são enormes barreiras à busca de soluções ecológicas que diminuam os impactos ao meio ambiente.

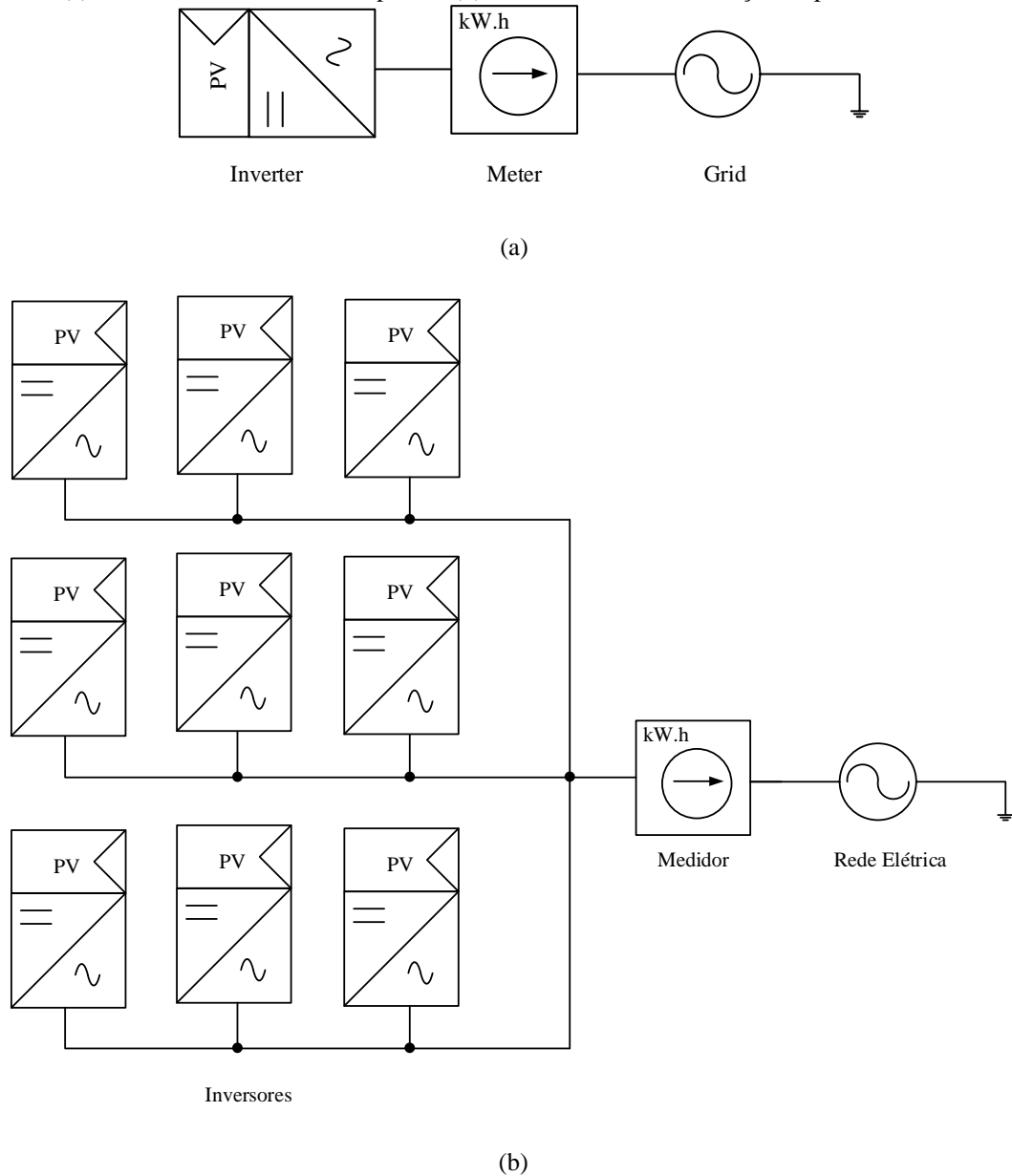
1.2 SISTEMA PROPOSTO

O sistema proposto nesta pesquisa é baseado nos microinversores para aplicações em SF de pequenas potências (< 500 W) utilizando o sistema MCI, onde a natureza da fonte é contínua, ou tenha características CC, e a carga possua propriedades CA.

Este conceito é usualmente utilizado para pequenos números de painéis com potências inferiores a 500 W (MYRZIK, 2003), onde através de associações, obtêm-se potências mais elevadas. Além disto, o sistema MCI possibilita o rastreamento da máxima potência fotovoltaica para módulos individuais ou para pequenos grupos de módulos, diferentemente dos sistemas baseados em inversores centrais, que maximizam apenas a potência do conjunto de módulos fotovoltaicos, tratando-os como um bloco único. Uma revisão bibliográfica sobre as topologias para sistemas MCI é apresentada em (QUAN et al., 2008).

A Figura 1.1(a) mostra o sistema proposto. Na Figura 1.1 (b), observa-se vários MCI's interligando os SF's à rede de distribuição CA (WILLI et al., 1996).

Figura 1.1 - (a) Sistema MCI em um único painel; (b) Sistema MCI em associação de painéis



Fonte: (MYRZIK, 2003); (CHUNHUA et al., 2012).

1.3 JUSTIFICATIVA DA PESQUISA

Dentre as arquiteturas exploradas para fabricação dos microinversores (os conversores em meia ponte, ponte completa, push-pull, buck-boost, Cuk e outras estruturas), o *flyback* tem evidenciado ser uma solução atrativa (GAZOLI et al., 2013), uma vez que, oferece ótima adaptação aos diversos níveis de tensões, saídas múltiplas a partir da tensão fixa na entrada (MARQUES, 2008), baixo custo de fabricação, reduzido número de elementos (magnéticos e semicondutores), além de proporcionar isolamento entre a carga e a fonte (BARBI, 2007), entre outros.

Porém, na sua forma convencional, os conversores *flybacks* CC/CC processam no máximo 100 VA de potência, através de enormes esforços de correntes e tensões nos semicondutores e magnéticos (BARBI, 2007). Sendo assim, para suprir determinadas limitações, os pesquisadores em engenharia elétrica buscam artifícios para desenvolver novas configurações através de outras clássicas, já referenciadas pela literatura. Essas arrumações são fundamentais para otimizar os sistemas fotovoltaicos, de modo a obter o processamento de potências mais elevadas (TAN et al., 2007).

Vale lembrar que a associação (série ou paralelo) será determinada, exclusivamente, pelos parâmetros de tensões, correntes e frequências a serem obtidas (FAUST, 2014). Através da associação de quatro *flybacks* em paralelo, a nova topologia efetuará o processamento de 200 VA de potência, onde a nova configuração permitirá reduzir as características elétricas atuantes nos semicondutores e magnéticos do circuito de potência. Esta topologia possibilitará alimentar cargas com características senoidais de potências superiores as limitações impostas pelo *flyback* CC-CC.

Desta forma, desenvolver uma nova topologia capaz de auxiliar no acréscimo da demanda energética em sistemas remotos, alimentar pequenas estações de bombeamentos de água ou dispositivos eletroeletrônicos de pequenas potências, entre outros; contribui para tornar os SF's comercialmente viáveis e competitivos (KJAER et al. 2003).

1.4 OBJETIVOS DA PESQUISA E CONTRIBUIÇÕES

O estudo em questão, envolve a aplicação de uma FEA de geração de energia através de sistemas fotovoltaicos de pequenas potências conectadas à rede, na qual tem como principais objetivos:

- Desenvolver o estudo de uma topologia inédita, baseada na derivação do conversor *flyback*, para sistemas fotovoltaicos de pequenas potências;
- Analisar as etapas de operação, realizando análise qualitativa e quantitativa;
- Implementar um protótipo para comparar os resultados calculados, de simulação e experimentais;
- Verificar a funcionalidade e a viabilidade do microinversor *flyback* (MIF) desenvolvido a partir dos resultados de simulações e experimentais.

Esta pesquisa pretende disponibilizar informações, afim de mostrar os procedimentos do projeto, discutir a estrutura física e as características elétricas, assim como descrever as dificuldades encontradas, e posteriormente, apresentar os cuidados necessários para desenvolver um conversor baseado na topologia *flyback*. Por se tratar de uma topologia inédita, a pesquisa elevará sobremaneira os conhecimentos em eletrônica de potência aplicada em sistema de geração fotovoltaica.

1.5 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Este trabalho está organizado em seis capítulos:

O **capítulo 1**, introdução geral, expõe-se a contextualização da problemática na pesquisa. Em destaque, a insuficiência de topologias de microinversores e a importância do desenvolvimento de novos produtos desta área, uma vez que, no futuro as FEA's serão fundamentais para diversificação da matriz energética mundial.

O **capítulo 2**, revisão bibliográfica, mostra-se as topologias que utilizam o conversor *flyback* para realizar a conversão CC-CA de pequenas potências. Destaque, para os estudos de (ZHANG et al., 2013) e de (LAI et al., 2014) que desenvolveram topologias com estruturas similares ao estudo desta dissertação. Neste capítulo, descreve-se a utilização dos componentes de forma resumida e destacam-se as vantagens e as desvantagens das configurações analisadas. Além disso, apresenta-se a topologia a ser implementada nesta dissertação, detalhando a arquitetura, os componentes essenciais e o princípio de funcionamento.

No **capítulo 3**, análise qualitativa e quantitativa, apresenta-se as modulações, as etapas de operação e as equações básicas do inversor. Estes conceitos são obtidos a partir das formas de ondas teóricas observadas nas etapas de operação, extraídos de software computacional. Todos os equacionamentos serão também validados em software computacional e posteriormente comparados aos valores obtidos na simulação.

O **capítulo 4**, metodologia de projeto, determina-se os esforços nos componentes e os dimensionamentos e seleções dos semicondutores, assim como o projeto dos magnéticos e os cálculos das perdas, entre outros.

O **capítulo 5**, resultados experimentais e de simulação, analisa-se o comportamento do conversor, sendo submetido a diferentes níveis de potências. Neste sentido, para visualizar o desempenho do conversor faz-se o esboço das curvas de potência e de rendimento, quando este é submetido às variações de tensão na entrada e no ciclo de trabalho.

O **capítulo 6**, conclusão, apresenta-se as considerações relevantes ao protótipo, além das propostas para desenvolvimento de outros trabalhos relacionados ao tema abordado nesta dissertação.

Na última seção desta dissertação encontram-se os apêndices, onde são mostrados os circuitos elétricos e os *layouts* dos *Printed Circuit Board* (PCB) das placas de desenvolvimento. No apêndice A, estão os circuitos de potência e de comutação das chaves utilizadas nas simulações (PSIM). No apêndice B, encontra-se a imagem do protótipo desenvolvido. Já no Apêndice C, destacam-se os esquemáticos e os PCB's utilizados para a elaboração do protótipo. Enquanto no apêndice D, enfatiza-se o esquemático e as PCB's dos drives a serem comandados pelo FPGA. O apêndice E, evidencia a lista de materiais do protótipo. No apêndice F, observa-se o demonstrativo detalhado das equações mais importantes do estudo. No final deste documento encontram-se as referências bibliográficas que fundamentam a pesquisa.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA E ESTADO DA ARTE

2.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Este capítulo, tem por objetivo fazer a revisão bibliográfica dos microinversores *flybacks* monofásicos interligados a rede, em caráter de revisão de literatura. Posteriormente, serão elencadas as características da topologia baseada na derivação do conversor *flyback* proposto pela pesquisa, sendo destacados os dispositivos que compõem as configurações citadas, além das propriedades, das vantagens e desvantagens destas.

2.2 TOPOLOGIAS DE MICROCONVERSORES FLYBACKS MONOFÁSICOS DE ESTÁGIO ÚNICO CONECTADOS A REDE

Devido a tensão de alimentação gerada pelos painéis fotovoltaicos (PV) serem na ordem de 12 V, 24 V, 36 V ou 48 V, e nas redes monofásicas na ordem de 220 V (BARBI, 2000), é conveniente elevar os níveis de tensões para os padrões de consumo estabelecidos pela concessionária. É exigido também que seja convertida de corrente contínua para corrente alternada (DEWAN et al., 1988); (BHAT et al., 1998); (SAHA et al. 1996).

Para adaptar estes parâmetros, a eletrônica de potência vem desenvolvendo novas topologias de conversores CC-CA elevadoras, que funcionam como fontes de tensões ou de correntes, usadas principalmente em alimentações de cargas CA, fontes ininterruptas, correções ativas de fator de potência, aquecimentos indutivos ou mesmo conectados à rede (*grid tie*) (LI-SHIANG et al. 2008).

Estes dispositivos podem combinar múltiplos estágios (mais de um estágio) ou estágio único (apenas um estágio) (ANDERSEN et al., 2002). Outra característica importante é a seleção da topologia utilizada para realizar a conversão CC-CA, que é determinada pela aplicação específica, e, está relacionada as particularidades das fontes de energias disponíveis e as especialidades das cargas a serem alimentadas (RONG-JONG et al., 2008; WU, 2009).

Para determinar o *flyback* como a topologia a ser desenvolvida, alguns fatores foram determinantes, entre eles:

- Baixo custo, simplicidade da topologia que exige poucos componentes;

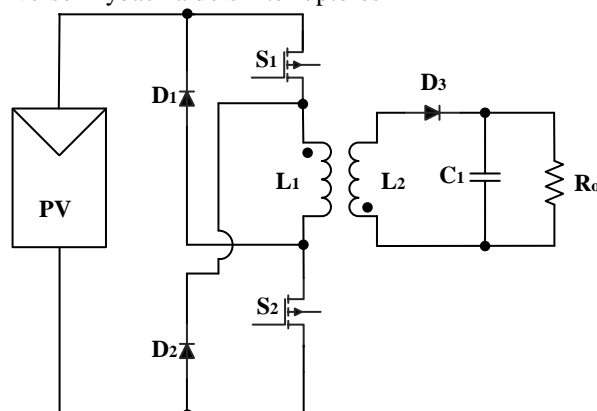
- A eficiência intrínseca dos transformadores *flybacks* tem feito deles uma solução utilizada em fontes de alimentação até 150W;
- Isolação entre o primário e o secundário, contemplando a exigência para a conexão em redes de distribuição;
- Aceita mudanças nos parâmetros de tensões na saída, alterando a relação de transformação;
- Permite múltiplas saídas e as opções de saídas positivas ou negativas.

Nos tópicos seguintes serão apresentadas as topologias *flybacks* CC-CA utilizadas para realizar o processamento de pequenas potências, vistas na literatura.

2.2.1 *Flyback* CC-CC a Dois Interruptores

A topologia *flyback* contendo duas chaves, semelhante ao *forward* a dois interruptores (BARBI, 2000), foi apresentada no trabalho de Marques (2008), entretanto, esta configuração foi desenvolvida por (PEREIRA, 1997). Esta disposição é bastante utilizada no *forward*, sendo preferível em alguns projetos devido o transformador ser menos complexo que a versão convencional (CHEN et al., 2006). No *flyback*, esta configuração permite que a tensão *dreno-source* (V_{DSS}) em cada chave seja a metade da tensão na fonte de alimentação (FAUST, 2014). Os dois interruptores, visto na Figura 2.1, atuam com o mesmo ciclo de trabalho (D), sendo interligados em série ao primário do transformador *flyback*, que funciona no modo de condução descontínuo (MCD).

Figura 2.1 - Circuito do conversor flyback a dois interruptores



Fonte: (Marques, 2008).

Nesta topologia, também são utilizados dois diodos D_1 e D_2 interligados ao primário do transformador, de maneira que as tensões nos interruptores S_1 e S_2 sejam grampeadas pelo

barramento de alimentação. Isto evita que a energia proveniente da indutância de dispersão (L_{lk_p}) provoque tensões elevadas nos interruptores S_1 e S_2 do primário (BARBI, 2000).

Quando as chaves se mantêm bloqueadas, a indutância de dispersão (L_{lk_p}) intrínseca ao primário do transformador provoca elevados picos de tensões. Para não danificar os interruptores, estas sobretensões precisam ser minimizadas através da inserção de circuitos de amortecimentos ou grampeadores (BARBI, 2007). Também, é conveniente que a proteção das chaves não comprometa o rendimento do conversor, para tanto, utiliza-se grampeadores não dissipativos, como mostra a Figura 2.1.

Assim que as chaves S_1 e S_2 estão desligadas, os diodos D_1 e D_2 são forçados a conduzirem pela corrente de magnetização do primário, bloqueando os picos de tensões nas chaves e no enrolamento primário ao valor da tensão de alimentação (MARQUES, 2008).

Entre as vantagens que podem ser elencadas:

- A ausência de resistores e capacitores reduz o número de semicondutores em relação ao grampeamento dissipativo (CHIH-SHENG et al., 2008); além disto o rendimento do conversor não é comprometido pela utilização do circuito de amortecimento das chaves (BARBI, 2000);
- Diferentemente dos outros conversores, o transformador do conversor *flyback* possui duas indutâncias acopladas ao mesmo núcleo. A indutância do primário não é refletida ao secundário, o que reduz um pólo da função de transferência e deixa de apresentar um zero no semi-plano da direita. Sendo que para que isto ocorra, no início de cada ciclo de comutação a energia sobre o transformador deverá ser nula (modo MCD). Esta característica facilita a estabilidade do conversor (BARBI, 2007);
- O modo MCD permite que a recuperação reversa sobre o diodo de saída, assim como o princípio de condução das chaves, não seja crítica, uma vez que, a corrente sobre os mesmos se torna nula no momento em que eles entram em funcionamento. Este modo também resulta em baixa geração de interferências eletromagnéticas (EMI) (VIEIRA, 2009);
- A tensão *dreno source* (V_{DSS}) nas chaves se divide por igual, permitindo a topologia utilizar interruptores menores. Isto também reduz as perdas por condução e comutação (GUEDES, 2013);

- No modo MCD, o volume do magnético é reduzido, pois a energia média armazenada é baixa. Quanto menor a energia utilizada, menor será o número de espiras no transformador, o que reduz as perdas sobre os enrolamentos (VIEIRA, 2009);
- O isolamento elétrico entre o primário e o secundário contempla as exigências para os conversores conectados à rede, oferecendo proteção ao ser humano e aos equipamentos contra níveis de tensões perigosos que são induzidos no outro lado do isolamento (KAZIMIERCZUK, 2009);
- O circuito isolado reduz a propagação dos ruídos, além de facilitar a ligação na saída do sistema, uma vez que, não entram em conflito com o potencial de terra do enrolamento primário (KAZIMIERCZUK, 2009).

Como desvantagens, pode-se citar:

- A configuração MCD proporciona limitação do processamento de potência em 100 W, considerado baixo para os padrões de gerações fotovoltaicas atuais (BARBI, 2007);
- No modo MCD, as correntes de picos nas chaves (MOSFET e diodo) são aproximadamente o dobro, quando comparadas ao MCC;
- A existência de elevadas indutâncias de dispersões e variações de fluxos magnéticos nos transformadores, promovem elevadas tensões nas chaves e, conseqüentemente, necessidade de circuitos externos de amortecimentos (MARTINS et al., 2006);
- O rendimento do conversor é comprometido, devido as perdas nos transformadores e semicondutores serem elevadas (MELLO, 1990).

2.2.2 Flyback CC-CA a Quatro Chaves

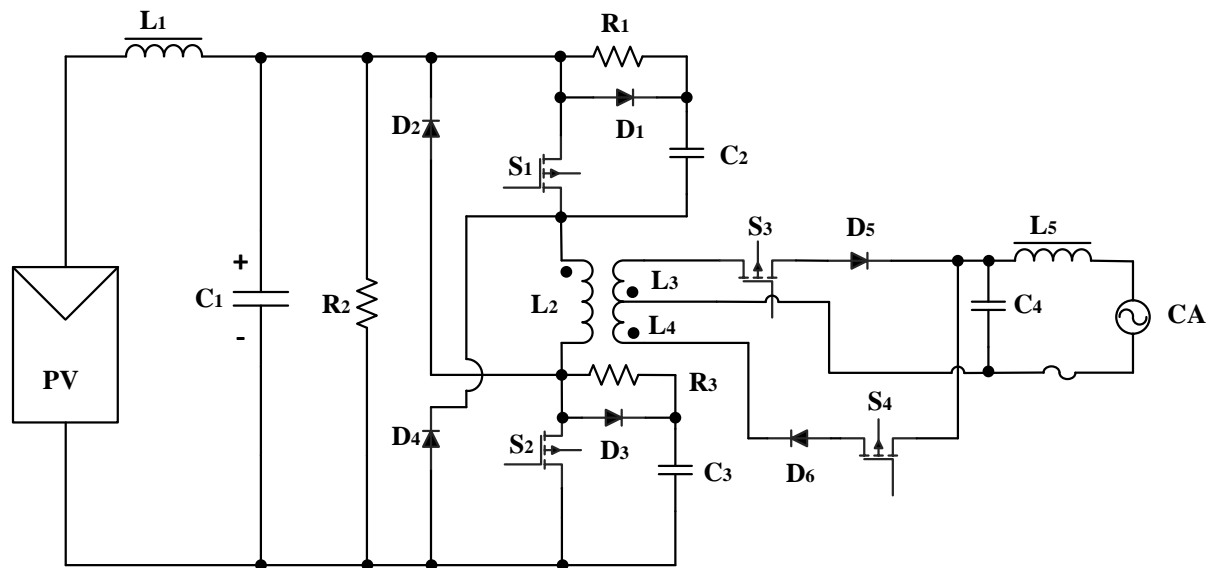
Devido as propriedades relativas ao *flyback* e as particularidades da associação em série dos interruptores terem sido citadas, esta seção se resumirá a mostrar as características dos três circuitos *snubbers* RCD, bem como, do transformador com derivação central no secundário (revisado em (MO et al., 2012), (KIM et al., 2011) e (RUY et al., 2011)).

O estudo proposto por (MARQUES, 2008), visto na Figura 2.2, pretende desenvolver um microinversor *flyback* para geração fotovoltaica com 140 W de potência,

interligado a rede, baseado no sistema MCI. Similarmente a topologia desenvolvida por (PEREIRA, 1997), esta configuração possui a mesma comutação para ambas as chaves, porém utiliza-se comutação SPWM retificada.

A configuração desempenha simplicidade e bons resultados experimentais, uma vez que, possibilita reduzir os níveis de harmônicas proporcionadas pela comutação SPWM (CARRARA, 2004).

Figura 2.2 - Microinversor *flyback* a quatro transistores



Fonte: (Marques, 2008).

Outra técnica que otimiza a conversão CC-CA, seria o uso da derivação central no secundário do transformador (KASA et al., 2002); (SHIMIZU et al, 2002). Esta disposição permite ao conversor *flyback* CC-CA realizar a inversão de polaridade do sinal CA utilizando a metade do número de chaves, do circuito em ponte completa. Esta característica influencia diretamente na redução dos custos do projeto.

Esta topologia realiza conversão CC-CA utilizando quatro chaves ativas, sendo as chaves S_1 e S_2 com comutação *Sinusoidal Pulse Width Modulation* – SPWM em alta frequência, enquanto as chaves S_3 e S_4 têm comutação PWM em baixa frequência. As chaves S_3 e S_4 por sua vez, são responsáveis pela obtenção da mudança de polaridade do sinal alternado (KASA et al., 2005).

No semiciclo positivo, as chaves S_1 e S_2 estão conduzindo e, armazenando energia no transformador. Na transferência de potência do primário ao secundário, S_3 (modo I) fecha o

circuito para injetar energia na rede. No negativo, S_1 e S_2 estão conduzindo, enquanto S_4 (modo II) injeta energia na rede.

No primário, observam-se três circuitos *snubbers* RCD dispostos com a função de absorver a energia armazenada na indutância de dispersão (L_{lk_p}), para proteger as chaves S_1 e S_2 (Ji et al.1999). Em outras palavras, a energia acumulada na indutância de dispersão é o retorno da energia que foi fornecida à indutância de magnetização do enrolamento primário (L_p). Esta, não é totalmente repassada à indutância do enrolamento secundário (L_s). Isto ocorre, pois na prática o acoplamento magnético entre as indutâncias L_p e L_s não se torna totalmente perfeito.

Então, o *snubber* RCD atua da seguinte forma: quando o interruptor bloqueia a corrente $i_p(t)$, o diodo D_1 fica diretamente polarizado assim que $v_{D1}(t)$ excede a tensão de alimentação $|v_{pv}(t)| + v_o(t)/n$. Enquanto isso, o diodo D_5 atua normalmente conforme o princípio de funcionamento do conversor *flyback*. A única diferença é que ao invés da indutância de dispersão do primário descarregar toda a energia armazenada sobre a chave S_1 , a energia será redirecionada para o capacitor C_2 que por sua vez, irá dissipar a energia que retornou na resistência R_1 (GUEDES, 2013).

Como vantagens relevantes ao conversor, podem ser citadas:

- A configuração *snubber* RCD possui simplicidade (poucos semicondutores), baixo custo e facilidade de fabricação; a limitação da tensão no transistor não depende da tensão de entrada; reduzidos esforços de tensões nos interruptores; desnecessário a utilização de elementos magnéticos extras para realização do grampeamento nas chaves (GUEDES, 2013);
- A utilização de chaves com menores tensões *dreno source* (V_{DSS}) no primário, oferecido pela configuração em série dos interruptores; os diodos D_2 e D_4 , juntamente com os *snubbers*, oferecem proteção contra as sobretensões nas chaves S_1 e S_2 ; os diodos D_5 , D_6 e as chaves S_3 , S_4 são de baixa frequência que proporcionam menores perdas (BLAABJERG, 2006);

Entretanto, como desvantagens:

- A utilização de circuitos de amortecimentos dissipativos compromete a eficiência do conversor. O circuito RCD apresenta elevado consumo de potência ativa, alto esforço de tensão no interruptor, limitação da tensão na chave depende da carga de forma linear (JI et al.1999);
- O uso do transformador com derivação central, torna o projeto mais complexo e eleva o custo de fabricação;
- A topologia utiliza filtro indutivo na entrada para minimizar as interferências no MF provocada pela comutação das chaves em alta frequência;
- Exige filtro LC na saída do conversor para atuar como fonte de corrente, dificultando o processo de fabricação;
- As chaves ativas S_3 e S_4 poderiam ser substituídas por tiristores que são mais acessíveis e possuem menores custos;
- A limitação da potência de processamento do conversor em 140 W.

2.2.3 *Flyback* CC-CA com Circuito de Dissociação na Entrada

No passado, diversas técnicas foram propostas para substituição dos enormes condensadores dos filtros conectados na entrada dos conversores *flybacks*, por capacitores de película fina (QUAN et al., 2008). No contexto atual, para resolver os elevados picos de correntes proporcionados pelo *flyback* operando no modo MCD, a literatura propõe inserir um circuito de dissociação de potência, denominado *Power Decoupling* ou *active power decoupling schem* – APDS (TAN et al, 2007).

Este circuito é encontrado nas pesquisas de (PRAGALLAPATI et al., 2014) e nos estudos desenvolvidos por (KJAER et al. 2003). Ele é responsável por reduzir os esforços de tensões e de correntes nos dispositivos conectados na entrada do conversor, empregando chaves ativas e elementos armazenadores de energia (capacitores e indutores). Além disto, é capaz de minimizar as oscilações (*ripple*) nos MF's, provocadas pelas altas frequências dos interruptores (PRAGALLAPATI et al., 2014). Estas perturbações devem ser sanadas, caso contrário desviam o MPPT e perturbam a conversão CC-CA.

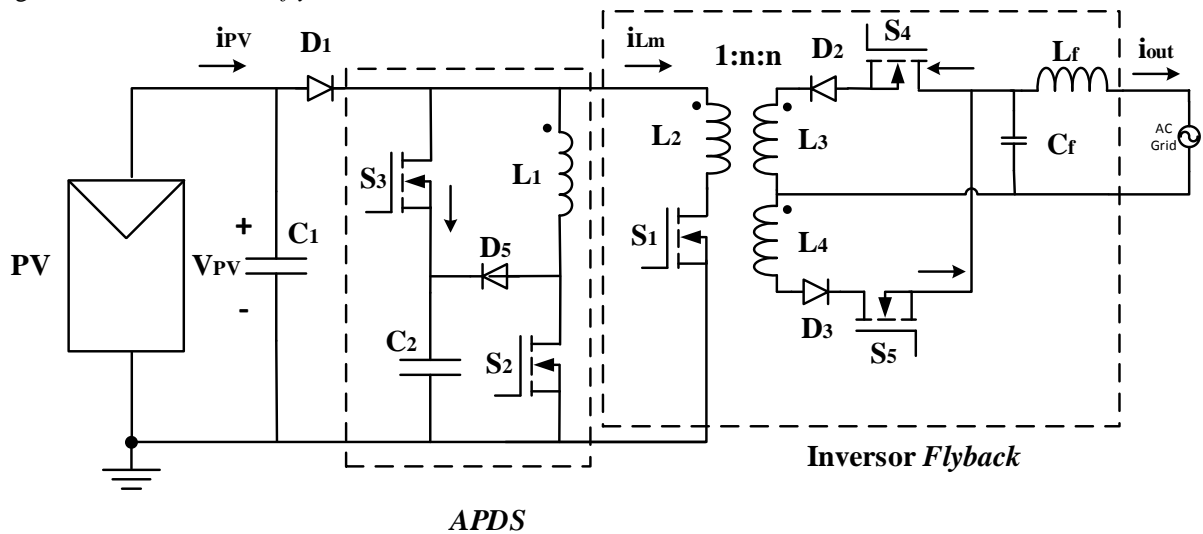
A interface APDS, é composta por três chaves ativas S_1 , S_2 e S_3 modulando em alta frequência e um indutor auxiliar L_1 , respectivamente, conectados ao primário do *flyback*. No secundário, observam-se duas chaves S_4 e S_5 modulando em baixa frequência. Este circuito

funciona em dois modos distintos: armazenamento no primeiro estágio e, no segundo a transferência de energia para o conversor *flyback* operando em modo descontínuo. As chaves S_1 e S_2 possuem o mesmo ciclo de trabalho alimentando o indutor de magnetização L_m e o indutor auxiliar L_1 instantaneamente.

No primeiro ciclo (armazenamento), a energia excedente que causa os elevados *ripple* será contida nos elementos armazenadores do APDS. Já no segundo ciclo (liberação), refere-se aos instantes que a interface transfere a energia armazenada ao transformador *flyback* ((NESHAASTEGERAN et al., 2014)).

A Figura 2.3, mostra o circuito APDS proposto por (NESHAASTEGERAN et al., 2014), interligando o MF de 100W/40V ao microinversor *flyback* conectado a rede de 220V/50 Hz.

Figura 2.3 - Microinversor *flyback* usando interface de amortecimento APDS.



Fonte: Adaptado de (NESHAASTEGERAN et al., 2014).

As vantagens deste conversor:

- A interface APDS permite minimizar as tensões de *ripple* na entrada, obtendo variações menores;
- O circuito favorece a conversão CC-CA;
- A interface evita o deslocamento excessivo do ponto de máxima potência (MPPT);
- Reduz o tamanho do capacitor na entrada de 5,4 mF para 30 μ F (NESHAASTEGERAN et al., 2014);

- Os esforços de correntes sobre as chaves são reduzidos;
- A topologia proposta possui rendimentos de 98,6% e TDH de 3,2%.

As desvantagens deste conversor:

- A necessidade de filtro capacitivo na entrada do conversor, exige o uso de capacitores eletrolíticos para obtenção de capacitâncias elevadas (NESHAASTEGERAN, 2014 et al.). Devido suas características de fabricação, os capacitores eletrolíticos possuem menor vida útil, quando comparados aos capacitores de poliéster, cerâmica, mica e outros componentes eletrônicos.
- Circuito externo ao conversor dificulta o processo de fabricação e proporciona complexidade ao projeto.

Em virtude das próximas topologias citadas neste estudo possuem configurações dispostas por conversores em módulos intercalados (do inglês *modules interleave*), na próxima seção serão expostas as associações de conversores *flybacks*. Este tópico não estudará as modulações, nem os modos de funcionamentos das topologias, mas as ideologias e as possibilidades de organizações destes importantes conversores.

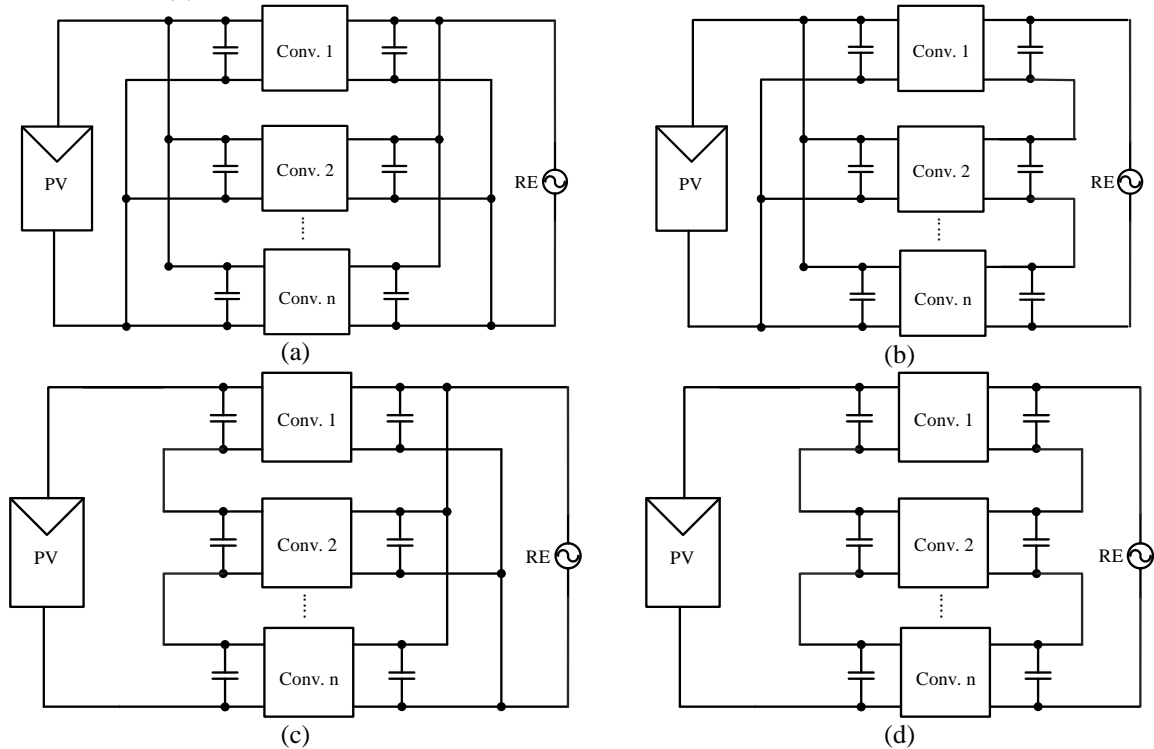
2.2.4 Associação de Conversores *Flybacks*

Inspirados na técnica de associação com chaves de potências, uma linha de pesquisa recente estuda as possibilidades de associações de conversores em séries e/ou em paralelos. O artifício consiste em repartir a tensão ou a corrente total de um conversor (em geral um inversor) entre um número fixo de conversores menores. Em determinados casos, é possível ainda, obter níveis intermediários de tensões ou de correntes que viabilizam a síntese de uma forma de onda alternada em degraus suaves (multiníveis), com baixa distorção harmônica.

O principal objetivo deste procedimento é a redução de perdas e melhoria da estabilidade dos conversores (por não fazer parte do escopo desta pesquisa, os conceitos sobre os inversores multiníveis não serão prolongados). Esse tipo de associação pode ser utilizado para conversores com entrada em tensão ou em corrente, conforme abordado em (CHEN et al., 2009); (DESHANG, 2012); (PIONTKEWICZ, 2014).

A Figura 2.4 apresenta as quatro disponibilidades de conexões dos conversores *flybacks*.

Figura 2.4 - Conexões para os conversores CC-CC de duas portas: (a) Paralelo-paralelo (b) Paralelo-Série (c) Série-Paralelo (d) Série-Série



Fonte: Adaptado (BOTTION, 2013)

A associação de conversores poderá ser configurada em quatro maneiras distintas, sendo elas: “paralelo na entrada e paralelo na saída”, “paralelo na entrada e série na saída”, “série na entrada e paralelo na saída” e “série na entrada e série na saída”.

As conexões (a), (b) e (c) estão ilustradas nas literaturas de (CHEN et al., 2009), (DESHANG, 2012) e (PIONTKIEWICZ, 2014). A conexão (d) exige, normalmente, sistemas de controle mais complexos e com várias malhas, de modo a garantir o equilíbrio da tensão e da potência nos conversores (BOTTION, 2013). Para maiores informações pode-se pesquisar na literatura citada. O presente contexto será direcionado apenas a associação em paralelo, uma vez que, se trata da configuração utilizada no desenvolvimento desta pesquisa.

2.2.5 *Flybacks* CC-CA Associados em Paralelo

Para reduzir as restrições encontradas na topologia *flyback*, tais como:

- Limitação no processamento de potências do conversor *flyback* (< 100 W); baixa eficiência do conversor; elevadas perdas de condução e de comutação nas chaves, devido aos elevados picos de correntes; perdas nos enrolamentos magnéticos, devido às altas excursões de fluxo no transformador; entre outros (TAN et al., 2007); (KIM, 2011); (JANG et al., 2012).

Torna-se imprescindível desenvolver novas topologias, bem como circuitos auxiliares para otimizar os conversores *flybacks*. As novas configurações obtidas permitem:

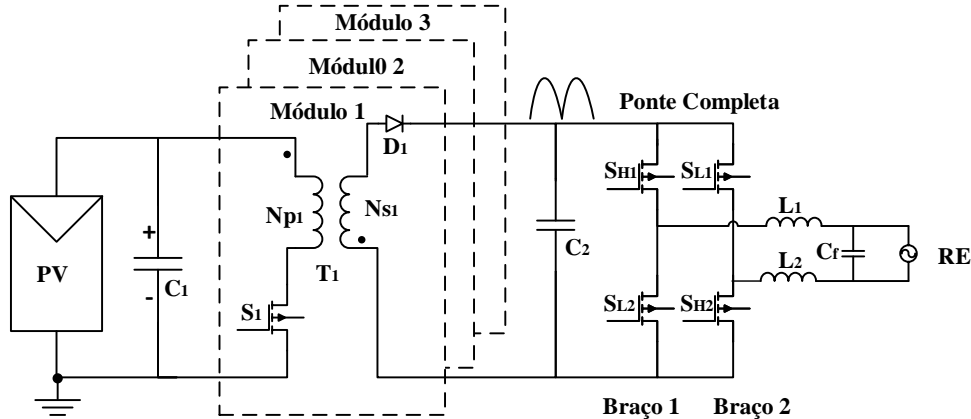
- Redução do número de componentes, assim como a minimização dos esforços de correntes e de tensões nos componentes. Tudo isto, aliado ao aumento considerável dos rendimentos e das reduções de taxas de distorções, que devem atender as padronizações e as exigências dos órgãos regulamentadores. (MO et al., 2012); (YU et al., 2011).

No circuito proposto por (LAI et al., 2014), como mostra a Figura 2.5, observa-se a configuração de conversores em módulos paralelos, de modo a dividir a potência de processamento entre os conversores. Esta técnica permite injetar na rede cerca de 280 W, que são potências superiores as limitações (< 100 W) do conversor *flyback* (BARBI, 2007).

Segundo (LAI et al., 2014), a topologia vista na Figura 2.5, obtêm taxas de distorções inferiores a 5% e rendimentos superiores a 93,0 %, onde todos os conversores atuam no mesmo instante, obtendo na saída dos módulos um sinal retificado simétrico, desenvolvido pela comutação SPWM das chaves S_1 , S_2 , S_3 interligadas aos primários dos transformadores T_1 , T_2 e T_3 .

Enquanto, os secundários estão conectados em paralelos, interligados a ponte completa na saída do conversor. Neste caso, para realizar a inversão do sinal CC do MF para o sinal CA utilizado na rede, é imprescindível utilizar outro circuito, sendo preferível um *full bridge* (RASHID, 1999). Este circuito é formado pelas chaves S_{H1} , S_{H2} , que se mantêm conduzindo no semiciclo positivo e bloqueadas no semiciclo negativo. Já as chaves S_{L1} e S_{L2} se mantêm bloqueadas no semiciclo positivo e conduzindo no semiciclo negativo. Nos secundários, os diodos D_1 a D_3 evitam o retorno de energia da rede para o conversor.

Figura 2.5 - Microinversor *flyback* de único estágio associado em paralelo



Fonte: Adaptado de (LAI et. al., 2014).

Operando no modo MCC, a topologia permite realizar o processamento de potências em níveis mais elevados, além de reduzir as interferências eletromagnéticas (EMI) e aumentar a eficiência do conversor (LAI et al., 2014).

Como vantagens desta topologia:

- Os módulos associados permitem dividir o processamento de energia, e assim, reduzem os esforços de correntes nos semicondutores e nos magnéticos; menor energia a ser processada significa uma configuração mais compacta com magnéticos e com semicondutores menores;
- Diminuição das oscilações na entrada e na saída do conversor, possibilita utilizar filtros menores;
- Permite flexibilidade para processamento de potências superiores a 300 W, através da inserção de módulos em paralelo; (FANG, 2010);
- A associação permite processar potências superiores as limitações dos conversores *flybacks* (ZANG et al., 2013);
- Os melhores rendimentos para este conversor são funcionando no modo de condução MCD quase ressonante, tendo como modelo de controle o algoritmo perturbar e observar (P & O) para realizar a busca da máxima potência (LAI et al., 2014).

Como desvantagens desta topologia:

- O uso dos módulos associados em paralelo, eleva o custo de fabricação devido à complexidade da topologia. No entanto, este dificulta futuras

manutenções causadas pela quantidade de elementos do projeto (WENSONG et al., 2009);

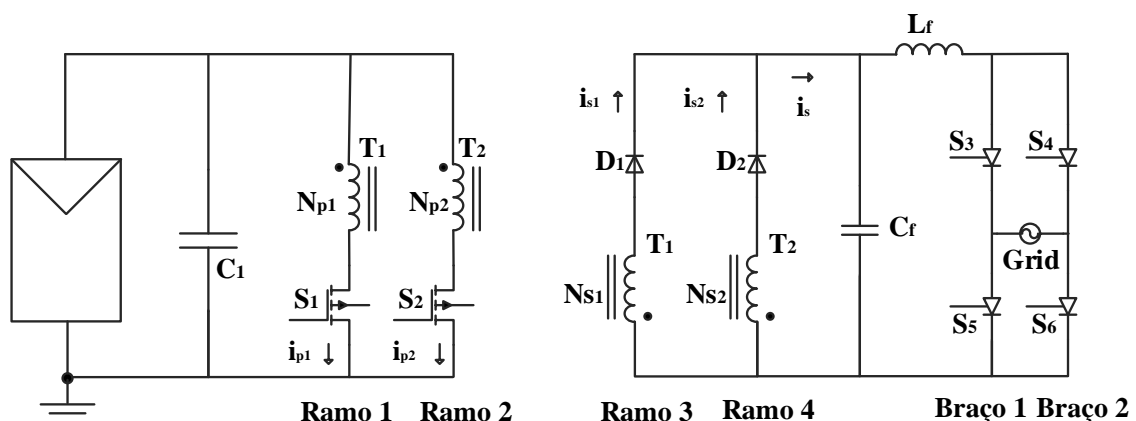
- Exigência de circuitos de grampeamentos, por causa das indutâncias de dispersões dos transformadores (HARB, 2011);
- O número de componentes reduz diretamente a eficiência do conversor, além de proporcionar elevados picos de correntes no painel fotovoltaico (QUAN, 2007).

2.2.6 Flybacks CC-CA Híbrido

O estudo proposto por (ZHANG et. al., 2013), desenvolve o mesmo conceito de associação de conversores em forma de módulos, mostrados por (LAI et al., 2014). Trata-se de um microinversor, visto na Figura 2.6, de estágio único formado pela derivação do conversor CC-CC *flyback* conectado à rede, com eficiência 97% e potência 200 W.

Em meio aos elementos fundamentais a topologia, pode-se citar: as chaves S_1 e S_2 com comutação SPWM retificada conectadas aos primários L_{p1} e L_{p2} dos transformadores T_1 e T_2 ; os diodos D_1 e D_2 conectados aos secundários L_{s1} e L_{s2} dos transformadores T_1 e T_2 , filtros de tensão (C_f) e de corrente (L_f) interligados a saída de conversor; os SCR's (S_3 a S_6) configurados em ponte completa, realizam a inversão da polaridade do sinal CC, a ser injetado na RE em baixa frequência.

