

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA  
CENTRO DE TECNOLOGIA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Fernando Beltrame

**METODOLOGIA DE PROJETO OTIMIZADO DE CONVERSORES  
ESTÁTICOS APLICADOS A SISTEMAS FOTOVOLTAICOS**

Santa Maria, RS  
2017



**Fernando Beltrame**

**METODOLOGIA DE PROJETO OTIMIZADO DE CONVERSORES ESTÁTICOS  
APLICADOS A SISTEMAS FOTOVOLTAICOS**

Tese apresentada ao Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do título de **Doutor em Engenharia Elétrica**.

Orientador: Prof. Dr. José Renes Pinheiro  
Coorientador: Dr. Hamiltom Confortin Sartori

Santa Maria, RS, Brasil  
2017

Ficha catalográfica elaborada através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Central da UFSM, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

Beltrame, Fernando  
METODOLOGIA DE PROJETO OTIMIZADO DE CONVERSORES  
ESTÁTICOS APLICADOS A SISTEMAS FOTOVOLTAICOS / Fernando  
Beltrame.- 2017.  
205 p.; 30 cm

Orientador: José Renes Pinheiro  
Coorientador: Hamiltom Confortin Sartori  
Tese (doutorado) - Universidade Federal de Santa  
Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia Elétrica, RS, 2017

1. Engenharia Elétrica 2. Eletrônica de Potência 3.  
Conversores Estáticos 4. Sistemas Fotovoltaicos I.  
Pinheiro, José Renes II. Confortin Sartori , Hamiltom  
III. Título.

---

© 2017

Todos os direitos autorais reservados a Fernando Beltrame. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita mediante a citação da fonte.

Endereço: Av. Bráulio de Oliveira, 155. Santa Rosa, RS, 98900-000.

Fone (055) 99628-7801; Endereço eletrônico: fernando.beltrame@iffarroupilha.edu.br

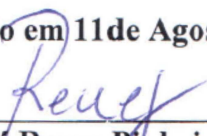
---

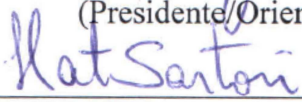
Fernando Beltrame

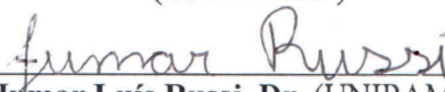
**METODOLOGIA DE PROJETO OTIMIZADO DE CONVERSORES ESTÁTICOS  
APLICADOS A SISTEMAS FOTOVOLTAICOS**

Tese apresentada ao Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do título de **Doutor em Engenharia Elétrica**.

Aprovado em 11 de Agosto de 2017:

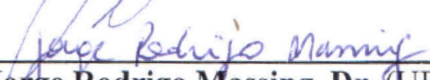
  
\_\_\_\_\_  
**José Renes Pinheiro, Dr.**  
(Presidente/Orientador)

  
\_\_\_\_\_  
**Hamilton Confortin Sartori, Dr. (URI)**  
(Coorientador)

  
\_\_\_\_\_  
**Jumar Luís Russi, Dr. (UNIPAMPA)**

  
\_\_\_\_\_  
**Fabrício Hoff Dupont, Dr. (UNOCHAPECÓ)**

  
\_\_\_\_\_  
**José Eduardo Baggio, Dr. (UFSM)**

  
\_\_\_\_\_  
**Jorge Rodrigo Massing, Dr. (UFSM)**

Santa Maria, RS

2017



## AGRADECIMENTOS

Agradeço especialmente ao professor José Renes Pinheiro, por ter me concedido a oportunidade da realização deste trabalho sob a sua orientação, pelo exemplo de dedicação profissional, pelos preciosos conhecimentos que pude adquirir ao trabalhar ao seu lado, pelos seus conselhos, pela sua amizade e paciência.

Aos coorientadores e demais professores do GEPOC, pela amizade, conhecimento e experiência transmitidos no decorrer do Doutorado, contribuindo de forma relevante na elaboração deste trabalho.

Aos colegas do GEPOC, Fabrício Dupont, Jonatan Zientarsky, Hamiltom Sartori, Leandro Roggia, Cleber Zanatta, Diorge Zambra, Paulo Ficagna, Jumar Russi, Adriano Toniollo, Rafael Beltrame Concatto, Diogo Brum, Rafael Engleitner, Tiago Rampelotto, Luccas Kunzler, Márcio Sari, Huesley Hoppen, Renan Piveta, Leonardo Bertagnolli, Fabrício Cazakevicius, Everton Cooco, Tadeu Vargas, Guilherme Sebastião, Henrique Figueira, Ronaldo Guisso, Julian Giacomini, Antônio Spencer, Antônio Bordini, Rafael Scapini, Julio Maragano, Josemar Quevedo, João Manuel Lenz, Vagner Ayres e Rodrigo Krug que de alguma forma colaboraram com o desenvolvimento deste trabalho e pelos fortes laços de amizade criados entre nós.

Aos amigos do NUPEDDEE, da PPGEE, à Universidade Federal de Santa Maria e à CAPES pelo apoio financeiro indispensável para a realização de uma pesquisa de qualidade.

Aos meus pais, Públio e Elisabete, aos meus irmãos Douglas e Rafael, e a toda minha família, pelos ensinamentos que carregarei por toda a vida, pela confiança e pelo amor em mim depositado. Dedico-o também a minha esposa Grazielle e filha Helena, que dão um sentido especial à minha existência e têm me proporcionado grandes momentos de alegria.

Em especial, gostaria de agradecer à tia Edite Beltrame que sempre me apoiou e incentivou a realizar este trabalho. Gostaria também de agradecer ao amigo e Engenheiro Civil Gelso Souza pelas longas, motivadoras e prazerosas conversas de engenheiro que tivemos por alguns anos de minha formação acadêmica.

À Deus.





## RESUMO

### **METODOLOGIA DE PROJETO OTIMIZADO DE CONVERSORES ESTÁTICOS APLICADOS A SISTEMAS FOTOVOLTAICOS**

AUTOR: Fernando Beltrame  
ORIENTADOR: Prof. Dr. José Renes Pinheiro  
COORIENTADOR: Dr. Hamiltom Confortin Sartori

Esse trabalho propõe uma metodologia de projeto otimizada para conversores estáticos aplicados a sistemas onde a energia processada pelos mesmos é intermitente e/ou variável ao longo do tempo. Será demonstrado que nesses casos, não basta projetar o conversor para que se tenha a máxima eficiência na potência nominal do sistema, em um pior caso ou em um ponto previamente definido. Na maior parte do tempo, estes conversores irão operar em diversas outras regiões de processamento de carga. Dessa forma, a metodologia proposta levará em consideração o comportamento desta energia processada pelo conversor. A maximização de uma equação que represente esse comportamento, em conjunto com a minimização do volume de um conversor *Boost* CC/CC, utilizado na etapa de rastreamento da máxima potência de um sistema fotovoltaico, serão os critérios a serem otimizados pela metodologia. A busca pela solução ideal será realizada através de um método de varredura de parâmetros de projeto como ondulação de corrente do indutor, frequência de chaveamento, ondulação de tensão de saída e densidade de corrente. Um banco de dados com diversas opções de núcleos magnéticos, semicondutores e capacitores será utilizado para que diferentes possibilidades de projetos sejam testadas. Para estudo de caso, a metodologia será aplicada a um sistema fotovoltaico, considerando os dados estatísticos de irradiação solar da estação meteorológica de São Martinho da Serra/RS.

Palavras-Chave: Conversores estáticos. Eficiência energética. Energia processada variável. Metodologia de projeto. Solução ótima. Volume.



## **ABSTRACT**

### **OPTIMIZED DESIGN METHODOLOGY OF STATIC CONVERTERS APPLIED TO PHOTOVOLTAIC SYSTEMS**

AUTHOR: Fernando Beltrame  
ADVISOR: Prof. Dr. José Renes Pinheiro  
CO-ADIVISOR: Dr. Hamiltom Confortin Sartori

This work proposes an optimized design methodology for static converters applied to systems where the processed energy is discontinuous and/or variable over time. It will be demonstrated that in these cases, it is not just to design the converter in order to have the maximum efficiency at the rated power of the system, in the worst case or a previously defined point. In most of the time, these converters will operate in several other load processing regions. Thus, the proposed methodology will take into account the behavior of this energy processed by the converter. The maximization of an equation that represents this behavior, together with the minimization of the Boost DC / DC converter volume, working as tracking of the maximum power of a photovoltaic system, will be the criteria to be optimized by this methodology. The search for the ideal solution will be performed through a sweeping of design parameters such as inductor current ripple, switching frequency, output voltage ripple and current density. A database with several magnetic cores, semiconductors and capacitors will be used for different design can be tested. For case study, the methodology will be applied to a photovoltaic system, considering the statistical data of solar irradiation from the meteorological station of São Martinho da Serra / RS.

Keywords: Design methodology. Energy efficiency. Optimal solution. Static converters. Variable processed energy. Volume.



## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 - Previsão do consumo mundial de energia.....	27
Figura 1.2 – Esquemas básicos de sistemas fotovoltaicos conectado à rede.....	31
Figura 1.3 - Configurações básicas de sistemas PV conectados à rede.....	33
Figura 1.4 - Configuração módulo integrado ou módulo CA. ....	33
Figura 1.5 - Potência de saída de um módulo PV em um dia de verão em Nápoles, Itália.....	38
Figura 1.6 - Valores máximos de irradiação diária na cidade de São Martinho da Serra - RS.....	41
Figura 2.1 - Conversor <i>Boost</i> ligado ao painel fotovoltaico.....	45
Figura 2.2 - Circuito equivalente de um módulo fotovoltaico. ....	46
Figura 2.3 - Curva característica $I \times V$ do painel fotovoltaico, modelo KD210GX-LPU. ....	48
Figura 2.4 - Variação da tensão em torno do ponto de PMP.....	49
Figura 2.5 - Tensão, corrente e potência do painel PV em um período de chaveamento. ....	49
Figura 2.6 - Modelo de pequenos sinais no ponto de máxima potência.....	51
Figura 2.7 - Comportamento da $R_{ESR}$ do capacitor em função da temperatura e frequência....	54
Figura 2.8 - Ondulação de tensão sobre o capacitor de saída do conversor <i>Boost</i> .....	55
Figura 2.9 - Curvas de magnetização para do material <i>Kool M<math>\mu</math></i> . ....	57
Figura 2.10 - Variação da permeabilidade em função da variação do nível CC - <i>Kool M<math>\mu</math></i> ....	57
Figura 2.11 - Curva para seleção de núcleos para o material <i>Kool M<math>\mu</math></i> .....	59
Figura 2.12 - Curva das perdas para o material <i>Kool M<math>\mu</math></i> para permeabilidade de 26 e 40 $\mu$ . ..	62
Figura 2.13 - Corrente de comutação de diferentes tecnologias de diodos. ....	70
Figura 2.14 - Aspectos construtivos do semiconductor do tipo <i>CoolMOS</i> . ....	71
Figura 2.15 - Resistência de condução do MOSFET <i>CoolMOS</i> e convencional. ....	71
Figura 2.16 - $V_f \times I_f$ para o diodo 15ETH06. ....	72
Figura 2.17 - Tensão dreno-fonte do MOSFET IRFP460A. ....	73
Figura 2.18 - Etapa de condução e comutação do MOSFET semiconductor.....	74
Figura 2.19 - Etapa de recuperação reversa do diodo semiconductor.....	75
Figura 2.20 - $Q_{rr}$ do diodo 15ETH06.....	75
Figura 2.22 - Circuito térmico equivalente de um dispositivo semiconductor. ....	76
Figura 2.23 - Circuito térmico equivalente do interruptor e diodo em um único dissipador. ..	78
Figura 2.24 - Correção da resistência térmica para outros comprimentos de dissipadores.....	79
Figura 2.25 - Variação da resistência térmica com a diferença de temperatura.....	80
Figura 3.1 - Fluxograma resumido da metodologia de projeto proposta.....	86
Figura 3.2 - Matriz resultante da metodologia de projeto. ....	89
Figura 3.3 - Universo de soluções resultantes para material <i>Kool M<math>\mu</math></i> .....	91
Figura 3.4 - Universo de soluções resultantes para material magnético <i>High-Flux</i> .....	92
Figura 3.5 - Universo de soluções resultantes para material magnético MPP. ....	93
Figura 3.6 - Comparação das curvas de eficiência dos projetos investigados.....	95
Figura 3.7 - Comparação das perdas no magnético para os projetos investigados. ....	95
Figura 3.8 - Perdas percentuais dos projetos discutidos.....	96
Figura 3.9 - Eficiências resultantes dos projetos ótimos selecionados por $\eta_w$ .....	100
Figura 3.10 - Volumes resultante dos projetos ótimos selecionados por $\eta_w$ .....	101
Figura 3.11 - Volumes percentuais resultante das soluções selecionadas por $\eta_w$ .....	101
Figura 3.12 - Perdas percentuais dos componentes das soluções selecionadas por $\eta_w$ . ....	101
Figura 3.13 - Curvas de magnetização para do material <i>High-Flux</i> .....	102
Figura 3.14 - Volumes percentuais resultante das soluções selecionadas pelo volume.....	104
Figura 3.15 - Perdas percentuais dos componentes das soluções selecionadas pelo volume.....	104
Figura 3.16 - Volumes resultantes dos projetos ótimos selecionados somente pelo volume. ....	105
Figura 3.17 - Eficiências resultantes dos projetos selecionados pelo volume.....	106

Figura 4.1 - Eficiências resultantes dos projetos ótimos selecionados pela $f_{obj}$ .....	117
Figura 4.2 - Volumes resultantes dos projetos ótimos selecionados pela $f_{obj}$ .....	118
Figura 4.3 - Volumes percentuais resultante das soluções selecionadas pela $f_{obj}$ .....	119
Figura 4.4 - Perdas percentuais dos componentes das soluções selecionadas pela $f_{obj}$ .....	119
Figura 4.5 - Perdas percentuais nos indutores dos projetos selecionadas pela $f_{obj}$ .....	120
Figura 4.6 - Perdas percentuais do interruptor dos projetos selecionadas pela $f_{obj}$ .....	120
Figura 4.7 - Perdas percentuais nos diodos dos projetos selecionadas pela $f_{obj}$ .....	120
Figura 4.8 - Comparação das perdas nos indutores para diferentes projetos.....	121
Figura 4.9 - Comparação das perdas no interruptor para diferentes projetos.....	121
Figura 4.10 - Comparação das perdas no diodo para diferentes projetos.....	122
Figura 4.11 - Fonteira de <i>Pareto</i> -Ótimo para material magnético MPP.....	130
Figura 4.12 - Volumes percentuais das soluções selecionadas pela 5ª proposta.....	134
Figura 4.13 - Perdas percentuais das soluções selecionadas pela 5ª proposta.....	134
Figura 4.14 - Comparação das soluções resultantes para diferentes metodologias.....	135
Figura 5.1 - Conversor <i>Boost</i> com dois interruptores em paralelo.....	137
Figura 5.2 - Conversor <i>Boost</i> com duas células em paralelo.....	138
Figura 5.3 - Corrente de entrada ( $i_{in}$ ) e nos indutores ( $i_{L1}$ e $i_{L2}$ ) do <i>Boost</i> Intercalado.....	138
Figura 5.4 - Perdas totais das soluções considerando o material <i>Kool Mu</i> .....	143
Figura 5.5 - Volumes totais das soluções considerando o material <i>Kool Mu</i> .....	143
Figura 5.6 - Volumes percentuais das soluções considerando o material <i>Kool Mu</i> .....	144
Figura 5.7 - Perdas percentuais das soluções considerando o material <i>Kool Mu</i> .....	144
Figura 5.8 - Soluções resultantes do intercalamento de células - <i>Kool Mu</i> .....	145
Figura 5.9 - Volumes percentuais das soluções considerando o material <i>High-Flux</i> .....	147
Figura 5.10 - Perdas percentuais das soluções considerando o material <i>High-Flux</i> .....	147
Figura 5.11 - Soluções resultantes do intercalamento de células - <i>High-Flux</i> .....	148
Figura 5.12 - Volumes percentuais das soluções considerando o material MPP.....	151
Figura 5.13 - Perdas percentuais das soluções considerando o material MPP.....	151
Figura 5.14 - Soluções resultantes do intercalamento de células - MPP.....	152
Figura 5.15 - Volumes percentuais das soluções considerando o material ferrite.....	154
Figura 5.16 - Perdas percentuais resultantes do intercalamente para o material ferrite.....	154
Figura 5.17 - Perdas percentuais do intercalamente para o material ferrite e MPP.....	155
Figura 5.18 - Soluções resultantes do intercalamento de células - Ferrite.....	156
Figura 5.19 - Comparação dos volumes dos indutores.....	158
Figura 6.1 - Rendimento do conversor em 300 W, 75 kHz e razão cíclica de 0,7.....	161
Figura 6.2 - Temperatura do núcleo em 300 W, 75 kHz e razão cíclica de 0,7.....	162
Figura 6.3 - Temperatura do dissipador em 300 W, 75 kHz e razão cíclica de 0,7.....	163
Figura 6.4 - Conversor <i>Boost</i> operando à plena carga.....	167
Figura 6.5 - Rendimentos obtidos da solução I.....	167
Figura 6.6 - Curva de eficiência simulada e experimental da solução I.....	168
Figura 6.7 - Imagem térmica do interruptor e do diodo para solução I.....	169
Figura 6.8 - Resultados simulados e experimentais da solução II.....	170
Figura 6.9 - Resultados simulados e experimentais da solução III.....	170
Figura 6.10 - Resultados simulados e experimentais da solução IV.....	170
Figura 6.11 - Curvas de eficiência estimadas e medidas das soluções da Tabela 6.9.....	173
Figura 6.12 - Eficiência medida para os seis pontos de carga da solução V.....	174
Figura 6.13 - Imagem térmica dos componentes do conversor operando à plena carga.....	175
Figura 6.14 - Valores médios anuais de irradiação e temperatura - São Martinho da Serra.....	178
Figura 6.15 - Curvas de eficiência do projeto convencional e proposto.....	179

## LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 - Parâmetros do módulo fotovoltaico modelo KD210GX-LPU.....	48
Tabela 2.2 - Condições de teste para situação analisada. ....	50
Tabela 2.3 - Transferência de energia do painel em função da variação de tensão.....	50
Tabela 2.4 - Máxima ondulação de tensão em função de $K_{pv}$ . ....	53
Tabela 3.1 - Energia anual do módulo fotovoltaico KD210GX-LPU - São Martinho da Serra. ....	85
Tabela 3.2 - Parâmetros do projeto.....	90
Tabela 3.3 - Parâmetros do projeto selecionado para o material <i>Kool Mu</i> . ....	91
Tabela 3.4 - Parâmetros do projeto selecionado para o material <i>High-Flux</i> . ....	92
Tabela 3.5 - Parâmetros do projeto ótimo selecionado para o material MPP. ....	93
Tabela 3.6 - Soluções selecionadas para os diferentes materiais magnéticos. ....	95
Tabela 3.7 - Semicondutores considerados adicionados. ....	99
Tabela 3.8 - Parâmetros dos projetos ótimos selecionados por $\eta_w$ . ....	100
Tabela 3.9 - Parâmetros dos projetos ótimos selecionados pelo volume mínimo. ....	103
Tabela 4.1 - Componentes pré-selecionados para o ponto de operação (52,5 kHz @ 12%)..	113
Tabela 4.2 - Valores de $\eta_w$ para os indutores pré-selecionados. ....	113
Tabela 4.3 - Volumes resultantes dos indutores pré-selecionados. ....	113
Tabela 4.4 - Valores máximos e mínimos de $\eta_w$ e volume para projeto do indutor. ....	114
Tabela 4.5 - Valores normalizados da variável $\eta_w$ .....	114
Tabela 4.6 - Valores normalizados da variável volume. ....	114
Tabela 4.7 - Valores da $f_{obj}$ para $\alpha = 0,3$ . ....	115
Tabela 4.8 - Nº de núcleos, <i>part number</i> e condutor selecionados para cada valor de $\alpha$ . ....	115
Tabela 4.9 - Máximos e mínimos de $\eta_w$ e volume (52,5 kHz @ 12%). ....	116
Tabela 4.10 - Resultados dos 21 pré-projetos do ponto de operação (52,5 kHz @ 12%).....	116
Tabela 4.11 - Parâmetros dos pré-projetos selecionados pela $f_{obj}$ . ....	117
Tabela 4.12 - Comparação dos resultados para diferentes formas de seleção do projeto. ....	118
Tabela 4.13 - Comparação das soluções com $J$ fixo ou selecionável.....	123
Tabela 4.14 - Soluções selecionados variando-se $J$ .....	124
Tabela 4.15 - Soluções selecionadas por diferentes formas de seleção de $\alpha$ . ....	125
Tabela 4.16 - $\alpha$ selecionados individualmente para os três materiais magnéticos. ....	126
Tabela 4.17 - Soluções selecionadas considerando $\alpha$ individualizado. ....	126
Tabela 4.18 - Valores de $\eta_w$ e volume para projeto analisado. ....	127
Tabela 4.19 - Valores máximos e mínimos de $\eta_w$ e volume para projeto analisado. ....	127
Tabela 4.20 - Valores da Tabela 4.18 normalizados. ....	128
Tabela 4.21 - Comparação das soluções considerando volume ou $\rho$ . ....	129
Tabela 4.22 - Soluções selecionadas pela densidade de potência. ....	129
Tabela 4.23 – Soluções resultantes a partir da variação da ondulação de tensão de saída.....	132
Tabela 4.24 - Comparação dos resultados de simulação. ....	133
Tabela 5.1 - Soluções selecionadas para material magnético do tipo <i>Kool Mu</i> . ....	142
Tabela 5.2 - Soluções selecionadas para material magnético do tipo <i>High-Flux</i> .....	146
Tabela 5.3 - Volumes ocupados pelos componentes selecionados. ....	147
Tabela 5.4 - Soluções selecionadas para material magnético do tipo MPP. ....	149
Tabela 5.5 - Volumes ocupados pelos componentes selecionados considerando MPP. ....	150
Tabela 5.6 - Soluções selecionadas para material magnético do tipo Ferrite.....	153
Tabela 5.7 - Volumes ocupados pelos componentes selecionados considerando ferrite. ....	153
Tabela 5.8 - Comparação dos resultados de simulação. ....	157
Tabela 6.1 - Parâmetros do conversor <i>Boost</i> utilizada para validação experimental. ....	159
Tabela 6.2 - Rendimento do conversor – Resultados simulados e experimentais.....	160
Tabela 6.3 - Temperaturas simuladas e experimentais do indutor. ....	161

Tabela 6.4 - Temperaturas simuladas e experimental do dissipador. ....	163
Tabela 6.5 - Parâmetros de projeto para obtenção dos resultados experimentais.....	165
Tabela 6.6 - Soluções selecionadas e avaliadas experimentalmente. ....	166
Tabela 6.7 - Valores de temperatura do interruptor e do diodo da solução I.....	169
Tabela 6.8 - Comparação de $\eta_w$ calculado e experimental.....	169
Tabela 6.9 - Parâmetros das soluções avaliadas experimentalmente.....	172
Tabela 6.10 - Informações do ponto de operação dos conversores. ....	177
Tabela 6.11 - Energia anual gerada por três módulos PV em São Martinho da Serra.....	178
Tabela 6.12 - Cálculo da energia dissipada pelas metodologias de projeto.....	179
Tabela 6.13 - Energia desperdiçada por cada metodologia de projeto. ....	180
Tabela 6.14 - Impacto da variação da frequência sobre $\eta_w$ do conversor. ....	181
Tabela 6.15 - Resultados operando em São Martinho da Serra e Sudoeste dos EUA. ....	181
Tabela 6.16 - Impacto da variação da frequência sobre $\eta_w$ do conversor. ....	182



## LISTA DE SÍMBOLOS

$\alpha$	Variável de priorização
$\phi_{\max}$	Diâmetro máximo do condutor
$\eta$	Rendimento
$\eta_j$	Eficiência na $j$ -ésima faixa de potência analisada
$\eta_w$	Rendimento médio ponderado
$\eta_{w\_cap}$	Rendimento médio ponderado dos capacitores
$\eta_{w\_diodo}$	Rendimento médio ponderado do diodo
$\eta_{w\_ind}$	Rendimento médio ponderado do indutor
$\eta_{w\_int}$	Rendimento médio ponderado do interruptor
$\eta_{w\_nor}$	Rendimento médio ponderado normalizado
$\eta_{w_{\max}}$	Rendimento médio ponderado máximo
$\eta_{w_{\min}}$	Rendimento médio ponderado mínimo
$\mu$	Permeabilidade relativa do núcleo
$\mu_{cc}$	Coefficiente de corrente de curto circuito com a temperatura
$\mu_{cobre}$	Permeabilidade relativa do cobre
$\mu_o$	Permeabilidade do ar
$\mu_r$	Permeabilidade relativa do condutor
$\rho$	Densidade de potência
$\rho_{cobre}$	Resistividade do condutor de cobre
$\rho_{cond}$	Resistividade do material condutor
$\rho_{nor}$	Densidade de potência normalizada
$\Delta$	Profundidade de penetração da corrente no condutor
$\Delta B$	Fluxo magnético
$\Delta i_L$	Ondulação de corrente do indutor <i>Boost</i>
$\Delta i_{L_{\max}}$	Ondulação máxima da corrente de entrada
$\Delta i_{L'_{\max}}$	Amplitude máxima da ondulação de entrada com $n$ células em paralelo
$\Delta T$	Temperatura do núcleo
$\Delta V_{in}$	Ondulação de tensão de entrada
$\Delta V_o$	Ondulação de tensão de saída
$\Delta V_{o,cap}$	Variação de tensão sobre o capacitor
$\Delta V_{o,ESR}$	Ondulação de tensão sobre a resistência serie equivalente do capacitor
$a, b, c, d, e, x$	Coefficientes utilizados para cálculo da força magnetizante
$A$	Fator de idealidade do diodo
$A_e$	Área da seção transversal do núcleo
$A_{ext}$	Área externa do magnético
$A_{w\_cond}$	Área da seção transversal do condutor
$A_w$	Área da janela do núcleo
$A_{w_{\min}}$	Área mínima da janela do núcleo

$A_{w_{nuc}}$	Área da janela do núcleo
$B(t)$	Densidade de fluxo magnético instantânea
$B_{min}$	Densidade de fluxo magnético mínima em um período de chaveamento
$B_{max}$	Densidade de fluxo magnético máxima em um período de chaveamento
$C, m, n$	Parâmetros de <i>Steinmetz</i>
$C_{eq}$	Capacitor equivalente do painel
$C_{in}, C_{out}$	Capacitor de entrada e saída do conversor <i>Boost</i>
$C_{pv}$	Capacitor do filtro de entrada
$C_{oss}$	Capacitância de saída do semiconductor
$d$	Diâmetro do condutor
$d(t)$	Razão cíclica
$E_{Arm}$	Energia armazenada pelo indutor
$E_g$	Energia de banda proibida do semiconductor
$f_s$	Frequência de chaveamento
$f_{c\_temp}$	Fator de correção da temperatura
$f_{cc\_perfil}$	Fator de correção do comprimento
$f_{obj}$	Função objetivo
$H(t)$	Força magnetizante instantânea
$H_{max}$	Força magnetizante máxima
$H_{min}$	Força magnetizante mínima
$I_{cap}(t)$	Corrente instantânea no capacitor
$I_{CC}$	Corrente de Curto Circuito
$I_D$	Corrente do módulo fotovoltaico com a junção <i>pn</i> sem iluminação
$I_{dev}$	Corrente instantânea no semiconductor no instante da comutação
$I_{dc}$	Corrente CC
$I_f$	Corrente de condução do diodo semiconductor
$I_{in}$	Corrente de entrada do conversor
$I_{L\_avg}$	Corrente média no indutor
$I_L(f)$	Corrente do harmônico
$I_{L\_rms}$	Corrente <i>rms</i> no indutor
$I_{L\_max}$	Corrente máxima no indutor
$i_{mpp}^{ref}$	Corrente no ponto de PMP
$I_o$	Corrente de saturação do diodo
$I_{out}$	Corrente de saída do conversor
$I_o^{ref}$	Corrente de saturação do diodo nas condições de referência
$I_{ph}$	Corrente fotogerada
$I_{ph}^{ref}$	Corrente fotogerada nas condições de referência
$I_{pv}$	Corrente elétrica gerada pelo efeito fotovoltaico

$I_{rr}$	Corrente de recuperação reversa
$I_{RP}$	Corrente de fuga inversa do diodo
$I_{sw}$	Corrente de condução do interruptor
$i_{sc}^{ref}$	Corrente de circuito aberto nas condições de referência
$I_{PMP}$	Corrente no ponto de máxima potência
$J$	Densidade de corrente
$J_{max}$	Densidade de corrente máxima
$k$	Constante de Boltzmann
$K_f$	Coefficiente de perdas por correntes parasitas
$K_h$	Coefficiente de perdas por histerese
$k_j$	Parcela de tempo em que o sistema opera em determinada potência
$k_w$	Fator de ocupação do cobre dentro do carretel
$k_{pv}$	Eficiência de transferência do módulo fotovoltaico
$L$	Indutância
$L_{boost}$	Indutância <i>Boost</i>
$l_e$	Comprimento do caminho magnético do núcleo
$l_{entreferro}$	Comprimento do entreferro
$l_{perfil}$	Comprimento do dissipador
$N$	Número de espiras
$n_f$	Número de condutores em paralelo
$N_l$	Número de camadas do enrolamento
$n_{nuc}$	Número máximo de núcleos empilhados
$n_s$	Número de módulos em série do painel
$P_{C_{in}}$	Perdas no capacitor de entrada
$P_{C_{out}}$	Perdas no capacitor de saída
$P_{cobre}$	Perdas no cobre
$P_{cond\_diodo}$	Perdas de condução do diodo
$P_{cond\_chave}$	Perdas de condução no interruptor
$P_D$	Perdas no diodo de potência
$P_{in}$	Potência de Entrada
$P_{in,j}$	Potência de entrada na $j$ -ésima faixa de potência analisada
$P_L$	Perdas no indutor
$P_{nuc}$	Perda média no núcleo
$P_{off}$	Potência dissipada durante o <i>turn off</i> do semiconductor
$P_{on}$	Potência dissipada durante o <i>turn on</i> do semiconductor
$P_{ond}$	Constantes de ponderação
$P_{out}$	Potência de saída
$P_{out,j}$	Potência de saída na $j$ -ésima faixa de potência analisada
$P_{Perdas}$	Potência perdida

$P_{PMP}$	Ponto de máxima potência
$P_{pv}$	Potência média extraída
$P_{rec\_diodo}$	Potência dissipada durante a recuperação reversa do diodo
$P_{S_w}$	Perdas no interruptor
$q$	Carga elementar
$Q_{rr}$	Carga de recuperação reversa armazenada
$R_{CA}$	Resistência CA do condutor
$R_{CC}$	Resistência CC do condutor
$R_{eq}$	Resistência equivalente do painel
$R_{on}$	Resistência de condução do MOSFET
$R_p, R_s$	Resistência paralela e série do painel fotovoltaico
$R_{ESR}$	Resistência série equivalente
$RT_{nuc}$	Resistência térmica do núcleo
$R_{th\_perfil}$	Resistência térmica do perfil de dissipador
$R_{\theta_{CD}}$	Resistência térmica <i>case</i> -dissipador do dispositivo semiconductor
$R_{\theta_{DA}}$	Resistência térmica do dissipador
$R_{\theta_{JC}}$	Resistência térmica junção- <i>case</i> do dispositivo semiconductor
$S$	Radiação solar na superfície do módulo
$S_f$	Área da seção transversal do cobre
$S^{ref}$	Radiação solar de referência (1000 W/m <sup>2</sup> )
$S_T$	Área total dos condutores
$T$	Temperatura na superfície do módulo
$T_{amb}$	Temperatura ambiente
$T_C$	Temperatura do encapsulamento do dispositivo semiconductor
$T_D$	Temperatura do dissipador
$t_d$	Distância entre os centros de dois condutores adjacentes
$T_{Ind\_max}$	Temperatura máxima de operação do indutor
$T_{J\_max}$	Temperatura de junção do dispositivo semiconductor
$t_j$	Tempo de operação na <i>j</i> -ésima faixa de potência analisada
$T_{NOCT}$	Temperatura normal de operação do painel
$t_{on}$	Tempos de comutação do MOSFET, tempo de subida
$t_{off}$	Tempos de comutação do MOSFET, tempo de descida
$T^{ref}$	Temperatura de referência (25°C)
$T_s$	Período de chaveamento
$T'_s$	Período de comutação dos <i>n</i> interruptores
$V_{CA}$	Tensão de circuito aberto
$V_D$	Tensão aplicada ao diodo
$V_{dc1}$	Amplitude da primeira harmônica da fonte de tensão pulsada
$V_f$	Queda de tensão no semiconductor em função da corrente de condução

$V_{fet}$	Fonte de tensão quadrada
$V_{in}$	Tensão de entrada
$v_{mpp}^{ref}$	Tensão no ponto de PMP
$V_{nuc}$	Volume do núcleo
$V_o$	Tensão de saída do conversor <i>Boost</i>
$V_{on}$	Tensão sobre o dispositivo semiconductor em condução
$vol_{nor}^{-1}$	Volume do conversor normalizado
$Vol_{C_{in}}$	Volume ocupado pelo capacitor de entrada
$Vol_{C_{out}}$	Volume ocupado pelo capacitor de saída
$Vol_D$	Volume ocupado pelo dissipador do diodo de potência
$Vol_L$	Volume ocupado pelo indutor
$vol_{max}$	Rendimento médio ponderado mínimo
$vol_{min}$	Volume mínimo
$Vol_{S_w}$	Volume ocupado pelo dissipador do interruptor
$V_{off}$	Tensão sobre o dispositivo semiconductor bloqueado
$V_o$	Tensão de saída do conversor <i>Boost</i>
$v_{ocsc}^{ref}$	Tensão de circuito aberto nas condições de referência
$V_{sw}$	Tensão sobre o dispositivo semiconductor
$V_{PMP}$	Tensão no ponto de máxima potência
$V_{pv}$	Tensão de saída do módulo fotovoltaico
$w_l$	Comprimento do material condutor
$\omega_s$	Velocidade angular na frequência de chaveamento



## LISTA DE ABREVIATURAS

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CCM	<i>Continuous Conduction Mode</i> - Modo de condução contínua
DCM	<i>Discontinuous Conduction Mode</i> - Modo de condução descontínua
EMI	<i>Electromagnetic Interference</i> – Interferência eletromagnética
EPIA	<i>European Photovoltaic Industry Association</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> - Transistor Bipolar de Porta Isolada
GaN	Nitrato de gálio
GD	Geração Distribuída
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i> - Transistor de efeito de campo metal - óxido - semicondutor
MPP	Material magnético do tipo <i>Molypermalloy</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Trackers</i> – Rastreadores do ponto de máxima potência
NASA	Agência espacial norte-americana
PCB	<i>Printed circuit board</i> - Placa de circuito impresso
PFC	<i>Power Factor Correction</i> – Correção do fator de potência
PMP	Ponto de Máxima Potência
PV	Painéis fotovoltaicos
PWM	<i>Pulse width modulation</i> - Modulação por largura de pulso
RMS	<i>Root Mean Square</i>
SiC	<i>Silicon Carbide</i> - Carboneto de silício
Si	Silício
SMD	<i>Surface-mount device</i> – Dispositivo montado na superfície
SONDA	Sistema de Organização Nacional de Dados Ambientais
$THD_V$	Taxa de distorção harmônica de tensão
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i> – Fonte Ininterrupta de Energia





## SUMÁRIO

<b>1.</b>	<b>INTRODUÇÃO.....</b>	<b>27</b>
1.1	PANORAMA ENERGÉTICO MUNDIAL .....	27
1.2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....	32
1.3	OBJETIVOS DA TESE .....	42
1.4	ORGANIZAÇÃO DA TESE .....	44
<b>2.</b>	<b>CÁLCULO DE PERDAS E PROJETO DOS COMPONENTES .....</b>	<b>45</b>
2.1	INTRODUÇÃO .....	45
2.2	SISTEMA FOTOVOLTAICO.....	45
2.3	CAPACITORES DE ENTRADA E SAÍDA.....	54
<b>2.3.1</b>	<b>Perdas nos capacitores .....</b>	<b>54</b>
<b>2.3.2</b>	<b>Projeto do capacitor.....</b>	<b>54</b>
2.4	MATERIAL MAGNÉTICO .....	56
<b>2.4.1</b>	<b>Material magnético do tipo <i>Iron Powder</i>.....</b>	<b>56</b>
2.4.2.1	<i>Seleção do material magnético .....</i>	59
2.4.2.2	<i>Número de espiras do indutor .....</i>	60
2.4.2.3	<i>Perdas no indutor .....</i>	61
2.4.2.4	<i>Elevação de temperatura no indutor.....</i>	65
<b>2.4.2</b>	<b>Material magnético do tipo ferrite.....</b>	<b>65</b>
2.4.2.1	<i>Escolha do núcleo apropriado .....</i>	65
2.4.2.2	<i>Cálculo do número de espiras .....</i>	66
2.4.2.3	<i>Cálculo do entreferro.....</i>	66
2.4.2.4	<i>Cálculo das perdas no núcleo .....</i>	67
2.4.2.5	<i>Elevação de temperatura.....</i>	67
2.4.2.6	<i>Possibilidade de execução do projeto .....</i>	67
<b>2.4.3</b>	<b>Seleção da seção transversal do condutor.....</b>	<b>68</b>
2.5	DISPOSITIVOS SEMICONDUTORES .....	69
<b>2.5.1</b>	<b>Perdas nos dispositivos semicondutores.....</b>	<b>72</b>
<b>2.5.2</b>	<b>Elevação de temperatura nos dispositivos semicondutores.....</b>	<b>76</b>
<b>2.5.3</b>	<b>Projeto do dissipador.....</b>	<b>78</b>
2.6	CONCLUSÕES .....	80
<b>3.</b>	<b>METODOLOGIA DE PROJETO PROPOSTA .....</b>	<b>83</b>
3.1	INTRODUÇÃO .....	83
3.2	CONSTANTES DE PONDERAÇÃO.....	83
3.3	DESCRIÇÃO DA METODOLOGIA DE PROJETO PROPOSTA .....	85
3.4	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DA METODOLOGIA PROPOSTA .....	89
<b>3.4.1</b>	<b>Comparação dos resultados de simulação .....</b>	<b>94</b>
3.5	ADIÇÃO DE NOVOS COMPONENTES .....	97
3.6	SELEÇÃO DO PROJETO PELO VOLUME .....	103
3.7	CONCLUSÃO .....	106
<b>4.</b>	<b>FUNÇÃO OBJETIVO PROPOSTA .....</b>	<b>107</b>
4.1	INTRODUÇÃO .....	107
4.2	SELEÇÃO DO PROJETO PELA $f_{obj}$ .....	107
4.3	EXEMPLO DESCRITIVO DA SELEÇÃO DO PROJETO PELA $f_{obj}$ .....	112
4.4	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DA $f_{obj}$ .....	117
4.5	VARIAÇÃO DA DENSIDADE DE CORRENTE.....	122
4.6	SELEÇÃO INDIVIDUALIZADA DA VARIÁVEL DE PRIORIZAÇÃO .....	124
4.7	SELEÇÃO DO PROJETO CONSIDERANDO DENSIDADE DE POTÊNCIA .....	127
4.8	VARIAÇÃO DA ONDULAÇÃO DE TENSÃO DO CAPACITOR DE SAÍDA ....	131

4.9	DISCUSSÃO DOS RESULTADOS DE SIMULAÇÃO .....	132
4.10	CONCLUSÃO .....	136
<b>5.</b>	<b>TÉCNICA DE INTERCALAMENTO DE CÉLULAS .....</b>	<b>137</b>
5.1	INTRODUÇÃO .....	137
5.2	CONVERSOR BOOST INTERCALADO .....	137
5.3	PROJETO DO INDUTOR BOOST INTERCALADO .....	140
5.4	PROJETO DOS CAPACITORES DE ENTRADA E SAÍDA .....	141
5.5	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO .....	141
<b>5.5.1</b>	<b>Resultados de simulação - <i>Kool Mμ</i> .....</b>	<b>142</b>
<b>5.5.2</b>	<b>Resultados de simulação - <i>High-Flux</i> .....</b>	<b>146</b>
<b>5.5.3</b>	<b>Resultados de simulação - MPP .....</b>	<b>149</b>
<b>5.5.4</b>	<b>Resultados de simulação - Ferrite .....</b>	<b>152</b>
5.6	COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS DE SIMULAÇÃO .....	156
5.7	CONCLUSÃO .....	158
<b>6.</b>	<b>RESULTADOS EXPERIMENTAIS .....</b>	<b>159</b>
6.1	INTRODUÇÃO .....	159
6.2	VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL DAS PERDAS .....	159
6.3	RESULTADOS EXPERIMENTAIS DA METOLOGIA PROPOSTA .....	165
6.4	ANÁLISE DA ENERGIA DESPERDIÇADA NO CONVERSOR PROJETADO .....	177
6.5	IMPACTO DA VARIAÇÃO DE $f_s$ SOBRE O $\eta_w$ DE UM CONVERSOR PROJETADO .....	180
6.6	CONCLUSÃO .....	182
<b>7.</b>	<b>CONSIDERAÇÕES FINAIS .....</b>	<b>185</b>
7.1	CONCLUSÕES .....	185
7.2	TRABALHOS FUTUROS .....	187
7.3	PUBLICAÇÕES .....	189
	<b>REFERÊNCIAS .....</b>	<b>191</b>
	<b>ANEXO A – CURVAS DOS MATERIAIS MAGNÉTICOS IRON POWDER .....</b>	<b>199</b>
	<b>ANEXO B – TABELA DOS CONDUTORES .....</b>	<b>205</b>

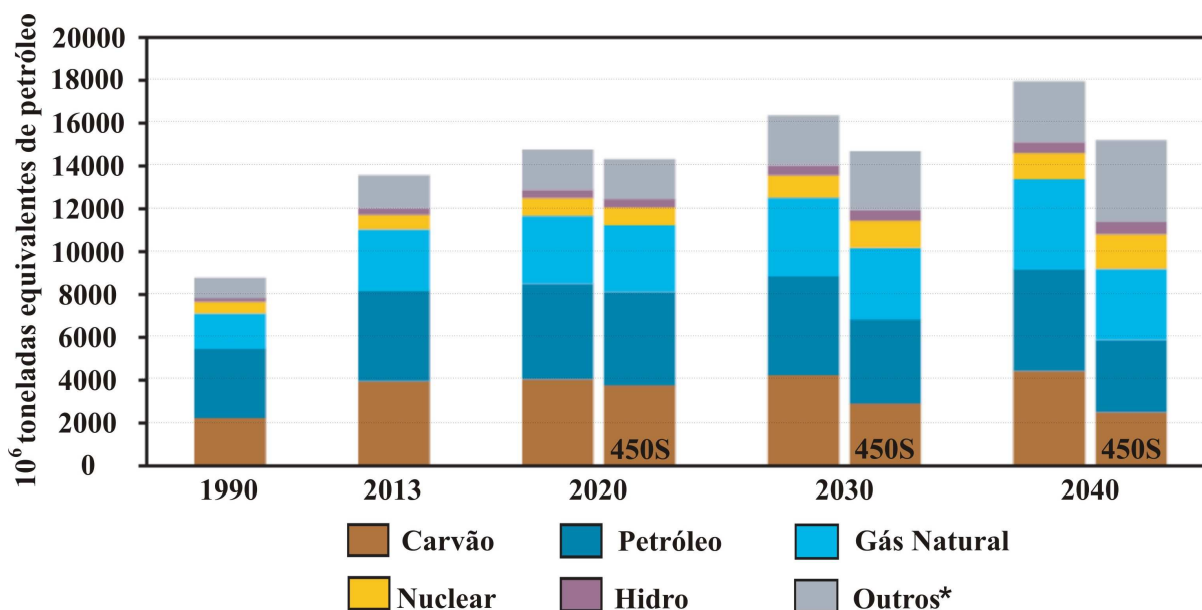
## 1. INTRODUÇÃO

### 1.1 PANORAMA ENERGÉTICO MUNDIAL

De acordo com a reportagem publicada pelo jornal britânico *Independent* em 16 de Março de 2014, a humanidade está na iminência de um colapso por conta do esgotamento dos seus recursos naturais [1]. Essa foi a conclusão de um estudo financiado pela NASA, a agência espacial norte-americana uma vez que aproximadamente 82% de toda a energia primária do mundo provêm de combustíveis fósseis como petróleo, carvão e gás [2].

Nos últimos 40 anos, a demanda por este tipo de energia primária mais que dobrou, aumentando significativamente as emissões de CO<sub>2</sub> em todo o mundo. Toda essa emissão de CO<sub>2</sub> em excesso, permanece durante milhares de anos na atmosfera, provocando o aquecimento global (efeito estufa) e afetando o clima e os ecossistemas de uma forma geral [3]. Desde a revolução industrial, no ano de 1870, a emissão anual proveniente da queima de combustíveis fósseis aumentou dramaticamente, de uma marca próximo de zero para aproximadamente 32 GtCO<sub>2</sub> em 2014 [2]. Previsões futuras mostram uma tendência de aumento significativa no consumo de combustíveis fósseis, como mostrado por [4] e ilustrado na Figura 1.1.

Figura 1.1 - Previsão do consumo mundial de energia.



\* Biocombustível, geotérmica, solar, vento, maré, etc.

450S – Cenário 450: Política governamental para limitar o aumento da temperatura média global

Com relação à produção de energia elétrica e calor, o carvão é hoje, a fonte de energia mais utilizada em todo o mundo, conforme dados apresentados em [4]. Mais de 73% da geração mundial de energia elétrica e calor dependem do carvão, o que faz com que este setor seja responsável por 42% das emissões de CO<sub>2</sub> no mundo [2].

Atualmente, o uso de fontes de energia com baixa ou nenhuma emissão de CO<sub>2</sub> na geração de energia elétrica é muito pequena. O uso destas fontes de energias, para geração de eletricidade no mundo, fica abaixo dos 22,7%. Desta parcela, apenas 6,3% provém de energias do tipo geotérmica, solar, eólica e outros combustíveis renováveis [4]. Todavia, o alerta da provável escassez dos combustíveis fósseis, os altos índices de emissões de CO<sub>2</sub> e todos os problemas atrelados a essas emissões, vêm motivando investimentos em fontes renováveis de energia, além da adoção de práticas sustentáveis. A expansão, exploração e investimentos nestes tipos fontes de energia terá uma influência decisiva na capacidade em conduzir o planeta para um caminho energético mais seguro e sustentável.

Entre as inúmeras fontes renováveis existentes para geração de energia elétrica, a energia solar fotovoltaica é uma das alternativas mais promissoras para a composição de uma nova matriz de energia em todo o mundo [5]. Esta fonte de energia é uma das mais abundantes em toda a superfície da Terra e é infinita na escala de tempo humana. Além disso, os avanços na produção de células fotovoltaicas cada vez mais eficientes, o constante declínio dos custos, o apelo ecológico e o crescimento pelo interesse de sistemas conectados à rede contribuem para que esta tecnologia venha a ser mais utilizada futuramente. Até 2040 é esperado que esta seja a fonte renovável de energia mais importante e significativa para o planeta [6].

Segundo dados do relatório *Energia Solar no Brasil e no Mundo*, divulgado pelo Ministério de Minas e Energia [7], em 2015 o mundo contava com uma potência instalada solar, para a produção de energia elétrica, de aproximadamente 234 GW. Em termos de área geográfica, os 234 GW de 2015, correspondem a 1.635 km<sup>2</sup> de painéis solares, ou um quadrado de 40,4 km de lado, considerando 143 W/m<sup>2</sup> (eficiência de 15% de absorção solar). Os cinco primeiros países em potência instalada respondem por 68% do total mundial. Em 2015, a China (1º) e os Estados Unidos (2º) superaram a Alemanha na geração. Em 2018, o Brasil deverá estar entre os 20 maiores geradores de energia solar, ao se considerar a operação da potência já contratada, de 2,6 GW.

No caso brasileiro, segundo o Balanço Energético Nacional de 2014, publicado no site da Agência Nacional de Energia Elétrica – ANEEL [8], as hidrelétricas são responsáveis por quase 62% de toda a energia elétrica gerada no país, conforme mostrado na Tabela 1.1.

Tabela 1.1 Matriz de energia elétrica brasileira.