Figura 2.6 - Microinversor *flyback* Híbrido.



Fonte: Adaptado de (ZHANG et al, 2013).

Similar a configuração de (LAI et al., 2014), nesta configuração os dois *flybacks* atuam no mesmo semiciclo, devido a comutação SPWM retificada simétrica. Isto permite aos dois *flybacks* atuarem no processamento de energia nos semiciclos positivos e negativos. Porém, diferentemente da topologia de (LAI et al., 2014), no desenho proposto por (ZHANG et al., 2013), os dois *flybacks* atuam em tempos distintos, devido a comutação defasada em cento e oitenta graus.

O *flyback* formado por T_1 possui comutação iniciando na fase zero graus, enquanto no T_2 a comutação inicia-se na fase cento e oitenta graus. Além disto, a inversão é realizada por uma ponte completa formada por quatro *Rectifier Silicon Controlled* (SCR's), ao invés de utilizar MOSFET's ou IGBT's.

A defasagem na comutação das chaves S_1 (fase 0°) e S_2 (fase 180°), caracterizam na entrada do conversor frequências com oscilações dobradas, reduzindo as ondulações de *ripple* no MF. Consequentemente, diminui os esforços de tensões e de correntes na entrada do conversor. Evidentemente nesta disposição, a forma de operação de cada *flyback* se torna a mesma para cada meio período da frequência da rede (ZHANG et al., 2013).

A topologia apresenta como vantagens:

- Flexibilidades, uma vez que, pode-se acrescentar ou diminuir a quantidade de potência injetada na rede, variando o número de ramos ligados ao conversor (WALKER et al., 2004);
- Os dois ramos possibilitam reduzir as oscilações na entrada, exigindo filtros menores (LAI et al., 2014);
- Os *flybacks* em módulos, possibilitam reduzir as oscilações de correntes na entrada; além de processar menores potências que as configurações individuais, o que proporcionam menos perdas no núcleo do transformador e nos MOSFET's;
- A estratégia de controle permite flexibilidades na expansão do sistema;
- Menor custo de instalação e de fabricação, uma vez que, os elementos são iguais;
- Facilidade no rastreamento do (MPPT) e possibilidades de aquisições de dados individuais (ZHANG et al., 2013); (KYRITSIS et al., 2008).

E como desvantagens importantes:

- A ponte completa compromete os rendimentos do conversor, dada pela inclusão de outro estágio de processamento (KJAER et al., 2005); (MEINHARDT et al., 2000);
- No modo MCD o conversor apresenta perdas superiores ao modo MCC (WALKER et al., 2004). Estes valores foram comprovados experimentalmente por (ZHANG et al., 2013);
- A ligação com dois *flybacks* em paralelo gera maiores perdas nos enrolamentos e nas chaves (MOSFET's e diodos) e, conseqüentemente menores rendimentos que a configuração com apenas um *flyback*.

2.2.7 Microinversor Monofásico Baseado na Derivação da Topologia *Flyback* para Sistemas de Geração Fotovoltaica

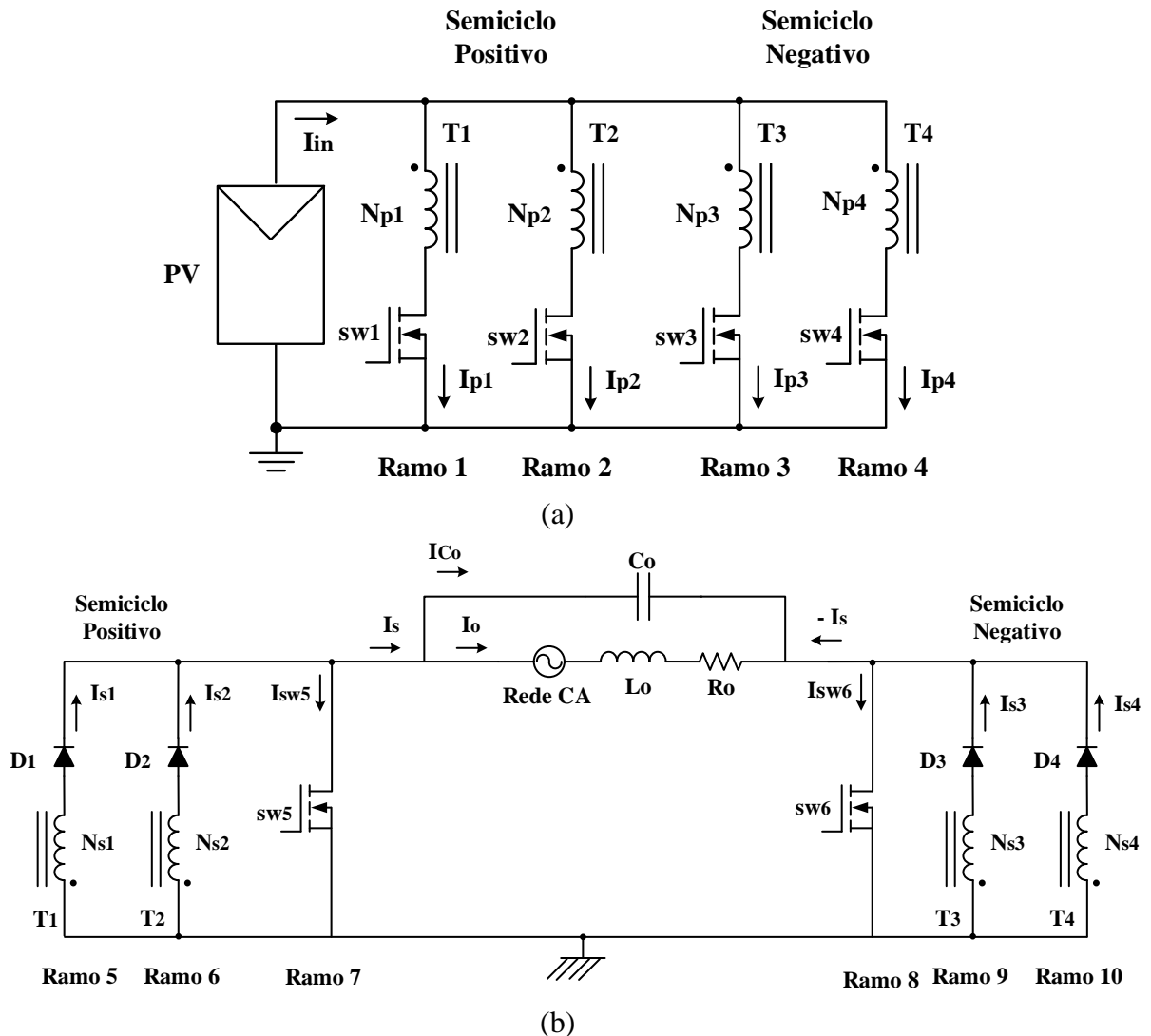
Antes de elencar os conceitos, as características, as vantagens e as desvantagens da topologia proposta, são necessárias algumas considerações, a fim de facilitar a leitura e simplificar a escrita relacionada ao inversor *flyback*:

- Cada um dos quatro *flybacks* será descrito na forma particularizada de *fly₁*, *fly₂*, *fly₃* e *fly₄*;
- Cada trecho individual do circuito será designado como ramo, perfazendo dez ramos, conforme mostra a Figura 2.7;
- O microinversor *flyback* será nomeado MIF.

O MIF (sigla de microinversor *flyback*), desenvolve a estrutura modular, conforme visto nos trabalhos de (ZHANG et al., 2013); (FAUST, 2014) e (LAI et al., 2014), que sugere a associação de conversores para minimizar as limitações nos processamentos de potências dos conversores *flybacks*.

Neste contexto, o MIF consiste da associação de quatro conversores CC-CC organizados de forma a realizar o processamento de 200 W e interligar o MF em cargas CA ou no sistema de distribuição da rede.

Figura 2.7 - Topologia do MIF: (a) Esquemático do primário; (b) Esquemático do secundário.



Fonte: (Autorial).

Na Figura 2.7, observa-se os ramos 1 e 2 conectados em paralelo, os secundários dispostos lado a lado em grupo de dois também associados em paralelo. No semiciclo positivo (SP), dois conversores realizam o processamento de metade da potência nominal. No semiciclo negativo (SN), os outros dois *flybacks* completam o ciclo. Os modos SP e SN serão detalhados no próximo capítulo, quando descreve-se a comutação das chaves do secundário.

Dentre as características específicas, podem ser citadas, as chaves dos primários com chaveamento SPWM em alta frequência (50 kHz). Nos secundários observam-se quatro diodos ultrarrápidos (D_1 , D_2 , D_3 e D_4), duas chaves ativas (sw_5 e sw_6) com comutação PWM em baixa frequência (60 Hz). Estas chaves, efetuam a inversão da polaridade do sinal senoidal, sendo interligados em paralelo aos secundários (L_{s1} , L_{s2} , L_{s3} e L_{s4}) dos transformadores (T_1 , T_2 , T_3 e T_4).

Quando as chaves sw_1 e sw_2 estão modulando, os ramos 1 e 2 encontram-se defasados cento e oitenta graus entre si. Estas, são responsáveis pela formação da senóide no semiciclo positivo. Os ramos 3 e 4, também possuem defasagem de cento e oitenta graus, sendo os formadores do semiciclo negativo.

Dentre as vantagens deste conversor, podem ser destacadas:

- A mudança de polaridade do sinal alternado será realizada pelas as chaves sw_5 no semiciclo negativo e sw_6 no semiciclo positivo. A ausência do circuito em ponte completa na saída reduz as perdas e possibilita utilizar menos componentes semicondutores (ZHANG et al, 2013); (KJAER, 2005 et. al);
- Não utiliza derivação central nos secundários dos transformadores, conforme foi utilizado por (MARQUES, 2008), facilitando a construção dos magnéticos;
- Redução das oscilações no MF sem a utilização de enormes filtros na entrada;
- A configuração da topologia proporciona redução dos esforços de correntes nas chaves do primário;
- Menores volumes magnéticos na fabricação dos transformadores, proporcionado pela associação dos conversores em paralelo na entrada, além do modo MCD acumular menos energia nos elementos magnéticos;
- Processamento de potências superiores as limitações do *flyback*.

Dentre as desvantagens deste conversor:

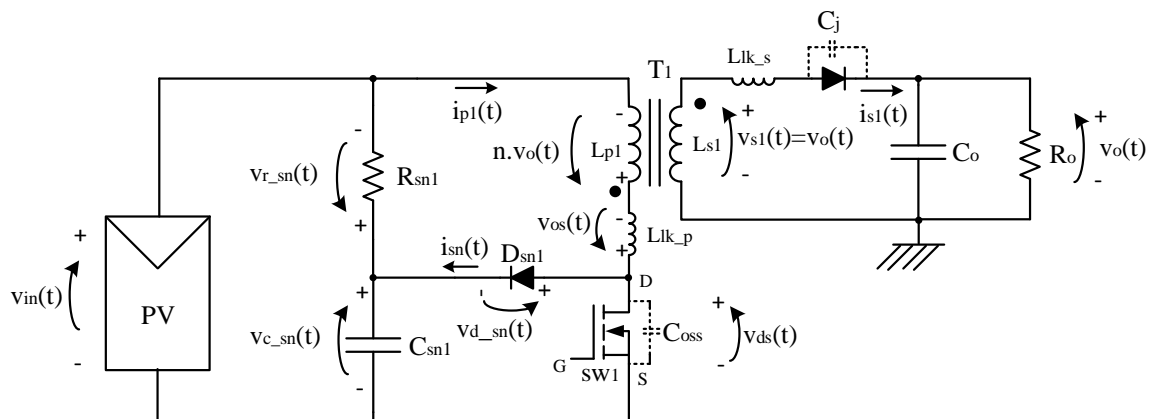
- A associação dos conversores *flybacks* exige projetos mais complexos, disponibilizando mais tempo para o desenho e organização dos *layouts*;
- Maior quantidade de elementos magnéticos e semicondutores a serem utilizados no projeto;
- A necessidade de circuitos de grampeamento devido as indutâncias de dispersões (GUEDES, 2013);
- As elevadas perdas nos magnéticos e nos semicondutores comprometem a eficiência do conversor (FAUST, 2014).

2.2.7.1 O Problema da Dispersão

Uma questão crítica na topologia do conversor CC-CC *flyback* é a dispersão do fluxo do transformador, ou seja, uma parcela das linhas de fluxo geradas pelo enrolamento primário não se concatenam ao enrolamento secundário. Essa dispersão ocasiona uma deficiência no acoplamento dos enrolamentos que compõem o transformador *flyback* e, conseqüentemente, parte da energia fornecida ao primário não é transferida ao secundário.

A dispersão do fluxo do transformador de isolamento está intimamente relacionada a sua construção, podendo ser minimizada, mas nunca eliminada totalmente. Essa dispersão pode ser modelada por uma indutância em série com cada um dos enrolamentos primários do transformador, chamada de indutância de dispersão. O diagrama esquemático do conversor CC-CC *flyback* levando em consideração a dispersão do transformador, através das indutâncias L_{lk_p} e L_{lk_s} , é mostrado na Figura 2.8.

Figura 2.8 - Diagrama esquemático do *flyback* com representação da dispersão



Fonte: (Autorial).

Quando o interruptor conduz, é estabelecida uma corrente que circula pelo enrolamento do transformador associado ao interruptor, pela fonte de tensão de entrada e pelo próprio interruptor. Terminado o ciclo de condução esse interruptor bloqueia, causando a interrupção brusca da corrente. A indutância de dispersão se oporá a essa interrupção e descarregará a energia magnética armazenada nela sobre o interruptor, em forma de sobretensão, fenômeno que pode causar a destruição do mesmo.

Para que a operação do *flyback* seja viabilizada, o problema causado pela dispersão do transformador tem que ser contornado. Isso é feito através da máxima redução da dispersão, com uma construção que garanta o melhor acoplamento magnético possível. Utilizam-se

também circuitos *snubber* para desviar a energia proveniente da indutância de dispersão para uma fonte de tensão ou dissipá-la em resistores, impedindo a destruição dos interruptores.

2.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo, foi apresentado o estado da arte da conversão CC-CA por meio da topologia *flyback* em pequenas potências, enfatizando suas características e buscando referenciar as configurações similares ao tema em estudo. Evidência, para as topologias de (ZHANG, 2013 et. al.) e (LAI et al., 2014) que são referências fundamentais ao assunto desta dissertação, na qual utilizam *flybacks* associados (módulos) em paralelo na entrada e na saída. Este comportamento proporciona menores esforços de correntes nos semicondutores e nos magnéticos, permitindo ao conversor uma configuração menos robusta. No próximo capítulo, será realizada uma abordagem sobre a análise qualitativa do MIF desenvolvido neste trabalho.

3 ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA DO MICROCONVERSOR CC-CA FLYBACK (MIF)

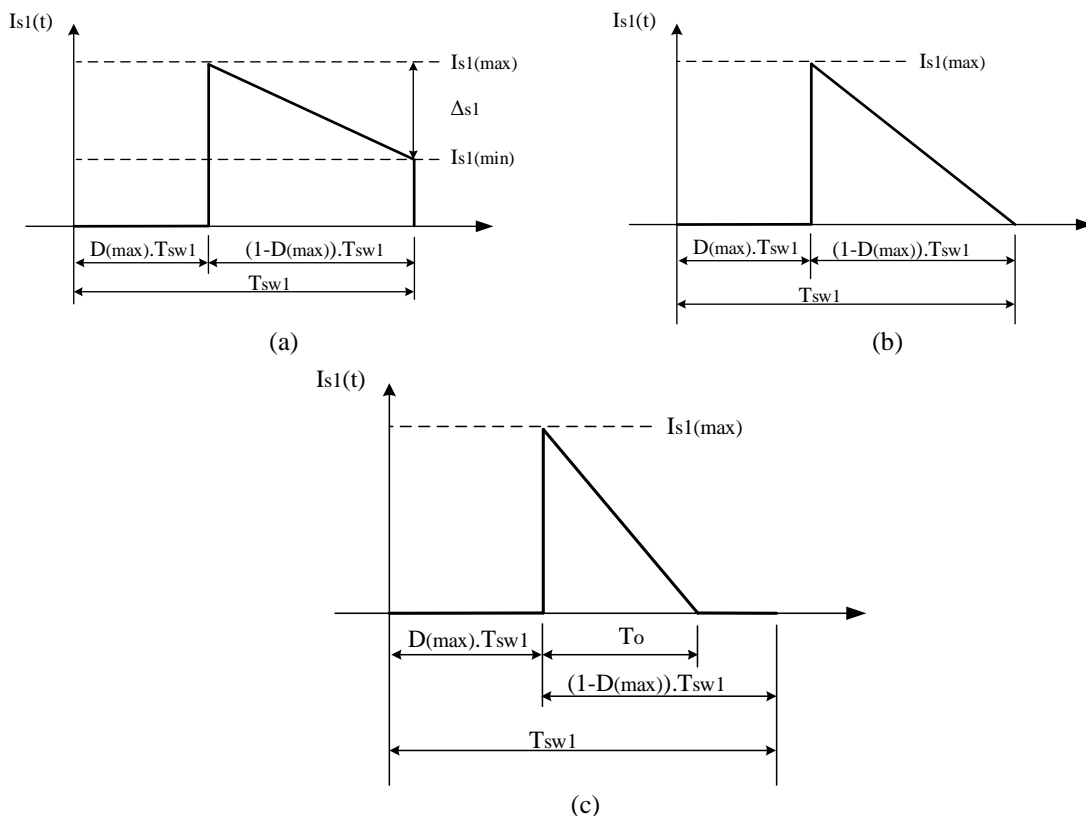
3.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

O presente capítulo ilustra a comutação SPWM e PWM dos interruptores do MIF, bem como, descreve a análise qualitativa, as principais formas de ondas das etapas de operação, as equações básicas, a análise matemática. Além disto, será realizado o estudo dos limites entre o modo MCD e MCC, a determinação do ganho estático, o fator de potência e a determinação da potência ativa entregue a carga.

3.2 MODOS DE OPERAÇÃO DO FLYBACK

O *flyback* pode atuar em três modos, chamados de modo condução contínuo (MCC); modo de condução limite (MCL) e modo de condução descontínuo (MCD). A Figura 3.1 mostra os modos de condução: contínua (MCC), limite (MCL) e descontínuo (MCD) no secundário do *flyback*.

Figura 3.1 - Corrente no secundário nos modos: a) Modo de condução contínua; b) Modo de condução Limite; c) Modo de condução descontínua



Fonte: (Autorial).

No contínuo a corrente no secundário do transformador decresce a um dado valor sempre maior que zero quando o interruptor do primário se mantém aberto. Enquanto, no modo descontínuo, a corrente no secundário decresce até alcançar o valor zero.

3.2.1 Vantagens e Desvantagens dos Modos MCC e MCD

No modo descontínuo, têm-se como vantagens:

- Os esforços nos semicondutores são menores devido ao fato de passar do modo de condução para o modo de corte em baixas correntes, ou seja, a transição ocorre quando a corrente é mínima;
- Os problemas de recuperação reversa nos diodos dos secundários são reduzidos;
- Menores volumes magnéticos;
- O controle é mais simples, de tal modo que uma simples realimentação é capaz de estabilizar o sistema;
- No modo de condução descontínuo o controle atua mais rápido as variações de carga;
- Para conectar com a rede, necessita-se apenas realizar o sincronismo através da construção de PLL's.

E como desvantagens do MCD:

- A forma de onda da corrente é distorcida;
- Ocorrem picos de correntes mais elevados se comparados, aos seus valores eficazes, obrigando a utilização de fios com seções transversais maiores;
- Os altos picos de correntes, forçam utilizações de chaves com maiores capacidades, elevando os custos do conversor;
- Produzem interferências de rádio frequências (RFI).

Já no modo de condução contínuo, dentre as vantagens, podem ser citadas:

- A ondulação da corrente é menor;
- Ocorrem menores picos de correntes e são mais próximos dos valores eficazes dos sinais.

E como desvantagens do MCC:

- O sistema fica susceptível a instabilidade devido à presença de um zero localizado no semiplano direito relativo a função de transferência do conversor, tornando o controle mais complexo;
- Os magnéticos possuem maiores volumes comparados ao modo (MCD).

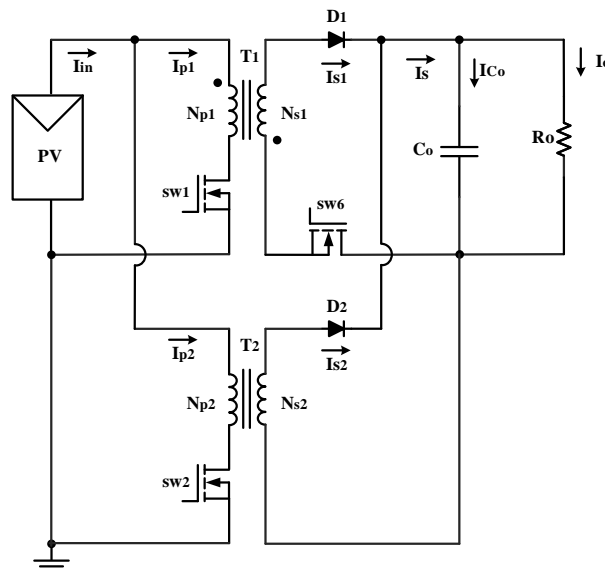
Neste estudo será enfatizado o modo MCD, uma vez que, corresponde ao modo de condução utilizado pelo MIF.

3.3 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO MIF NOS SEMICICLOS

O princípio de funcionamento do MIF em cada semiciclo é determinado pela comutação das chaves sw_5 e sw_6 , conforme visto na próxima seção representada pela Figura 3.11. A

Figura 3.2 representa o circuito equivalente do MIF no semiciclo positivo, onde é apresentada a associação em paralelo na entrada e paralelo na saída de dois conversores *flybacks*.

Figura 3.2 - Circuito equivalente do MIF no SP



Fonte: (Autorial).

No semiciclo positivo, o processamento de energia é realizado pelos fly_1 e fly_2 , iniciando no instante que a chave sw_6 começa a conduzir e, finalizando quando a chave sw_6 termina a condução. Durante todo este instante a chave sw_5 se mantém bloqueada. No semiciclo

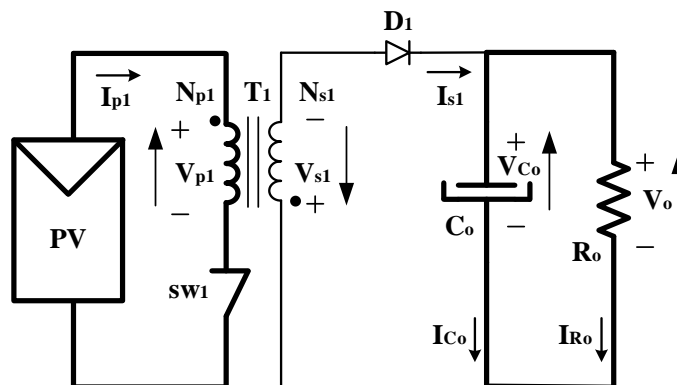
negativo, o processamento de energia é realizado pelos fly_3 e fly_4 , iniciando no instante que a chave sw_5 começa a conduzir e terminando quando a chave sw_5 deixa de conduzir. Neste momento a chave sw_6 se mantém bloqueada. Vale salientar que as etapas de operação são análogas, sendo que no semiciclo positivo o processamento de energia será realizado pelos ramos 1 e 2, enquanto no negativo pelos 3 e 4. Sendo assim, para simplificação dos equacionamentos e das análises do MIF, será utilizado na descrição das etapas de operação do semiciclo positivo, uma vez que, no semiciclo negativo repete-se cronologicamente todo o processo. Embora nesse modo de funcionamento estejam atuando dois *flybacks* em comutação defasadas em cento e oitenta graus, devido as semelhanças, será adotado para análise das etapas de operação apenas o fly_1 . Esta opção reduzirá o número de equações e processos repetidos, facilitando a análise qualitativa e quantitativa do MIF. A combinação é alterada no próximo período de comutação da chave, sendo que o fly_2 armazena energia e o fly_1 alimenta a rede CA.

3.4 ANÁLISE DAS ETAPAS DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR FLYBACK.

3.4.1 Primeira Etapa de Operação - $[t_0-t_1]$

Durante o intervalo em que o interruptor sw_1 se mantém em condução, a tensão de entrada é aplicada a indutância de magnetização L_{mp1} do primário do transformador T_1 . A energia fica armazenada no enrolamento primário. O diodo D_1 se mantém bloqueado e sua corrente é nula. Neste instante, a carga é alimentada através do capacitor C_o de filtro de saída. O circuito da primeira etapa de operação é representado pela Figura 3.3.

Figura 3.3 - Primeira etapa ($t_0 - t_1$)



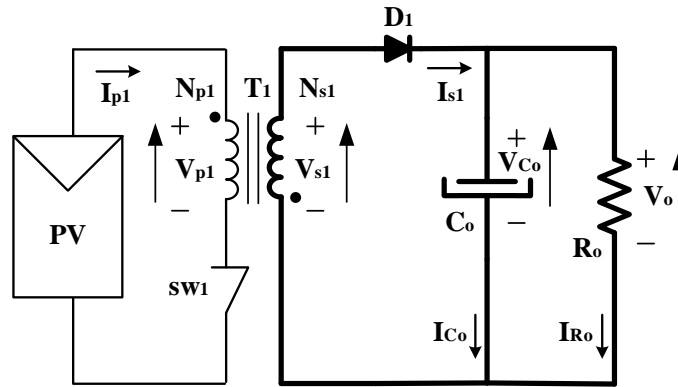
Fonte: (Autorial).

3.4.2 Segunda Etapa de Operação - $[t_1-t_2]$

Nesta etapa de operação, a chave sw_1 deixa de conduzir permanecendo bloqueada, a polaridade do transformador se inverte, logo o diodo D_1 entra em condução e a energia

previamente acumulada no campo magnético do primário L_{mp1} é transferida ao capacitor de filtragem C_o e a carga R_o . Esta, é finalizada quando a corrente através de L_{s1} se torna nula. A Figura 3.4 mostra o comportamento da segunda etapa de operação.

Figura 3.4 - Segunda etapa de operação ($t_1 - t_2$)

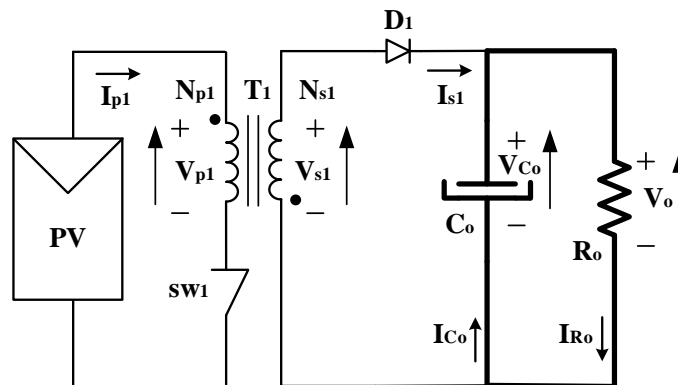


Fonte: (Autorial).

3.4.3 Terceira Etapa de Operação - [t_2-t_3]

Com o descarregamento total da energia no transformador T_1 , o diodo D_1 volta ao estado de bloqueio. O interruptor sw_1 ainda permanece bloqueado e a carga é alimentada pelo o capacitor de filtro de saída C_o . A Figura 3.5 apresenta o comportamento da terceira etapa de operação.

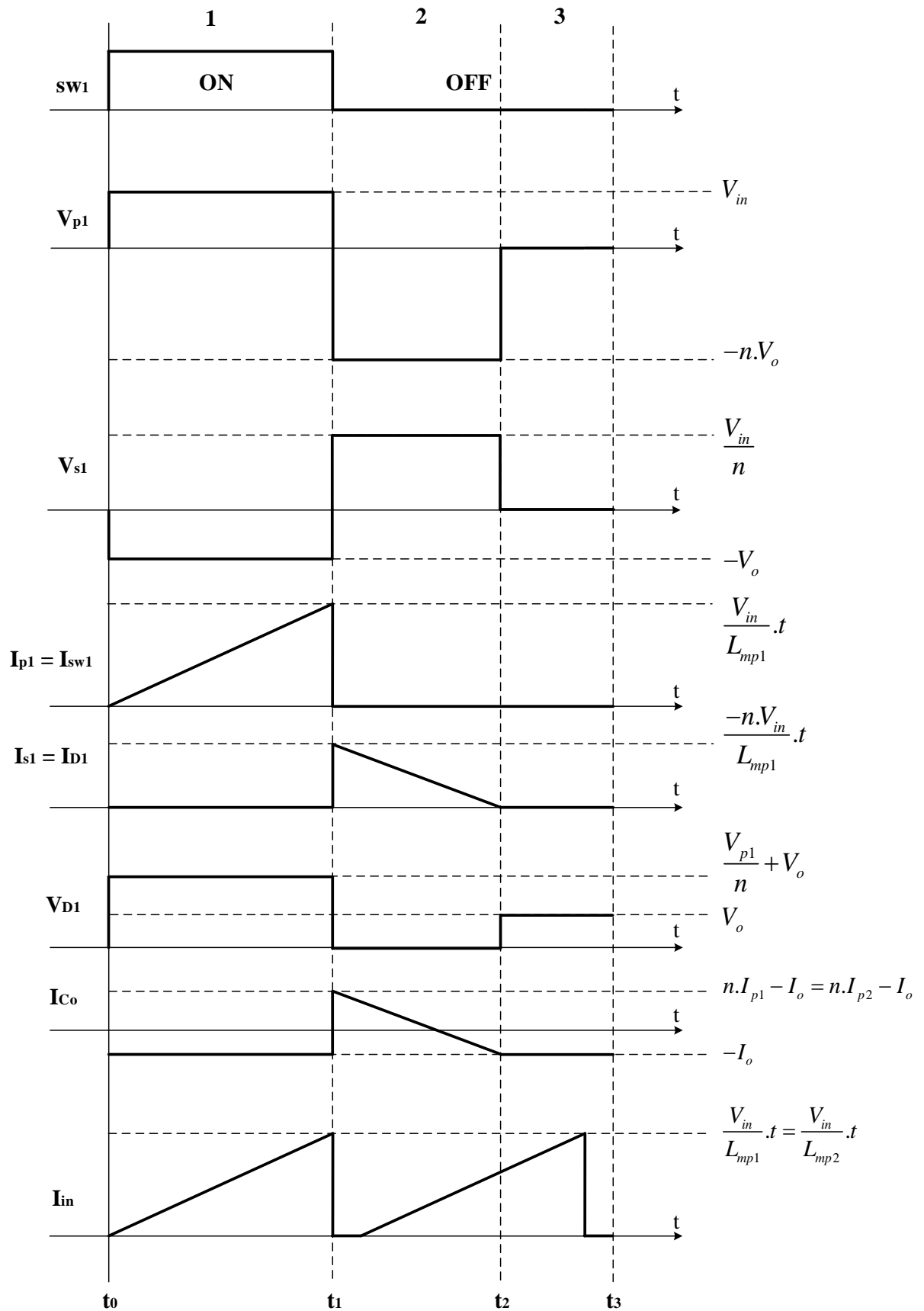
Figura 3.5 - Terceira etapa de operação ($t_2 - t_3$)



Fonte: (Autorial).

Sendo assim, o MIF possui três etapas de operação atuando no modo MCD em um período de comutação e no SP. Na Figura 3.6 são representadas as etapas de operação do fly_1 , tomando como referência o período da portadora quando o conversor instantaneamente atua no ciclo de trabalho máximo $D_{(max)} = 0.45$.

Figura 3.6 - Modos de operações para a primeira etapa de funcionamento.



Fonte(Autoral).

3.5 EQUAÇÕES BÁSICAS DO CONVERSOR FLYBACK CC-CA

Com a análise das principais formas de ondas obtidas nas etapas de operação, são calculados os esforços de tensões e de correntes nos componentes. Considerando t o intervalo de tempo para representação das etapas de operação, têm-se ($t_0 \leq t \leq t_3$). As equações a seguir, representam as correntes e as tensões instantâneas nos componentes do conversor fly_1 do MIF.

A corrente instantânea $i_{p1}(t)$ aplicada à indutância de magnetização L_{mp1} do enrolamento primário do transformador T_1 é a mesma corrente instantânea $i_{sw1}(t)$ do interruptor sw_1 . No instante ($t_0 \leq t \leq t_1$) a corrente $i_{p1}(t)$ cresce linearmente com a inclinação de V_{in}/L_{mp1} .

$$i_{p1}(t) \cong i_{sw1}(t) \quad (3.1)$$

$$i_{p1}(t) \cong \begin{cases} \frac{V_{in}}{L_{mp1}} \cdot t & \text{se } 0 \leq t \leq t_1 \\ 0 & \text{se } t_1 \leq t \leq t_2 \\ 0 & \text{se } t_2 \leq t \leq t_3 \end{cases} \quad (3.2)$$

A corrente instantânea $i_{s1}(t)$ através do secundário L_{s1} do transformador T_1 , no diodo $i_{D1}(t)$ são instantaneamente iguais. No instante ($t_1 \leq t \leq t_2$) a corrente $i_{s1}(t)$ decresce linearmente com a inclinação de $-n \cdot V_o/L_{s1}$.

$$i_{s1}(t) \cong i_{D1}(t) \quad (3.3)$$

$$i_{s1}(t) \cong \begin{cases} 0 & \text{se } 0 \leq t \leq t_1 \\ i_{s1(\max)}(t) - \frac{n \cdot V_o}{L_{s1}} \cdot t & \text{se } t_1 \leq t \leq t_2 \\ 0 & \text{se } t_2 \leq t \leq t_3 \end{cases} \quad (3.4)$$

A relação de transformação dos transformadores T_1 a T_4 serão representadas por n , dado pela relação entre o número de espiras dos primários (N_p) e o número de espiras dos secundários (N_s).

$$n \cong \frac{N_p}{N_s} \cong \frac{V_{p1}}{V_{s1}} \cong \frac{I_{s1}}{I_{p1}} \quad (3.5)$$

A corrente instantânea $i_{Co}(t)$ através do capacitor C_o na saída do conversor é definida por:

$$i_{Co}(t) \cong \begin{cases} -I_o & \text{se } 0 \leq t \leq t_1 \\ n \cdot i_{p1}(t) - I_o & \text{se } t_1 \leq t \leq t_2 \\ -I_o & \text{se } t_2 \leq t \leq t_3 \end{cases} \quad (3.6)$$

A tensão instantânea $v_{p1}(t)$ aplicada a indutância de magnetização L_{mp1} do enrolamento primário do transformador T_1 é determinada por:

$$v_{p1}(t) \cong \begin{cases} V_{in} & \text{se } 0 \leq t \leq t_1 \\ -nV_o & \text{se } t_1 \leq t \leq t_2 \\ 0 & \text{se } t_2 \leq t \leq t_3 \end{cases} \quad (3.7)$$

A tensão instantânea $v_{s1}(t)$ aplicada ao enrolamento secundário L_{s1} do enrolamento primário do transformador T_1 é definida por:

$$v_{s1}(t) \cong \begin{cases} -V_o & \text{se } 0 \leq t \leq t_1 \\ \frac{V_{in}}{n} & \text{se } t_1 \leq t \leq t_2 \\ 0 & \text{se } t_2 \leq t \leq t_3 \end{cases} \quad (3.8)$$

A tensão instantânea $v_{sw1}(t)$ na chave é determinada por:

$$v_{sw1}(t) \cong \begin{cases} 0 & \text{se } 0 \leq t \leq t_1 \\ V_{in} + n \cdot V_o & \text{se } t_1 \leq t \leq t_2 \\ V_{in} & \text{se } t_2 \leq t \leq t_3 \end{cases} \quad (3.9)$$

A tensão instantânea $v_{D1}(t)$ no diodo é encontrada por:

$$v_{D1}(t) \cong \begin{cases} \frac{V_{in}}{n} + V_o & \text{se } 0 \leq t \leq t_1 \\ 0 & \text{se } t_1 \leq t \leq t_2 \\ V_o & \text{se } t_2 \leq t \leq t_3 \end{cases} \quad (3.10)$$

A tensão instantânea $v_{Co}(t)$ no capacitor é definida por:

$$v_{Co}(t) \cong \begin{cases} \frac{V_{in}}{n} + V_o & \text{se } 0 \leq t \leq t_1 \\ 0 & \text{se } t_1 \leq t \leq t_2 \\ V_o & \text{se } t_2 \leq t \leq t_3 \end{cases} \quad (3.11)$$

Nas próximas seções serão detalhadas as modulações das chaves dos primários e dos secundários, onde serão efetuados maiores esclarecimentos.

3.6 COMUTAÇÃO PROPOSTA

O princípio de funcionamento do inversor de tensão está intimamente ligado a uma estratégia de comutação, denominado de processo de mudança de estado dos componentes eletrônicos em um conversor (HOLMES et al., 2003).

As técnicas de comutação podem ser divididas em dois grupos principais: a comutação no domínio espacial vetorial, ou SVM (*Space-Vector Modulation*, do inglês, Comutação por Espaço Vetorial), cujo princípio se baseia na geração de vetores de tensão (FRANQUELLO, 2006). Também, a comutação no domínio do tempo, onde se destacam as técnicas PWM (*Pulse Width Modulation*, do inglês, Comutação por Largura de Pulso) baseadas na geração níveis de tensão ao longo de um período (HOLTZ, 1994).

Devido à facilidade de implementação e a grande disseminação das técnicas PWM nas mais diversas aplicações relacionadas à eletrônica de potência, neste trabalho serão apresentadas apenas as principais referências presentes na literatura que dizem respeito à geração de pulsos através de comparações entre portadoras (triangulares) e moduladoras (senoidais).

Dentre as técnicas PWM existentes, na comutação por Largura de Pulso Senoidal, do inglês *Sinusoidal Pulse-Width Modulation* (SPWM), o estado ligado e desligado das chaves possui variações de seus períodos, sendo que, quanto maior o nível de tensão desejado, mais longo será o período de condução (largura do pulso).

Os pulsos SPWM podem ser obtidos quando uma onda senoidal de referência for comparada a uma portadora de alta frequência. A onda de referência, $V_{ref}(t)$, é uma senoidal com amplitude $V_{ref(max)}$ e frequência f_{ref} que deve ser desejada na saída do inversor. A tensão $V_{port}(t)$ é uma onda portadora triangular de alta frequência f_{port} e amplitude $V_{port(max)}$ (AHMED, 2000), conforme mostra a Figura 3.7.

Quando o sinal de referência (V_{ref}) é comparado à portadora (V_{port}), obtêm-se os pontos de chaveamento, na interseção destes sinais. A largura do pulso é determinada pelo tempo em que $V_{ref} > V_{port}$ no semiciclo positivo e no semiciclo negativo do sinal de referência. A frequência do sinal senoidal de referência (f_{ref}) é igual à frequência fundamental da tensão de saída do inversor. Já a frequência da forma de onda triangular (f_{port}) determina a frequência de chaveamento do inversor e geralmente é mantida constante.

A razão entre essas duas frequências (f_{port}/f_{ref}) define-se como índice de frequência de comutação M_f (MOHAM et al., 1998).

$$M_f \cong \frac{f_{port}}{f_{ref}} \quad (3.12)$$

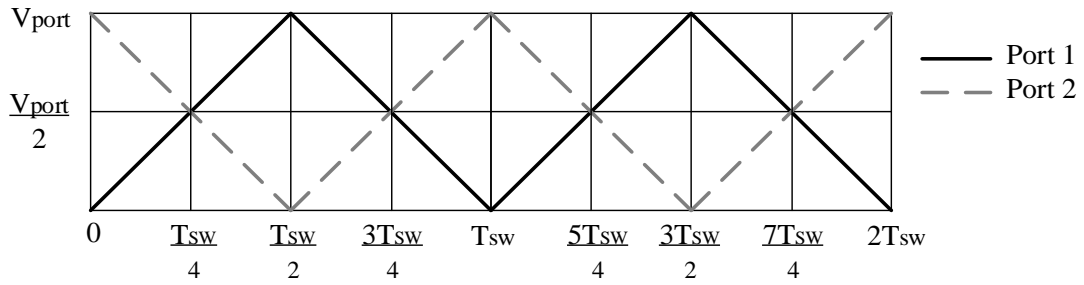
A equação (3.13) define matematicamente o índice de comutação (M_a), que relaciona o valor de pico da tensão da moduladora ($V_{ref(max)}$) ao nível de tensão da portadora ($V_{port(max)}$).

$$M_a \cong \frac{V_{ref(max)}}{V_{port(max)}} \quad (3.13)$$

3.6.1 Comutação SPWM das Chaves do Primário

Para a comutação SPWM das chaves sw_1 e sw_2 utilizam-se duas portadoras triangulares independentes de alta frequência (T_{sw}), defasadas entre si de cento e oitenta graus elétricos, visto na Figura 3.7.

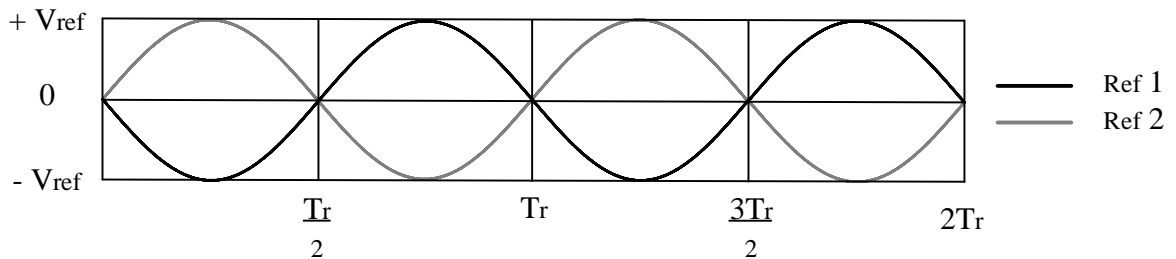
Figura 3.7 - (a) Forma de onda das portadoras utilizadas na comutação SPWM



Fonte: (Autorial).

em que: V_{port} é a tensão máxima da portadora e T_{sw} é o período da portadora. Além das moduladoras senoidais em baixa frequência (T_r), como mostra a Figura 3.8.

Figura 3.8 - Forma de onda das moduladoras utilizadas na comutação SPWM

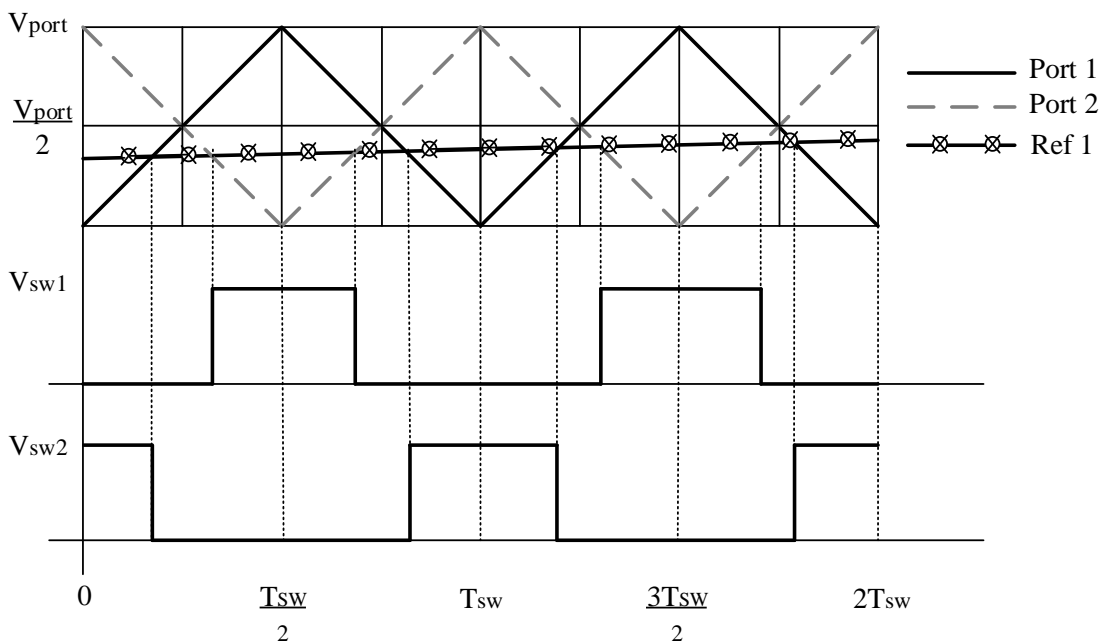


Fonte: (Autorial).

onde: V_{ref} é a tensão máxima da moduladora e T_r o período da moduladora.

A Figura 3.9 mostra a comutação SPWM para as chaves sw_1 e sw_2 .

Figura 3.9 - Geração de pulsos dos interruptores sw_1 e sw_2



Fonte:(Autorial).

Os pulsos SPWM para o interruptor sw_1 são obtidos quando a onda senoidal de referência $V_{ref1}(t)$, for comparada a uma portadora $V_{port1}(t)$. Os instantes em que $V_{ref1} > V_{port1}$ geram os pulsos da comutação da chave sw_1 .

No semiciclo negativo $V_{ref1} < V_{port1}$ determinam o bloqueio deste interruptor. Já os pulsos SPWM para o interruptor sw_2 são obtidos quando a onda senoidal de referência $V_{ref1}(t)$, for comparada a uma portadora $V_{port2}(t)$.

No semiciclo positivo da moduladora os instantes em que $V_{ref1} > V_{port2}$ geram os pulsos da comutação da chave sw_2 . No semiciclo negativo $V_{ref1} < V_{port2}$ determinam o bloqueio deste interruptor.

Em virtude da portadora V_{port1} iniciar defasada cento e oitenta graus elétricos em relação a portadora V_{port2} , a geração dos pulsos nas chaves sw_1 e sw_2 também são defasados de cento e oitenta graus elétricos.

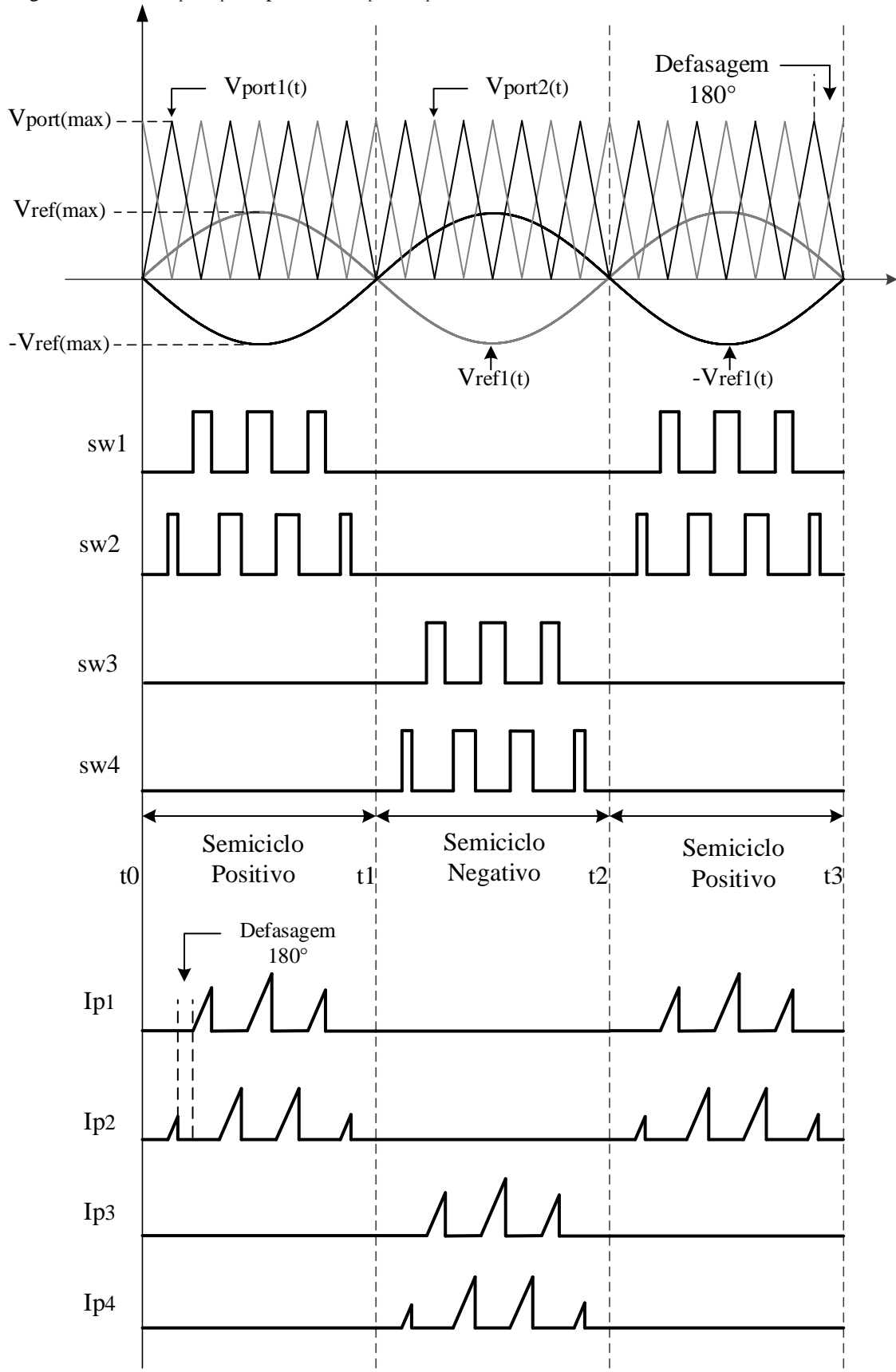
Os pulsos SPWM para o interruptor sw_3 são obtidos quando a onda senoidal de referência $V_{ref2}(t)$, for comparada a uma portadora $V_{port1(max)}$.

No semiciclo negativo os instantes em que $V_{ref2} > V_{port1}$ geram os pulsos da comutação da chave sw_3 . Entretanto, no semiciclo positivo $V_{ref2} < V_{port1}$ determinam o bloqueio deste interruptor. Enquanto, os pulsos SPWM para o interruptor sw_4 são obtidos quando a onda senoidal de referência $V_{ref2}(t)$, for comparada a uma portadora $V_{port2(max)}$. No semiciclo negativo os instantes em que $V_{ref2} > V_{port2}$ geram os pulsos da comutação da chave sw_4 .

No semiciclo positivo $V_{ref2} < V_{port2}$ determinam o bloqueio deste interruptor. Como visto na Figura 3.10, a saída SPWM resultante segue a amplitude e a frequência do sinal de referência modulador, deste modo são gerados os sinais de comando que controlam a comutação das chaves sw_1 e sw_2 . As chaves sw_3 e sw_4 se comportam de maneira análoga as chaves citadas anteriormente.

Também são observadas, as formas de ondas das correntes defasadas entre o primário e o secundário do MIF. A comutação das chaves sw_1 e sw_2 são determinadas pelas portadoras 1 e 2. Estas, estão deslocadas em cento e oitenta graus elétricos num período de comutação da chave, ocasionando assim uma comutação defasada de cento e oitenta graus.

Figura 3.10 - Comutação das chaves sw_1 (0°), sw_2 (180°), sw_3 (0°) e sw_4 (180°) e no primário e ação da defasagem na corrente I_{p1} e I_{p2} no primário L_{mp1} e L_{mp2} e no secundário L_{s1} e L_{s2}

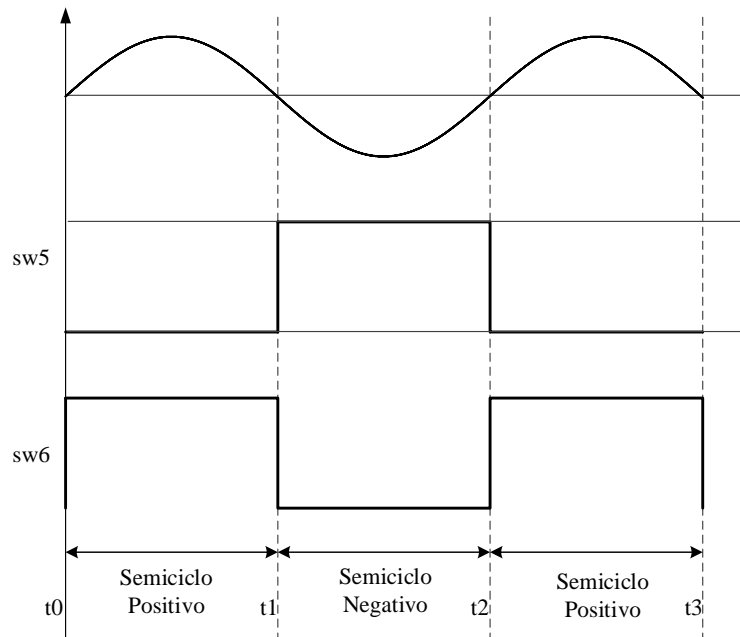


Fonte: (Autoral).

3.6.2 Comutação PWM no Secundário.

A estrutura da comutação das chaves sw_5 e sw_6 determinam o semiciclo positivo e negativo do MIF. Estas, por sua vez, são chaveadas por dois PWM's complementares, na frequência da rede (60 Hz), conforme mostra a Figura 3.11.

Figura 3.11 - Modulações das chaves sw_5 e sw_6 nos secundários



Fonte: (Autorial).

3.7 IMPLEMENTAÇÃO DIGITAL DAS TÉCNICAS DE MODULAÇÕES

A programação digital das técnicas de modulações será desenvolvida utilizando-se um dispositivo FPGA da família *Cyclone IV* da fabricante Altera® e com auxílio do VHDL (*Very High Speed Integrated Circuits Hardware Description Language* – Linguagem de Descrição de Hardware VHSIC, por ser o padrão IEEE (*Institute of Eletrical and Eletronics Engineers* – Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos).

A placa utilizada, *DEO-NANO*, possui um oscilador embarcado da frequência de 50 MHz. O *software* de desenvolvimento do projeto é o *Quartus II*® fornecido pelo próprio fabricante do dispositivo. Para as modulações SPWM das chaves sw_1 , sw_2 , sw_3 , sw_4 , as portadoras adotadas devem ter frequências 50 KHz e as moduladoras devem estar com frequências de 60 Hz. Para a construção das modulações PWM das chaves sw_5 e sw_6 à portadora

é 60 Hz. O código fonte em VHDL inserido no FPGA é o responsável por realizar os processos de comutações SPWM e PWM das chaves.

3.8 ANÁLISE MATEMÁTICA DO CONVERSOR *FLYBACK* CC-CA OPERANDO EM MODO DESCONTÍNUO.

Para desenvolver a análise matemática do MIF, é necessário definir algumas variáveis. O interruptor do conversor é um transistor de potência (MOSFET ou IGBT), sendo este, responsável por interromper a corrente em determinados intervalos de tempo. Portanto, é definido o período de comutação como T_{sw} . O inverso do tempo de comutação é definido com a frequência de comutação do conversor, representado pela variável f_{sw} .

Com base no tempo e frequência de comutação, a equação (3.14) apresenta a definição da razão cíclica.

$$D \cong \frac{t_{on}}{T_{sw}} \cong t_{on} \cdot f_{sw} \quad (3.14)$$

onde: D é a razão cíclica; t_{on} é o tempo de condução do interruptor durante um período de comutação.

Neste contexto, observa-se que t_{on} é diferente para cada pulso de corrente durante o período T_r . Neste caso, a corrente (i_{p1}) para os instantes discretos no tempo depende da variável t_{on} que se modifica senoidalmente em função de $D(\omega.t)$ e T_{sw} . Sabe-se que T_{sw} é o período de comutação e tem um valor de D crescente, entre zero e noventa graus (0° - 90°) e decrescente, entre noventa graus e cento e oitenta (90° - 180°) para os períodos de baixas frequências (60 Hz). Essa variação é chamada de ciclo de trabalho variável que será representada por $D(\omega.t)$.

Devido ao tempo de condução das chaves serem senoidais ($\omega.t$), o índice de comutação dado pela relação entre a moduladora e à portadora, têm-se:

$$D(\omega.t) \cong t_{on}(\omega.t) \cdot f_{sw1} \quad (3.15)$$

Para a chave sw_1 .

$$D_1(\omega.t) \cong t_{sw1(on)}(\omega.t) \cdot f_{sw1} \quad (3.16)$$

$$t_{sw1(on)}(\omega.t) \cong \frac{D_1(\omega.t)}{T_{sw1}} \quad (3.17)$$

onde: $D_{1(\omega.t)}$ é o ciclo de trabalho variável da chave sw_1 ; $t_{sw1(on)}(\omega.t)$ e o tempo de condução variável no tempo.

Para os valores máximos, fica:

$$D_{1(max)} \cong t_{sw1(on)(max)} \cdot f_{sw1} \quad (3.18)$$

3.8.1 FORMAS DE ONDAS DAS CORRENTES NO PRIMÁRIO DO MICROINVERSOR FLYBACK

Como visto, à medida que é necessária mais energia no secundário do transformador maior são as larguras de pulsos enviados as chaves e, conseqüentemente maiores são os picos de correntes. A equação (3.19), ilustra as formas de ondas teóricas para o funcionamento em modo descontínuo. Assim, obtêm-se, a corrente instantânea $i_{p1}(t)$ no primário do transformador T_1 .

$$i_{p1}(t) \cong \frac{V_{in}}{L_{mp1}} \cdot t \quad (3.19)$$

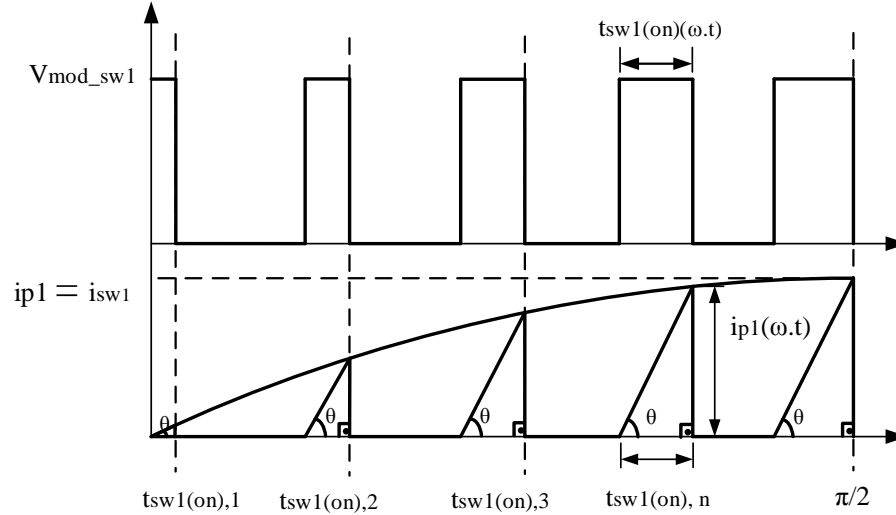
Para facilitar o desenvolvimento matemático, nesta seção não serão incluídas as quedas de tensões nos diodos e nos interruptores. No entanto, em todos os projetos deste trabalho serão levados em consideração estes parâmetros. Nota-se que o sinal de corrente (i_{p1}) no primário L_{mp1} do transformador T_1 ilustrado na Figura 3.12 é aproximadamente um triângulo retângulo. Essa aproximação é possível porque a tensão de entrada é mantida constante pela própria característica dos painéis fotovoltaicos.

A corrente (i_{p1}) na indutância de magnetização do primário L_{mp1} será máxima quando t for igual a $t_{on_sw1(max)}$.

$$i_{p1(max)}(t) \cong \frac{V_{in}}{L_{mp1}} \cdot t_{sw1(on)(max)} \quad (3.20)$$

A Figura 3.12, ilustra as relações feitas anteriormente para o fly_1 . Nesta representação idealizada da corrente, cada pulso de corrente i_{p1} em L_{mp1} é considerado um triângulo retângulo de ângulo de bases iguais.

Figura 3.12 - Representação idealizada da expressão de corrente no interruptor sw_1 e no primário L_{mp1}



Fonte: (Autorial).

onde: V_{mod_sw1} - tensão de comutação no interruptor sw_1 (V); i_{sw1} - corrente no interruptor sw_1 (A); i_{p1} - corrente no primário do transformador T_1 (A); $t_{sw1(on), n}$ - tempo para cada instante que a chave sw_1 entra em condução e n : número inteiro de eventos.

A corrente máxima é definida por:

$$i_{p1}(\omega.t) \cong t_{sw1(on)}(\omega.t) \cdot \text{tg}(\theta^\circ) \cong D_{sw1}(\omega.t) \cdot T_{sw1} \cdot \text{tg}(\alpha) \quad (3.21)$$

O ciclo de trabalho D é variável no tempo discreto senoidal está mostrada pela equação (3.15).

$$i_{p1}(\omega.t) \cong D_{sw1(max)} \text{sen}(\omega.t) \cdot T_{sw1} \cdot \text{tg}(\alpha) \quad (3.22)$$

Sendo o crescimento da corrente representada por:

$$\text{tg}(\alpha) \cong \frac{V_{in}}{L_{mp1}} \quad (3.23)$$

Sabe-se que:

$$i_{p1}(\omega.t) \cong \frac{V_{in} \cdot D_{sw1(max)} \cdot sen(\omega.t)}{f_{sw} \cdot L_{mp1}} \quad (3.24)$$

Donde, a corrente i_{p1} em L_{mp1} será máxima, quando o ciclo de trabalho D_1 for máximo ($D_{1(max)}$). Especificamente, quando $sen(\omega.t)$ for igual a 1, ou seja $(\omega.t)$ assume o valor noventa graus da RE.

$$i_{p1(max)} \cong \frac{V_{in} \cdot D_{sw1(max)}}{f_{sw} \cdot L_{mp1}} \quad (3.25)$$

A corrente no enrolamento secundário L_{s1} em função do tempo é definida conforme mostra a equação (3.26).

$$i_{s1}(t) \cong i_{s1(max)}(t) - \frac{V_o}{L_{s1}} \cdot t \quad (3.26)$$

em que: V_o é a tensão na carga; L_{s1} é a indutância de magnetização do enrolamento secundário; e t é o intervalo de tempo.

Considerando a relação de transformação do *flyback* e as perdas, os valores de pico da corrente no enrolamento secundário são calculados através da equação (3.27).

$$i_{s1(max)}(t) \cong n \cdot i_{p1(max)}(t) \cdot \eta_{fly} \quad (3.27)$$

onde: $i_{p1(max)}(t)$ são os valores máximos da corrente no enrolamento primário; e n representa a relação entre o número de espiras do enrolamento secundário e do primário visto na equação (3.5).

Considerando o rendimento unitário, têm-se:

$$i_{s1(max)}(t) \cong n \cdot i_{p1(max)}(t) \quad (3.28)$$

A corrente no enrolamento secundário em função do tempo é definida conforme mostra a equação (3.29).

$$i_{s1}(t) \cong i_{s1(max)}(t) - \frac{V_o}{L_{s1}} \cdot t \quad (3.29)$$

em que: V_o é a tensão na carga; L_{s1} é a indutância de magnetização do enrolamento secundário; e t é o intervalo de tempo.

Para operar no modo MCD, a corrente no enrolamento secundário deve ser nula antes que a corrente no enrolamento primário volte a circular. Assim, garantindo que $i_{s1}(t)$ seja igual a zero na equação (3.29), obtêm-se o tempo de condução da corrente no enrolamento secundário, conforme descrito pela equação (3.30).

$$t_R \cong i_{s1(\max)}(t) \cdot \frac{L_s}{V_o} \quad (3.30)$$

Manipulando as equações (3.25), (3.27) e (3.30), obtêm-se o maior valor de tempo em que o enrolamento secundário conduz corrente durante um período da tensão da rede. O resultado é mostrado na equação (3.31).

$$t_{R(\max)} \cong \frac{V_{in} \cdot D_{(\max)} \cdot T_{sw} \cdot \eta_{fly}}{n \cdot V_o} \quad (3.31)$$

Fazendo:

$$n^2 \cong \frac{L_{mp1}}{L_s} \quad (3.32)$$

Nota-se na equação (3.31), que se as variáveis: período de comutação (T_{sw}); ciclo de trabalho ($D_{(\max)}$); tensão eficaz da fonte (V_{in}); tensão na carga (V_o); e o rendimento do transformador *flyback* (η_{fly}), forem todas constantes, o tempo máximo de circulação da corrente no enrolamento secundário será definido somente por n que é a relação de transformação. Assim, a operação no modo MCD pode ser avaliada pela relação colocada na equação (3.33).

$$t_{R(\max)} < (T_{sw} - D_{(\max)} \cdot T_{sw}) \cong (1 - D_{(\max)}) \cdot T_{sw} \quad (3.33)$$

Usando as equações (3.31) e (3.33), define-se uma equação que exprime o limite para a relação de transformação, isso é mostrado na equação (3.34).

$$n < \frac{V_{in} \cdot D_{(\max)} \cdot \eta_{fly}}{(1 - D_{(\max)}) \cdot V_o} \quad (3.34)$$

Sendo satisfeito o critério exposto na equação (3.34), o MIF irá operar no modo MCD. O tópico seguinte descreve os esforços de correntes na entrada do conversor.

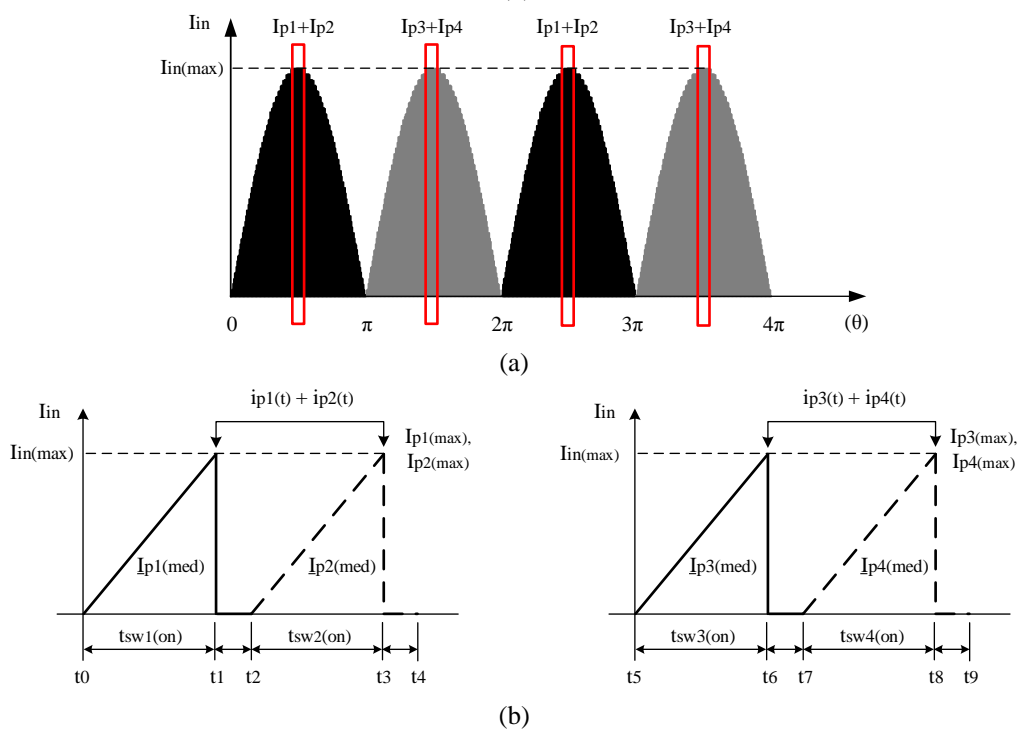
3.9 ESFORÇOS DE CORRENTES

Devido a topologia do MIF proporcionar tempos distintos de atuação a cada *flyback*, estes passam pelos mesmos esforços de correntes. Sendo assim, é suficiente realizar os cálculos do *fly*₁, e depois utilizar os mesmos critérios para os outros *flybacks*. Isso reduz o número de equações, minimiza as operações matemáticas e, conseqüentemente simplifica a análise matemática dos esforços de correntes nos elementos do conversor. Como as chaves sw_1 , sw_2 , sw_3 e sw_4 estão em série com os indutores L_{mp1} , L_{mp2} , L_{mp3} e L_{mp4} , respectivamente, os esforços de correntes nos interruptores e nos indutores são iguais. Para simplificação de nomenclatura será utilizado apenas o termo i_{p1} para representar a corrente de magnetização no primário L_{mp1} do transformador T_1 .

3.9.1 Valor Eficaz e Médio da Corrente (I_{in}) na Entrada do conversor.

A Figura 3.13 mostra o comportamento da corrente na entrada do conversor. A frequência dobra e o período da forma de onda passa a ser π .

Figura 3.13 - Forma de onda da corrente na entrada I_{in} ; (b) Detalhe da forma de onda da corrente na entrada



Fonte:(Autorial).

onde: (t₀-t₁): tempo de magnetização do primário L_{mp1} do transformador T₁ com o interruptor sw₁ conduzindo; (t₂-t₃) tempo de magnetização do primário L_{mp2} do transformador T₂ com o interruptor sw₂ conduzindo; (t₅-t₆): tempo de magnetização do primário L_{mp3} do transformador T₃ com o interruptor sw₂ conduzindo; (t₇-t₈): tempo de magnetização do primário L_{mp4} do transformador T₄ com o interruptor sw₂ conduzindo.

A equação (3.35) representa a corrente na entrada do MIF.

$$i_{in}(t) \cong i_{p1}(t) + i_{p2}(t) + i_{p3}(t) + i_{p4}(t) \quad (3.35)$$

Devido adotar para os cálculos apenas o SP na análise matemática, a equação (3.35) resume-se:

$$i_{in}(t) \cong i_{p1}(t) + i_{p2}(t) \quad (3.36)$$

Sabe-se que as indutâncias dos primários são iguais:

$$L_{mp1} \cong L_{mp2} \cong L_{mp3} \cong L_{mp4} \quad (3.37)$$

Calculando a corrente eficaz na entrada do conversor, tem-se:

$$i_{in(rms)}(t) \cong \sqrt{\frac{1}{T_{sw}} \left[\int_0^{t_{sw1(on)}} (i_{p1}(t))^2 \cdot dt + \int_0^{t_{sw2(on)}} (i_{p2}(t))^2 \cdot dt \right]} \cong \quad (3.38)$$

$$i_{in(rms)}(t) \cong \frac{V_{in}}{f_{sw} \cdot L_{mp1}} \sqrt{\frac{2 \cdot (D_{(max)})^3 \cdot sen^3(\omega \cdot t) \cdot T_{sw}^2}{3}}$$

Pela forma de onda da Figura 3.13, têm-se:

$$I_{in(rms)} \cong \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\pi} (i_{in(rms)}(t))^2 \cdot dt \right]} \cong \frac{V_{in}}{f_{sw} \cdot L_{mp1}} \cdot \sqrt{\frac{8 \cdot (D_{(max)})^3}{9 \cdot \pi}} \quad (3.39)$$

Para calcular o valor médio da corrente de entrada, utiliza-se a equação (3.40).

$$i_{in(med)}(t) \cong \frac{1}{T_{sw}} \cdot \left(\int_0^{t_{sw1(on)}} i_{p1}(t) \cdot dt + \int_0^{t_{sw2(on)}} i_{p2}(t) \cdot dt \right) \cong \frac{V_{in} \cdot (D_{(max)})^2 \cdot sen^2(\omega \cdot t_n) \cdot T_{sw}}{L_{mp1}} \quad (3.40)$$

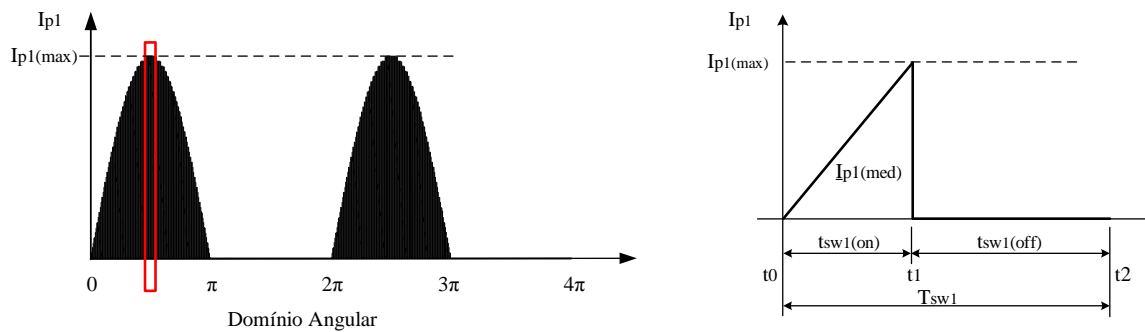
Observa-se pela Figura 3.13, que o período da forma de onda será π .

$$I_{in(\text{med})} \cong \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} i_{in(\text{med})}(t) dt \cong \frac{V_{in} \cdot (D_{(\text{max})})^2}{2 \cdot f_{sw} \cdot L_{mp1}} \quad (3.41)$$

3.9.2 Valor Eficaz e Médio das Correntes (I_{p1}) no Enrolamento Primário e (I_{s1}) no Secundário.

A corrente eficaz pode ser calculada levando em consideração que a frequência de comutação é bem maior que a frequência da rede. Logo, para um dado período de comutação, a tensão da fonte será considerada aproximadamente constante. A Figura 3.14 mostra a corrente no primário do fly₁.

Figura 3.14 - (a) Forma de onda da corrente de saída I_{p1} ; (b) Detalhe da forma de onda



Fonte: (Autorial).

Então, a partir do uso da equação (3.19), o valor eficaz da corrente no enrolamento primário ($i_{p(\text{rms})}$), durante um período de comutação (T_{sw}) é calculado na equação (3.42).

$$i_{p1(\text{rms})}(t) \cong \sqrt{\frac{1}{T_{sw}} \cdot \int_0^{t_{sw1(\text{on})}} (i_{p1}(t))^2 \cdot dt} \cong \frac{V_{in}}{f_{sw} \cdot L_{mp1}} \cdot \sqrt{\frac{(D_{(\text{max})})^3 \cdot \text{sen}^3(2\pi \cdot f_r \cdot t)}{3}} \quad (3.42)$$

em que: I_{p1} é o máximo valor de pico da corrente no enrolamento primário definido na equação (3.19); e f_r é a frequência de oscilação da rede senoidal. Sabendo que uma tensão senoidal retificada de meia onda é periódica de 0 a 2π .rad, usando a equação (3.43), pode-se calcular o valor eficaz da corrente no enrolamento primário.

$$I_{p1(\text{rms})} \cong \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{\pi} (i_{p1(\text{rms})}(t))^2 \cdot dt} \cong \frac{2 \cdot V_{in}}{f_{sw} \cdot L_{mp1}} \cdot \sqrt{\frac{(D_{(\text{max})})^3}{18 \cdot \pi}} \quad (3.43)$$

O valor médio da corrente no primário pode ser obtido a partir do uso da equação (3.19).

$$i_{p1(med)}(t) \cong \frac{1}{T_{sw1}} \int_0^{t_{sw1(on)}} \cdot i_{p1}(t) \cdot dt \cong \frac{V_{in} \cdot (D_{(max)})^2 \cdot \text{sen}^2(2\pi \cdot f_r \cdot t)}{2 \cdot f_{sw1} \cdot L_{mp1}} \quad (3.44)$$

Integrando a equação (3.44) de 0 a π , obtém-se o valor médio da corrente no enrolamento primário durante um período da tensão da rede retificada. Isto é apresentado na equação (3.45).

$$I_{p1(med)} \cong \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \cdot i_{p1}(t) \cdot dt \cong \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^\pi \cdot i_{p1}(t) \cdot dt = \frac{D_{(max)}^2 \cdot V_{in}}{8 \cdot f_{sw} \cdot L_{mp1}} \quad (3.45)$$

De modo similar, o valor da corrente eficaz no enrolamento secundário, durante um período da tensão da rede retificada, pode ser obtido de forma semelhante à equação (3.42). É relevante frisar que no cálculo da equação (3.23) foram usadas as equações (3.29) e (3.32).

$$I_{s1(rms)} \cong \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (i_{s1(rms)}(t))^2 \cdot dt} \cong n \cdot \left(\frac{2 \cdot V_{in}}{f_{sw} \cdot L_{mp1}} \cdot \sqrt{\frac{(D_{(max)})^3}{18 \cdot \pi}} \right) \quad (3.46)$$

na qual: $i_{s1(max)}$, é obtido a partir da equação (3.27); $i_{p1(max)}(t)$ é igual ao valor máximo definido na equação (3.25). Por fim, o valor médio da corrente no enrolamento secundário, durante um período da tensão da rede retificada de meia onda é calculado de forma semelhante ao procedimento da equação (3.47).

$$I_{s1(med)} \cong \frac{1}{T_{sw}} \int_0^\pi \cdot i_{s1}(t) \cdot dt \cong n \cdot \left(\frac{D_{(max)}^2 \cdot V_{in}}{8 \cdot f_{sw} \cdot L_{mp1}} \right) \quad (3.47)$$

3.9.3 Valor Eficaz e Médio da Corrente (I_s) na saída do conversor.

De maneira análoga ao valor eficaz da corrente na entrada e usando a relação de transformação (n):

$$i_{s(rms)}(t) \cong \sqrt{\frac{1}{T_{sw}} \int_0^{\pi} (i_s(t))^2 \cdot dt} = \frac{n \cdot V_{in}}{f_{sw} \cdot L_{mp1}} \sqrt{\frac{2 \cdot (D_{(max)})^3 \cdot \text{sen}^3(\omega \cdot t)}{3}} \quad (3.48)$$

$$I_{s(rms)} \cong \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} (i_{s(rms)}(t))^2 \cdot dt} \cong \frac{n \cdot V_{in}}{f_{sw} \cdot L_{mp1}} \sqrt{\frac{8 \cdot (D_{(max)})^3}{9 \cdot \pi}} \quad (3.49)$$

Semelhante ao valor médio da corrente de entrada e usando a relação de transformação (n), têm-se a corrente média na saída do MIF.

$$i_{s(med)}(t) \cong \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{t_{sw1(on)}} \cdot i_s(t) \cdot dt \cong \frac{n \cdot V_{in} \cdot (D_{(max)})^2}{f_{sw} \cdot L_{mp1}} \cdot (\text{sen}^2(2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot t)) \quad (3.50)$$

Observa-se também que o período da onda é π .

$$I_{s(med)} \cong \frac{1}{T_r} \int_0^{\pi} \cdot i_{s(med)}(t) \cdot dt \cong \frac{n \cdot V_{in} \cdot (D_{(max)})^2}{2 \cdot f_{sw} \cdot L_{mp1}} \quad (3.51)$$

A Tabela 3.1 resume as equações para os valores máximos, médios e eficazes no MIF.

Tabela 3.1 - Valores máximos, eficazes e médios do MIF

Máximo	Médio	Eficaz
$I_{p1(max)} = \frac{V_{in} \cdot D_{(max)}}{f_{sw} \cdot L_{mp1}}$	$I_{p1(med)} = \frac{V_{in} \cdot (D_{(max)})^2}{8 \cdot f_{sw} \cdot L_{mp1}}$	$I_{p1(rms)} = \frac{V_{in}}{f_{sw} \cdot L_{mp1}} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot (D_{(max)})^3}{9 \cdot \pi}}$
$I_{s1(max)} = n \cdot \frac{V_{in} \cdot D_{(max)}}{f_{sw} \cdot L_{mp1}}$	$I_{s1(med)} = n \cdot \left(\frac{V_{in} \cdot (D_{(max)})^2}{8 \cdot f_{sw} \cdot L_{mp1}} \right)$	$I_{s1(rms)} = n \cdot \left(\frac{V_{in}}{f_{sw} \cdot L_{mp1}} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot (D_{(max)})^3}{9 \cdot \pi}} \right)$
$I_{in(max)} = \frac{V_{in} \cdot D_{(max)}}{f_{sw} \cdot L_{mp1}}$	$I_{in(med)} = \left(\frac{V_{in} \cdot (D_{(max)})^2}{2 \cdot f_{sw} \cdot L_{mp1}} \right)$	$I_{in(rms)} = \left(\frac{V_{in}}{f_{sw} \cdot L_{mp1}} \cdot \sqrt{\frac{8 \cdot (D_{(max)})^3}{9 \cdot \pi}} \right)$
$I_{s(max)} = n \cdot \frac{V_{in} \cdot D_{(max)}}{f_{sw} \cdot L_{mp1}}$	$I_{s(med)} = n \cdot \left(\frac{V_{in} \cdot (D_{(max)})^2}{4 \cdot f_{sw} \cdot L_{mp1}} \right)$	$I_{s(rms)} = n \cdot \left(\frac{V_{in}}{f_{sw} \cdot L_{mp1}} \cdot \sqrt{\frac{8 \cdot (D_{(max)})^3}{9 \cdot \pi}} \right)$

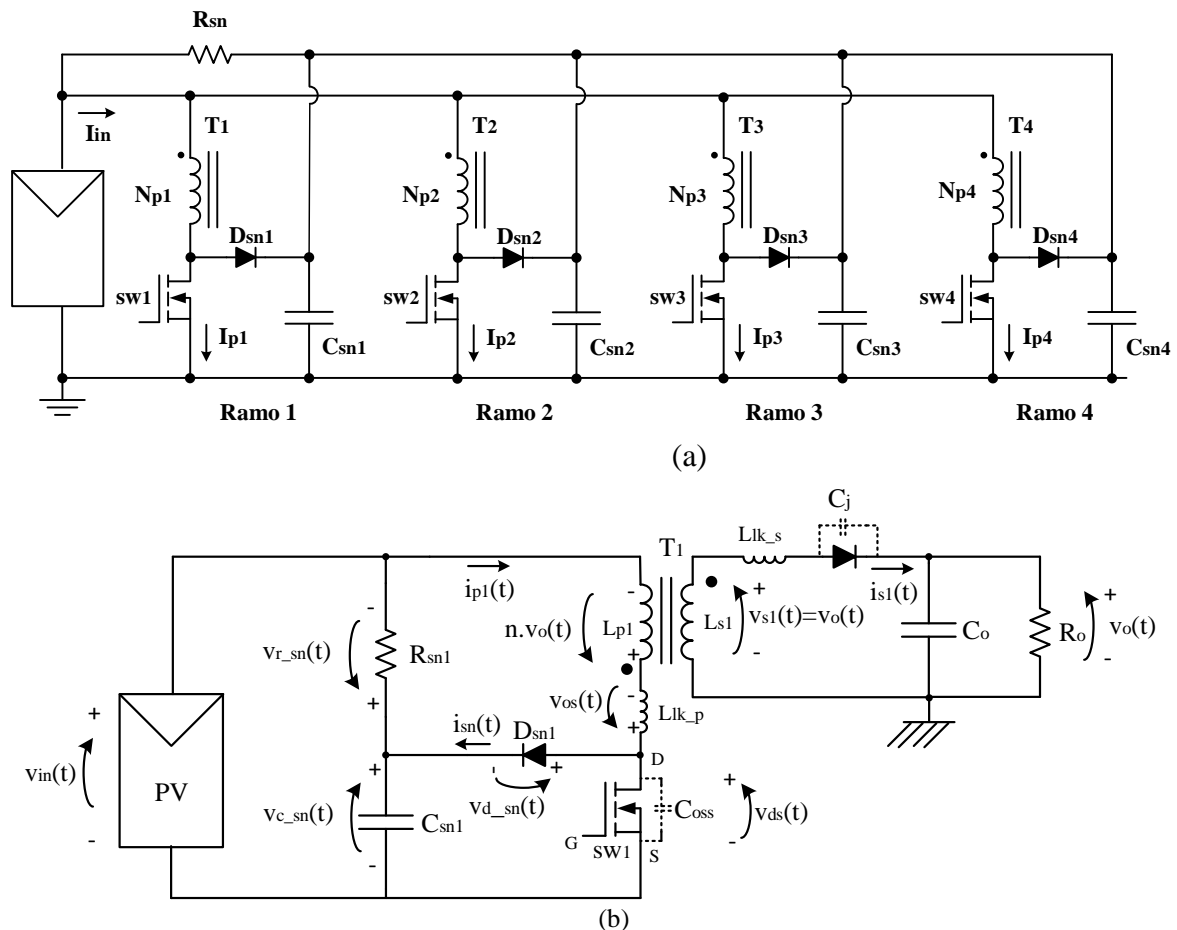
Fonte: (Autorial).

Todas as equações foram validadas em simulação computacional, sendo o demonstrativo do equacionamento detalhado no apêndice E, no final deste estudo. Os parâmetros de correntes e de tensões na carga serão mostrados na seção 3.15.

3.10 CIRCUITO SNUBBER DO MIF

Neste trabalho, apresenta-se o projeto do *snubber* RCD (Do inglês, *snubber with resistor, capacitor and diode*), que será utilizado no MIF. A escolha deste circuito se torna pertinente devido sua simplicidade e custo. A Figura 3.15 esclarece o esquemático do circuito *snubber* no MIF.

Figura 3.15 - (a) Circuito elétrico do circuito *snubber* usado no MIF; (b) Circuito adotado para proteção contra sobretensão no MOSFET (snubber RCD) no fly1



Fonte: (Autorial).

Na análise do circuito *snubber*, presume-se que o capacitor C_{sn} é suficientemente grande, de forma que a tensão nos terminais V_{ds} não se altere significativamente durante um ciclo de comutação. BOUDER (2012, p. 10) apresenta uma equação que exprime o valor mínimo do capacitor C_{sn} , sendo esta condição escrita na equação (3.52).

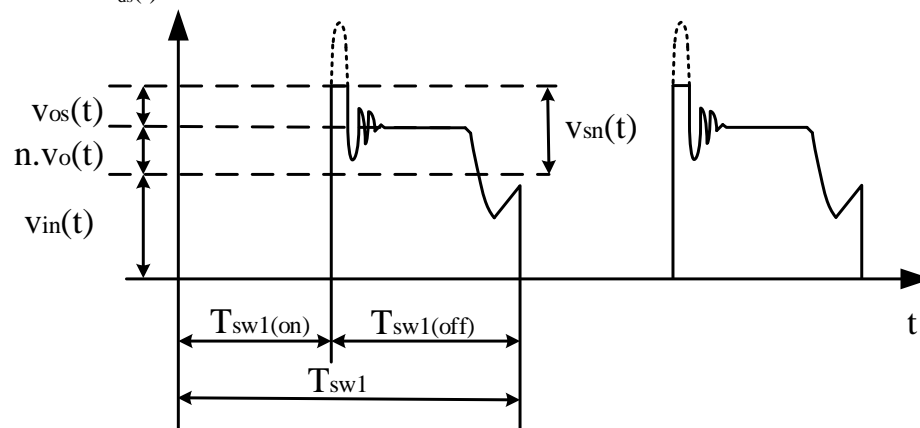
$$C_{sn} > \frac{1}{5.R_{sn}.f_{sw}} \quad (3.52)$$

Analisando o circuito da Figura 3.15, pode-se equacionar que a tensão sobre a indutância de dispersão (quando o MOSFET é desligado) é dada pela equação:

$$v_{os}(t) \cong v_{r_{sn}}(t) - n.v_o(t) \cong L_{lk_p} \cdot \frac{di_{p1(max)}}{dt} \quad (3.53)$$

na qual: $i_p(t)$ é a corrente que circula pela indutância L_{lk_p} ; $v_o(t)$ é o valor instantâneo da tensão na carga; n é a razão do número de espiras do enrolamento secundário e do primário; e $v_{r_{sn}}(t)$ é o valor instantâneo da tensão no resistor do circuito *snubber*. De forma a facilitar a compreensão, a Figura 3.16 ilustra as parcelas de tensões que compõem a tensão sobre o MOSFET, quando no circuito há o *snubber* RCD. Na Figura 3.16 é ilustrada a tensão $v_{ds}(t)$, sendo a frequência de comutação muito maior que a frequência da fonte senoidal, ou seja, considerando que a tensão da fonte não alterou significativamente seu valor instantâneo.

Figura 3.16 - Tensão $v_{ds}(t)$ com *snubber* RCD.



Fonte: (Autoral).