Origem	Fonte Nível 1	Fonte Nível 2	Nº Usinas	kW	%
Biomassa	Agroindustriais	Bagaço de Cana Açúcar	397	11.020.810	6,8701
		Biogás-AGR	3	1.822	0,0011
		Capim Elefante	3	65.700	0,0409
		Casca de Arroz	12	45.333	0,0282
	Biocombustíveis	Etanol	1	320	0,0001
		Óleos vegetais	2	4.350	0,0027
	Floresta	Carvão Vegetal	7	41.197	0,0256
		Gás de Alto Forno	10	114.265	0,0712
		Lenha	2	14.650	0,0091
		Licor Negro	17	2.261.136	1,4095
		Resíduos Florestais	50	386.100	0,2406
	Resíduos animais	Biogás - RA	11	2.099	0,0013
	Resíduos sólidos	Biogás - RU	15	114.680	0,0714
		Carvão - RU	1	2.700	0,0016
	Eólica	Cinética do vento	Cinética do vento	429	10.478.743
Fóssil	Carvão mineral	Calor de Processo/CM	1	24.400	0,0152
		Carvão Mineral	12	3.317.465	2,0680
		Gás de Alto Forno/CM	9	390.130	0,2432
	Gás natural	Calor de Processo/GN	1	40.000	0,0249
		Gás Natural	162	12.977.729	8,0900
	Outros Fósseis	Calor de Processo/OF	1	147.300	0,0918
	Petróleo	Gás de Refinaria	6	315.560	0,1967
		Óleo Combustível	60	4.057.750	2,5295
Óleo Diesel		2123	4.689.799	2,9235	
	Outros/Petróleo	18	980.328	0,6111	
Hídrica	Potencial hidráulico	Potencial hidráulico	1266	98.736.810	61,550
Nuclear	Urânio	Urânio	2	1.990.000	1,24
Solar	Radiação solar	Radiação solar	45	23.764	0,0148
Importação	Paraguai			5.650.00	3,5221
	Argentina			2.250.000	1,4026
	Venezuela			200.000	0,1246
	Uruguai			70.000	0,0436
<b>Total</b>			<b>4666</b>	<b>160.414.940</b>	<b>100</b>

Fonte: Matriz de Energia Elétrica, em <http://www.aneel.gov.br> (Atualizado em 12/06/2017).

Hoje, o Brasil apresenta uma matriz de geração elétrica de origem predominantemente renovável, onde 75,5% de sua eletricidade provêm de fontes renováveis. No entanto, a falta de chuvas em 2014 despertou na população brasileira e governantes, o temor de que se repita a crise energética de 2001, quando um apagão causou prejuízos para a economia e inconvenientes a todos os brasileiros. Nesses 15 anos, o país investiu na interligação do sistema elétrico de transmissão de energia, o que até agora tem conseguido evitar a crise. Entretanto, só interligar não basta para dar segurança a um sistema extremamente dependente da geração hidrelétrica. É preciso diversificar a matriz energética, o que significa investir em outros tipos de geração de energia. Por isso, tem se fortalecido a ideia de investir na geração de energia a partir de um recurso natural: o sol.

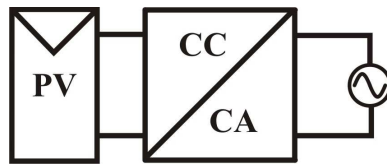
De acordo com o Ministério de Minas e Energia, em Junho de 2017, o Brasil apresentou uma capacidade instalada de apenas 23.764 kW provenientes de energia solar fotovoltaica, ou seja, a energia solar representa menos de 0,0148% da capacidade instalada no Brasil. Entretanto, o potencial de irradiação solar global incidente em qualquer região do território brasileiro é superior ao da maioria dos países da União Europeia. No Brasil, o valor máximo de irradiação global ocorre no norte do estado da Bahia, com um valor aproximado de 6,5 kWh/m<sup>2</sup>, enquanto que a menor irradiação solar global ocorre no litoral norte de Santa Catarina, aproximadamente 4,25 kWh/m<sup>2</sup>, sendo ambos superiores, por exemplo, aos níveis presentes na Alemanha (0,90 – 1,25 kWh/m<sup>2</sup>) [9].

Dentre os incentivos realizados pelo governo brasileiro pode-se citar a aprovação das resoluções normativas da ANEEL n° 481 e 482/2012, atualizada em 25/05/2017. A resolução n° 481 determina a aplicação de descontos de 80% nas tarifas dos sistemas elétricos de transmissão utilizados por sistemas fotovoltaicos, desde que estes sistemas entrem em operação até final de 2017. Já a resolução n° 482 estabelece as condições gerais para a conexão à rede da microgeração (potência instalada menor que 75 kWp) e criou o sistema de compensação de energia. Este permite que sistemas fotovoltaicos – e outras formas de geração de energia a partir de fontes renováveis com até 1MW de potência instalados em residências e empresas – se conectem a rede elétrica de forma simplificada, atendendo o consumo local e injetando o excedente na rede, gerando créditos de energia [10].

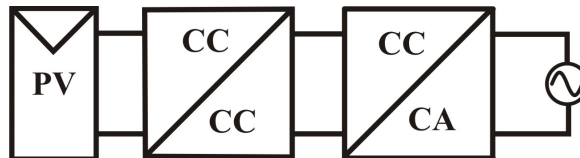
Quanto a sistemas fotovoltaicos, a potência instalada é definida na resolução normativa n° 676/2015 como a “potência nominal elétrica, em kW, na saída do inversor, respeitadas limitações de potência decorrentes dos módulos, do controle de potência do inversor ou de outras restrições técnicas” [11]. Além disso, a resolução estabelece os requisitos necessários à outorga de autorização para exploração e alteração da capacidade instalada de centrais geradoras fotovoltaicas, bem como os procedimentos para registros de centrais geradoras fotovoltaicas com capacidade instalada reduzida em regime de produção independente ou autoprodução.

Assim, quando um sistema fotovoltaico (PV) estiver gerando eletricidade, esta será consumida no local. Caso a geração seja maior que o consumo, o excedente é injetado na rede elétrica, gerando créditos de energia. Neste caso, a energia gerada é utilizada como fonte complementar à rede de distribuição, caracterizando assim o conceito de Geração Distribuída (GD). A Figura 1.2 descreve alguns esquemas básicos de um sistema fotovoltaico distribuído onde conversores de potência são utilizados para processar a energia gerada e conectar à rede elétrica.

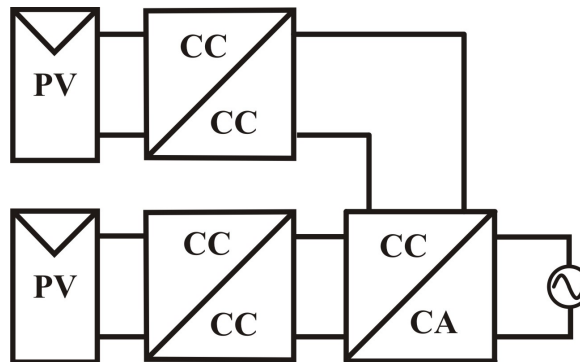
Figura 1.2 – Esquemas básicos de sistemas fotovoltaicos conectado à rede.



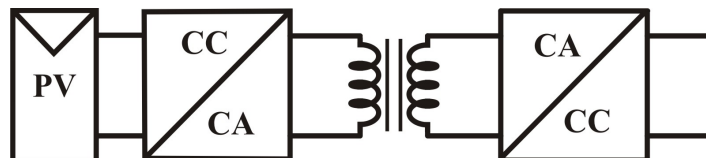
(a) Um único estágio de processamento de energia.



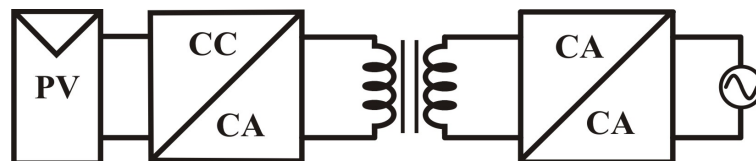
(b) Dois estágios de processamento de energia.



(c) Inversor duplo-estágio, onde cada conjunto ou módulo PV é conectado a um conversor CC/CC e conectados a um único inversor.



(d) Transformador de alta-freqüência conectado a um inversor CC/CA e um retificador CA/CC.



(e) Transformador de alta-freqüência conectado a um inversor CC/CA e um conversor CA/CA.

Fonte: KJAER; PEDERSEN; BLAABJERG, 2005, p. 1296-1297.

Hoje, a baixa eficiência de conversão das células solares, o alto custo inicial de instalação dos sistemas fotovoltaicos e a imprevisibilidade da potência de saída, uma vez que depende de condições climáticas, são ainda os maiores obstáculos deste tipo de geração de energia elétrica. De acordo com [12] os módulos fotovoltaicos do tipo Silício Cristalino Puro, tecnologia mais empregada atualmente, apresenta um rendimento que varia entre 13 a 17%.

Logo, é de fundamental importância extrair a máxima potência gerada pelos painéis fotovoltaicos e garantir que o sistema opere o maior tempo possível no ponto de máxima potência. Para isso, são empregados sistemas de rastreamentos de ponto de máxima potência (MPPT – *Maximum Power Point Trackers*) que variam dinamicamente a impedância de entrada dos conversores de maneira que a máxima transferência seja obtida.

Tradicionalmente, um sistema de rastreamento pode ser dividido em duas partes, como mostrado em [12]: um algoritmo de rastreamento, que recebe as informações do sistema PV, executa os cálculos e define o melhor ponto de operação; e um estágio de potência, responsável por fazer com que o sistema PV opere no ponto definido pelo algoritmo. Estes estágios de potência são representados na Figura 1.2, onde algumas formas básicas de sistemas PV conectados à rede foram ilustrados.

Diversos trabalhos demonstram que atualmente a eficiência de algum destes algoritmos de rastreamento podem alcançar valores acima de 99% [13] e [14]. Portanto, o maior impacto do rendimento global do sistema PV fica sob responsabilidade dos conversores de energia. Pensando nisso, uma breve revisão bibliográfica será discutida a seguir, destacando-se o que tem sido feito para melhorar, ou maximizar a eficiência desses conversores aplicados a sistemas PV.

## 1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

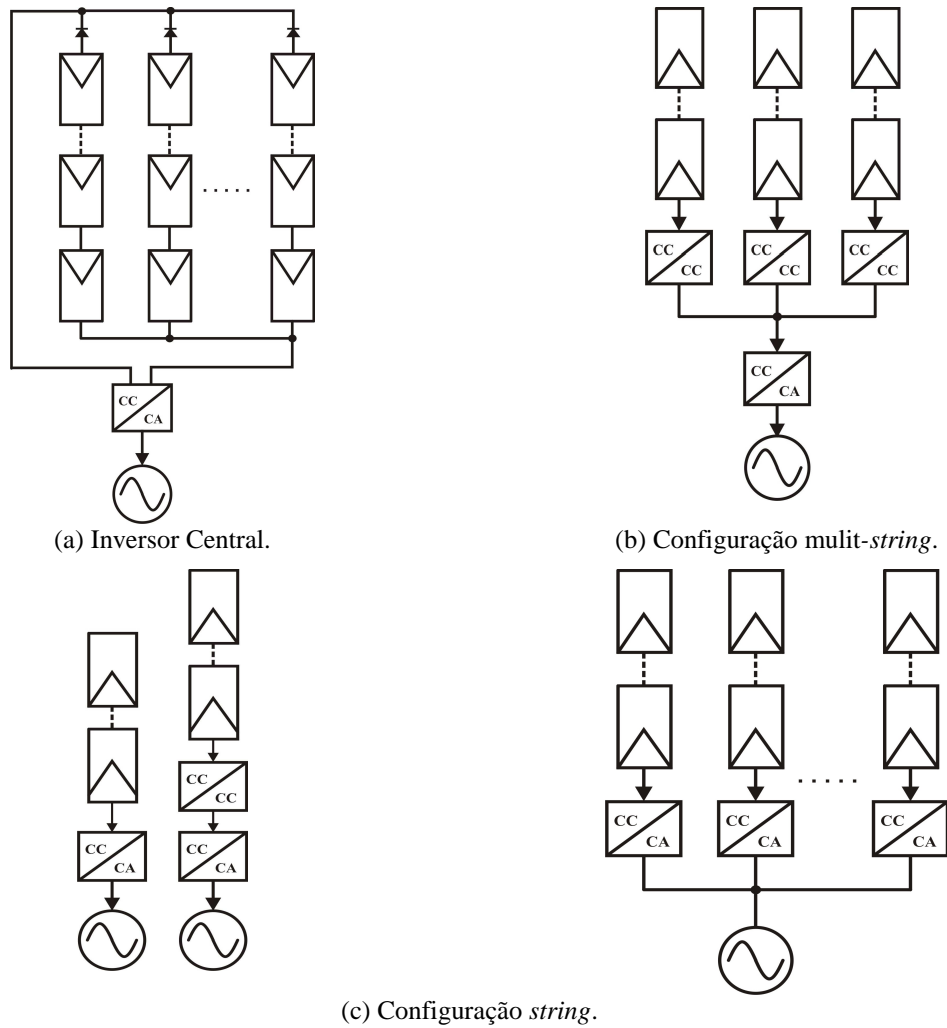
Basicamente, sistemas PV são divididos em ilhados (*Stand Alone*), conectados à rede (*Grid Connection*) e sistemas híbridos (*Hybrid System*). Com relação aos sistemas conectados à rede, os mesmos podem ser classificados conforme a disposição dos módulos fotovoltaicos e dos estágios de conversão utilizados no processamento da energia. Esta classificação inclui quatro configurações básicas, como mostrado em [15] - [18]:

- Inversor central – Figura 1.3 (a);
- Multi-*string* – Figura 1.3 (b);
- *String* – Figura 1.3 (c);
- Módulo integrado ou módulo CA – Figura 1.4.

Nesta tese será considerado como estudo de caso a configuração *string*, com duplo estágio de conversão, CC/CC e CC/CA. A metodologia de projeto proposta será aplicada ao estágio CC/CC, responsável pelo rastreamento da máxima potência.

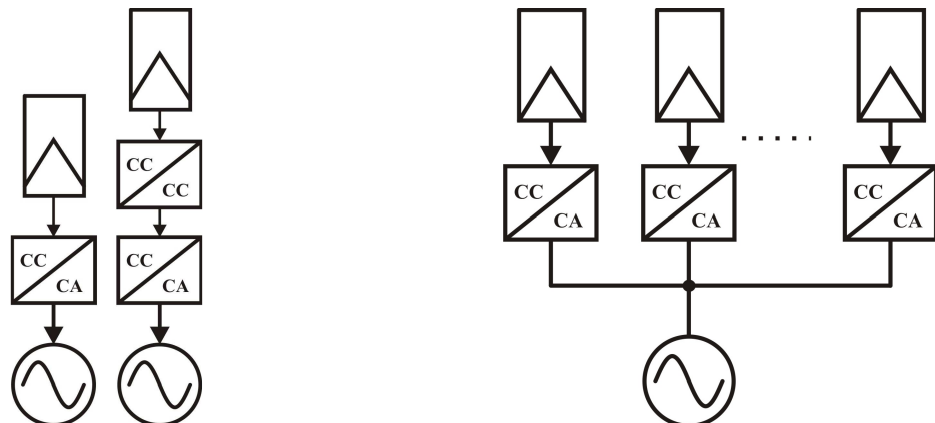


Figura 1.3 - Configurações básicas de sistemas PV conectados à rede.



Fonte: KJAER; PEDERSEN; BLAABJERG, 2005, p. 1295.

Figura 1.4 - Configuração módulo integrado ou módulo CA.



Fonte: KJAER; PEDERSEN; BLAABJERG, 2005, p. 1295.

Contudo, para que estas configurações sejam realmente eficientes, é necessário que os conversores de energia apresentem uma alta eficiência. Em ambas as configurações, conversores com alta eficiência são necessários para que o ganho obtido por estas configurações não sejam anulados pela queda na eficiência dos conversores [16]. Logo, um dos desafios dos projetistas é desenvolver conversores com elevada eficiência de conversão de energia.

Diversos trabalhos têm apresentado algumas maneiras e técnicas para elevar a eficiência destes conversores aplicados a sistemas PV. Dentre estes, pode-se citar os trabalhos [18] - [24]. Destacam-se o uso de novas tecnologias de semicondutores, uso de técnicas de comutação suave, técnicas de grampeamento ativo, técnicas de *interleaving* e paralelismo de componentes e células, bem como, o desenvolvimento de novas topologias de conversores.

Em outros trabalhos, a melhoria da eficiência de conversores de energia é alcançada através de técnicas e metodologias de projeto otimizados dos mesmos [25] - [41]. Além da eficiência, estes trabalhos visam à redução de custos de implementação, volume e aumento da densidade de potência. Pensando nisso, esta tese de doutorado tem como um dos objetivos propor uma metodologia de projeto para conversores aplicados a sistemas PV, visando aumento de eficiência ( $\eta$ ) e densidade de potência ( $\rho$ ).

Assim, o ponto de partida para a elaboração da proposta de tese é revisar os trabalhos [25] - [41], extraindo as informações mais relevantes para o desenvolvimento da metodologia proposta. Pode-se citar então o trabalho apresentado por *Kolar et. al* em [25]. Os autores propõem um projeto otimizado do conversor *dual-Boost* PFC (do inglês *Power Factor Correction*) investigando o compromisso entre  $\eta$  e  $\rho$  através da seleção da frequência de chaveamento ( $f_s$ ). Concluiu-se que o aumento de  $f_s$  conduz a uma redução do volume do indutor e um aumento das perdas. Logo, a obtenção de soluções eficientes foi possível em baixas  $f_s$ , aceitando-se uma densidade de potência relativamente baixa. Pode-se dizer ainda que para um aumento da densidade de potência, uma diminuição da eficiência tem que ser aceitável. Para finalizar, afirma-se que o desenvolvimento de novas tecnologias de semicondutores e materiais magnéticos são de suma importância quando a alta eficiência e densidade de potência são exigidas.

Seguindo a ideia do trabalho anterior, *Biela et al.* em [26] apresentam um metodologia de projeto para o mesmo conversor. O trabalho sugere a utilização de diodos do tipo *SiC Schottky* e paralelismo de MOSFETs para minimizar as perdas. Quanto ao projeto,  $f_s$ , indutância ( $L$ ) do indutor *Boost* e número de MOSFETs ligados em paralelo são utilizados como graus de liberdade. A seleção do projeto ideal baseia-se na varredura de  $L$  e  $f_s$  que resulte na maior eficiência.

Em [27], o projeto de um conversor *Boost* com células intercaladas, operando como PFC, é otimizado partindo das seguintes premissas:

- Quantas células *Boost* intercaladas são vantajosas?
- Qual  $f_s$  deveria ser selecionada?
- Qual é o número ótimo de estágios do filtro de entrada?
- Qual tecnologia de semicondutor deverá ser escolhida?

De acordo com os autores, estas considerações tem uma influência significativa na eficiência e densidade de potência do conversor. Diferentes projetos ótimos foram avaliados considerando volume, perdas, vida útil dos capacitores do barramento e custos, sendo a alta densidade de potência o foco principal do trabalho. A seleção do núcleo dos indutores baseou-se na escolha de  $f_s$  e ondulação de corrente do indutor *Boost* ( $\Delta i_L$ ). A solução ótima selecionada foi aquela que proporcionou o menor volume, para perdas menores de 1% da potência nominal de saída. Além disso, diversos capacitores e semicondutores foram testados de forma que fossem selecionados os componentes que resultassem na melhor densidade de potência.

Minimização da área, minimização de custos e maximização da eficiência foram os parâmetros de projeto de um conversor *Buck* abordado em [28]. A estratégia proposta utilizou um banco de dados, com diversas opções de tecnologias de semicondutores que ofereceram diversas soluções em termos de custo, tamanho e eficiência. Utilizou-se um algoritmo genético e empregou-se a fronteira de *Pareto* como estratégia para obter a solução final. A solução com maior eficiência resultou nos maiores custos e área ocupada.

Já em [29], discutiu-se uma variedade de métodos para solucionar projetos multi-objetivos, podendo citar métodos gráficos, multiplicadores Lagrangeanos ou algoritmos genéticos. Neste trabalho, o método dos multiplicadores de *Lagrange* foi utilizado, o qual possibilitou encontrar extremos de uma função (máximos e mínimos). O objetivo disto é obter informações úteis para seleção do projeto ótimo de um conversor *Boost* CC/CC. Ondulação de corrente e tensão, eficiência e perdas foram os parâmetros de projeto do conversor.

Uma otimização dos custos de projeto de um conversor *Boost* PFC é discutida em [30], onde um *software* comercial de otimização, *VisualDOC* (VMA Engineering) foi utilizado. Uma função matemática que expressa os custos dos componentes do filtro, do núcleo e do fio do indutor, dos semicondutores, do dissipador e do capacitor de saída foi proposta. O objetivo é encontrar uma solução que minimize esta função.

Em outro trabalho, o projeto do conversor *Buck* é analisado em relação à ondulação de corrente, perdas e eficiência [31]. Recomendou-se neste trabalho a substituição do diodo semiconductor por um interruptor, com o intuito de se elevar a eficiência do conversor. A seleção dos parâmetros de projeto foi realizada por meio de uma função do *software* (*3D-functions*), onde foi obtido o projeto ideal ( $L @ f_s$ ) que resultou na máxima eficiência em 100% de carga.

Na sequência, em [32] é apresentada uma estratégia de projeto para o conversor *Boost* intercalado CC/CC, para uma aeronave solar, visando o melhor compromisso entre  $\eta$  e peso. O procedimento de projeto é baseado na maximização de uma função objetivo, sendo a mesma dependente do valor de  $L, f_s$ , do tipo de semiconductor (MOSFET e diodo) e do número de células intercaladas. Dois outros parâmetros foram considerados, dando maior importância à eficiência ou ao peso. A estratégia de projeto baseou-se em um conjunto de soluções pré-selecionadas e através da comparação desses possíveis projetos define-se um resultado ótimo.

Múltiplos objetivos são novamente tratados nas metodologias de projetos apresentadas em [33] e [34]. Em [33] uma metodologia de projeto multi-objetivo é detalhada para um conversor trifásico CA/CC/CA de uma UPS (*Uninterruptible Power Supply*), levando em consideração modelos elétricos e térmicos dos conversores. Selecionou-se o projeto mais adequado baseado na fronteira de *Pareto*, com base no compromisso dos parâmetros de projeto (frequência de comutação, ondulações de corrente, materiais magnéticos, etc.) sobre o desempenho do conversor (eficiência e densidade de potência). Um grande nº de projetos de conversores é obtido e baseado em todas as densidades de potência e eficiências resultantes a fronteira de *Pareto*  $\eta$ - $\rho$  pode ser gerada, facilitando a identificação da solução ótima.

Quanto ao projeto dos indutores, diferentes materiais magnéticos foram considerados (*iron powder*, ferrite, nanocristalinos e metal amorfos), diferentes geometrias, número de núcleos empilhados e diferentes fatores de ocupação. Dentre os diversos projetos possíveis, selecionou-se o projeto ideal usando outra vez a técnica de *Pareto*. Para finalizar, conclui-se que os materiais magnéticos do tipo nanocristalinos e amorfos são as melhores opções, embora de alto custo, e que a solução escolhida optou por operar em baixas frequências devido às perdas nos semicondutores considerados.

Novamente a técnica de *Pareto* é utilizada em [34], considerando eficiência e densidade de potência. Neste caso a técnica foi considerada para comparar os projetos ótimos de quatro diferentes retificadores PFC. Os conversores foram projetados para garantir um volume mínimo e uma eficiência mínima de 98% em 50% de carga. MOSFETs do tipo *CoolMOS C6* e diodos do tipo *Silicon Carbide* (SiC) foram utilizados.

Os projetos que visaram alta eficiência proporcionaram significativa redução da densidade de potência. Além disso, a elevada eficiência foi garantida pelo emprego de um grande número de semicondutores e um aumento considerável do volume dos indutores. O custo de implementação é proporcional ao número de semicondutores e volume dos indutores, sendo o preço a ser pago pela alta eficiência de conversão de energia.

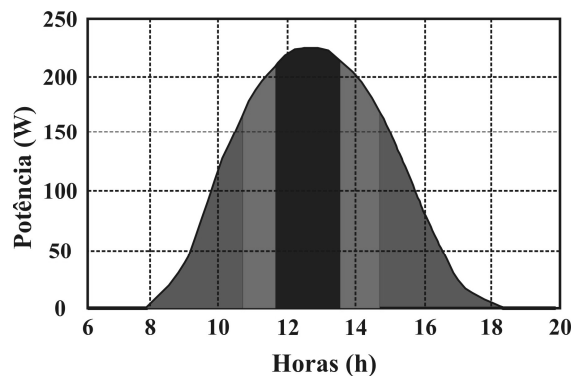
Já em [35], [36], [37] e [38], as metodologias de projeto apresentadas priorizam um único objetivo, o volume total do conversor *Boost PFC*. Minimizou-se o volume dos dissipadores, dos indutores e filtros de EMI (do inglês *Electromagnetic Interference*). Através de um processo de varredura de parâmetros de projeto, o algoritmo escolheu  $f_s$  e  $\Delta i_L$  que reduza o volume do conversor, considerando materiais magnéticos do tipo *iron powder* (*Kool M $\mu$* , *High-Flux* e *Molypermalloy*). Além disso, os projetos levaram em conta diferentes tecnologias de semicondutores, topologias de filtros de entrada, perfis de dissipadores térmicos, tecnologias de núcleos magnéticos, além das normas internacionais a que o conversor deve se adequar.

Outra metodologia de projeto relevante foi tratada em [39]. Nesta proposta, eficiência é o objetivo principal da metodologia apresentada para o conversor *phase-shift PWM* (*Pulse Width Modulation*). A metodologia usa uma curva de eficiência definida pelo projetista como referência a ser alcançada. Logo, as perdas são analisadas em 10%, 20%, 50% e 100% de carga. O cálculo dessas perdas define a curva teórica resultante, que é então comparada a uma curva de referência. Esta curva de referência é estipulada pelo projetista. Os desvios entre estas curvas são valores inseridos em uma função objetivo proposta. O somatório destes valores compõe a função de seleção dos projetos. Após, variam-se os graus de liberdade do projeto e testam-se diversas possibilidades e combinações de componentes até que o valor mínimo desta função seja encontrado. Os graus de liberdade da metodologia proposta são frequência de comutação, ondulação de corrente, número de espiras do primário e secundário do transformador, indutância de dispersão e número de interruptores em paralelo. Quanto ao projeto dos indutores, um volume máximo é pré-definido e os indutores pré-selecionados devem respeitar este valor.

Seguindo a ideia do trabalho anterior, uma metodologia de projeto, levando em consideração a curva de irradiação de um dia ensolarado de verão da cidade de Nápoles, Itália é discutida em [40] e [41]. Destacou-se que 1/3 da energia processada por um sistema PV, em um dia típico de verão na cidade de Nápoles, Itália, fica em torno de 0 a 75% da potência nominal do sistema. Outro 1/3 desta energia é processada entre 75% e 95%, e o 1/3 restante, entre 95% e 100% da potência nominal do painel.

A Figura 1.5 ilustra a potência processada por um sistema PV de 230 W, considerando a curva de irradiação típica de um dia de verão da cidade de Nápoles, Itália. De acordo com os autores, para garantir a maior eficiência energética deste sistema, é preciso que a eficiência máxima do conversor seja obtida na região de baixas potências, de forma que a maioria da energia seja processada em uma alta taxa de eficiência.

Figura 1.5 - Potência de saída de um módulo PV em um dia de verão em Nápoles, Itália.



Fonte: ADINOLFI et al, 2011, p. 4568.

Portanto, de acordo com o proposto é preciso encontrar uma solução que maximize

$$U = \int_{t_r}^{t_f} V_{in}(t) i_{in}(t) \eta(V_{in}(t), i_{in}(t), P_{perdas}, f_s, V_{out}, T_a) dt, \quad (1.1)$$

onde  $\eta(V_{in}(t), i_{in}(t), P_{perdas}, f_s, V_o, T_{amb})$  é a eficiência do conversor como função da tensão de entrada, corrente de entrada, perdas,  $f_s$ , tensão de saída, temperatura ambiente, e tempos entre o nascer do sol e o pôr do sol ( $t_r$  e  $t_f$ ). Esta equação representa a energia processada pelo conversor durante um dia típico de verão. O objetivo desta técnica consiste em encontrar uma função ótima de  $\eta(V_{in}(t), i_{in}(t), p, f_s, V_o, T_{amb})$  de forma que o valor de  $U$  da equação (1.1) seja maximizado. Um algoritmo estocástico (*Montecarlo*) foi utilizado para selecionar a solução ideal, variando-se os parâmetros de projeto ( $f_s @ \Delta i_L$ ) e testando semicondutores e magnéticos que maximizem a equação (1.1). Os autores concluíram que o valor máximo desta eficiência depende da forma como os componentes são escolhidos. Assim, assumindo a irradiação do dia 20 de julho de 2007 da cidade de Nápoles, verão italiano, concluiu-se que a melhor solução deve ser aquela em que a eficiência do conversor é máxima em 20% da carga nominal do sistema PV. De acordo com os autores, esta consideração garantirá uma alta eficiência energética do conversor durante dias de verão.

Por outro lado, os autores de [17] destacam que, em regiões da Europa, um bom projeto de conversores para aplicações fotovoltaicas seria obtido com picos de eficiência entre valores de 50% e 75% da potência nominal. Já o trabalho [42] demonstrou que a energia média anual processada por módulos fotovoltaicos, em diferentes regiões do Brasil, encontra-se entre 20% e 60% da potência instalada. Nos trabalhos em questão, [40] e [41], o projeto desenvolvido considerou a curva de irradiação de um dia típico de verão. Ou seja, a metodologia de projeto foi desenvolvida para um caso específico, enquanto que a irradiação do restante do ano foi desconsiderada. O projeto pode ser considerado ótimo para este dia específico, ou para dias de verão que possuem curvas de irradiação similares. Contudo, no restante do ano, o conversor não apresentará a mesma eficiência energética ótima como afirmam os autores.

Diante disso, algumas conclusões relevantes dos trabalhos supracitados são resumidas a seguir, para então apresentar os objetivos e contribuições desta tese:

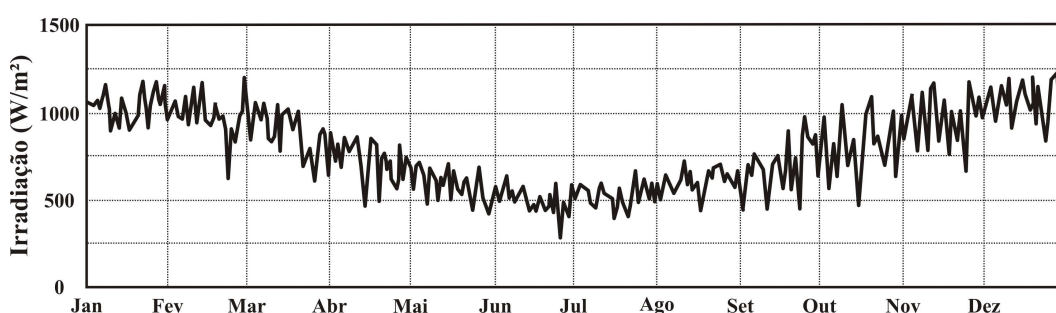
1. Um dos desafios dos projetistas é desenvolver soluções eficientes, com uma elevada eficiência energética.
2. Soluções compactas, de pequeno volume e com altas densidades de potência são outras exigências nos dias de hoje.
3. A escolha adequada dos parâmetros de projeto ( $f_s$ ,  $\Delta i_L$ ,  $\Delta V_{in}$ ,  $\Delta V_o$ , densidade de corrente, nº de núcleos empilhados), bem como a tecnologia dos materiais empregados, podem proporcionar soluções ótimas.
4. Em casos onde um único objetivo é pretendido (*simple-objective* ou unicriterial), uma busca/varredura pela solução ideal foi utilizada, garantindo soluções satisfatórias. Nas metodologias de projeto discutidas aqui, redução de volume, perdas e custos, bem como o aumento da densidade de potência e eficiência foram as prioridades.
5. Em metodologias de otimização de critério único, a priorização deste pode proporcionar resultados insatisfatórios a outros objetivos. Conforme afirmações do trabalho [35], um conversor projetado para apresentar uma alta densidade de potência pode proporcionar uma solução com uma baixa eficiência, devido às crescentes perdas nos componentes magnéticos em altas densidades de potência.
6. Em casos onde multi-objetivos (multicriterial) são pretendidos, há uma relação de compromisso entre os mesmos, o que torna a busca pela solução um pouco mais complexa.

7. Algoritmos genéticos, métodos gráficos, algoritmos estocásticos (Montecarlo) foram utilizados em algumas metodologias de múltiplos objetivos.
8. A técnica de varredura de parâmetros e comparação das soluções foi também considerada em alguns trabalhos multi-objetivos. Este método faz com que a busca pela solução ideal torne-se lenta e demande um relativo esforço computacional quando muitos pontos de operação e componentes são testados. Em contrapartida, pode-se se ter uma ideia do comportamento global de todas as soluções resultantes.
9. A técnica de *Pareto* foi também utilizada em outros trabalhos. *Pareto* afirma que todas as soluções na fronteira do conjunto de soluções são consideradas ótimas para um ou outro objetivo, ou ambos [25], [34]. Através de uma análise visual desta curva é possível selecionar uma solução ideal priorizando um ou outro objetivo, conforme necessidade ou experiência do projetista.
10. Não só modelos para cálculo das perdas são necessários, como também modelos térmicos para a estimativa da elevação de temperatura dos componentes. As perdas nos núcleos magnéticos e nos seus enrolamentos dependem das suas respectivas temperaturas e vice-versa. O mesmo ocorre com os semicondutores e capacitores.
11. MOSFETs do tipo *CoolMOS* e diodos do tipo *Silicon Carbide* (SiC) são altamente recomendados quando alta eficiência e densidade de potência são exigidos.
12. Diferentes tecnologias de materiais magnéticos e semicondutores são considerados nas diversas metodologias de projeto estudadas. Um banco de dados com diversos modelos, geometrias, diferentes volumes e especificações de núcleos, capacitores, interruptores e diodos, possibilita uma diversidade de soluções.
13. Dentre este universo e diversidade de soluções, seleciona-se o projeto ideal. Neste caso, alguns trabalhos definiram como projeto ideal aquele que apresente a maior eficiência em 100% de carga, ou que maximize uma função objetivo em 100%. Em outros casos, onde a carga e a tensão de entrada variam, determinou-se um pior caso, ou um ponto de carga fixo foi definido e o projeto escolhido é aquele que apresente a maior eficiência para esses pontos. No caso de um sistema fotovoltaico, onde a energia processada/gerada é variante ao longo de um dia, e no decorrer do ano, qual é a solução ótima? A solução ótima que apresenta a máxima eficiência em 100% de carga irá garantir a máxima conversão energética ao longo de um ano? Ou ainda, solução ótima é aquela que garante a máxima eficiência em um ponto previamente definido ou um pior caso? Qual seria então este ponto de carga ou pior caso, para este tipo de sistema?



Para responder estas perguntas e tentar solucionar esta questão, o comportamento da energia processada deve ser levado em consideração. É preciso ter conhecimento da energia processada pelo conversor. No caso dos sistemas PV, é necessário conhecer o comportamento da irradiação anual que será processada, ou melhor, a energia gerada. A Figura 1.6 representa o comportamento da irradiação máxima diária, ao longo de um ano, para a cidade de São Martinho da Serra – RS, conforme apresentado por [42]. Através de dados estatísticos ao longo dos anos, de irradiação e temperatura, pode-se obter a curva característica desta região.

Figura 1.6 - Valores máximos de irradiação diária na cidade de São Martinho da Serra - RS.



Fonte: DUPONT et al., 2012, p.05.

Estratificando esta curva apresentada na Figura 1.6, obtém-se o comportamento da energia processada para esta cidade. Ou seja, pode-se estimar em quais faixas de potência o sistema irá operar com maior frequência ao longo do ano e representá-la através de uma equação. Garantindo uma boa eficiência dos conversores de energia nestas faixas de potência, é possível que o sistema apresente uma alta eficiência energética. Ou melhor, testando diversas possibilidades de projetos, seleciona-se a solução que maximize esta equação. Logo, esta solução será ótima para este perfil de irradiação dentre as soluções disponíveis.

Em [39] uma curva de referência a ser seguida foi também estabelecida. Uma curva padrão definida pelos autores foi utilizada, sem levar em consideração o comportamento da energia processada. No caso desta tese, esta curva de referência é obtida em função da maneira como a energia irá ser processada, ou gerada. A obtenção desta curva de referência segue os passos definidos pela norma IEC 61683:2000 [44], sendo detalhada nas próximas seções.

Portanto, de forma resumida, pode-se dizer que o desafio desta tese será desenvolver soluções compactas e que garantam uma alta eficiência na conversão de energia (eficiência energética) dos conversores aplicados a sistemas PV, ao longo dos anos. Os demais objetivos da tese são descritos com mais detalhes a seguir.

### 1.3 OBJETIVOS DA TESE

A principal contribuição desta tese consiste na proposta de uma metodologia de projeto otimizado para conversores de energia aplicados a sistemas onde a energia processada é variante ao longo do tempo. A busca pela melhor solução será realizada através de um método de varredura de um conjunto de soluções, para intervalos de parâmetros de entrada finitos e discretos. Soluções que proporcionem conversores compactos e com uma elevada eficiência são os objetivos a serem alcançados.

Para aplicações onde a energia processada é variante no tempo, não basta projetar o conversor para que o mesmo apresente uma máxima eficiência na potência nominal do sistema, em um pior caso ou em um ponto previamente definido. Na maior parte do tempo, estes conversores irão operar em diversas outras regiões de processamento de carga. Logo, o comportamento da energia que será processada irá ser levado em consideração para o desenvolvimento da metodologia de projeto. Dessa forma, é necessário ter conhecimento desta informação, bem como sua periodicidade, se existir. Caso contrário tem-se que conhecer a previsão da energia gerada, ou a carga a ser processada pelo conversor.

Uma equação que represente o comportamento da energia gerada por um sistema PV será obtida a partir dos dados estatísticos de irradiação da estação meteorológica de São Martinho da Serra/RS. A maximização da conversão desta energia gerada, em conjunto com a minimização do volume de um conversor *Boost* CC/CC, utilizado na etapa de rastreamento da máxima potência de um sistema PV, serão os critérios a serem otimizados pela metodologia. Uma configuração *string*, com três módulos em série será considerada. O conversor responsável pela conexão com a rede não será investigado neste trabalho.

Diante disso, outras contribuições importantes para se atingir o objetivo principal desta tese são listados:

1. Definir a equação de referência que representa o comportamento da energia gerada em São Martinho da Serra/RS, a partir da média dos dados estatísticos de temperatura e irradiação, de 2005 a 2012. Com esse par de irradiações global média e temperaturas de superfície média é possível calcular a capacidade de produção e o comportamento de energia desta estação específica, para um módulo fotovoltaico pré-escolhido.

2. Propor uma função objetivo, onde eficiência energética e volume compõe esta função, além de uma variável de priorização. Esta variável dará maior importância a um ou outro objetivo de forma que maximize tal função objetivo e será selecionada pela proposta. Diferentemente das metodologias discutidas anteriormente, onde esta variável é fixada ou definida conforme necessidade ou experiência do projetista.
3. Selecionar a melhor solução através do método de varredura dos parâmetros de projeto e combinações de diversos tipos, modelos e tecnologia de componentes que constituem o conversor em questão, ou seja, através da comparação de todas as possíveis soluções, será selecionado o projeto que maximize a função objetivo proposta. A busca por uma solução de critério único (maximização da função objetivo), tentará resolver um problema multi-critérios (eficiência energética e volume).
4. Escolher a melhor solução através da definição a priori dos seguintes parâmetros de projeto e componentes:
  - ✓ Frequência de chaveamento;
  - ✓ Ondulação de corrente;
  - ✓ Ondulação da tensão de saída;
  - ✓ Densidade de corrente nos condutores dos indutores;
  - ✓ Variável de priorização;
  - ✓ Número de núcleos dos elementos magnéticos a serem empilhados;
  - ✓ Banco de dados com diversos componentes:
    - Materiais magnéticos do tipo *iron powder*;
    - Materiais magnéticos do tipo ferrite;
    - MOSFETs do tipo *CoolMOS*;
    - Diodos do tipo SiC;
    - Capacitores Eletrolíticos;
5. Estimar numericamente os valores das perdas por meio da modelagem dos principais mecanismos de perdas nos dispositivos que constituem o conversor. Além disso, estimar a elevação de temperatura destes dispositivos e validar os modelos matemáticos considerados por meio de resultados experimentais.
6. Demonstrar teoricamente que o uso da função objetivo proposta pode proporcionar soluções com uma boa eficiência energética e volume reduzido.
7. Comprovar experimentalmente a metodologia proposta.

8. Comparar a metodologia proposta com os métodos convencionais de projeto apresentados na revisão bibliográfica.
9. Analisar o impacto do uso do intercalamento de células sobre a eficiência e volume do conversor aplicado ao sistema PV.

#### 1.4 ORGANIZAÇÃO DA TESE

Este trabalho está organizado em sete capítulos, sendo que o Capítulo 2 destaca matematicamente as principais perdas presentes no conversor estático estudado nesta tese. Perdas por condução e comutação dos semicondutores, perdas no cobre e no núcleo para os indutores e perdas de condução dos capacitores serão investigadas. Após, o projeto de todos os componentes é detalhado.

A metodologia de projeto proposta é abordada no Capítulo 3, no qual são detalhadas todas as etapas de execução da mesma. Inicialmente, somente a eficiência energética é considerada para um melhor entendimento da metodologia. Em seguida, uma comparação entre as diferentes soluções obtidas para cada tipo de material magnético é apresentada, acompanhada de uma breve discussão dos resultados obtidos.

Em seguida, o Capítulo 4 apresenta a função objetivo proposta, considerando eficiência energética e volume. Uma variável de priorização é utilizada para dar maior ênfase a um ou outro objetivo. Resultados de simulação são apresentados e comparados aos resultados do capítulo 3.

O uso da técnica de *interleaving* é abordado no Capítulo 5. Além disso, os resultados de simulação considerando o uso do material magnético do tipo ferrite são apresentados. Novamente os resultados são discutidos e comparados aos resultados do *Boost* convencional.

Resultados experimentais que comprovam a eficácia da metodologia proposta são apresentados no Capítulo 6. Tais resultados foram obtidos considerando os componentes disponíveis em laboratório. Além disso, uma comparação da metodologia proposta com a metodologia convencional é realizada. O objetivo desta comparação é demonstrar a melhoria obtida na eficiência energética do conversor aplicado a um sistema fotovoltaico utilizando a metodologia proposta.

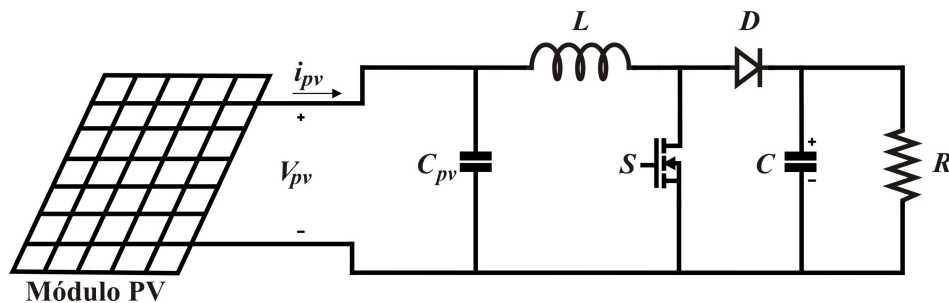
Para finalizar, o Capítulo 7 destaca as conclusões obtidas nesta tese, os trabalhos publicados até o momento e considerações finais. Alternativas que podem proporcionar melhorias quanto eficiência e volume são também apresentadas.

## 2. CÁLCULO DE PERDAS E PROJETO DOS COMPONENTES

### 2.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo será apresentado inicialmente uma breve discussão sobre os sistemas fotovoltaicos. Em seguida, o cálculo das principais perdas associadas ao conversor responsável pelo rastreamento da máxima potência de sistemas PV é abordado. Diversas topologias básicas de conversores isolados e não isolados podem ser empregadas para realizar esta tarefa. Pode-se citar o conversor *Boost*, *Buck*, *Buck-Boost*, *Cuk*, *Sepic*, *Zeta*, e outros [45] - [47]. Dentre estes, o conversor *Boost* foi o escolhido nesta tese devido à sua simplicidade, número reduzido de componentes e característica de elevação de tensão [47]. A Figura 2.1 ilustra o conversor estudado neste capítulo.

Figura 2.1 - Conversor *Boost* ligado ao painel fotovoltaico.



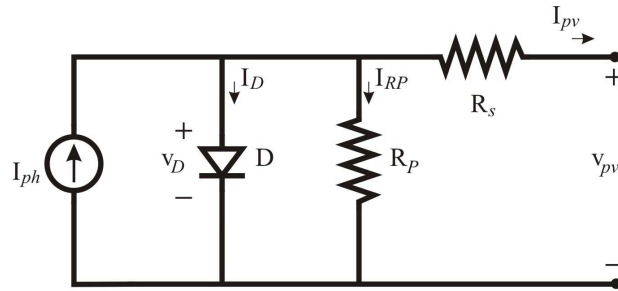
Fonte: Próprio autor.

Para finalizar, o projeto de todos os elementos deste conversor são detalhados.

### 2.2 SISTEMA FOTOVOLTAICO

O circuito equivalente de um módulo fotovoltaico pode ser representado pela Figura 2.2, conforme descrito em [12] e [42]. Embora este circuito elétrico equivalente pareça simples, a obtenção de um modelo matemático para tal circuito é complexa, devido a forte dependência das grandezas elétricas com a temperatura e a irradiação.

Figura 2.2 - Circuito equivalente de um módulo fotovoltaico.



Fonte: DUPONT et al., 2012, p.02.

Analisando o circuito equivalente ilustrado na Figura 2.2 pode-se dizer que a corrente que o módulo PV é capaz de entregar à carga ( $I_{pv}$ ), é a diferença entre a corrente  $I_{ph}$  (corrente elétrica gerada pelo efeito fotovoltaico quando a junção  $pn$  é iluminada), a corrente  $I_D$  (corrente do módulo fotovoltaico com a junção  $pn$  sem iluminação) e a corrente  $I_{RP}$  (corrente de fuga inversa do diodo) [12], [48] - [50]. A corrente  $I_{pv}$  é então obtida pela equação (2.1).

$$I_{pv} = I_{ph} - I_D - I_{RP} \quad (2.1)$$

Já a obtenção de  $I_{ph}$ ,  $I_D$  e  $I_{RP}$  é alcançada com o uso da equação (2.3), equação (2.4) e equação (2.5), respectivamente. A corrente de saturação do diodo ( $I_o$ ) e tensão aplicada a ele ( $V_D$ ), necessárias para obtenção das correntes supracitadas, são calculadas com o uso da equação (2.6) e equação (2.7). Com a solução destas equações, obtém-se a curva característica de um painel fotovoltaico.

$$I_{pv} = I_{ph} - I_o \left( e^{\frac{qV_D}{AKT}} - 1 \right) - \frac{V_{pv}}{R_{RP}} \quad (2.2)$$

$$I_{ph} = \frac{S}{S^{ref}} I_{ph}^{ref} + (T - T^{ref}) \mu_{cc} \quad (2.3)$$

$$I_D = I_o \left( e^{\frac{qV_D}{AKT}} - 1 \right) \quad (2.4)$$

$$I_{RP} = \frac{V_D}{R_p} \quad (2.5)$$

$$I_0 = I_0^{ref} \left( \frac{T}{T^{ref}} \right)^3 e^{\frac{qE_g}{Ak} \left( \frac{1}{T^{ref}} - \frac{1}{T} \right)} \quad (2.6)$$

$$V_D = \frac{V_{pv}}{n_s} - R_s I_{pv} \quad (2.7)$$

Onde:

$S$  - Radiação solar na superfície do módulo;

$S^{ref}$  - Radiação solar de referência (1000 W/m<sup>2</sup>);

$I_{ph}^{ref}$  - Corrente fotogerada nas condições de referência;

$T$  - Temperatura na superfície do módulo;

$T^{ref}$  - Temperatura de referência (25°C);

$\mu_{cc}$  - Coeficiente de corrente de curto circuito com a temperatura;

$q$  - Carga elementar do elétron (1,6x10<sup>-19</sup>C);

$A$  - Fator de idealidade do diodo (1,01);

$k$  - Constante de Boltzmann (1,38x10<sup>-23</sup> J/K);

$I_o^{ref}$  - Corrente de saturação do diodo nas condições de referência;

$E_g$  - Energia de banda proibida do semicondutor;

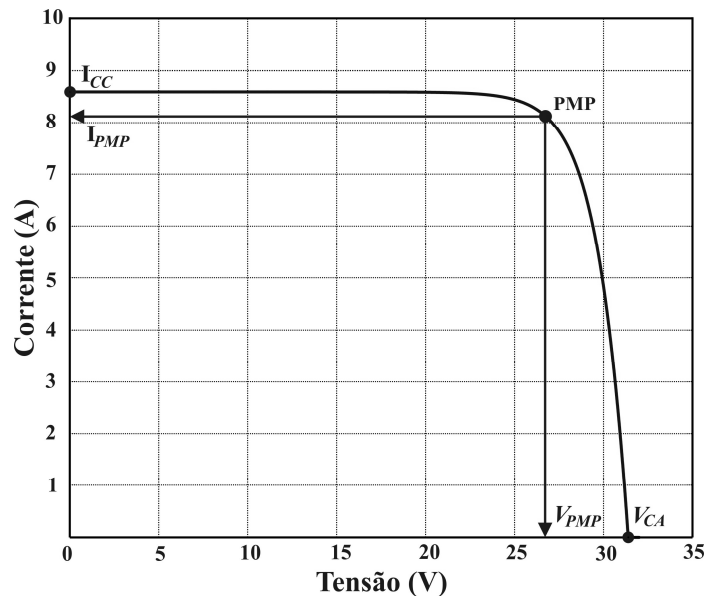
$R_p$  - Resistência paralela;

$R_s$  - Resistência Série;

$V_{pv}$  - Tensão de saída do módulo fotovoltaico;

$n_s$  - Número de módulos em série do painel;

A Figura 2.3 ilustra a curva característica da corrente *versus* tensão para um módulo fotovoltaico, modelo KD210GX-LPU, fabricante *Kyocera*. Esta curva foi obtida para a irradiação de 1000 W/m<sup>2</sup> e temperatura de 25°C (condições padrão de testes), sendo  $I_{CC}$  a corrente de curto circuito e  $V_{CA}$  a tensão de circuito aberto. O ponto de máxima potência (PMP) corresponde ao produto da tensão ( $V_{PMP}$ ) e corrente ( $I_{PMP}$ ) neste ponto. Os parâmetros deste módulo são apresentados na Tabela 2.1 e estão disponíveis em [51].