De outra forma, a partir dos valores médios das tensões $v_o(t)$ e $v_{sn}(t)$, a equação (3.53) pode ser reescrita de forma a calcular, aproximadamente, o tempo em que há circulação de corrente pelo diodo D_{sn} . Portanto, o tempo de condução da corrente $i_{sn}(t)$ é calculado a partir da equação (3.54).

$$t_{sn} \cong L_{lk_p} \cdot \frac{i_{p1(max)}(t)}{v_{r_{sn}} - n.v_o} = L_{lk_p} \cdot \frac{V_{in} \cdot D_{sw1(max)} \cdot sen(\omega t)}{f_{sw} \cdot L_{mp1} (v_{r_{sn}} - n.v_o)} \quad (3.54)$$

Assim, arbitrando o valor máximo da tensão $v_{ds}(t)$ e sabendo que este atende aos limites de tensão do MOSFET, indiretamente limita-se o valor de $v_{os}(t)$. Logo, a potência que o capacitor C_{sn} irá dissipar no resistor R_{sn} pode ser calculada a partir da equação (3.55).

$$P_{sn} \cong V_{r_sn} \cdot I_{r_sn} \cong \frac{V_{r_sn} \cdot I_{r_sn} \cdot t_{sn} \cdot f_{sw}}{2} \cong \frac{V_{r_sn} \cdot (I_{r_sn})^2 \cdot L_{lk_p} \cdot f_{sw}}{2 \cdot (V_{r_sn} - n \cdot V_o)} \quad (3.55)$$

A dedução de uma equação que calcula as perdas no circuito *snubber* e considera, ao mesmo tempo, a influência do tempo de comutação do transistor no funcionamento do circuito *snubber* é complexa. Neste trabalho será usada somente a equação (3.55) para estimar as perdas no *snubber*. Além disso, o valor da potência média consumida pelo resistor R_{sn} é descrito também pela equação (3.56).

$$P_{sn} \cong \frac{(V_{r_sn})^2}{R_{sn}} \quad (3.56)$$

Com auxílio das equações (3.55) e (3.56) pode-se determinar o valor da resistência do circuito *snubber*, conforme mostra a equação (3.57).

$$R_{sn} \cong \frac{2 \cdot V_{r_sn} \cdot (V_{r_sn} - n \cdot V_o)}{L_{lk_p} \cdot (I_{p1(max)})^2 \cdot f_{sw}} \quad (3.57)$$

Assim, indica-se o valor da resistência R_{sn} com auxílio da equação (3.57), sendo a capacidade de dissipar potência do resistor R_{sn} é definida na equação (3.56). Por fim, o capacitor *snubber* é determinado com base na equação

$$C_{sn} \cong \frac{1}{5 \cdot R_{sn} \cdot f_{sw}} \quad (3.58)$$

na qual: ΔV_{sn} é o valor de ondulação da tensão no capacitor C_{sn} . F. Semiconductor (2006, p.3) sugere que o valor de ΔV_{sn} , seja de “5 a 10% [...] e o capacitor C_{sn} deve ser de cerâmica, polipropileno ou de um material que ofereça baixa resistência série equivalente (RSE)”. (RSE. do inglês: *Equivalent Serie Resistance*).

Quanto ao dimensionamento do diodo D_{sn} , o valor máximo de corrente no diodo do *snubber* é igual ao valor de pico da corrente no enrolamento primário, mostrado na equação (3.25). O dimensionamento do diodo D_{SN} pode ser feito através do valor de pico da corrente. E a tensão reversa máxima sobre o diodo D_{SN} será determinada na equação (3.59).

$$V_{d_sn} \cong V_{ds(max)} \quad (3.59)$$

3.11 CÁLCULO DA RESISTÊNCIA EFETIVA DO MIF

O MIF operando no modo descontínuo simula uma resistência equivalente para fonte, onde o valor pode ser obtido pela equação (3.60).

$$R_{e_fly} \cong \frac{V_{in}}{I_{in(med)}} \cong \frac{2.L_{mp1}}{(D_{(max)})^2.T_{sw}} \quad (3.60)$$

E a resistência efetiva de cada *flyback*, é visto na equação (3.61)

$$R_{e_fly1} \cong \frac{V_{in}}{I_{p1(med)}} \cong \frac{8.L_{mp1}}{(D_{(max)})^2.T_{sw}} \quad (3.61)$$

Relacionando a equação (3.60) e a (3.61), têm-se a (3.62)

$$R_{e_fly1} \cong 4.R_{e_fly} \quad (3.62)$$

A partir da resistência efetiva equivalente do MIF, visto na equação (3.61), é possível calcular a potência fornecida ao transformador T_1 , usando a equação (3.63).

$$P_{fly1} \cong \frac{(V_{in})^2}{R_{e_fly1}} \quad (3.63)$$

De outra forma, a potência fornecida ao MIF pode ser definida a partir da potência da carga (P_o), conforme mostra a equação (3.64).

$$P_{in} \cong \frac{P_o}{\eta_{fly}} \quad (3.64)$$

em que: η_{fly} é o rendimento estimado do transformador do MIF.

3.12 DETERMINAÇÃO DA INDUTÂNCIA DE MAGNETIZAÇÃO MÁXIMA NO MODO MCD

Outro parâmetro importante para o MIF é o valor da indutância de magnetização do primário L_{mp1} . A energia acumulada, a escolha do núcleo, o número de espiras do primário e do secundário, assim como as seções dos condutores utilizados dependem diretamente desse parâmetro.

Neste sentido, a potência ($P_{fly1(\text{med})}$) média na entrada de cada *flyback* está diretamente relacionada com a indutância de magnetização L_{mp1} . Nesta perspectiva, a potência processada pelo *fly* é dada pela equação (3.65).

$$P_{fly1(\text{med})} \cong V_{p1(\text{med})} \cdot I_{p1(\text{med})} \cong V_{in} \cdot \frac{V_{in} \cdot (D_{(\text{max})})^2}{8 \cdot f_{sw} \cdot L_{mp1}} \cong \frac{(V_{in})^2 \cdot (D_{(\text{max})})^2}{8 \cdot f_{sw} \cdot L_{mp1}} \quad (3.65)$$

Como se têm quatro *flybacks* associados, cada um processando $\frac{1}{4}$ de potência, obtêm-se:

$$P_{o(\text{med})} \cong V_{in} \cdot I_{in(\text{med})} \cong V_{in} \cdot \frac{V_{in} \cdot (D_{(\text{max})})^2}{2 \cdot f_{sw} \cdot L_{mp1}} \cong \frac{(V_{in})^2 \cdot (D_{(\text{max})})^2}{2 \cdot f_{sw} \cdot L_{mp1}} = 4 \cdot P_{fly1} \quad (3.66)$$

Substituindo a equação (3.65) na equação (3.66), têm-se:

$$P_{o(\text{med})} \cong \frac{(V_{in})^2 \cdot (D_{(\text{max})})^2}{2 \cdot f_{sw} \cdot L_{mp1}} \quad (3.67)$$

Isolando a indutância de magnetização, têm-se:

$$L_{mp1} \cong \frac{\eta_{fly} \cdot (V_{in})^2 \cdot (D_{(\text{max})})^2}{2 \cdot f_{sw} \cdot P_{o(\text{med})}} \quad (3.68)$$

Nas literaturas pesquisadas (MARTINS, 2005) e (SALAMONI, 2004), a potência de saída é sempre escolhida como parâmetro do cálculo da indutância, mas considerá-la para este inversor não é conveniente porque o rendimento tem que ser estipulado.

Assim, para o cálculo da indutância de L_{mp1} utilizado neste estudo está representada pela equação (3.69).

$$L_{mp1} \cong \frac{(V_{in})^2 \cdot (D_{(max)})^2}{8 \cdot f_{sw} \cdot P_{fly1}} \quad (3.69)$$

3.13 GANHO ESTÁTICO DO MIF

Sabe-se que a potência média ($P_{in(med)}$) na entrada do conversor é igual a potência média na saída ($P_{o(med)}$) do conversor como mostra a equação (3.70).

$$P_{in(med)} \cong P_{o(med)} \quad (3.70)$$

Donde obtêm-se a equação (3.71):

$$V_{in} \cdot I_{in(med)} \cong \frac{(V_{o(rms)})^2}{R_o} \quad (3.71)$$

A corrente eficaz na saída do conversor é mostrada pela equação (3.72).

$$V_{o(rms)} \cong \frac{(V_{in(med)})^2 \cdot R_o}{R_{eq_fly}} \quad (3.72)$$

Substituindo (3.60) em (3.72) e fazendo as devidas simplificações matemáticas, obtêm-se (3.10), que representa a tensão eficaz de saída do conversor no modo de condução descontínuo.

$$V_{o(rms)} \cong V_{in} \cdot D_{(max)} \cdot \sqrt{\frac{R_o}{2 \cdot L_{mp1} \cdot f_{sw}}} \quad (3.73)$$

Como:

$$V_{o(rms)} \cong R_o \cdot I_{o(rms)} \quad (3.74)$$

Para determinar o ganho estático de tensão, usa-se a

$$G_v \cong \frac{V_{o(rms)}}{V_{in(med)}} \cong \frac{I_{in(med)}}{I_{o(rms)}} \cong D_{(max)} \cdot \sqrt{\frac{R_o}{2 \cdot L_{mp} \cdot f_{sw}}} \cong D_{(max)} \cdot \sqrt{\frac{V_{o(rms)}}{2 \cdot L_{mp} \cdot f_{sw} \cdot I_{o(rms)}}} \quad (3.75)$$

Devido o conversor atuar como fonte de corrente, visto que a tensão eficaz na rede deve permanecer em 220 V, é usual relacionar a corrente na carga com a tensão de entrada. Logo, substituindo (3.74) em (3.73) e manipulando matematicamente a expressão resultante, têm-se o ganho da corrente na carga em relação à tensão de alimentação definida em (3.76)

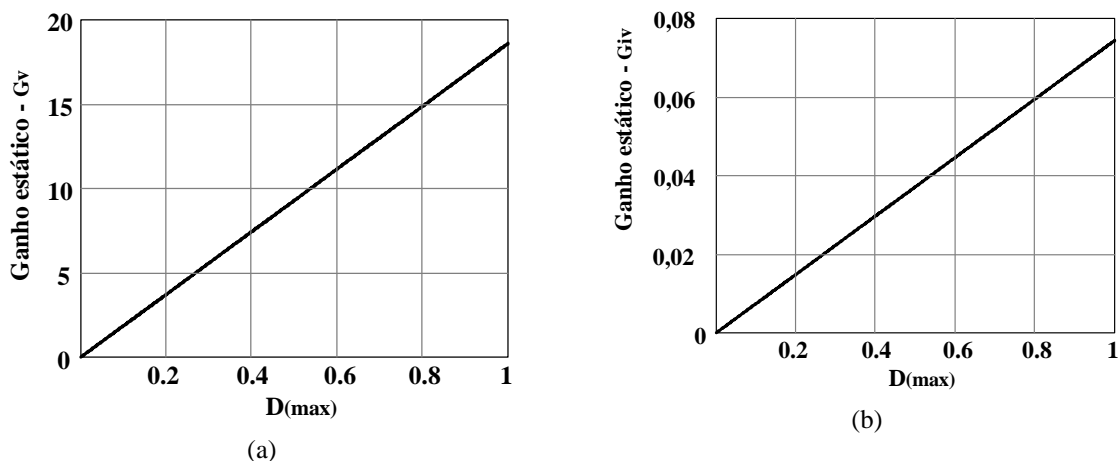
$$G_{iv} \cong \frac{D_{(max)}}{\sqrt{2 \cdot L_{mp1} \cdot f_{sw} \cdot R_o}} \cong \frac{D_{(max)}}{\sqrt{\frac{2 \cdot L_{mp1} \cdot f_{sw} \cdot V_{o(rms)}}{I_{o(rms)}}}} \quad (3.76)$$

Usando a indutância de magnetização do secundário, escreve-se a equação (3.77).

$$G_{iv} \cong \frac{D_{(max)}}{n \cdot \sqrt{2 \cdot L_{ms} \cdot R_o \cdot f_{sw}}} \quad (3.77)$$

Na Figura 3.17 observa-se os ganhos de tensão e de corrente em relação a tensão na entrada no MIF.

Figura 3.17 - (a) Ganho estático da tensão de saída; (b) Ganho estático da corrente de saída em função da tensão de alimentação



Fonte: (Autoral).

3.14 LIMÍTES ENTRE O MODO MCC E MCD

No modo MCC a tensão média na indutância de magnetização é determinada pela equação (3.78).

$$V_{in} \cdot D_{(max)} \cdot T_{sw} \cong n \cdot V_{o(rms)} \cdot (1 - D_{(max)}) \cdot T_{sw} \rightarrow G_V \cong \frac{V_{o(rms)}}{V_{in}} \cong \frac{D_{(max)}}{n \cdot (1 - D_{(max)})} \quad (3.78)$$

Igualando a equação (3.75) e (3.78), determina-se o ciclo de trabalho crítico, como mostra a equação (3.79).

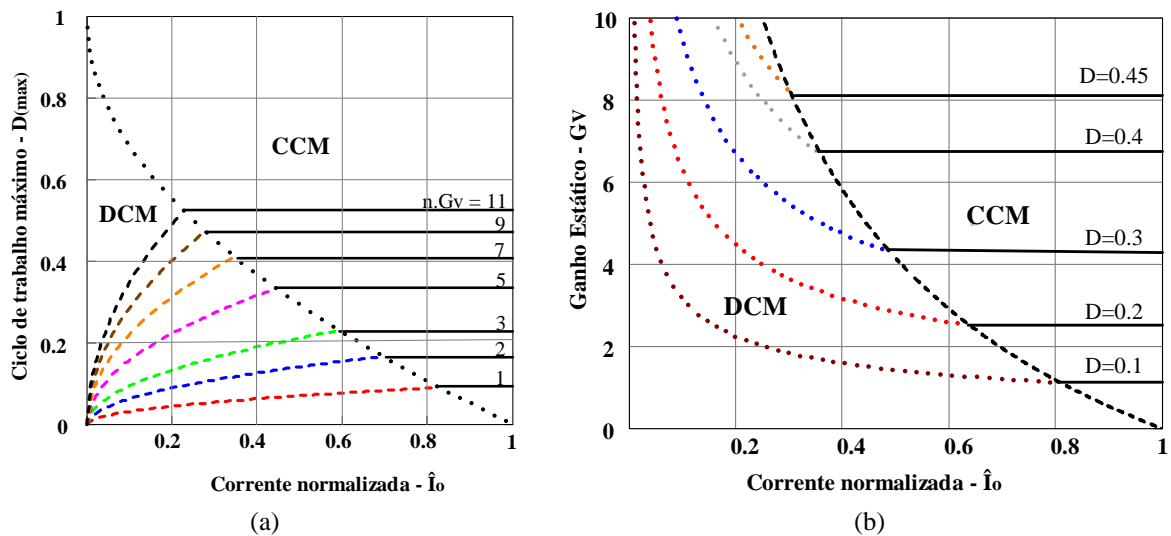
$$\frac{D_B}{n \cdot (1 - D_B)} \cong D_B \cdot \sqrt{\frac{R_o}{2 \cdot L_{mp} \cdot f_{sw}}} \rightarrow D_B \cong 1 - \sqrt{\frac{2 \cdot L_{mp} \cdot f_{sw}}{n^2 \cdot R_o}} \rightarrow 1 - \sqrt{\frac{2 \cdot L_{ms} \cdot f_{sw} \cdot I_o}{V_o}} \quad (3.79)$$

De onde obtêm-se:

$$D_B < 1 - \hat{I}_o \quad (3.80)$$

onde: D_B é o ciclo de trabalho crítico entre MCC e MCD; \hat{I}_o : corrente parametrizada (A).

Figura 3.18 - (a) Curva característica de saída D versus corrente normalizada; (b) Curva característica G_V versus de saída do corrente normalizada



Fonte: (Autoral).

A Figura 3.18 mostra as curvas características para os valores de D versus a corrente normalizada ($2 \cdot I_o \cdot f_s \cdot L_{ms} / V_o$) e de $n \cdot G_V$ versus a corrente normalizada para os modos MCC e MCD.

3.15 TENSÕES E CORRENTES NA CARGA

A carga possui característica CA, na qual, os sinais gerados pelo MIF devem ser senoidais. Utilizando o ganho estático da equação (3.73) e substituindo a (3.84), obtêm-se equação (3.81), que representa a corrente instantânea na carga $i_o(\omega t)$.

$$i_o(\omega t) \cong I_{o(\max)} \cdot \text{sen}(\omega t) \cong \frac{V_{in} \cdot D_{(\max)} \cdot \text{sen}(\omega t)}{\sqrt{L_{mp} \cdot R_o \cdot f_{sw}}} \quad (3.81)$$

Para determinar a corrente máxima na carga $I_{o(\max)}$, usa-se a equação (3.82).

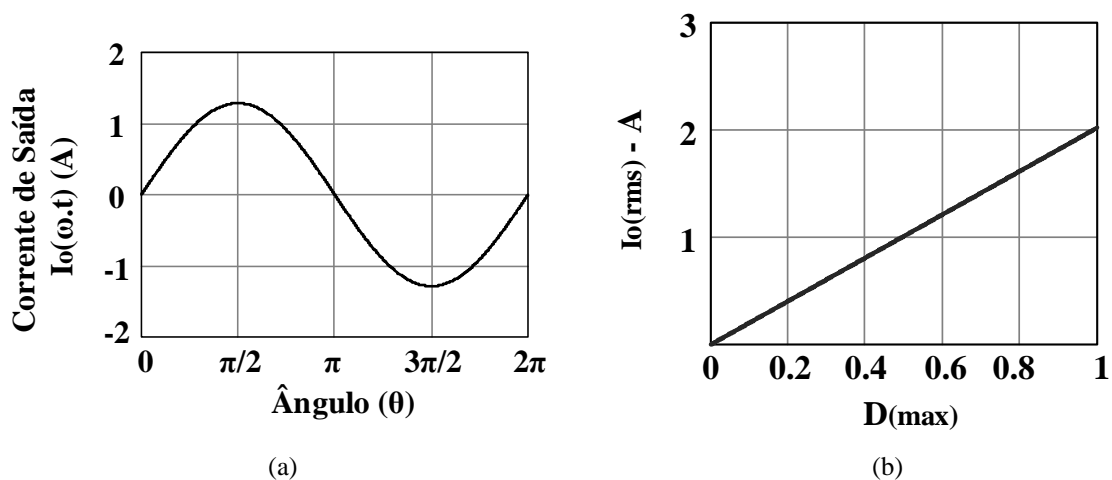
$$I_{o(\max)} \cong \frac{V_{in} \cdot D_{(\max)}}{\sqrt{2 \cdot L_{mp} \cdot R_o \cdot f_{sw}}} \quad (3.82)$$

Integrando a (3.81), obtêm-se novamente a corrente eficaz na carga $I_{o(\text{rms})}$.

$$I_{o(\text{rms})} \cong \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T (i_o(\omega t))^2 \cdot d(\omega t)} \cong \frac{V_{in} \cdot D_{(\max)}}{\sqrt{L_{mp} \cdot R_o \cdot f_{sw}}} \quad (3.83)$$

Sabe-se que a corrente máxima na carga $I_{o(\max)}$ é dada pela equação (3.84) e representada pela Figura 3.19.

Figura 3.19 – (a) Corrente de saída; (b) Corrente eficaz na carga $I_{o(\text{rms})}$ versus ciclo de trabalho máximo $D_{(\max)}$



Fonte: (Autorial).

Sabe-se que os valores de corrente eficaz $I_{o(rms)}$ na carga altera-se com a variação do ciclo de trabalho máximo $D_{(max)}$. Vale ressaltar que o limite da razão cíclica no *flyback* atuando no modo MCD é $D_{(max)} = 0.45$.

$$I_{o(max)} \cong I_{o(rms)} \cdot \sqrt{2} \quad (3.84)$$

A tensão instantânea na carga $v_o(\omega t)$ será determinada pela equação (3.73).

$$v_o(\omega t) \cong V_{in} \cdot D_{(max)} \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot \sqrt{\frac{R_o}{L_{mp} \cdot f_{sw}}} \quad (3.85)$$

Integrando a (3.85), obtém-se novamente a tensão eficaz na carga $V_{o(rms)}$.

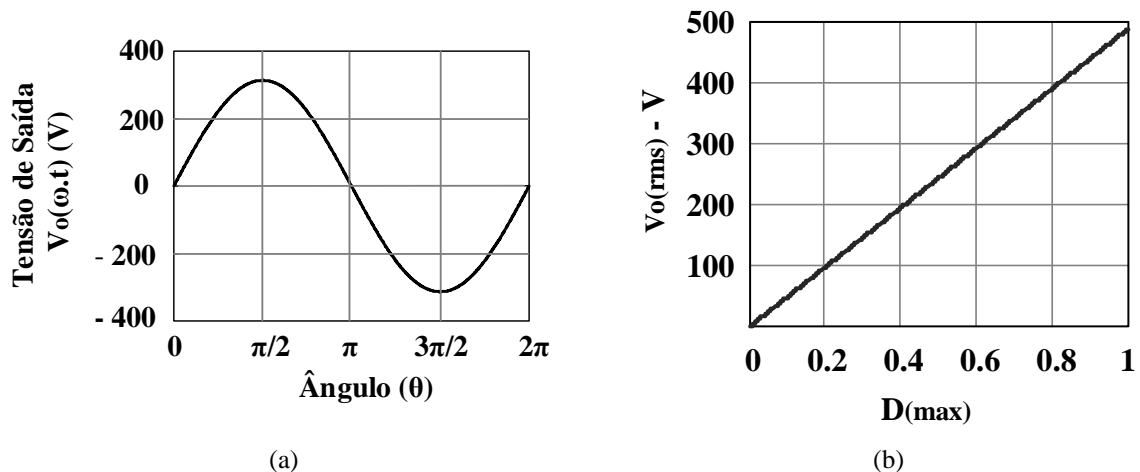
$$V_{o(rms)} \cong \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T (v_o(\omega t))^2 \cdot d(\omega t)} \cong V_{in} \cdot D_{(max)} \sqrt{\frac{R_o}{2 \cdot L_{mp} \cdot f_{sw}}} \quad (3.86)$$

Para determinar a tensão máxima $V_{o(max)}$ na carga, usa-se a equação (3.82).

$$V_{o(max)} \cong V_{in} \cdot D_{(max)} \sqrt{\frac{R_o}{L_{mp} \cdot f_{sw}}} \quad (3.87)$$

Na Figura 3.20 são observados os valores de tensão eficaz $V_{o(rms)}$ na carga para diversos ciclos de trabalho máximos $D_{(max)}$.

Figura 3.20 - (a) Tensão de saída; (b) Tensão eficaz na carga $V_{o(rms)}$ versus ciclo de trabalho máximo $D_{(max)}$;



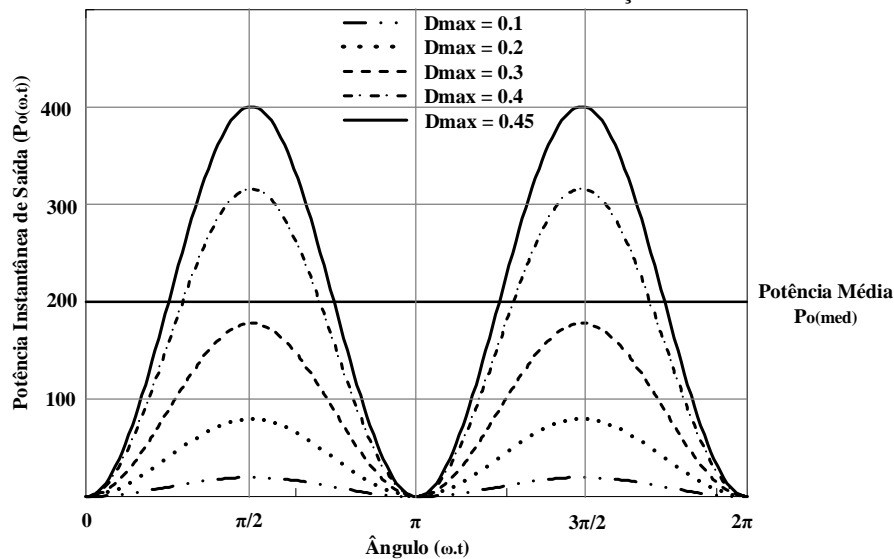
Fonte: (Autorial).

3.16 POTÊNCIA NA CARGA

A equação (3.88) e a Figura 3.21, mostram que a potência instantânea entregue a carga está relacionada ao ciclo de trabalho ($D_{(max)}$).

$$p_o(\omega t) \cong v_o(\omega t) \cdot i_o(\omega t) \cong \frac{V_{in}^2 \cdot (D_{(max)})^2 \cdot \text{sen}^2(\omega t)}{f_{sw} \cdot L_{mp1}} \cong \frac{V_{in}^2 \cdot (D_{(max)})^2 \cdot [1 - \cos(2\omega t)]}{f_{sw} \cdot L_{mp1}} \quad (3.88)$$

Figura 3.21 - Potência instantânea na saída do conversor em função do ciclo de trabalho máximo



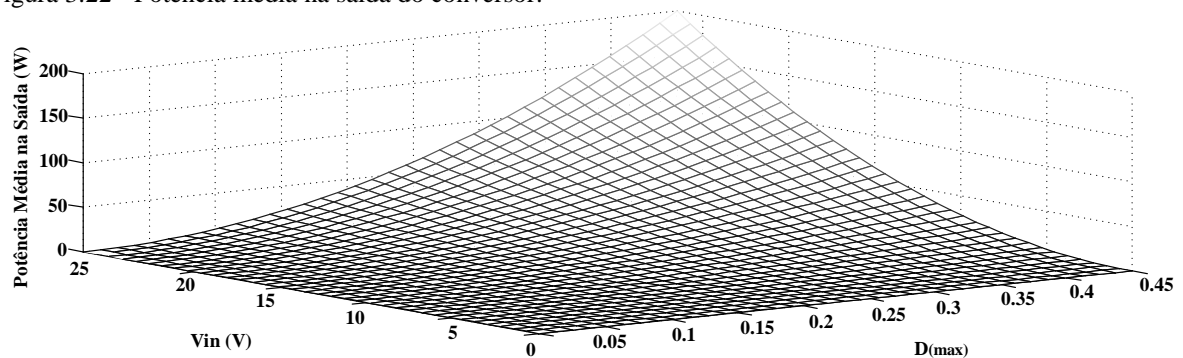
Fonte: (Autorial).

Para determinar a potência média na saída do conversor, usa-se a equação (3.89).

$$P_{o(med)} = \frac{V_{in}^2 \cdot (D_{(max)})^2}{2 \cdot f_{sw} \cdot L_{mp1}} \quad (3.89)$$

A Figura 3.22 mostra a potência disponível a carga em função do ciclo de trabalho máximo $D_{(max)}$ e da tensão de entrada V_{in} do módulo fotovoltaico.

Figura 3.22 - Potência média na saída do conversor.

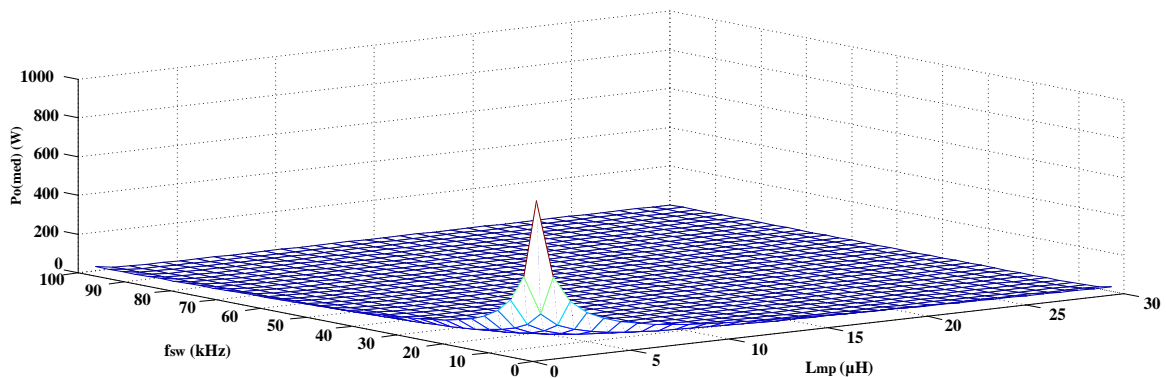


Fonte: (Autorial).

3.17 POTÊNCIA MÉDIA NA SAÍDA EM FUNÇÃO DE INDUTÂNCIA DE MAGNETIZAÇÃO E DA FREQUÊNCIA DE COMUTAÇÃO

A Figura 3.23 mostra um panorama geral na saída do MIF, mantendo fixo o ciclo de trabalho máximo $D_{(max)}$ em 0,45 e variando a indutância de magnetização do primário L_{mp1} e a frequência de comutação f_{sw} . Neste contexto, percebe-se uma certa linearidade na potência média de saída em frequências de comutação superiores a 30 kHz e indutâncias de magnetização maiores que 10 μH .

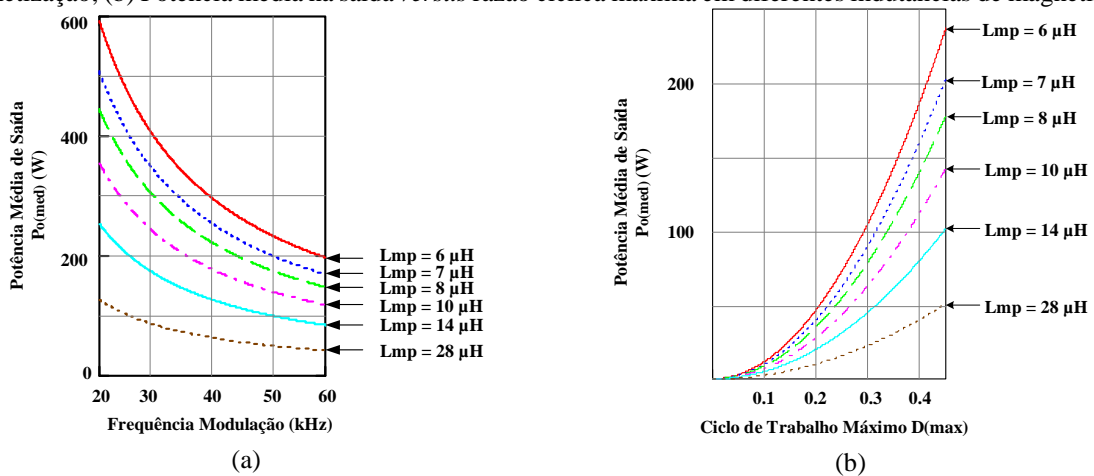
Figura 3.23 - Gráfico 3D representando a potência média na saída *versus* frequência de comutação em diferentes indutâncias de magnetização



Fonte: (Autoral).

Como visto na Figura 3.24(a), é possível alcançar processamento de 600 W quando o MIF assume valores de 6 μH na indutância de magnetização e comutação em 20 kHz.

Figura 3.24 - (a) Potência média na saída *versus* frequência de comutação em diferentes indutâncias de magnetização; (b) Potência média na saída *versus* razão cíclica máxima em diferentes indutâncias de magnetização



Fonte: (Autoral).

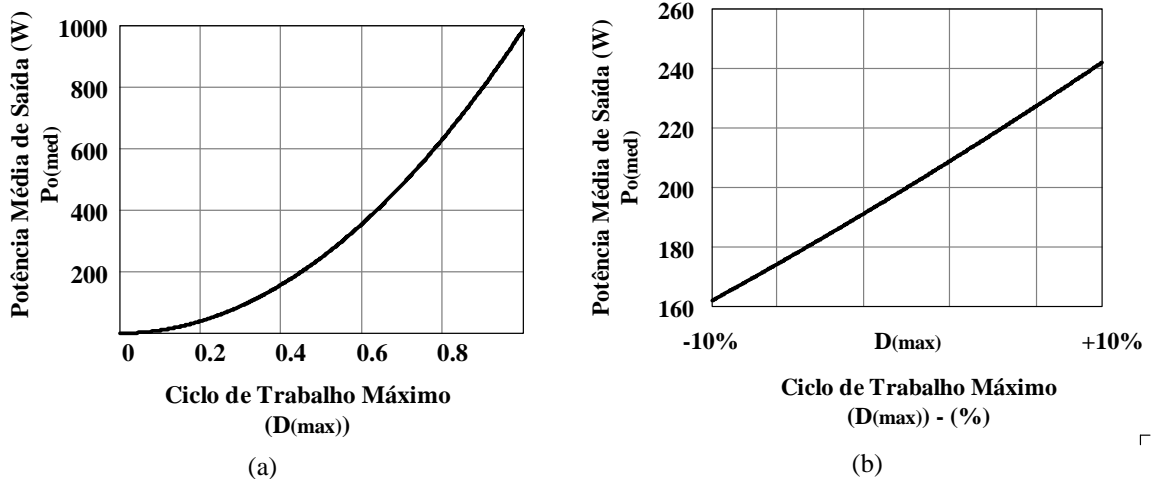
Porém, no ponto de operação, com a indutância de magnetização de $7 \mu\text{H}$ e a frequência em 50 kHz , obtêm-se na saída potência de 200 W , conforme estimado nos cálculos teóricos.

De acordo com a Figura 3.24(b), quando se mantém fixa a frequência de comutação em 50 kHz , variando os parâmetros do ciclo de trabalho máximo e da indutância de magnetização, torna-se possível obter potência de processamento superior a 200 W , quando o conversor adota $6 \mu\text{H}$ na indutância de magnetização e $0,45$ no ciclo de trabalho máximo.

Contudo, no ponto de operação, onde atribui-se $7 \mu\text{H}$ para indutância de magnetização e frequência de 50 kHz , obtêm-se 200 W de potência média na saída, conforme estimado para a pesquisa. Ampliando o estudo, observa-se detalhadamente a potência média na saída, quando é fixado o valor da indutância magnetização e da frequência de comutação.

Como mostra a Figura 3.25, o MIF possui enormes capacidades de processamentos, se no flyback operando em MCD, não existisse a limitação no ciclo de trabalho máximo $D_{(\text{max})}$ em $0,45$.

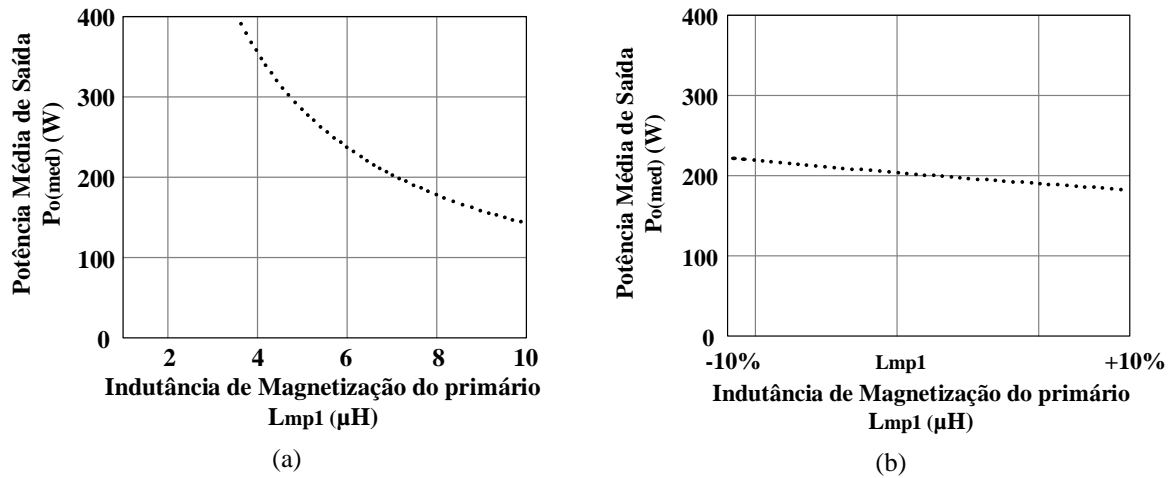
Figura 3.25 - (a) Potência média na saída *versus* razão cíclica máxima; (b) Potência média na saída *versus* percentual do ciclo de trabalho máximo no ponto de operação



Fonte: (Autoral).

Sendo assim, o máximo de potência a ser processado pelo MIF será 200 W . Na Figura 3.26 será visto o desempenho da potência na saída do MIF, quando varia-se a indutância de magnetização, além do ciclo de trabalho em 10% .

Figura 3.26 - (a) Potência média na saída *versus* indutância de magnetização; (b) Potência média na saída *versus* variação percentual da indutância de magnetização no ponto de operação



Fonte: (Autoral).

3.18 DETERMINAÇÃO DA ONDULAÇÃO DA TENSÃO DE SAÍDA

A análise apresentada pressupõe a tensão de saída como sendo constante, ou seja, sem ondulação. No entanto, durante o intervalo em que o interruptor passivo não está conduzindo, será o capacitor C_o que fornece energia a carga. Isso faz com que ocorra uma variação na tensão de saída, definida por (3.90).

$$\Delta V_{C_o} \cong V_{o(\text{max})} - V_{o(\text{min})} \quad (3.90)$$

onde: ΔV_{C_o} : é definida como a diferença entre os valores máximos e mínimos da tensão nos terminais do capacitor. O valor do capacitor de saída pode ser calculado pela carga perdida pelo capacitor durante a condução do interruptor (MELLO, 2011) é dada por:

$$\Delta Q \cong D_{(\text{max})} \cdot T_{sw} \cdot I_{o(\text{med})} \quad (3.91)$$

A carga no capacitor é mostrada pela equação (3.92)

$$\Delta V_{C_o} \cong \frac{\Delta Q}{C_o} \quad (3.92)$$

Substituindo a equação (3.91) na (3.92), encontra-se a Capacitância.

$$C_o \geq \frac{D_{(\text{max})} \cdot I_{o(\text{max})}}{\Delta V_{C_o} \cdot f_{sw}} \quad (3.93)$$

A corrente que circula no capacitor (i_{Co}) é a diferença entre a corrente na saída do conversor (i_s) e a corrente na carga (I_o). A referida componente alternada, quando passa pelo capacitor, provoca uma queda de tensão na sua resistência série (RSE) (BARBI, 2007).

$$RSE \leq \frac{\Delta V_{Co}}{I_{o(max)}} \quad (3.94)$$

A equação (3.94) apresenta as condições para dimensionar o capacitor eletrolítico segundo a sua RSE. A resistência série do capacitor de saída pode ter menor influência se adotar o uso de capacitores de poliéster, polipropileno, filme, etc. Esses capacitores, em altas frequências, possuem o valor da sua RSE reduzido (AYRES et al., s.d.).

Neste trabalho será utilizado como filtro de saída capacitores de poliéster ou polipropileno. Contudo a principal desvantagem é que, dependendo do valor necessário de capacitância para substituir um único capacitor eletrolítico, será necessária uma elevada quantidade de capacitores associados. Logo, dependendo da quantidade de capacitores, o custo e o volume do conversor pode aumentar.

Por outro lado, a principal vantagem de substituir os capacitores eletrolíticos é o aumento da vida útil do conversor (HUI, 2010); (SOARES, 2012); (GU, 2009); (ALMEIDA, 2012a) e (ALMEIDA et al., 2012).

3.19 CONSIDERAÇÕES FINAIS

O presente capítulo, expôs a análise quantitativa, qualitativa e as equações para determinar os esforços de tensões e de correntes nos semicondutores e nos magnéticos do MIF. Além disto, construiu-se os limítrofes entre os modos MCC e MCD, demonstrou-se as três etapas de operação atuando no SP, as equações para os parâmetros de potência ativa e do fator de potência na saída do MIF. Também encontrou-se a equação para o dimensionamento do capacitor que minimizará a ondulação da tensão na saída. Para obtenção das características no SN, obviamente, basta reproduzir as especialidades obtidas no SP. No próximo capítulo, será realizado a metodologia de projeto do conversor, obtendo os esforços de tensões e correntes aos quais os componentes serão submetidos, para posteriormente realizar os dimensionamentos e seleção dos elementos que irão compor o projeto.

4 METODOLOGIA DO PROJETO DO MICROINVERSOR *FLYBACK*

4.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Neste capítulo, serão demonstrados as equações e os dimensionamentos dos componentes de potência responsáveis pela elaboração do MIF. As deduções das equações do conversor *flyback* CC-CC são encontradas em diversas referências bibliográficas, por exemplo, (Barbi, 2007) e (KAZMIERKOWSKI, 2009), por isso não constituirão esta seção.

4.2 METODOLOGIA DO PROJETO

A seguir será apresentado o dimensionamento do MIF, responsável por converter a corrente contínua em alternada. As considerações do projeto no dimensionamento dos *flybacks* projetados são resumidas na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 - Dados do projeto

Parâmetro	Símbolo	Valor
Ciclo de trabalho máximo	$D_{(max)}$	0,45
Frequência da rede	f_r	60Hz
Frequência de chaveamento da chave sw_1	f_{sw1}	50kHz
Índice de comutação	M_a	0,45
Ondulação de corrente no indutor	Δi_{Lf}	10%
Ondulação de tensão entrada	ΔV_{in}	2%
Ondulação de tensão na saída	ΔV_c	5%
Potência de entrada de cada <i>flyback</i>	P_{fly1} a P_{fly4}	50W
Potência de entrada do conversor <i>flyback</i>	$P_{in(nom)}$	200W
Potência média de saída desejada	$P_{o(nom)}$	190W
Rendimento estimado do MIF	η	0,95
Temperatura Ambiente	T_{amb}	27°C
Tensão CC de entrada nominal	$V_{in(nom)}$	26,5V
Tensão de pico de saída máxima	$V_{o(max)}$	311,1V
Tensão eficaz de saída	$V_{o(rms)}$	220V

Fonte:(Autoral).

Vale salientar que, para simplificar os cálculos utiliza-se apenas um *flyback* realizando o processamento de 1/4 da potência nominal total do conversor. Sendo assim, os parâmetros de construções, assim como as características elétricas em cada *flyback* são análogas e seguirão as mesmas especificações.

4.2.1 Valor Mínimo da Tensão de Entrada ($V_{in(min)}$)

$$V_{in(min)} \cong 0,98.V_{in(nom)} \cong 0,98.26,5 = 25,97V \quad (4.1)$$

4.2.2 Valor de Máximo da Tensão de Entrada ($V_{in(max)}$)

$$V_{in(max)} \cong 0,98.V_{in(nom)} \cong 0,98.26,5 = 25,97V \quad (4.2)$$

4.2.3 Potência de Entrada ($P_{in(nom)}$)

$$P_{o(nom)} \cong \eta.P_{in(nom)} \cong 0,95.200 = 190W \quad (4.3)$$

4.2.4 Corrente Nominal na Entrada ($I_{in(nom)}$)

$$I_{in(med)} \cong \frac{P_{in(med)}}{V_{in(med)}} \cong \frac{200}{26,5} = 7,55 A \quad (4.4)$$

4.2.5 Resistência de Carga (R_o)

$$R_o \cong \frac{V_{o(rms)}^2}{P_{o(med)}} \cong 254,74 \Omega \quad (4.5)$$

4.2.6 Resistência efetiva

$$R_{e_fly} \cong \frac{2.L_{mp1}}{(D_{(max)})^2.T_{sw}} \cong 3,511 \Omega \quad (4.6)$$

4.2.7 Resistência efetiva de cada *flyback*

$$R_{e_fly1} \cong \frac{8.L_{mp1}}{(D_{(max)})^2.T_{sw}} \cong 14,04 \Omega \quad (4.7)$$

4.2.8 Valor de Pico da Tensão de Saída ($V_{o(max)}$)

Como a carga do sistema será uma resistência, a tensão de saída será imposta pelo valor máximo na saída do conversor. Portanto, a tensão de pico de saída é dada por:

$$V_{o(\max)} \cong \sqrt{2} \cdot V_{o(\text{rms})} \cong 311,1V \quad (4.8)$$

Onde: $V_{o(\text{rms})}$ é a tensão eficaz de saída.

No projeto, adota-se uma ondulação na tensão de saída de 5%.

4.2.9 Índice de Comutação (M_f)

O índice de comutação é dado por:

$$M_a \cong \frac{V_{\text{ref}(\max)}}{V_{\text{port}(\max)}} \cong 0,45 \quad (4.9)$$

na qual: M_a é o índice de comutação de frequência; $V_{\text{port}(\max)}$: Tensão máxima da portadora em (V); $V_{\text{ref}(\max)}$: Tensão máxima da moduladora em (V). Calculando o índice de comutação de frequência:

$$M_f \cong \frac{f_{\text{port}}}{f_{\text{ref}}} \cong 834 \quad (4.10)$$

onde: M_f é o índice de comutação; f_{port} : frequência da portadora em (Hz); f_{ref} : frequência da moduladora em (Hz). A frequência de comutação da portadora adotada, sendo 50 kHz facilita a elaboração do protótipo, diminuindo o volume magnético dos transformadores. Em contrapartida, este parâmetro dissemina elevadas perdas por comutações nas chaves dos primários.

4.3 PROJETO DOS TRANSFORMADORES *FLYBACKS*

4.3.1 Cálculo do Produto das Áreas das Janelas ($A_e A_w$)

A Tabela 4.2 mostra os parâmetros adotados para construção do transformador.

Tabela 4.2 - Parâmetros físicos da construção do indutor

Parâmetros	Valor
J	450A/cm ²
K _p	0,5
K _w	0,4
$\Delta B_{(\max)}$	0,1T

Fonte:(Autoral).

$$A_e \cdot A_w \cong \frac{1,1 \cdot P_{fly1} \cdot 10^4}{K_p \cdot K_w \cdot J \cdot f_{sw} \cdot \Delta B_{(max)}} \cong 1,22 \text{ cm}^4 \quad (4.11)$$

A partir da Tabela de Núcleos EE (BARBI, 2007), escolhe-se o núcleo EE 30/15/14.

$$A_e \cong 1,20 \text{ cm}^2 \text{ e } A_w \cong 0,85 \text{ cm}^2 \quad (4.12)$$

4.3.2 Cálculo dos Entreferrros dos Transformadores *Flybacks* (δ)

$$\Delta W \cong \frac{P_{fly1(rms)}}{f_{sw} \cdot \eta_{(trans)}} \cong 1,11 \cdot 10^{-3} \text{ J} \quad (4.13)$$

$$\delta \cong \frac{2 \cdot \mu_o \cdot \Delta W}{(\Delta B_{(max)})^2 \cdot A_e} \cong 2,33 \text{ mm} \quad (4.14)$$

Como serão utilizados 2 entreferrros, um para cada uma das 2 pernas externas do núcleo em forma de "E" o valor do entreferro total obtido poderá ser dividido por 2, ficando o núcleo com 2 entreferrros de:

$$I_\delta \cong 1,16 \text{ mm} \quad (4.15)$$

4.4 PARÂMETROS DOS ENROLAMENTOS

4.4.1 Indutância Magnetizante do Primário (L_{mp1})

Para calcular a indutância máxima de magnetização do primário, utiliza-se a Equação (4.16).

$$L_{mp1} \cong \frac{(V_{in(nom)} \cdot D_{(max)})^2}{8 \cdot f_{sw} \cdot P_{fly1(nom)}} \cong 7,11 \mu H \quad (4.16)$$

onde: $V_{in(nom)}$ é a tensão nominal na entrada (V), $D_{(max)}$ é o ciclo de trabalho máximo, f_{sw} é a frequência de comutação das chaves do primário (kHz).

4.4.2 Relação de Transformação

$$n \cong \frac{V_{in(nom)} \cdot D_{(max)}}{(1 - D_{(max)}) \cdot V_{o(max)}} \cong 0,07 \quad n \cong \frac{V_{in(nom)} \cdot D_{(max)}}{(1 - D_{(max)}) \cdot V_{o(max)}} \cong 0,07 \quad (4.17)$$

na qual: $V_{in(nom)}=26,5V$; $V_{o(max)}=311,12V$ e $D_{(max)}=0.45$

4.4.3 Corrente Máxima no Primário ($I_{p1(max)}$)

$$I_{p1(max)} \cong D_{(max)} \cdot \frac{V_{in(nom)}}{L_{mp1} \cdot f_{sw}} \cong 33,54 A \quad (4.18)$$

4.4.4 Corrente Eficaz no Primário ($I_{p1(rms)}$).

$$I_{p1(rms)} \cong \frac{V_{in}}{f_{sw} \cdot L_{mp1}} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot (D_{(max)})^3}{9 \cdot \pi}} \cong 5,98 A \quad (4.19)$$

4.4.5 Corrente Média no Primário ($I_{p1(med)}$)

$$I_{p1(med)} \cong \frac{(D_{(max)})^2 \cdot V_{in}}{8 \cdot f_{sw} \cdot L_{mp1}} \cong 1,89 A \quad (4.20)$$

4.4.6 Número de Espira do Enrolamento Primário (N_{p1})

$$N_{p1} \cong \frac{B_{Gaus} \cdot \delta_{cm}}{0,4 \cdot \pi \cdot I_{p1(max)}} \cong 5,52 \rightarrow N_{p1(adotado)} \cong 6 \quad (4.21)$$

O número de espiras deve, necessariamente, ser um número inteiro. Sendo assim, adota-se no primário o total de 6 espiras. O mesmo critério será aplicado ao número de espiras dos demais enrolamentos.

4.4.7 Número de Espira do Enrolamento Secundário (N_{s1})

Adotando a queda de tensão no diodo $V_D = 1 V$.

$$N_{s1} \cong N_{p1} \cdot \frac{(V_{o(max)} + V_D) \cdot (1 - D_{(max)})}{V_{in(min)} \cdot D_{(max)}} \cong 83,287 \rightarrow N_{s1(adotado)} \cong 84 \quad (4.22)$$

4.4.8 Indutância do Secundário (L_{s1})

$$L_{s1} \cong \frac{L_{mp1}}{n^2} \cong 1,25 \text{ mH} \quad (4.23)$$

4.4.9 Correntes Máximas no Secundário ($I_{s1(\max)}$)

$$I_{ms1(\max)} \cong I_{mp1(\max)} \cdot n \cong 2,53 \text{ A} \quad (4.24)$$

4.4.10 Correntes Eficazes no Secundário L_{s1} ($I_{s1(\text{rms})}$)

$$I_{s1(\text{rms})} \cong I_{mp1(\text{rms})} \cdot n \cong 0,45 \text{ A} \quad (4.25)$$

4.4.11 Corrente Média no Secundário ($I_{s1(\text{med})}$).

$$I_{ms1(\text{med})} \cong I_{mp1(\text{med})} \cong 0,14 \text{ A} \quad (4.26)$$

4.4.12 Tempos de Desmagnetizações dos Transformadores (T_o)

$$T_o = \frac{2 \cdot I_{s(\text{rms})}}{I_{s(\max)} \cdot f_{sw}} \cong 7,1 \mu\text{s} \quad (4.27)$$

4.4.13 Corrente Eficaz na Entrada ($I_{in(\text{rms})}$)

A corrente eficaz que circula na entrada é encontrada por:

$$I_{in(\text{rms})} \cong \frac{V_{in}}{f_{sw} \cdot L_{mp1}} \cdot \sqrt{\frac{8 \cdot (D_{(\max)})^3}{9 \cdot \pi}} \cong 11,96 \text{ A} \quad (4.28)$$

4.4.14 Corrente Máxima na Entrada ($I_{in(\max)}$)

A corrente máxima na entrada do MIF é similar a corrente no primário:

$$I_{in(\max)} \cong I_{p1(\max)} \cong 33,54 \text{ A} \quad (4.29)$$

4.4.15 Corrente Média na Entrada ($I_{in(med)}$)

A corrente máxima que circula na entrada conversor é similar a corrente no primário:

$$I_{in(med)} \cong \frac{V_{in} \cdot (D_{(max)})^2}{2 \cdot f_{sw} \cdot L_{mp1}} \cong 7,54 \text{ A} \quad (4.30)$$

4.4.16 Seção do Condutor no Primário (S_{p1})

$$S_{p1} \cong \frac{I_{p1(rms)}}{J} \cong 0,0130 \text{ cm}^2 \quad (4.31)$$

O Fio 15 AWG atende aos critérios de condução, tendo Diâmetro - 0.145 cm e Área - 0,016504 cm² (Tabela 3, p. 331) (Barbi, 2007).

$$S_{p1(cu)} \cong 0,016504 \text{ cm}^2 \quad (4.32)$$

4.4.17 Seção do Condutor no Secundário (S_{s1})

$$S_{s1} \cong \frac{I_{s1(rms)}}{J} \cong 1,00 \cdot 10^{-3} \text{ cm}^2 \quad (4.33)$$

O Fio 26 AWG atende aos critérios de condução, tendo Diâmetro - 0.040 cm e Área - 0,001287cm² (Tabela 3, p. 331) (BARBI, 2007). Sendo assim:

4.4.18 Efeito Pelicular dos Condutores (Δ)

$$\Delta \cong \frac{7,5}{\sqrt{f_{sw}}} \cong 0,034 \text{ cm} \rightarrow d_{(max)} \cong 2 \cdot \Delta \cong 0,067 \text{ cm} \quad (4.34)$$

O Fio 26 AWG atende aos critérios de condução, tendo Diâmetro - 0.040 cm e Área - 0,001287 cm² (Tabela 3, p. 331) (Barbi, 2007). Usa-se o valor não muito próximo do valor calculado, sendo assim:

$$S_{cu(s)} \cong 0,001624 \text{ cm}^2 \quad (4.35)$$

4.4.19 Número de Fios do Primário ($N_{\text{fios}(p)}$)

$$N_{\text{fios}(p)} \cong \frac{S_{\text{cu}(p)}}{S_{\text{cu}26\text{AWG}}} \cong 12,82 \rightarrow N_{\text{fios}(p)} \cong 13 \quad (4.36)$$

4.4.20 Número de Fios do Secundário ($N_{\text{fios}(s)}$)

$$N_{\text{fios}(s)} \cong \frac{S_{\text{cu}(s)}}{S_{\text{cu}26\text{AWG}}} \cong 1,26 \rightarrow N_{\text{fios}(s)} \cong 2 \quad (4.37)$$

4.4.21 Área de Cobre Isolado ($S_{\text{cu}(\text{isol})}$)

$$S_{\text{cu}(\text{isol})} \cong \frac{N_{\text{fios}(p)} \cdot S_{\text{cu}26\text{AWG}(\text{isol})} \cdot N_{p_adot} + N_{\text{fios}(s)} \cdot S_{\text{cu}26\text{AWG}(\text{isol})} \cdot N_{s_adot}}{0.7} \cong 0,551 \text{ cm}^2 \quad (4.38)$$

4.4.22 Possibilidade de Execução dos Transformadores (k_u)

$$k_u \cong \frac{S_{\text{cu}(\text{isol})}}{A_w} \cong 0,64 \quad (4.39)$$

Pode-se concluir que é possível construir o transformador, pois $k_u < 1$.

Na Tabela 4.3 verifica-se o resumo dos parâmetros calculados que serão adotados para fabricação dos transformadores do MIF.

Tabela 4.3 - Resumo dos parâmetros dos transformadores

Parâmetros	Símbolo	Calculado
Produto das Áreas das Janelas	A_e a A_w	0,458 cm ²
Entreferro	δ_g	0,29 mm
Números de espiras dos primários	N_{p1} a N_{p4}	6
Números de espiras dos secundários	N_{s1} a N_{s4}	84
Núcleos NEE		30/15/14
Números de condutores em paralelos dos enrolamentos primários	$N_{\text{fios}(p1)}$ a $N_{\text{fios}(p4)}$	13
Seções dos fios em AWG dos enrolamentos primários	S_{p1} a S_{p4}	26 AWG
Seções dos fios em AWG dos enrolamentos secundários	S_{p1} a S_{p4}	26 AWG
Números de condutores em paralelos dos enrolamentos secundários	$N_{\text{fios}(s1)}$ a $N_{\text{fios}(s4)}$	2
Indutância de magnetização dos enrolamentos primários	L_{mp1} a L_{mp4}	7,11mH
Indutância de magnetização dos enrolamentos secundários	L_{ms1} a L_{ms4}	1,24mH

Fonte: (Autoral).

4.5 ESFORÇOS DE CORRENTES E TENSÕES NOS INTERRUPTORES

4.5.1 Corrente Máxima no Interruptor do Primário ($I_{sw1(max)}$)

$$I_{sw1(max)} \cong I_{p1(max)} \cong 33,54A \quad (4.40)$$

4.5.2 Corrente Média Interruptor do Primário ($I_{sw1(med)}$)

$$I_{sw1(med)} \cong I_{p1(med)} \cong 1,89A \quad (4.41)$$

4.5.3 Corrente Eficaz Interruptor do Primário ($I_{sw1(rms)}$)

$$I_{sw1(rms)} \cong I_{p1(rms)} \cong 5,98A \quad (4.42)$$

4.5.4 Tensão Máxima Interruptor do Primário ($V_{sw1(max)}$)

Para o cálculo das tensões $V_{sw1(max)}$ no MOSFET conectado ao primário utiliza-se a Equação (4.43). Pelos os esforços de tensões e correntes calculados, optou-se por utilizar os MOSFET's IRF4710, onde os parâmetros são observados na Tabela 4.4, que mostram suas principais características para a temperatura de junção de 25°C:

$$V_{sw1(max)} \cong V_{sw1(max)} \cdot V_{in(max)} + (V_{o(max)} \cdot n) \cong 50,6V \quad (4.43)$$

Tabela 4.4 - Principais características IRF4710.

Descrição	Símbolo	Valor
Corrente dreno-source	I_D	72 A
Máxima dissipação de energia	P_D	190 W
Queda de tensão durante a condução do diodo em antiparalelo	V_{SD}	1,3 V
Resistência térmica junção-cápsula do MOSFET	$R_{\theta JC}$	0,81 °C/W
Tempo de queda da corrente	t_f	38 ns
Tempo de recuperação reversa do diodo em antiparalelo	t_{rr}	Min = 74 ns Max = 110 ns
Tempo de subida da corrente	t_r	130 ns
Tensão dreno-source	V_{DSS}	100 V
Tensão gate-source	V_{GS}	+/- 20 V

Fonte:(Autorial).

4.5.5 Dimensionamento do Circuito *Snubber*

Para determinar o resistor R_{sn} do circuito *snubber*.

$$R_{sn} \cong \frac{2 \cdot V_{r_sn} \cdot (V_{r_sn} - n \cdot V_o)}{L_{lk_p} \cdot (I_{p1(max)})^2 \cdot f_{sw}} \cong 350 \Omega \quad (4.44)$$

na qual: o grampeamento $V_{r_sn} = 40V$; a indutância de dispersão $L_{lk_p} = 100 \text{ nH}$ (valor obtido em laboratório).

Encontrando o capacitor C_{sn} do circuito *snubber*.

$$C_{sn1} \cong \frac{1}{5 \cdot R_{sn} \cdot f_{sw}} \cong 10 \cdot 10^{-9} F \quad (4.45)$$

Como todos os capacitores são iguais, serão utilizados os capacitores de 10nF. A potência dissipada no resistor *snubber* é dada pela equação (4.46).

$$P_{sn} \cong \frac{(V_{r_sn})^2}{R_{sn}} \cong 4,6W \quad (4.46)$$

4.5.6 Corrente Máxima do Secundário ($I_{sw5(max)}$)

Para o cálculo das correntes I_{sw5} e I_{sw6} que circulam pelos interruptores dos secundários, faz-se uso do somatório das correntes I_{p1} e I_{p2} refletida ao secundário. Para melhorar a nomenclatura da simbologia, a corrente na saída do conversor (I_{sa}) é dada como o somatório das correntes nos secundários (I_{s1} e I_{s2}). Sendo assim, obtêm-se:

$$I_{s1(med)} + I_{s2(med)} \cong I_{sa(med)} \quad (4.47)$$

4.5.7 Corrente Máxima no Secundário ($I_{sw5(max)}$)

$$I_{sw5(max)} \cong I_{sa(max)} \cong n \cdot I_{in(max)} \cong 2,53A \quad (4.48)$$

4.5.8 Corrente Média do Secundário ($I_{sw5(\text{med})}$)

$$I_{sw5(\text{med})} \cong I_{s(\text{med})} \cong n \cdot \left(\frac{(D_{(\text{max})})^2 \cdot V_{in}}{4 \cdot f_{sw} \cdot L_{mp1}} \right) = 0,39A \quad (4.49)$$

4.5.9 Corrente Eficaz do Secundário ($I_{sw5(\text{rms})}$)

$$I_{sw5(\text{rms})} \cong I_{sa(\text{rms})} \cong n \cdot \left(\frac{V_{in}}{f_{sw} \cdot L_{mp1}} \cdot \sqrt{\frac{8 \cdot (D_{(\text{max})})^3}{9 \cdot \pi}} \right) = 0,70A \quad (4.50)$$

4.5.10 Tensão Máxima no Interruptor do Secundário ($V_{sw5(\text{max})}$)

$$V_{sw5(\text{max})} \cong V_{o(\text{max})} \cong 311,1V \quad (4.51)$$

Referenciado pelos esforços de tensões e correntes calculados no trecho de conexões dos IGBT's, torna-se viável utilizar o IRGP50B60PD1 nos secundários. Suas principais características para uma temperatura de junção de 25°C são apresentadas na Tabela 4.5.

Tabela 4.5 - Principais características IRGP50B60PD1.

Descrição	Símbolo	Valor
Corrente coletor-emissor	I_D	75 A
Queda de tensão durante a condução do diodo em antiparalelo	V_{SD}	2 V
Resistência térmica junção-cápsula do IGBT	$R_{\theta JC(IGBT)}$	0,32 °C/W
Tempo de queda da corrente	t_f	15 ns
Tempo de recuperação reversa do diodo em antiparalelo	t_{rr}	60 ns
Tempo de subida da corrente	t_r	15 ns
Tensão coletor-emissor	V_{CES}	600 V
Tensão porta-emissor	V_{GE}	+/- 20 V

Fonte:(Autorial).

4.6 ESFORÇOS DE CORRENTES E TENSÕES NOS DIODOS

4.6.1 Corrente Máxima no Diodo ($I_{D1(\text{max})}$)

$$I_{D1(\text{max})} \cong I_{s1(\text{max})} \cong 2,53A \quad (4.52)$$

4.6.2 Corrente Média no Diodo ($I_{D1(\text{med})}$)

$$I_{D1(\text{med})} \cong I_{s1(\text{med})} \cong n \cdot I_{p1(\text{med})} \cong 0,14 \text{ A} \quad (4.53)$$

4.6.3 Corrente Eficaz no Diodo ($I_{D1(\text{rms})}$)

$$I_{D1(\text{rms})} \cong I_{s1(\text{rms})} \cong n \cdot I_{p1(\text{rms})} \cong 0,45 \text{ A} \quad (4.54)$$

4.6.4 Tensão Máxima no Diodo ($V_{D1(\text{max})}$)

$$V_{D1(\text{max})} \cong V_{o(\text{max})} + \left(\frac{V_{in(\text{max})}}{n} \right) \cong 679,80 \text{ V} \quad (4.55)$$

Baseado nos esforços de tensões e correntes calculados no trecho de conexões dos diodos, optou-se por utilizar o BYV26E nos secundários.

Suas principais características para uma temperatura de junção de 25°C são apresentadas na Tabela 4.6.

Tabela 4.6 - Parâmetros dos Diodos Série BYV26E.

Descrição	Símbolo	Valor
Corrente de pico reverso	$I_{F(RM)}$	10 A
Corrente média	I_{AV}	1 A
Resistência térmica da junção para ambiente	$R_{th\ j-a}$	100 K/W
Resistência térmica da junção para isolador	$R_{th\ j-p}$	46 K/W
Tensão de pico reverso	V_{RRM}	1000 V

Fonte:(Autorial).

4.7 PARÂMETROS NA SAÍDA DO CONVERSOR

4.7.1 Corrente Eficaz na Saída do conversor ($I_{o(\text{rms})}$)

A corrente eficaz de saída é dada por:

$$I_{o(\text{rms})} \cong \frac{P_{o(\text{med})}}{V_{o(\text{rms})}} \cong 0,86 \text{ A} \quad (4.56)$$

onde: $P_{o(\text{med})}$ é a potência média desejada na saída do conversor; I_o é a corrente eficaz de saída.

4.7.2 Corrente de Pico de Saída ($I_{o(max)}$)

Considerando uma carga aproximadamente resistiva, pode-se calcular a corrente de pico da saída conforme:

$$I_{o(max)} \cong \sqrt{2} \cdot I_{o(rms)} \cong 1,15 A \quad (4.57)$$

em que: $I_{o(max)}$ é a corrente de pico de saída.

4.7.3 Capacitância do Filtro de Saída (C_o).

Adotada a variação de ondulação em 5% da tensão de saída:

$$\Delta V_{C_o} \cong 5\% \cdot V_o \quad (4.58)$$

Para calcular a capacitância do filtro de saída, foi utilizada a equação (4.59), dada por:

$$C_o \cong \frac{I_{o(max)} \cdot D_{(max)}}{f_{sw} \cdot \Delta V_{C_o}} \cong 1.10^{-6} F \quad (4.59)$$

onde: ΔV_{C_o} é a ondulação máxima na saída.

O valor da RSE maior que o previsto provoca um aumento da ondulação da tensão de saída.

$$RSE \leq \frac{\Delta V_c}{I_{o(max)}} \cong 8,46 \Omega \quad (4.60)$$

4.8 CÁLCULOS DAS PERDAS NOS TRANSFORMADORES

4.8.1 Perda no Núcleo do Transformador

As perdas no núcleo do transformador são calculadas pela seguinte expressão empírica (BARBI, 2007):

$$P_{fly1(trafo)} \cong P_{fly1(enrol)} + P_{fly1(núcleo)} \quad (4.61)$$

onde: $P_{fly1(rafo)}$ - Perdas totais no transformador do *flyback* 1; P_{enrol} - Perdas no enrolamento; $P_{núcleo}$ - Perdas no núcleo.

$$P_{fly1(núcleo)} \cong (P_c / cm^3) \cdot V_e \quad (4.62)$$

P_c/cm^3 : Perdas no núcleo por cada cm^3 em W/cm^3

Sabe-se que:

$$P_c / cm^3 \cong \Delta B^{2,4} \cdot (K_H \cdot f_{sw} + K_E (f_{sw})^2) \quad (4.63)$$

em que: ΔB – excursão da densidade de fluxo em tesla (T); f_{sw} – frequência de operação em Hz; K_H – coeficiente de perdas por histerese $4 \cdot 10^{-5}$ para ferrite (valor referencial); K_E coeficiente de perdas por correntes parasitas ($4 \cdot 10^{-10}$) valor referencial.

A expressão (4.63) esclarece que as perdas no núcleo aumentam com a frequência de operação e com as excursões da densidade de fluxo. Para frequências inferiores a 40 kHz, geralmente as perdas no núcleo são desprezadas. À medida que f aumenta, o projetista reduz ΔB para controlar as perdas.

$$V_e \cong 5,7 \cdot (A_e \cdot A_w)^{0,68} \quad (4.64)$$

V_e : volume do núcleo em cm^3 especificado pelo o fabricante.

Sendo assim, as perdas no núcleo do *fly1*:

$$P_{fly1(núcleo)} \cong 0,131 mW \quad (4.65)$$

Calculando as perdas no núcleo nos quatro transformadores. A Figura 4.1 mostra as perdas genéricas no núcleo do MIF para frequências entre 20kHz e 100kHz. Por serem irrelevantes as perdas no núcleo serão desconsideradas

$$P_{MIF(núcleo)} \cong 0,526 mW \quad (4.66)$$

4.8.2 Perda no Enrolamento Primário

Tabela 4.7 - Parâmetros dos enrolamentos primários.

Descrição	Símbolo	Valor
Comprimento médio das espiras	l_t	6,8 cm
Resistividade do cobre	ρ	$1,73 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$

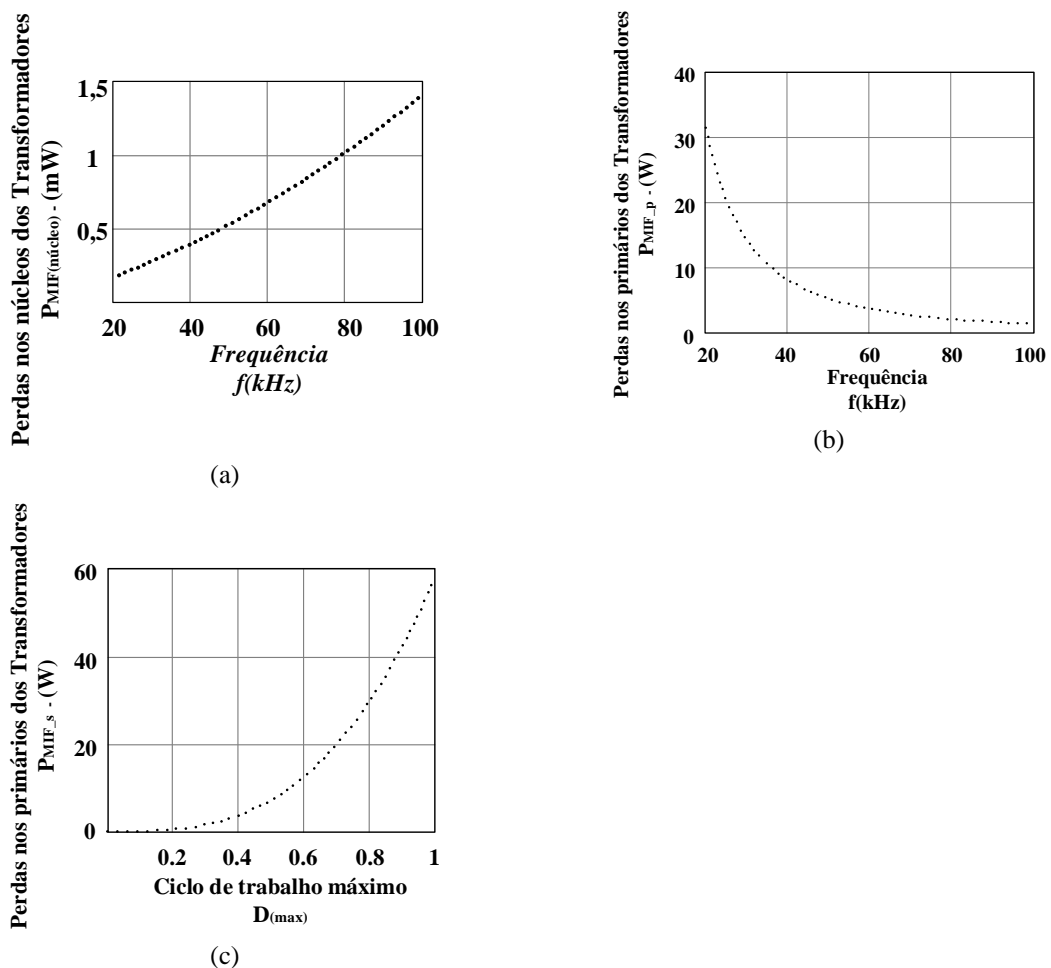
Fonte:(Autorial).

$$P_{fly1_p(cu)} \cong \frac{N_{p_ador} \cdot l_t \cdot \rho}{S_{cu26AWG}} \cdot I_{p(ef)}^2 \cong 1,3W \quad (4.67)$$

As perdas nos primários dos transformadores, visto na Figura 4.1, pode ser calculado pela equação (4.68).

$$P_{MIF_p(cu)} \cong 4 \cdot \left(\frac{N_{p_ador} \cdot l_t \cdot \rho}{S_{cu26AWG}} \cdot I_{p(ef)}^2 \right) \cong 5,2W \quad (4.68)$$

Figura 4.1 - (a) Perdas totais no núcleo do transformador versus a frequência de comutação; (b) Perdas nos primários versus frequência de comutação; (c) Perdas nos primários versus ciclo de trabalho máximo



Fonte: (Autorial).

4.8.3 Perda no Enrolamento Secundário

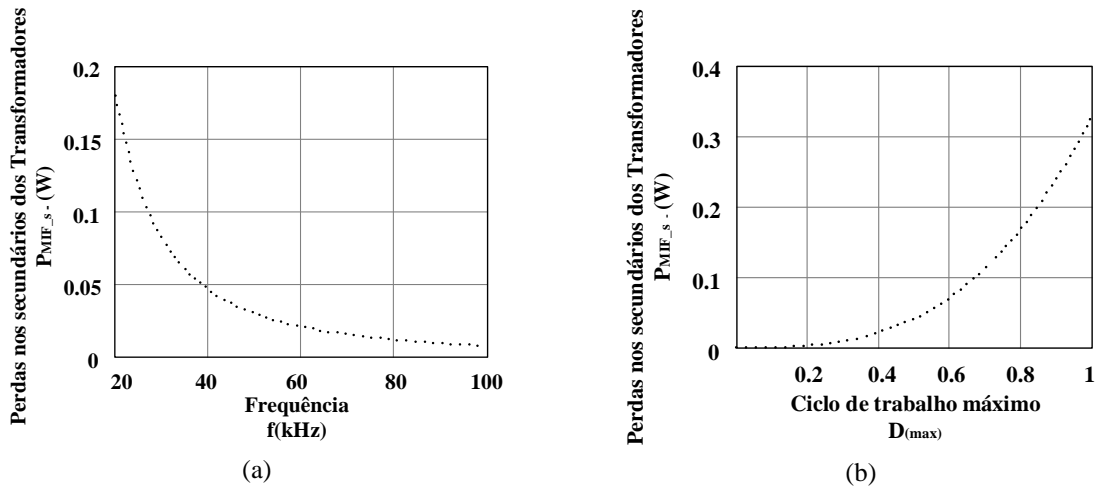
Para calcular as perdas no secundário de cada flyback, usa-se a equação (4.69).

$$P_{fly1_s(cu)} \cong \frac{N_{p_adot} \cdot J_t \cdot \rho}{S_{cu26AWG}} \cdot (I_{(rms)})^2 \cong 0,09 W \quad (4.69)$$

Nos secundários dos quatro transformadores, têm-se:

$$P_{MIF_s(cu)} \cong 4 \cdot \left(\frac{N_{p_adot} \cdot J_t \cdot \rho}{S_{cu26AWG}} \cdot (I_{(rms)})^2 \right) \cong 0,36 W \quad (4.70)$$

Figura 4.2 - (a) Perdas nos secundários *versus* frequência de comutação; (b) Perdas nos secundários *versus* ciclo de trabalho máximo



Fonte: (Autoral).

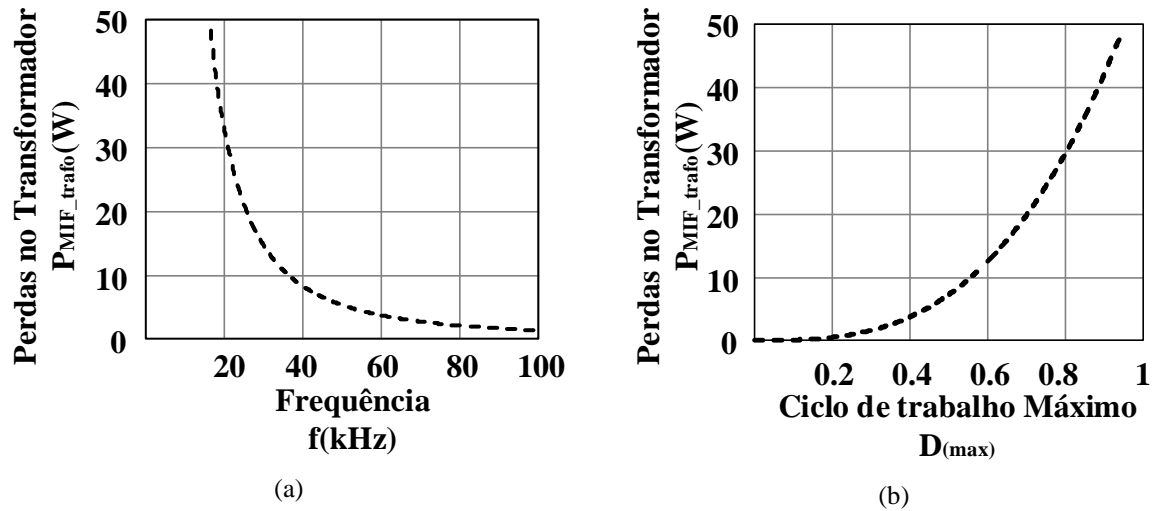
4.8.4 Perdas Totais nos Enrolamentos

$$P_{fly1(enrol)} \cong P_{fly1_p(cu)} + P_{fly1_s(cu)} \cong 1,4 W \quad (4.71)$$

$$P_{MIF(enrol)} \cong 4 \cdot (P_{fly1_p(cu)} + P_{fly1_s(cu)}) \cong 5,6 W \quad (4.72)$$

A Figura 4.3 mostra as perdas calculadas no núcleo e nos enrolamentos dos quatro transformadores do MIF, quando variam os níveis de comutações entre $20 \text{ kHz} \leq f \leq 100 \text{ kHz}$ e o ciclo de trabalho máximo entre $0 \leq D \leq 1$.

Figura 4.3 - (a) Perdas no transformador *versus* frequência de comutação; (b) Perdas no transformador *versus* ciclo de trabalho máximo



Fonte: (Autoral).

4.8.5 Cálculo da Elevação da Temperatura ($\Delta T_{\text{núcleo}}$).

$$\Delta T_{\text{núcleo}} \cong R_{\text{th}} \cdot P_{\text{fly1(trafo)}} \quad (4.73)$$

Onde: R_{Th} – resistência térmica em $^{\circ}\text{C}/\text{W}$.

$$R_{\text{Th}} \cong 23 \cdot (A_e \cdot A_w)^{-0.37} \quad (4.74)$$

Contudo, para cada flyback a elevação da temperatura é dada por:

$$\Delta T_{\text{fly1(núcleo)}} \cong R_{\text{th}} \cdot P_{\text{fly1(trafo)}} \cong 32,16^{\circ}\text{C} \quad (4.75)$$

4.9 PERDAS NOS INTERRUPTORES

4.9.1 Perda no MOSFET

Nessa seção é analisada a potência dissipada no MOSFET, sendo dividida em três partes: potência dissipada durante o bloqueio $P_{\text{sw(bloq)}}$ (desligado), potência dissipada durante a condução $P_{\text{sw(cond)}}$ e potência dissipada durante o chaveamento $P_{\text{sw(com)}}$ (transição entre ligado e desligado e vice versa), conforme a equação seguinte (INFINEON, 2006):

$$P_{\text{sw(tot)}} \cong P_{\text{sw(bloq)}} + P_{\text{sw(cond)}} + P_{\text{sw(com)}} \quad (4.76)$$

onde: $P_{\text{sw(tot)}}$ é a potência média dissipada, em W.

A potência dissipada durante o bloqueio normalmente é desprezada, sendo assim, a potência dissipada durante o período de condução e de comutação, fica (BARBI, 2007):

$$P_{sw(tot)} \cong P_{sw(cond)} + P_{sw(com)} \quad (4.77)$$

Tendo em vista a associação da potência dissipada em perdas por calor no semicondutor, os termos adotados ao longo do texto para referenciar a potência dissipada por condução e por comutação serão, respectivamente, perdas por condução e por comutação.

A perda por condução depende da resistência $R_{DS(ON)}$, que pode ser obtida na folha de dados do fabricante, e da corrente I_{DS} que passa pelos terminais D e S da chave.

$$P_{sw(cond)} \cong R_{DS(on)} \cdot (I_{DS})^2 \quad (4.78)$$

A perda por comutação $P_{sw(com)}$ se subdivide em duas partes: perdas por comutação no estado ligado ($P_{sw(ON)}$) e perda por comutação no estado desligado ($P_{sw(OFF)}$), que são as perdas relacionadas ao intervalo em que a chave é ligada e desligada, respectivamente. Então $P_{sw(com)}$ pode ser escrita da seguinte forma:

$$P_{sw(com)} \cong P_{sw(on)} + P_{sw(off)} \quad (4.79)$$

Sendo assim, as perdas por comutação é representada pela expressão (4.80):

$$P_{sw(com)} \cong \frac{f_{sw}}{2} \cdot (t_r + t_f) \cdot I_{DS} \cdot V_{sw(max)} \quad (4.80)$$

4.9.1.1 Perda por Condução no MOSFET ($P_{sw1(cond)}$)

Pelas especificações do *datasheet* do MOSFET's IRP410 têm-se a Tabela 4.8.

Tabela 4.8 - Parâmetros do Datasheet do MOSFET (IRP410).

Descrição	Símbolo	Valor
Resistência de condução	$R_{ds(on)}$	14m Ω
Tensão máxima entre os terminais da chave	$V_{ds(max)}$	100V
Tempo de subida	t_r	130.10 ⁻⁹
Tempo de descida	t_f	38.10 ⁻⁹

Fonte:(Autorial).

As perdas por condução na chave MOSFET's é associada ao R_{DSon} (*datasheet* do componente), e a corrente eficaz circulante na chave ($I_{sw(ef)}$).

$$P_{sw1(cond)} \cong R_{ds(on)} \cdot (I_{sw1(rms)})^2 \cong 0,50W \quad (4.81)$$

$$P_{MIF_MOSFET(cond)} \cong 4 \cdot R_{ds(on)} \cdot (I_{sw1(rms)})^2 \cong 2,0W \quad (4.82)$$

4.9.1.2 Perda por Comutação no MOSFET

As perdas por comutações dependem da frequência de chaveamento determinada pelo projeto; tempo de subida (*rise time* - t_r) e descida (*fall time* - t_f), além da corrente circulante e da tensão máxima sobre a chave.

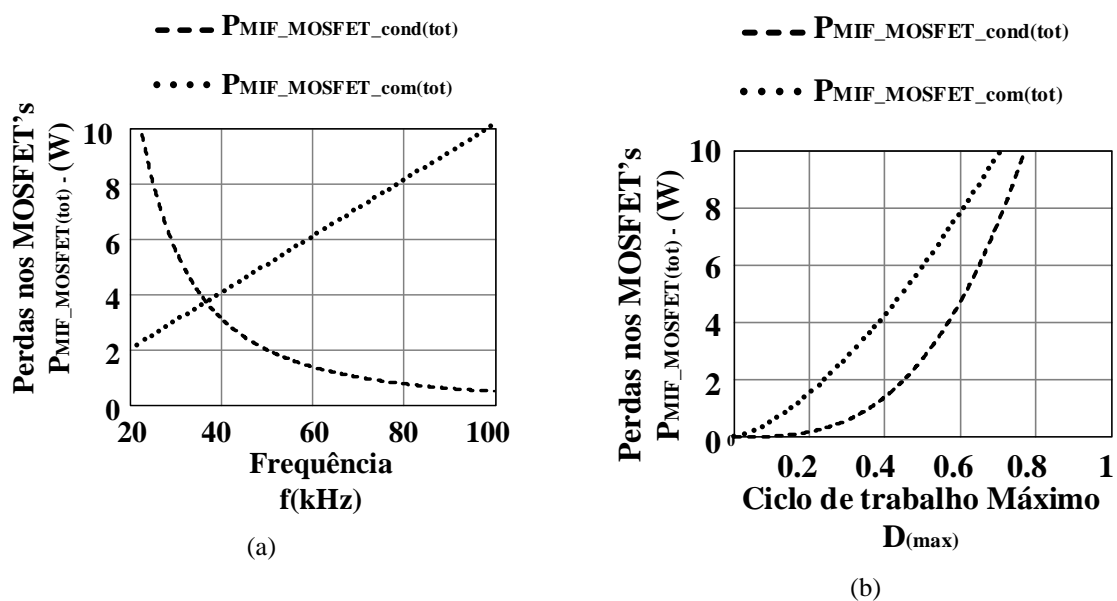
$$P_{sw1(com)} \cong \frac{f_{sw}}{2} (t_r + t_f) \cdot I_{p1} \cdot V_{sw1(max)} \cong 1,27W \quad (4.83)$$

$$P_{MIF_MOSFET(com)} \cong 4 \cdot \frac{f_{sw}}{2} (t_r + t_f) \cdot I_{p1} \cdot V_{sw1(max)} \cong 5,08W \quad (4.84)$$

4.9.1.3 Perdas Totais no MOSFET

$$P_{MIF_MOSFET(tot)} \cong 4 \cdot (P_{MIF_MOSFET(cond)} + P_{MIF_MOSFET(com)}) \cong 7,08W \quad (4.85)$$

Figura 4.4 - (a) Perdas por condução e comutação *versus* frequência de comutação nos MOSFET's; (b) Perdas por condução e comutação *versus* ciclo de trabalho máximo nos MOSFET's



Fonte: (Autoral).

Na Figura 4.4 são observadas as perdas por comutação e por condução, quando modifica-se a frequência de comutação das chaves sw_1 , sw_2 , sw_3 , sw_4 conectadas aos primários.

4.9.1.4 Dissipador para o MOSFET

A Tabela 4.9 faz a especificação adotada na literatura para o dimensionamento dos dissipadores das chaves MOSFET's.

Tabela 4.9 - Parâmetros para o dimensionamento nos dissipadores dos MOSFET.

Descrição	Símbolo	Valor
Temperatura ambiente	T_{amb}	50°C
Temperatura máxima na junção	$T_{j(max)}$	100°C
Resistividade térmica entre a junção e a cápsula	$R_{th\ jc}$	1°C/W
Resistividade térmica entre a cápsula e o dissipador	$R_{th\ cd}$	0,25°C/W

Fonte: (Barbi,2007).

$$R_{th\ da} \cong \frac{T_{jmax} - T_{jamb} - P_{sw1...sw4(tot)} \cdot R_{th\ jc}}{P_{sw1...sw4(tot)}} \cong 6,0 \text{ } ^\circ\text{C} / \text{W} \quad (4.86)$$

4.9.2 Perda no IGBT

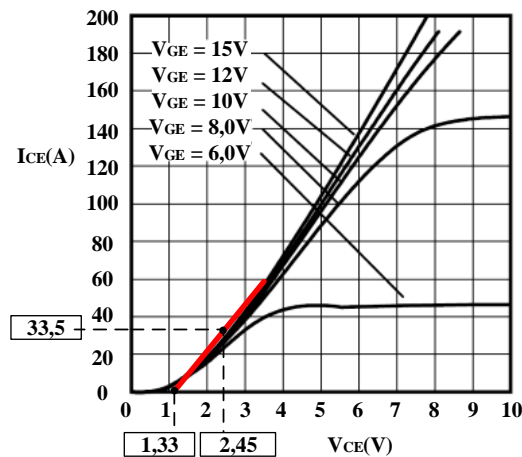
4.9.2.1 Perda por Condução no IGBT ($P_{sw5(cond)}$)

As equações que regem o comportamento das perdas por condução e comutação nos IGBT's são definidas, nas equações (4.87) e (4.91). Onde é marcante, respectivamente, o cálculo das perdas por condução nos interruptores e seus respectivos diodos.

As perdas por condução dependem, portanto, de parâmetros que são determinados através da linearização da curva da queda de tensão instantânea em função da corrente direta instantânea determinada pelo fabricante, conforme a Figura 4.5, além dos valores de corrente média e eficaz (SILVA, 2013) e (HENN, 2011).

As curvas linearizadas foram escolhidas para uma tensão de gatilho de 15 V, temperatura de junção de 125 °C, de acordo com o fornecido pelo fabricante e para uma maior precisão na região entre 3,35A e 40A, na qual se inserem os esforços de corrente previamente determinados pelos cálculos.

$$P_{sw5(cond)} \cong V_{TO} \cdot I_{S(med)} + R_i \cdot (I_{S(ef)})^2 \quad (4.87)$$

Figura 4.5 - Linearização da curva $I_{CE} \times V_{CE}$ do IGBT IRGP50B60pd1

Fonte: Adaptado International Rectifier - IRGP50B60pd1.

$$R_s \cong \frac{1}{tg(\alpha)} \quad (4.88)$$

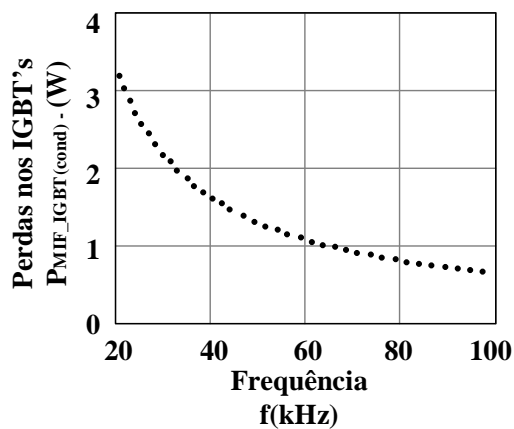
Para os diodos, os cálculos das perdas por condução são determinados de forma similares aos dos interruptores ativos.

$$P_{sw5(cond)} \cong V_{TO} \cdot I_{S(med)} + R_i \cdot (I_{s(rms)})^2 \cong 0,39W \quad (4.89)$$

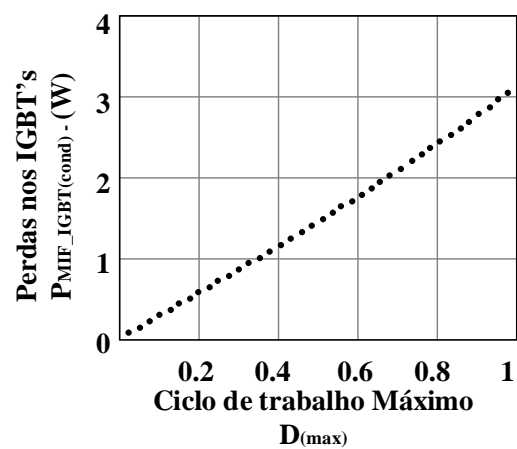
Como são duas chaves:

$$P_{sw5,6(cond)} \cong 2 \cdot P_{sw5(cond)} \cong 0,78W \quad (4.90)$$

Figura 4.6 - (a) Perdas nos IGBT's versus frequência de comutação; (b) Perdas nos IGBT's versus ciclo de trabalho máximo



(a)



(b)

Fonte: (Autorial).