Figura 2.3 - Curva característica  $I \times V$  do painel fotovoltaico, modelo KD210GX-LPU.

Fonte: Próprio autor.

Tabela 2.1 - Parâmetros do módulo fotovoltaico modelo KD210GX-LPU.

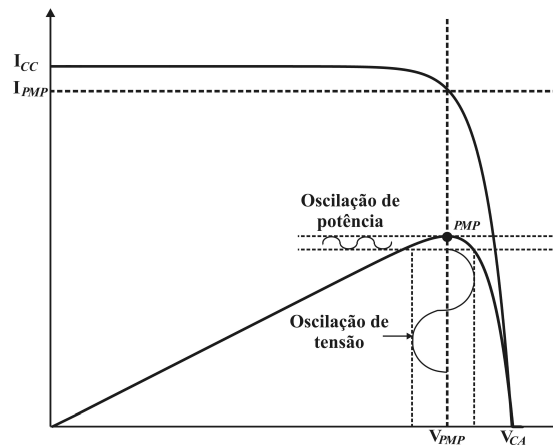
Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
$P_{\max}$	210 W	$i_{mpp}^{ref}$	7,9 A
$\mu_{icc}$	441,9 $\mu$ A/K	$T_{NOCT}$	47,9 $^{\circ}$ C
$I_o^{ref}$	0,368 nA	$v_{mpp}^{ref}$	33,2 V
$E_g$	1,12 eV	$v_{ocsc}^{ref}$	26,6 V
$R_p$	1000 $\Omega$	Comprimento	1500 mm
$R_s$	5m $\Omega$	Largura	990 mm
$n_s$	54	Profundidade	46 mm
$I_{sc}^{ref}$	8,58 A		

Fonte: SOLAR ELECTRIC SUPPLY, INC, disponível em <https://www.solarelectricsupply.com>

No caso de um sistema fotovoltaico estar conectado a um inversor monofásico, uma oscilação da potência, no dobro da fundamental, será observada. Além disso, qualquer ondulação de tensão em torno do PMP pode ocasionar oscilações da potência em torno deste ponto, conforme demonstrado em [52]. A Figura 2.4 esboça esse comportamento. Estas oscilações não danificam o módulo fotovoltaico, como afirmam [15] e [52] - [53], mas podem reduzir a potência disponibilizada pelo sistema.



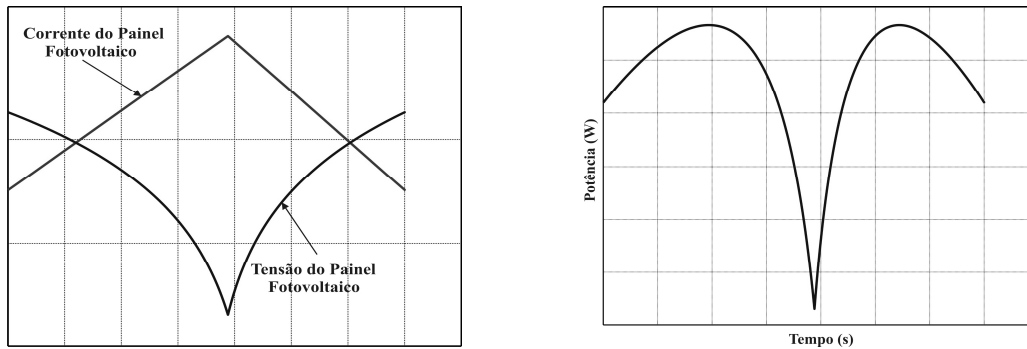
Figura 2.4 - Variação da tensão em torno do ponto de PMP.



Fonte: KJAER; PEDERSEN; BLAABJERG, 2005, p. 1294.

Outra variação de tensão pode ser verificada em um período de chaveamento do conversor ligado ao sistema PV. A variação da corrente fornecida pelo painel provocará uma variação da tensão em torno do ponto de máxima potência. O resultado é novamente uma potência oscilante. A Figura 2.5 mostra esta situação.

Figura 2.5 - Tensão, corrente e potência do painel PV em um período de chaveamento.



(a) Variação da corrente e tensão do painel PV.

(b) Variação da potência fornecida pelo painel PV.

Fonte: Próprio autor.

Esta característica acaba sendo verdade apenas quando o conversor está ligado diretamente ao módulo, sem o uso de um capacitor. Assim, um exemplo quantitativo do impacto desta ondulação de corrente e tensão sobre a eficiência de transferência de energia do painel ( $k_{pv}$ ) é ilustrado a seguir. Na sequência, o projeto do capacitor será apresentado.

A eficiência de transferência de um módulo fotovoltaico nada mais é que a relação entre a potência média extraída ( $P_{pv}$ ) e a potência máxima disponível ( $P_{PMP}$ ), sendo calculada pela equação (2.8), conforme ilustrado em [52] e [54].

$$k_{pv} = \frac{P_{pv}}{P_{PMP}} \quad (2.8)$$

Para a análise do impacto da variação de tensão sobre a eficiência de transferência de um módulo fotovoltaico três módulos fotovoltaicos KD210GX-LPU ligados em série foram considerados, sendo esta configuração conectada a um conversor *Boost* CC/CC. A Tabela 2.2 apresenta as condições de teste para esta situação. Um conversor *Boost* operando diretamente conectado ao painel, sem capacitor de entrada, com uma ondulação de corrente de 10% foi analisado. Essa ondulação de corrente faz com que a tensão do painel oscile em torno de 16,7% no PMP. A Tabela 2.3 ilustra a potência no ponto de máxima potência, a potência transferida pelo painel, a potência que deixou de ser transferida e  $K_{pv}$  resultante.

Tabela 2.2 - Condições de teste para situação analisada.

Frequência de chaveamento	25 kHz
Potência no ponto de PMP	656,2 W
Tensão no ponto de PMP	80,6V
Corrente no ponto de PMP	8,141 A
Ondulação de corrente	10%
Corrente Máxima	8,548 A
Corrente Mínima	7,734 A
Ondulação de Tensão	16,7%

Fonte: Próprio autor.

Tabela 2.3 - Transferência de energia do painel em função da variação de tensão.

Irradiação	1000 W/m <sup>2</sup>
Potência PMP	656,2 W
Potência Transferida	648,21 W
Potência Não Transferida	7,99 W
$K_{pv}$	98,78%

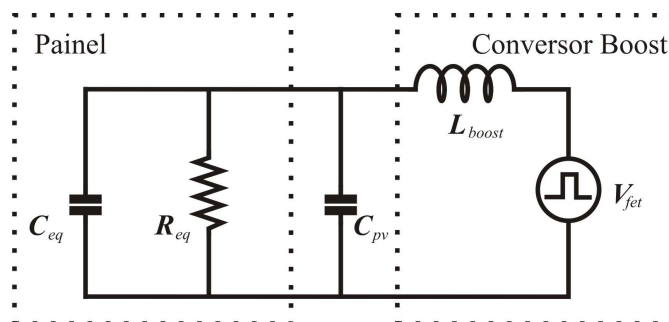
Fonte: Próprio autor.

Neste caso, 1,22% da energia disponível deixou de ser transferida. Como mostrado em [55], esta potência perdida é considerada uma potência não-ativa drenada pelo conversor e fornecida pelo painel. Quanto maior a ondulação de tensão ou de corrente, maior será a variação da potência no PMP e, conseqüentemente, maior será a circulação desta potência não-ativa e menor será a eficiência de transferência do painel fotovoltaico. Esta potência não-ativa pode ser estimada através da equação (2.9).

$$P_{\text{n\~{a}o-ativa}} = P_{PMP} - \left[ \frac{\omega}{2\pi} \int_0^{2\pi/\omega} (I_{pv} + \Delta i_n)(V_{pv} + \Delta V_{in}) dt \right] \quad (2.9)$$

Dessa forma, há a necessidade de se limitar essa ondulação máxima de tensão através do projeto adequado de um capacitor. Os trabalhos [52] e [54] apresentam duas formas distintas de se calcular esta variação máxima de tensão sobre o módulo fotovoltaico, em função de  $K_{pv}$ . Os dois métodos apresentam resultados muito semelhantes. Logo, o método utilizado foi o apresentado por [54]. Neste caso é utilizado um modelo do painel no PMP. A Figura 2.6 representa o circuito equivalente do modelo de pequenos sinais do painel no PMP. O capacitor equivalente do painel ( $C_{eq}$ ) é desprezado, pois normalmente é muito menor do que o capacitor do filtro. Já a resistência equivalente do painel ( $R_{eq}$ ) é dada pela equação (2.10) através do modelo de pequenos sinais da Figura 2.6, para  $S = 1000 \text{ W/m}^2$ .

Figura 2.6 - Modelo de pequenos sinais no ponto de máxima potência.



Fonte: BENAVIDES; CHAPMAN, 2008, p. 2639.

$$R_{eq}(S) = \frac{S_{ref}}{S} \frac{V_{PMP}}{I_{PMP}} \quad (2.10)$$

Como apresentado em [54], a fonte de tensão quadrada ( $V_{fet}$ ) pode ser modelada em função da 1ª componente harmônica. A amplitude desta primeira harmônica ( $V_{dc1}$ ) é obtida através da equação (2.11). Logo, a amplitude da ondulação de tensão no painel PV pode ser calculada pela equação (2.12).

$$V_{dc1} = \frac{2}{\pi} \text{sen} \left( \frac{V_{PMP}}{V_{dc}} \pi \right) V_{dc} \quad (2.11)$$

$$\Delta V_{in} = \left| \frac{R_{eq}}{R_{eq} + j\omega_s L_{boost} - R_{eq} L_{boost} C_{pv} \omega_s^2} \right| V_{dc1} \quad (2.12)$$

Onde:

$$\omega_s = 2\pi f_s ;$$

$L_{boost}$  – Indutância Boost;

$C_{pv}$  – Capacitor do filtro de entrada;

A tensão do painel é agora dada por (2.13), e a corrente do painel é expressa por (2.14). A potência fornecida pelo painel é então calculada com o uso de (2.15).

$$V_{pv}(\theta) = V_{PMP} + \Delta V \cos(\theta) \quad (2.13)$$

$$I_{pv} = I_{ph} - I_0 \left( e^{\frac{q(V_{PMP} + \Delta V \cos(\theta))}{AKT}} - 1 \right) - \frac{(V_{PMP} + \Delta V \cos(\theta))}{R_{RP}} \quad (2.14)$$

$$P_{pv} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left( V_{pv}(\theta) \left( I_{ph} - I_0 \left( e^{\frac{qV_{pv}(\theta)}{AKT}} - 1 \right) - \frac{V_{pv}(\theta)}{R_{RP}} \right) \right) d\theta \quad (2.15)$$

O ponto de máxima potência será diferente do anterior, sendo calculado através de (2.16).

$$P_{PMP} = V_{PMP} \left( I_{ph} - I_0 \left( e^{\frac{qV_{PMP}}{AKT}} - 1 \right) - \frac{V_{PMP}}{R_{RP}} \right) \quad (2.16)$$

Dessa forma, é necessário calcular a tensão de máxima potência novamente e, em função disso, obter a nova eficiência de transferência do painel com o uso da equação (2.17). Isso tudo é calculado de maneira recursiva, partindo-se da tensão de máxima potência.

$$k_{pv} = \frac{P_{pv}}{V_{PMP} \left( I_{ph} - I_0 \left( e^{\frac{qV_{PMP}}{AKT}} - 1 \right) - \frac{V_{PMP}}{R_{RP}} \right)} \quad (2.17)$$

A partir dessas equações, o valor mínimo da capacitância pode ser analiticamente obtido através da equação (2.18). Essa capacitância irá garantir que a ondulação seja menor do que a máxima ondulação desejada.

$$C_{pv} \geq \frac{1 + \sqrt{\left( \frac{V_{dc1}}{\Delta V} \right)^2 - \left( \frac{L_{pv} \omega_s}{R_{eq}} \right)^2}}{L_{boost} \omega_s^2} \quad (2.18)$$

A Tabela 2.4 apresenta os cálculos da máxima variação de tensão, utilizando o método de cálculo discutido, para quatro diferentes valores de  $K_{pv}$ . Quanto maior a eficiência de transferência desejável de um módulo fotovoltaico ( $K_{pv}$ ), menor deverá ser a ondulação máxima de tensão, e conseqüentemente, maior o capacitor necessário.

Tabela 2.4 - Máxima ondulação de tensão em função de  $K_{pv}$ .

	$K_{pv} = 98\%$	$K_{pv} = 98,5\%$	$K_{pv} = 99\%$	$K_{pv} = 99,5\%$
$\Delta V_{in}$	10,4 V	8,55 V	6,09 V	2,74 V
<b>Percentual (%)</b>				
$\Delta V_{in}$	12,9%	10,6%	7,5%	3,4%

Fonte: Próprio autor.

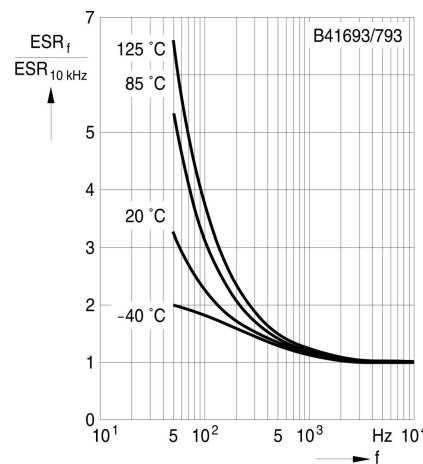
A seguir, o cálculo das perdas nos capacitores, bem como o projeto do capacitor de saída do conversor são apresentados.

## 2.3 CAPACITORES DE ENTRADA E SAÍDA

### 2.3.1 Perdas nos capacitores

As perdas no capacitor, tanto de entrada como de saída do conversor *Boost*, são determinadas através das perdas ôhmicas que ocorrem em sua resistência série equivalente ( $R_{ESR}$ ), conforme apresentado em [56]. Esta resistência é dependente da temperatura e frequência de operação do capacitor. A Figura 2.7 demonstra o comportamento típico da variação desta resistência em função da temperatura e frequência, para o capacitor eletrolítico modelo B41693 [57]. Logo, as perdas do capacitor são calculadas através da equação (2.19), sendo  $I_{cap}(t)$  a corrente instantânea no capacitor.

Figura 2.7 - Comportamento da  $R_{ESR}$  do capacitor em função da temperatura e frequência.



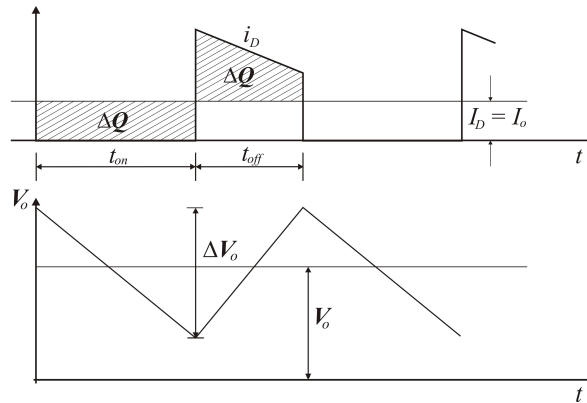
Fonte: CATÁLOGO EPCOS, 2014, p. 12.

$$P_{cap} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} I_{cap}^2(t) R_{ESR}(f_s, \theta) dt \quad (2.19)$$

### 2.3.2 Projeto do capacitor

Como mostrado em [58] e [53], o projeto dos capacitores, pode ser realizado em função da ondulação de tensão desejável. Esta ondulação de tensão é resultado da variação de corrente sobre o capacitor [58]. No caso do capacitor de saída do conversor *Boost* ( $C_{out}$ ), toda a ondulação de corrente do diodo flui através do capacitor. Esta corrente provocará uma variação de carga ( $\Delta Q$ ) deste capacitor, como ilustrado na Figura 2.8.

Figura 2.8 - Ondulação de tensão sobre o capacitor de saída do conversor *Boost*.



Fonte: MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 1995, p. 178.

Esta variação de carga provocará uma variação de tensão sobre o capacitor ( $\Delta V_{o,cap}$ ), definida por

$$\Delta V_{o,cap} = \frac{\Delta Q}{C_{out}}. \quad (2.20)$$

Além disso, esta corrente do diodo provoca também uma queda de tensão sobre a resistência  $R_{ESR}$  do capacitor, resultando em outra ondulação de tensão ( $\Delta V_{o,RSE}$ ). Então, para garantir que a ondulação de tensão permaneça dentro dos limites definidos, a capacitância de saída deve ser maior que

$$C_{out} \geq \frac{I_{out} d}{f_s \Delta V_{o,cap}} \quad (2.21)$$

e sua  $R_{ESR}$  deve ser menor do que

$$R_{ESR_{out}} \leq \frac{\Delta V_{o,ESR}}{\Delta i} \quad (2.22)$$

onde  $I_{out}$  é a corrente média de saída do conversor e  $\Delta V_{o,cap}$  é definida conforme projeto.

Já no caso do capacitor de entrada do conversor *Boost*, a máxima ondulação de tensão é calculada como descrito na seção 2.2, em função de  $K_{PV}$ . Estudos realizados mostraram que para uma eficiência de transferência de 99%, a ondulação de tensão de entrada ( $\Delta V_{in}$ ) deverá ser menor que 7,5% para uma configuração de três painéis em série, modelo KD210GX-LPU.

Dessa forma, para que a ondulação de tensão permaneça dentro dos limites estabelecidos, a capacitância deve ser maior ou igual à equação (2.17) [54]. Já [59] afirma que o capacitor de entrada deve ser capaz de processar toda ondulação de tensão da entrada para os intervalos de tempo menores que os ciclos de controle do PMP. Logo, a energia das variações de corrente no indutor deve ser igual às processadas pelo capacitor na entrada com uma capacitância no mínimo maior ou igual a

$$C_{in} \geq \frac{L_{boost} \Delta i_L I_{PMP}}{V_{PMP} \Delta V_{in}} \quad (2.23)$$

e sua  $R_{ESR}$  menor do que

$$R_{ESR_{in}} \leq \frac{\Delta V_{in}}{\Delta i_L}. \quad (2.24)$$

## 2.4 MATERIAL MAGNÉTICO

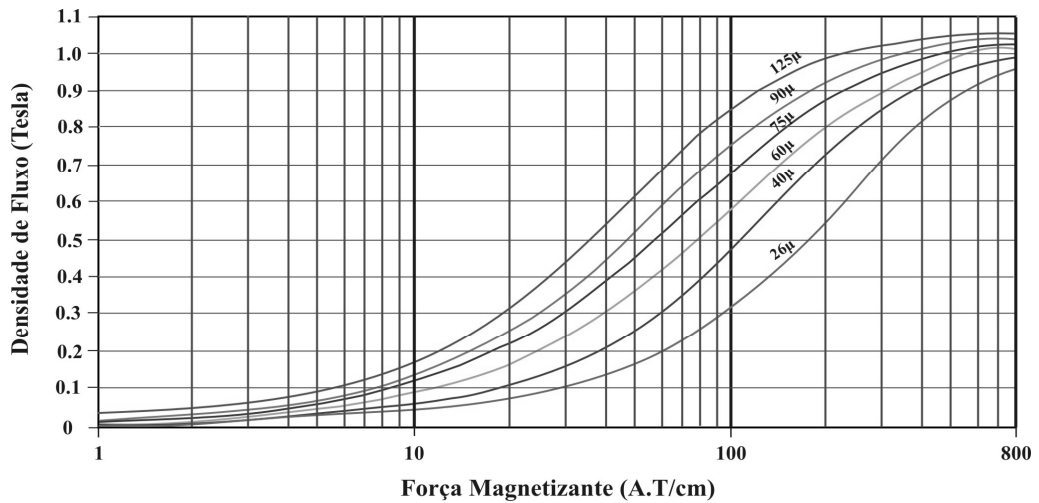
### 2.4.1 Material magnético do tipo *Iron Powder*

Núcleos magnéticos do tipo *iron powder* são largamente utilizados para implementação de indutores em conversores estáticos. Os núcleos do tipo *powder* são normalmente construídos no formato toroidal. A presença de partículas isolantes em sua composição dá a eles a característica de entreferro distribuído. A presença do entreferro distribuído apresenta diversas vantagens em relação aos núcleos com entreferro concentrado, entre elas, a redução das indutâncias de dispersão, redução das perdas por corrente de *Foucault* e redução de interferência eletromagnética irradiada [60].

Logo, o material magnético considerado neste trabalho é do tipo *powder*, do fabricante *Magnetics* [61]. Os núcleos usados no projeto desta tese foram os materiais do tipo *Kool M $\mu$* , *High-Flux* e do tipo *Molypermalloy* (*Molybdenum Permalloy Powder* ou MPP). As curvas de magnetização destes materiais são ilustradas pela Figura 2.9, para material do tipo *Kool M $\mu$*  e no Anexo A, para os demais materiais magnéticos. A permeabilidade destes materiais é definida como a relação entre a densidade de fluxo magnético ( $B$ ) e a força magnetizante ( $H$ ), onde sua variação pode ser percebida pela inclinação das curvas  $B$  vs  $H$ .



Figura 2.9 - Curvas de magnetização para do material *Kool M $\mu$* .

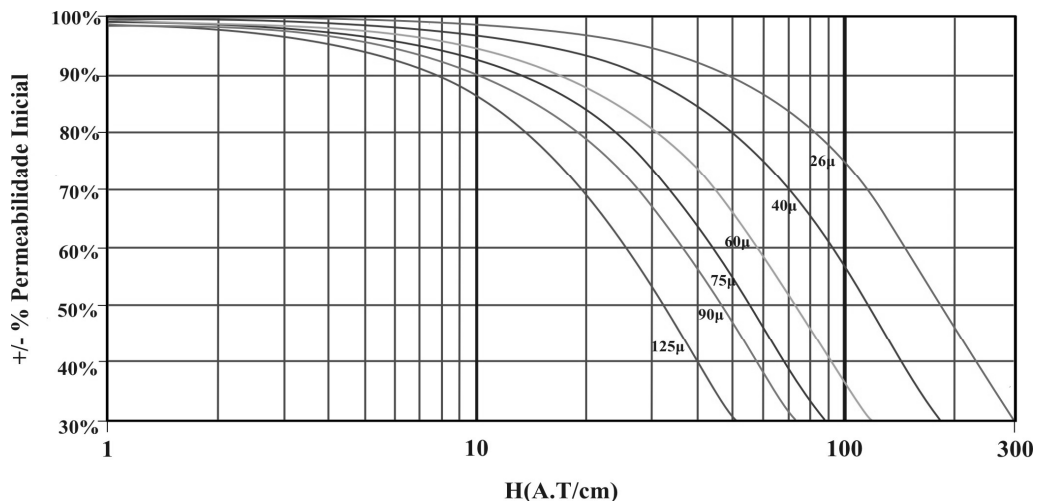


Fonte: CATÁLOGO *MAGNETICS*, 2014, p. 32.

Para melhor explicar o comportamento da variação da permeabilidade dos materiais do tipo *iron powder*, toma-se o seguinte exemplo: um material magnético *Kool M $\mu$* , com uma permeabilidade inicial de  $60\mu_0$  e uma força magnetizante de 80 AT/cm. Essa força magnetizante resulta em uma densidade de fluxo em torno de 0,5 T, conforme pode ser constatado pela Figura 2.9. Neste ponto de operação, menos de metade da capacidade de saturação do material será utilizada, deixando margem para a ondulação de alta frequência.

Analisando agora a Figura 2.10, observa-se que neste ponto (80 AT/cm), a permeabilidade sofre uma variação de mais ou menos 45% da sua permeabilidade inicial, ou seja, a permeabilidade destes materiais varia com o aumento da densidade de fluxo.

Figura 2.10 - Variação da permeabilidade em função da variação do nível CC - *Kool M $\mu$* .



Fonte: CATÁLOGO *MAGNETICS*, 2014, p. 47.

Ou ainda, pode-se dizer que a indutância terá uma dependência não linear com a corrente. Como consequência, um número de espiras a mais é necessário com o objetivo de manter um determinado valor de indutância, para um valor elevado de corrente. A mesma característica ocorre com os materiais do tipo *High-Flux* e MPP.

A variação da permeabilidade do material pode ser verificada ainda em função da temperatura, em função da frequência de operação e em função da variação do fluxo CA. Neste trabalho, a temperatura máxima de operação de 100°C foi escolhida, baseado em [37]. Como afirmam os autores, núcleos do tipo *powder* podem operar com temperaturas próximas a 200°C. Entretanto, esta temperatura pode ser prejudicial para a placa do circuito, para componentes próximos e diminuir a vida útil do núcleo. Dessa forma, outros valores de temperatura podem ser utilizados, e esta é uma tarefa que deve ser baseada na experiência do projetista. No entanto, para esta temperatura (100°C), a variação da permeabilidade não passará de 2% em relação à permeabilidade inicial para o material do tipo *Kool M $\mu$* , 3% para o *High-Flux* e 1% para o material MPP. Logo, devido a baixa variação para a temperatura considerada, este efeito será desprezado neste trabalho.

No caso da variação da permeabilidade em função da frequência de operação, a mesma não passará de 1% em relação à permeabilidade inicial para material *Kool M $\mu$*  e *High-Flux*, e 2,5% para o material do tipo MPP. Estes valores foram obtidos considerando que o conversor não será projetado para frequências acima de 200 kHz. Portanto, esta variação também será desprezada nas análises futuras.

Quanto à variação da permeabilidade em função da variação do fluxo CA, pode-se dizer que ela é proporcional à ondulação de corrente do indutor. Tanto para o material *Kool M $\mu$*  quanto para o MPP a variação da permeabilidade inicial não passará de 4%, para o pior caso estudado neste trabalho, que ocorre para a máxima ondulação de corrente de 35%. Já no caso do material *High-Flux*, a máxima variação ficará em torno de 3% a 8%, dependendo do núcleo considerado. À medida que diminui-se a ondulação de corrente, a variação fica abaixo de 5%. Logo, o efeito da variação da permeabilidade em função da variação CA também será desconsiderado para o projeto do indutor.

Então, neste trabalho será considerada somente a variação da permeabilidade em função do nível CC. Em outras situações, onde a frequência de chaveamento for superior a 200 kHz e a temperatura de operação do magnético for superior a 100°C, essas variações de permeabilidade devem ser consideradas. As demais curvas de magnetização, variação da permeabilidade em função da temperatura, frequência de operação e variação do fluxo CA encontram-se no Anexo A.

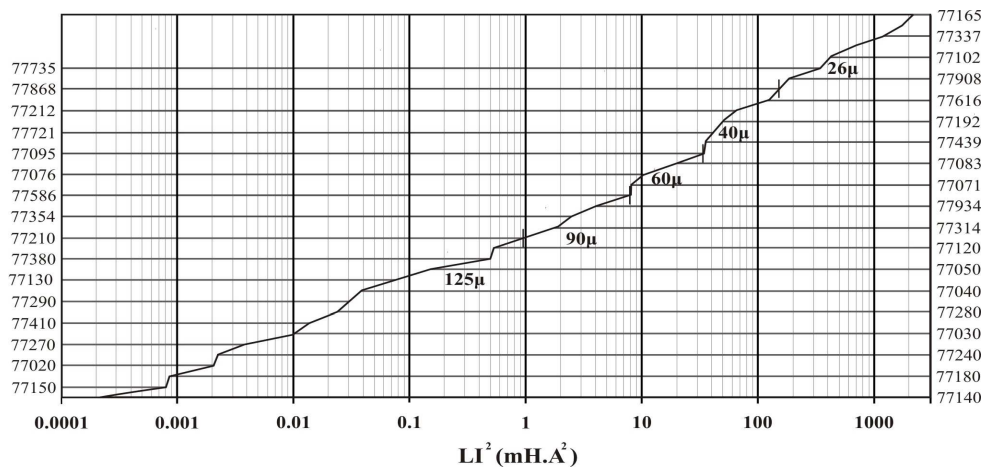
### 2.4.2.1 Seleção do material magnético

A seleção do núcleo magnético desta tese é realizada em função da energia armazenada pelo indutor ( $E_{Arm}$ ). Esta energia é calculada pela equação (2.25), onde  $I_{L\_max}$  é a corrente máxima no indutor e  $L$  sua indutância [63]. Esta energia é dada em  $mJ$  ou  $mHA^2$ .

$$E_{Arm} = LI_{L\_max}^2 \quad (2.25)$$

A Figura 2.11 mostra a curva de seleção disponibilizada por [63], para o material do tipo *Kool Mu*. Todos os núcleos acima do valor calculado pela equação (2.25) podem ser utilizados. As curvas para o material *High-Flux* e *MPP* estão disponíveis no Anexo A.

Figura 2.11 - Curva para seleção de núcleos para o material *Kool Mu*.



Fonte: CATÁLOGO *MAGNETICS*, 2014, p. 19.

Este método de seleção do núcleo é proposto pelo fabricante *MAGNETICS*®, que disponibiliza em seus catálogos gráficos que indicam o núcleo adequado a ser utilizado, para cada tecnologia de material magnético, em função da energia armazenada [61]. Entretanto, este método não oferece qualquer garantia de que o indutor não irá apresentar sobreaquecimento em determinadas aplicações ou situações [62]-[63].

Então, para cada ponto de operação ( $f_s @ \Delta i_L$ ) é definida inicialmente a indutância, através da equação (2.26), sendo  $V_{in}$  é a tensão de entrada em volts (V) e  $d$  a razão cíclica do conversor [64]. O  $\Delta i_L$  considerado é o valor de pico a pico.

$$L = \frac{V_{in} d}{\Delta i_L f_s} \quad (2.26)$$

Em seguida, o valor da corrente máxima no indutor é definido em função da ondulação de pico utilizada no projeto e sua corrente média ( $I_{L\_avg}$ ), equação (2.27).

$$I_{L\_max} = I_{L\_avg} + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (2.27)$$

Com esses valores, obtém-se a energia máxima em que o indutor irá trabalhar. Em função desta energia, seleciona-se o núcleo através dos gráficos apresentados pelo fabricante, Figura 2.11. Para cada indutância, tem-se uma energia, a qual resultará em um número de núcleos que podem suportar esta energia. Ou seja, todos os núcleos que estiverem acima do valor de energia calculado são possíveis candidatos. Se os núcleos forem empilhados, a energia que o núcleo suporta aumenta, sendo possível utilizar outros núcleos.

#### 2.4.2.2 Número de espiras do indutor

Como mencionando anteriormente, os núcleos do tipo *powder* apresentam uma variação gradativa do valor da indutância inicial em função da corrente aplicada ao indutor, uma vez que a permeabilidade magnética do núcleo varia. Assim, existe a necessidade de correção do valor da indutância de forma a garantir-se que na máxima intensidade de campo tenha-se a ondulação de corrente de projeto [65].

Então, com o núcleo selecionado (ou um empilhamento de núcleos), estima-se inicialmente o número de espiras necessário à implementação da indutância de projeto, sendo que esta indutância irá variar com a corrente aplicada.

Assim, o número de espiras inicial ( $N(k)$ ) pode ser calculado por (2.28), onde  $l_e$  é o comprimento do caminho magnético do núcleo selecionado, em cm,  $A_e$  é área da seção transversal do núcleo em cm<sup>2</sup> e  $\mu(k)$  é a permeabilidade relativa inicial do núcleo selecionado.

$$N(k) = \sqrt{\frac{L l_e 10^8}{0,4 \pi \mu(k) A_e}} \quad (2.28)$$

Caso sejam empregados núcleos empilhados, o valor de  $A_e$  deve ser multiplicado pelo número de núcleos. Uma vez estimado o número de espiras inicial, o passo seguinte consiste na determinação da intensidade de campo magnético (ou força magnetizante) para o maior nível de corrente CC do indutor, equação (2.29).

$$H(k) = \frac{N(k) I_{L\_max}}{l_e} \quad (2.29)$$

Feito isso, encontra-se agora o novo valor da permeabilidade relativa do núcleo ( $\mu(k+1)$ ), que variou em função desta força magnetizante CC. Esse novo valor é obtido a partir da equação (2.30), sendo os parâmetros “ $a$ ,  $b$ ,  $c$ ,  $d$ ,  $e$ ” fornecidos pelo fabricante. Assim, um novo número de espiras ( $N(k+1)$ ) pode ser calculado a partir de (2.31). Este processo deve ser repetido até que  $N(k+1)$  seja igual a  $N(k)$ , obtendo assim o número real de espiras.

$$\mu(k+1) = \mu_i(k) \left( a + b H(k) + c H(k)^2 + d H(k)^3 + e H(k)^4 \right) \quad (2.30)$$

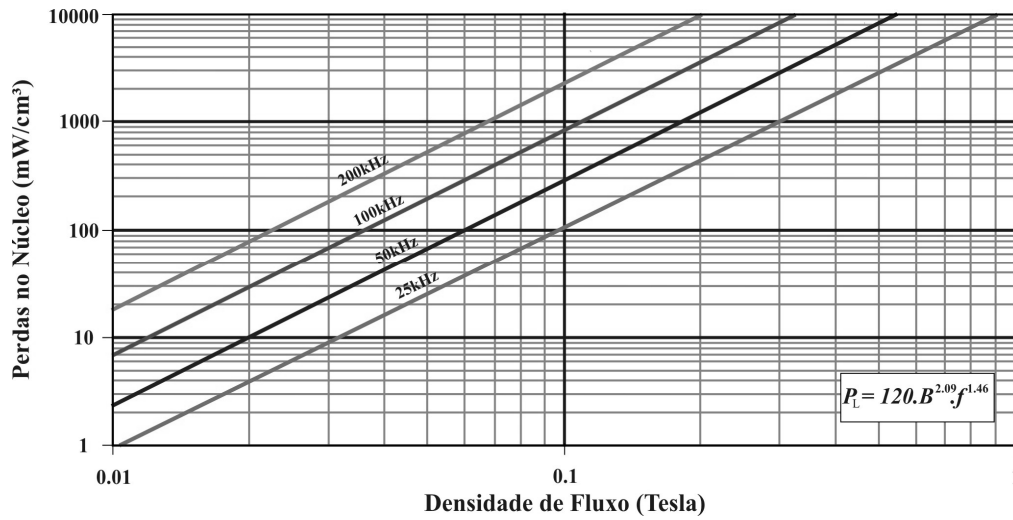
$$N(k+1) = \sqrt{\frac{L l_e 10^8}{0,4 \pi \mu(k+1) A_e}} \quad (2.31)$$

#### 2.4.2.3 Perdas no indutor

As perdas no indutor são divididas em perdas magnéticas (no núcleo) e em perdas elétricas (nos enrolamentos). As perdas no núcleo são geralmente estimadas através de curvas fornecidas pelos fabricantes. A Figura 2.12 exemplifica uma dessas curvas.

Para cada tipo de núcleo, com permeabilidade e volumes diferentes, são disponibilizadas curvas e suas equações de perdas características. De acordo com o catálogo do fabricante [61], as perdas no núcleo ( $P_{nuc}$ ) são calculadas em função da variação do fluxo magnético no interior do material, equação (2.33), do volume, da  $\mu$  do material e da  $f_s$ , conforme equação (2.32).

Figura 2.12 - Curva das perdas para o material *Kool M $\mu$*  para permeabilidade de 26 e 40 $\mu$ .



Fonte: CATÁLOGO *MAGNETICS*, 2014, p. 40.

$$P_{nuc} = V_{nuc} a B_{pk}^b f_s^c \quad (2.32)$$

Onde:

$V_{nuc}$  - Volume do núcleo ( $\text{cm}^3$ );

$a, b, c$  - Coeficientes de *Steinmetz*, fornecidos pelo *datasheet* do núcleo magnético [61].

$B_{pk}$  - Densidade de fluxo magnético médio (T) dado pela equação (2.33);

$$B_{pk} = \frac{\Delta B}{2} = \frac{B_{\max} - B_{\min}}{2} \quad (2.33)$$

Onde:

$B_{\max}$  - Densidade de fluxo magnético máxima em um período de chaveamento (T);

$B_{\min}$  - Densidade de fluxo magnético mínima em um período de chaveamento (T).

Os valores máximos e mínimos da densidade de fluxo magnético são obtidos conforme demonstrado no catálogo do fabricante dos núcleos magnéticos através da equação (2.34). Os coeficientes “ $a, b, c, d, e, x$ ” são constantes fornecidos pelo *datasheet* do material [61]. Já a obtenção da força magnetizante  $H(t)$  é obtida pelas equações (2.35) e (2.36).

$$B(t) = \left[ \frac{a + bH(t) + cH^2(t)}{1 + dH(t) + eH^2(t)} \right]^x \quad (2.34)$$

$$H_{\max} = \frac{N}{l_e} I_{L_{\max}} \quad (2.35)$$

$$H_{\min} = \frac{N}{l_e} I_{L_{\min}} \quad (2.36)$$

Onde:

$B(t)$  - Densidade de fluxo magnético instantâneo (T);

$H(t)$  - Força magnetizante instantânea (A.T/cm);

$H_{\max}$  - Força magnetizante máxima em um período de chaveamento (A.T/cm);

$H_{\min}$  - Força magnetizante mínima em um período de chaveamento (A.T/cm);

Quanto às perdas elétricas nos enrolamentos do indutor, pode-se dizer que as mesmas dependem principalmente de três fatores: resistividade do material (resistência CC), efeito pelicular e efeito de proximidade (resistência CA), conforme demonstrado em [62] e [66].

A resistência CC em um condutor depende da resistividade elétrica do material e de suas dimensões físicas [62] e é calculada pela equação (2.37).

$$R_{CC} = \frac{\rho_{cond} w_l}{A_{w_{cond}}} \quad (2.37)$$

Onde:

$\rho_{cond}$  - Resistividade do material condutor ( $\Omega.m$ );

$w_l$  - Comprimento do material condutor (m);

$A_{w_{cond}}$  - Área da seção transversal do condutor ( $m^2$ ).

No caso da resistência CA, o efeito pelicular e o efeito de proximidade são os responsáveis pelo aumento da resistência efetiva de um material condutor. O efeito pelicular é causado pela repulsão entre as linhas de corrente que criam a tendência desta fluir pela superfície do condutor. Da mesma forma, o efeito de proximidade também ocorre em virtude dessa repulsão, porém entre dois condutores adjacentes. O aumento na resistência efetiva causado por estes dois efeitos depende da amplitude e da frequência da corrente que circula pelo condutor e pode ser aproximada pela equação (2.38), como apresentada em [62] - [66].

$$R_{CA}(f) = \left(\frac{4}{\pi}\right)^{1/4} N l_{esp} \sqrt{\frac{\rho_{cobre} \mu_{cobre} \pi f}{d t_d}} \left(1 + \frac{2(N_l^2 - 1)}{3}\right) \quad (2.38)$$

Onde:

$l_{esp}$  - Comprimento médio das espiras (m);

$\rho_{cobre}$  - Resistividade do cobre ( $\Omega \cdot \text{mm}^2/\text{m}$ );

$\mu_{cobre}$  - Permeabilidade relativa do cobre (H/m);

$f$  - Frequência do harmônico em questão (Hz);

$d$  - Diâmetro do condutor (mm);

$t_d$  - Distância entre os centros de dois condutores adjacentes (mm);

$N_l$  - Número de camadas do enrolamento.

Conforme destacam os autores de [62] e [66], esta equação (2.38) se aplica apenas a núcleos com geometrias toroidais. Logo, as perdas elétricas, ou também chamadas de perdas no cobre ( $P_{cobre}$ ), são então calculadas pelo somatório das perdas ocasionadas pela resistência CC e CA, conforme equação (2.39). As perdas na resistência CA levam em consideração cada harmônico de corrente que circula pelo enrolamento.

$$P_{cobre} = R_{CC} I_{L\_rms}^2 + \sum_{f=0}^{\infty} (R_{CA}(f) I_L(f)^2) \quad (2.39)$$

Onde:

$I_{L\_rms}$  - Corrente *rms* no indutor (A);

$I_L(f)$  - Corrente do harmônico (A);



#### 2.4.2.4 Elevação de temperatura no indutor

Estimar a elevação de temperatura de forma precisa necessita de modelos complexos. Isso porque, além das perdas no indutor, essa estimativa envolveria a área externa de dissipação, a velocidade e sentido do fluxo de ar e a resistividade térmica dos materiais utilizados [62]. Para facilitar o cálculo, o fabricante dos núcleos magnéticos [61] apresenta a equação (2.40). Esta equação apresenta um modelo simplificado que permite estimar a elevação da temperatura do núcleo ( $\Delta T$ ) tendo-se conhecimento apenas das perdas e da área externa de dissipação do magnético. A área externa do indutor ( $A_{ext}$ ) é calculada a partir das dimensões do núcleo utilizado e do condutor.

$$\Delta T = \left( \frac{P_{nuc} + P_{cobre}}{A_{ext}} \right)^{0,833} \quad (^\circ C) \quad (2.40)$$

### 2.4.2 Material magnético do tipo ferrite

Conforme descrito por [67] e [68], os materiais magnéticos do tipo ferrite apresentam baixas perdas em alta frequência e facilidades de manufatura e escolha, em função dos diversos tipos de núcleos disponíveis. Como desvantagem, pode-se dizer que núcleos de ferrite têm baixa densidade de fluxo de saturação (0,3T ou 0,2T) e baixa robustez a choques mecânicos. No entanto, são largamente utilizados na construção de indutores e transformadores devido ao seu baixo custo.

#### 2.4.2.1 Escolha do núcleo apropriado

A escolha do núcleo apropriado de ferrite para o projeto do indutor de conversores estáticos é calculada pela equação (2.41). O valor típico da constante  $k_w$  (“fator de ocupação do cobre dentro do carretel”) para a construção de indutores é 0,7 conforme demonstrado por [67]. Ou seja, a área ocupada pelos enrolamentos é de 70% da janela.

$$A_e A_w = \frac{L I_{L\_max} I_{L\_rms}}{B_{max} J_{max} k_w} 10^4 \quad (2.41)$$

A densidade de corrente máxima ( $J_{max}$ ) considerada é em torno de 400 a 450 A/cm<sup>2</sup> como utilizado em [68]. O fator 10<sup>4</sup> na expressão é acrescentado para ajuste de unidade (cm<sup>4</sup>). Para núcleos de ferrite usuais o valor de  $B_{max}$  fica em torno de 0,3T (este valor é devido à curva de magnetização do material magnético) [67]. Deve-se selecionar o núcleo com o  $AeAw$  maior e mais próximo do calculado.

#### 2.4.2.2 Cálculo do número de espiras

O número de espiras para núcleo de ferrite é definido pela equação (2.42).

$$N = \frac{L I_{L_{-max}}}{B_{max} A_e} \quad (2.42)$$

#### 2.4.2.3 Cálculo do entreferro

Conforme descrito por [67] - [68], o entreferro é utilizado em indutores por duas razões:

- Sem entreferro a indutância é proporcional apenas à permeabilidade do núcleo, que é um parâmetro extremamente dependente da temperatura e do ponto de operação. A adição do entreferro introduz uma relutância muito maior que a relutância do núcleo fazendo com que o valor de  $L$  seja praticamente insensível às variações na permeabilidade do núcleo.
- A adição de entreferro permite que o indutor opere com valores maiores de corrente no enrolamento sem que ocorra saturação do núcleo.

Logo, o cálculo do comprimento do entreferro ( $l_{entreferro}$ ) é obtido pela equação (2.43).

$$l_{entreferro} = \frac{N^2 \mu_o A_e}{L} 10^{-2} \quad (2.43)$$

#### 2.4.2.4 Cálculo das perdas no núcleo

A obtenção das perdas no núcleo de ferrite é feito em função da equação (2.44), onde  $K_h$  é o coeficiente de perdas por histerese e  $K_f$  o coeficiente de perdas por correntes parasitas. Para núcleos da *Thornton* [69], os valores considerados para estes coeficientes são  $4.10^{-5}$  para  $K_h$  e  $4.10^{-10}$  para  $K_f$ . As perdas no cobre são calculadas conforme explicado na seção anterior, para os núcleos do tipo *powder*.

$$P_{\text{núcleo}} = \Delta B^{2,4} (k_h f_s + k_f f_s^2) V_{\text{nuc}} \quad (2.44)$$

#### 2.4.2.5 Elevação de temperatura

A elevação de temperatura no núcleo é calculada em função das perdas e de sua resistência térmica ( $Rt_{\text{nuc}}$ ). Esta resistência é computada pela equação (2.45), sendo  $A_e A_w$  em  $\text{cm}^4$ . Logo, a estimativa da temperatura do núcleo é obtida por (2.46), como mostra [67].

$$Rt_{\text{nuc}} = 23 (A_e A_w)^{-0,37} \quad (2.45)$$

$$\Delta T = (P_{\text{cobre}} + P_{\text{nuc}}) Rt_{\text{nuc}} \quad (2.46)$$

#### 2.4.2.6 Possibilidade de execução do projeto

Para finalizar o projeto físico de um indutor é necessário verificar a possibilidade de execução do projeto, ou seja, certificar se é possível alocar os enrolamentos na área da janela do núcleo, conforme demonstrado por [67]. Para acomodar o número de espiras calculado anteriormente é preciso uma janela mínima dada por

$$A_{w_{\text{min}}} = \frac{N n_{\text{condutores}} S_T}{k_w} \quad (2.47)$$

A possibilidade de execução do projeto é então definida pela equação (2.48). Resultados maiores que 1 não será possível a implementação, devendo-se ajustar os parâmetros  $B_{max}$ ,  $J$ , e  $n_{condutores}$  ou ainda escolher outro núcleo.

$$Exec = \frac{A_{w_{min}}}{A_{w_{nucleo}}} < 1 \quad (2.48)$$

### 2.4.3 Seleção da seção transversal do condutor

Definido o número de espiras, o próximo passo é selecionar a seção transversal do condutor ( $S_T$ ), dada em  $cm^2$ . A seção do condutor é selecionada com base na corrente *rms* ( $I_{L\_rms}$ ) que circula pelo indutor, como mostrado em [70]. Em função desta corrente e da densidade de corrente ( $J$ ) é definida a área total dos condutores através da equação (2.49). Lembrando que  $J$  é dada em  $A/cm^2$  e é escolhido pelo projetista.

$$S_T = \frac{I_{L\_rms}}{J} \quad (2.49)$$

Em seguida, é definido o número de fios em paralelo que devem ser utilizados para evitar o efeito pelicular (efeito *skin*) e minimizar o efeito de proximidade. Estes efeitos são provocados pela circulação de corrente de alta frequência no enrolamento do indutor [65]. Nesse caso, o raio de cada fio deve ser menor do que a profundidade de penetração  $\Delta$ . Assim, o diâmetro máximo do condutor é obtido pela equação (2.50), conforme ilustrado em [65].

$$\phi_{max} = 2\Delta = 2\sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu_o \mu_r f_s}} \quad (2.50)$$

Onde:

$\phi_{max}$  - diâmetro máximo do condutor (cm);

$\Delta$  - Profundidade de penetração da corrente no condutor (cm);

$\rho$  - Resistividade do condutor ( $\rho_{cobre} = 1,72 \cdot 10^{-4} \Omega cm^2/m$ );

$\mu_o$  - Permeabilidade do ar ( $\mu_o = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} H/m$ );

$\mu_r$  - Permeabilidade relativa do condutor ( $\mu_{r\_cobre} = 1$ );

Com o valor do diâmetro máximo, escolhe-se o condutor através da Tabela B - 1, apresentada no anexo B. Todos os fios, que possuem um diâmetro menor do calculado em (2.50) podem ser utilizados no projeto. Logo, é definido então, o número total de condutores que devem ser associados em paralelo através da equação (2.51), para todos os fios selecionados anteriormente.

$$n_f = \frac{S_T}{S_f} \quad (2.51)$$

Onde:

$n_f$  - Número de condutores em paralelo;

$S_T$  - Área total dos condutores (cm<sup>2</sup>);

$S_f$  - Área da seção transversal do cobre (cm<sup>2</sup>) obtida na Tabela B-1.

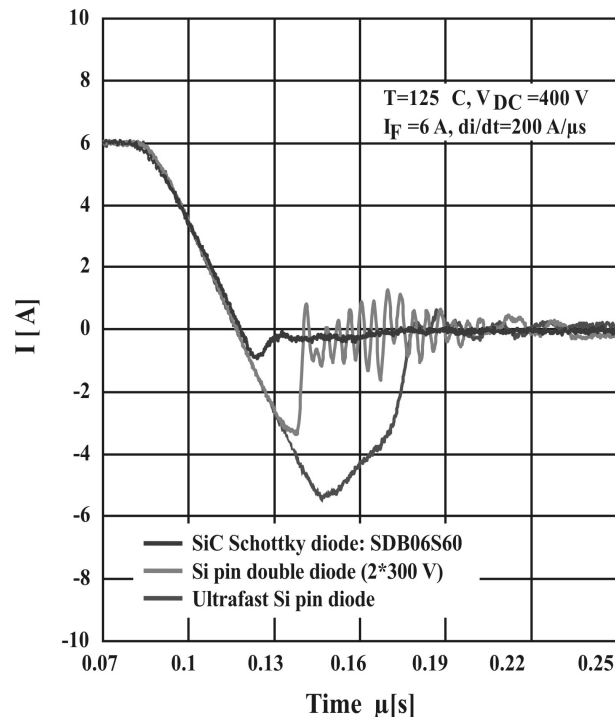
## 2.5 DISPOSITIVOS SEMICONDUTORES

Durante a década de 70 e início da década de 80, os tiristores convencionais foram por muito usados para o controle de potência em aplicações industriais. Desde 1970, várias tecnologias de dispositivos semicondutores de potência foram desenvolvidas e se tornaram disponíveis comercialmente. Estes dispositivos são amplamente difundidos, com maior destaque para os diodos de potência, os tiristores, os transistores bipolares de junção de potência, o MOSFET ( do inglês *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) e o IGBT (do inglês *Insulated Gate Bipolar Transistor*) [71].

Recentes avanços em tecnologias de semicondutores têm colaborado com a redução de perdas e mostrado ganhos significativos no que tange a densidade de potência em conversores estáticos. A utilização da família de MOSFET's do tipo *CoolMOS* e dos diodos *Schotky* de *Silicon Carbide* (*SiC* - também chamado *carborundum* - carboneto de silício) por exemplo, têm propiciado uma significativa elevação na frequência de operação dos sistemas estáticos de potência, favorecendo ganhos importantes em termos de densidade volumétrica de potência e eficiência, mantendo as perdas de comutação dos dispositivos semicondutores dentro de níveis aceitáveis [71].

Com relação aos diodos, vale destacar a recombinação dos portadores minoritários (elétrons) que ocorre durante seu bloqueio. Esta recombinação produz uma corrente de recuperação reversa que pode causar interferências eletromagnéticas e aumento das perdas [71]. Logo, os diodos do tipo *Schotky SiC* são uma ótima solução para aplicações em conversores estáticos. Este tipo de diodo apresenta uma corrente de recuperação reversa tão baixa que sua influência pode ser desprezada [72] - [74]. A Figura 2.13 ilustra o comportamento desta corrente de recuperação reversa para diferentes tecnologias de diodo, onde pode ser observado que os diodos *Schotky SiC* apresentam uma reduzida corrente durante sua comutação.

Figura 2.13 - Corrente de comutação de diferentes tecnologias de diodos.



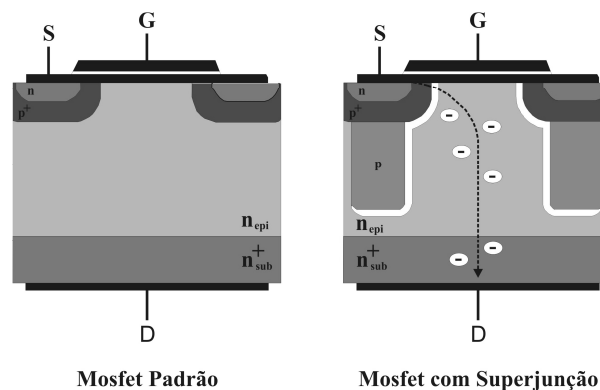
Fonte: MIESNER et al., 2013, p. 03.

Quanto à tecnologias de transistores, uma das novas estruturas desenvolvidas nos últimos anos é o *CoolMOS™*. Esta nova tecnologia de MOSFETs de potência, do fabricante *Infineon*, propõe um aumento da condutividade elétrica, fazendo com que a resistência de condução do dispositivo e as perdas associadas a ela sejam reduzidas drasticamente [76]. Há outras tecnologias existentes, porém uma breve discussão desta será abordada pois a mesma será utilizada nas simulações.

A nova geometria dos dispositivos *CoolMOS* também provocou modificações nas capacitâncias intrínsecas do MOSFET, produzindo uma redução da carga necessária destas capacitâncias. Além de reduzir as perdas capacitivas de entrada em condução, os intervalos de transição de estado de condução e bloqueio também foram minimizados, permitindo a elevação da frequência de chaveamento do dispositivo [75] - [77].

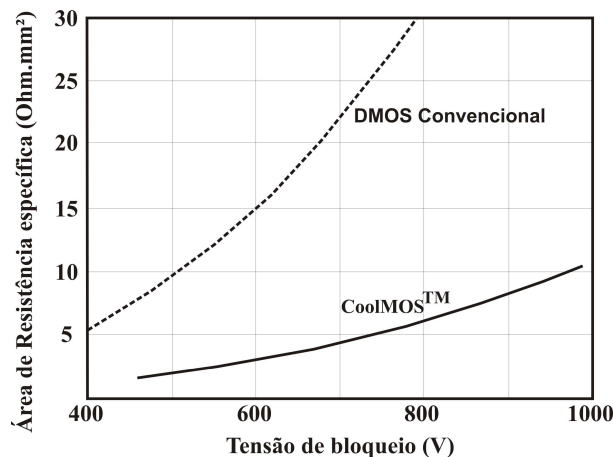
A Figura 2.14 ilustra o aspecto construtivo da tecnologia de MOSFETs do tipo *CoolMOS*, que é derivado da construção do tipo DMOS convencional, e se difere pela característica de possuir colunas verticais do material do tipo *p* [77]. Este aumento da área interna de junção *p-n*, chamada de superjunção, cria um caminho de menor resistência à corrente elétrica, como pode ser visto pela Figura 2.14. Logo, as perdas de condução apresentam uma redução bastante significativa. Quanto às perdas de comutação, pode-se dizer bastante similares às dos MOSFETs convencionais [77].

Figura 2.14 - Aspectos construtivos do semiconductor do tipo *CoolMOS*.



Fonte: APPLICATION NOTE, INFINEON TECHNOLOGIES, 2016, p. 04.

Figura 2.15 - Resistência de condução do MOSFET *CoolMOS* e convencional.



Fonte: LORENZ; DEBOY; ZVEREV, 2004, p. 1260.

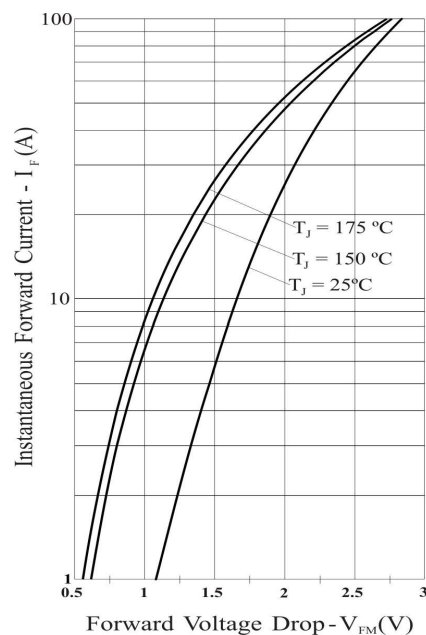
### 2.5.1 Perdas nos dispositivos semicondutores

O método usado para a determinação das perdas nos semicondutores consiste em realizar a estimação das perdas por condução e por comutação (*turn on* e *turn off*). As perdas por condução ocorrem enquanto o dispositivo semicondutor está conduzindo corrente e permanece entre seus terminais uma queda de tensão. Estes valores são dependentes da corrente que os percorre e da temperatura de junção, e são obtidos das curvas disponíveis nos *datasheets* dos componentes, conforme mostrado em [78].

No caso do diodo, a queda de tensão no semicondutor ( $V_f$ ) em função da corrente de condução ( $I_f$ ) é obtida através das curvas disponíveis nos seus *datasheets*,  $V_f \times I_f$ . Usualmente, os *datasheets* apresentam três curvas, uma para cada temperatura de junção (geralmente 25°C, 150°C e 175°C), como ilustrado pela Figura 2.15. Se a corrente no diodo for conhecida, podem-se empregar métodos numéricos para interpolar estas curvas e conseqüentemente determinar a energia dissipada pelo componente para qualquer outra temperatura. A equação (2.52) define as perdas de condução do diodo semicondutor.

$$P_{cond\_diodo} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_f(I_f, \theta) I_f(t) dt \quad (2.52)$$

Figura 2.16 -  $V_f \times I_f$  para o diodo 15ETH06.



Fonte: *Datasheet* do componente, p.03.



Para o caso do MOSFET, as perdas em condução podem ser determinadas em função da resistência de condução do mesmo, uma vez que este semiconductor possui um comportamento resistivo quando em condução. Logo, para o cálculo da perda em condução deste dispositivo é considerada a equação (2.53), onde a resistência de condução do MOSFET ( $R_{on}(\theta)$ ) varia em função da temperatura de junção do semiconductor.

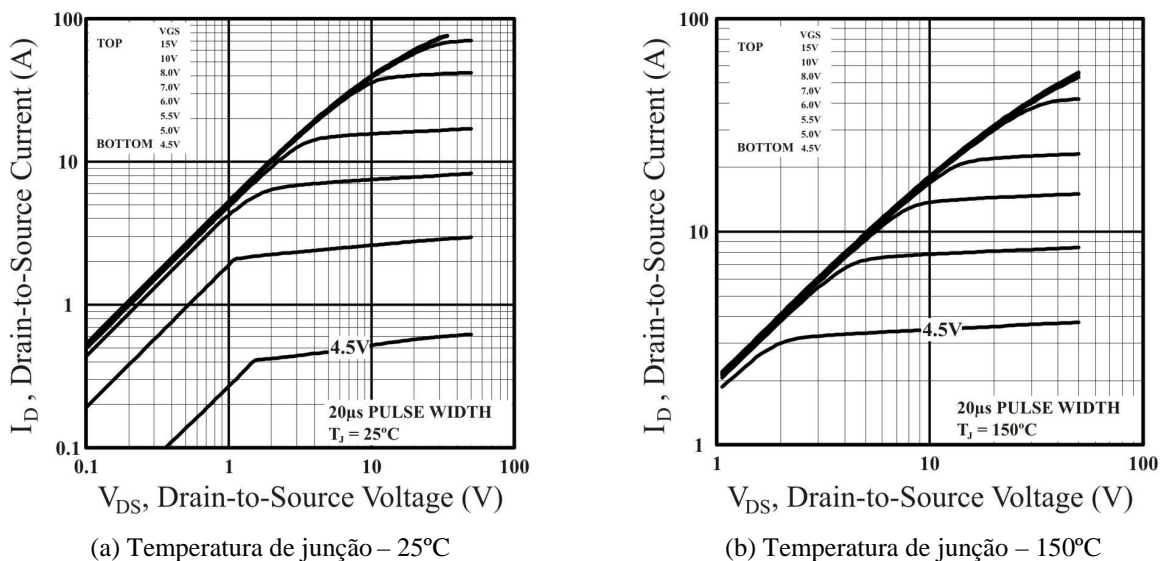
$$P_{cond\_chave} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} I_{sw}(t)^2 R_{on}(\theta) dt \quad (2.53)$$

Onde:

$I_{sw}(t)$  - Corrente de condução instantânea do interruptor (A);

Entretanto, as curvas de resistência em condução, fornecidas pelos fabricantes, são comumente dadas para uma única temperatura. Logo, outro método é proposto por [79], onde são empregadas as curvas de tensão e corrente dreno-fonte para a determinação direta das perdas por condução, já que os fabricantes apresentam duas destas curvas, uma para cada temperatura de junção (geralmente 25°C e 150°C), Figura 2.17. Assim, pode-se realizar uma interpolação entre as mesmas e obter o par tensão-corrente para qualquer outra temperatura. Esta estratégia tende a ser mais fácil de ser implementada e pode apresentar melhores resultados [79].

Figura 2.17 - Tensão dreno-fonte do MOSFET IRFP460A.



Já as perdas por comutação, no caso do MOSFET, são obtidas através da identificação de cada transição de comutação e calculadas através das equações (2.54), para a *turn-on*, e equação (2.55), para o *turn-off* do dispositivo semiconductor, como apresentado em [58], [64] e [78]. A Figura 2.18 ilustra o comportamento da tensão e corrente no MOSFET nos momentos de comutação e condução em um período de chaveamento.

$$P_{on} = \frac{1}{2} I_{dev} V_{sw} t_{on} f_s + \frac{1}{2} C_{oss} V_{sw}^2 f_s \quad (2.54)$$

$$P_{off} = \frac{1}{2} I_{dev} V_{off} t_{off} f_s \quad (2.55)$$

Onde:

$P_{on}$  - Potência dissipada durante o *turn on* do semiconductor (W);

$P_{off}$  - Potência dissipada durante o *turn off* do semiconductor (W);

$I_{dev}$  - Corrente instantânea no semiconductor no instante da comutação (A);

$V_{sw}$  - Tensão sobre o dispositivo semiconductor (V);

$V_{off}$  - Tensão sobre o dispositivo semiconductor bloqueado (V);

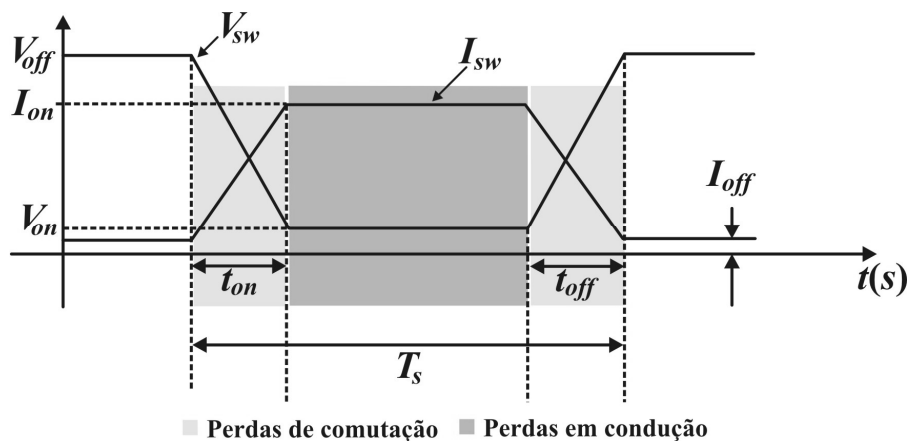
$V_{on}$  - Tensão sobre o dispositivo semiconductor em condução (V);

$t_{on}$ ,  $t_{off}$  - Tempos de comutação (s);

$f_s$  - Frequência de chaveamento do semiconductor (Hz);

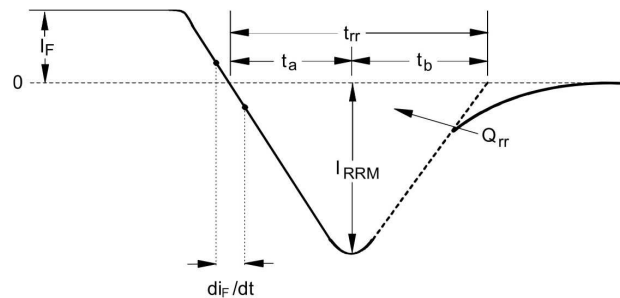
$C_{oss}$  - Capacitância de saída do semiconductor (F).

Figura 2.18 - Etapa de condução e comutação do MOSFET semiconductor.



No caso do diodo, as perdas por comutação ocorrem predominantemente em seu bloqueio, uma vez que a entrada em condução dos diodos ocorre de forma natural assim que o mesmo é polarizado diretamente. Já no seu bloqueio, os portadores minoritários de carga devem se recombinar no dispositivo, para que o mesmo entre em estado de bloqueio [64], [80]. Esta recombinação resulta em uma carga armazenada na junção  $p-n$  ( $Q_{rr}$ ) e a circulação de uma corrente de recuperação reversa como mostrado na Figura 2.19.

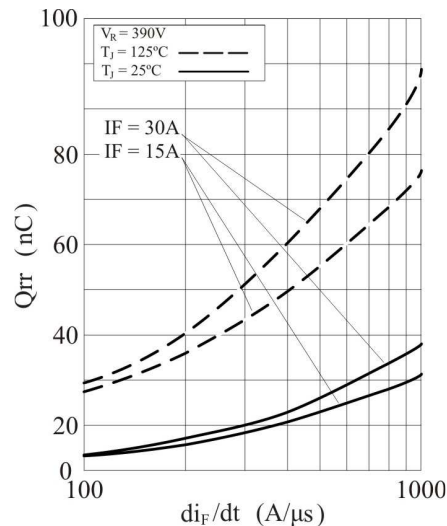
Figura 2.19 - Etapa de recuperação reversa do diodo semiconductor.



Fonte: ERICKSON, 2000, p. 76.

Como apresentado em [80],  $Q_{rr}$  é igual a aproximação da área do triângulo da Figura 2.19. O valor de  $Q_{rr}$  é diretamente proporcional à corrente de condução do diodo e à sua temperatura de junção, sendo obtido através das curvas informadas pelos seus fabricantes. Novamente, é necessário a interpolação de curvas, pois os fabricantes apresentam curvas para duas temperatura de junção (geralmente  $25^{\circ}\text{C}$  e  $125^{\circ}\text{C}$ ), como ilustrado na Figura 2.20.

Figura 2.20 -  $Q_{rr}$  do diodo 15ETH06.



Fonte: *Datasheet* do componente, p. 04.

A potência dissipada devido à recuperação reversa do diodo, em um período de chaveamento, é definida com o uso da equação (2.56), como apresentado por [71].

$$P_{rec\_diodo} = Q_{rr} (I_f, \theta) V_o f_s \quad (2.56)$$

Onde:

$P_{rec\_diodo}$  - Potência dissipada durante a recuperação reversa do diodo (W);

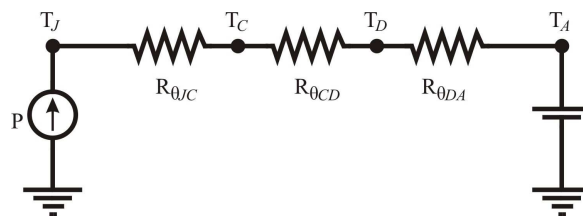
$Q_{rr}$  - Carga de recuperação reversa armazenada (C);

$V_o$  - Tensão de saída do conversor *Boost* (V).

### 2.5.2 Elevação de temperatura nos dispositivos semicondutores

A obtenção da elevação de temperatura nos dispositivos semicondutores é obtida com o auxílio do circuito térmico equivalente ilustrado na Figura 2.21 e como descrito em [81]. A dissipação de calor, provocada pelas perdas em um semicondutor, pode ser representada por este circuito equivalente térmico unidimensional.

Figura 2.21 - Circuito térmico equivalente de um dispositivo semicondutor.



Fonte: WILLIAMS, 1992, p. 101.

Esse modelo considera o sistema operando em regime permanente (operação CC), desconsiderando a dinâmica térmica que ocorre em uma operação PWM. Conforme discutido em [81], largas flutuações de temperatura ocorrem em baixas frequências. Com o aumento da frequência, a inércia térmica da junção suaviza as flutuações de temperatura instantâneas, e a junção responde mais para um valor médio, ao invés de uma potência de pico. Para frequências na ordem de kilohertz e razões cíclicas acima de 20%, as flutuações de temperatura tornam-se pequenas e o aumento da temperatura da junção se aproxima ao valor médio da potência dissipada, multiplicada pelas resistências térmicas em regime permanente.

Assim, uma vez determinada a potência dissipada no dispositivo semiconductor, pode-se então determinar as temperaturas de junção ( $T_J$ ), do encapsulamento ( $T_C$ ) e do dissipador ( $T_D$ ) através das equações (2.57), (2.58) e (2.59) [81].

$$T_D = T_A + R_{\theta_{DA}} P \quad (2.57)$$

$$T_J = T_D - P(R_{\theta_{JC}} + R_{\theta_{CD}}) \quad (2.58)$$

$$T_C = T_J - PR_{\theta_{JC}} \quad (2.59)$$

Onde:

$P$  - Potência dissipada pelo dispositivo semiconductor (W);

$T_J$  - Temperatura de junção do dispositivo semiconductor ( $^{\circ}\text{C}$ );

$T_C$  - Temperatura do encapsulamento do dispositivo semiconductor ( $^{\circ}\text{C}$ );

$T_D$  - Temperatura do dissipador ( $^{\circ}\text{C}$ );

$T_A$  - Temperatura ambiente ( $^{\circ}\text{C}$ );

$R_{\theta_{JC}}$  - Resistência térmica junção-*case* do dispositivo semiconductor ( $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ );

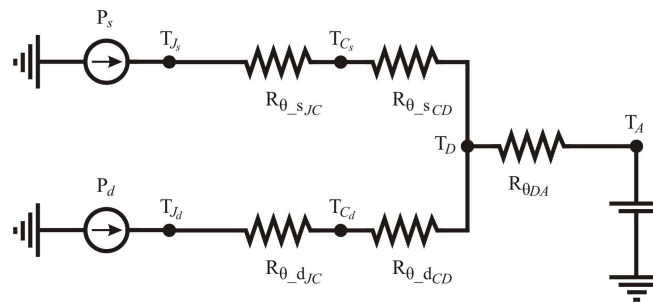
$R_{\theta_{CD}}$  - Resistência térmica *case*-dissipador do dispositivo semiconductor ( $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ );

$R_{\theta_{DA}}$  - Resistência térmica do dissipador ( $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ).

No caso de dois semicondutores montados em um único dissipador, considera-se que a temperatura do dissipador é a mesma para cada semiconductor [81]. A Figura 2.22 apresenta o circuito térmico equivalente, para o caso de um interruptor e um diodo semiconductor montados no mesmo dissipador [81]. A temperatura do dissipador é então estimada pela equação (2.60), sendo  $P_s$  a potência dissipada no interruptor e  $P_d$  a potência dissipada no diodo semiconductor.

$$T_D = T_A + R_{\theta_{DA}} (P_s + P_d) \quad (2.60)$$

Figura 2.22 - Circuito térmico equivalente do interruptor e diodo em um único dissipador.



Fonte: WILLIAMS, 1992, p. 119.

O cálculo das temperaturas de junção e encapsulamento utilizam as mesmas equações já apresentadas. No entanto, a aproximação unidimensional térmica pode ser comprometida, uma vez que é considerado que a temperatura aumenta em um único ponto, tendo agora duas fontes de calor (perdas), em pontos fisicamente afastados. Resultados experimentais serão obtidos para verificar a eficácia deste modelo.

### 2.5.3 Projeto do dissipador

Determinada a potência dissipada em cada dispositivo semicondutor e com o conhecimento dos parâmetros térmicos de cada dispositivo determinados pelos seus *datasheets*, projeta-se o dissipador necessário para o arrefecimento dos mesmos. O projeto baseia-se na obtenção da resistência térmica do dissipador levando em consideração o modelo térmico equivalente unidimensional do semicondutor, ilustrado na Figura 2.21, como apresentado em [81] - [82]. Este modelo de projeto considera a temperatura da junção constante (em regime permanente) e apenas um dispositivo por dissipador

Então, a resistência térmica do dissipador ( $R_{\theta_{DA}}$ ) é obtida em função da potência dissipada pelo semicondutor e das temperaturas do dissipador (equação (2.61)) e ambiente, com o uso da equação (2.62). A temperatura de junção adotada é qualquer valor abaixo da máxima temperatura definida pelo fabricante do componente.

$$T_D = T_J - P (R_{\theta_{JC}} + R_{\theta_{CD}}) \quad (2.61)$$

$$R_{\theta_{DA}} = \frac{T_D - T_A}{P} \quad (2.62)$$

De posse deste valor de resistência térmica entre o dissipador e o ambiente, pode-se encontrar o comprimento do dissipador e o volume do mesmo, em função do perfil selecionado. No entanto, tem-se que encontrar primeiramente o fator de correção do comprimento para estimar-se o comprimento necessário de dissipador.

Este fator de correção do comprimento é determinado pela equação (2.63), sendo a equação que representa a Figura 2.23.

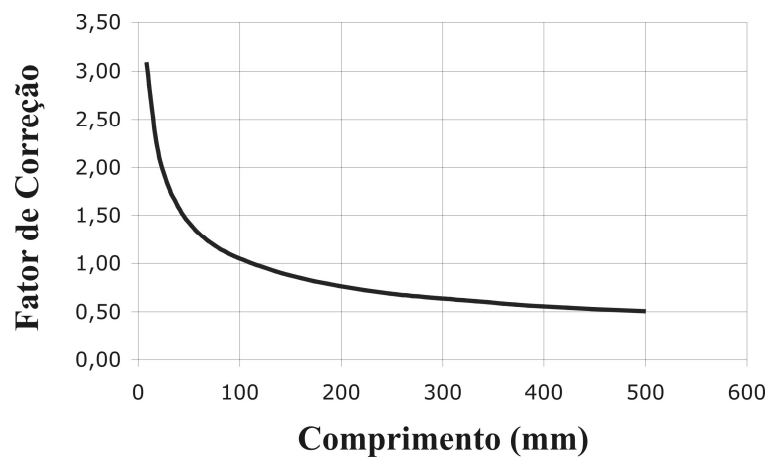
$$f_{cc\_perfil} = \frac{R_{DA}}{R_{th\_perfil} \cdot f_{c\_temp}} \quad (2.63)$$

Onde:

$R_{th\_perfil}$  : Resistência térmica do perfil de dissipador;

$f_{c\_temp}$  : Fator de correção da temperatura - obtido por (2.64) a partir da Figura 2.24.

Figura 2.23 - Correção da resistência térmica para outros comprimentos de dissipadores.



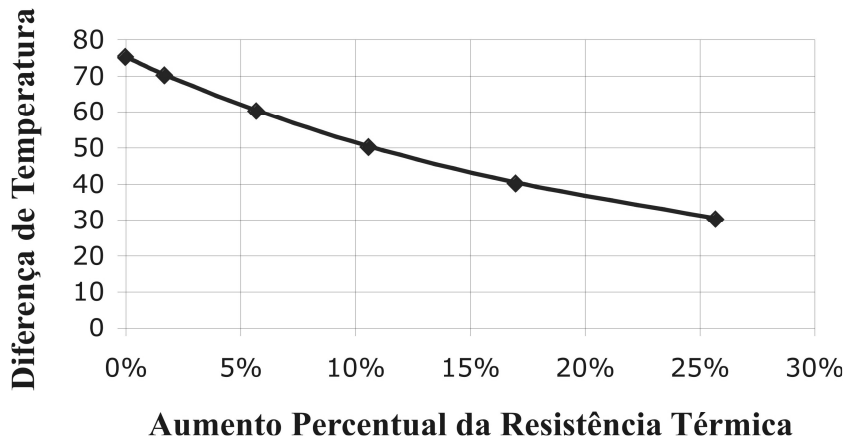
Fonte: CATÁLOGO HS DISSIPADORES, 2014, p. 04.

$$f_{c\_temp} = 0,655e^{-0,04587\Delta t} + 1,174e^{-0,002419\Delta t} \quad (2.64)$$

Onde  $\Delta t$  é dado pela equação (2.65).

$$\Delta t = T_D - T_A \quad (2.65)$$

Figura 2.24 - Variação da resistência térmica com a diferença de temperatura.



Fonte: CATÁLOGO HS DISSIPADORES, 2014, p. 03.

Com estes fatores de correções, determina-se o comprimento do dissipador com o auxílio da equação (2.66).

$$l_{\text{perfil}} = \frac{8,24 f_{cc\_perfil} - 1,74}{f_{cc\_perfil}^3 - 0,61 f_{cc\_perfil}^2 + 0,27 f_{cc\_perfil} - 0,056} \quad (2.66)$$

As equações (2.65) e (2.67) foram obtidas com o uso da ferramenta *curve fit* do MatLab. Maiores detalhes e os pontos utilizados para obter estas equações estão disponíveis em [82].

## 2.6 CONCLUSÕES

Nesse capítulo foram apresentados os modelos matemáticos utilizados para a estimativa das perdas do conversor *Boost* (capacitores, semicondutores, magnéticos). Estes cálculos foram realizados através de métodos já consagrados pela academia e são úteis para que possam ser analisadas todas as perdas individualmente.



Além disso, foram apresentados os principais materiais magnéticos que serão utilizados neste trabalho. Constatou-se que materiais magnéticos do tipo *iron powder* apresentam uma variação da permeabilidade em função da variação do nível CC, da temperatura, frequência de operação, e em função da variação do fluxo CA. Como discutido anteriormente, somente a variação da permeabilidade em função do nível CC será considerada. As demais variações foram desconsideradas por apresentarem pouca ou nenhuma influência sobre a permeabilidade, nos casos considerados neste trabalho.

Para finalizar, foi discutido o projeto, seleção dos componentes, cálculo de elevação de temperatura e outros cálculos necessários para o desenvolvimento da metodologia de projeto proposta.



### 3. METODOLOGIA DE PROJETO PROPOSTA

#### 3.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo é apresentada a metodologia de projeto proposta. Uma descrição passo-a-passo da proposta é abordada, iniciando pelo processo de obtenção das constantes de ponderação. Essas constantes de ponderação servirão como base para seleção do projeto do conversor. Em seguida, a metodologia de projeto como um todo é descrita e simulações são apresentadas.

#### 3.2 CONSTANTES DE PONDERAÇÃO

A norma IEC 61683:2000 [44] estabelece os procedimentos básicos para a obtenção das constantes de ponderação, utilizadas na avaliação do rendimento de condicionadores de potência conectados a módulos PV. Então, para levar em conta as características da variabilidade da energia gerada em função das condições meteorológicas, a norma estabelece o conceito do rendimento médio ponderado ( $\eta_w$ ). Como mostrado em [42],  $\eta_w$  nada mais é do que uma figura de mérito que representa o rendimento de um conversor de energia para diversos pontos de operação em função do tempo em que o mesmo opera em cada ponto.

Dessa forma, a partir da análise da energia processada/fornecida por um sistema e levando em conta o conceito do rendimento médio ponderado, é possível obter a figura de mérito que represente o comportamento desta energia por meio de

$$n_w = \frac{\sum_{j=1}^n P_{out,j} t_j}{\sum_{j=1}^n P_{in,j} t_j} = \frac{P_{in,1} \eta_1 t_1 + \dots + P_{in,n} \eta_n t_n}{P_{in,1} \eta_1 + \dots + P_{in,n} \eta_n} = \sum_{j=1}^n K_j n_j = K_1 n_1 + K_2 n_2 + \dots + K_n n_n, \quad (3.1)$$

sendo  $P_{in,j}$ ,  $P_{out,j}$ ,  $\eta_j$  e  $t_j$  a potência de entrada, a potência de saída, a eficiência e o tempo de operação, respectivamente, na  $j$ -ésima faixa de potência analisada, e

$$K_j = \frac{P_{in,j} t_j}{\sum_{j=1}^n P_{in,j} t_j}, \quad (3.2)$$

tal que  $\sum_{j=1}^n K_j = 1$ .

As constantes de ponderação  $k_j$  representam a parcela de tempo em que o sistema opera em determinada potência. Em sistemas PV está relacionada ao tempo em que determinada irradiação incide sobre os módulos. Logo, a partir da análise de dados estatísticos de irradiação ao longo de um ano na região de São Martinho da Serra, Rio Grande do Sul, e levando em conta o conceito do rendimento médio ponderado, *Dupont et al.* propõe em [42], a figura de mérito expressa por

$$\eta = 0,01\eta_{5\%} + 0,15\eta_{10\%} + 0,37\eta_{25\%} + 0,33\eta_{50\%} + 0,13\eta_{75\%} + 0,01\eta_{100\%} . \quad (3.3)$$

Estes dados estatísticos foram obtidas do projeto SONDA (Sistema de Organização Nacional de Dados Ambientais) [83]. O projeto SONDA foi criado pelo INPE (Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais) com o objetivo de levantar e melhorar a base de dados relativa aos recursos de energia solar e eólica do país. Com relação à estação meteorológica de São Martinho da Serra, há dados a partir do ano de 2005. Logo, para o cálculo do  $\eta_w$  desta região apresentado em [42], foram empregadas todas as amostras da estação entre 2005 a 2012.

Então, calculou-se primeiramente o valor médio das variáveis para cada minuto ao longo do ano (valor médio/minuto), de forma que cada registro corresponde ao mesmo minuto de um determinado dia do ano. Com isso, tem-se um vetor de irradiação e outro de temperatura médio, para cada minuto, considerando os dados de 2005 a 2012. Com esse par de irradiações global média e temperaturas de superfície média é possível calcular a capacidade de produção de energia da estação para um determinado um módulo fotovoltaico. Em [42] assumiu-se o módulo fotovoltaico do modelo KD210GX-LPU de 210 W, e considerou-se que este sistema extrai sempre a máxima potência disponível.

Dessa forma, dividindo essa energia gerada em 7 classes, conforme estabelece a norma IEC 61683, obtém-se os valores ilustrados na Tabela 3.1. De acordo com a norma, as classes de potência são 5%, 10%, 25%, 50%, 75%, 100% e 120% da potência nominal. A divisão entre cada classe é estabelecida pelo valor médio entre duas classes vizinhas.

A classe 1 compreende todas as ocorrências de potências entre 0 e 7,5% da potência total do módulo. Já a classe 2 engloba as potências entre 7,5% a 17,5%, a classe 3 entre 17,5% a 37,5%, a classe 4 entre 37,5% a 62,5%, a classe 5 entre 62,5% a 87,5%, a classe 6 entre 87,5% a 120%, e a classe 7 todas as potências acima de 120%. Assim, as constantes de ponderações da figura de mérito de São Martinho da Serra/RS são obtidas dividindo a energia média de cada classe da Tabela 3.1 pela energia total [42].

Tabela 3.1 - Energia anual do módulo fotovoltaico KD210GX-LPU - São Martinho da Serra.

Classes	Potência Média (W)	Percentual de carga (%)	Ocorrência (h)	Energia Média (kWh)	Ponderação
Classe 1	10,5	5	4918,6	3.687	0,009880
Classe 2	21	10	967,2	56.183	0,150565
Classe 3	52,5	25	1341,7	139.33	0,373393
Classe 4	105	50	803,2	124.705	0,334198
Classe 5	157,5	75	237,1	47.282	0,126711
Classe 6	210	100	8,2	1.960	0,005253
Classe 7	252	120	0	0,00	0,000000
<b>Total:</b>			<b>8276,0</b>	<b>1119,44 kWh</b>	<b>1,000000</b>

Fonte: Próprio autor.

Pode-se concluir pela análise da equação (3.3) e os dados da Tabela 3.1, que aproximadamente 37% do tempo, em um ano, um sistema PV, em São Martinho da Serra, irá operar na faixa de 25% da potência nominal do painel. Ou ainda, pode-se concluir que 70% do tempo, o sistema irá operar com uma potência que varia entre 25% e 50%. Logo, é interessante que o conversor apresente sua máxima eficiência nestas faixas de potência para se obter a máxima eficiência energética, ou o maior processamento de energia ao longo de um ano. Salienta-se que o mesmo procedimento pode ser aplicado a qualquer outro tipo de aplicação onde se tenha conhecimento do comportamento da energia processada.

### 3.3 DESCRIÇÃO DA METODOLOGIA DE PROJETO PROPOSTA

A metodologia de projeto proposta se baseia na seleção de um projeto através de uma varredura dos parâmetros de projeto do conversor ( $\Delta i_L, f_s$ ) e escolha dos tipos de núcleos, seção transversal dos condutores, semicondutores, dissipadores, capacitores, etc. Como demonstrado em alguns trabalhos [25] - [38], a escolha adequada do par ( $\Delta i_L @ f_s$ ) e das tecnologias de semicondutores e magnéticos pode proporcionar resultados considerados ótimos.

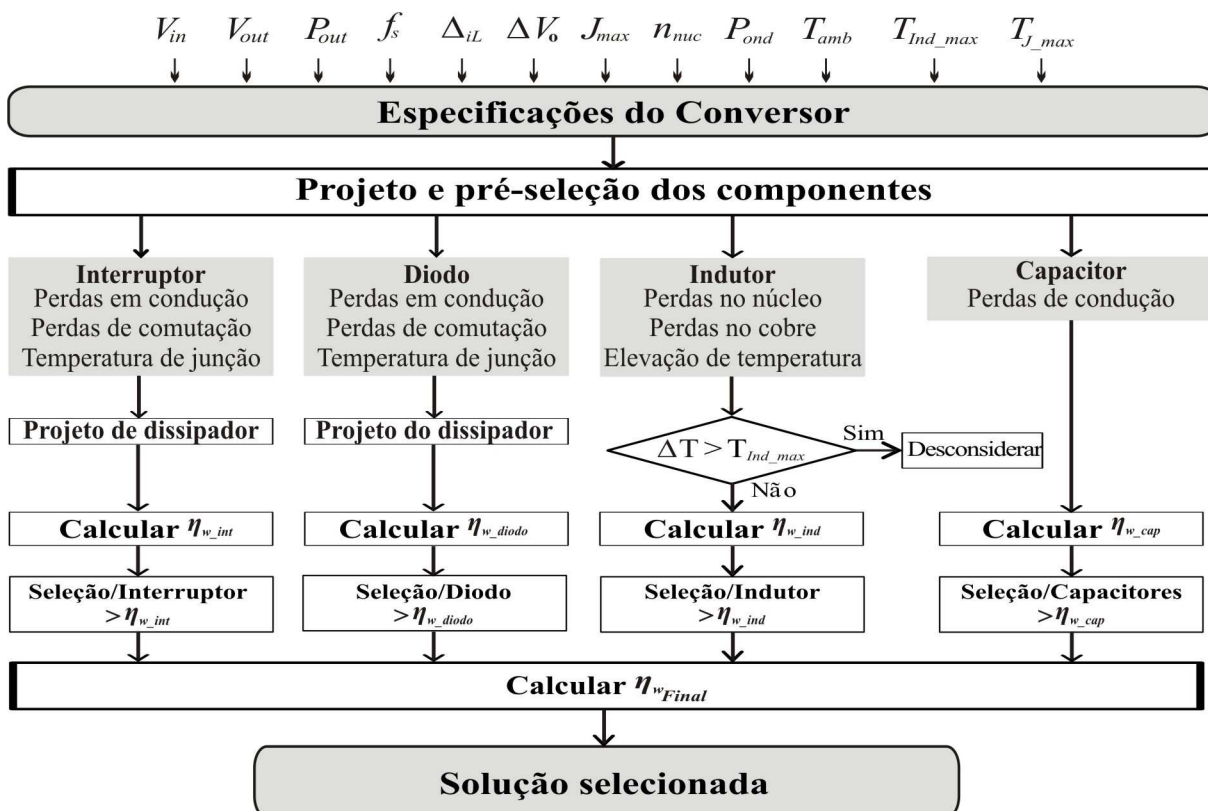
Assim, através da simulação de vários pontos de operação e várias combinações de componentes é possível encontrar um projeto que resulte em um volume reduzido, baixas perdas, elevada densidade de potência e eficiência.

Dessa forma, a metodologia de projeto proposta selecionará o par  $(\Delta i_L @ f_s)$ , o tipo de material magnético, o número de núcleos empilhados, a seção transversal dos condutores e o par de semicondutores (interruptor e diodo) que resultem na melhor eficiência energética do conversor. Ou ainda, a metodologia selecionará o projeto que maximize a figura de mérito considerada. Nesse sentido, a solução selecionada será aquela que apresentar a melhor eficiência para as constantes de ponderação definidas em função do comportamento da energia processada. Vale salientar que neste primeiro momento, somente materiais do tipo *iron powder* serão considerados.

Para o desenvolvimento do algoritmo, foi necessário primeiramente modelar matematicamente as etapas de operação do conversor *Boost*. Com estes modelos foram simuladas as formas de ondas do conversor para as mais diversas condições de carga. Em alguns pontos, o conversor pode operar em modo de condução descontínua. Esta condição é considerada pelo algoritmo, o qual foi desenvolvido no *software* MatLab.

Um fluxograma resumido da metodologia proposta é exposto pela Figura 3.1. Na sequência, a metodologia é detalhada.

Figura 3.1 - Fluxograma resumido da metodologia de projeto proposta.



**1º Passo:** Definir as variáveis de entrada e parâmetros de projeto.

- ✓ Tensão de entrada ( $V_{in}$ ) e tensão de saída ( $V_{out}$ );
- ✓ Potência de saída ( $P_{out}$ ) ou potência máxima de operação;
- ✓ Faixas de valores de frequência de chaveamento e de ondulação de corrente;
- ✓ Ondulação de tensão de saída ( $\Delta V_o$ );
- ✓ Densidade de corrente para projeto do indutor ( $J_{max}$ );
- ✓ Número máximo de núcleos empilhados ( $n_{nuc}$ );
- ✓ Tipo de material magnético (*Kool M $\mu$* , *High-Flux* ou MPP);
- ✓ Constantes de ponderação ( $P_{ond}$ );
- ✓ Temperatura ambiente de projeto ( $T_{amb}$ ).
- ✓ Temperatura máxima de operação do material magnético ( $T_{Ind\_max}$ );
- ✓ Temperatura de junção dos semicondutores ( $T_{J\_max}$ );

Os valores de tensão de entrada e potência são definidos em função do arranjo de painéis PV considerados. Já os valores das outras variáveis são definidos em função das limitações dos componentes utilizados.

Quanto à ondulação de corrente e tensão, deve-se tomar cuidado nos valores escolhidos, uma vez que em uma conexão de um sistema PV com a rede, a taxa de distorção harmônica de tensão e corrente, não devem ultrapassar 2,5% e 5%, respectivamente, conforme [43]. No entanto, como dever ser ainda considerado o inversor, para a conexão com a rede, esses limites estabelecidos pela norma IEEE 1547 não foram considerados para o projeto dos componentes desta tese.

**2º Passo:** Calcular as correntes médias, *rms* e instantâneas de entrada, correntes nos semicondutores, capacitores, indutor, para cada uma das classes de potências definidas (5%, 10%, 25%, 50%, 75%, 100% e 120% da potência nominal gerada pelo sistema PV). Em seguida são calculadas a indutância para cada ponto de operação, corrente máxima do magnético ( $I_{max\_mag}$ ), energia armazenada e o diâmetro máximo dos condutores, para cada  $f_s$  considerada.

**3º Passo:** Pré-selecionar os componentes possíveis para cada ponto de operação. Os componentes são pré-selecionados em função da energia armazenada para os magnéticos,  $f_s$ ,  $I_{L_{rms}}$  e  $J_{max}$  para os condutores, corrente e tensão para os semicondutores e níveis de tensão e ondulação máxima de tensão para seleção dos capacitores. Para cada ponto de operação mais de um núcleo magnético, seção transversal do condutor, semicondutor e capacitor são testados.

**4º Passo:** Calcular o número de espiras para todos os núcleos e seções de condutores pré-selecionados, bem como, a área ocupada pelos condutores. Se a área ocupada pelos condutores for maior que área da janela do núcleo, para um fator de utilização definido pelo projetista, descarta-se o núcleo e passa-se para o próximo *part number*.

**5º Passo:** Estimar a resistência dos enrolamentos para uma temperatura inicial do condutor igual a 25°C e  $J_{max}$ , que foi definido pelo projetista. Em seguida, selecionar a seção do condutor que resulta na menor resistência para esta temperatura inicial considerada.

**6º Passo:** Calcular as perdas nos indutores pré-selecionados e estimar a elevação de temperatura ( $\Delta T$ ).

**7º Passo:** Descartar os núcleos magnéticos que excederem a temperatura máxima de operação definida no 1º passo. Neste trabalho, a temperatura máxima de 100°C foi escolhida, baseado em [37], conforme discutida na seção 2.4.1. Outros valores de temperatura podem ser utilizados e esta é uma escolha que deve ser baseada na experiência do projetista.

**8º Passo:** Calcular o rendimento médio ponderado resultante de cada indutor ( $\eta_{w\_ind}$ ), considerando as ponderações definidas no 1º passo.

**9º Passo:** Selecionar, para cada ( $\Delta i_L @ f_s$ ), o núcleo magnético e o condutor que proporcionaram o melhor  $\eta_{w\_ind}$ . Inicialmente, somente núcleos toroidais foram considerados.

**10º Passo:** Recalcular a resistência do condutor selecionado, uma vez que a temperatura considerada foi de 25°C. Um novo valor de resistência é obtido agora, considerando  $\Delta T$  estimada. Recalculam-se então as perdas ôhmicas do indutor considerando a nova resistência e novamente estima-se a temperatura do indutor. Esta nova temperatura é então comparada com a temperatura inicial. Este processo deve ser repetido até que  $\Delta T$  (n+1) seja igual a um valor aproximado de  $\Delta T$ (n), obtendo assim o valor real de  $\Delta T$ , sendo n o número de repetições do processo.

**11º Passo:** Recalcular as perdas finais de cada indutor com esta nova temperatura.

**12º Passo:** Projetar os dissipadores para os semicondutores pré-selecionados. Para isso, é computada a potência dissipada pelos semicondutores.

**13º Passo:** Estimar o rendimento médio ponderado resultante do interruptor ( $\eta_{w\_int}$ ) e diodo ( $\eta_{w\_diodo}$ ) e definir os semicondutores que garantem o melhor resultado.

**14º Passo:** Projetar e pré-selecionar os capacitores de entrada e saída. Diversos *part numbers*, com diferentes capacitâncias, níveis de tensão, volumes e  $R_{ESR}$  são considerados. Todos os capacitores que atendem aos níveis de tensão e a ondulação máxima de tensão ( $\Delta V_{in}$  calculado e  $\Delta V_o$  estabelecido) são pré-selecionados.

**15º Passo:** Estimar as perdas e o rendimento médio ponderado resultantes dos capacitores ( $\eta_{w\_cap}$ ), definindo os capacitores a serem utilizados.



**16º Passo:** Calcular  $\eta_w$  final para cada par ( $\Delta i_L @ f_s$ ).

O resultado final é uma matriz, ilustrada na Figura 3.2, onde para cada ponto de operação tem-se um projeto ótimo. O tamanho da matriz é proporcional ao número de pontos testados. Vale salientar que todas as soluções são projetadas para a potência máxima do conversor. No entanto, a solução ideal (ótima) é aquela que apresenta o melhor valor de  $\eta_w$  para os parâmetros de projetos e componentes considerados.

Figura 3.2 - Matriz resultante da metodologia de projeto.

$$\eta_{w_{Final}} = \begin{bmatrix} \eta_w(1 @ 1) & \eta_w(1 @ 2) & \dots & \eta_w(1 @ n) \\ \eta_w(2 @ 1) & \eta_w(2 @ 2) & \dots & \eta_w(2 @ n) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \eta_w(n @ 1) & \eta_w(n @ 2) & \dots & \eta_w(n @ n) \end{bmatrix}$$

$\eta_w(n @ 1) \rightarrow$

- Núcleo (*Part Number*)
- N° de núcleos
- Condutor (AWG)
- N° de condutores
- Dissipador
- Semicondutores
- Capacitores

Fonte: Próprio autor.

Pode-se dizer ainda que a metodologia proposta permite a seleção de projetos conforme a necessidade do projetista. Ao definir as constantes de ponderação, o projetista está informando o formato de curva de eficiência pretendida. O algoritmo tenta então selecionar a solução que mais se aproxima do desejado. Logo, como estas constantes de ponderação são definidas pelo usuário, o algoritmo desenvolvido dá total liberdade para que seja estabelecida a forma de curva desejada.

### 3.4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DA METODOLOGIA PROPOSTA

As simulações apresentadas nesta seção consideram os parâmetros de projeto ilustrados na Tabela 3.2. A potência e a tensão de entrada equivalem a uma configuração com três módulos fotovoltaicos conectados em série, modelo KD210GX-LPU. Assumiu-se que o sistema fotovoltaico esteja operando sempre no ponto de máxima potência. Variou-se  $f_s$  de 5 a 60 kHz com intervalos de 2,5 kHz, e  $\Delta i_L$  de 5 a 35% com intervalos 2,5%. Observou-se que acima e abaixo destes valores, as soluções apresentaram valores muito baixos para  $\eta_w$ , logo, limitou-se essas faixas de valores para diminuir o tempo de processamento do algoritmo.

Tabela 3.2 - Parâmetros do projeto.

Parâmetros	Valores
Potência nominal	600 W
Tensão de entrada	80 V
Tensão de saída	340 V
Intervalo de $f_s$ investigado	5 a 60 kHz
Intervalo de $\Delta i_L$ investigado	5 a 35%
Máximo $\Delta V_o$	1%
Resistência de <i>gate</i>	10 $\Omega$
Temperatura ambiente	50°C
Densidade de corrente	400 A/m <sup>2</sup>

Fonte: Próprio autor.

Dez modelos de núcleos toroidais de cada material magnético do fabricante *Magnetics* [61] são testados. Materiais magnéticos do tipo *Kool M $\mu$* , *High-Flux* e MPP foram avaliados.

Um único modelo de dissipador (modelo HS 10425), com um comprimento fixo de 13 cm para o par de semicondutores, e um único modelo de capacitor (B43504-A5227-M de 220 $\mu$ F) foi utilizado. Inicialmente, somente o capacitor de saída foi considerado. Quanto aos semicondutores, dois diodos *hyperfast*, (*part number* 15ETH06 e 15ETH06FP) e dois interruptores do tipo MOSFET, (*part number* IRFP 460A e IRFP 840A) foram avaliados. Quanto aos condutores, foram simuladas as dez seções disponíveis em laboratório. A densidade de corrente de 400 A/cm<sup>2</sup> foi escolhida baseada em [63], com o intuito de evitar elevadas perdas e manter a temperatura dos condutores abaixo de 100°C. Outros valores de densidade de corrente podem ser utilizados, ficando a critério do projetista.