4.9.2.2 Perda por Comutação no IGBT ($P_{sw5(com)}$)

O cálculo das perdas por comutação segue a metodologia apresentada em (SILVA, 2013) baseado no método proposto por (DROFENIK et al., 2005). Onde as curvas de energias dissipadas durante os ligamentos e os desligamentos dos interruptores são aproximadas por polinômios de segunda ordem, segundo as expressões (4.91) e (4.92). Estas são representadas por três coeficientes: k_0 , k_1 e k_2 , obtidos através da técnica de regressão polinomial e apresentados na Tabela 4.10. A Figura 4.7(a), mostra a curva de energia dissipada nos IGBT's sw_5 e sw_6 IRGP50B60PD1 durante a condução e o bloqueio disponível no datasheet. Enquanto a Figura 4.5(b), mostra a curva gerada pelo polinômio de segunda ordem, de onde se pode observar a eficácia da aproximação sugerida em (DROFENIK et al., 2005).

Tabela 4.10 - Coeficientes calculados dos polinômios de segunda ordem

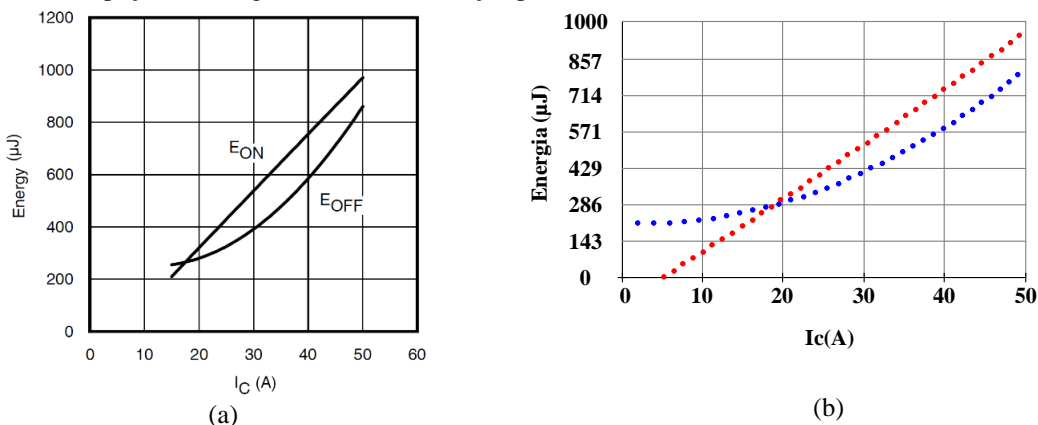
Coeficiente	Valor
$k_{0(on)}$	$-1,193.10^{-4}J$
$k_{1(on)}$	$2,734.10^{-5}J/A$
$k_{2(on)}$	$-7,809.10^{-8}J/A^2$
$k_{0(off)}$	$2,102.10^{-4}J$
$k_{1(off)}$	$-2,663.10^{-6}J/A$
$k_{2(off)}$	$3,061.10^{-7}J/A^2$

Fonte: (Autorial).

$$W_{sw5(on)}(\omega t) \cong k_{0(on)} + k_{1(on)} i_{sw5(on)}(\omega t) + k_{2(on)} [i_{sw5(on)}(\omega t)]^2 \quad (4.91)$$

$$W_{sw5(off)}(\omega t) \cong k_{0(off)} + k_{1(off)} i_{sw5(off)}(\omega t) + k_{2(off)} [i_{sw5(off)}(\omega t)]^2 \quad (4.92)$$

Figura 4.7 - (a) Curvas da dissipação de energia durante a comutação para o IRGP50B60PD1 no datasheet; (b) Curvas da dissipação de energia durante a comutação para o IRGP50B60PD1



Fonte: (IRF DATASHEETS).

Assim, as perdas por comutação no ligamento e desligamento dos interruptores podem ser obtidas integrando as respectivas expressões de energia dissipada em função da frequência de comutação, conforme as equações 4.61 e 4.62, respectivamente. Vale ressaltar que a frequência dos semicondutores IGBT's comutam em baixa frequência (60 Hz).

$$P_{sw5(on)} \cong \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} f_r \cdot W_{sw5(on)}(\omega t) \cdot d(\omega t) \quad (4.93)$$

$$P_{sw5(off)} \cong \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi} f_r \cdot W_{sw5(off)}(\omega t) \cdot d(\omega t) \quad (4.94)$$

$$P_{sw5} \cong \frac{1}{2\pi} \left(\int_0^{\pi} f_r \cdot W_{sw5(on)}(\omega t) \cdot d(\omega t) + \int_{\pi}^{2\pi} f_r \cdot W_{sw5(off)}(\omega t) \cdot d(\omega t) \right) \cong 1.1 \text{ mW} \quad (4.95)$$

Por serem duas chaves IGBT's, fica:

$$P_{sw5,6} \cong \frac{2.1}{2\pi} \left(\int_0^{2\pi} f_r \cdot W_{sw5(on)}(\omega t) \cdot d(\omega t) + \int_0^{2\pi} f_r \cdot W_{sw5(off)}(\omega t) \cdot d(\omega t) \right) \cong 2.2 \text{ mW} \quad (4.96)$$

4.9.2.3 Perdas Totais nos IGBT's

$$P_{MIF_IGBT(tot)} \cong P_{sw5,6(cond)} + P_{sw5,6(com)} = 0,78W \quad (4.97)$$

4.9.2.4 Dissipadores das chaves IGBT

Pela Tabela 4.9, obtêm-se os dissipadores para os interruptores do secundário:

$$R_{th_da} \cong \frac{T_{jmax} - T_{jamb} - P_{sw5,6(tot)} \cdot R_{th_jc}}{P_{sw5,6(tot)}} = 126,4^\circ C / W \quad (4.98)$$

4.9.3 Perdas Totais nas Chaves ativas

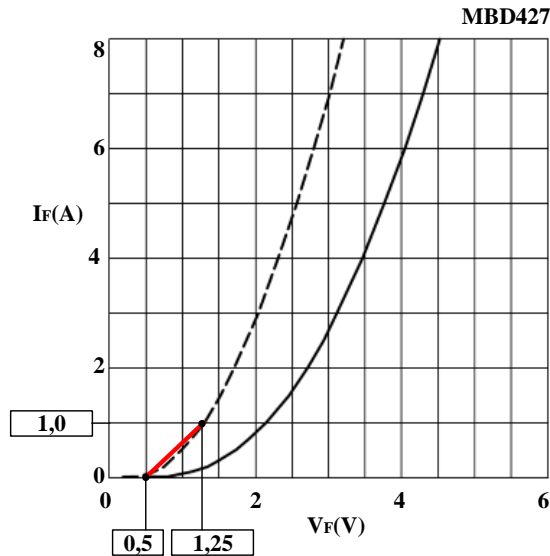
$$P_{MIF_sw_ativ(tot)} \cong P_{MIF_MOSFETs(tot)} + P_{MIF_IGBTs(tot)} \cong 7,86W \quad (4.99)$$

4.9.4 Perdas nos Diodos

4.9.4.1 Perdas por Conduções

Conforme citado, o cálculo das perdas por condução nos diodos será similar o método utilizado nos IGBT's.

Figura 4.8 - Linearização da curva $I_F \times V_F$ do IGBT IRGP50B60pd1



Fonte: Adaptado PHILIPS Semiconductors.

$$P_{D1(cond)} \cong V_F \cdot I_{s1(med)} + R_D \cdot (I_{s1(rms)})^2 \cong 0,16W \quad (4.100)$$

$$P_{MIF_Diodos(cond)} \cong 4 \cdot P_{D1} \cong 0,64W \quad (4.101)$$

4.9.4.2 Perdas nos Diodos por Comutações

A energia dissipada durante a recuperação reversa nos diodos em função da corrente direta pode ser obtida utilizando a equação (4.63), onde I_o é a corrente nominal do diodo, t_{rr} é o tempo de recuperação reversa, e I_{rr} é a corrente de recuperação reversa, cujos dados são fornecidos pelo fabricante.

A perda na recuperação reversa no diodo é obtida da mesma forma que nos interruptores, ou seja, integrando a energia dissipada em função da frequência de comutação, como apresenta a equação (4.64) (CASANELLAS *et al.*, 1994).

$$W_{rr(D1)}(i_{D1}) \cong \frac{V_{cc}}{2} \cdot \left(0,8 + \frac{0,2 \cdot i_{D1}(\omega t)}{I_{D1(max)}} \right) \cdot t_{rr} \cdot \left(0,35 \cdot I_{rr} + 0,15 \cdot \frac{I_{rr}}{I_{D1(max)}} \cdot i_{D1}(\omega t) + i_{D1}(\omega t) \right) \quad (4.102)$$

$$P_{rr(D1)}(i_{D1}) \cong \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} W_{rr(D1)}(\omega t) d(\omega t) \cong 0,59 \text{ W} \quad (4.103)$$

4.9.5 Perdas Totais nos Diodos

Para quatro diodos, têm-se:

$$P_{MIF_Diodos} \cong 4 \cdot (P_{MIF_Diodos(cond)} + P_{MIF_Diodos(com)}) \cong 3,0 \text{ W} \quad (4.104)$$

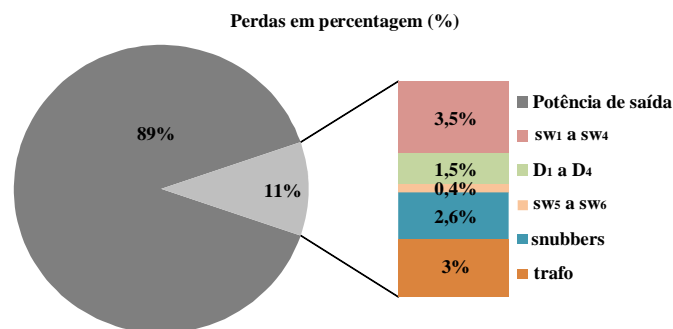
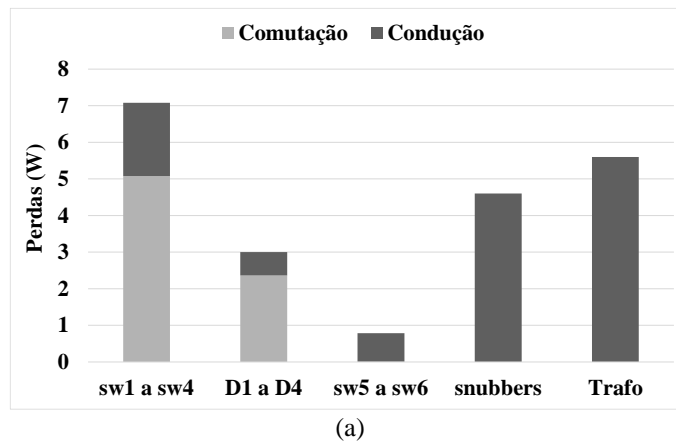
4.10 Perdas Totais no Conversor

$$P_{MIF} \cong P_{MIF_trafo} + P_{MIF_sw_ativ} + P_{MIF_Diodos} \cong 21,09 \text{ W} \quad (4.105)$$

4.11 Cálculo do Rendimento do Conversor

$$\eta_{conv} \cong \frac{P_o}{P_{in}} \cong \left(\frac{P_{in} - P_{MIF}}{P_{in}} \right) \cdot 100 \cong 89\% \quad (4.106)$$

Figura 4.9 - Perdas no conversor calculadas: (a) Perdas por condução e comutação; (b) Perdas em percentagem



Fonte: (Autorial).

A Tabela 4.11 mostra as perdas encontradas no protótipo experimental do MIF.

Tabela 4.11 - Resumo dos parâmetros das perdas calculadas no MIF

Parâmetros	Símbolo	Calculado
Perdas em cada núcleo dos transformadores <i>flybacks</i>	$P_{\text{fly1(núcleo)}}$	0,13mW
Perdas totais nos núcleos dos transformadores	$P_{\text{fly1,2,3,4(núcleo)}}$	0,52mW
Perdas em cada enrolamento dos primários	$P_{\text{pri1(cu)}}$	1,3W
Perdas totais nos enrolamentos primários	$P_{\text{pri1,2,3,4(cu)}}$	5,2W
Perdas em cada enrolamento dos secundários	$P_{\text{sec1(cu)}}$	0,09W
Perdas totais nos enrolamentos dos secundários	$P_{\text{sec1,2,3,4(cu)}}$	0,36W
Perdas totais nos enrolamentos	$P_{\text{tot(cu)}}$	5,56W
Perdas em cada transformador	$P_{\text{fly1(trafo)}}$	1,4W
Perdas totais nos transformadores	$P_{\text{tot(trafo)}}$	5,6W
Perdas em cada MOSFET por condução	$P_{\text{sw1(cond)}}$	0,50W
Perdas em cada MOSFET por comutação	$P_{\text{sw1(com)}}$	1,27W
Perdas totais em cada interruptor MOSFET	$P_{\text{sw1(tot)}}$	1,77W
Perdas totais nos MOSFET's por condução	$P_{\text{sw1,2,3,4(cond)}}$	2,0W
Perdas totais nos MOSFET's por comutação	$P_{\text{sw1,2,3,4(com)}}$	5,08W
Perdas totais nos interruptores MOSFET's	$P_{\text{sw1,2,3,4(tot)}}$	7,08W
Perdas em cada IGBT por condução	$P_{\text{sw5(cond)}}$	0,39W
Perdas em cada IGBT por comutação	$P_{\text{sw5(com)}}$	1,1mW
Perdas totais em cada IGBT's	$P_{\text{sw5(tot)}}$	0,392W
Perdas totais nos IGBT's por condução	$P_{\text{sw5,6(cond)}}$	0,78W
Perdas totais nos IGBT's por comutação	$P_{\text{sw5,6(com)}}$	2,2mW
Perdas totais nos IGBT's	$P_{\text{sw5,6(tot)}}$	0,78mW
Perdas totais nos interruptores $sw_1...sw_6$	$P_{\text{sw(tot)}}$	7,86W
Perdas em cada diodo dos secundários $D_1...D_4$ por condução	$P_{\text{D1(cond)}}$	0,16W
Perdas totais nos diodos dos secundários $D_1...D_4$ por condução	$P_{\text{D1,2,3,4(cond)}}$	0,64W
Perdas em cada diodo dos secundários $D_1...D_4$ por comutação	$P_{\text{D1(com)}}$	0,6W
Perdas totais nos diodos dos secundários $D_1...D_4$ por comutação	$P_{\text{D1,2,3,4(com)}}$	2,4W
Perdas totais nos diodos dos secundários $D_1...D_4$	$P_{\text{D1,2,3,4(tot)}}$	3,04W
Perdas no circuito <i>snubber</i>	P_{sn}	4,6W
Perdas totais no conversor	$P_{\text{perdas_conv}}$	21,23W
Indutância de dispersão do primário	$L_{\text{lk_p}}$	100nH
Indutância de dispersão do secundário	$L_{\text{lk_s}}$	1,0nH
Rendimento	η	89%

*Picos rápidos

Fonte: (Autoral).

Como visto na Figura 4.9 as maiores perdas no conversor são proporcionadas pelas chaves nos primários, devido as altas frequências que provocam elevadas perdas por comutações, como também as altas correntes eficazes que circulam nas mesmas proporcionando perdas por condução, bem como perdas nos circuitos *snubbers*, transformadores e nos semicondutores, totalizando 21 W de perdas. Todos esses fatores comprometem a eficiência do MIF, onde o rendimento do conversor encontra-se na faixa de noventa por cento, quando processando 200W dos módulos fotovoltaicos. Este por sua vez, disponibiliza para a carga resistiva cerca de 179 W em formato senoidal, frequência 60Hz, tensão eficaz 220V e corrente eficaz 1,28A, respectivamente.

4.12 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste Capítulo, foram expostos os dimensionamentos dos componentes, MOSFET's, IGBT's, transformadores, diodos, capacitores, entre outros elementos necessários ao projeto do MIF aplicado a cargas resistivas com características senoidais. No próximo capítulo serão apresentados os resultados de simulações e os experimentais, onde as formas de ondas obtidas validarão o projeto descrito neste estudo.

5 SIMULAÇÕES E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

5.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Nesta seção, são apresentados os resultados de simulação do MIF operando em malha aberta e com carga resistiva, obtidos em software computacional pelos parâmetros calculados no capítulo anterior. Em seguida, são exibidos os resultados experimentais coletados em laboratório através das formas de ondas mostradas em instrumentos de medições específicos. Para tal, os parâmetros dos componentes da topologia são os mesmos utilizados em simulação.

5.2 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

O circuito utilizado na simulação do MIF é apresentado no apêndice A. Os parâmetros utilizados são mostrados na Tabela 5.1, sendo valores constantes, exceto o ciclo de trabalho $D(\omega.t)$ que é variável no tempo. Sendo assim, serão analisados nas simulações os detalhes com o MIF atuando com ciclo de trabalho máximo ($D_{(max)}$). Todas as simulações foram obtidas em dois períodos da rede ($0 - 4\pi$), sendo os intervalos de tempos de 0,05 a 0,10 segundos.

Tabela 5.1 - Parâmetros para simulação do MIF

Parâmetro	Símbolo	Valor
Ciclo de trabalho máximo	$D_{(max)}$	0,45
Frequência de comutação dos interruptores sw_1 a sw_4	f_{sw1} a f_{sw4}	50 kHz
Frequência de comutação dos interruptores sw_5 e sw_6	f_{sw5} e f_{sw6}	60 Hz
Indutâncias de magnetização dos enrolamentos primários	L_{mp1} a L_{mp4}	7,11 μ H
Indutâncias de magnetização dos enrolamentos secundários	L_{s1} a L_{s4}	1,4mH
Potência de entrada do conversor <i>flyback</i>	$P_{in(med)}$	200W
Tensão de entrada nominal	$V_{in(nom)}$	26,5
Tensão de saída nominal	$V_{o(rms)}$	220V

Fonte: (Autoral).

Os elementos essenciais à realização da simulação do circuito de potência no MIF são observados no apêndice A1. Na simulação foram utilizados todos os semicondutores e magnéticos não ideais, a fim de comparar os valores obtidos aos calculados.

Tabela 5.2 - Componentes utilizados na simulação e experimental do MIF.

Componente	Valor	Detalhes
Transformadores	-	NEE 30/15/14 - $N_p = 6$; $N_s = 84$
sw ₁ a sw ₄	IRF4710	100V/72A/14mΩ
sw ₅ a sw ₆	IRF4710	600V/75A/33mΩ
D ₁ a D ₄	BYV26E	1000V/10A/750mΩ
D _{sn1} a D _{sn4}	MUR160	600V/1A/750mΩ
C _{sn1} a C _{sn4}	-	10μF/400V
R _{sn}	-	220Ω/5W
C _o	-	1μF/400V

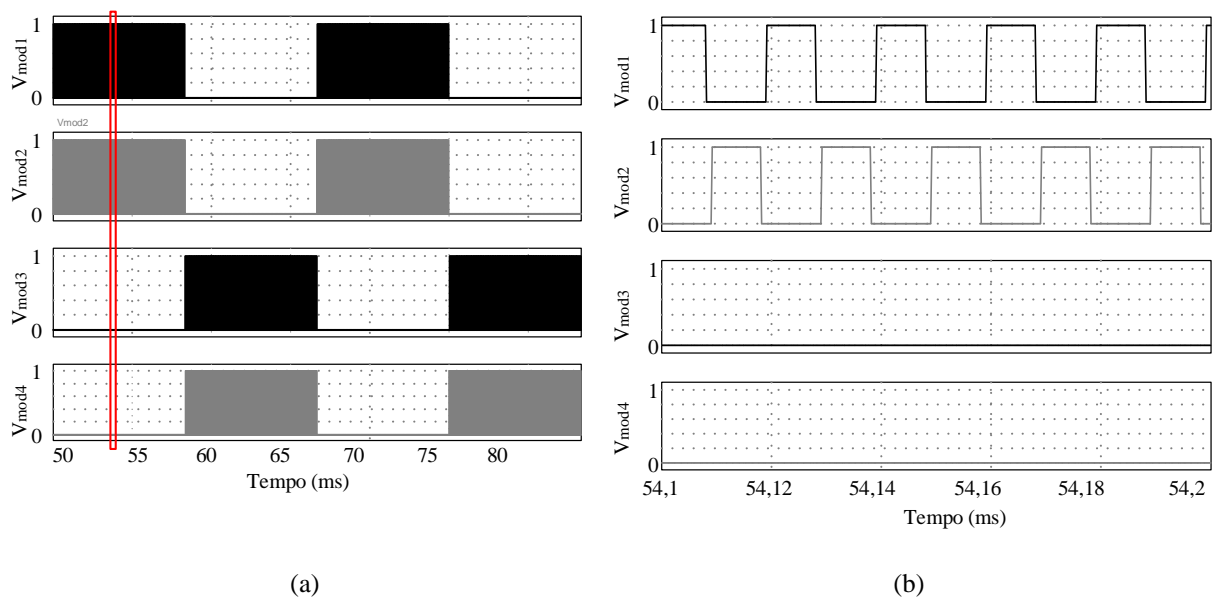
Fonte: (Autoral).

Os circuitos que geram as comutações dos interruptores podem ser vistos no apêndice A2. Para o chaveamento de cada interruptor usa-se um sinal triangular como portadora e um sinal senoidal como moduladora para construção do sinal SPWM gerado por um dispositivo FPGA.

5.2.1 Comutações das Chaves sw₁, sw₂, sw₃ e sw₄ a 50 kHz

A Figura 5.1 mostra as comutações das chaves sw₁ a sw₄ na frequência de 50 kHz.

Figura 5.1 - Comutação SPWM das chaves sw₁ a sw₄; (a) Formas de onda simulada; (b) Detalhes



Fonte: (Autoral).

Observa-se que as chaves sw₁ e sw₂ no período da rede ($0 - \pi$), além de modularem em altas frequências, estão com suas portadoras (port 1 e port 2) também defasadas em cento e oitenta graus. Através deste, são gerados pulsos complementares, similarmente aos pulsos

gerados para comutação de inversores em ponte completa. Neste intervalo da rede, no semiciclo positivo, as chaves sw_3 e sw_4 se mantêm bloqueadas.

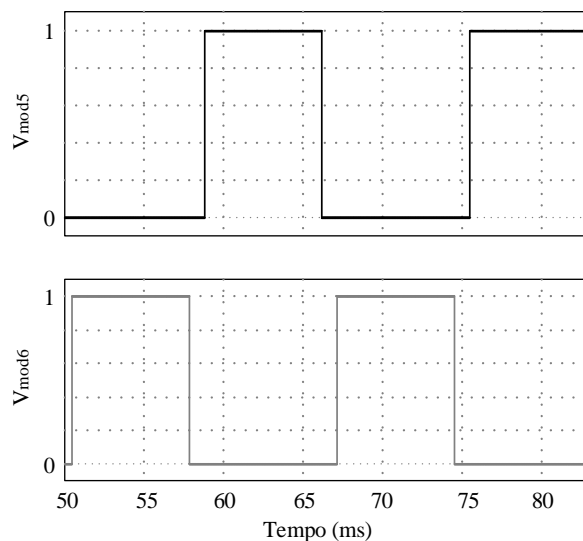
No semiciclo negativo ($\pi - 2\pi$) o processo se inverte, as chaves sw_1 e sw_2 permanecem bloqueadas, enquanto as chaves sw_3 e sw_4 começam a comutação em alta frequência e defasadas cento e oitenta graus. Todas interligadas nos primários dos transformadores sofrem os mesmos esforços de correntes e tensões, sendo estes, parâmetros análogos. Para facilitar a visualização das simulações e dos resultados experimentais serão adotados os ramos 1 e 2 para efeito de análises.

5.2.2 Comutações das chaves sw_5 e sw_6 a 60 Hz

As modulações das chaves sw_5 e sw_6 interligadas aos secundários são mostradas na Figura 5.2, portando modulações PWM complementares na frequência da rede.

No semiciclo positivo ($0 - \pi$), a chave sw_6 se mantêm conduzindo, inserindo o aterramento no sistema, realizando a transferência de potência do conversor para a carga. Neste período a chave sw_5 permanece bloqueada. Enquanto no negativo ($\pi - 2\pi$), a chave sw_6 se mantêm bloqueada e a chave sw_5 produz o aterramento do sistema, proporcionando a transferência de potência do conversor para a carga.

Figura 5.2 - Comutação PWM nas chaves sw_5 e sw_6 defasadas 180° simulada



Fonte: (Autorial).

Caso o comportamento das chaves seja diferente das características citadas anteriormente, ou seja, a chave sw_5 se mantendo em condução no instante que o secundário

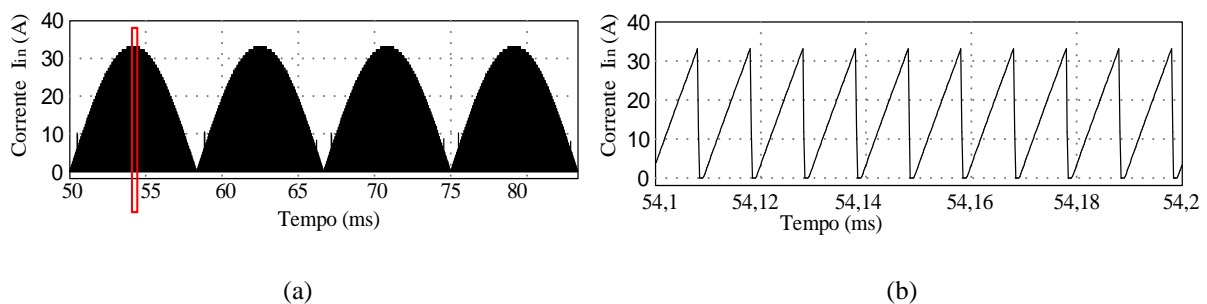
L_{ms1} ou L_{ms2} , interligado no mesmo lado contenha energia, ou senão, se a chave sw_6 estiver em condução no momento que o secundário L_{ms3} ou L_{ms4} possua energia, em qualquer um destes casos, o conversor sofrerá curto circuito. Por isso, deverá ser garantido um tempo morto na comutação das chaves sw_5 e sw_6 .

5.2.3 Corrente na Entrada do conversor (I_{in})

A corrente na entrada (sinal retificado) do conversor é mostrada na Figura 5.3, onde se observam pequenas descontinuidades no sinal devido ao modo de condução (MCD) de cada *flyback*.

A atuação dos dois *flybacks interleave* em cada semiciclo proporcionam menores oscilações nos módulos fotovoltaicos, sendo observado o dobro da frequência. Na forma de onda é visto as correntes consumidas por todos os transformadores T_1 a T_4 . Esse sinal possui período π e frequência da rede.

Figura 5.3 - Corrente I_{in} na entrada; (a) Forma de onda simulada; (b) Detalhe



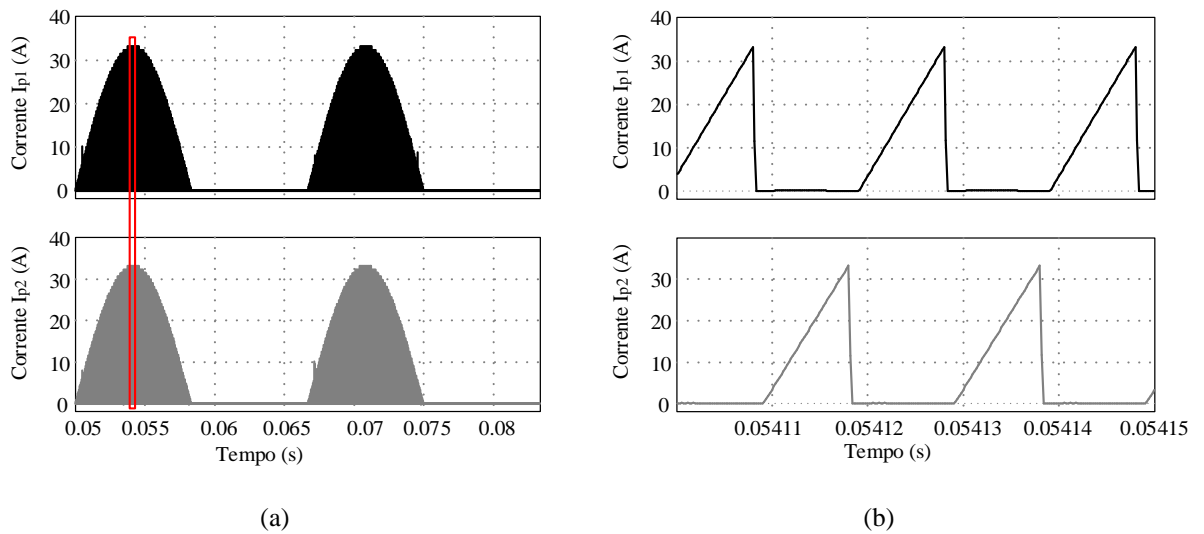
Fonte: (Autoral).

5.2.4 Correntes I_{p1} e I_{p2}

Na Figura 5.4, analisa-se as correntes I_{p1} e I_{p2} nos primários L_{mp1} e L_{mp2} dos transformadores T_1 e T_2 do MIF, onde se observa o modo MCD. Nota-se também, os crescimentos das correntes nas indutâncias de magnetização L_{mp1} e L_{mp2} de forma triangular pelo crescimento $L(di/dt)$ quando as chaves sw_1 e sw_2 se mantém em condução. Assim como, a queda abrupta das correntes quando as chaves sw_1 e sw_2 são bloqueadas.

Percebe-se que devido os dois *flybacks* atuarem defasados em cento e oitenta graus, confirma-se as menores oscilações na entrada do conversor, fazendo com que, os esforços de correntes provocados nas chaves sejam reduzidos devido à associação dos mesmos.

Figura 5.4 - Correntes I_{p1} e I_{p2} nas entradas dos primários L_{mp1} e L_{mp2} dos transformadores T_1 e T_2 : (a) Forma de onda simulada; (b) Detalhe

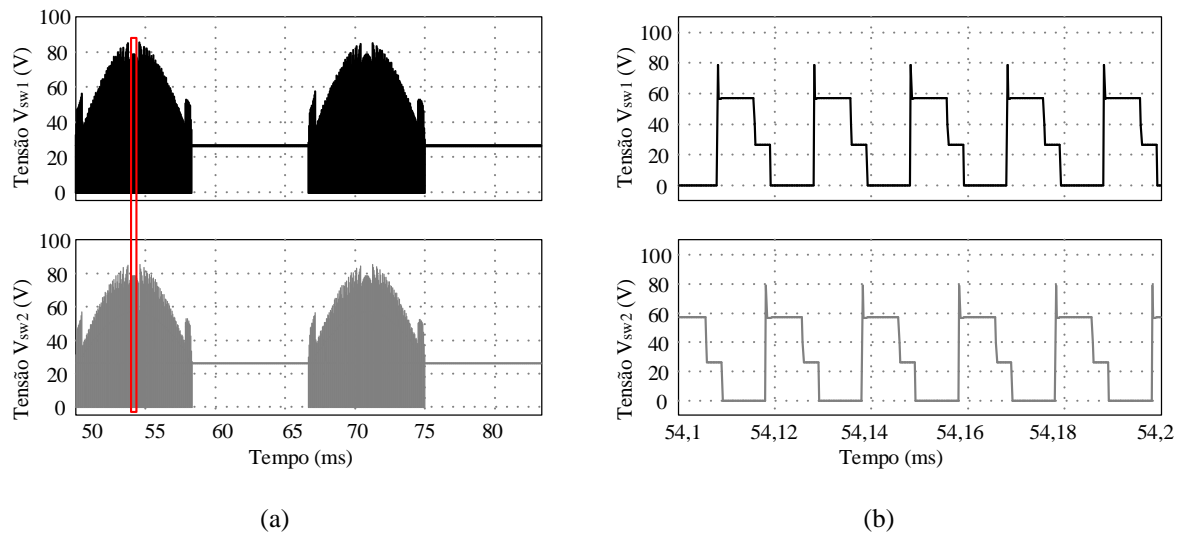


Fonte: (Autoral).

5.2.5 Tensões V_{p1} e V_{p2}

Na Figura 5.5, nota-se as tensões nos primários L_{mp1} e L_{mp2} dos transformadores T_1 e T_2 do MIF.

Figura 5.5 - Tensões V_{p1} e V_{p2} nos primários L_{mp1} e L_{mp2} dos transformadores T_1 e T_2 : (a) Forma de onda simulada; (b) Detalhe



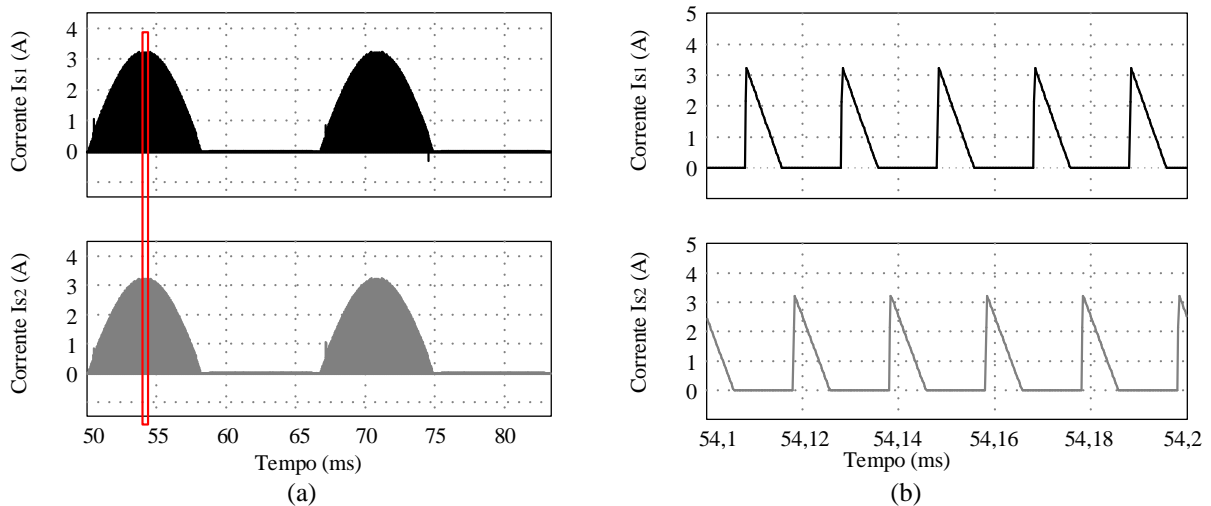
Fonte: (Autoral).

Observa-se que devido às dispersões nos transformadores, as chaves apresentam picos de tensões bastante elevados.

5.2.6 Correntes I_{s1} e I_{s2}

Na Figura 5.6, observa-se as correntes I_{s1} e I_{s2} nos secundários L_{s1} e L_{s2} dos transformadores T_1 e T_2 do conversor *flyback* onde se destaca a defasagem causada pela comutação das chaves sw_1 e sw_2 dos primários.

Figura 5.6 - Correntes I_{s1} e I_{s2} nos secundários L_{s1} e L_{s2} dos transformadores T_1 e T_2 : (a) Forma de onda simulada; (b) Detalhe



Fonte: (Autoral).

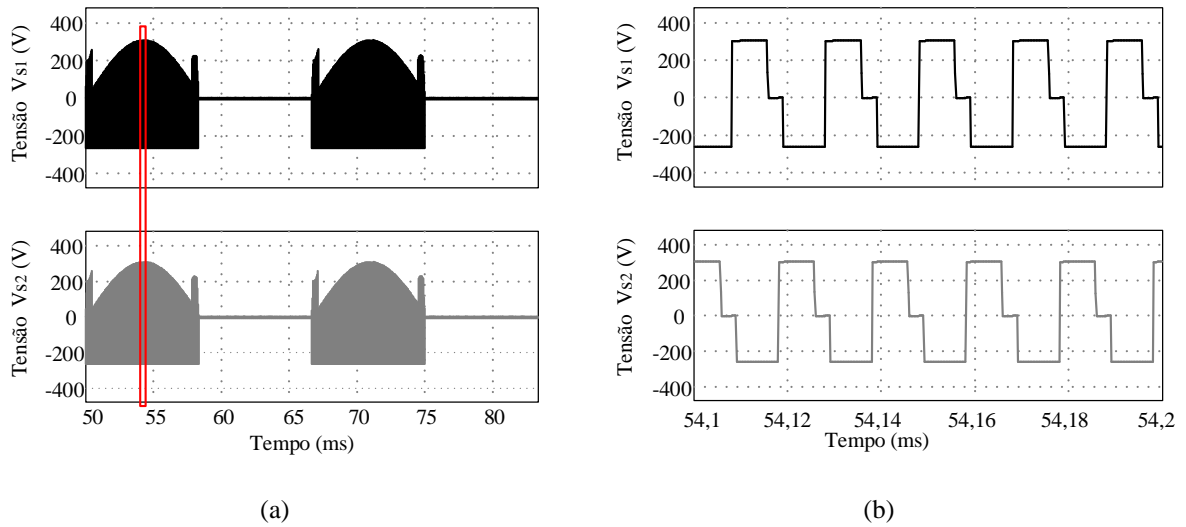
Observando a Figura 5.4 e a Figura 5.6, torna-se perceptível as relações entre as correntes I_{p1} e I_{s1} no primário L_{mp1} e secundário L_{s1} do transformador T_1 e as relações entre as correntes I_{p2} e I_{s2} no primário L_{mp2} e do secundário L_{s1} do transformador T_2 do MIF.

Esse estudo é relevante para fins de análises da transferência de potência entre as indutâncias de magnetizações dos primários e secundários dos transformadores T_1 , T_2 , T_3 , e T_4 . Percebe-se, as observações entre os carregamentos e descarregamentos dos indutores.

5.2.7 Tensões V_{s1} e V_{s2}

Na Figura 5.7, observam-se as tensões V_{s1} e V_{s2} nos secundários L_{s1} e L_{s2} dos transformadores T_1 e T_2 do conversor *flyback*. As correntes nos diodos I_{D1} e I_{D2} são similares as correntes nos secundários I_{s1} e I_{s2} , respectivamente.

Figura 5.7 - Tensões V_{s1} e V_{s2} nos secundários L_{s1} e L_{s2} dos transformadores T_1 e T_2 : (a) Forma de onda simulada; (b) Detalhe

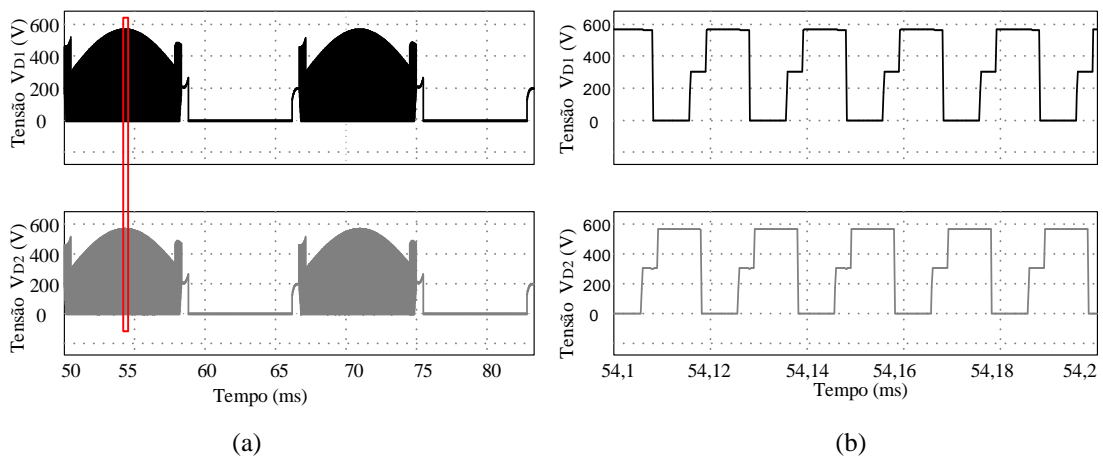


Fonte: (Autoral).

5.2.8 Tensões nos Diodos D_1 e D_2

Na Figura 5.8, observam-se as tensões nos diodos D_1 e D_2 , onde vale lembrar que, estes diodos devem suportar a tensão reversa que será submetida sobre eles. Como sugestão da literatura (BARBI, 2007) devem suportar duas vezes o valor da tensão reversa nos terminais dos diodos.

Figura 5.8 - Tensões nos diodos D_1 e D_2 conectados aos secundários L_{s1} e L_{s2} : (a) Forma de onda simulada; (b) Detalhe



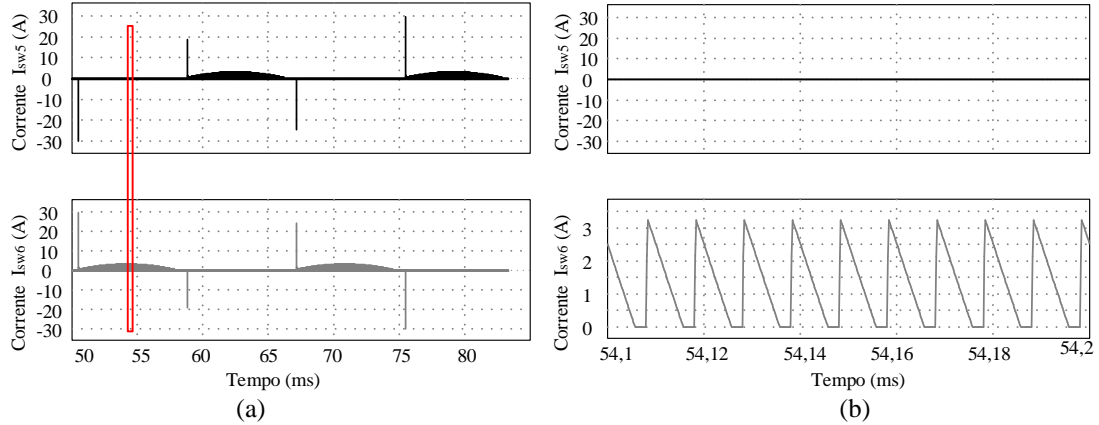
Fonte: (Autoral).

5.2.9 Correntes nos Interruptores sw_5 e sw_6

Na Figura 5.9 mostra as correntes I_{sw5} e I_{sw6} nos interruptores sw_5 e sw_6 do conversor *flyback*. Estes picos de correntes são provenientes da passagem da forma de onda da

corrente pelo zero, onde o ciclo de trabalho é mínimo, com isso causando elevadas correntes nas chaves do secundário.

Figura 5.9 - Correntes nos interruptores sw_5 e sw_6 : (a) Forma de onda simulada; (b) Detalhe

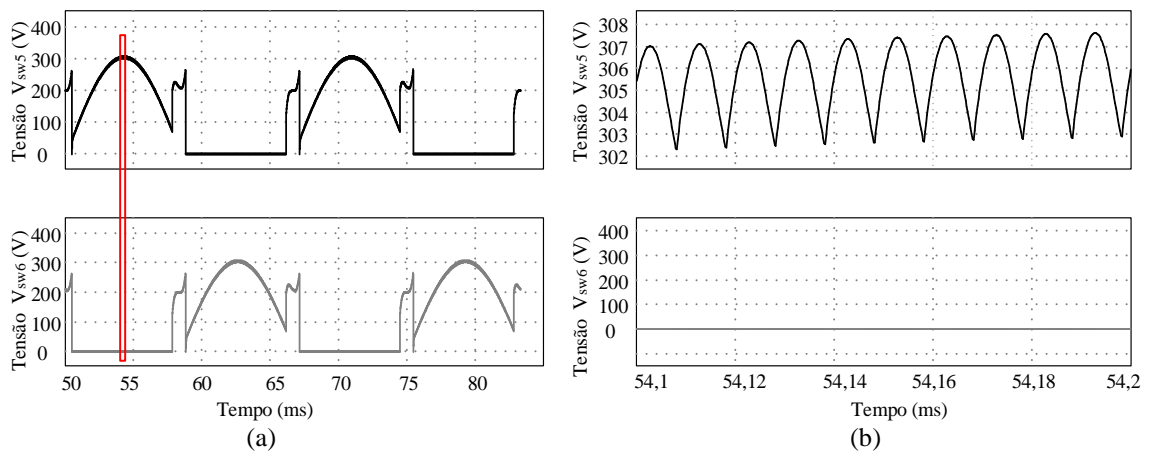


Fonte: (Autoral).

5.2.10 Tensões nos Interruptores sw_5 e sw_6

A Figura 5.10, mostra as tensões V_{sw5} e V_{sw6} nos interruptores sw_5 e sw_6 do conversor *flyback*.