Os graus de liberdade ou variáveis independentes para a seleção do projeto ótimo são:

- ✓ Frequência de chaveamento;
- ✓ Ondulação de corrente de entrada;
- ✓ Dez diferentes *part numbers* de núcleos magnéticos;
- ✓ Dez diferentes seções transversais de condutores.

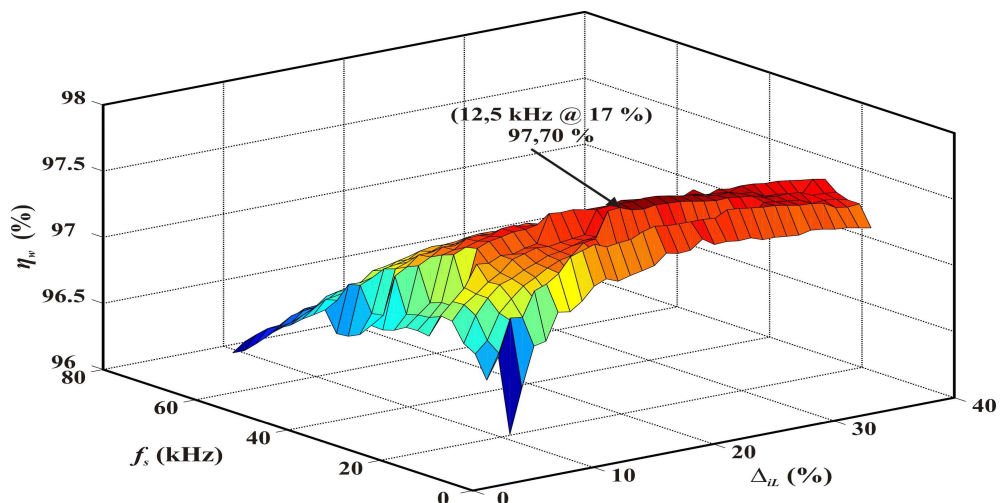
As características dos projetos selecionados pela metodologia, para o material magnético do tipo *Kool M $\mu$*  são ilustrados na Tabela 3.3. Foram realizadas simulações considerando a possibilidade de empilhamentos de núcleos, limitando-se em três unidades. A solução selecionada considerando três núcleos proporcionou os melhores resultados. Para os demais materiais magnéticos, o mesmo comportamento será observado. Logo, optou-se por discutir somente os resultados com três núcleos empilhados.

Tabela 3.3 - Parâmetros do projeto selecionado para o material *Kool M $\mu$* .

	1 Núcleo	2 Núcleos	3 Núcleos
$\eta_w$ (%)	97,59	97,62	97,70
$f_s$ (kHz)	17,5	7,5	12,5
$\Delta i_L$ (%)	20	22	17
$L$ (mH)	2,2	4,6	3,6
Nº de espiras	176	195	116
Núcleo magnético	77735	77337	77616
Permeabilidade do núcleo	26 $\mu$	26 $\mu$	40 $\mu$
Condutor Selecionado	4 x 19 AWG	2 x 15 AWG	4 x 19 AWG
Interruptor	IRFP 460A	IRFP 460 <sup>a</sup>	IRFP 460A
Diodo	15ETH06	15ETH06	15ETH06

Fonte: Próprio autor.

Uma ideia do comportamento dos  $\eta_w$  resultantes para das soluções considerando o material magnético do tipo *Kool M $\mu$*  e três núcleos empilhados, é apresentada na Figura 3.3. Como observado, para as tecnologias avaliadas, o aumento de  $f_s$  e  $\Delta i_L$  causam uma diminuição de  $\eta_w$ . O aumento de  $f_s$  provocou a elevação das perdas de comutação nos semicondutores. Já a elevação de  $\Delta i_L$  provoca um leve aumento das perdas no núcleo magnético, uma vez que  $\Delta B$  aumenta. Por outro lado, a diminuição de  $f_s$  e  $\Delta i_L$  resulta em indutores com um número muito elevado de espiras, aumentando assim as perdas no cobre. Logo, a solução ótima, para os componentes considerados, é o projeto destacado na Figura 3.3.

Figura 3.3 - Universo de soluções resultantes para material *Kool M $\mu$* .

Fonte: Próprio autor.

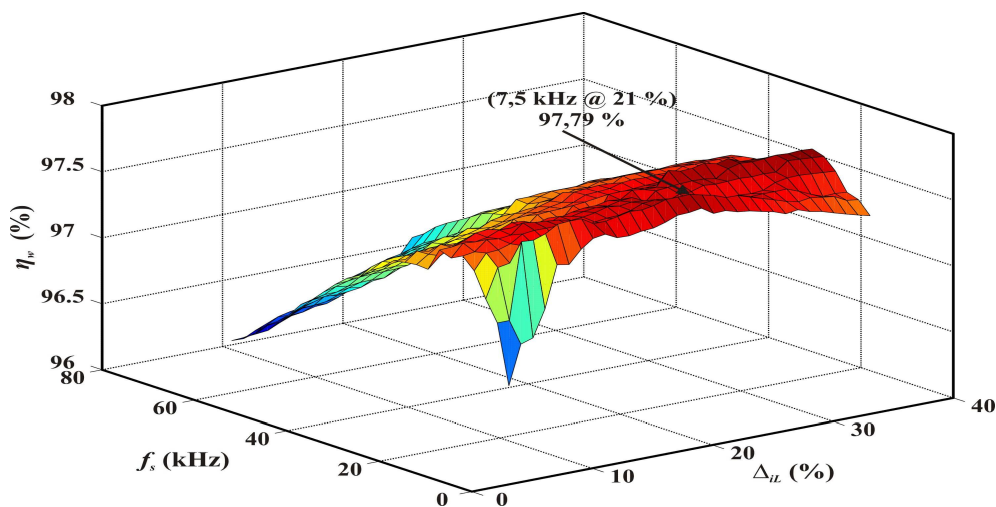
As soluções selecionadas para o material magnético *High-Flux* são descritas na Tabela 3.4. Outra vez, o empilhamento de núcleo não resultou em melhorias expressivas. Uma pequena elevação de  $\eta_w$  das soluções é constatada quando comparada às soluções do material magnético anterior. Analisando o comportamento das soluções resultantes para este material considerando três núcleos empilhados, Figura 3.4, é possível notar uma semelhança com os resultados obtidos com o material *Kool M $\mu$* .

Tabela 3.4 - Parâmetros do projeto selecionado para o material *High-Flux*.

	1 Núcleo	2 Núcleos	3 Núcleos
$\eta_w$ (%)	97,57	97,75	97,79
$f_s$ (kHz)	12,5	7,5	7,5
$\Delta i_L$ (%)	20	19	21
$L$ (mH)	3	5,3	4,8
Nº de espiras	133	123	126
Núcleo magnético	58337	58337	58099
Permeabilidade do núcleo	26 $\mu$	26 $\mu$	60 $\mu$
Condutor Selecionado	4 x 19 AWG	2 x 15 AWG	2 x 15 AWG
Interruptor	IRFP 460A	IRFP 460A	IRFP 460A
Diodo	15ETH06	15ETH06	15ETH06

Fonte: Próprio autor.

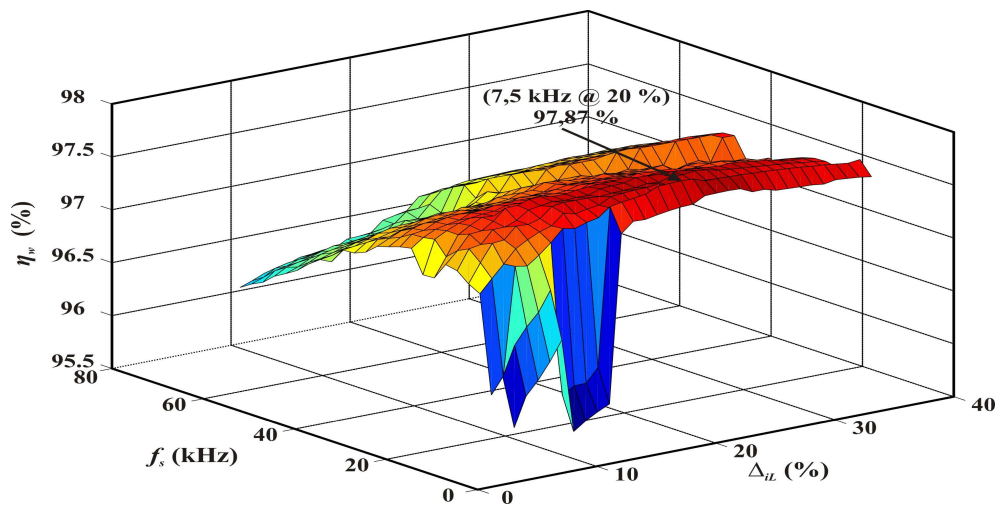
Figura 3.4 - Universo de soluções resultantes para material magnético *High-Flux*.



Fonte: Próprio autor.

Para finalizar, os resultados de simulação para o material magnético do tipo MPP, considerando três núcleos empilhados é apresentada na Figura 3.5. Os parâmetros dos projetos são discriminados na Tabela 3.5. O mesmo ponto de operação, o mesmo *part number* do núcleo magnético, os mesmos semicondutores e a mesma seção do condutor foram selecionados, utilizando-se dois ou três núcleos empilhados. Por outro lado, um menor número de espiras foi obtido com a utilização de três núcleos empilhados.

Figura 3.5 - Universo de soluções resultantes para material magnético MPP.



Fonte: Próprio autor.

Tabela 3.5 - Parâmetros do projeto ótimo selecionado para o material MPP.

	1 Núcleo	2 Núcleos	3 Núcleos
$\eta_w$ (%)	97,65	97,85	97,87
$f_s$ (kHz)	20	7,5	7,5
$\Delta i_L$ (%)	22	20	20
$L$ (mH)	1,7	5	5
Nº de espiras	197	245	194
Núcleo magnético	55102	55102	55102
Permeabilidade do núcleo	26 $\mu$	26 $\mu$	26 $\mu$
Condutor Selecionado	4 x 19 AWG	2 x 15 AWG	2 x 15 AWG
Interruptor	IRFP 460A	IRFP 460A	IRFP 460A
Diodo	15ETH06	15ETH06	15ETH06

Fonte: Próprio autor.

### 3.4.1 Comparação dos resultados de simulação

Comparando os resultados obtidos até o momento, pode-se afirmar que, para os três tipos de materiais magnéticos, o empilhamento de núcleos resultou em pequenas melhorias em relação à  $\eta_w$ . Pode-se afirmar ainda que a limitação dos semicondutores considerados até o momento fez com que as melhores soluções ocorressem em baixas frequências e com um maior número de núcleos.

O uso de um maior número de núcleos empilhados pode proporcionar indutores com um menor número de espiras e camadas sobrepostas de condutores. Conforme demonstrado em [84] e [85], isso pode resultar na redução de capacitâncias parasitas existentes entre as camadas de condutores. Quanto menor o valor destas capacitâncias, menores serão os problemas relacionados a ruídos eletromagnéticos. Em contrapartida, o empilhamento excessivo de núcleos resultará em indutores volumosos e pesados.

Vale ressaltar ainda que o número de núcleos empilhados é definido pelo projetista, conforme a necessidade e disponibilidade dos materiais. No entanto, o número excessivo de elementos pode elevar consideravelmente o custo e diminuir consideravelmente a densidade de potência das soluções. Pensando nisso, limitou-se o uso de três unidades. Dessa forma, os resultados apresentados consideraram um único núcleo, dois núcleos e três núcleos magnéticos empilhados. Para isso, três simulações são realizadas, para cada tipo de material. Ao final destas simulações, o projetista deve decidir qual dos três projetos será implementado. Pensando nisso, limitou-se em três, o número máximo de núcleos empilhados, sendo os melhores resultados obtidos com o número máximo de núcleos empilhados. A Tabela 3.6 expõe estas soluções. Dentre estas, o material magnético do tipo MPP foi o que apresentou o melhor resultado.

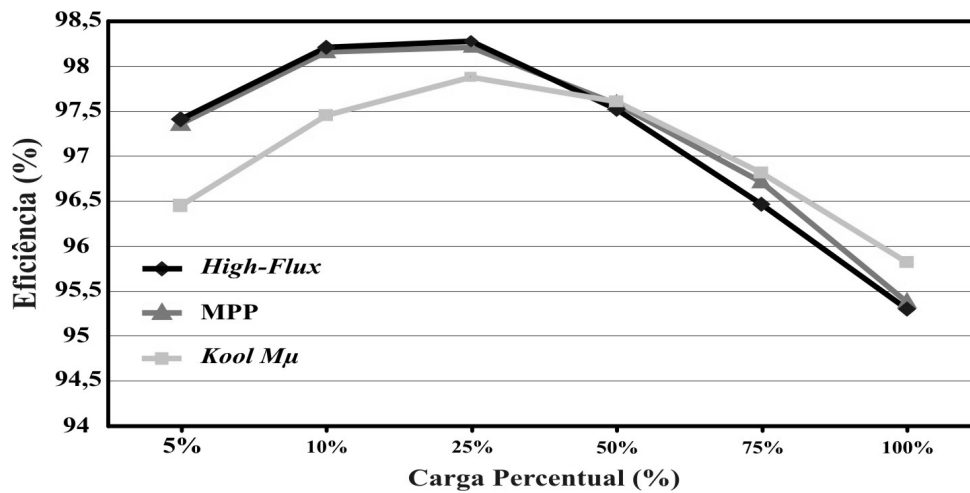
A comparação dos resultados apresentada a seguir foi realizada somente para as soluções com três núcleos empilhados. Logo, a Figura 3.6 destaca as curvas de eficiência resultantes destes projetos, enquanto que a Figura 3.7 exemplifica o comportamento das perdas no material magnético, nos seis pontos de carga já discutidos. Conclui-se a partir destes resultados que o material magnético do tipo *High-Flux* apresenta as menores perdas até a potência de 300 W. Estes resultados são bastante similares ao material magnético do tipo MPP.

Tabela 3.6 - Soluções selecionadas para os diferentes materiais magnéticos.

	<i>Kool M<math>\mu</math></i>	<i>High-Flux</i>	MPP
$\eta_w$ (%)	97,70%	97,79%	97,87%
$f_s$ (kHz)	12,5 kHz	7,5 kHz	7,5 kHz
$\Delta i_L$ (%)	17%	21%	20%
$L$ (mH)	3,6 mH	4,8 mH	5 mH
Nº de espiras	116	126	194
Núcleo magnético	77616	58099	55102
Permeabilidade do núcleo	40 $\mu$	60 $\mu$	26 $\mu$
Condutor Selecionado	4 x 19 AWG	2 x 15 AWG	2 x 15 AWG
Interruptor	IRFP 460A	IRFP 460A	IRFP 460A
Diodo	15ETH06	15ETH06	15ETH06

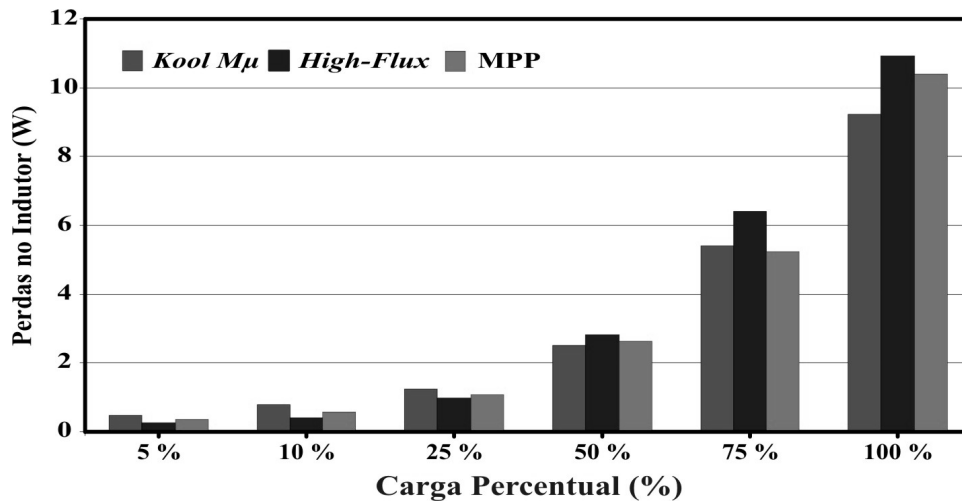
Fonte: Próprio autor.

Figura 3.6 - Comparação das curvas de eficiência dos projetos investigados.



Fonte: Próprio autor.

Figura 3.7 - Comparação das perdas no magnético para os projetos investigados.

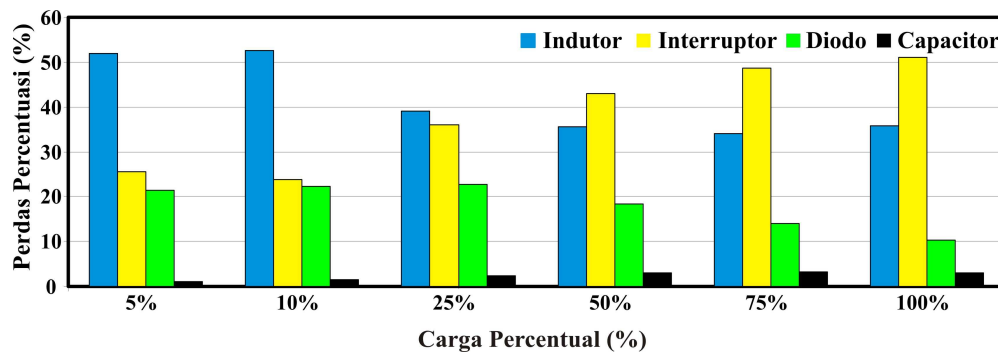


Fonte: Próprio autor.

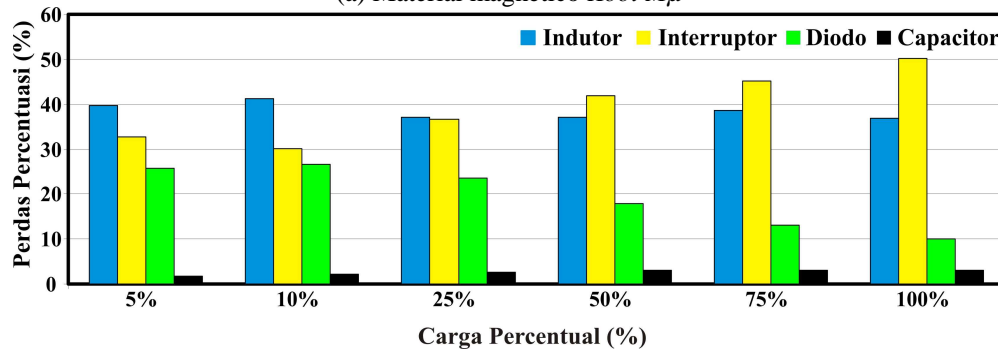
Para potências acima de 300 W, o material do tipo *Kool  $M\mu$*  apresenta os melhores resultados uma vez que o uso deste material proporcionou um indutor com menores espiras. Logo, menor resistência ôhmica e menores perdas de condução no indutor. No entanto, a redução dessas perdas impacta na eficiência em altas potências, sendo este projeto mais eficiente acima de 300 W mas não impactando significativamente sobre  $\eta_w$ . Já o projeto desenvolvido com o material MPP apresentou o melhor resultado com relação à  $\eta_w$  devido as baixas perdas no núcleo, em todos os pontos de carga.

Por fim, o comportamento das perdas nos componentes das três soluções discutidas é mais bem detalhado pela Figura 3.8.

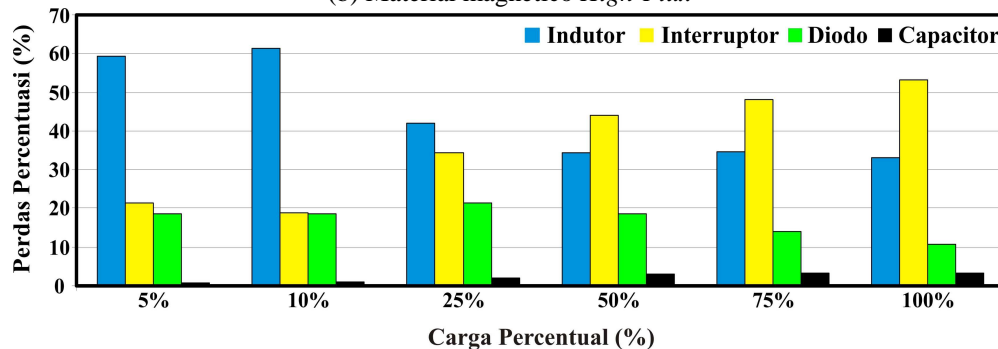
Figura 3.8 - Perdas percentuais dos projetos discutidos.



(a) Material magnético *Kool  $M\mu$*



(b) Material magnético *High-Flux*



(c) Material magnético MPP



Para as tecnologias avaliadas, as maiores perdas percentuais do projeto da Figura 3.8 (a) são de responsabilidade do indutor, nos pontos de 5%, 10% e 25% da carga nominal. Por outro lado, para os pontos de carga de 50%, 75% e 100%, as perdas no interruptor se sobressaem. Em todos os pontos de carga, as perdas no indutor e no interruptor representam mais de 80% do total destas perdas para esta solução.

O mesmo comportamento pode ser observado no projeto ótimo da Figura 3.8 (c). Já no caso das perdas do projeto retratadas na Figura 3.8 (b), as mesmas são um pouco diferentes dos demais projetos. Pode-se constatar que as perdas no seu indutor apresentam uma parcela percentual bastante similar entre um ponto de carga e outro, e as perdas do diodo se tornaram mais significativas.

Entretanto, independentemente de qual elemento apresentou as perdas mais significativas, uma melhora importante poderá ser alcançada se outros componentes com melhores características elétricas (materiais magnéticos, interruptores, diodos, capacitores, seções de condutores) forem inseridos ao banco de dados da metodologia. Pensando nisso, adicionaram-se todos os núcleos magnéticos disponíveis no catálogo do fabricante *Magnetics* [61], vinte novas seções de condutores, quatro novos interruptores e quatro novos diodos. Novas simulações são apresentadas na próxima seção.

Para evitar que sejam necessárias diversas simulações e que o projetista tenha que tomar uma decisão ao final destas simulações, o empilhamento de núcleos será outro grau de liberdade nas próximas simulações. Assim, a metodologia proposta definirá o número ideal de núcleos empilhados que resulte no maior valor para  $\eta_w$ .

### 3.5 ADIÇÃO DE NOVOS COMPONENTES

Novos *part numbers* de interruptores, diodos de potência e capacitores foram adicionados ao banco de dados e os novos resultados são apresentados nesta seção. Uma investigação do volume resultante destes novos projetos será discutida.

Dessa forma, para a inclusão de um novo semicondutor, os seguintes parâmetros devem ser informados ao banco de dados da metodologia:

- ✓ Número do modelo do fabricante;
- ✓ Tempos de comutação;
- ✓ Capacitância de saída;
- ✓ Resistências térmicas (junção/encapsulamento e encapsulamento/dissipador);
- ✓ Temperatura de junção;

✓ Duas curvas modeladas,  $V_f \times I_f$ , para 25°C e 175°C. Estas curvas podem ser representadas por uma equação polinomial de 4ª ordem. Logo, os coeficientes desta equação devem ser informados.

**Capacitores:**

- ✓ Número do modelo do fabricante;
- ✓ Capacitância;
- ✓ Dimensões do componente;
- ✓ Resistência série equivalente;
- ✓ Corrente máxima;
- ✓ Tensão de operação.

**Núcleos magnéticos:**

- ✓ Número do modelo do fabricante;
- ✓ Tipo de núcleo;
- ✓ Dimensões do núcleo;
- ✓ Permeabilidade magnética;
- ✓ Constantes das perdas do núcleo. Estas constantes são os coeficientes da equação de *Steinmetz*;
- ✓ Constantes das curvas  $B \times H$  e  $\mu \times H$ ;

**Dissipadores:**

- ✓ Número do modelo do fabricante;
- ✓ Resistência térmica;
- ✓ Dimensões do modelo de dissipador.

Os novos semicondutores modelados e inseridos ao banco de dados são ilustrados na Tabela 3.7, sendo os interruptores do tipo *CoolMOS<sup>TM</sup>* e diodos de potência do tipo *Silicon Carbide Schottky*. Doze diferentes modelos de capacitores para entrada e dezoito *part numbers* para saída foram também acrescentados, com diferentes capacitâncias, níveis de tensão, volumes e resistências série equivalente.

Tabela 3.7 - Semicondutores considerados adicionados.

Interruptor				Diodo		
<i>Part Number</i>	$V_F$	$I_F (100^\circ\text{C})$	$R_{on}$	<i>Part Number</i>	Tensão	Corrente
<b>IPP60R190C6</b>	650 V	12,8 A	0,190 $\Omega$	<b>IDH04G65C</b>	650 V	4 A
<b>IPP65R225C7</b>	700 V	7 A	0,225 $\Omega$	<b>C3D04060F</b>	600 V	4 A
<b>IPP60R099CP</b>	650 V	19 A	0,099 $\Omega$	<b>C3D02060A</b>	600 V	2 A
<b>IPA50R199CP</b>	550 V	11 A	0,199 $\Omega$	<b>C3D06065A</b>	650 V	6 A

Fonte: DATASHEET DOS COMPONENTES, disponível em <http://www.alldatasheet.com>.

Nesta nova análise, os projetos dos capacitores de entrada e de saída são considerados, bem como as perdas no capacitor de entrada que haviam sido desconsideradas inicialmente. Além disso, a partir de agora a metodologia proposta será capaz de selecionar o número de núcleos empilhados, diferentemente das simulações anteriores onde este número era fixado pelo projetista. Deve-se somente definir o número máximo de núcleos.

Quanto ao projeto do dissipador, vale ressaltar que o mesmo é desenvolvido para cada ponto de operação e para cada semicondutor. Nas simulações anteriores, o comprimento do dissipador foi fixado e utilizou-se um único para os semicondutores. Diferentes modelos de dissipadores podem ser adicionados à metodologia, mas optou-se por simular apenas um, modelo HS 7324. Ao final de cada projeto, o volume total resultante (dissipadores, capacitores e magnético) é calculado para futuras análises.

Portanto, tem-se agora novos graus de liberdade para a seleção do projeto ótimo, além dos já considerados inicialmente ( $f_s$ ,  $\Delta_i$ , materiais magnéticos e seção de condutores), como:

- ✓ Empilhamento de núcleos magnéticos;
- ✓ Interruptores;
- ✓ Diodos de potência;
- ✓ Capacitores de entrada;
- ✓ Capacitores de saída.

O detalhamento dos novos projetos selecionados são apresentados na Tabela 3.8. O volume das soluções também é descrito. Os mesmos materiais magnéticos e seções de condutores utilizados anteriormente foram novamente considerados. Fixou-se em três, o número máximo de núcleos empilhados. A densidade de corrente testada é de 400A/cm<sup>2</sup> para todos os projetos dos indutores.

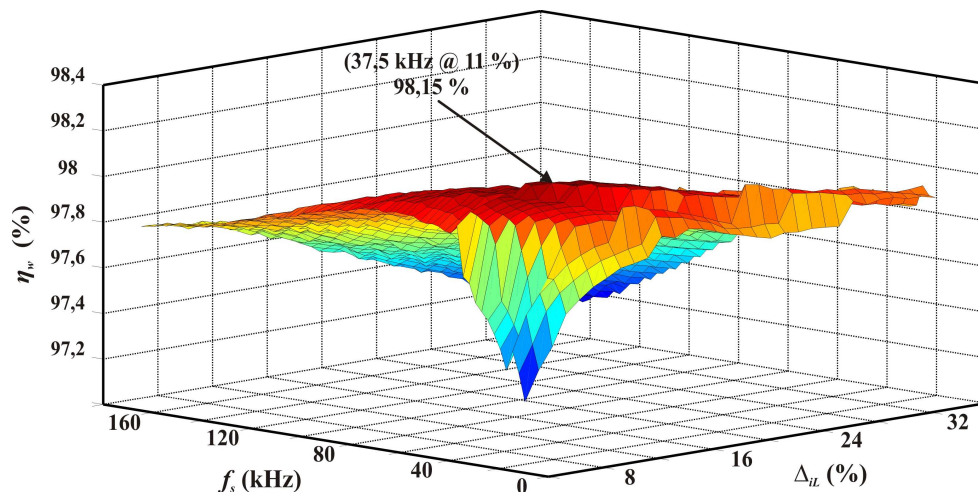
Tabela 3.8 - Parâmetros dos projetos ótimos selecionados por  $\eta_w$ .

	<i>Kool M<math>\mu</math></i>	<i>High-Flux</i>	<i>MPP</i>
$\eta_w$ (%)	98,15	98,22	98,31
Volume Total (cm <sup>3</sup> )	815,5	1800,4	1071,7
$f_s$ (kHz)	37,5	42,5	42,5
$\Delta i_L$ (%)	11	22	26
$L$ (mH)	1,8	0,808	0,683
Nº de espiras	77	64	69
Núcleo magnético	77616	58337	55102
Permeabilidade do núcleo	40 $\mu$	26 $\mu$	26 $\mu$
Nº de núcleos empilhados	3	3	3
Condutor Selecionado	7 x 22 AWG	7 x 22 AWG	7 x 22 AWG
$C_{in}$ ( $\mu$ F)	1000	1000	1000
$C_{out}$ ( $\mu$ F)	470	470	470
Interruptor	IPP60R099CP	IPP60R099CP	IPP60R099CP
Diodo	C3D04060F	C3D04060F	C3D04060F

Fonte: Próprio autor.

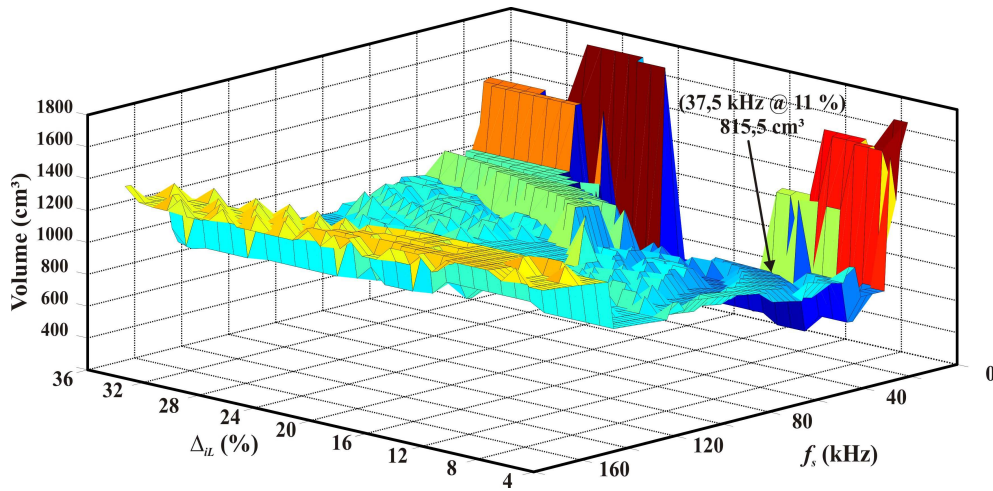
Estes novos resultados consideraram uma faixa de 5% a 35%, para a ondulação de corrente variando-se de 1 em 1%, enquanto que  $f_s$ , variou-se de 15 kHz a 170 kHz, com intervalos de 2,5 kHz. Logo, 1953 soluções ótimas quanto à  $\eta_w$  são pré-selecionados independentemente do volume e custos resultantes. O resultado disso são soluções com elevado valor de  $\eta_w$  e volumes consideráveis, como pode ser observado pela Figura 3.9 e Figura 3.10, onde o comportamento das soluções resultantes do material magnético do tipo *Kool M $\mu$*  é exposto.

Figura 3.9 - Eficiências resultantes dos projetos ótimos selecionados por  $\eta_w$ .



Fonte: Próprio autor.

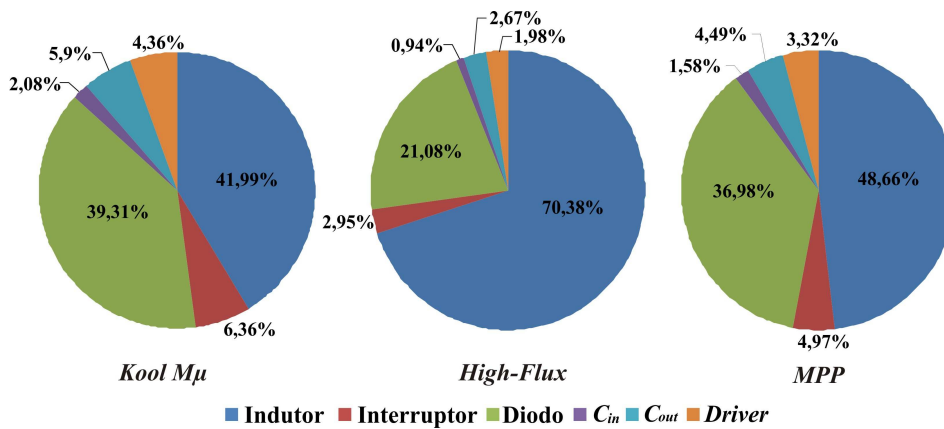
Figura 3.10 - Volumes resultante dos projetos ótimos seleccionados por  $\eta_w$ .



Fonte: Próprio autor.

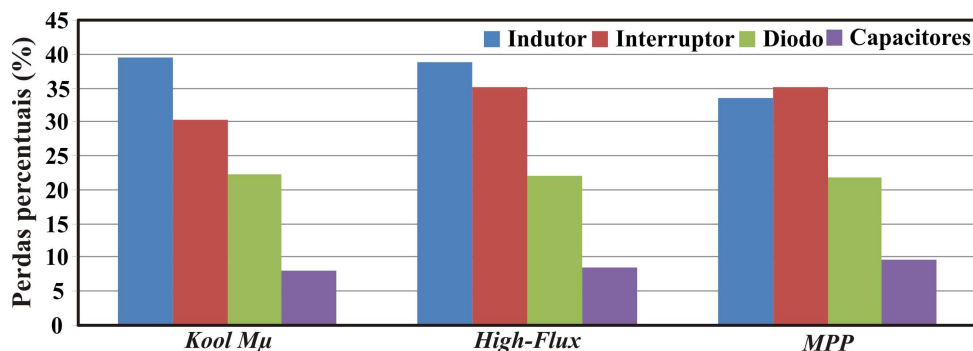
A distribuição percentual do volume e das perdas das soluções descritas na Tabela 3.8 são representadas pela Figura 3.11 e Figura 3.12, respectivamente.

Figura 3.11 - Volumes percentuais resultante das soluções seleccionadas por  $\eta_w$ .



Fonte: Próprio autor.

Figura 3.12 - Perdas percentuais dos componentes das soluções seleccionadas por  $\eta_w$ .



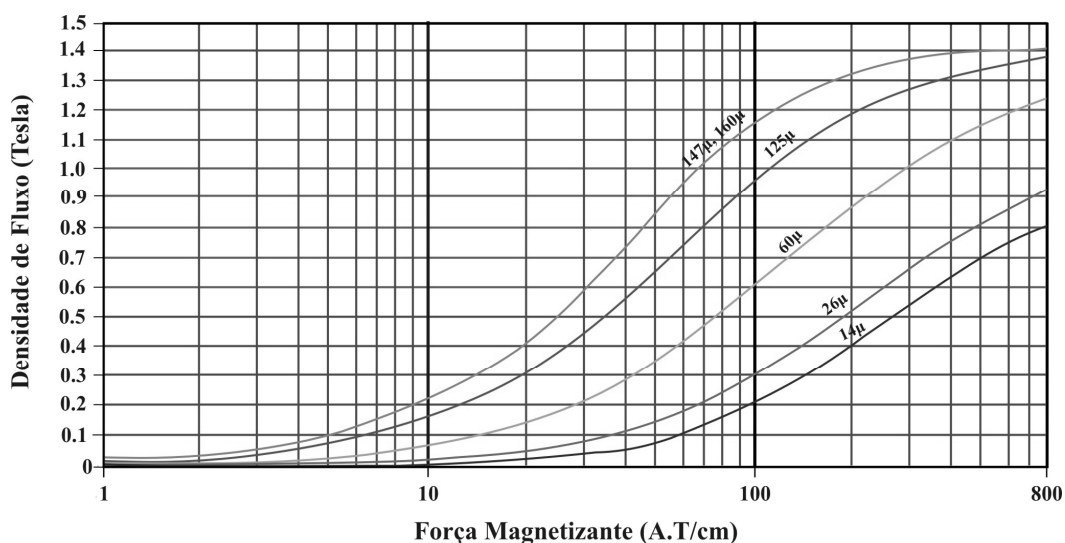
Fonte: Próprio autor.

Para garantir projetos com altos valores de  $\eta_w$ , a metodologia optou por selecionar componentes eficientes, sem considerar o volume resultante. O diodo semiconductor, por exemplo, apresenta reduzidas perdas, quando comparado ao indutor e o interruptor (Figura 3.12), mas em contrapartida, apresenta um volume expressivo para as três soluções supracitadas (Figura 3.11). Isto se deve ao fato deste componente possuir uma resistência térmica de junção-encapsulamento elevada (11,5 °C/W). Por mais que as perdas neste elemento sejam baixas, um volume considerável de dissipador é necessário.

No caso do indutor, a metodologia optou por selecionar frequências não tão elevadas, grandes núcleos e com baixas permeabilidades. Para o material magnético do tipo *High-flux*, por exemplo, foi selecionado um núcleo com permeabilidade 26 $\mu$  (volume individual do modelo: 220 cm<sup>3</sup>), ao invés do núcleo com permeabilidade 60 $\mu$  (volume individual do modelo: 91,4 cm<sup>3</sup>). O núcleo com permeabilidade 26 $\mu$  resulta em um indutor mais volumoso, com 64 espiras, contra 37 espiras do outro núcleo. Isso para uma mesma frequência e ondulação de corrente (42,5 kHz @ 11%).

Menos espiras resultam em menores perdas de condução. No entanto, essa redução das perdas de condução é significativa em altas potências (altas corrente), onde não afeta significativamente  $\eta_w$ . Logo, a seleção dos núcleos com menores permeabilidades (volumosos) está associada às perdas no núcleo. Núcleos com altas permeabilidades apresentam maiores valores de densidade de fluxo, para uma mesma força magnetizante, como pode ser visto pela Figura 3.13.

Figura 3.13 - Curvas de magnetização para do material *High-Flux*.



Quanto maior a variação da densidade de fluxo, maiores as perdas no núcleo. Além disso, os núcleos do tipo *iron powder* têm significativa elevação das perdas no núcleo à medida que se aumenta  $f_s$ . O resultado disso são indutores volumosos para ambas as soluções.

No caso da solução que considera o material magnético do tipo *High-flux*, a metodologia escolheu um núcleo que proporcionou um indutor exageradamente volumoso, 1267,2 cm<sup>3</sup>. Este valor representa aproximadamente 70% do volume total desta solução, além de ser maior que o volume total das outras duas soluções. Apesar disso, o alto rendimento foi garantido.

Logo, para tentar diminuir o volume das soluções, outra proposta de seleção dos projetos será verificada. A nova alternativa irá priorizar o volume total do conversor e analisar o impacto desta escolha sobre  $\eta_w$ .

### 3.6 SELEÇÃO DO PROJETO PELO VOLUME

Projetos selecionados priorizando o volume são apresentados nesta seção. Reformulou-se a metodologia de projeto e selecionaram-se os projetos descritos na Tabela 3.9, para os três tipos de materiais magnéticos utilizados nesta tese. Ambas as soluções apresentaram reduzidos volumes.

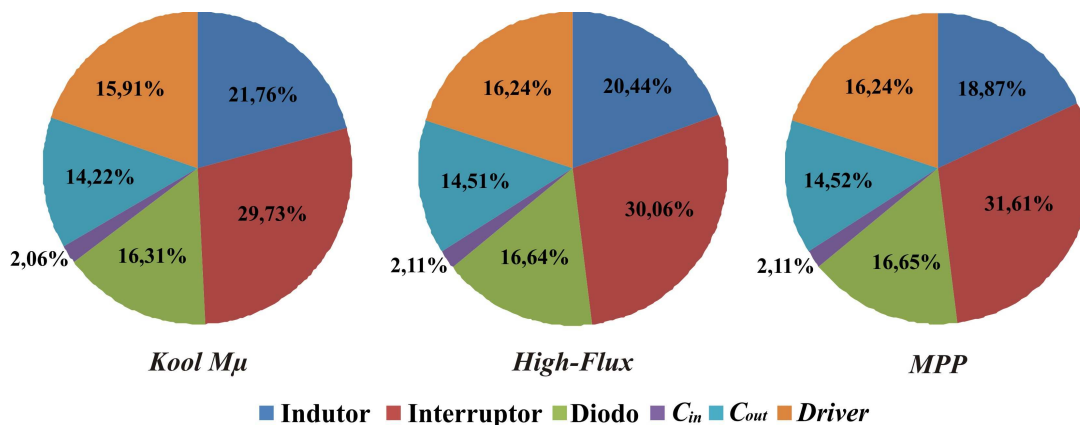
Tabela 3.9 - Parâmetros dos projetos ótimos selecionados pelo volume mínimo.

	<i>Kool M<math>\mu</math></i>	<i>High-Flux</i>	<b>MPP</b>
$\eta_w$ (%)	95,7	92,8	96,6
<b>Volume Total (cm<sup>3</sup>)</b>	223,6	219,2	219,1
$f_s$ (kHz)	105	102,5	117,5
$\Delta i_L$ (%)	35	34	35
$L$ (mH)	0,205	0,217	0,184
<b>Nº de espiras</b>	55	41	56
<b>Permeabilidade do núcleo</b>	75 $\mu$	125 $\mu$	60 $\mu$
<b>Núcleo magnético</b>	77076	58254	55586
<b>Nº de núcleos empilhados</b>	2	1	2
<b>Condutor Selecionado</b>	16 x 26 AWG	26 x 28 AWG	26 x 28 AWG
$C_{in}$ ( $\mu$ F)	150	150	150
$C_{out}$ ( $\mu$ F)	270	270	270
<b>Interruptor</b>	IPP60R099CP	IPP60R099CP	IPP60R099CP
<b>Diodo</b>	IDH04G65C	IDH04G65C	IDH04G65C

A distribuição percentual dos volumes e das perdas das soluções selecionadas são novamente analisadas, com o auxílio da Figura 3.14 e Figura 3.15. Como observado pela Figura 3.14, nesta nova forma de seleção, o volume ocupado pelo dissipador de ambos os semicondutores representam as maiores parcelas percentuais sobre o volume total. O motivo foi a escolha de operar com altos valores de  $f_s$ , que proporcionou indutores de menor volume. No entanto, esta opção fez com que o indutor ainda seja o elemento com a maior parcela percentual sobre as perdas.

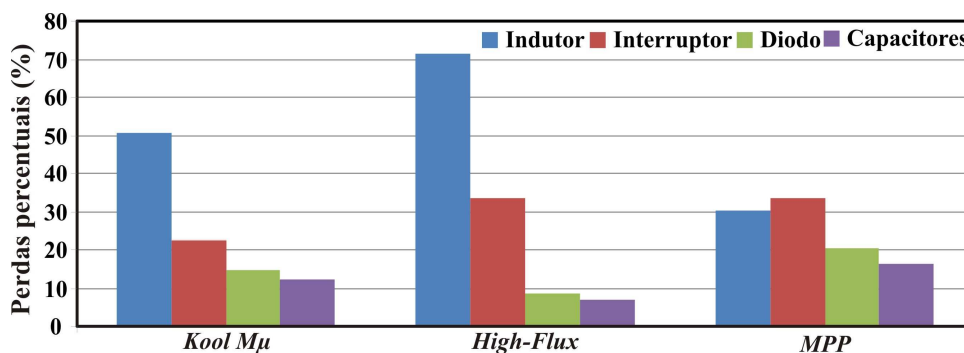
Pode-se dizer ainda que uma redução maior do volume total não foi possível devido às perdas de comutação nos semicondutores. Tais perdas limitam a elevação de  $f_s$ , uma vez que este aumento impacta diretamente no volume dos dissipadores. Além disso, a elevação de  $f_s$ , a seleção de menores núcleos e com maiores permeabilidades proporcionaram soluções com baixo  $\eta_w$ .

Figura 3.14 - Volumes percentuais resultante das soluções selecionadas pelo volume.



Fonte: Próprio autor.

Figura 3.15 - Perdas percentuais dos componentes das soluções selecionadas pelo volume.



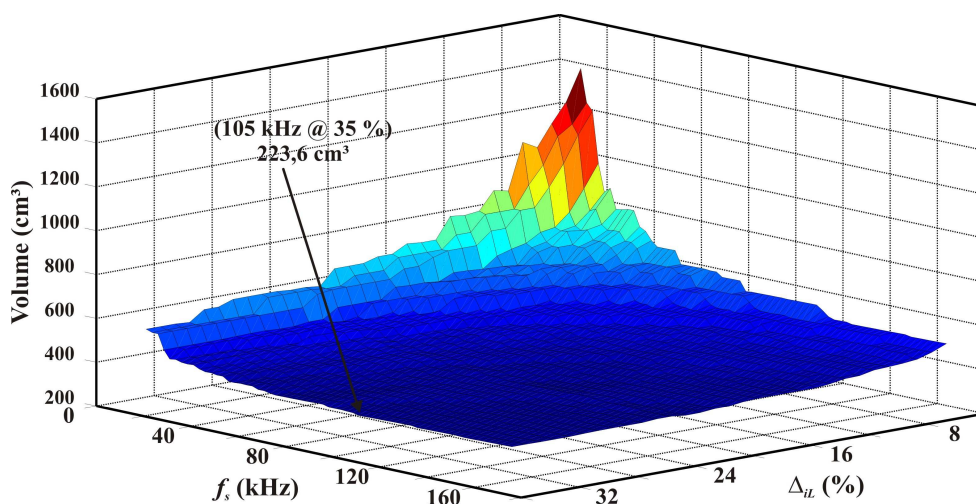
Fonte: Próprio autor.



A solução considerando o material *High-Flux* proporcionou um projeto com uma modesta eficiência. Isto se deve ao núcleo magnético escolhido (*part number*), já que os semicondutores, capacitores de entrada e saída selecionados foram os mesmos das soluções anteriores. Em altas frequências, este núcleo apresenta consideráveis perdas. Através da Figura 3.15, onde as perdas percentuais das soluções são discriminadas, é possível constatar que realmente o indutor representa as maiores perdas. O mesmo ocorreu com o material *Kool M $\mu$* . Já para o material MPP, o interruptor apresenta as maiores perdas.

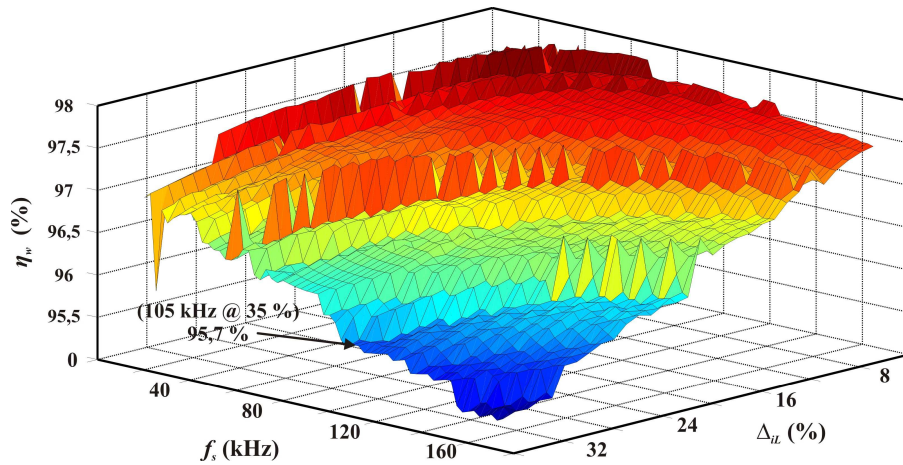
A Figura 3.16 ilustra a solução definida pela metodologia proposta, bem como o comportamento do volume resultante das soluções selecionadas para o material magnético do tipo *Kool M $\mu$* . Já a Figura 3.17 retrata o comportamento dos resultados de  $\eta_w$  das mesmas soluções. Analisando a Figura 3.16 e a Figura 3.17 é possível verificar que a redução do volume é acompanhada pela redução de  $\eta_w$  para este material magnético. O mesmo comportamento foi observado para os materiais magnéticos *High-Flux* e MPP. Conclui-se que a priorização do volume não proporciona soluções com bom  $\eta_w$ . Da mesma forma, optar somente por soluções com elevados valores de  $\eta_w$ , não assegurou projetos com reduzido volume.

Figura 3.16 - Volumes resultantes dos projetos ótimos selecionados somente pelo volume.



Fonte: Próprio autor.

Figura 3.17 - Eficiências resultantes dos projetos selecionados pelo volume.



Fonte: Próprio autor.

### 3.7 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi descrita a metodologia de projeto proposta. Inicialmente a figura de mérito que representa o comportamento da energia processada (gerada) em São Martinho da Serra foi obtido conforme procedimentos definidos pela norma IEC 61683:2000. Através destes procedimentos foi obtida uma equação que foi utilizada para selecionar os projetos ótimos. Soluções que apresentam um altos valores para  $\eta_w$  proporcionarão uma elevada eficiência energética ao longo dos anos.

Na sequência, um passo a passo foi apresentado com o objetivo de detalhar o funcionamento da metodologia proposta. Em seguida, resultados de simulação foram apresentados e discutidos. Novos componentes foram incluídos ao banco de dados, bem como, algumas alterações foram propostas para melhoria da seleção do projeto ótimo.

Constatou-se que a seleção do projeto considerando somente  $\eta_w$  não garante soluções com volume reduzido. Da mesma forma, soluções que priorizam o volume na seleção do projeto não proporcionaram projetos com uma alta eficiência. Tendo isso em vista, o próximo capítulo propõe o uso de uma função objetivo que levará em consideração  $\eta_w$  e volume. A finalidade desta proposta é fazer com que o projeto selecionado tenha um volume total e uma eficiência satisfatória.

## 4. FUNÇÃO OBJETIVO PROPOSTA

### 4.1 INTRODUÇÃO

Como demonstrado anteriormente, a seleção do projeto considerando somente  $\eta_w$  não garante a escolha de uma solução com volume reduzido. Da mesma forma, a seleção do projeto levando em conta somente o volume, não assegura que a solução selecionada tenha um ótimo  $\eta_w$ . Pensando nisso, uma função objetivo que considera  $\eta_w$  e volume como critérios de seleção do projeto é proposta. A metodologia irá definir qual a importância/peso aos objetivos ( $\eta_w$  e volume) de forma que maximize tal função. Além disso, outras investigações e propostas de melhorias serão abordadas e discutidas neste capítulo.

### 4.2 SELEÇÃO DO PROJETO PELA $f_{obj}$

A função objetivo ( $f_{obj}$ ) proposta é representada pela equação (4.1) sendo  $\eta_{w\_nor}$  o rendimento médio ponderado normalizado e  $vol_{nor}^{-1}$  o volume do conversor normalizado.

$$f_{obj}(\alpha) = \alpha vol_{nor}^{-1} + (1 - \alpha) \eta_{w\_nor} \quad (4.1)$$

A metodologia selecionará o projeto que resulte no maior valor para esta função. Contudo, qual importância deve ser considerada para cada objetivo? À vista disso, outro grau de liberdade é acrescentado através de uma variável de priorização ( $\alpha$ ). Esta variável define pesos de importância, ou ponderações de importância aos dois objetivos durante a busca pelo projeto ótimo, de forma que maximize  $f_{obj}$ .

Para cada projeto, diferentes valores desta variável de priorização podem ser definidos, dando maior importância a  $\eta_w$  ou ao volume. Contudo, para solucionar a equação (4.1) é necessário primeiramente normalizar os dois critérios, uma vez que um deles é medido em centímetros cúbicos e outro em porcentagem. Deste modo, o volume e o  $\eta_w$  resultantes dos projetos são normalizados, considerando-se a diferença entre os valores máximos ( $vol_{max}$  e  $\eta_{w\_max}$ ) e mínimos ( $vol_{min}$  e  $\eta_{w\_min}$ ) equivalente a 1, conforme equação (4.2) e (4.3).

$$1 = vol_{max} - vol_{min} \quad (4.2)$$

$$1 = \eta_{w\_max} - \eta_{w\_min} \quad (4.3)$$

Assim, os valores são normalizados utilizando a equação (4.4) para  $\eta_w$ , e a equação (4.5) para o volume, considerando todos os pontos de operação simulados. Quanto mais próximo de  $\eta_{w_{\max}}$  e  $vol_{\min}$ , maior o valor de (4.4) e (4.5) e, conseqüentemente, (4.1).

$$\eta_{w\_nor} = 1 - \left( \frac{\eta_{w_{\max}} - \eta_{w_x}}{\eta_{w_{\max}} - \eta_{w_{\min}}} \right) \quad (4.4)$$

$$vol_{nor}^{-1} = 1 - \left( \frac{vol_x - vol_{\min}}{vol_{\max} - vol_{\min}} \right) \quad (4.5)$$

Novamente, para cada ponto de operação são pré-selecionados diversos núcleos magnéticos, empilhamentos de núcleos, seções de condutores, capacitores e semicondutores. De forma individual, a metodologia calcula a função objetivo para cada componente (condutor, núcleo, capacitor de entrada, capacitor de saída e semicondutores). Feito isso, define-se cada componente que proporcionou o maior valor para  $f_{obj}$ . Em seguida, calcula-se novamente a  $f_{obj}$  mas agora para o projeto final, e seleciona-se o projeto ótimo dentre os projetos pré-selecionados. Para um melhor entendimento da aplicação da  $f_{obj}$ , um passo a passo é descrito a seguir:

**1º passo:** Considerando inicialmente o projeto do núcleo, seleciona-se para cada ponto de operação e para cada empilhamento de núcleos, os possíveis núcleos. Então, para cada  $\Delta i_L, f_s$ , nº de núcleos têm-se diversas possibilidades de núcleos. Por exemplo, para um ponto de operação específico (52,5 kHz @ 12%), tem-se:

- ✓ (52,5 kHz; 12%; 1; **7**) – 7 possíveis núcleos, considerando um único núcleo;
- ✓ (52,5 kHz; 12%; 2; **8**) - 8 possíveis núcleos, considerando dois núcleos empilhados;
- ✓ (52,5 kHz; 12%; 3; **11**) - 11 possíveis núcleos, considerando três núcleos empilhados;

Ou seja, para o ponto (52,5 kHz @ 12%) existem vinte e seis possíveis combinações para a implementação do indutor. Nesse caso, a seção transversal do condutor já teria sido definida anteriormente.

Calcula-se então  $\eta_w$  e o volume para estes pré-projetos do indutor. Feito isso, define-se para este ponto de operação os valores máximos e mínimos de  $\eta_w$  e o volume somente do indutor. Vale lembrar que esses valores máximos e mínimos são de cada ponto de operação e elemento (indutor). Os resultados de um ponto de operação e outros elementos (interruptor, diodo, capacitores) não interferem em outro ponto.

**2º passo:** Aplica-se todos os resultados às equações (4.4) e (4.5), normalizando-se os valores do ponto de operação em questão, ou seja:

- ✓  $\eta_{w\_nor}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; 1; \mathbf{1}), \eta_{w\_nor}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; 1; \mathbf{2}), \dots, \eta_{w\_nor}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; 1; \mathbf{7});$
- ✓  $vol_{nor}^{-1}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; 1; \mathbf{1}), vol_{nor}^{-1}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; 1; \mathbf{2}), \dots, vol_{nor}^{-1}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; 1; \mathbf{7});$
- 
- 
- 
- ✓  $\eta_{w\_nor}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; 3; \mathbf{1}), \eta_{w\_nor}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; 3; \mathbf{2}), \dots, \eta_{w\_nor}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; 3; \mathbf{11});$
- ✓  $vol_{nor}^{-1}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; 3; \mathbf{1}), vol_{nor}^{-1}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; 3; \mathbf{2}), \dots, vol_{nor}^{-1}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; 3; \mathbf{11});$

**3º passo:** A função objetivo é computada para diferentes valores de  $\alpha$ . Para cada uma das combinações possíveis, calcula-se o valor que se obtém variando  $\alpha$  de zero a 1 (um), com intervalos de 0,05.

Considerando  $\alpha$  igual a zero, significa dizer que será dada ênfase total ao  $\eta_w$ , não sendo levado em conta o volume total para a seleção do projeto. Em seguida, assumindo  $\alpha$  igual a 0,05 está sendo considerado 95% de importância a  $\eta_w$  e 5% ao volume final. Esta etapa de simulação finaliza quando  $\alpha$  é igual a 1, ou seja, ênfase total ao volume do conversor na seleção do projeto.

**$f_{obj}(\Delta i_L, f_s, n^\circ \text{ de núcleos, part number do núcleo, } \alpha=0:0,05:1)$**

- ✓  $\alpha = 0;$

$$f_{obj}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; 1; 1; \mathbf{0}) = \mathbf{0} * vol_{nor}^{-1}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; 1; 1) + (1 - \mathbf{0}) * \eta_{w\_nor}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; 1; 1);$$

$$f_{obj}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; 1; 2; \mathbf{0}) = \mathbf{0} * vol_{nor}^{-1}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; 1; 2) + (1 - \mathbf{0}) * \eta_{w\_nor}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; 1; 2);$$

•

•

•

$$f_{obj}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; 3; 10; \mathbf{0}) = \mathbf{0} * vol_{nor}^{-1}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; 3; 10) + (1 - \mathbf{0}) * \eta_{w\_nor}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; 3; 11);$$

- ✓  $\alpha = 0,05;$

$$f_{obj}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; 1; 1; \mathbf{0,05}) = \mathbf{0,05} * vol_{nor}^{-1}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; 1; 1) + (1 - \mathbf{0,05}) * \eta_{w\_nor}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; 1; 1);$$

$$f_{obj}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; 1; 2; \mathbf{0,05}) = \mathbf{0,05} * vol_{nor}^{-1}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; 1; 2) + (1 - \mathbf{0,05}) * \eta_{w\_nor}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; 1; 2);$$

•

•

•

$$f_{obj}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; 3; 10; \mathbf{0,05}) = \mathbf{0,05} * vol_{nor}^{-1}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; 3; 10) + (1 - \mathbf{0,05}) * \eta_{w\_nor}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; 3; 11);$$

•

•

✓  $\alpha = 1$ ;

$$f_{obj}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; 1; 1; \mathbf{1}) = \mathbf{1} * vol_{nor}^{-1}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; 1; 1) + (1 - \mathbf{1}) * \eta_{w\_nor}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; 1; 1);$$

$$f_{obj}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; 1; 2; \mathbf{1}) = \mathbf{1} * vol_{nor}^{-1}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; 1; 2) + (1 - \mathbf{1}) * \eta_{w\_nor}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; 1; 2);$$

•  
•  
•

$$f_{obj}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; 3; 10; \mathbf{1}) = \mathbf{1} * vol_{nor}^{-1}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; 3; 10) + (1 - \mathbf{1}) * \eta_{w\_nor}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; 3; 11);$$

Portanto, para cada valor de  $\alpha$  tem-se vinte e seis valores para a  $f_{obj}$ , ou seja, vinte e seis diferentes possibilidades de empilhamento de núcleos e *part numbers*.

**4º passo:** Seleciona-se para cada valor de  $\alpha$ , o número de núcleos empilhados e o *part number* do núcleo que resultou no maior valor da  $f_{obj}$ .

✓  $f_{obj}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; \mathbf{0}) \rightarrow$  número de núcleos + *part number* do núcleo

✓  $f_{obj}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; \mathbf{0,05}) \rightarrow$  número de núcleos + *part number* do núcleo

•  
•  
•

✓  $f_{obj}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; \mathbf{1}) \rightarrow$  número de núcleos + *part number* do núcleo

Ao total, vinte e um projetos são pré-selecionados para o ponto de operação em questão, para cada valor de  $\alpha$ . Para diferentes valores de  $\alpha$ , o mesmo número de núcleos empilhados e o mesmo *part number* do núcleo podem ser selecionados.

O mesmo procedimento é realizado para o interruptor, diodo de potência, seção transversal do condutor, capacitor de entrada e de saída.

**5º passo:** Selecionado os dispositivo para cada ponto de operação e para cada valor de  $\alpha$ , o próximo passo é calcular as perdas finais,  $\eta_w$  e volume destes projetos:

✓  $\alpha = 0$ ;

$$Perdas(52,5 \text{ kHz}; 12\%; \mathbf{0}) = P_{Sw}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; \mathbf{0}) + P_D(52,5 \text{ kHz}; 12\%; \mathbf{0}) + P_L(52,5 \text{ kHz}; 12\%; \mathbf{0}) + P_{Cin}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; \mathbf{0}) + P_{Cout}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; \mathbf{0})$$

$$Volume(52,5 \text{ kHz}; 12\%; \mathbf{0}) = Vol_{Sw}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; \mathbf{0}) + Vol_D(52,5 \text{ kHz}; 12\%; \mathbf{0}) + Vol_L(52,5 \text{ kHz}; 12\%; \mathbf{0}) + Vol_{Cin}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; \mathbf{0}) + Vol_{Cout}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; \mathbf{0})$$

✓  $\alpha = 0,05$ ;

$$Perdas(52,5 \text{ kHz}; 12\%; \mathbf{0,05}) = P_{Sw}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; \mathbf{0,05}) + P_D(52,5 \text{ kHz}; 12\%; \mathbf{0,05}) + P_L(52,5 \text{ kHz}; 12\%; \mathbf{0,05}) + P_{Cin}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; \mathbf{0,05}) + P_{Cout}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; \mathbf{0,05})$$

$$Volume(52,5 \text{ kHz}; 12\%; \mathbf{0,05}) = Vol_{S_w}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; \mathbf{0,05}) + Vol_D(52,5 \text{ kHz}; 12\%; \mathbf{0,05}) + Vol_L(52,5 \text{ kHz}; 12\%; \mathbf{0,05}) + Vol_{C_{in}}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; \mathbf{0,05}) + Vol_{C_{out}}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; \mathbf{0,05})$$

⋮

Onde:

$P_{S_w}$  - Perdas no interruptor;

$P_D$  - Perdas no diodo de potência;

$P_L$  - Perdas no indutor;

$P_{C_{in}}$  - Perdas no capacitor de entrada;

$P_{C_{out}}$  - Perdas no capacitor de saída;

$Vol_{S_w}$  - Volume ocupado pelo dissipador do interruptor;

$Vol_D$  - Volume ocupado pelo dissipador do diodo de potência;

$Vol_L$  - Volume ocupado pelo indutor;

$Vol_{C_{in}}$  - Volume ocupado pelo capacitor de entrada;

$Vol_{C_{out}}$  - Volume ocupado pelo capacitor de saída;

**6º passo:** Definem-se, para cada ponto de operação, os valores máximos e mínimos de  $\eta_w$  e o volume. Novamente, os resultados de um ponto de operação não interferem em outro ponto.

**7º passo:** Normalizam-se estes resultados utilizando novamente as equações (4.4) e (4.5).

**8º passo:** Calcula-se a função objetivo final ( $f_{obj\_final}$ ) para cada valor de  $\alpha$ . Neste caso, somam-se os resultados normalizados de  $\eta_w$  e volume, sem multiplicar por  $\alpha$ .

$$\checkmark f_{obj\_final}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; \mathbf{0}) = vol_{nor}^{-1}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; \mathbf{0}) + \eta_{w\_nor}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; \mathbf{0});$$

$$\checkmark f_{obj\_final}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; \mathbf{0,05}) = vol_{nor}^{-1}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; \mathbf{0,05}) + \eta_{w\_nor}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; \mathbf{0,05});$$

⋮

$$\checkmark f_{obj\_final}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; \mathbf{1}) = vol_{nor}^{-1}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; \mathbf{1}) + \eta_{w\_nor}(52,5 \text{ kHz}; 12\%; \mathbf{1});$$

**9º passo:** Seleciona-se o valor de  $\alpha$  que proporciona o maior valor da  $f_{obj}$  final. O mesmo procedimento é feito para cada ponto de operação, selecionando-se sua priorização. Tem-se então, ao final deste processo, duas matrizes, uma de  $\eta_w$  e outra de volume. O próximo passo é definir o pré-projeto ótimo, dentre todos os pré-projetos ótimos.

$$\eta_w(\Delta i_L, f_s, \alpha) = \begin{bmatrix} \eta_w(1,1, \alpha_{(1,1)}) & \dots & \eta_w(1, n_{f_s}, \alpha_{(1, n_{f_s})}) \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ \eta_w(n_{\Delta i_L}, 1, \alpha_{(n_{\Delta i_L}, 1)}) & \dots & \eta_w(n_{\Delta i_L}, n_{f_s}, \alpha_{(n_{\Delta i_L}, n_{f_s})}) \end{bmatrix}$$

$$vol(\Delta i_L, f_s, \alpha) = \begin{bmatrix} vol(1,1, \alpha_{(1,1)}) & \dots & vol(1, n_{f_s}, \alpha_{(1, n_{f_s})}) \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ vol(n_{\Delta i_L}, 1, \alpha_{(n_{\Delta i_L}, 1)}) & \dots & vol(n_{\Delta i_L}, n_{f_s}, \alpha_{(n_{\Delta i_L}, n_{f_s})}) \end{bmatrix}$$

**10º passo:** Dentre todos os pré-projetos ótimos obtidos no 9º passo, seleciona-se os valores máximos e mínimos de  $\eta_w$  e o volume. Normaliza-se estes resultados e computa-se a  $f_{obj\_final}$  novamente, para cada ponto de operação.

- ✓  $f_{obj\_final}(1,1) = \overline{vol}(1,1, \alpha_{(1,1)}) + \eta_w(1,1, \alpha_{(1,1)});$
- ✓  $f_{obj\_final}(1,2) = \overline{vol}(1,2, \alpha_{(1,2)}) + \eta_w(1,2, \alpha_{(1,2)});$
- ✓  $f_{obj\_final}(2,1) = \overline{vol}(2,1, \alpha_{(2,1)}) + \eta_w(2,1, \alpha_{(2,1)});$
- 
- ✓  $f_{obj\_final}(n_{\Delta i_L}, n_{f_s}) = \overline{vol}(n_{\Delta i_L}, n_{f_s}, \alpha_{(n_{\Delta i_L}, n_{f_s})}) + \eta_w(n_{\Delta i_L}, n_{f_s}, \alpha_{(n_{\Delta i_L}, n_{f_s})});$

Ao final, seleciona-se, dentre todos os pré-projetos ótimos, o pré-projeto ótimo que resultou no maior valor da  $f_{obj}$ .

#### 4.3 EXEMPLO DESCRITIVO DA SELEÇÃO DO PROJETO PELA $f_{obj}$

Para exemplificar a aplicação da função objetivo escolheu-se um ponto de operação qualquer (52,5 kHz @ 12%). A Tabela 4.1 expõe os componentes pré-selecionados. No caso do projeto do indutor, existe a possibilidade de 133 pré-projetos considerando um único núcleo (7 núcleos x 19 seções). Considerando dois núcleos empilhados são 152 pré-projetos e 209 utilizando-se três núcleos empilhados. Ou seja, 494 combinações, ou pré-projetos do indutor são possíveis para o ponto de operação em questão. Selecionando-se a seção transversal do condutor para cada núcleo, o número de pré-projetos cai para 26 possibilidades. Feito isso, calcula-se  $\eta_w$  (Tabela 4.2) e os volumes resultantes (Tabela 4.3) destes pré-projetos. O volume resultante do componente se refere ao volume ocupado pelo mesmo.



Tabela 4.1 - Componentes pré-selecionados para o ponto de operação (52,5 kHz @ 12%).

Interruptores	5 <i>part numbers</i> pré-selecionados
Diodos de potência	5 <i>part numbers</i> pré-selecionados
1 Núcleo	7 <i>part numbers</i> pré-selecionados
2 Núcleos	8 <i>part numbers</i> pré-selecionados
3 Núcleos	11 <i>part numbers</i> pré-selecionados
Capacitores de Entrada	6 <i>part numbers</i> pré-selecionados
Capacitores de Saída	9 <i>part numbers</i> pré-selecionados
Seção transversal dos condutores	19 seções pré-selecionadas

Fonte: Próprio autor.

Tabela 4.2 - Valores de  $\eta_w$  para os indutores pré-selecionados.

	<i>Part Number</i>	1 núcleo	2 núcleos	3 núcleos
1	77165	98,94%	98,99%	98,96%
2	77337	98,97%	99,11%	99,09%
3	77102	98,71%	98,83%	98,98%
4	77735	99,07%	99,14%	99,07%
5	77908	98,69%	98,99%	99,11%
6	77868	98,60%	98,96%	98,98%
7	77616	99,09%	99,24%	99,23%
8	77212	-	98,81%	99,01%
9	77192	-	-	99,01%
10	77721	-	-	98,98%
11	77439	-	-	98,81%

Fonte: Próprio autor.

Tabela 4.3 - Volumes resultantes dos indutores pré-selecionados.

	<i>Part Number</i>	1 núcleo	2 núcleos	3 núcleos
1	77165	850,3 cm <sup>3</sup>	1607,7 cm <sup>3</sup>	2365,1 cm <sup>3</sup>
2	77337	554,1 cm <sup>3</sup>	863,3 cm <sup>3</sup>	1264,5 cm <sup>3</sup>
3	77102	313,6 cm <sup>3</sup>	500,1 cm <sup>3</sup>	599,6 cm <sup>3</sup>
4	77735	287,3 cm <sup>3</sup>	434,1 cm <sup>3</sup>	629,1 cm <sup>3</sup>
5	77908	237,4 cm <sup>3</sup>	302,6 cm <sup>3</sup>	353,9 cm <sup>3</sup>
6	77868	214,6 cm <sup>3</sup>	260,9 cm <sup>3</sup>	351,6 cm <sup>3</sup>
7	77616	168,8 cm <sup>3</sup>	237,6 cm <sup>3</sup>	340,3 cm <sup>3</sup>
8	77212	-	199,6 cm <sup>3</sup>	220,4 cm <sup>3</sup>
9	77192	-	-	195,1 cm <sup>3</sup>
10	77721	-	-	177,5 cm <sup>3</sup>
11	77439	-	-	191,8 cm <sup>3</sup>

Fonte: Próprio autor.

A partir destes resultados, selecionam-se os valores máximos e mínimos de  $\eta_w$  e volume, conforme ilustrado na Tabela 4.4. Na sequência, normalizam-se todos os resultados, Tabela 4.5 e Tabela 4.6.

Tabela 4.4 - Valores máximos e mínimos de  $\eta_w$  e volume para projeto do indutor.

Ponto de operação (52,5 kHz @ 12%)	$\eta_{w_{\max}}$	$\eta_{w_{\min}}$	$vol_{\max}$	$vol_{\min}$
	99,24%	98,60%	2365,1 cm <sup>3</sup>	168,8 cm <sup>3</sup>

Fonte: Próprio autor.

Tabela 4.5 - Valores normalizados da variável  $\eta_w$ .

<i>Part Number</i>	1 núcleo	2 núcleos	3 núcleos	
1	77165	0,5285	0,6043	0,5567
2	77337	0,5761	0,7944	0,7666
3	77102	0,1614	0,3548	0,5949
4	77735	0,7293	0,8488	0,7355
5	77908	0,1453	0,6126	0,8003
6	77868	0	0,5698	0,5914
7	77616	0,7779	1	0,9981
8	77212	-	0,3227	0,6290
9	77192	-	-	0,6268
10	77721	-	-	0,5960
11	77439	-	-	0,3292

Fonte: Próprio autor.

Tabela 4.6 - Valores normalizados da variável volume.

<i>Part Number</i>	1 núcleo	2 núcleos	3 núcleos	
1	77165	0,6897	0,3449	0
2	77337	0,8246	0,6838	0,5011
3	77102	0,9341	0,8491	0,8038
4	77735	0,9460	0,8792	0,7904
5	77908	0,9687	0,9390	0,9157
6	77868	0,9791	0,9581	0,9168
7	77616	1	0,9687	0,9219
8	77212	-	0,9859	0,9765
9	77192	-	-	0,9880
10	77721	-	-	0,9960
11	77439	-	-	0,9895

Fonte: Próprio autor.

Normalizado os resultados, calcula-se a  $f_{obj}$  variando-se  $\alpha$ . A Tabela 4.7 ilustra os resultados da  $f_{obj}$ , considerando  $\alpha = 0,3$ , ou seja, 70% de importância à eficiência e 30% ao volume. Selecionou-se para esta condição dois núcleos empilhados e *part number* 77616. A Tabela 4.8 apresenta os outros resultados, para todos os valores de  $\alpha$ .

Tabela 4.7 - Valores da  $f_{obj}$  para  $\alpha = 0,3$ .

	<i>Part Number</i>	1 núcleo	2 núcleos	3 núcleos
1	77165	0,5769	0,5265	0,3897
2	77337	0,6506	0,7613	0,6870
3	77102	0,3932	0,5031	0,6576
4	77735	0,7944	0,8579	0,7520
5	77908	0,3923	0,7106	0,8349
6	77868	0,2937	0,6863	0,6890
7	<b>77616</b>	0,8446	<b>0,9906</b>	0,9752
8	77212		05217	0,7332
9	77192			0,7352
10	77721			0,7160
11	77439			0,5273

Fonte: Próprio autor.

Tabela 4.8 - N° de núcleos, *part number* e condutor selecionados para cada valor de  $\alpha$ .

$\alpha$	Peso ( $\eta_w$ )	Peso (Volume)	N° de Núcleos	<i>Part Number</i>	Condutor
0%	100%	0%	2	77616	13 x 25 AWG
5%	95%	5%	2	77616	13 x 25 AWG
10%	90%	10%	2	77616	13 x 25 AWG
15%	85%	15%	2	77616	13 x 25 AWG
20%	80%	20%	2	77616	13 x 25 AWG
25%	75%	25%	2	77616	13 x 25 AWG
30%	70%	30%	2	77616	13 x 25 AWG
35%	65%	35%	2	77616	13 x 25 AWG
40%	60%	40%	2	77616	13 x 25 AWG
45%	55%	45%	2	77616	13 x 25 AWG
50%	50%	50%	2	77616	13 x 25 AWG
55%	45%	55%	2	77616	13 x 25 AWG
60%	40%	60%	2	77616	13 x 25 AWG
65%	35%	65%	2	77616	13 x 25 AWG
70%	30%	70%	2	77616	13 x 25 AWG
75%	25%	75%	2	77616	13 x 25 AWG
80%	20%	80%	2	77616	13 x 25 AWG
85%	15%	85%	2	77616	13 x 25 AWG
90%	10%	90%	1	77616	13 x 25 AWG
95%	5%	95%	1	77616	13 x 25 AWG
100%	0%	100%	1	77616	13 x 25 AWG

Fonte: Próprio autor.

O mesmo procedimento é feito para a pré-seleção do interruptor, do diodo de potência, dos capacitores de entrada e saída. Então, o pré-projeto final, de cada ponto de operação do conversor, se resume a 21 pré-projetos. A partir destes 21 pré-projetos (indutor + interruptor+ diodo + capacitor de entrada + capacitor de saída) calcula-se o  $\eta_w$  destes pré-projeto e o volume resultante. Novamente os valores máximos e mínimos de  $\eta_w$  e o volume são selecionados, mas agora destes 21 pré-projetos. A Tabela 4.9 expõe os valores máximos e mínimos de  $\eta_w$  e volume para o projeto do indutor do ponto de operação (52,5 kHz @ 12%).

Com esses novos valores máximos e mínimos, os resultados destes 21 pré-projetos são novamente normalizados. A Tabela 4.10 ilustra estes resultados. Ao final, somam-se os valores normalizados de  $\eta_w$  e volume, e seleciona-se o maior valor resultante. Logo, para este ponto de operação,  $\alpha$  selecionada foi igual a 40%. Os demais pontos de operação seguem o mesmo procedimento.

Tabela 4.9 - Máximos e mínimos de  $\eta_w$  e volume (52,5 kHz @ 12%).

Ponto de operação (52,5 kHz @ 12%)	$\eta_{w_{max}}$	$\eta_{w_{min}}$	$vol_{max}$	$vol_{min}$
	98,1364%	97,6008%	757,8673 cm <sup>3</sup>	243,1328 cm <sup>3</sup>

Fonte: Próprio autor.

Tabela 4.10 - Resultados dos 21 pré-projetos do ponto de operação (52,5 kHz @ 12%).

$\alpha$	Volume	$\eta_w$	$vol_{nor}^{-1}$	$\eta_{w\_nor}$	$f_{obj\_final} = vol_{nor}^{-1} + \eta_{w\_nor}$
0%	757,8673 cm <sup>3</sup>	98,1364%	0	1	1
5%	757,8673 cm <sup>3</sup>	98,1364%	0	1	1
10%	757,8673 cm <sup>3</sup>	98,1364%	0	1	1
15%	388,8022 cm <sup>3</sup>	98,1364%	0	1	1
20%	388,8022 cm <sup>3</sup>	98,1235%	0,7675	0,9760	1,7435
25%	388,8022 cm <sup>3</sup>	98,1235%	0,7675	0,9760	1,7435
30%	388,8022 cm <sup>3</sup>	98,1235%	0,7675	0,9760	1,7435
35%	388,8022 cm <sup>3</sup>	98,1235%	0,7675	0,9760	1,7435
<b>40%</b>	<b>385,3386 cm<sup>3</sup></b>	<b>98,1218%</b>	<b>0,7752</b>	<b>0,9727</b>	<b>1,7479</b>
45%	368,1784 cm <sup>3</sup>	98,0693%	0,8133	0,8748	1,6880
50%	368,1784 cm <sup>3</sup>	98,0693%	0,8133	0,8748	1,6880
55%	368,1784 cm <sup>3</sup>	98,0693%	0,8133	0,8748	1,6880
60%	357,3792 cm <sup>3</sup>	97,9866%	0,8372	0,7204	1,5576
65%	357,3792 cm <sup>3</sup>	97,9866%	0,8372	0,7204	1,5576
70%	357,3792 cm <sup>3</sup>	97,9866%	0,8372	0,7204	1,5576
75%	357,3792 cm <sup>3</sup>	97,9866%	0,8372	0,7204	1,5576
80%	357,3792 cm <sup>3</sup>	97,9866%	0,8372	0,7204	1,5576
85%	357,3792 cm <sup>3</sup>	97,9866%	0,8372	0,7204	1,5576
90%	301,4382 cm <sup>3</sup>	97,8476%	0,9899	0,4608	1,4507
95%	243,1328 cm <sup>3</sup>	97,8476%	0,9899	0,4608	1,4507
100%	243,1328 cm <sup>3</sup>	97,6008%	1	0	1

Fonte: Próprio autor.

#### 4.4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DA $f_{obj}$

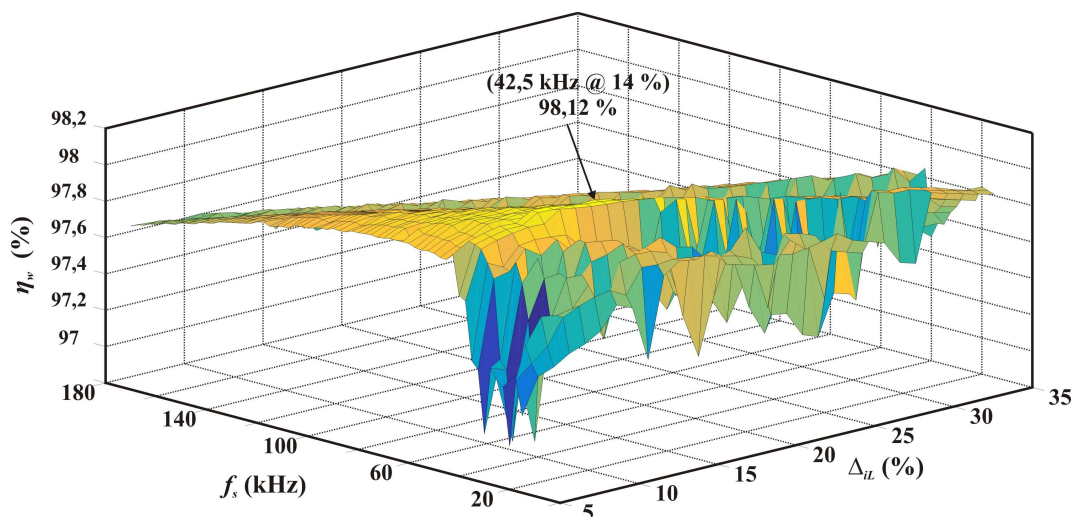
As simulações obtidas utilizando a  $f_{obj}$  proposta são ilustradas nesta seção, considerando-se os mesmos parâmetros das simulações anteriores. A descrição completa dos pré-projetos selecionados, para diferentes materiais magnéticos, é detalhada na Tabela 4.11. A Figura 4.1 apresenta o comportamento dos  $\eta_w$  resultantes dos pré-projetos ótimos, destacando-se o pré-projeto selecionado para o magnético *Kool M $\mu$* .

Tabela 4.11 - Parâmetros dos pré-projetos selecionados pela  $f_{obj}$ .

Parâmetros dos Projetos	<i>Kool M<math>\mu</math></i>	<i>High-Flux</i>	MPP
$\eta_w$ (%)	98,12	98,1	98,25
Volume Total (cm <sup>3</sup> )	429,3	425,5	386,05
$\alpha$ (%)	10	35	5
$f_s$ (kHz)	42,5	70	40
$\Delta i_L$ (%)	14	5	13
$L$ (mH)	1,3	2,2	1,5
Nº de espiras	79	79	64
Núcleo magnético	77616	58617	55192
Permeabilidade do núcleo	40 $\mu$	60 $\mu$	60 $\mu$
Nº de núcleos empilhados	2	2	3
Condutor Selecionado	7 x 22 AWG	13 x 25 AWG	7 x 22 AWG
$C_{in}$ ( $\mu$ F)	1000	470	1000
$C_{out}$ ( $\mu$ F)	470	470	470
Interruptor	IPP60R099CP	IPP60R099CP	IPP60R099CP
Diodo	C3D06065A	C3D06065A	C3D06065A

Fonte: Próprio autor.

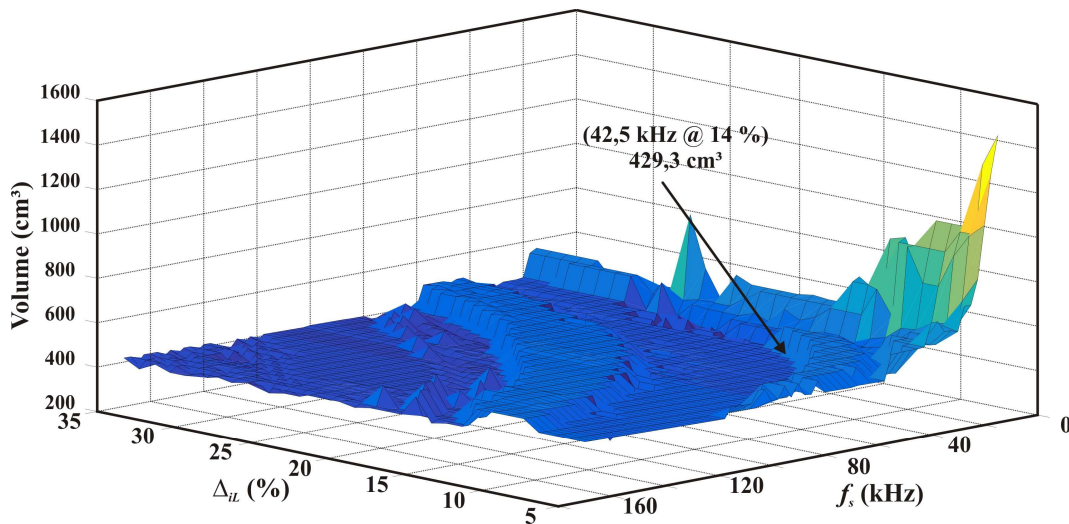
Figura 4.1 - Eficiências resultantes dos projetos ótimos selecionados pela  $f_{obj}$ .



Fonte: Próprio autor.

Os volumes resultantes destas novas soluções são demonstrados pela Figura 4.2. Uma redução significativa do volume total das soluções é observada, mantendo-se  $\eta_w$  elevado. Uma comparação dos resultados obtidos pela seleção dos projetos da Tabela 3.8, Tabela 3.9 e Tabela 4.11 é exposta na Tabela 4.12.

Figura 4.2 - Volumes resultantes dos projetos ótimos selecionados pela  $f_{obj}$ .



Fonte: Próprio autor.

Tabela 4.12 - Comparação dos resultados para diferentes formas de seleção do projeto.

	<i>Kool Mμ</i>	<i>High-Flux</i>	<b>MPP</b>
<b><math>\eta_w</math> priorizado</b>			
$\eta_w$ (%)	98,15	98,22	98,31
Volume Total (cm³)	815,5	1800,4	1071,7
<b>Volume priorizado</b>			
$\eta_w$ (%)	95,7	92,8	96,6
Volume Total (cm³)	223,6	219,2	219,1
<b><math>f_{obj}</math></b>			
$\eta_w$ (%)	98,12	98,1	98,25
Volume Total (cm³)	429,3	425,5	386,05

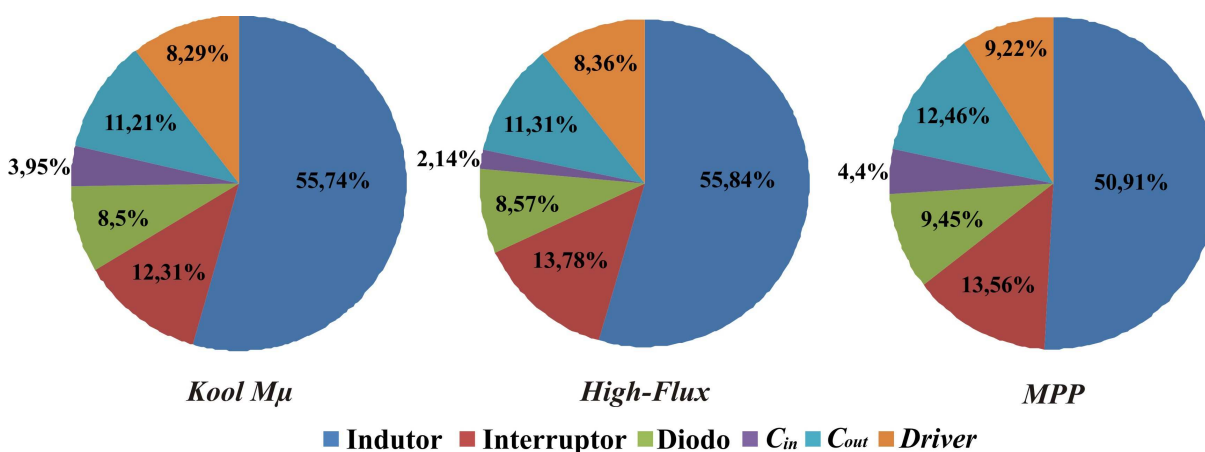
Fonte: Próprio autor.

Para os três materiais magnéticos, a seleção dos projetos considerando somente  $\eta_w$  proporcionou soluções com elevada eficiência e pouco compactas. Em contrapartida, priorizando-se o volume, obtiveram-se projetos pouco volumosos e baixos  $\eta_w$ . Agora, utilizando-se a  $f_{obj}$  proposta foi possível manter as soluções com alta eficiência e diminuir significativamente o volume total, quando comparado às primeiras soluções.

Uma redução volumétrica perto de 47,35% para material *Kool Mu*, 76,3% para *High-Flux* e, aproximadamente, 63,9% para material magnético MPP foi alcançada. No entanto, apesar desta significativa diminuição dos volumes, pode-se dizer que as soluções ainda apresentam volumes consideráveis.

Analisando então a distribuição percentual dos volumes resultantes destes projetos, com o auxílio da Figura 4.3, é possível verificar que o indutor representa o maior volume das soluções. Mesmo selecionando apenas dois núcleos empilhados para ambas as soluções, o indutor impacta significativamente no volume total.

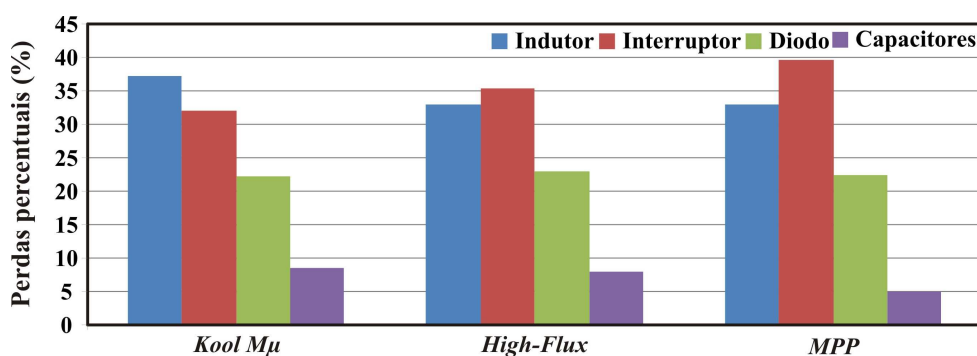
Figura 4.3 - Volumes percentuais resultante das soluções selecionadas pela  $f_{obj}$ .



Fonte: Próprio autor.

Com relação às perdas, para as três soluções, o indutor e o interruptor representam mais de 60% das perdas. Estes resultados podem ser comprovados pela Figura 4.4, onde o comportamento percentual das perdas das soluções é descrito.

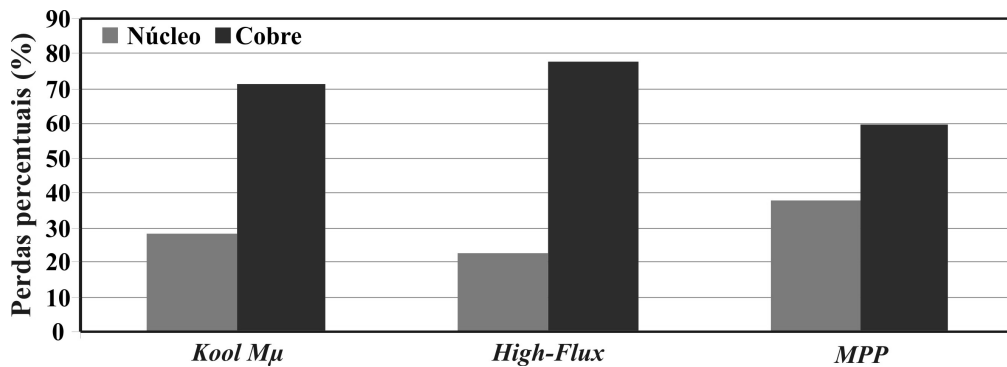
Figura 4.4 - Perdas percentuais dos componentes das soluções selecionadas pela  $f_{obj}$ .



Fonte: Próprio autor.

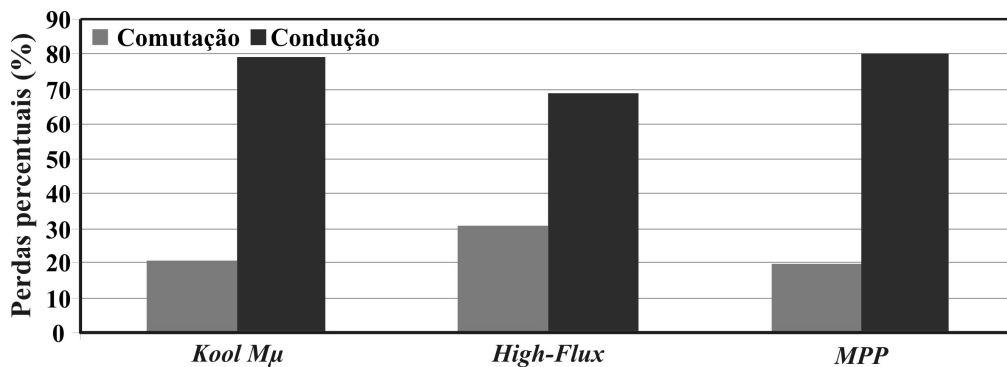
Quanto às perdas no indutor, as perdas por condução são as mais relevantes, Figura 4.4, para ambos os projetos. O mesmo ocorre no interruptor e diodo, onde as perdas em condução são as mais significativas, Figura 4.5 e Figura 4.6, respectivamente.

Figura 4.5 - Perdas percentuais nos indutores dos projetos selecionadas pela  $f_{obj}$ .



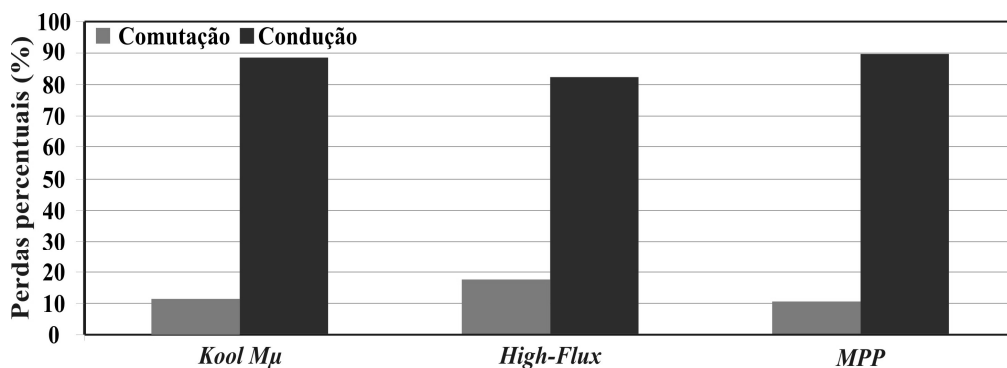
Fonte: Próprio autor.

Figura 4.6 - Perdas percentuais do interruptor dos projetos selecionadas pela  $f_{obj}$ .



Fonte: Próprio autor.

Figura 4.7 - Perdas percentuais nos diodos dos projetos selecionadas pela  $f_{obj}$ .



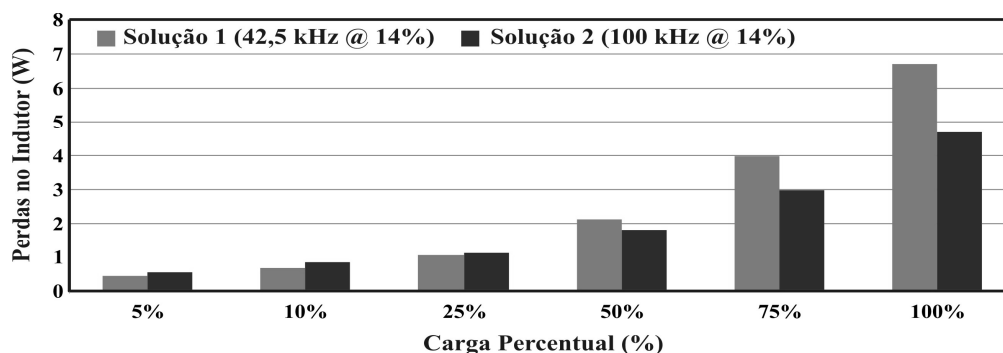
Fonte: Próprio autor.



A respeito do volume no indutor, uma alternativa para melhorar deste quesito seria o aumento de  $f_s$ . Esta opção diminuiria a indutância e, conseqüentemente, o número de espiras e o volume do indutor. Toma-se então como exemplo duas soluções distintas, uma operando a 42,5 kHz e outra a 100 kHz, com uma ondulação de corrente de 14%. Uma redução volumétrica em torno de 43,07% é observada no indutor com esse aumento de  $f_s$ . Além disso, essa possibilidade acarreta em uma diminuição da resistência ôhmica do enrolamento e nas perdas por condução no indutor. No entanto, essa elevação de  $f_s$  provocou uma diminuição das perdas no indutor em 75% e 100% de carga, onde a corrente, que é elevada ao quadrado nos cálculos, é relevante. A Figura 4.8 ilustra essa situação, onde as perdas no indutor dos dois projetos, com diferentes  $f_s$ , são apresentadas.

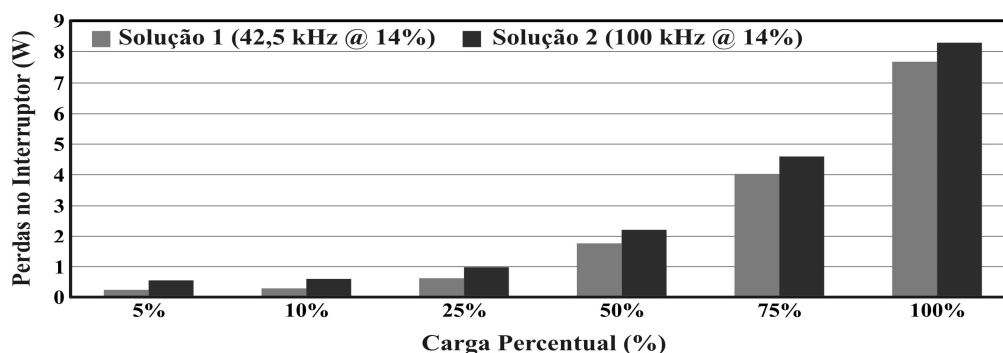
Por outro lado, o aumento de  $f_s$  provocou uma elevação das perdas no interruptor, Figura 4.9, e no diodo, Figura 4.10, em todos os pontos de carga. Além disso, uma elevação das perdas no núcleo é observada, um aumento do volume dos dissipadores e uma diminuição de  $\eta_w$  em torno de 0,52%, reduzindo de 98,12% para 97,6%. Logo, deve-se tomar cuidado na seleção de  $f_s$ , uma vez que sua escolha afeta diretamente o volume e  $\eta_w$  das soluções.

Figura 4.8 - Comparação das perdas nos indutores para diferentes projetos.



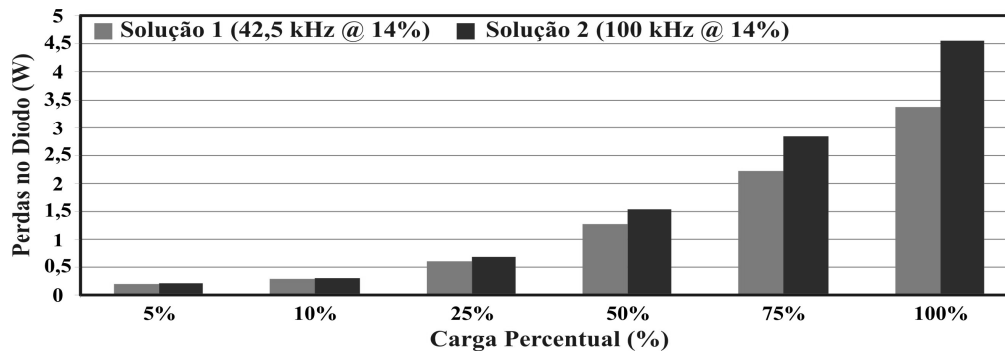
Fonte: Próprio autor.