Figura 5.10 - Tensões nos interruptores sw_5 e sw_6 : (a) Forma de onda simulada; (b) Detalhe

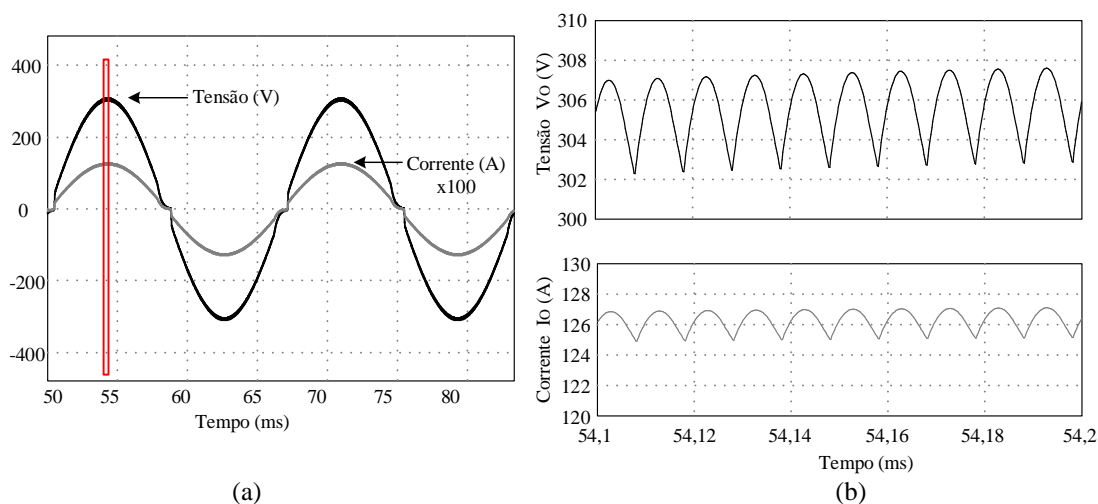


Fonte: (Autoral).

5.2.11 Tensão e Corrente na Saída do MIF

A Figura 5.11, apresenta a tensão e a corrente na carga. A pequena deformação das ondas de tensões e correntes, além de comprometer a THD e o fator de potência, causa elevados picos de correntes nas chaves do secundário e no capacitor de saída. Sendo assim, os semicondutores devem suportar esses picos de correntes para não se danificar precocemente.

Figura 5.11 - Tensão e corrente entregue a carga: (a) Forma de onda simulada; (b) Detalhe

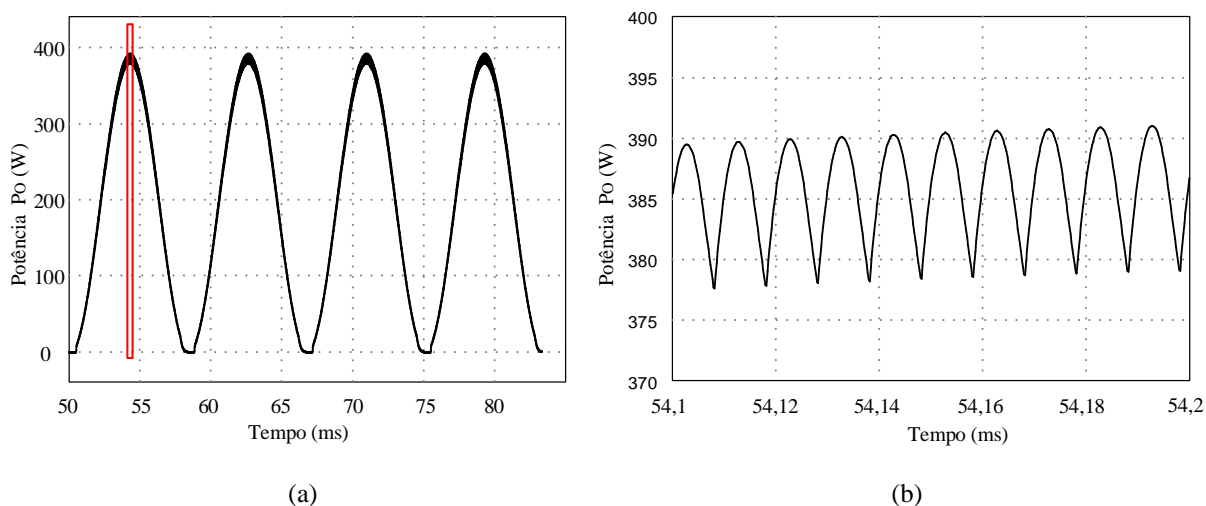


Fonte: (Autoral).

5.2.12 Potência na Saída do MIF

A Figura 5.12, apresenta a potência instantânea entregue pelo conversor *flyback* a carga. Percebe-se ausência de grandes deformações e distorções, validando o equilíbrio do processamento de energia do MIF.

Figura 5.12 - Potência na carga: (a) Forma de onda simulada; (b) Detalhe



Fonte: (Autoral).

Os valores obtidos na simulação estão bastante próximos aos calculados. Algumas diferenças são observadas devido à introdução de resistências intrínsecas no capacitor de saída, nos circuitos *snubbers*, entre outras perdas. O alto rendimento encontrado na simulação pode ser explicado pela baixa queda de tensão durante a condução das chaves adotadas, uma vez que foram usados componentes ideais. A simulação mostra o comportamento do MIF operando em malha aberta submetido a carga linear na saída. Como visto na simulação, as ondas estão em

fase, favorecendo ao MIF ser conectado na RE. Além disso, o conversor obteve fator de potência de 0,99 e THD de aproximadamente 1%. Entretanto, para conexão à rede faz-se necessário estudo mais específico relativo ao MIF, para que este seja colocado em sincronismo com a rede.

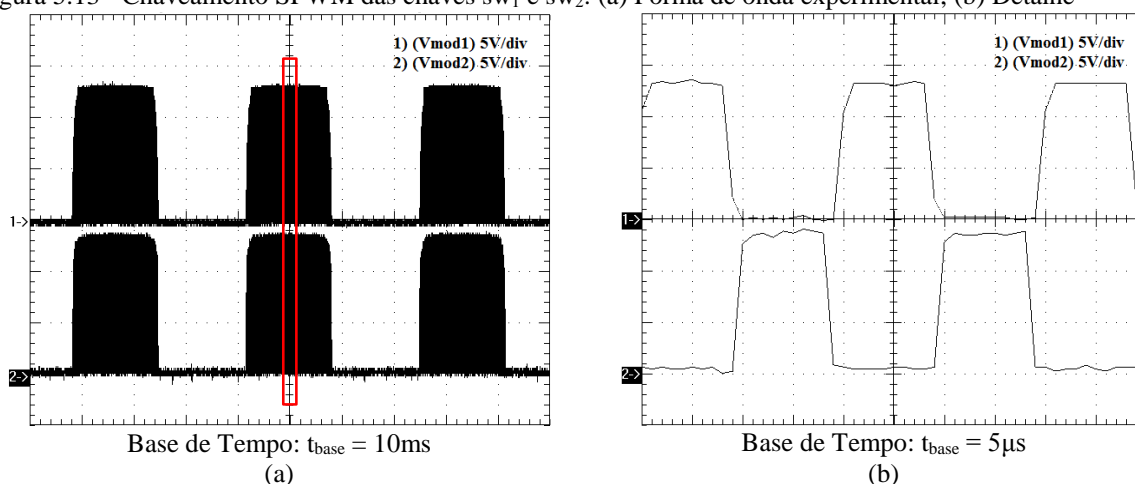
5.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para a análise do MIF, optou-se por descrever os resultados experimentais obtidos sob algumas condições de operações, dentre elas: utiliza-se fonte de tensão/corrente regulável para simular o painel fotovoltaico; no primeiro momento, com metade da tensão máxima de entrada, no caso $V_{in} = 13\text{ V}$, com processamento de $P_{in} = 100\text{ W}$; e, logo após na potência nominal do projeto, garantindo, assim, a faixa de funcionamento do protótipo desenvolvido. Uma vez que, o foco do estudo é o circuito de potência, para alimentação dos drivers são utilizadas fontes externas, sendo que as perdas nos elementos de comutação das chaves não irão comprometer o rendimento do MIF.

5.3.1 Comutação das Chaves sw_1 , sw_2 , sw_3 e sw_4 a 50 kHz

A Figura 5.13 mostra os resultados experimentais para as comutações das chaves sw_1 a sw_4 na frequência de 50 kHz no MIF.

Figura 5.13 - Chaveamento SPWM das chaves sw_1 e sw_2 : (a) Forma de onda experimental; (b) Detalhe



Fonte: (Autorial).

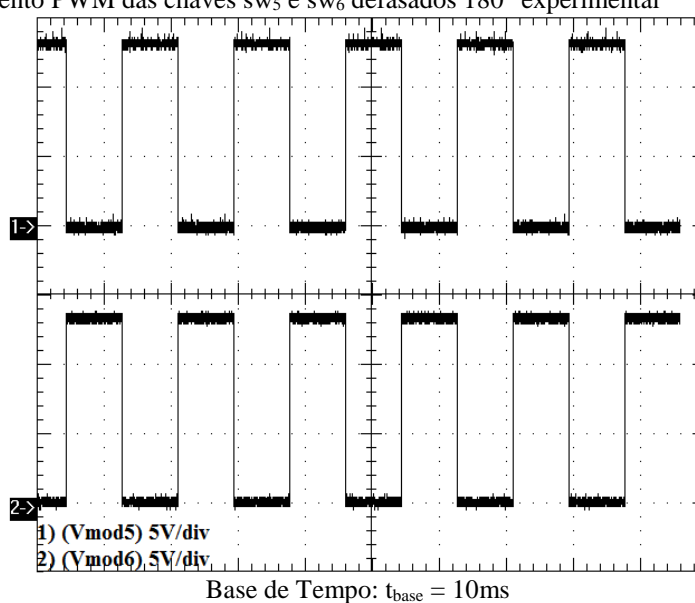
Vale ressaltar que a defasagem de cento e oitenta graus entre as chaves sw_1 e sw_2 é causada pelas comutações do dispositivo FPGA em alta frequência. Assim, possibilita a alimentação dos transformadores T_1 e T_2 em períodos diferentes, resultando em um sinal na

entrada e na saída do MIF com o dobro da frequência. Também é observado que a tensão limiar de gatilho das chaves encontra-se em torno de 15 V.

5.3.2 Comutações das Chaves sw_5 e sw_6 a 60 Hz

A Figura 5.14, mostra os resultados experimentais para a comutação das chaves sw_5 a sw_6 na frequência de 60 Hz. Percebe-se a defasagem de cento e oitenta graus entre as chaves sw_5 e sw_6 causados pela comutação do FPGA em baixa frequência. Essas chaves são responsáveis pelo fechamento do circuito (terra).

Figura 5.14 - Chaveamento PWM das chaves sw_5 e sw_6 defasados 180° experimental



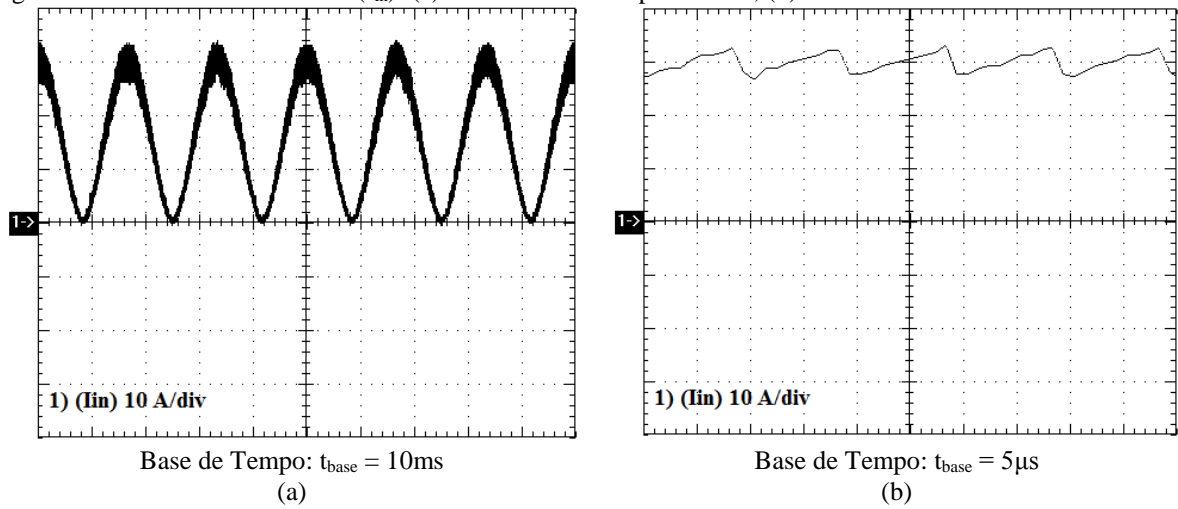
Fonte: (Autoral).

A chave sw_5 não poderá entrar em condução quando existir energia nos secundários L_{s1} ou L_{s2} enquanto a chave sw_6 não poderá entrar em condução quando existir energia nos secundários L_{s3} ou L_{s4} , uma vez que possibilita o curto circuito no conversor.

5.3.3 Corrente na Entrada do Conversor (I_{in})

A Figura 5.15, mostra o resultado experimental da corrente na entrada do MIF, onde é perceptível a atuação dos dois *flybacks* em cada semiciclo que reduzem os períodos do sinal de corrente a π .

Figura 5.15 - Corrente na Entrada (I_{in}): (a) Forma de onda experimental; (b) Detalhe



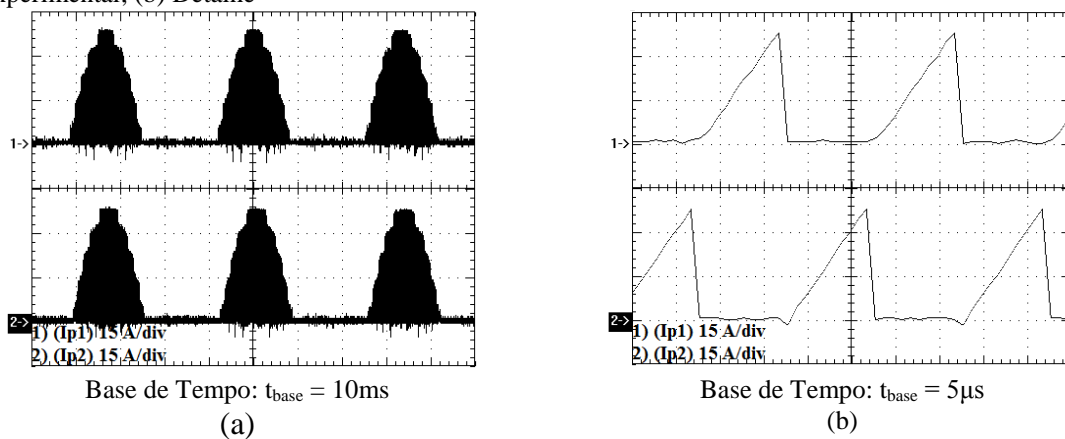
Fonte: (Autorial).

Observa-se, também, as oscilações e a ausência do fatiamento do sinal devido à atuação do filtro capacitivo inserido na entrada.

5.3.4 Correntes I_{p1} e I_{p2}

A Figura 5.16 mostra os resultados experimentais da corrente nos primários L_{mp1} e L_{mp2} dos transformadores T_1 e T_2 .

Figura 5.16 - Correntes I_{p1} e I_{p2} nas entradas nos primários L_{mp1} e L_{mp2} dos transformadores T_1 e T_2 : (a) Forma de onda experimental; (b) Detalhe



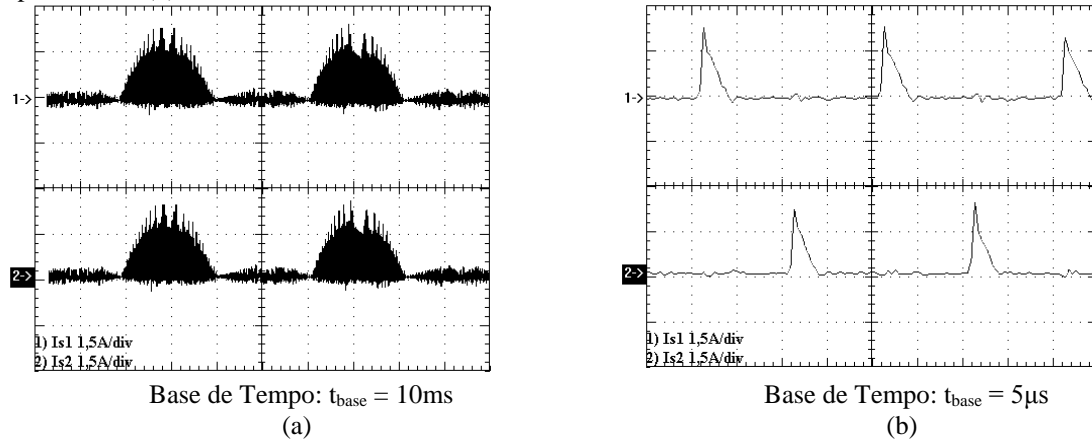
Fonte: (Autorial).

Como visto, a corrente na entrada do fly_1 está defasada em cento e vinte graus em relação à corrente na entrada do fly_2 . Embora este sinal apresente distorções, ele é perfeitamente aceitável devido não afetar as formas de ondas na saída do MIF.

5.3.5 Correntes I_{s1} e I_{s2}

Como mostra a Figura 5.17, em virtude das correntes I_{p1} e I_{p2} nos primários estarem defasadas em cento e oitenta graus, consequentemente as correntes I_{s1} e I_{s2} nos secundários também estarão defasadas.

Figura 5.17 - Correntes I_{s1} e I_{s2} nos secundários L_{s1} e L_{s2} dos transformadores T_1 e T_2 : (a) Forma de onda experimental; (b) Detalhe

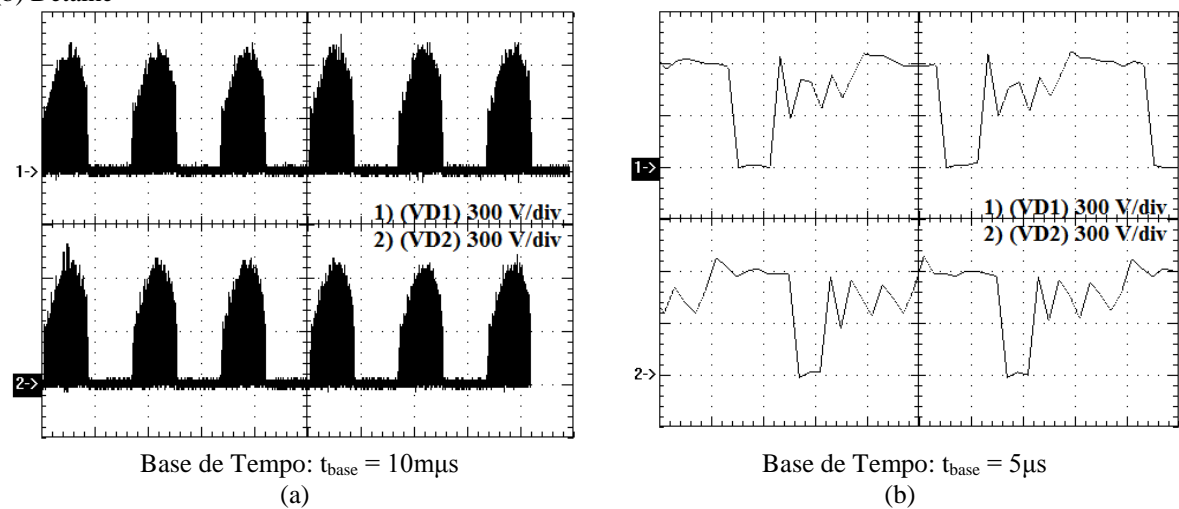


Fonte: (Autoral).

5.3.6 Tensões nos Diodos D_1 e D_2

A Figura 5.18 mostra as tensões V_{D1} e V_{D2} nos secundários, onde se observa a tensão máxima ($V_{D(max)}$) duas vezes maior que a tensão máxima de saída ($V_{o(max)}$) sendo aplicado aos diodos.

Figura 5.18 - Tensões nos diodos D_1 e D_2 conectados aos secundários L_{s1} e L_{s2} : (a) Forma de onda experimental; (b) Detalhe

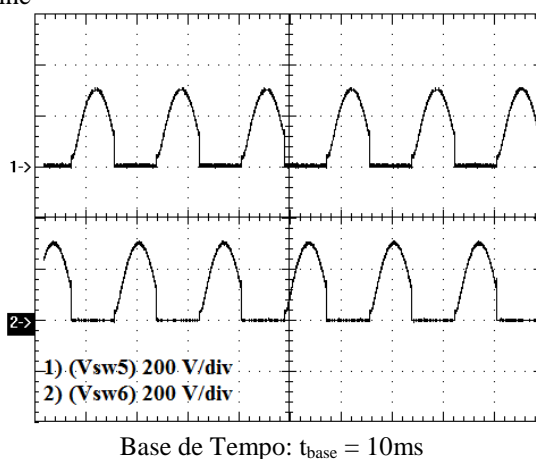


Fonte: (Autoral).

5.3.7 Tensões nos Interruptores sw_5 e sw_6

A Figura 5.19 mostra os resultados experimentais para as tensões V_{sw5} e V_{sw6} nos interruptores sw_5 e sw_6 do MIF. No instante que a chave sw_5 entra em condução, então a chave sw_6 se mantém bloqueada para evitar curto circuito. A comutação destas chaves se conserva na frequência da rede.

Figura 5.19 - Tensões nos interruptores sw_5 e sw_6 ; (b) Detalhes das tensões nos interruptores sw_5 e sw_6 : (a) Forma de onda experimental; (b) Detalhe

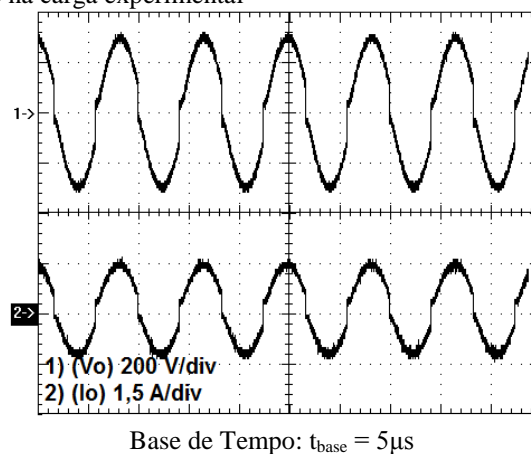


Fonte: (Autorial).

5.3.8 Tensão e Corrente na Saída do Conversor

A Figura 5.20, apresenta os resultados experimentais da tensão ($V_{o(max)} = 311,1\text{ V}$) e da corrente ($I_{o(max)} = 1,15\text{ A}$) disponível pelo MIF para alimentar a carga.

Figura 5.20 - Tensão e corrente na carga experimental



Fonte: (Autorial).

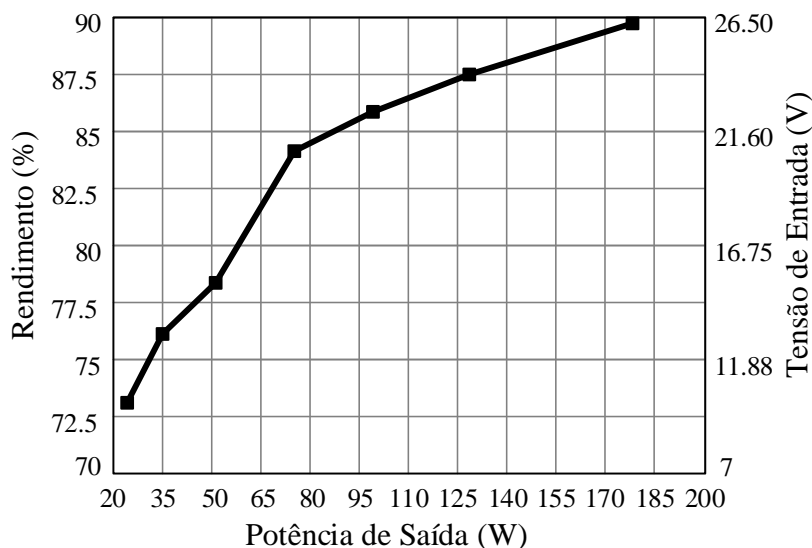
Observando as duas formas de ondas na saída do MIF, verifica-se que as frequências da tensão e corrente são iguais a frequência da rede local ($f = 60\text{Hz}$), formato senoidal nos dois sinais, bem como pode-se também relatar, baixa distorção. Portanto, as formas

de ondas obtidas em simulação são bem próximas as obtidas nos resultados experimentais, validando a implementação deste protótipo.

5.3.9 Rendimento do Conversor

Na Figura 5.21 são mostradas as curvas de rendimentos em função da potência de saída. Nesta curva, estão consideradas todas as perdas no circuito de potência necessárias ao funcionamento do MIF. Para determinar a curva de rendimento, adota-se uma carga linear puramente resistiva conectada na saída do MIF de forma a garantir uma tensão eficaz de 220 V. A curva é levantada para tensões na entrada (V_{in}) entre 12,5 V e 26.5 V com o passo de 2,5 V. Estes parâmetros correspondem ao valor mínimo e máximo da tensão no painel fotovoltaico. Lembra-se que em todas as situações de transições, a tensão eficaz na saída ($V_{o(rms)}$) do inversor mantém-se constante durante toda a variação da tensão de entrada. Essa característica é garantida variando a resistência de carga. Nesse contexto, o rendimento do MIF observado, na Figura 5.21, foi abaixo de 90% em potências médias de saída ($P_{o(med)}$) próximas a 180 W.

Figura 5.21 - Resultados do rendimento do MIF com variação da potência de saída (carga linear resistiva) em função da tensão de entrada



Fonte: (Autorial).

Para ampliar a eficiência do conversor, onde possivelmente será obtido rendimentos superiores a 90%, recomenda-se a substituição dos transformadores de núcleos EE por transformadores toroidais, bem como o estudo aprimorado sobre os circuitos *snubbers*. Na Tabela 5.3 será realizado o resumo dos parâmetros do MIF calculados, simulados e experimentados.

Tabela 5.3 - Comparativo entre os parâmetros calculados, simulados e obtidos experimentalmente

Parâmetros	Símbolo	Calculado	Simulado	Experimental
Corrente máxima no primário	$I_{p1(max)}$	33,54 A	33,3A	32,42A
Corrente eficaz no primário	$I_{p1(rms)}$	5,98A	6,02A	5,7A
Corrente média no primário	$I_{p1(med)}$	1,89A	1,93 A	1,67 A
Corrente máxima no secundário	$I_{s1(max)}$	2,53A	2,34A	2,26A
Corrente eficaz no secundário	$I_{s1(rms)}$	0,45A	0,50A	0,42A
Corrente média no secundário	$I_{s1(med)}$	0,14A	0,19A	0,12 A
Corrente máxima na chave sw ₅ do secundário	$I_{sw5(max)}$	2,53A	0,85A/26,5A*	-
Corrente eficaz na chave sw ₅ do secundário	$I_{sw5(rms)}$	0,7A	0,72A/26,5A*	-
Corrente média na chave sw ₅ do secundário	$I_{sw5(med)}$	0,39A	0,4A/26,5A*	-
Corrente máxima na entrada	$I_{in(max)}$	33,54A	32,3A	11,52A
Corrente eficaz na entrada	$I_{in(rms)}$	11,96A	11,85A	11,52A
Corrente média na entrada	$I_{in(med)}$	7,54A	7,73A	11,52A
Corrente máxima na saída	$I_{o(max)}$	1,15 A	1,27A	1,15 A
Corrente eficaz na saída	$I_{o(rms)}$	0,86 A	0,9A	0,82 A
Tensão máxima na chave sw ₁ do primário	$V_{sw1(max)}$	50,6V	81,7V	96V
Tensão máxima na chave sw ₅ do secundário	$V_{sw5(max)}$	311,1V	80,5V	311,0V
Tensão máxima no diodo do secundário	$V_{D1(max)}$	679,8V	673,5V	660V
Tensão máxima na saída	$V_{o(max)}$	311,0V	311,0V	311,1V
Tensão eficaz na saída	$V_{o(rms)}$	220,0V	220,0V	220,0V
Filtro de saída	C_o	1 μ F	1 μ F	-

*Picos rápidos

Fonte: (Autora).

5.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo, foram apresentados os resultados experimentais do protótipo baseados nas especificações do projeto descritos nos capítulos anteriores. Os resultados experimentais, em forma de onda, em parâmetros de correntes e de tensões validaram o funcionamento do conversor para operação com carga linear e regime permanente.

6 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Sendo a célula base desta dissertação o conversor *flyback* CC-CC que atua no modo de condução descontínuo, na topologia do MIF encontra-se três etapas de operação no semiciclo positivo e três no semiciclo negativo. A associação dos *flybacks* em módulos paralelos e a comutação em alta frequência, reduzem os esforços de correntes nos interruptores sw_1 , sw_2 , sw_3 e sw_4 , bem como, permitem fabricar transformadores com volumes magnéticos menores, quando comparados as outras topologias que usam apenas um único magnético para obtenção do processamento de energia. Outra característica do MIF é reduzir as oscilações no módulo fotovoltaico, que por sua vez provoca na saída sinais de tensões e correntes com pequenas distorções e menores ondulações.

A existência de elementos dispersíveis (indutância de dispersão) nos enrolamentos dos transformadores produzem elevados picos de tensões nas chaves sw_1 , sw_2 , sw_3 e sw_4 necessitando de circuitos externos para não serem danificadas. Além de enormes perdas por comutações que afeta diretamente no rendimento do MIF. Sendo assim, estes efeitos precisam ser reduzidos através da inserção de circuitos de amortecimentos (*snubbers*) ou por meio da fabricação de transformadores com núcleos toroidais.

Baseado nos resultados calculados, simulados e experimentados percebe-se que o projeto foi validado, uma vez que, as formas de ondas de tensões (220V) e correntes (1,27A) coletadas na saída são senoidais, com pequenas distorções e na frequência da rede elétrica (60 Hz). A eficiência do conversor implementado foi satisfatória obtendo em laboratório resultados próximos a 90% com 180 W sendo entregue a carga linear.

Por fim, embora a topologia apresente algumas limitações que foram citadas neste estudo, através do MIF será possível (utilizando uma topologia simples, com facilidade na aquisição dos semicondutores, dos magnéticos e baixo custo) realizar a conversão CC-CA em painéis fotovoltaicos com 200 W conectados em cargas lineares ou mesmo interligados a rede elétrica (por meio da construção de PLL).

6.1 SUGESTÕES DE TRABALHOS FUTUROS

Dentre as sugestões para os futuros trabalhos relacionados ao tema abordado nesta dissertação, recomenda-se:

- Esboço detalhado dos esforços de tensões e de correntes nos componentes do MIF;
- Estudo específico sobre as dispersões dos transformadores e circuitos de amortecimentos para os conversores *flyback*;
- Simulação do comportamento dos elementos magnéticos aos esforços de correntes e tensões;
- Substituição dos núcleos EE dos transformadores por indutores toroidais;
- Ampliação de processamento de potências por meio da adição de conversores *flybacks* para comparar os rendimentos e as características da topologia resultante;
- Observação das respostas do MIF a perturbações com cargas lineares e não lineares;
- Desenvolvimento do controle em malha fechada do MIF para busca do ponto de máxima potência do módulo fotovoltaico;
- Sincronismo com a rede elétrica por meio da construção de PLL's;
- Observação do comportamento do MIF conectado à rede elétrica.

REFERÊNCIAS

- AHMED A. **Eletrônica de Potência**. São Paulo: Prentice Hall, 2000.
- ALMEIDA, P. S. **Conversor Integrado Sepic Buck-Boost Aplicado ao Acionamento de LEDs de Potência em Iluminação Pública**. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, MG, Brasil, 2012a.
- ALMEIDA, P. S. **Conversor Integrado Sepic Buck-Boost Aplicado ao Acionamento de LEDs de Potência em Iluminação Pública**. Dissertação de Mestrado. Juiz de Fora, MG: Universidade Federal de Juiz de Fora, 2012.
- ANDERSEN, G.K.; KLUMPNER, C.; KJAER, S.B.; BLAABJERG, F. **A new green power inverter for fuel cells**. *Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual*, vol.2, pp.727-733, 2002.
- ANEEL – **Agência Nacional de Energia Elétrica**. RESOLUÇÃO NORMATIVA Nº 482, DE 17 DE ABRIL DE 20 12. Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br/cedoc/ren2012482.pdf>>. Acesso em: 19 Nov. 2014.
- AYRES, C. A., e L. E. de SOUZA. **Curso de Fontes Chaveadas - Fundamentos Teóricos**. FUPAI - Fundação de Pesquisa e Assessoramento a Indústria, [s.d].
- BARBI, Ivo. **Uma Nova Família de Inversores com Comutação Suave Empregando a Técnica de Grampeamento Ativo**. Tese de Doutorado: Florianópolis, 2000.
- BARBI, I. **Projeto de Fontes Chaveadas**. 2. ed. Edição do autor. 332p. Florianópolis, 2007.
- BARBI, Ivo. **Eletrônica de Potência: Projetos de Fontes Chaveadas**. 2. ed. Florianópolis: Edição do Autor, 2007.
- BARBI, I. **Estudo do Circuito Grampeador para os Conversores Flyback e Forward e do Circuito Equivalente do Transformador de Três Enrolamentos**. INEP, UFSC, relatório interno, 2007

BLAABJERG, F.; TEODORESCU, R.; LIERRE, M. **Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems**. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 53, pp. 1398-1409, 2006.

BHAT, A.K.S.; DEWAN, S.B.: **A novel utility interfaced high-frequency link photovoltaic power conditioning system**, IEEE transactions on Industrial Electronics, vol. 35, no. 1, p.153, 1988.

BOTTION, A.J.B. **Conexão Série na Entrada e Série na Saída de Módulos CC-CC Isolados**. Qualificação de tese (doutorado) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2013.

BOUDER, U. C. **Department of Electrical, Computer, and Energy Engineering**. ECEE. 2012. <http://ecee.colorado.edu/~ecen4517/materials/flyback.pdf> (acesso em 31 de 03 de 2014).

CARRARA, G. **A new multilevel PWM method: a theoretical analysis**. Power electronics, IEEE Transactions on, vol. 7, pp. 235-239, set. 2004.

CARRASCO, J.M.; FRANQUELO, L.G.; BIALAZIEWICZ, J.T.; GALVÁN, E.; GUIASADO, R.C.P., PRATS, M.A.M.; LEÓN, J.I; ALFONSO, N.M. **Power-Electronic Systems for the Grid Integration of Renewable Energy Sources: A Survey**. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 53, n. 4, pp. 1002-1016, 2006.

CHEN, Yangfei; HE, Ligao. **An Interleaved Series-Parallel Combination of Two-Transistor Forward Converters**. *Industrial Electronics and Applications. 2006 1ST IEEE Conference on*, pp.1-5, 2006.

CHEN, Wu; RUAN, Xinbo; YAN, Hong; TSE, Chi K. **DC/DC Conversion Systems Consisting of Multiple Converter Modules: Stability, Control and Experimental Verifications**. IEEE Transactions on, v. 24, n. 6, p. 1463-1474, 2009.

CHIH-SHENG, L., e K. M. SMEDLEY. **Design of High Efficiency Flyback Converter with Energy Regenerative Snubber**, IEEE, Power Electronics Laboratory, Dept. of EECS, university of California, Irvine (USA), 2008.

CHUNHUA, Wu; DIQING, Zhou; LI, Fu. **Study of high-efficiency photovoltaic grid-connected micro-inverter control strategy**. IEEE Power Engineering and Automation Conference (PEAM), vol. 1, no. 5, pp. 18-20, Sept. 2012.

DESHANG, Sha; KAI, Deng; XIAOZHONG, Lia. **Duty Cycle Exchanging Control for Input-Series-Output-Series Connected Two PS-FB DCDC Converters**. Power Electronics, IEEE Transactions, v. 27, p.1490-1501, Mar 2012.

DEWAN, S.B; BHAT, A.K.S.; DEWAN, S.B. **Resonant inverters for photovoltaic array to utility interface**. IEEE transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 24, no. 4, p.377, 1988.

DROFENIK, U.; KOLAR, J. W. **A General scheme for calculating switching and conduction-losses of power semiconductors in numerical circuit simulations of power electronic systems**. International Power Electronics Conference, IPEC Niigata, Japan, 2005.

FANG, Y; MA X. D. **A Novel PV Microinverter With Coupled Inductors and Double-Boost Topology**. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 25, no. 12, pp. 3139-31, 2010.

FAUST, Rafael G. **Conversor Flyback Modular Conectado em Série na Entrada e Série na Saída Operando no Modo Descontínuo com Pulso Único de Comando**. Dissertação de Mestrado. Florianópolis: 2014, pp. 176.

FRANQUELLO, L. G.; LEON, J. I.; PRATS, M. M.; PORTILLO, R., **Space vector modulation techniques for multilevel converters - a survey**, Przegląd Elektrotechniczny. no. 4, pp. 56-61, 2006.

GAZOLI, J. R.; VILLALVA, M. G.; BRANDÃO, D. I.; MARAFÃO, F. P.; RUPPERT, E. **Microinversor Integrado ao Módulo Fotovoltaico para Sistemas Conectados à Rede Elétrica Utilizando Controlador Ressonante**. Revista Eletrônica de Potência – SOBRAEP. Brazilian Journal of Power Electronics, vol. 18, no. 2, 2013.

GRAAF, L.E.; VAN DER, T.C.J. **Characteristics and performance of a PV-system consisting of 20 AC modules**. IEEE World Conf. Photovoltaic Energy Conversion, Waikoloa, Hawaii, pp. 921–924, 1994.

GREENPEAC – **REVOLUÇÃO ENERGÉTICA. O CAMINHO DO DESENVOLVIMENTO LIMPO.** CONSELHO INTERNACIONAL DE ENERGIA EÓLICA (GWEC), 2013. Disponível em: http://www.greenpeace.org/brasil/Global/brasil/image/2013/Agosto/Revolucao_Energetica.pdf f. 23 de fevereiro de 2015.

GU, L. et. al. **Means of Eliminating Electrolytic Capacitor in AC/DC Power Supplies for LED Lightings.** IEEE Transactions On Power Electronics, Maio de 2009.

GUEDES, Luiz F. A. **Dissertação de Mestrado: Conversor CA-CC como elevador fator de potência orientado ao acionamento dos Leds de potência.** Universidade Federal de Juíz de Fora - Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica (Sistemas Eletrônicos de Potência): Juíz de Fora, 2013.

HAIBING, Hu; SOUHIB, Harb; NASSER, Kutkut; ISSA, Batarseh; SHEN, Z.J. **Power Decoupling Techniques for Micro-inverters in PV Systems-a Review,** ECCE, Atlanta, pp. 3235-3240, Sept. 2010.

HARB, S.; HAIBING, Hu; KUTKUT, N. et al. **A Three-Port Photovoltaic (PV) Micro-Inverter with Power Decoupling Capability.** Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp. 203 – 208, 2011.

HENN, G. A. L.; PRAÇA, P. P.; SILVA, R. N. A. L. **Adapted modulation for THD performance improvement and losses reduction on multilevel inverters.** Revista Eletrônica de Potência – SOBRAEP, v. 16, n. 2, pp. 103 – 109, Mai. 2011.

HOLMES, D. Grahame; LIPO, Thomas A.; **Pulse Width Modulation for Power Converters. USA;** John Wiley & Sons, 2003.

HOLTZ, J., **Pulsewidth modulation for electronic power conversion.** IEEE Proceedings, vol. 82, no. 8, Ago. 1994.

HUI, S. Y. et. al. **A Novel Passive Offline LED Driver With Long Lifetime.”** IEEE Transactions On Power Electronics, pp. 2665-2672, Outubro de 2010.

IIDA, T.; KASA, N.; CHEN, L. **Flyback Inverter Controlled by Sensorless Current MPPT for Photovoltaic Power System**, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 52, no. 4, pp. 1145-1152, 2005.

JANG, J. W.; KIM, Y. H.; RYU, D. K.; WON, C. Y.; JUNG, Y. C. **High efficiency control method for interleaved flyback inverter with synchronous rectifier based on photovoltaic AC modules**, Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, pp. 5720-5725, 2012.

JI, C.; SMITH, M.; SMEDLEY, K. M. **Cross Regulation In Flyback Converters: Solutions**, IEEE Dept. of Electrical & Computer Engineering, University of California, Irvine; 1999.

JI, Young H.; JUNG, Doo Y.; KIM, Jae H. **Dual Mode Switching Strategy of Flyback Inverter for Photovoltaic AC Modules**. IEEE – Power Electronics, pp. 2924-2929, 2010.

KASA, N.; IIDA, T.; BHAT, A. K. S. **Zero-Voltage Transition Flyback Inverter for Small Scale Photovoltaic Power System**. IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 2098-2103, 2005.

KASA, N.; IIDA, T. **A flyback type inverter for small scale wind power generation system**. (in Japanese), Dept. Electron. Eng., Okayama Univ. Science, Okayama, Japan, Tech. Rep. SPC-02-16, Feb. 2002.

KASA, N.; Iida, T.; Chen, L. **Flyback Inverter Controlled by Sensorless Current MPPT for Photovoltaic Power System**. *IEEE Trans. Ind. Electron.* vol. 52, no. 4, pp.1145-1152, Aug., 2005.

KJAER, S. B.; PEDERSEN; BLAABJERG, J. K.;F, **Power inverter topologies for photovoltaic modules: a review**. in Proc. IEEE IAS Annu. Meeting, vol. 2, pp. 782–788, 2002.

KJAER, S. B.; BLAABJERG, F. **Design optimization of a single phase inverter for photovoltaic applications**. in Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference, vol. 3, pp. 1183-1187, 2003

KJAER, S. B.; Pedersen, J. K.; Blaabjerg, F. **A Review of Single-Phase-Grid-Connected Inverters for Photovoltaics Modules**. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 5, pp. 1292-1305, 2005.

KAZMIERKOWSKI, M.P. **Power converters and amplifiers (review of "Pulse-Width Modulated DC-DC Power Converters, *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol.3, no.2, pp.44, June 2009.**

KIM, Y. H.; KIM; J. G., WON, C. Y.; JUNG, Y. C.; LEE, T. W. **Soft switching interleaved active clamp flyback inverter for a photovoltaic AC module system, European Conference on Power Electronics and Applications, pp. 1-9, 2011.**

KYRITSIS, A. C.; TATAKIS, E. C.; PAPANIKOLAOU, N. P. **Optimum Design of the Current-Source Flyback Inverter for Decentralized Grid-Connected Photovoltaic Systems, IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 23, no. 1, pp. 281-293, 2008.**

LAI, Ching M.; YANG, Ming-Ji; LIU, Wei C. **Parallel-Operated Single-Stage *Flyback-Type* Single-Phase Solar Micro-Inverter, IEEE – Conference Publications, pp. 1-5, 2014.**

LI-SHIANG, Lai; WEN, Chieh Hou; YA, Tsung Feng; YU, An Chen. **Novel grid-connected photovoltaic generation system, Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies, DRPT 2008. Third International Conference on, pp.2536,2541, April 2008.**

MARQUES, F. N. **Inversor *Flyback* a Quatro transistores controlados por um dispositivo FPGA para obter MPTT em sistemas fotovoltaicos. Dissertação de mestrado: Setor Eletrônica de Potência, Universidade Federal de Uberlândia, Novembro 2008.**

MARTINS, Denizar Cruz. **Eletrônica de Potência: Introdução ao estudo dos conversores CC-CA. Edição dos autores: Florianópolis, 2005.**

MEINHARDT, M.; Cramer, G. **Past Present and Future of Grid Connected Photovoltaic and Hybrid Power Systems in Proc. IEEE-PES Summer Meetin, vol. 2, pp. 1283-1288, 2000.**

MELLO, L. F. **Projetos de Fontes Chaveadas. 3. ed. São Paulo: Érica, 1990.**

MELLO, Luiz Fernando P. de. **Projetos de Fontes Chaveadas: Teoria e Prática. São Paulo: Érica, 2011.**

MO, Q.; CHEN, M.; ZHANG, Z., ZHANG, Y.; QIAN, Z. **Digitally controlled active clamp interleaved flyback converters for improving efficiency in photovoltaic grid-connected**

micro-inverter. in Proc. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp. 555- 562, 2012.

MOHAM, N.; UNDELAND, T.M.; ROBBINS, W.P. **Power Electronics: Converters, Applications and Design.** New York, USA: Willey, 1998.

MYRZIK, J. M. A.; Calais, M. **String and Module Integrated Inverters for Single-Phase Grid Connected Photovoltaic Systems - A Review.** Bologna Power Tech Conference, Bologna, Italia, Junho de 2003.

NAKABAYASHI, Renny. **MICROGERAÇÃO FOTOVOLTAICA NO BRASIL: VIABILIDADE ECONÔMICA.** Dissertação de Mestrado. IEE USP: ABINEE, 2015. Disponível em: <http://www.abinee.org.br/informac/arquivos/mifoto.pdf>. Acessado 22 de Abril de 2015.

NESHAASTEGARAN, Peyman; KARSHENAS, Hamid R. **A Power Decoupling Technique for Single-Stage Micro Inverter in ac-Module Application.** IEEE. Power electronics, 2014.

PRAGALLAPATI, N.; AGARWAL, V. **Single Phase Solar PV Module Integrated Flyback based MicroInverter with Novel Active Power Decoupling.** IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2014), p. 1-6, 2014.

PEREIRA, A. A. **Análise, projeto, desenvolvimento e estudo comparativo de três estruturas foward a dois transistores, com comutação não dissipativa.** Tese de doutorado. Uberlândia: NuEP, 1997.

PINHO, João T.; GALDINO, Marco A. **Manual de Engenharia para Sistemas Fotovoltaicos.** CEPEL – CRESESB: Rio de Janeiro, 2014.

PIONTKEWICZ, R.J. **Conversor CC-CC Modular Isolado para Elevadas Tensões de entrada e de saída.** Dissertação (mestrado) – Universidade Federal de Santa Catarina, 142p, Florianópolis, 2014.

QUAN, Li; WOLFS, P. **A Current Fed Two-Inductor Boost ConverterWith na Integrated Magnetic Structure and Passive Lossless Snubbers for Photovoltaic Module Integrated Converter Applications.** IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 22, no. 1, pp. 309-32, 2007.

QUAN, L.; WOLFS, P. **A Review of the Single Phase Photovoltaic Module Integrated Converter Topologies with Three Different DC Link Configurations**, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 23, pp. 1320-1333, 2008.

RASHID, M. H. **Eletrônica de Potência: Circuitos, dispositivos e aplicações**. Makron Books: São Paulo, 1999.

RONG-JONG, W., WEN-HUNG, W. e CHUNG-YOU, L. **High – Performance Stand Alone Photovoltaic Generation System**. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, pp. 240-250, 2008.

RYU, D. K.; KIM, Y. H.; KIM, J. G.; WON, C. Y.; JUNG, Y. C. **Interleaved active clamp flyback inverter using a synchronous rectifier for a photovoltaic AC module system**. in Proc. IEEE International Conf. Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE), pp. 2631-2636, 2011.

SALAMONI, Isabel; RUTHER, Ricardo; KNOB, Paulo, et.al. **O Potencial dos sistemas fotovoltaicos integrados à rede edificação e interligados à rede elétrica em centros urbanos do Brasil: Dois estudos de caso**. Universidade Federal de Santa Catarina, Julho de 2004.

SANCHIS, P.; URSUA, A.; GUBIA, E.; MARROYO, L. **Design and experimental operation of a control strategy for the buck-boost DC-AC inverter**, IEE Proc., Electr. Power Appl., vol.152, no.3, pp. 660–668, 2005.

SAHA, S.; SUNDARSINGH, V.P. **Novel grid-connected photovoltaic inverter**, IEE Proceedings Gener, Transm. Distrib., vol.143, no. 2, pp. 497-502, 1996.

SHA, D.; GUO, Z.; LUO, T.; LIAO, X. **A General Control Strategy for Input-Series-Output-Series Modular DC-DC Converters**. Power Electronics, IEEE Transactions on. no.99.

SILVA, RANOYCA N. A. L. **INVERSOR MULTINÍVEL HÍBRIDO SIMÉTRICO TRIFÁSICO DE CINCO NÍVEIS BASEADO NAS TOPOLOGIAS HALF-BRIDGE E ANPC**. Tese de doutorado. Fortaleza: Universidade Federal do Ceará – UFC, 2013.

SOARES, G. M. **Driver de Longa Vida e Alta Eficiência para Acionamento de LEDs em Iluminação Pública**. Trabalho de Conclusão de Curso, Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, MG, Brasil, 2012.

SHIMIZU T. K.; WADA; NAKAMURA, N. **A flyback-type single phase utility interactive inverter with low-frequency ripple current regulation on the DC input for an AC photovoltaic module system**. in Proc. IEEE PESC'02, vol. 3, pp. 1483–1488, Jun. 2002.

SHIMIZU, T; WADA, K.; NAKAMURA, N. **Flyback-Type Single-Phase Utility Interactive Inverter With Power Pulsation Decoupling on the DC Input for an AC Photovoltaic Module System**, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 21, no. 5, pp., 1264-1272, 2006.

TAN, G. H.; WANG, J. Z.; Ji, Y. C. **Soft-switching flyback inverter with enhanced power decoupling for photovoltaic applications**. IET Electric Power Applications, vol. 1, no. 2, pp. 264-274, Mar. 2007

VIEIRA, I. da C. **Projeto de um Conversor Flyback Auto-Oscilante de Baixo Custo para LEDs de Potência**. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, MG, Brasil, 2009.

WANG, C.M. **A novel single-stage series-resonant buck-boost inverter**. IEEE Trans. Ind. Electron, vol. 52, no. 4, pp. 1099–11086, 2005.

WALKER, G.; SERVIA, P. **Cascaded DC-DC Converter Connection of Photovoltaic Modules**. IEEE Transactions on Power Eletronics. vol. 19, pp. 1130-1139, 2004.

WENSONG, Yu; HUTCHENS, C.; JIH, Sheng L. **High Efficiency Converter with Charge Pump and Coupled Inductor for Wide Input Photovoltaic AC Module Applications**. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp. 3895 – 390, 2009.

WILLI, R. H.; Hall, F. E.; STRONG, S. I.; WOHLGEMOUTH, J. H. **The AC Photovoltaic Module**, IEEE Photovoltaic Specialists Conference, pp.1231-1234, 1996.

WISAM, AL-Hoor; HAIBING, Hu; NASSER, Kutkut; ISSA, Batarseh. **Efficiency Improvement of Grid-tied Inverters at Low Input Power Using Pulse Skipping Control Strategy**, IEEE Trans. On Power Electronics, Vol. 25, no.12, pp.3129-3138, Dec. 2010.

WU, J. C. **AD/DC power conversion interface for self-excited induction generator**. **IET Renewable Power Generation**, vol. 3, pp. 144-151, 2009.

YU, W.; LAI, J. S.; QIAN, H.; HUTCHENS, C. **High-efficiency MOSFET inverter with H6-type configuration for photovoltaic nonisolated AC-module applications**. **IEEE Trans. Power Electronics**, vol. 26, no. 4, pp. 1253-1260, Apr. 2011.

ZHANG, Yue; HE, Xiao F.; ZHANG, Zhiliang. Liu, Yan F. **A Hybrid Control Method for Photovoltaic Grid- Connected Interleaved *Flyback* Micro-Inverter to Achieve High Efficiency in Wide Load Range**, **IEEE – Conference Publications**, pp.751-756, 2013.

OUTRAS REFERÊNCIAS:

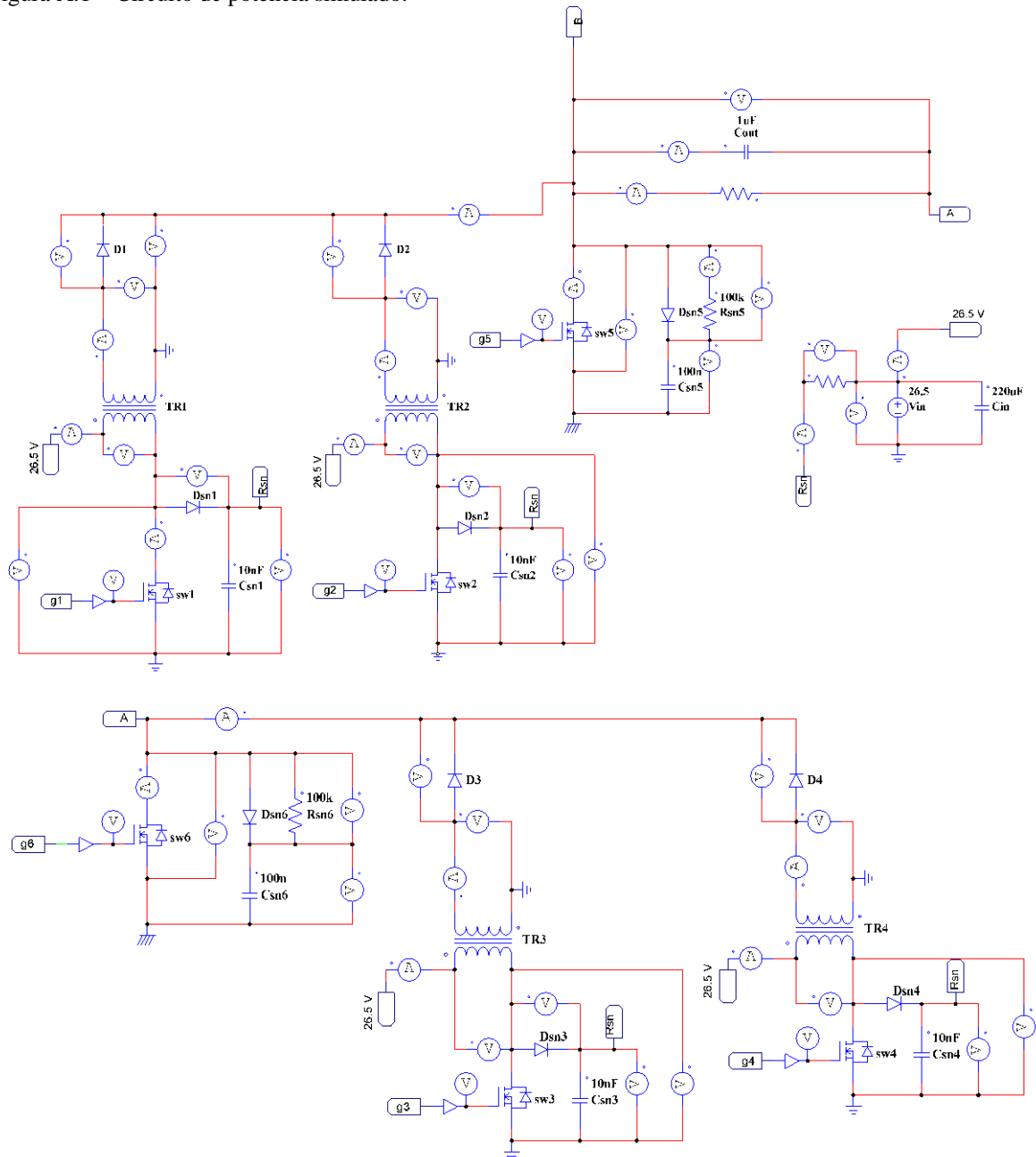
Datasheet do MOSFET - IRFB4710, disponível em <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irfb4710.pdf>. Acessado em 17 de julho de 2014.

Datasheet do IGBT - IRGP50B60PD1, disponível em: <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irgp50b60pd1.pdf>. Acessado em 17 de julho de 2014.

Datasheet Diodo - BYV26, disponível em: <http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/philips/BYV26.pdf>. Acessado em 17 de julho de 2014.

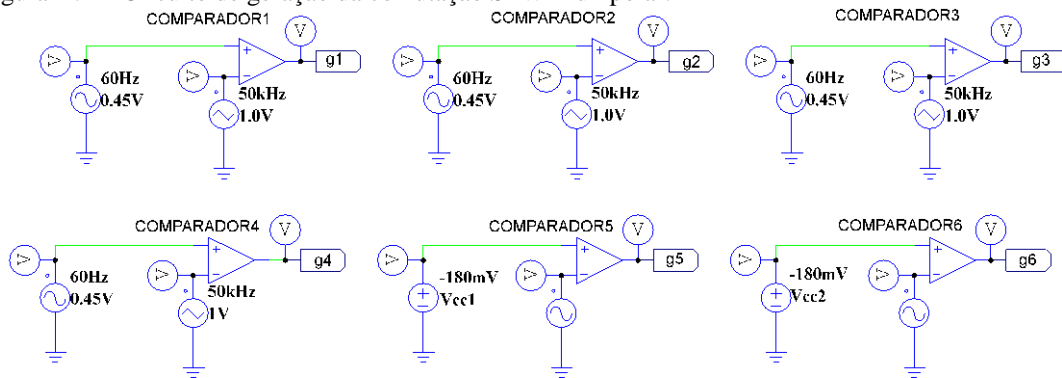
APÊNDICE A - CIRCUITOS DE SIMULAÇÃO

Figura A.1 – Circuito de potência simulado.



Fonte: (Autorial).

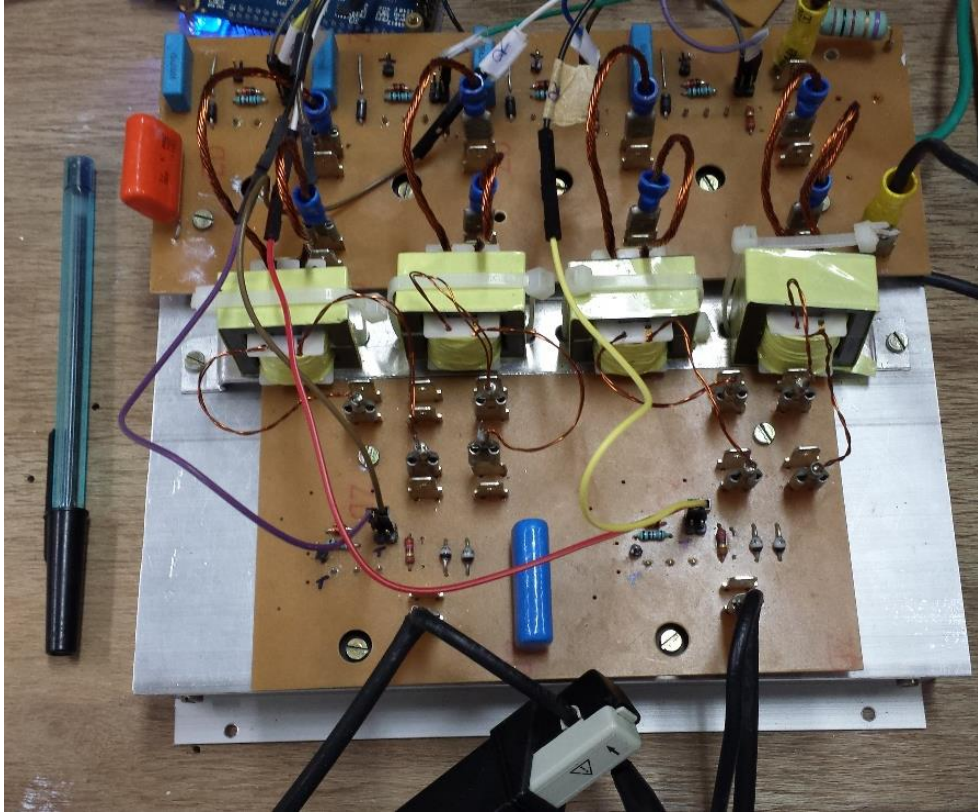
Figura A.2 – Circuito de geração da comutação SPWM unipolar.



Fonte: (Autoral).

APÊNDICE B - IMAGEM DO PROTÓTIPO

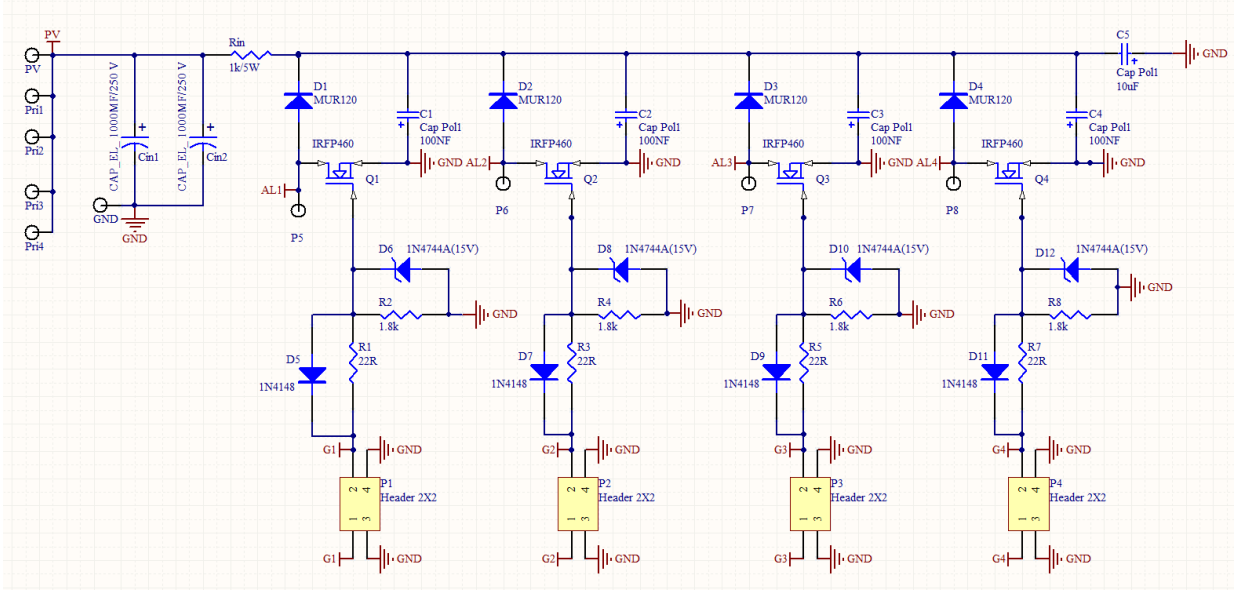
Figura B.1 – Imagem do protótipo



Fonte: (Autorial).

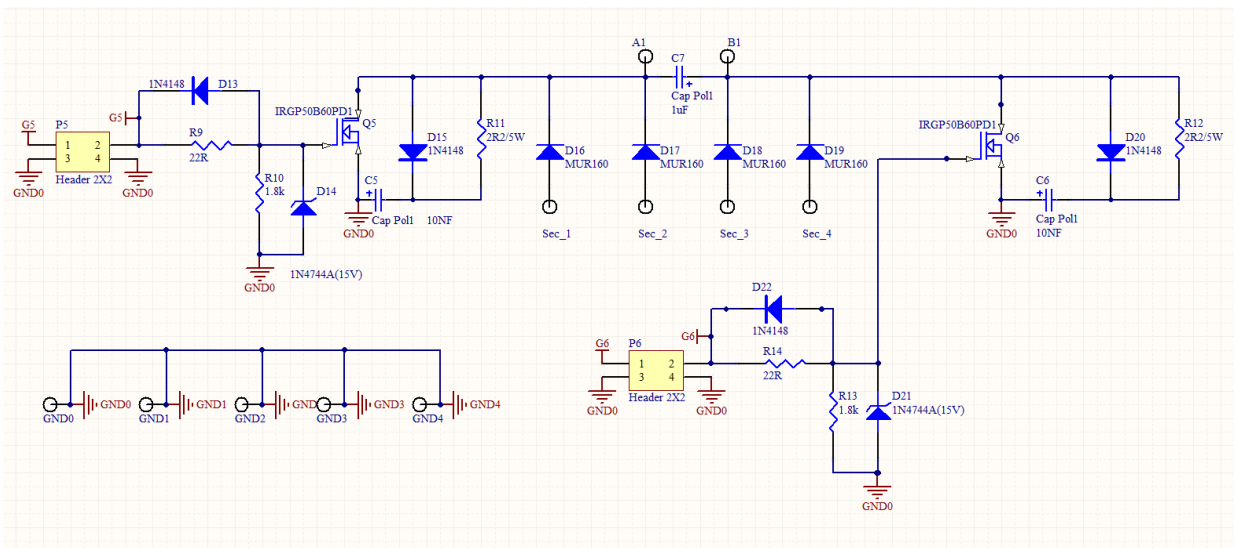
APENDICE C - ESQUEMÁTICO DOS CIRCUITOS DO CONVERSOR

Figura C.1 – Esquemático do circuito de potência, placa do primário.



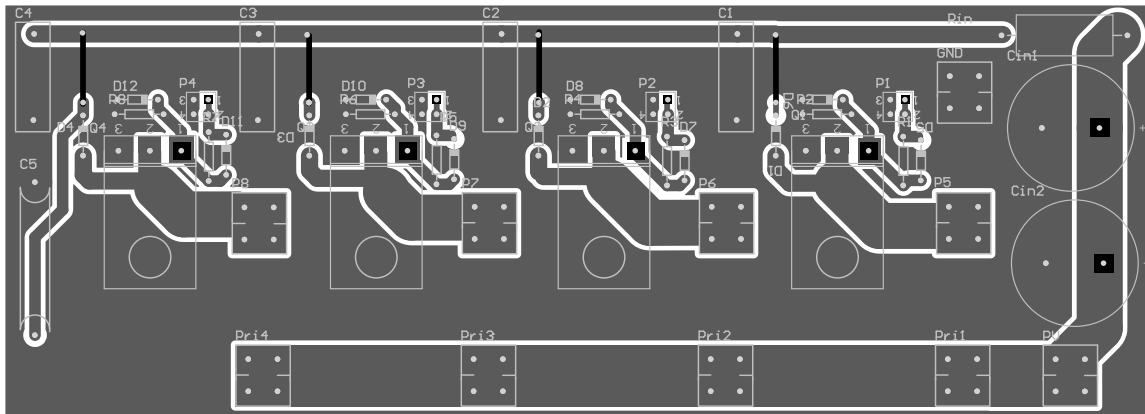
Fonte: (Austral).

Figura C.2 – Esquemático do circuito de potência, placa do secundário.



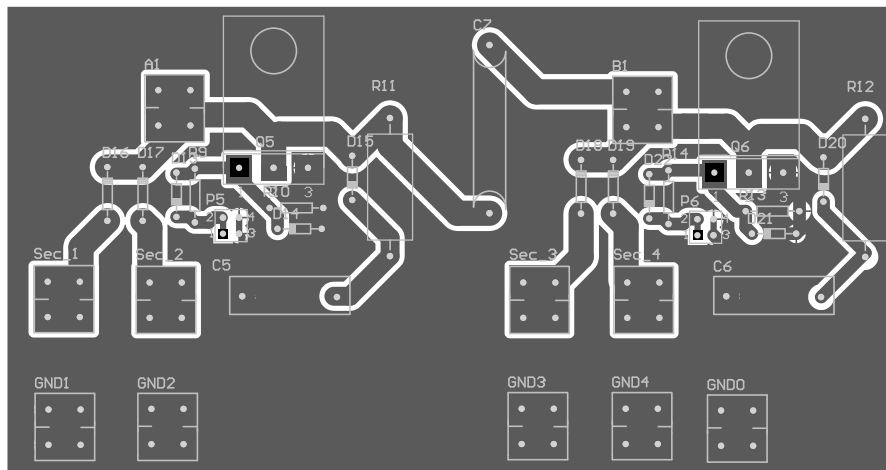
Fonte: (Austral).

Figura C.3 – PCB do circuito de potência, placa do primário.



Fonte: (Autorial).

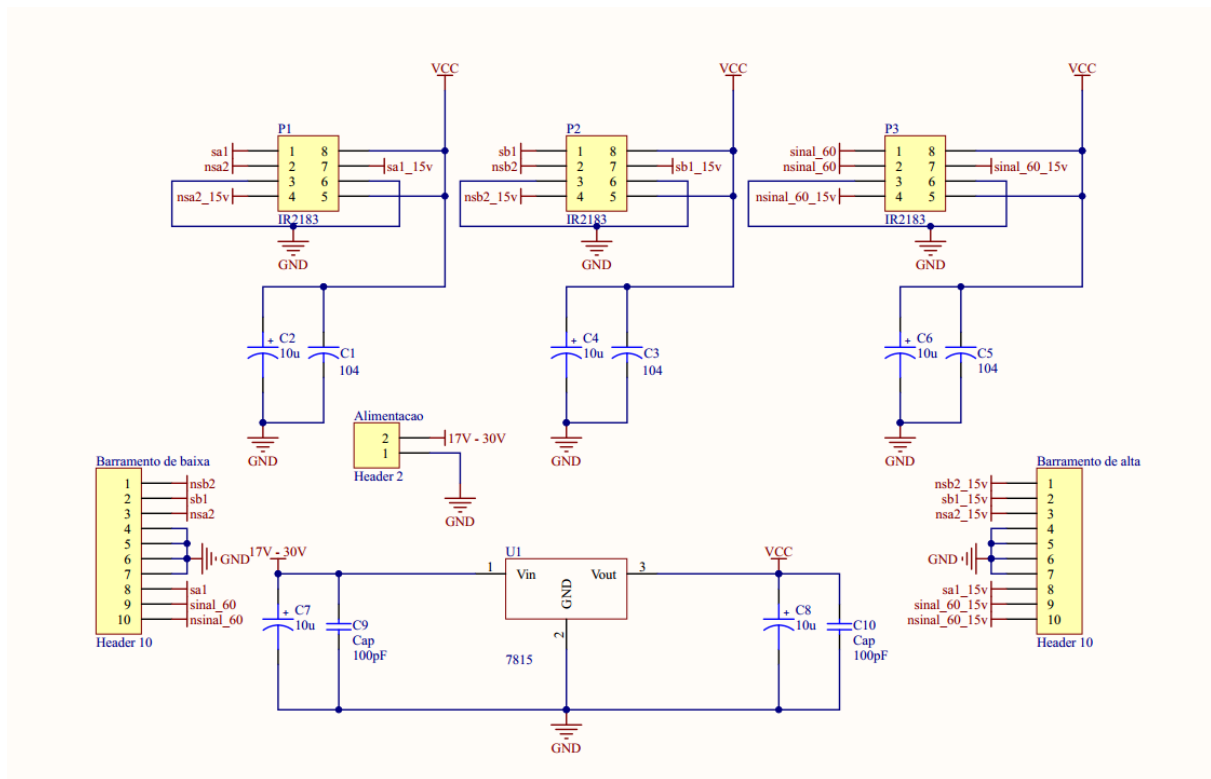
Figura C.3 – PCB do circuito de potência, placa do primário secundário.



Fonte: (Autorial).

APÊNDICE D - ESQUEMÁTICO DOS DRIVERS DE ACIONAMENTO

Figura D.1 – Esquemático do *driver* das chaves.



Fonte: (Autoral).

APÊNDICE E - LISTA DE MATERIAIS

Referência	Quant.	Descrição	Especificação
C _{in1} , C _{in2}	2	Capacitor Eletrolítico	2200 nF-100 V
C ₁ , C ₂ , C ₃ , C ₄ ,	4	Capacitor polipropileno	10 nF-400 V
C ₇	1	Capacitor polipropileno	1 µF – 400 V
C ₅	1	Capacitor polipropileno	10 µF – 100 V
D ₁ , D ₂ , D ₃ , D ₄ ,	4	Diodo MUR	120
D ₁₆ , D ₁₇ , D ₁₈ , D ₁₉ ,	4	Diodo MUR	160
Q ₁ , Q ₂ , Q ₃ , Q ₄ ,	4	MOSFET's	IRFP4710
Q ₅ , Q ₆	4	IGBT'S	IRGP50B60PD1
D ₅ ,D ₇ ,D ₉ , D ₁₁ ,D ₁₃ ,D ₂₂	6	Diodo Zenner	1N4148
D ₆ ,D ₈ ,D ₁₀ ,D ₁₂ ,D ₁₄ ,D ₂₁	6	Diodo Zenner	1N4744
R ₁ ,R ₃ ,R ₅ , R ₇ , R ₉ , R ₁₄	6	Resistores	22 Ω – 1/8 W
R ₂ ,R ₄ ,R ₆ , R ₈ , R ₁₀ , R ₁₃	6	Resistores	1.8 kΩ – 1/8 W
P _{pri1} , P _{pri2} , P _{pri3} , P _{pri4} , (2x2)	20	Conectores Faston Macho	2.5 mm ²
P _{pri1} , P _{pri2} , P _{pri3} , P _{pri4} , (2x2)	20	Conectores Faston Macho	2.5 mm ²
Sec ₁ , Sec ₂ , Sec ₃ , Sec ₄ , (2x2)	20	Conectores Faston Macho	2.5 mm ²
P ₁ -P ₆ (2x2)	20	Conectores Faston Macho	2.5 mm ²
-	80	Conectores Faston Fêmea –	2.5 mm ²
-		Fios	26 AWG
T ₁ , T ₂ , T ₃ , T ₄ ,	4	Núcleos de ferrite	EE – 30/14/15

Fonte: (Autoral).

APÊNDICE F – DEMONSTRATIVO DAS EQUAÇÕES

- **Corrente Média na Entrada no MIF $I_{in(med)}$**

$$i_{in(med)}(t) \cong \frac{1}{T_{sw}} \left[\int_0^{t_{sw1(on)}} \left(\frac{V_{in}}{L_{mp1}} \cdot t \right) d(\omega t) + \int_0^{t_{sw1(on)}} \left(\frac{V_{in}}{L_{mp2}} \cdot t \right) d(\omega t) \right] \quad (7.1)$$

$$i_{in(med)}(t) \cong \frac{2 \cdot V_{in}}{L_{mp1} \cdot T_{sw}} \cdot \left(\frac{t^2}{2} \Big|_0^{t_{sw1(on)}} \right) \cong \frac{V_{in}}{L_{mp1} \cdot T_{sw}} \cdot (D_{sw1(max)} \cdot sen(\omega t) \cdot T_{sw})^2 \quad (7.2)$$

$$i_{in(med)}(t) \cong \frac{V_{in} \cdot (D_{sw1(max)})^2 \cdot (sen(\omega t))^2}{L_{mp1} \cdot f_{sw}} \quad (7.3)$$

Pela forma de onda da Figura 3.13, têm-se:

$$I_{in(med)} \cong \left[\frac{1}{T_r} \cdot \int_0^{\pi} \frac{(D_{(max)})^2 \cdot V_{in}}{f_{sw} \cdot L_{mp1}} \cdot sen^2(\omega t) d(\omega t) \right] \cong \frac{(D_{(max)})^2 \cdot V_{in}}{\pi \cdot f_{sw} \cdot L_{mp1}} \cdot \left[\frac{\pi}{2} \right] \quad (7.4)$$

$$I_{in(med)} \cong \frac{(D_{(max)})^2 \cdot V_{in}}{2 \cdot f_{sw} \cdot L_{mp1}} \quad (7.5)$$

- **Corrente Eficaz na Entrada no MIF $I_{in(rms)}$**

$$i_{in(rms)}(t) \cong \sqrt{\frac{1}{T_{sw}} \left[\int_0^{t_{sw1(on)}} (i_{p1}(t))^2 \cdot dt + \int_0^{t_{sw2(on)}} (i_{p2}(t))^2 \cdot dt \right]^2} \quad (7.6)$$

$$\cong \sqrt{\frac{1}{T_{sw1}} \int_0^{t_{sw1(on)}} \left(\frac{V_{in} \cdot D_{sw1(max)} \cdot sen(\omega t)}{f_{sw} \cdot L_{mp1}} \right)^2 + \frac{1}{T_{sw2}} \int_0^{t_{sw2(on)}} \left(\frac{V_{in} \cdot D_{sw1(max)} \cdot sen(\omega t)}{f_{sw} \cdot L_{mp2}} \right)^2} \quad (7.7)$$

$$i_{in(rms)}(t) \cong \frac{2 \cdot (V_{in})^2}{T_{sw} \cdot L_{mp1}^2} \cdot \left(\frac{t^3}{3} \Big|_0^{t_{sw1(on)}} \right) \quad (7.8)$$

$$i_{in(rms)}(t) \cong \frac{2.V_{in}^2 \cdot (D_{(max)})^3 \cdot sen^3(\omega.t) \cdot T_{sw}^2}{3.L_{mp1}^2} \quad (7.9)$$

Pela forma de onda da Figura 3.13, têm-se:

$$I_{in(rms)} \cong \sqrt{\frac{1}{T_r} \int_0^{\pi} \left(\frac{2 \cdot (V_{in})^2 \cdot (D_{(max)})^3 \cdot sen^3(\omega.t) \cdot T_{sw}^2}{3.L_{mp1}^2} \right) d(\omega.t)} \quad (7.10)$$

$$I_{in(rms)} \cong \sqrt{\frac{2 \cdot (V_{in})^2 \cdot (D_{(max)})^3 \cdot T_{sw}^2}{3 \cdot \pi \cdot L_{mp1}^2} \left[\frac{4}{3} \right]} = \frac{V_{in}}{f_{sw} \cdot L_{mp1}} \sqrt{\frac{8 \cdot (D_{(max)})^3}{9 \cdot \pi}} \quad (7.11)$$

- **Cálculo de $I_{p1(rms)}$**

$$i_{p1(rms)}(t) \cong \sqrt{\frac{1}{T_{sw}} \int_0^{t_{sw1(on)}} \left(\frac{V_{in}}{L_{mp1}} \cdot t \right)^2 dt} = \sqrt{\frac{V_{in}^2}{T_{sw} \cdot L_{mp1}^2} \cdot \left(\frac{t^3}{3} \Big|_0^{t_{sw1(on)}} \right)} \quad (7.12)$$

$$i_{p1(rms)}(t) \cong \frac{V_{in}}{L_{mp1}} \cdot \sqrt{\frac{1}{T_{sw}} \cdot \frac{(t_{sw1(on)})^3}{3}} = \frac{V_{in}}{L_{mp1}} \cdot \sqrt{\frac{(D_{(max)})^3 \cdot sen^3(\omega.t) \cdot (T_{sw})^2}{3}} \quad (7.13)$$

$$i_{p1(rms)}(t) \cong \frac{V_{in}}{f_{sw} \cdot L_{mp1}} \cdot \sqrt{\frac{(D_{(max)})^3 \cdot sen^3(\omega.t)}{3}} \quad (7.14)$$

$$I_{p1(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T_r} \int_0^{\pi} \left(\frac{V_{in}}{f_{sw} \cdot L_{mp1}} \cdot \sqrt{\frac{(D_{(max)})^3 \cdot sen^3(\omega.t)}{3}} \right)^2 dt} \quad (7.15)$$

$$I_{p1(rms)} \cong \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \int_0^{\pi} \left(\left(\frac{V_{in}}{f_{sw} \cdot L_{mp1}} \right)^2 \cdot \frac{(D_{(max)})^3 \cdot sen^3(\omega.t)}{3} \right) dt} \quad (7.16)$$

$$I_{p1(rms)} \cong \frac{V_{in}}{f_{sw} \cdot L_{mp1}} \cdot \sqrt{\frac{1}{6 \cdot \pi} \cdot \left((D_{(max)})^3 \cdot \left(sen^3(\omega.t) \Big|_0^{\pi} \right) \right)} \quad (7.17)$$

$$I_{p1(\text{rms})} \cong \frac{V_{in}}{f_{sw} \cdot L_{mp1}} \cdot \sqrt{\frac{1}{6 \cdot \pi} \cdot \left((D_{(\text{max})})^3 \cdot \left[\frac{4}{3} \right] \right)} \quad (7.18)$$

$$I_{p1(\text{rms})} \cong \frac{2 \cdot V_{in}}{f_{sw} \cdot L_{mp1}} \cdot \sqrt{\frac{(D_{(\text{max})})^3}{18 \cdot \pi}} \quad (7.19)$$

- **Cálculo de $I_{p1(\text{med})}$**

$$i_{p1(\text{med})}(t) \cong \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{t_{sw1(\text{on})}} \left(\frac{V_{in}}{L_{mp1}} \cdot t \right) dt \quad (7.20)$$

$$i_{p1(\text{med})}(t) \cong \frac{1}{T_{sw}} \cdot \frac{V_{in}}{L_{mp1}} \cdot \frac{(t_{sw1(\text{on})})^2}{2} \quad (7.21)$$

$$i_{p1(\text{med})}(t) \cong \frac{V_{in} \cdot (D_{(\text{max})})^2 \cdot \text{sen}^2(\omega \cdot t)}{2 \cdot L_{mp1} \cdot f_{sw}} \quad (7.22)$$

$$I_{p1(\text{med})} = \frac{1}{T_r} \cdot \int_0^{\pi} \left(\frac{V_{in} \cdot (D_{(\text{max})})^2 \cdot \text{sen}^2(\omega \cdot t)}{2 \cdot L_{mp1} \cdot f_{sw}} \right) \cdot dt \quad (7.23)$$

$$I_{p1(\text{med})} = \frac{V_{in} \cdot (D_{(\text{max})})^2}{2 \cdot L_{mp1} \cdot f_{sw} \cdot T_r} \cdot \int_0^{\pi} (\text{sen}^2(\omega \cdot t)) \cdot dt \quad (7.24)$$

$$I_{p1(\text{med})} = \frac{V_{in} \cdot (D_{(\text{max})})^2}{2 \cdot L_{mp1} \cdot f_{sw} \cdot 2\pi} \cdot \left(\frac{\pi}{2} \right) = \frac{V_{in} \cdot (D_{(\text{max})})^2}{8 \cdot L_{mp1} \cdot f_{sw}} \quad (7.25)$$

- **Resistência Efetiva Do MIF (R_{e_fly})**

$$R_{e_fly} = \frac{V_{in}}{I_{in(\text{med})}} = \frac{V_{in}}{\left(\frac{V_{in} \cdot (D_{(\text{max})})^2}{2 \cdot f_{sw} \cdot L_{mp1}} \right)} = \frac{2 \cdot L_{mp1}}{(D_{(\text{max})})^2 \cdot T_{sw}} \quad (7.26)$$

E a resistência efetiva de cada *flyback*, é visto na equação (3.61)

$$R_{e_fly1} = \frac{V_{in}}{I_{p1(med)}} = \frac{V_{in}}{\left(\frac{V_{in} \cdot (D_{(max)})^2}{8 \cdot f_{sw} \cdot L_{mp1}} \right)} = \frac{8 \cdot L_{mp1}}{(D_{(max)})^2 \cdot T_{sw}} \quad (7.27)$$

Relacionando a equação (3.60) e a (3.61), têm-se a (3.62)

$$\frac{R_{e_fly1}}{R_{e_fly}} = \frac{\frac{8 \cdot L_{mp1}}{(D_{(max)})^2 \cdot T_{sw}}}{\frac{2 \cdot L_{mp1}}{(D_{(max)})^2 \cdot T_{sw}}} = 4 \quad (7.28)$$

$$R_{e_fly1} \cong 4 \cdot R_{e_fly} \quad (7.29)$$

- **Ganho Estático da Tensão (G_v)**

Sabe-se que a potência média ($P_{in(med)}$) na entrada do conversor é igual a potência média na saída ($P_{o(med)}$) do conversor como mostra a equação (3.70).

$$P_{in(med)} = P_{o(med)} \quad (7.30)$$

$$V_{in} \cdot I_{in(med)} = \frac{(V_{o(rms)})^2}{R_o} \quad (7.31)$$

$$V_{o(rms)} = \frac{(V_{in(med)})^2 \cdot R_o}{R_{eq_fly}} \quad (7.32)$$

Substituindo (3.60) em (3.72) e fazendo as devidas simplificações matemáticas, obtém-se (3.10), que representa a tensão eficaz de saída do conversor no modo de condução descontínuo.

$$V_{o(rms)} = V_{in} \cdot D_{(max)} \cdot \sqrt{\frac{R_o}{2 \cdot L_{mp1} \cdot f_{sw}}} \quad (7.33)$$

Como:

$$V_{o(rms)} = R_o \cdot I_{o(rms)} \quad (7.34)$$

Para determinar o ganho estático de tensão, usa-se a

$$G_v = \frac{V_{o(rms)}}{V_{in(ved)}} \cong \frac{I_{in(ved)}}{I_{o(rms)}} \cong D_{(max)} \cdot \sqrt{\frac{R_o}{2 \cdot L_{mp} \cdot f_{sw}}} \cong D_{(max)} \cdot \sqrt{\frac{V_{o(rms)}}{2 \cdot L_{mp} \cdot f_{sw} \cdot I_{o(rms)}}} \quad (7.35)$$

- **Ganho Estático da Corrente (G_{vi})**

$$\begin{aligned} R_o \cdot I_{o(rms)} &\cong V_{in(ved)} \cdot D_{(max)} \cdot \sqrt{\frac{R_o}{2 \cdot L_{mp} \cdot f_{sw}}} \\ \frac{I_{o(rms)}}{V_{in(ved)}} &\cong \frac{D_{(max)}}{R_o} \cdot \sqrt{\frac{R_o}{2 \cdot L_{mp} \cdot f_{sw}}} = \frac{D_{(max)}}{\sqrt{(R_o)^2}} \cdot \sqrt{\frac{R_o}{2 \cdot L_{mp} \cdot f_{sw}}} \\ G_{iv} &\cong \frac{I_{o(rms)}}{V_{in(ved)}} \cong \frac{D_{(max)}}{\sqrt{2 \cdot L_{mp} \cdot f_{sw} \cdot R_o}} \end{aligned} \quad (7.36)$$

- **Tensão na Carga ($V_{o(rms)}$)**

$$v_o(\omega t) \cong V_{in} \cdot D_{(max)} \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot \sqrt{\frac{R_o}{L_{mp} \cdot f_{sw}}} \quad (7.37)$$

$$V_{o(rms)} \cong \sqrt{\frac{1}{T_r} \cdot \int_0^T (v_o(\omega t))^2 \cdot d(\omega t)} \quad (7.38)$$

$$V_{o(rms)} \cong \sqrt{\frac{1}{T_r} \cdot \int_0^T \left(V_{in} \cdot D_{(max)} \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot \sqrt{\frac{R_o}{L_{mp} \cdot f_{sw}}} \right)^2 \cdot d(\omega t)} \quad (7.39)$$

$$V_{o(rms)} \cong \sqrt{\frac{(V_{in})^2 \cdot (D_{(max)})^2 \cdot R_o}{2\pi \cdot L_{mp} \cdot f_{sw}} \cdot \pi} = V_{in} \cdot D_{(max)} \cdot \sqrt{\frac{R_o}{2 \cdot L_{mp} \cdot f_{sw}}} \quad (7.40)$$

Para calcular o Valor máximo da tensão.

$$V_{o(rms)} \cong V_{o(rms)} \cdot \sqrt{2} \quad (7.41)$$

$$V_{o(max)} \cong \sqrt{\frac{(V_{in})^2 \cdot (D_{(max)})^2 \cdot R_o}{2 \cdot L_{mp} \cdot f_{sw}}} \cdot \sqrt{2} = \sqrt{\frac{2 \cdot (V_{in})^2 \cdot (D_{(max)})^2 \cdot R_o}{2 \cdot L_{mp} \cdot f_{sw}}} \quad (7.42)$$

$$V_{o(max)} \cong V_{in} \cdot D_{(max)} \cdot \sqrt{\frac{R_o}{L_{mp} \cdot f_{sw}}}$$

- **Corrente na Carga ($I_{o(rms)}$)**

$$V_{o(rms)} = R_o \cdot I_{o(rms)} \quad (7.43)$$

$$R_o \cdot I_{o(rms)} \cong V_{in(med)} \cdot D_{(max)} \cdot \sqrt{\frac{R_o}{2 \cdot L_{mp} \cdot f_{sw}}}$$

$$\frac{I_{o(rms)}}{V_{in(med)}} \cong \frac{D_{(max)}}{R_o} \cdot \sqrt{\frac{R_o}{2 \cdot L_{mp} \cdot f_{sw}}} = \frac{D_{(max)}}{\sqrt{(R_o)^2}} \cdot \sqrt{\frac{R_o}{2 \cdot L_{mp} \cdot f_{sw}}} \quad (7.44)$$

$$I_{o(rms)} \cong V_{in(med)} \cdot \frac{D_{(max)}}{\sqrt{2 \cdot L_{mp} \cdot f_{sw} \cdot R_o}}$$

- **Potência de Saída ($P_{o(med)}$)**

$$p_o(\omega t) \cong v_o(\omega t) \cdot i_o(\omega t) \quad (7.45)$$

$$p_o(\omega t) \cong V_{in} \cdot D(\omega t) \cdot \sqrt{\frac{R_o}{L_{mp} \cdot f_{sw}}} \cdot V_{in} \cdot \frac{D(\omega t)}{\sqrt{2 \cdot L_{mp} \cdot f_{sw} \cdot R_o}} \quad (7.46)$$

$$p_o(\omega t) \cong \frac{V_{in}^2 \cdot (D_{(max)})^2 \cdot \text{sen}^2(\omega t)}{f_{sw} \cdot L_{mp1}} \cong \frac{V_{in}^2 \cdot (D_{(max)})^2 \cdot [1 - \cos(2\omega t)]}{f_{sw} \cdot L_{mp1}} \quad (7.47)$$