Figura 4.9 - Comparação das perdas no interruptor para diferentes projetos.



Fonte: Próprio autor.

Figura 4.10 - Comparação das perdas no diodo para diferentes projetos.



Fonte: Próprio autor.

O aumento de  $\Delta i_L$  é também uma possibilidade de redução do volume do indutor. Como  $f_s$ , um aumento de  $\Delta i_L$  proporciona redução de perdas de condução do indutor e aumento das perdas no núcleo. Além disso, pode afetar, com um menor impacto, nas perdas e volume dos capacitores e semicondutores. Devido a isso, a metodologia optou por trabalhar com um valor intermediário de  $\Delta i_L$  e baixo  $f_s$ , para a solução com o material *Kool M $\mu$* . As outras soluções, *High-Flux* e *MPP*, escolheu-se um baixo  $\Delta i_L$  e um valor maior para  $f_s$ .

Outra alternativa seria a variação da densidade de corrente utilizada no projeto do indutor. A redução da densidade de corrente impacta no aumento da área total do condutor. Esse aumento resulta na elevação do número de condutores em paralelo e, conseqüentemente, uma diminuição da resistência do condutor. Entretanto, esta alternativa pode acarretar em um aumento do volume do condutor. Por outro lado, o aumento da densidade de corrente diminui o número de condutores em paralelo e provoca uma elevação da resistência do condutor e temperatura. Logo, deve-se investigar melhor o impacto da escolha da densidade de corrente no indutor e estabelecer valores máximos e mínimos.

#### 4.5 VARIACÃO DA DENSIDADE DE CORRENTE

Conforme mencionado anteriormente, uma alternativa para tentar melhorar a eficiência dos projetos seria a variação da densidade de corrente durante o projeto do indutor. Até o momento, o valor utilizado foi de 400A/cm<sup>2</sup>. Este valor foi escolhido baseado nas referências [38] e [63], que assumem que este valor é considerado bom para o projeto de indutores para fontes chaveadas. Normalmente, o valor da densidade de corrente adotado pela literatura fica na faixa entre 200 A/cm<sup>2</sup> e 600 A/cm<sup>2</sup> [63], [86]. Logo, estabeleceram-se estes valores como máximos e mínimos.

Os mesmos procedimentos de projeto da proposta anterior foram utilizados, mas agora seleciona-se  $J$ . Logo, variou-se  $J$  com intervalos de 25 A/cm<sup>2</sup>, entre os valores máximos e mínimos definidos e um novo projeto do indutor foi obtido para cada valor de  $J$ . A função objetivo foi novamente utilizada, mas agora para selecionar o valor ideal de  $J$ , que proporcione uma diminuição nas perdas sem comprometer o volume. Valores de  $J$  que provocaram uma elevação de temperatura no indutor maior que 100 °C foram desconsiderados.

A Tabela 4.13 ilustra a nova solução selecionada para o material *Kool Mu*, comparando com a solução anterior, onde  $J$  era fixado. Analisando os resultados comparativos da Tabela 4.13, a nova solução optou por uma densidade de corrente menor, aumentando o número de condutores em paralelo. Essa escolha proporcionou uma pequena elevação de  $\eta_w$ , aproximadamente 0,04%, ao custo de uma pequena elevação no volume de aproximadamente 2,3%. Os resultados para os demais materiais magnéticos estão descritos na Tabela 4.14.

Tabela 4.13 - Comparação das soluções com  $J$  fixo ou selecionável.

<b>Parâmetros dos Projetos</b>	<b><math>J</math> fixo</b>	<b><math>J</math> selecionável</b>
$\eta_w$ (%)	98,12	98,16
<b>Volume Total (cm<sup>3</sup>)</b>	429,3	439,2
$a$	10	40
$f_s$ (kHz)	42,5	55
$\Delta i_L$ (%)	14	13
$L$ (mH)	1,3	1,1
<b>Nº de espiras</b>	79	71
<b>Núcleo magnético</b>	77616	77616
<b>Permeabilidade do núcleo</b>	40 $\mu$	40 $\mu$
<b>Nº de núcleos empilhados</b>	2	2
<b>Condutor Selecionado</b>	7 x 22 AWG	17 x 25 AWG
$J$ (A/m <sup>2</sup> )	400	300
$C_{in}$ ( $\mu$ F)	1000	680
$C_{out}$ ( $\mu$ F)	470	470
<b>Interruptor</b>	IPP60R099CP	IPP60R099CP
<b>Diodo</b>	C3D06065A	C3D06065A

Fonte: Próprio autor.

Tabela 4.14 - Soluções selecionados variando-se  $J$ .

<b>Parâmetros dos Projetos</b>	<b><i>Kool M<math>\mu</math></i></b>	<b><i>High-Flux</i></b>	<b>MPP</b>
$\eta_w$ (%)	98,16	98,14	98,3
<b>Volume Total (cm<sup>3</sup>)</b>	439,2	433,1	400,9
$\alpha$ (%)	40	35	40
$f_s$ (kHz)	55	75	57,5
$\Delta i_L$ (%)	13	5	12
$L$ (mH)	1,1	2	1,1
<b>Nº de espiras</b>	71	76	54
<b>Núcleo magnético</b>	77616	58617	55192
<b>Permeabilidade do núcleo</b>	40 $\mu$	60 $\mu$	60 $\mu$
<b>Nº de núcleos empilhados</b>	2	2	3
<b>Condutor Selecionado</b>	17 x 25 AWG	15 x 25 AWG	19 x 25 AWG
$J$ (A/m <sup>2</sup> )	300	350	275
$C_{in}$ ( $\mu$ F)	680	4 680	680
$C_{out}$ ( $\mu$ F)	470	1 470	470
<b>Interruptor</b>	IPP60R099CP	IPP60R099CP	IPP60R099CP
<b>Diodo</b>	C3D06065A	4- DH04G65C	C3D06065A

Fonte: Próprio autor.

A solução considerando o material *High-Flux* seguiu a mesma tendência do material *Kool M $\mu$* , penalizando o volume ao custo de uma pequena evolução de  $\eta_w$ . Agora, o material MPP proporcionou o melhor resultado, selecionando uma nova solução com  $\eta_w$  superior as anteriores, e uma pequena redução de volume.

#### 4.6 SELEÇÃO INDIVIDUALIZADA DA VARIÁVEL DE PRIORIZAÇÃO

Outra análise realizada foi a seleção individual de  $\alpha$ . Até o momento, a seleção de  $\alpha$  é feita de forma global, ou seja, um valor de  $\alpha$  é selecionado para todos os componentes do projeto. No entanto, como os projetos são feitos individualmente para cada ponto de operação, o projeto de um elemento não interfere na seleção dos demais. Por exemplo, o interruptor selecionada é aquela que resultou no maior valor da  $f_{obj}$ , independentemente do núcleo magnético, seção transversal, diodo de potência, capacitores de entrada e saída selecionados. Isso ocorre porque durante a simulação do algoritmo desenvolvido, cada ponto de operação seleciona seu projeto ótimo e ao final define-se o mais indicado.

O valor de priorização para a seleção do capacitor pode não ser o ideal para o indutor, ou vice-versa. Pensando nisso, alterou-se o algoritmo de forma que cada componente selecione o seu valor ideal de  $\alpha$ . Definiu-se o nome de seleção individualizada de  $\alpha$  a nova forma de seleção da solução.

O resultado desta nova forma de seleção do projeto é ilustrado na Tabela 4.15. A nova solução encontrada é comparada a solução anterior para o material magnético do tipo *Kool M $\mu$* . Quanto ao ganho desta nova forma de seleção, pode-se constatar uma pequena diminuição de  $\eta_w$ , em torno de 0,09%, e uma redução no volume total em torno de 3,94%.

A Tabela 4.16 destaca os valores de  $\alpha$  selecionados de forma individual para cada componente desta nova solução e para os demais materiais magnéticos. No caso do material *Kool M $\mu$* , a seleção global de  $\alpha$  escolheu o valor 40% como ideal. Analisando os resultados da Tabela 4.16, nenhum componente optou por este valor.

Tabela 4.15 - Soluções selecionadas por diferentes formas de seleção de  $\alpha$ .

<b>Parâmetros dos projetos</b>	<b><math>\alpha</math> global</b>	<b><math>\alpha</math> individualizada</b>
$\eta_w$ (%)	98,16	98,07
<b>Volume Total (cm<sup>3</sup>)</b>	439,2	421,9
$\alpha$	40	-
$f_s$ (kHz)	55	47,5
$\Delta i_L$ (%)	13	15
$L$ (mH)	1,1	1,1
<b>Nº de espiras</b>	71	197
<b>Núcleo magnético</b>	77616	77616
<b>Permeabilidade do núcleo</b>	40 $\mu$	40 $\mu$
<b>Nº de núcleos empilhados</b>	2	2
<b>Condutor Selecionado</b>	17 x 25 AWG	16 x 25 AWG
$J$ (A/m <sup>2</sup> )	300	325
$C_{in}$ ( $\mu$ F)	680	680
$C_{out}$ ( $\mu$ F)	470	330
<b>Interruptor</b>	IPP60R099CP	IPP60R099CP
<b>Diodo</b>	C3D06065A	C3D06065A

Fonte: Próprio autor.

Tabela 4.16 -  $\alpha$  selecionados individualmente para os três materiais magnéticos.

<b>Componente</b>	<b><i>Kool M<math>\mu</math></i></b>	<b><i>High-Flux</i></b>	<b>MPP</b>
<b>Indutor</b>	15%	85%	55%
<b>Interruptor</b>	0%	0%	0%
<b>Diodo</b>	15%	30%	30%
<b>Capacitor de Entrada</b>	50%	35%	40%
<b>Capacitor de Saída</b>	45%	45%	45%

Fonte: Próprio autor.

As soluções selecionadas para os outros materiais magnéticos considerando a seleção de  $\alpha$  individualizada é exposta na Tabela 4.17. Para os demais materiais, houve um ganho mais significativo a respeito da redução do volume, 18,6% e 18,27%, respectivamente. Novamente, uma pequena redução de  $\eta_w$  foi constatada.

Tabela 4.17 - Soluções selecionadas considerando  $\alpha$  individualizado.

<b>Parâmetros dos Projetos</b>	<b><i>Kool M<math>\mu</math></i></b>	<b><i>High-Flux</i></b>	<b>MPP</b>
$\eta_w$ (%)	98,07	98,01	98,13
<b>Volume Total (cm<sup>3</sup>)</b>	421,9	352,6	327,4
$f_s$ (kHz)	47,5	72,5	67,5
$\Delta i_L$ (%)	15	6	14
$L$ (mH)	1,1	1,7	0,799
<b>Nº de espiras</b>	197	96	92
<b>Núcleo magnético</b>	77616	58617	55192
<b>Permeabilidade do núcleo</b>	40 $\mu$	60 $\mu$	60 $\mu$
<b>Nº de núcleos empilhados</b>	2	1	2
<b>Condutor Selecionado</b>	16 x 25 AWG	15 x 25 AWG	17 x 25 AWG
<b>J (A/m<sup>2</sup>)</b>	325	350	300
$C_{in}$ ( $\mu$ F)	680	470	680
$C_{out}$ ( $\mu$ F)	330	330	330
<b>Interruptor</b>	IPP60R099CP	IPP60R099CP	IPP60R099CP
<b>Diodo</b>	C3D06065A	IDH04G65C	C3D06065A

Fonte: Próprio autor.

#### 4.7 SELEÇÃO DO PROJETO CONSIDERANDO DENSIDADE DE POTÊNCIA

Analisando os resultados anteriores, constatou-se que em alguns pontos de operação os projetos são selecionados mais em função de  $\eta_w$  do que volume. Ou seja, a metodologia tende a selecionar soluções mais eficientes, mesmo quando há significativas melhorias no volume. Para exemplificar esta situação, a Tabela 4.18 apresenta os resultados da seleção de um indutor, para um ponto de operação qualquer.

Tabela 4.18 - Valores de  $\eta_w$  e volume para projeto analisado.

Núcleos empilhados	$J$	$\eta_w$	Volume
1 Núcleo	500 A/cm <sup>2</sup>	98,98%	83,12 cm <sup>3</sup>
2 Núcleos	400 A/cm <sup>2</sup>	99,18%	140,05 cm <sup>3</sup>
3 Núcleos	425 A/cm <sup>2</sup>	99,25%	200,63 cm <sup>3</sup>

Fonte: Próprio autor.

Analisando os resultados da Tabela 4.18 observa-se que a diferença de  $\eta_w$  entre as soluções de dois e três núcleos é de 0,07%. Já com relação ao volume, tem-se uma diferença de 60,58 cm<sup>3</sup>. Ou seja, a solução com dois núcleos resultaria em uma diminuição de 0,07% em  $\eta_w$  e uma redução significativa de volume em torno de 30,3%. No entanto, o algoritmo desenvolvido optou por selecionar a solução com três núcleos empilhados. Por que isso ocorre, sendo que a segunda solução teria um volume significativamente menor e com um  $\eta_w$  elevado? Para tentar explicar, os valores máximos e mínimos de  $\eta_w$  e volume deste ponto de operação são descritos na Tabela 4.19, enquanto que na Tabela 4.20 tem-se os valores normalizados de  $\eta_w$  e volume.

Tabela 4.19 - Valores máximos e mínimos de  $\eta_w$  e volume para projeto analisado.

$\eta_{w_{\max}}$	$\eta_{w_{\min}}$	$vol_{\max}$	$vol_{\min}$
99,25%	98,57%	1.318,8 cm <sup>3</sup>	80,72 cm <sup>3</sup>

Fonte: Próprio autor.

Tabela 4.20 - Valores da Tabela 4.18 normalizados.

Núcleos empilhados	$\eta_{w\_nor}$	$vol_{nor}^{-1}$	$f_{obj}$
1 Núcleo	0,601	0,988	1,589
2 Núcleos	0,896	0,952	1,848
3 Núcleos	1	0,903	1,903

Fonte: Próprio autor.

Analisando os resultados normalizados da Tabela 4.20, percebe-se que uma variação de  $\eta_w$  de 98,98% para 99,18%, ou seja, um aumento de 0,2% impacta em uma elevação de 0,2955 do valor normalizado. Já uma diminuição do volume de 140,05 cm<sup>3</sup> para 83,12 cm<sup>3</sup>, ou seja, uma redução de 40,6% varia apenas 0,046. Logo, uma pequena variação de  $\eta_w$  representa um impacto significativo da  $f_{obj}$ , enquanto que para o volume, uma relevante variação não influencia significativamente. Isso se deve ao fato de que 1 de  $\eta_w$  equivale a 0,677%. Já com relação ao volume, 1 equivale a 1238,08 cm<sup>3</sup>. A grande diferença entre o valor máximo e mínimo do volume influencia nestes resultados.

Pensando nisso, decidiu-se trabalhar com a densidade de potência, equação (4.6), ao invés do volume. Isso fez com que a diferença entre os valores máximos e mínimos deste objetivo reduzisse, e pequenas variações causem um impacto significativo no valor da  $f_{obj}$ .

A nova  $f_{obj}$  é agora representada pela equação (4.7), e a normalização deste novo objetivo é realizada através da equação (4.8).

$$\rho = \frac{P_{out}}{vol} \text{ (kW/ dm}^3\text{)} \quad (4.6)$$

onde  $P_{out} = \eta_{100\%} P_{in}$

$$f_{obj}(\alpha) = \alpha \rho_{nor} + (1 - \alpha) \eta_{w\_nor} \quad (4.7)$$

$$\rho_{nor} = 1 - \left( \frac{\rho_{max} - \rho_x}{\rho_{max} - \rho_{min}} \right) \quad (4.8)$$

A nova solução selecionada é descrita na Tabela 4.21 para o material magnético do tipo *Kool M $\mu$* . Para uma comparação com resultados anteriores, a solução obtida na seção anterior é também apresentada. Novamente uma pequena redução de  $\eta_w$  foi observada (0,25%) seguida de uma significativa redução do volume total, em torno de 26,6% . As demais soluções selecionadas pela nova proposta estão descritos na Tabela 4.22.



Tabela 4.21 - Comparação das soluções considerando volume ou  $\rho$ .

<b>Parâmetros dos projetos</b>	<b>Volume</b>	<b><math>\rho</math></b>
$\eta_w$ (%)	98,07	97,82
<b>Volume Total (cm<sup>3</sup>)</b>	421,9	309,4
$f_s$ (kHz)	47,5	67,5
$\Delta i_L$ (%)	15	17
$L$ (mH)	1,1	0,658
<b>Nº de espiras</b>	197	152
<b>Núcleo magnético</b>	77616	77616
<b>Permeabilidade do núcleo</b>	40 $\mu$	40 $\mu$
<b>Nº de núcleos empilhados</b>	2	1
<b>Condutor Selecionado</b>	16 x 25 AWG	13 x 25 AWG
<b>J (A/m<sup>2</sup>)</b>	325	400
$C_{in}$ ( $\mu$ F)	680	470
$C_{out}$ ( $\mu$ F)	330	330
<b>Interruptor</b>	IPP60R099CP	IPP60R099CP
<b>Diodo</b>	C3D06065A	C3D06065A

Fonte: Próprio autor.

Tabela 4.22 - Soluções selecionadas pela densidade de potência.

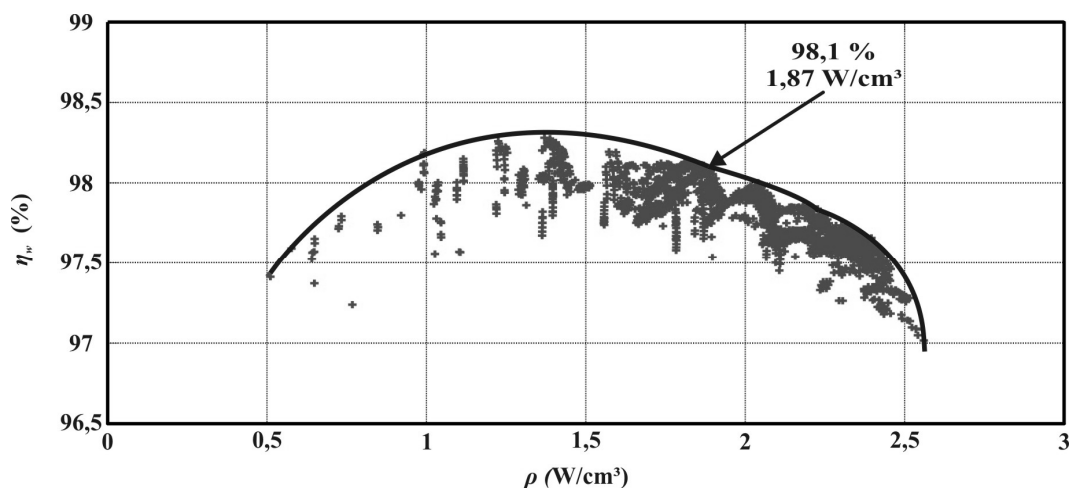
<b>Parâmetros dos projetos</b>	<b>Kool M<math>\mu</math></b>	<b>High-Flux</b>	<b>MPP</b>
$\eta_w$ (%)	97,82	97,7%	98,11
<b>Volume Total (cm<sup>3</sup>)</b>	309,4	272,2	312,2
$\rho$ (W/cm <sup>3</sup> )	1,88	2,14	1,87
$f_s$ (kHz)	67,5	52,5	60
$\Delta i_L$ (%)	17	20	13
$L$ (mH)	0,658	0,719	0,968
<b>Nº de espiras</b>	152	47	101
<b>Núcleo magnético</b>	77616	58090	55192
<b>Permeabilidade do núcleo</b>	40 $\mu$	60 $\mu$	60 $\mu$
<b>Nº de núcleos empilhados</b>	1	2	2
<b>Condutor Selecionado</b>	13 x 25 AWG	14 x 25 AWG	13 x 25 AWG
<b>J (A/m<sup>2</sup>)</b>	400	375	400
$C_{in}$ ( $\mu$ F)	470	470	470
$C_{out}$ ( $\mu$ F)	330	330	330
<b>Interruptor</b>	IPP60R099CP	IPP60R099CP	IPP60R099CP
<b>Diodo</b>	C3D06065A	C3D06065A	C3D06065A

Fonte: Próprio autor.

Como observado na Tabela 4.22 e comparado às soluções da Tabela 4.17, esta nova alternativa de seleção do projeto impactou diretamente no volume total das soluções. Um ganho significativo foi garantido com relação ao volume, e conseqüentemente da densidade de potência, ao custo de uma pequena redução de  $\eta_w$ .

Por fim, as soluções resultantes são expressas pela Figura 4.11. Neste caso, as soluções do material MPP são ilustradas. Juntamente, a fronteira de *Pareto-Ótimo* é esboçada, sendo a mesma uma curva aproximada das melhores soluções. Dentre as soluções ilustradas Figura 4.11, existe um conjunto de soluções que possuem vantagens em relação à eficiência, mas que não são melhores em densidade de potência e vice-versa. Ou seja, existe um conjunto de alternativas ótimas que são não-dominadas entre si nos objetivos eficiência e densidade de potência.

Figura 4.11 - Fronteira de *Pareto-Ótimo* para material magnético MPP.



Fonte: Próprio autor.

Uma solução  $x_1$  é dita dominante sobre  $x_2$  se a solução  $x_1$  não é pior que a solução  $x_2$  em nenhum dos objetivos e se a solução  $x_1$  é extritamente melhor que a solução  $x_2$  em pelo menos um objetivo. Logo, soluções *Pareto-ótimas* são soluções não-dominadas por nenhuma outra solução factível. O conjunto destas soluções não-dominadas é chamado de conjunto *Pareto-ótimo*, o qual representa as soluções ótimas de um problema multi-objetivo [25], [32], [34], [87]. Já a fronteira de *Pareto* ( $\rho$ - $\eta$  *Pareto front*) de um problema com multi-objetivos é o conjunto de valores das funções objetivo das soluções do conjunto *Pareto-ótimo*.

De acordo com [87], um dos objetivos principais de algoritmos que solucionam problemas com múltiplos critérios é encontrar soluções o mais próximo possível da fronteira de *Pareto*. Se não existe nenhuma informação adicional sobre a importância de cada um dos objetivos, todas as soluções *Pareto*-ótimas são igualmente importantes.

Assim, através da Figura 4.11 é possível verificar que a solução definida pela metodologia proposta é uma solução ótima de acordo com *Pareto*. Apesar de não ter sido utilizado a técnica de *Pareto* para a seleção do projeto, a metodologia proposta seleciona a solução que se encontra em sua fronteira.

Outras soluções da fronteira de *Pareto* poderiam ter sido selecionadas. No entanto, como pode ser visto na Figura 4.11, a melhora de um objetivo acarreta na penalização de outro, ficando a critério do projetista decidir qual objetivo é mais importante para determinada aplicação.

#### 4.8 VARIACÃO DA ONDULAÇÃO DE TENSÃO DO CAPACITOR DE SAÍDA

Outra opção avaliada foi a variação da ondulação de tensão para o projeto do capacitor de saída. Nesta tese, a oscilação de 120 Hz proveniente do inversor conectado ao barramento não foi considerado. Logo, para o projeto do capacitor e validação da metodologia proposta, fixou-se a ondulação de tensão do capacitor de saída em 1%, de forma que a ondulação de tensão seja a menor possível, como em [15]. No entanto, deve-se tomar cuidado na escolha deste valor, uma vez que a taxa de distorção harmônica de tensão de saída ( $THD_V$ ), não deve ultrapassar 2,5% em uma conexão do sistema PV com a rede, conforme definido em [43]. Como ainda deve ser considerado o inversor, para a conexão com a rede, os limites de  $THD_V$  estabelecidos pela norma IEEE 1547 não foram considerados para o projeto do capacitor de saída.

Entretanto, a variação desta ondulação no projeto do capacitor possibilita a seleção de capacitores de menores capacitâncias e, conseqüentemente, capacitores de menores volumes. Em contrapartida, a diminuição do volume dos capacitores é acompanhada pelo aumento de sua resistência série equivalente.

Dessa forma, a metodologia irá escolher o valor ideal para a ondulação de tensão do capacitor de saída de forma que garanta um alto  $\eta_w$  e um reduzido volume para a solução final. Variou-se então o valor da ondulação de tensão de 1% a 5%, com intervalos de 0,25%. As novas soluções escolhidas são detalhadas na Tabela 4.23.

Tabela 4.23 – Soluções resultantes a partir da variação da ondulação de tensão de saída.

<b>Parâmetros dos projetos</b>	<b>Kool M<math>\mu</math></b>	<b>High-Flux</b>	<b>MPP</b>
$\eta_w$ (%)	97,8	97,6	97,9
<b>Volume Total (cm<sup>3</sup>)</b>	296,6	261,5	275,2
$\rho$ (W/cm <sup>3</sup> )	1,96	2,23	2,12
$f_s$ (kHz)	70	52,5	62,5
$\Delta i_L$ (%)	16	20	15
$L$ (mH)	0,674	0,719	0,806
<b>Nº de espiras</b>	160	47	106
<b>Núcleo magnético</b>	77616	58090	55439
<b>Permeabilidade do núcleo</b>	40 $\mu$	60 $\mu$	60 $\mu$
<b>Nº de núcleos empilhados</b>	1	2	2
<b>Condutor Selecionado</b>	12 x 25 AWG	14 x 25 AWG	13 x 25 AWG
<b>J (A/m<sup>2</sup>)</b>	425	375	400
$C_{in}$ ( $\mu$ F)	470	470	470
$\Delta v_o$ (%)	1,25	1,25	1,25
$C_{out}$ ( $\mu$ F)	220	220	220
<b>Interruptor</b>	IPP60R099CP	IPP60R099CP	IPP60R099CP
<b>Diodo</b>	C3D06065A	IDH04G65C	C3D06065A

Fonte: Próprio autor.

As novas soluções encontradas optaram por um valor para ondulação de tensão muito próximo do valor anteriormente definido. Essa escolha provocou a troca dos capacitores de saída, diminuindo o volume total das soluções. Novamente, a melhora de um objetivo penalizou o outro. Uma redução de aproximadamente 11,8% no volume total foi alcançada com o material magnético MPP. Nos demais materiais essa redução ficou em torno de 4%.

#### 4.9 DISCUSSÃO DOS RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Para verificar o comportamento evolutivo dos resultados de  $\eta_w$ , volume  $\rho$  das soluções obtidas com o uso das metodologias propostas, a Tabela 4.24 é apresentada. Nomeou-se 1ª proposta as soluções selecionadas pela  $f_{obj}$  considerando volume como objetivo da seleção,  $J$  e  $\Delta v_o$  definidos pelo projetista e  $\alpha$  escolhido de forma global. Na 2ª proposta seleciona-se  $J$  e segue-se os mesmos passos da 1ª. Já na 3ª proposta, seleciona-se de forma individual o valor da variável  $\alpha$ ,  $J$  selecionável e  $\Delta v_o$  fixo. No caso da 4ª proposta, optou-se pelo uso de  $\rho$  ao invés de volume. Por fim, a 5ª proposta segue os mesmos passos de projeto da 4ª proposta e seleciona a ondulação de tensão do capacitor de saída.

Tabela 4.24 - Comparação dos resultados de simulação.

	<i>Kool Mu</i>	<i>High-Flux</i>	MPP
<b>1ª proposta</b>			
$\eta_w$ (%)	98,12	98,1	98,25
Volume Total (cm <sup>3</sup> )	429,3	425,5	386,05
$\rho$ (W/cm <sup>3</sup> )	1,35	1,37	1,51
<b>2ª proposta</b>			
$\eta_w$ (%)	98,16	98,17	98,3
Volume Total (cm <sup>3</sup> )	439,2	433,1	400,6
$\rho$ (W/cm <sup>3</sup> )	1,33	1,34	1,46
<b>3ª proposta</b>			
$\eta_w$ (%)	98,07	98,01	98,13
Volume Total (cm <sup>3</sup> )	421,9	352,6	327,4
$\rho$ (W/cm <sup>3</sup> )	1,39	1,65	1,79
<b>4ª proposta</b>			
$\eta_w$ (%)	97,82	97,7	98,11
Volume Total (cm <sup>3</sup> )	309,4	272,2	312,2
$\rho$ (W/cm <sup>3</sup> )	1,88	2,14	1,87
<b>5ª proposta</b>			
$\eta_w$ (%)	97,8	97,6	97,9
Volume Total (cm <sup>3</sup> )	296,6	261,5	275,2
$\rho$ (W/cm <sup>3</sup> )	1,96	2,23	2,12

Fonte: Próprio autor.

Analisando os resultados da Tabela 4.24, pode-se constatar um aumento da densidade de potência das soluções e uma diminuição relevante dos volumes, para ambos os materiais magnéticos. Conforme afirma *Pareto*, em problemas que envolvem múltiplos objetivos, a melhora de um dos objetivos é acompanhada por uma diminuição de outro [87].

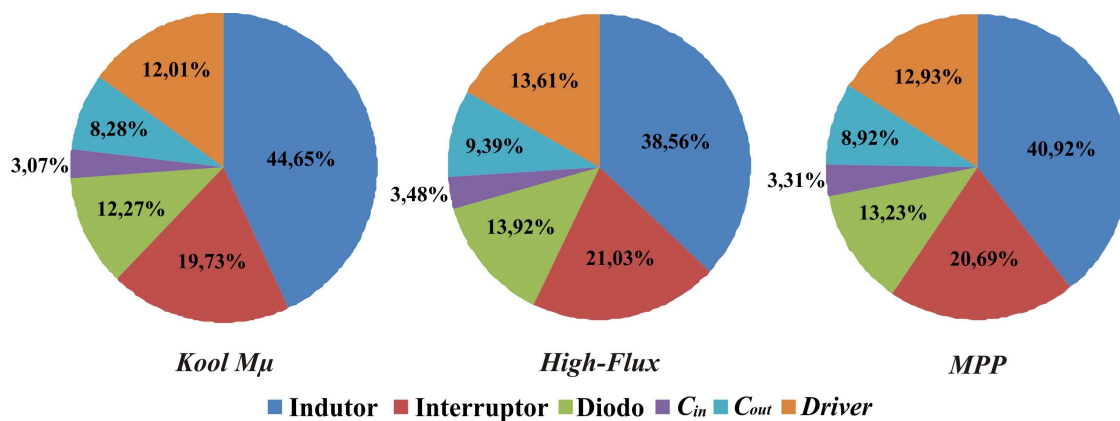
O material magnético do tipo *Kool Mu*, por exemplo, apresentou uma redução de aproximadamente 30,9% de seu volume, quando compara-se os resultados da 1ª e 5ª proposta. Um aumento de 30,46% no valor da densidade de potência de seus projetos foi também garantido. O indutor *Boost* proporcionou o maior impacto na diminuição do volume total do conversor, tendo uma redução de volume em torno de 44,65%. Quanto à eficiência energética dos projetos, uma redução de 0,32% foi observada.

No caso do material magnético do tipo *High-flux* a redução de volume foi um pouco mais significativa, aproximadamente 38,54%. Além disso, um crescimento de 44,8% de sua densidade de potência foi constatado, seguido de uma diminuição de 0,5% de sua eficiência energética. A redução do volume do indutor foi de aproximadamente 57,57%, sendo outra vez o elemento que apresentou o maior impacto na redução do volume total.

Por fim, o material magnético do tipo MPP obteve uma redução de 28,7% de seu volume total, um aumento de 40,1% de sua densidade de potência e uma pequena redução de 0,35% de sua eficiência energética. Novamente o indutor foi o componente que proporcionou a maior redução de volume, perto de 42,7%.

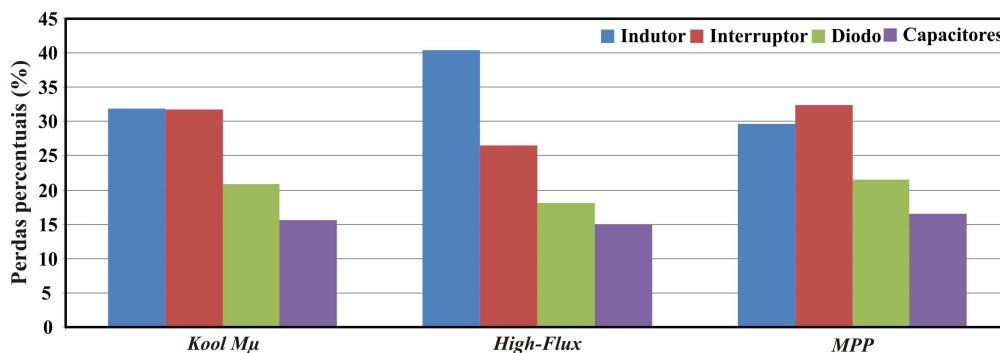
Entretanto, mesmo tendo propiciado uma redução relevante em seu volume, para ambas as soluções, o indutor é ainda o elemento com a maior parcela percentual sobre o volume total do conversor. A Figura 4.12 ilustra esse comportamento. Além disso, o indutor representa as maiores perdas percentuais nas soluções com *Kool M $\mu$*  e *High-Flux*, Figura 4.13. No caso do material MPP, o interruptor provocou as maiores perdas desta solução. Mas, para ambas as soluções, pode-se dizer que o indutor e o interruptor são os grandes responsáveis pelas perdas.

Figura 4.12 - Volumes percentuais das soluções selecionadas pela 5ª proposta.



Fonte: Próprio autor.

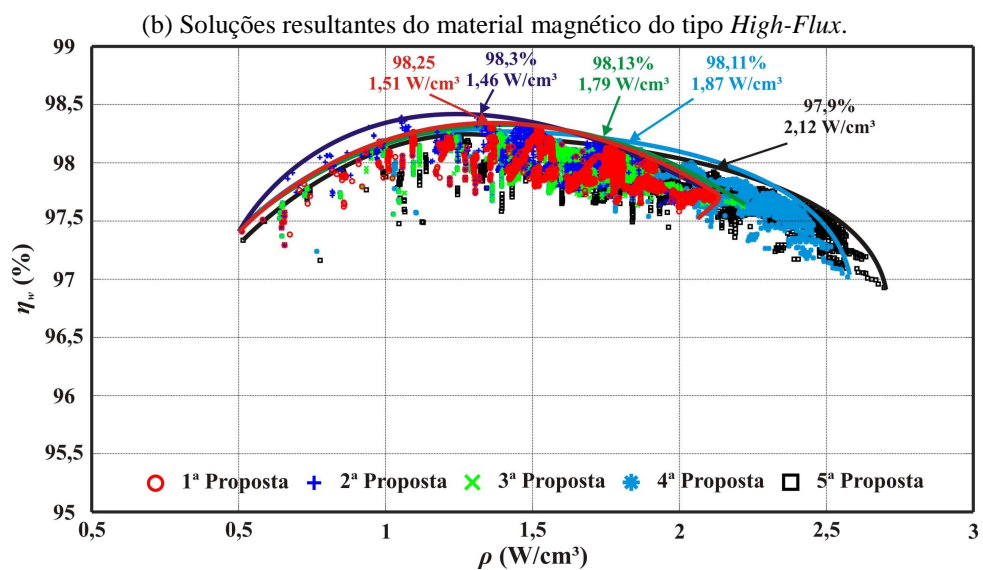
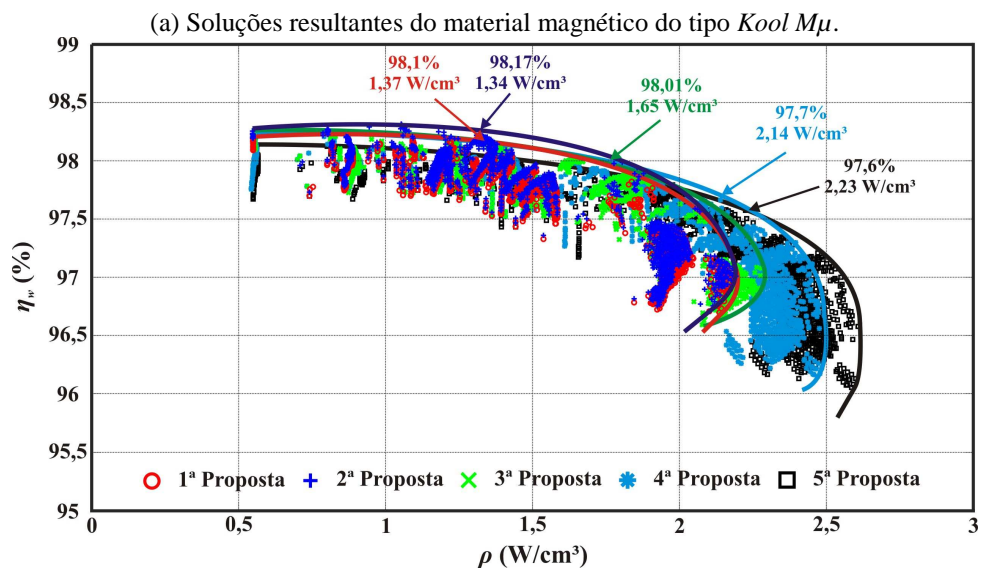
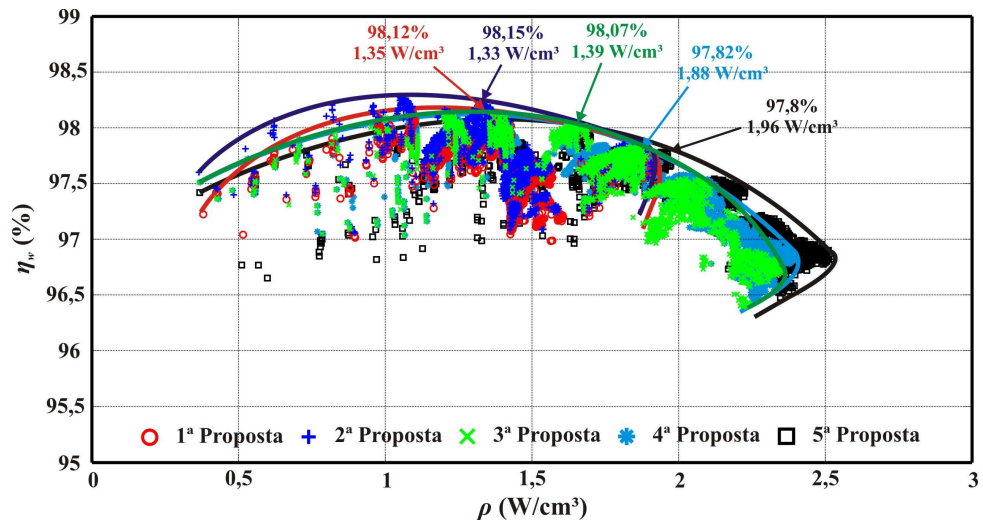
Figura 4.13 - Perdas percentuais das soluções selecionadas pela 5ª proposta.



Fonte: Próprio autor.

Para finalizar a Figura 4.14 destaca uma comparação evolutiva das soluções resultantes para diferentes metodologias de projeto. As curvas de *Pareto* também são representadas.

Figura 4.14 - Comparação das soluções resultantes para diferentes metodologias.



Para ambos os materiais magnéticos, observou-se um aumento das densidade de potência das soluções com a mudança das metodologias de projeto propostas. Em contrapartida, uma pequena diminuição de  $\eta_w$  é também constatada conforme já discutido anteriormente nos resultados das seções anteriores.

Por fim, uma alternativa para melhoria destes resultados é o uso de outros tipos de materiais magnéticos. Análises apresentadas por [88] mostram que o uso do material do tipo ferrite pode proporcionar resultados satisfatórios. Outra alternativa é o uso da técnica de intercalamento de células. O uso desta técnica proporcionará uma redução da potência processada pelos elementos (indutor, interruptor e diodo), podendo resultar em uma diminuição de volume e perdas nos mesmos [89] - [92]. Além disso, o intercalamento permitirá o uso de capacitores de menor volume, tanto de entrada como de saída. Isso se deve ao fato do intercalamento viabilizar uma redução da amplitude da ondulação da corrente de entrada, uma elevação da frequência desta ondulação e uma diminuição da corrente eficaz do capacitor de saída.

#### 4.10 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi descrito o uso de uma função objetivo para seleção dos projetos que considerando eficiência e volume. Resultados de simulação foram apresentados, onde foi demonstrado que as soluções selecionadas com o auxílio desta função proporcionaram projetos com um elevado  $\eta_w$  e um volume reduzido. Apesar da redução significativa do volume com a aplicação da  $f_{obj}$ , discutiu-se outras alternativas com o intuito de melhorar ainda mais os resultados. Ganhos expressivos foram então obtidos, principalmente quanto ao volume e  $\rho$ , ao custo de pequenas reduções de  $\eta_w$ .

Para finalizar, uma comparação dos resultados teóricos foi apresentada, concluindo-se que o indutor é ainda o elemento que apresenta as maiores perdas e volume. O uso do intercalamento de células *Boost* e de outros tipos de materiais magnéticos foram citados como possíveis alternativas de melhoria dos resultados. Tais alternativas são discutidas e simuladas no próximo capítulo.



## 5. TÉCNICA DE INTERCALAMENTO DE CÉLULAS

### 5.1 INTRODUÇÃO

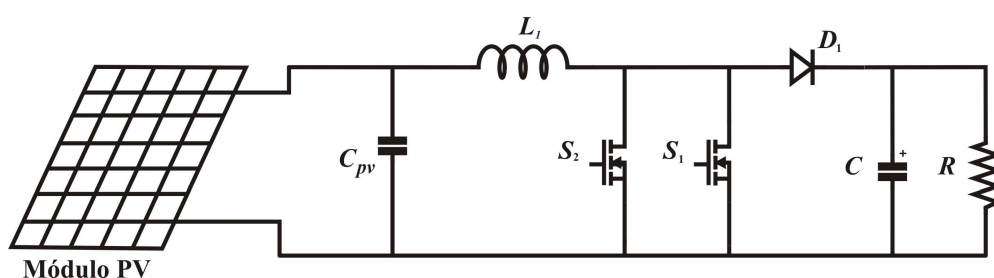
O uso de células intercaladas será investigado neste capítulo com o intuito de reduzir a potência processada pelos elementos, volume e perdas nos mesmos. O objetivo principal é tentar reduzir o volume e perdas do indutor, uma vez que foi mostrado anteriormente que este elemento representa os maiores valores percentuais para estes quesitos. Logo, um novo grau de liberdade será incluído ao algoritmo, o número de células intercaladas. Além disso, o uso do material magnético do tipo ferrite também será investigado.

### 5.2 CONVERSOR BOOST INTERCALADO

Em função da constante necessidade de processamento de energia elétrica em potências cada vez mais elevadas, os dispositivos semicondutores têm evoluído muito nas últimas décadas, especialmente na tentativa de superar os níveis de quilo-volts (kV) e quilo-ampéres (kA) processados individualmente por tais dispositivos. Entretanto, os dispositivos para altas potências são normalmente caros e de difícil acesso para elaboração de projetos. Dessa forma, uma prática comum dos projetistas é a associação de dispositivos semicondutores de baixo custo, fácil acesso e confiáveis.

Neste contexto, para aplicações com tensões elevadas é comum o uso de associações série de componentes e, para aplicações com correntes elevadas, a associação de componentes em paralelo. A Figura 5.1 mostra um conversor *Boost* operando com dois interruptores em paralelo. Além de aumentar a capacidade de corrente do conversor tem-se a redução das perdas devido a divisão da corrente entre os interruptores.

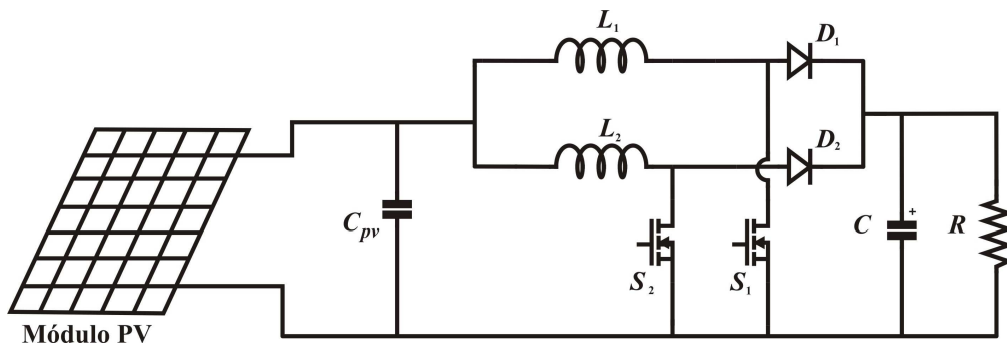
Figura 5.1 - Conversor *Boost* com dois interruptores em paralelo.



Fonte: Próprio autor.

No entanto, podem-se extrair mais vantagens do conversor se, além de colocarmos interruptores em paralelo, utilizarmos células *Boost* em paralelo, trabalhando de forma intercalada, conforme Figura 5.2.

Figura 5.2 - Conversor *Boost* com duas células em paralelo.

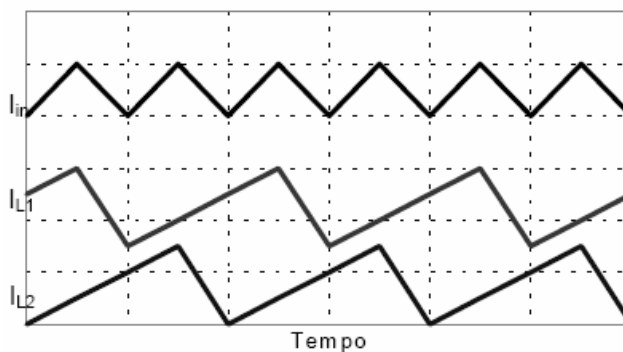


Fonte: Próprio autor.

A associação em paralelo de estruturas foi proposta originalmente por [89], sendo denominada de técnica de intercalamento (“*interleaving*”). Tal técnica consiste na distribuição da potência entre conversores *Boost*, conhecidos como células *Boost*, conectados em paralelo e operando com a mesma frequência de conversão, mas com intervalos de comutação defasados entre si. Este fato permite a divisão da corrente entre os semicondutores principais da estrutura.

Esta associação de células, em conjunto com a defasagem, apresenta uma redução na amplitude da ondulação da corrente de entrada e uma elevação na frequência desta ondulação, como pode ser visto na Figura 5.3. A técnica pode ser ampliada para um número ilimitado de elementos, defasando-se todos os pulsos de comando como mostrado por [90].

Figura 5.3 - Corrente de entrada ( $i_{in}$ ) e nos indutores ( $i_{L1}$  e  $i_{L2}$ ) do *Boost* Intercalado.



Fonte: Próprio autor.

A seguir são descritas algumas das vantagens desta redução na amplitude da ondulação da corrente de entrada e elevação da sua frequência, bem como, outras vantagens associadas à técnica de intercalamento [89] - [96]:

- Redução da corrente média sobre os dispositivos semicondutores;
  - Redução nas exigências de filtragem;
  - Redução de perdas por condução;
  - Redução do volume dos indutores e dissipadores de calor;
  - Aumento da eficiência, principalmente em altas potências;
  - Aumento da densidade de potência;
  - Redução da corrente eficaz no capacitor de saída, podendo resultar em:
    - Diminuição do aquecimento causado pelas perdas na  $R_{ESR}$ ;
    - Diminuição da amplitude de ondulação;
    - Redução da capacitância do barramento [92].
  - Não necessita de *drivers* isolados para acionamento dos interruptores, pois o *gate* dos mesmos é referenciado ao mesmo ponto. O mesmo ocorre para o conversor *Boost* que considera interruptores em paralelo.
  - Aumento na segurança dos sistemas eletrônicos, confiabilidade, maior tolerância à falhas.
- Como desvantagens pode-se citar [93] -[96]:
- A posição dos interruptores não permite proteção contra curto-circuito;
  - Não permite isolamento entre os terminais da entrada e da saída;
  - Há necessidade de uso de um circuito extra para limitar a corrente de *inrush*;
  - Aumento na complexidade do circuito se comparado com *Boost* convencional;
  - Apresenta maior número de componentes com adição de interruptores, circuitos de comando, diodos rápidos, sensores de corrente e indutores, aumentando os custos de implementação desta topologia se comparada com o *Boost*;
  - Uma maior complexidade do controle desta topologia, pois o mesmo deve assegurar a equalização da corrente através das células *Boost* intercaladas.

Resumindo, a conversão de potência empregando estruturas intercaladas tem sido explorada em aplicações de elevadas potências, onde o sistema adquire a vantagem da redução da ondulação e uma distribuição de potência entre as células das topologias conectadas em paralelo [89]. Embora a distribuição de potência processada entre as células seja por si só um importante objetivo, os benefícios proporcionados pela redução da ondulação justificam a utilização das técnicas de intercalamento nas mais diversas aplicações [95] - [96]. Mesmo para baixas potências, como é o caso desta tese.

### 5.3 PROJETO DO INDUTOR BOOST INTERCALADO

Em um conversor com  $n$  células intercaladas, a ondulação da corrente de entrada é inversamente proporcional ao número de células em paralelo. Sendo assim, para sistemas com mesma amplitude de ondulação da corrente, os indutores do conversor podem ser dimensionados para uma amplitude de ondulação  $n$  vezes maior. Logo, como mostrado em [95] a indutância do conversor *Boost* pode ser definida pela equação (5.1)

$$L = \frac{T_s V_{in} d}{\Delta i_L} \quad (5.1)$$

Onde:

$\Delta i_L$  : Amplitude máxima da ondulação da corrente de entrada de pico a pico;

Por outro lado, no projeto dos indutores do conversor com  $n$  células em paralelo segue-se a equação definida por (5.2).

$$L_n = \frac{T'_s V_{in} d}{\Delta i'_L} \quad (5.2)$$

Onde:

$\Delta i'_L$  : Amplitude máxima da ondulação de entrada com  $n$  células em paralelo;

$T'_s$  : Período de comutação dos  $n$  interruptores.

Como a razão cíclica aplicada aos interruptores é a mesma, tanto no conversor *Boost* como no conversor intercalado, da mesma forma que a tensão de entrada, pode-se igualar as equações (5.1) e (5.2) conforme equacionamento a seguir.

$$\frac{L \Delta i_L}{T_s} = \frac{L_n \Delta i'_L}{T'_s}$$

Como se deseja que ambos os conversores possuam a mesma característica na ondulação da corrente de entrada, o período de comutação das células do conversor intercalado corresponde a operação com um período  $n$  vezes menor ao período de comutação do conversor *Boost*, equação (5.3).

$$T_s = n T'_s \quad (5.3)$$

Por outro lado, a especificação da amplitude máxima da ondulação nos indutores do conversor intercalado será menos rígida que a especificação da ondulação no indutor do conversor *Boost*. Especificando uma amplitude máxima de ondulação de uma unidade no conversor *Boost*, a amplitude de ondulação no conversor *Boost* intercalado será igual a

$$\Delta i_L' = n \Delta i_L. \quad (5.4)$$

A partir do exposto, pode-se concluir que a relação entre a indutância do conversor *Boost* e a indutância das células do conversor intercalado serão igual a um, como pode ser visto no equacionamento a seguir. Logo, as indutâncias serão as mesmas em cada célula e o projeto segue os mesmos procedimentos descritos para o *Boost* convencional.

$$L_n = \frac{T_s' \Delta i_L}{T_s \Delta i_L'} = \frac{n T_s \Delta i_L}{n T_s \Delta i_L} = 1$$

Apesar dos valores das indutâncias serem as mesmas nos dois sistemas (convencional e intercalado), não se pode afirmar que os volumes dos indutores serão os mesmos, já que no conversor *Boost* toda a corrente de entrada flui pelo indutor, enquanto que no conversor *Boost* Intercalado, a corrente será dividida entre as células do sistema.

#### 5.4 PROJETO DOS CAPACITORES DE ENTRADA E SAÍDA

O procedimento para o projeto dos capacitores de entrada e saída, para o conversor *Boost* Intercalado, continua sendo o mesmo do conversor *Boost* convencional, já que os parâmetros de projeto,  $V_{in}$ ,  $P_{in}$ ,  $V_o$  e  $P_o$ , são independentes do número de células ligadas intercaladamente.

#### 5.5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Os resultados de simulação apresentados nesta seção utilizam os mesmos componentes e parâmetros de projeto descritos na Tabela 3.2. O *driver* de comando e a fonte de alimentação considerados nestas simulações foram desenvolvidos pelos alunos do Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC) da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM). Um *driver*, cujo volume ocupado é perto de 23,18 cm<sup>3</sup>, pode comandar até dois interruptores. Já a fonte de alimentação destes *drivers* foi projetada para alimentar dois *drivers* de comando, ocupando um espaço de 12,41 cm<sup>3</sup>.

Limitou-se em quatro células *Boost* o número máximo de células intercaladas já que constatou-se uma redução considerável de  $\eta_w$  e  $\rho$  para valores acima de quatro células. A seguir, os resultados obtidos são apresentados.

### 5.5.1 Resultados de simulação - *Kool M $\mu$*

As soluções obtidas para o material magnético do tipo *Kool M $\mu$*  são ilustrados na Tabela 5.1. O intercalamento das células proporcionou uma redução de volume dos capacitores de entrada e saída, e possibilitou o uso de núcleos magnéticos menores, principalmente pela redução da corrente processada e aumento da frequência de operação. O núcleo magnético de *part number* 77095, selecionado nas soluções com duas e três células, é 64,17% menor que o núcleo 77616 utilizado no *Boost* convencional. Apesar disso, o volume total das soluções não apresentou uma redução significativa. Individualmente, os indutores são menores, mas o aumento do número de indutores fez com que a diminuição do volume total não fosse tão expressiva, para este material magnético. Quanto ao  $\eta_w$  resultante, o ganho foi insignificante.

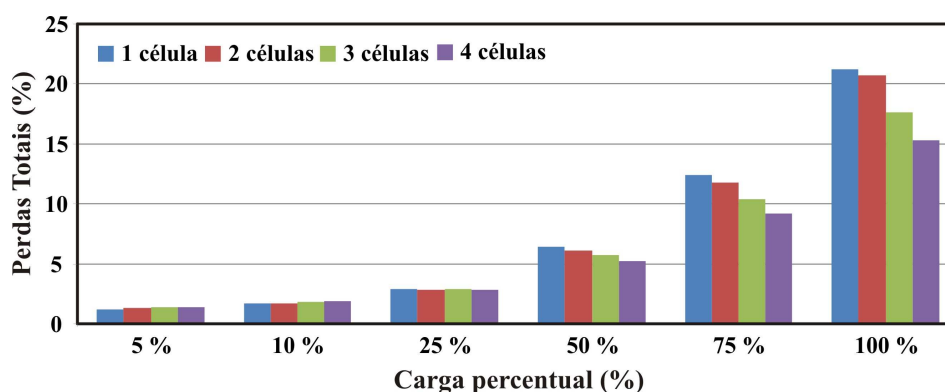
Tabela 5.1 - Soluções selecionadas para material magnético do tipo *Kool M $\mu$* .

Células	1 célula	2 células	3 células	4 células
$\eta_w$ (%)	97,8	97,84	<b>97,9</b>	98
Volume Total ( $cm^3$ )	296,6	259,5	<b>247,1</b>	310,5
$\rho$ ( $W/cm^3$ )	1,97	2,23	<b>2,36</b>	1,88
$f_s$ (kHz)	70	137,5	<b>102,5</b>	85
$f_{in}$ (kHz)	70	275	<b>307,5</b>	340
$\Delta i_L$ (%)	16	11	<b>15</b>	11
$\Delta_m$ (%)	16	3,8	<b>2</b>	0,2
$L$ (mH)	0,674	1,1	<b>1,6</b>	3,5
Nº de espiras	160	65	<b>79</b>	144
Núcleo magnético	77616	77095	<b>77095</b>	77439
Permeabilidade do núcleo	40 $\mu$	40 $\mu$	40 $\mu$	60 $\mu$
Núcleos empilhados	1	1	<b>1</b>	1
Condutor	12 x 25 AWG	12 x 28 AWG	<b>7 x 27 AWG</b>	4 x 26 AWG
$J$ ( $A/m^2$ )	425	400	<b>350</b>	375
$C_{in}$ ( $\mu F$ )	470	150	<b>100</b>	100
$\Delta v_o$ (%)	1,25	1%	<b>1</b>	1
$C_{out}$ ( $\mu F$ )	220	220	<b>100</b>	100
Interruptor	IPP60R099CP	IPP65R225C7	<b>IPP65R225C7</b>	IPP65R225C7
Diodo	C3D06065A	IDH04G65C	<b>IDH04G65C</b>	IDH04G65C

O melhor resultado foi garantido pela solução com três células intercaladas. Comparando os resultados desta solução, com a solução do *Boost* convencional, um aumento ínfimo de  $\eta_w$  foi observado (0,01%), juntamente com uma melhora um pouco mais expressiva de  $\rho$  (19,8%). O aumento da eficiência foi constatada em altas potências como pode ser observado pela Figura 5.4, onde o comportamento das perdas das soluções é exposto. O intercalamento afeta consideravelmente em 75% e 100% de carga. A solução com 1 célula, por exemplo, proporcionou um rendimento em torno de 96,49% em 100% de carga, enquanto que a solução com quatro células atingiu um valor de 97,51%. Agora, em 25% e 50% de carga, onde haveria um impacto significativo sobre  $\eta_w$ , a diminuição das perdas não foi expressiva. Um aumento de apenas 0,2% foi obtido com quatro células. Se for considerado o gasto adicional em componentes, estes resultados não justificariam a sua implementação.

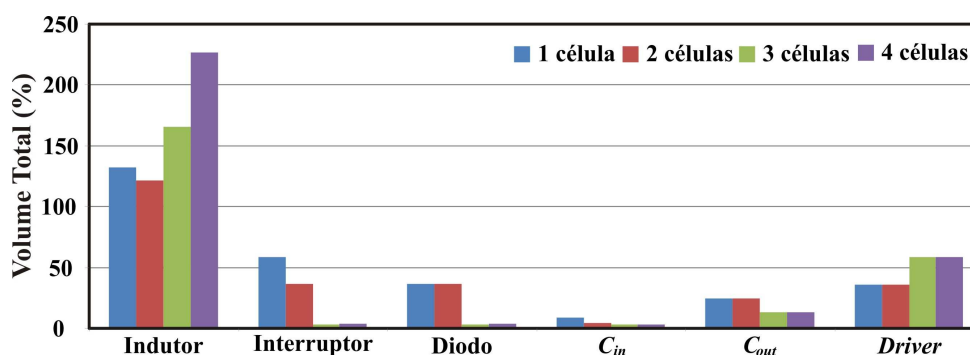
Com relação ao volume, o intercalamento das células proporcionou uma redução considerável no volume dos semicondutores e capacitores, Figura 5.5. No caso dos semicondutores, com três e quatro células, não foi necessário o uso de dissipadores. Considerou-se somente o volume ocupado pelos semicondutores (1 cm<sup>3</sup> cada).

Figura 5.4 - Perdas totais das soluções considerando o material *Kool Mu*.



Fonte: Próprio autor.

Figura 5.5 - Volumes totais das soluções considerando o material *Kool Mu*.

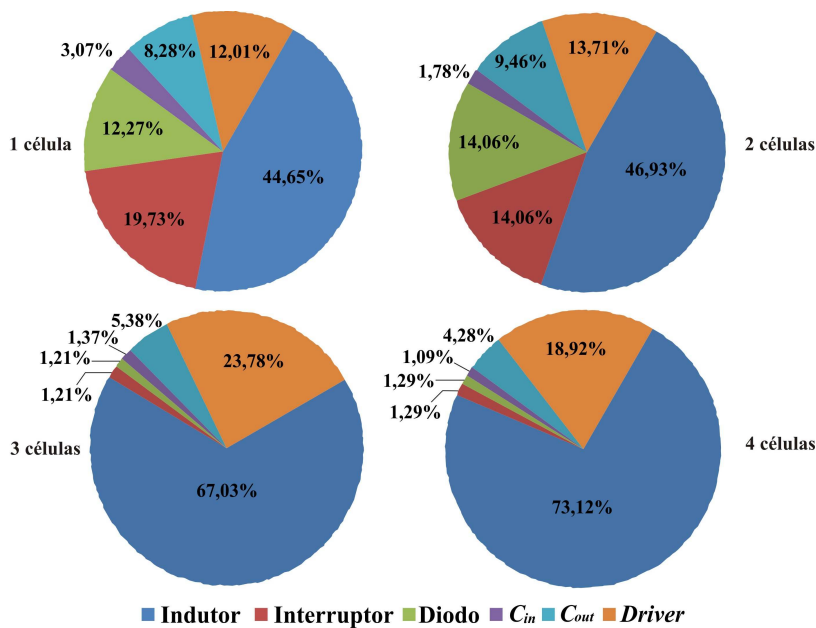


Fonte: Próprio autor.

Quanto ao capacitor de entrada, a redução da ondulação de corrente e o aumento da frequência desta ondulação, resultou no uso de pequenos capacitores. Uma redução do volume do capacitor de saída também foi observada. Nesse caso, a diminuição da corrente eficaz no capacitor, devido ao intercalamento das células, fez com que o algoritmo seleccionasse capacitores menores, mas com  $R_{ESR}$  maiores.

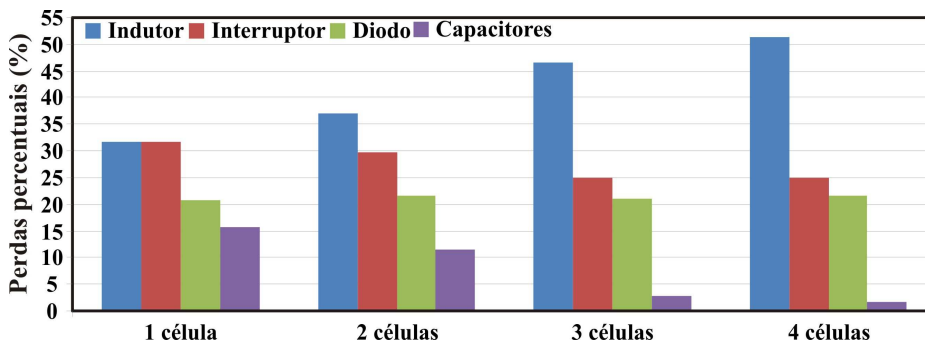
Com relação ao volume dos indutores, uma redução foi obtida somente com o uso de duas células. Analisando de forma individual, os indutores diminuíram. No entanto, o volume total ocupado pelos indutores aumentou com o número de células, como pode ser observado na Figura 5.6, representando a maior parcela percentual para as quatro soluções selecionadas. Da mesma forma, o indutor também é o elemento responsável pelo maior impacto percentual das perdas, como pode ser constatado na Figura 5.7.

Figura 5.6 - Volumes percentuais das soluções considerando o material *Kool Mu*.



Fonte: Próprio autor.

Figura 5.7 - Perdas percentuais das soluções considerando o material *Kool Mu*.



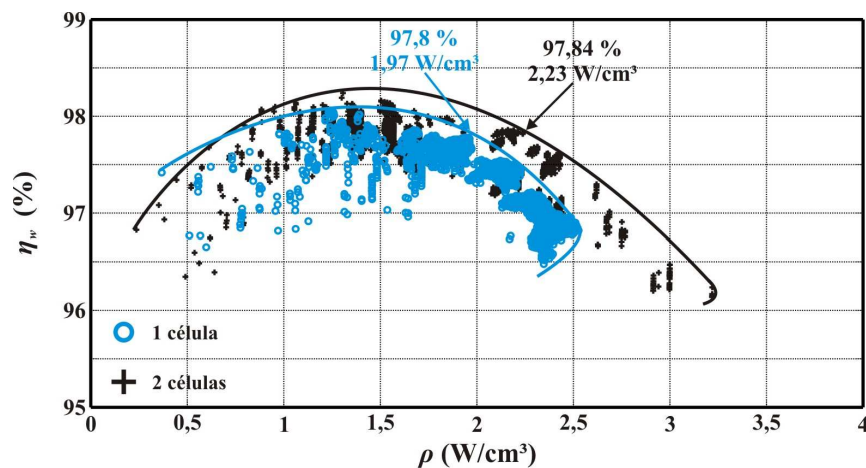
Fonte: Próprio autor.



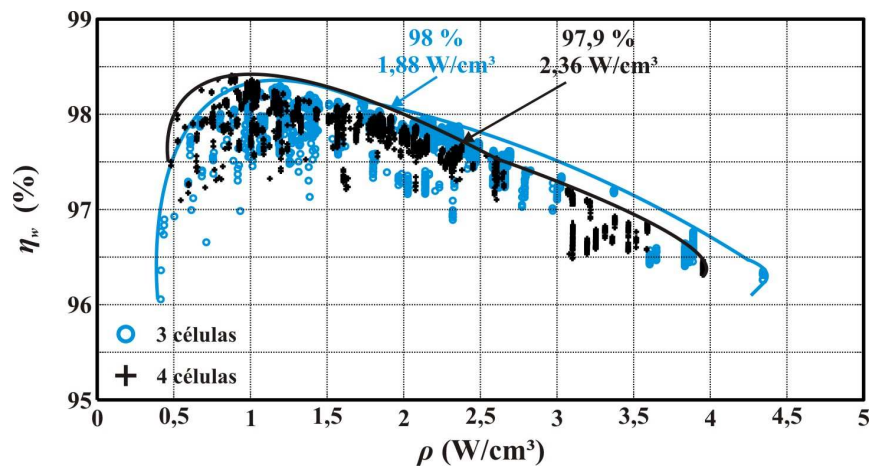
O aumento do número de células intercaladas faz com que essa parcela percentual sobre o volume e perdas no indutor elevem-se consideravelmente. Para os demais componentes, o intercalamento é positivo, reduzindo satisfatoriamente seus volumes e perdas.

Para finalizar, as curvas de *Pareto*, para as soluções discutidas nesta seção, são apresentadas pela Figura 5.8. As soluções selecionadas estão destacadas. Em ambos os casos, as soluções encontram-se na fronteira de *Pareto*, e a metodologia optou por projetos que estão na região em que  $\eta_w$  começa a ter uma queda acentuada. Além disso, através destas curvas de *Pareto*, é possível ter uma visão global de todas as soluções. Pode-se concluir que outras soluções, com valores de  $\eta_w$  mais elevados podem ser escolhidas, penalizando  $\rho$ . Da mesma forma, outras soluções podem ser selecionadas com valores maiores para  $\rho$ , afetando negativamente  $\eta_w$ .

Figura 5.8 - Soluções resultantes do intercalamento de células - *Kool Mu*.



(a) Soluções considerando uma e duas células intercaladas.



(b) Soluções considerando três e quatro células intercaladas.

### 5.5.2 Resultados de simulação - *High-Flux*

As soluções selecionadas considerando o material magnético do tipo *High-Flux* são apresentadas na Tabela 5.2. Mais uma vez a solução com três células intercaladas foi a melhor. Uma elevação de aproximadamente 20,67% em  $\rho$  foi obtida. Quanto à  $\eta_w$ , novamente a melhoria não foi expressiva. De forma similar às perdas das soluções considerando o material *Kool M $\mu$* , a maior redução deu-se em 75% e 100% de carga.

Tabela 5.2 - Soluções selecionadas para material magnético do tipo *High-Flux*.

Células	1 célula	2 células	3 células	4 células
$\eta_w$ (%)	97,6	97,6	<b>97,88</b>	97,9
Volume Total ( $cm^3$ )	261,5	217,8	<b>214,4</b>	253,2
$\rho$ ( $W/cm^3$ )	2,23	2,65	<b>2,69</b>	2,31
$f_s$ (kHz)	52,5	142,5	<b>105</b>	95
$f_{rip\_in}$ (kHz)	52,5	285	<b>315</b>	380
$\Delta i_L$ (%)	20	10	<b>19</b>	20
$\Delta i_n$ (%)	20	3,45	<b>2,4</b>	0,35
$L$ (mH)	0,719	1,2	<b>1,2</b>	1,7
Nº de espiras	47	59	<b>61</b>	73
Núcleo magnético	58090	58090	<b>58090</b>	58090
Permeabilidade do núcleo	60 $\mu$	60 $\mu$	60 $\mu$	60 $\mu$
Núcleos empilhados	2	1	<b>1</b>	1
Condutor	14 x 25 AWG	9 x 28AWG	<b>7 x 27 AWG</b>	4 x 26 AWG
$J$ ( $A/m^2$ )	375	525	<b>350</b>	375
$C_{in}$ ( $\mu F$ )	470	150	<b>100</b>	100
$\Delta v_o$ (%)	1,25	1%	<b>1</b>	1
$C_{out}$ ( $\mu F$ )	220	100	<b>100</b>	100
Interruptor	IPP60R099CP	IPP65R225C7	<b>IPP65R225C7</b>	IPP65R225C7
Diodo	IDH04G65C	IDH04G65C	<b>IDH04G65C</b>	IDH04G65C

Fonte: Próprio autor.

Quanto ao volume, o material magnético *High-Flux* proporcionou soluções com menores volumes em comparação ao material *Kool M $\mu$* . Apesar disso, o intercalamento não garantiu uma redução expressiva no volume total. Uma diminuição de aproximadamente 18% sobre seu volume foi alcançada com três células. Mais ou menos a mesma redução garantida pelo material magnético anterior.

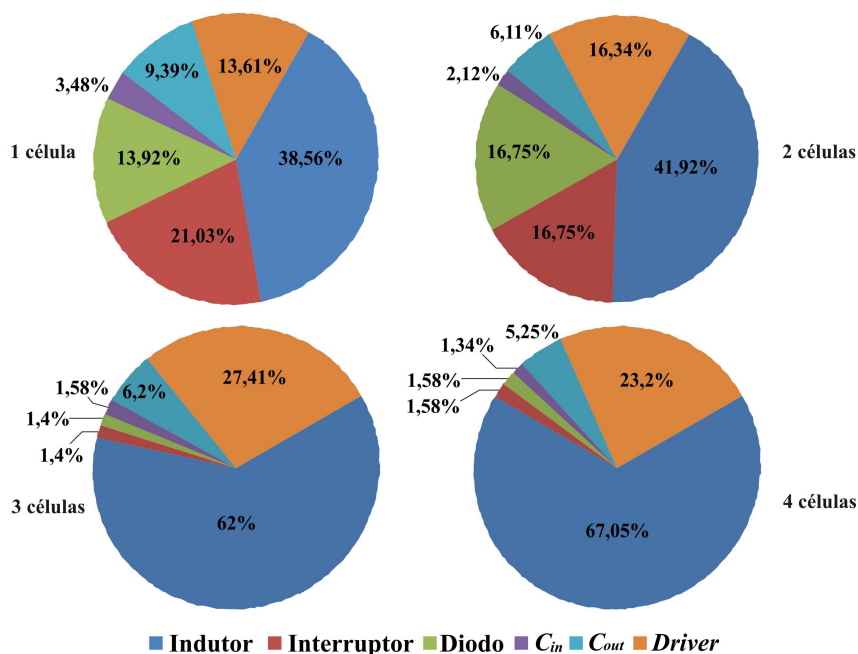
A distribuição dos volumes, por componente, é detalhada pela Tabela 5.3 enquanto que a Figura 5.9 expõe a parcela percentual destes volumes. Com relação às perdas, a Figura 5.10 descreve os valores percentuais das soluções considerando o material magnético *High-Flux*.

Tabela 5.3 - Volumes ocupados pelos componentes selecionados.

	Indutor	Interruptor	Diodo	$C_{in}$	$C_{out}$	Driver
1 célula (cm <sup>3</sup> )	100,7	54,9	36,4	9,1	24,5	35,6
2 células (cm <sup>3</sup> )	91,3	36,4	36,4	4,6	13,3	35,6
3 células (cm <sup>3</sup> )	132,9	3	3	3,4	13,3	58,7
4 células (cm <sup>3</sup> )	169,8	4	4	3,4	13,3	58,7

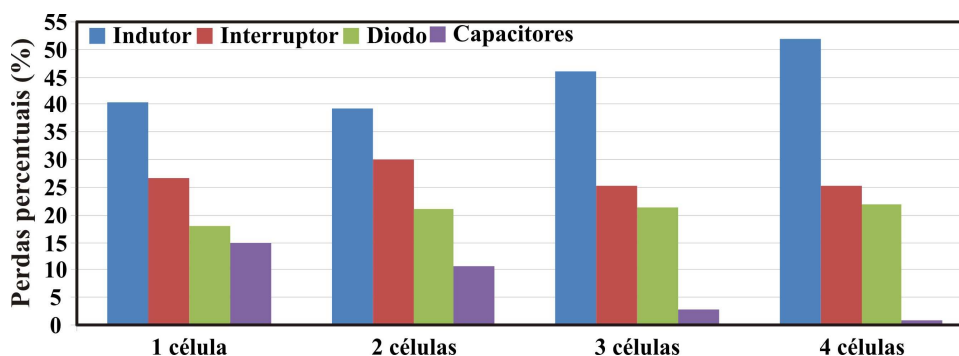
Fonte: Próprio autor.

Figura 5.9 - Volumes percentuais das soluções considerando o material *High-Flux*.



Fonte: Próprio autor.

Figura 5.10 - Perdas percentuais das soluções considerando o material *High-Flux*.



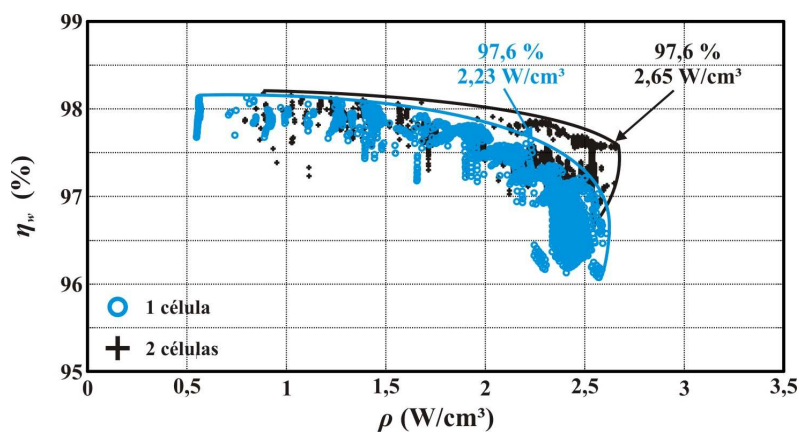
Fonte: Próprio autor.

O uso do material magnético *High-Flux* não proporcionou uma redução relevante nos indutores. Uma redução de apenas 9,33% foi obtida com o uso de duas células, quando comparado ao *Boost* convencional. Para os demais casos, um aumento significativo foi constatado. Além disso, novamente os indutores representaram uma parcela percentual considerável. O uso de dois *drivers*, para três e quatro células, também influenciou significativamente no volume final destas soluções.

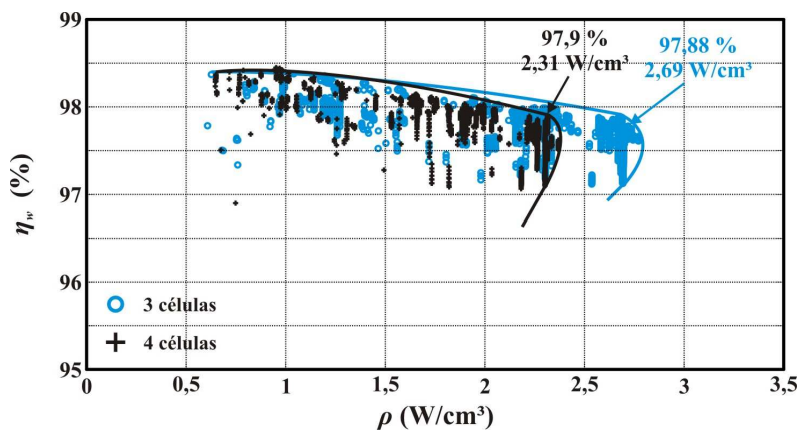
Como anteriormente, o indutor é o elemento causador das maiores perdas, nas quatro soluções. Embora tenha ocorrido uma diminuição das perdas em altas potências, devido à diminuição das correntes, as perdas no núcleo e no cobre em 25% e 50% de carga, fazem com que o indutor seja o elemento responsável pelas maiores perdas percentuais. O material magnético *High-Flux* e o intercalamento de células *Boost* não foram favoráveis ao indutor, como ocorrido com o material anterior.

As curvas de *Pareto*, para as soluções discutidas nesta seção, são novamente apresentadas através da Figura 5.11.

Figura 5.11 - Soluções resultantes do intercalamento de células - *High-Flux*.



(a) Soluções considerando uma e duas células intercaladas.



(b) Soluções considerando três e quatro células intercaladas.

Os projetos resultantes para o *Boost* convencional (1 célula) concentraram-se em sua grande maioria entre 1,8 e 2,7 W/cm<sup>3</sup> e com eficiências em torno de 97,5% e 96,5%. Já as soluções considerando duas células, os projetos permaneceram entre 2 e 2,7 W/cm<sup>3</sup> e 97,7 e 97%. Um comportamento similar às soluções escolhidas para ao material *Kool Mμ*. O mesmo ocorreu com os projetos selecionados com três e quatro células, onde o material *High-Flux* não rendeu soluções com altos valores de densidade de potência. Com três células o valor máximo alcançado foi em torno de 2,4 W/cm<sup>3</sup> e 2,7 W/cm<sup>3</sup> para quatro células. Já o material *Kool Mμ* proporcionou soluções próximas de 4,4 W/cm<sup>3</sup> (três células) e 3,9 W/cm<sup>3</sup> (quatro células), mas ao custo de uma redução relevante de  $\eta_w$ . Por outro lado, o material *High-Flux* assegurou resultados mais interessantes, mantendo-se uma melhor relação entre  $\eta_w$  e densidade de potência.

### 5.5.3 Resultados de simulação - MPP

Os resultados do uso do material magnético do tipo MPP são discutidos nesta seção. A Tabela 5.4 apresenta os quatro projetos definidos para este material.

Tabela 5.4 - Soluções selecionadas para material magnético do tipo MPP.

<b>Células</b>	<b>1 célula</b>	<b>2 células</b>	<b>3 células</b>	<b>4 células</b>
$\eta_w$ (%)	97,9	97,87	<b>97,75</b>	97,81
<b>Volume Total (cm<sup>3</sup>)</b>	275,8	200,4	<b>150,1</b>	170,6
$\rho$ (W/cm <sup>3</sup> )	2,11	2,90	<b>3,90</b>	3,44
$f_s$ (kHz)	62,5	160	<b>152,5</b>	127,5
$f_{rip\_in}$ (kHz)	62,5	320	<b>457,5</b>	510
$\Delta i_L$ (%)	15	18	<b>19</b>	21
$\Delta_m$ (%)	15	6,2	<b>2,4</b>	0,4
$L$ (mH)	0,806	0,574	<b>0,855</b>	1,2
<b>Nº de espiras</b>	106	81	<b>99</b>	118
<b>Núcleo magnético</b>	55439	55071	<b>55071</b>	55071
<b>Permeabilidade do núcleo</b>	60μ	60μ	60μ	60μ
<b>Núcleos empilhados</b>	2	2	<b>1</b>	1
<b>Condutor</b>	13 x 25 AWG	12 x 28 AWG	<b>11 x 30 AWG</b>	5 x 27 AWG
$J$ (A/m <sup>2</sup> )	400	400	<b>450</b>	375
$C_{in}$ (μF)	470	4	<b>100</b>	100
$\Delta v_o$ (%)	1,25	1	<b>1</b>	1
$C_{out}$ (μF)	220	100	<b>100</b>	100
<b>Interruptor</b>	IPP60R099CP	IPP65R225C7	<b>IPP65R225C7</b>	IPP65R225C7
<b>Diodo</b>	C3D06065A	IDH04G65C	<b>IDH04G65C</b>	IDH04G65C

Fonte: Próprio autor.

Da mesma forma que os demais materiais magnéticos, não há um ganho relevante com relação à  $\eta_w$ . Por outro lado, este tipo de material magnético proporcionou ganhos significativos quanto ao volume e  $\rho$ . Pode-se dizer ainda, dos materiais magnéticos do tipo *iron powder*, o MPP rendeu os melhores projetos com duas, três e quatro células intercaladas. A solução com três células viabilizou um projeto ótimo, com uma elevação de 91,1% em sua densidade de potência e uma redução em torno de 47,5% em seu volume total, quando comparados ao *Boost* convencional deste mesmo material.

Além disso, com este material magnético e com o uso da técnica de intercalamento de células, foi possível diminuir o volume total dos indutores. A Tabela 5.5 ilustra esses resultados. Não só uma redução individual dos indutores foi alcançada, mas o valor total. O mesmo ocorreu com os semicondutores e capacitores. Uma diminuição de 39,07% no volume total ocupado pelos indutores foi obtida para a solução com três células. Em contrapartida, o volume dos *drivers* aumenta perto de 65% com o uso de três e quatro células.

Tabela 5.5 - Volumes ocupados pelos componentes selecionados considerando MPP.

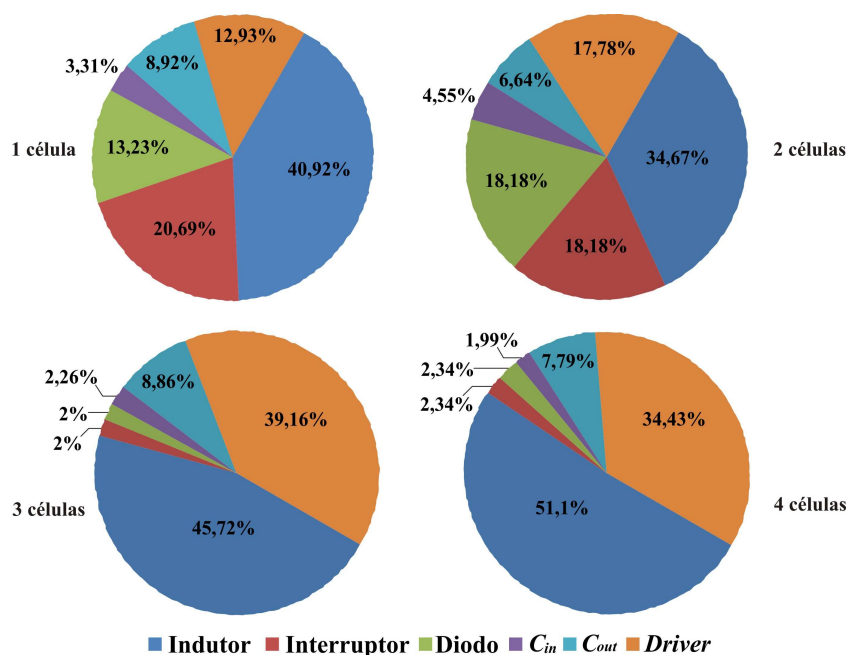
	<b>Indutor (cm<sup>3</sup>)</b>	<b>Interruptor (cm<sup>3</sup>)</b>	<b>Diodo (cm<sup>3</sup>)</b>	<b><math>C_{in}</math> (cm<sup>3</sup>)</b>	<b><math>C_{out}</math> (cm<sup>3</sup>)</b>	<b>Driver (cm<sup>3</sup>)</b>
<b>1 célula</b>	112,6	56,9	36,4	9,1	24,5	35,6
<b>2 células</b>	69,4	36,4	36,4	9,1	13,3	35,6
<b>3 células</b>	68,6	3	3	3,4	13,3	58,7
<b>4 células</b>	87,2	4	4	3,4	13,3	58,77

Fonte: Próprio autor.

Apesar disso, o indutor ainda representa a maior parcela percentual de ocupação de volume, Figura 5.12. Para este material, o volume dos indutores e *drivers* representam mais de 50% do volume total, para soluções com uma e duas células, e mais de 80% considerando três e quatro células.

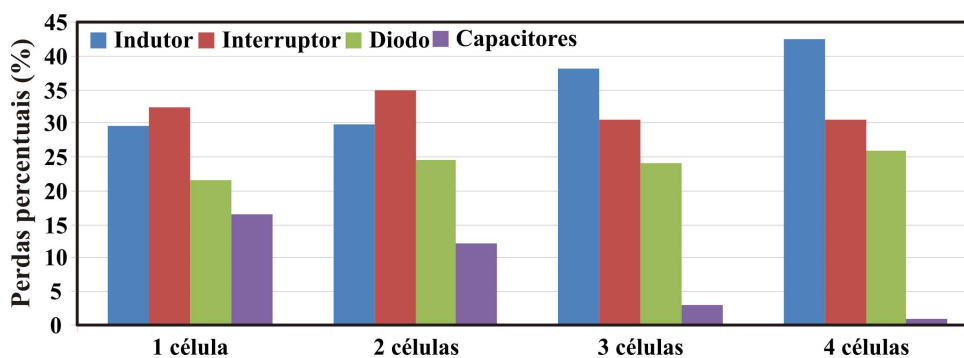
Uma análise das perdas percentuais de cada projeto é apresentada na Figura 5.13. O indutor é ainda um dos grandes responsáveis pelas perdas totais. Mesmo operando com correntes menores, os núcleos magnéticos do tipo MPP renderam indutores com significativas perdas. Seja no núcleo, devido às altas frequências, seja no cobre, devido à baixa permeabilidade, o que viabiliza indutores com grande número de espiras.

Figura 5.12 - Volumes percentuais das soluções considerando o material MPP.



Fonte: Próprio autor.

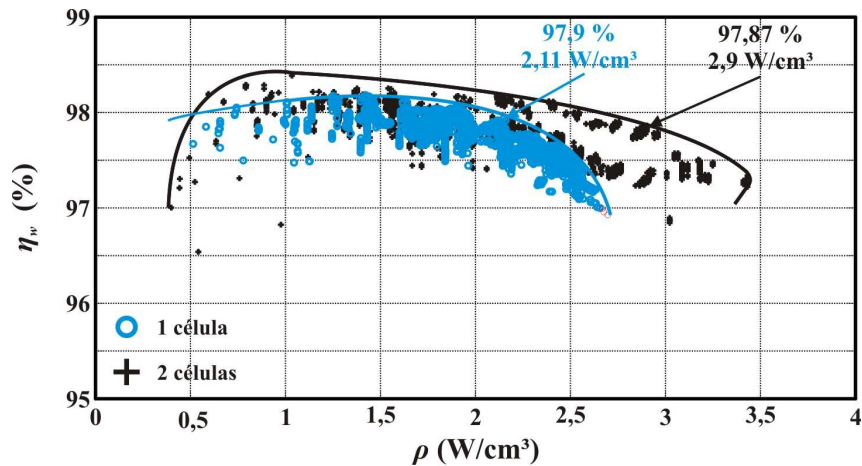
Figura 5.13 - Perdas percentuais das soluções considerando o material MPP.



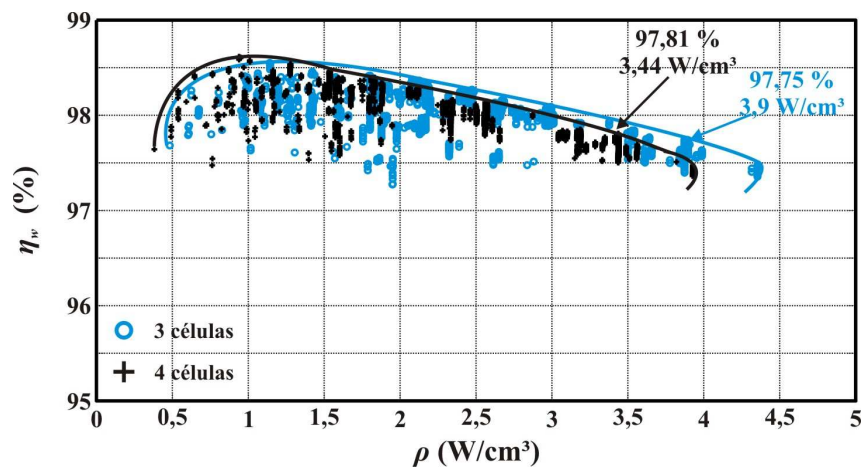
Fonte: Próprio autor.

Outra vez, as soluções resultantes e as curvas de *Pareto* foram plotadas, Figura 5.14. De uma forma geral, o material MPP viabilizou melhores soluções para ambos os casos. Considerando três e quatro soluções, uma grande parte dos projetos ultrapassou os 98% de eficiência. Além disso, dentre os três materiais magnéticos estudados até agora, o MPP proporcionou os melhores resultados quanto à  $\rho$ .

Figura 5.14 - Soluções resultantes do intercalamento de células - MPP.



(a) Soluções considerando uma e duas células intercaladas.



(b) Soluções considerando três e quatro células intercaladas.

Fonte: Próprio autor.

#### 5.5.4 Resultados de simulação - Ferrite

Como visto anteriormente, o material magnético do tipo *iron powder* proporcionou, na maioria dos casos, indutores com volumes elevados e perdas consideráveis. Pensando nisso, uso do material magnético do tipo ferrite será investigado considerando uma densidade máxima de fluxo magnético igual a 0,3 T e o fator de ocupação do cobre na janela igual a 0,7. A escolha do núcleo é realizada através do resultado do produto das áreas  $AeAw$ . Dez diferentes núcleos magnéticos foram considerados.

As soluções selecionadas considerando o material magnético do tipo ferrite são apresentadas na Tabela 5.6. Além de proporcionar uma redução relevante do volume total das soluções e um aumento expressivo da densidade de potência, o uso do material ferrite propiciou uma elevação em  $\eta_w$ .



Tabela 5.6 - Soluções selecionadas para material magnético do tipo Ferrite.

	1 célula	2 células	3 células	4 células
$\eta_w$ (%)	98,20	98,6	<b>98,64</b>	98,5
<i>Volume Total</i> (cm <sup>3</sup> )	194,7	182,8	<b>141,06</b>	160,7
$\rho$ (W/cm <sup>3</sup> )	2,997	3,20	<b>4,17</b>	3,67
$f_s$ (kHz)	85	125	<b>117,5</b>	135
$f_{rip\_in}$ (kHz)	85	250	<b>352,5</b>	540
$\Delta i_L$ (%)	47,5	55	<b>65</b>	62,5
$\Delta i_n$ (%)	47,5	19	<b>8,2</b>	1,2
$L$ (mH)	0,187	0,240	<b>0,324</b>	0,392
Nº de espiras	43	31	<b>36</b>	44
Núcleo magnético	EE – 40/17/12	EE – 40/17/12	<b>EE – 40/17/12</b>	EE – 40/17/12
Entreferro (cm)	0,08	0,04	<b>0,035</b>	0,046
Condutor	12 x 25 AWG	10 x 27 AWG	<b>7 x 27 AWG</b>	8 x 29 AWG
$J$ (A/m <sup>2</sup> )	525	475	<b>425</b>	500
$C_{in}$ (µF)	470	470	<b>470</b>	100
$\Delta V_o$ (%)	1,5	1	<b>1</b>	1
$C_{out}$ (µF)	220	220	<b>100</b>	100
Interruptor	IPP60R099CP	IPP65R225C7	<b>IPP65R225C7</b>	IPP65R225C7
Diodo	IDH04G65C	IDH04G65C	<b>IDH04G65C</b>	IDH04G65C

Fonte: Próprio autor.

A Tabela 5.7 expõe os volumes ocupados pelos componentes escolhidos para cada solução. O emprego do material ferrite viabilizou indutores pequenos. Nenhum dos materiais magnéticos anteriores conseguiu viabilizar indutores menores. Os demais componentes apresentaram valores de volumes muito próximos às soluções anteriores.

Tabela 5.7 - Volumes ocupados pelos componentes selecionados considerando ferrite.

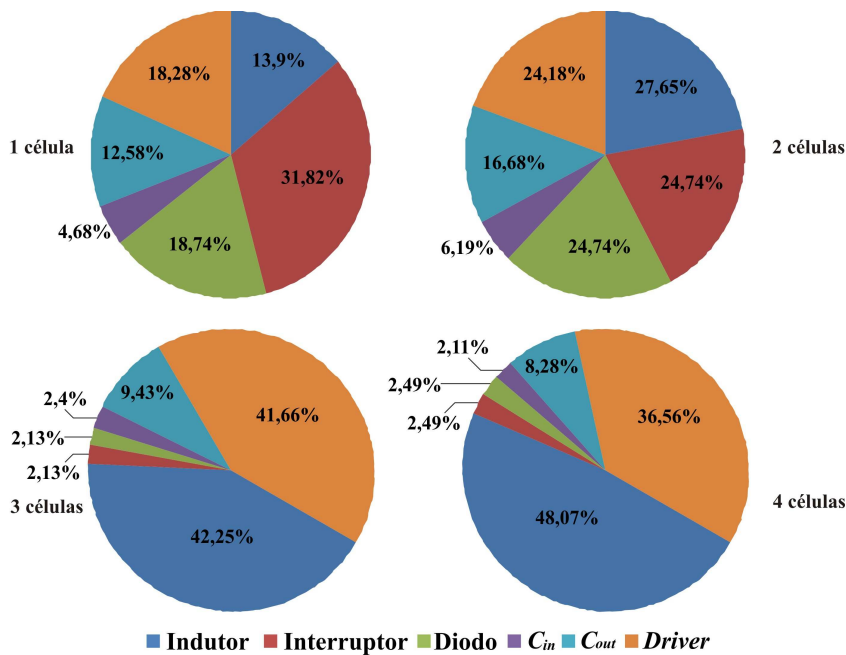
	Indutor (cm <sup>3</sup> )	Interruptor (cm <sup>3</sup> )	Diodo (cm <sup>3</sup> )	$C_{in}$ (cm <sup>3</sup> )	$C_{out}$ (cm <sup>3</sup> )	Driver (cm <sup>3</sup> )
<b>1 célula</b>	27,06	61,95	36,4	9,1	24,5	35,6
<b>2 células</b>	40,68	36,4	36,4	9,1	24,5	35,6
<b>3 células</b>	59,6	3	3	3,4	13,3	58,7
<b>4 células</b>	77,25	4	4	3,4	13,3	58,77

Fonte: Próprio autor.

Para o *Boost* convencional, uma análise percentual dos volumes ocupados, Figura 5.15, mostra que o indutor não representa a maior parcela percentual da solução, como anteriormente acontecia. Já com duas células, uma distribuição equilibrada dos volumes foi constatada. Agora, com três e quatro células, inevitavelmente, o volume ocupado pelos indutores começa a se tornar significativo devido ao aumento no número de elementos. O volume dos *drivers* também compromete o volume total destas soluções consideravelmente.

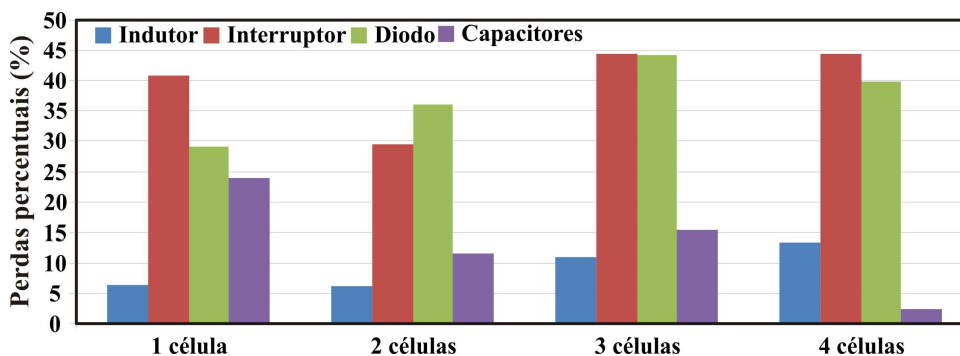
Outra importante constatação foi a diminuição significativa nas perdas nos indutores, Figura 5.16. Ao contrário dos núcleos magnéticos do tipo *iron powder*, onde os indutores representaram, em todos os casos, as maiores parcelas das perdas.

Figura 5.15 - Volumes percentuais das soluções considerando o material ferrite.



Fonte: Próprio autor.

Figura 5.16 - Perdas percentuais resultantes do intercalamente para o material ferrite.

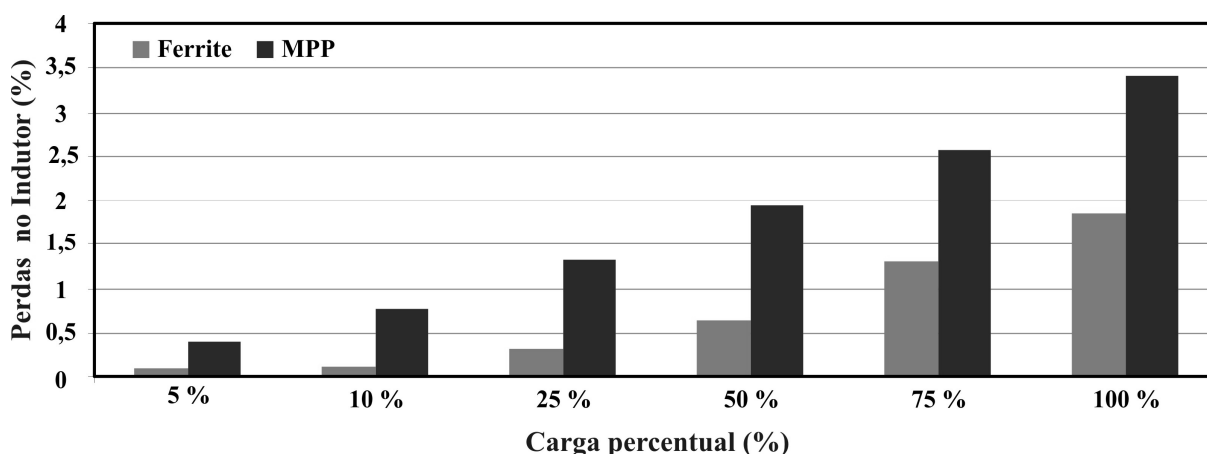


Fonte: Próprio autor.

Uma comparação das perdas de um indutor com ferrite e outro com MPP é discutida com maiores detalhes, sendo o ponto (20% @ 125 kHz) escolhido aleatoriamente.

Com o ferrite são necessárias 50 espiras para a confecção deste indutor, com um comprimento médio de espira em torno de 5,54 cm. O resultado disso é um volume de 41,33 cm<sup>3</sup> e uma resistência ôhmica de 27,7 mΩ. No caso do material MPP, 65 espiras são usadas com um comprimento médio de 7,02 cm por espira, proporcionando um volume de 63,87 cm<sup>3</sup> e uma resistência de 41,9 mΩ. Logo, as perdas destes indutores podem ser observadas na Figura 5.17. Em todos os pontos de carga, o material magnético do tipo ferrite apresenta menores perdas. O material MPP apresenta maiores perdas no cobre, devido ao maior número de espiras e resistência ôhmica, e no núcleo, por causa da alta frequência. Além dessa melhoria com relação as perdas, o indutor utilizando o material ferrite é 35,3% menor e apresenta uma redução de 33,89% em sua resistência ôhmica.

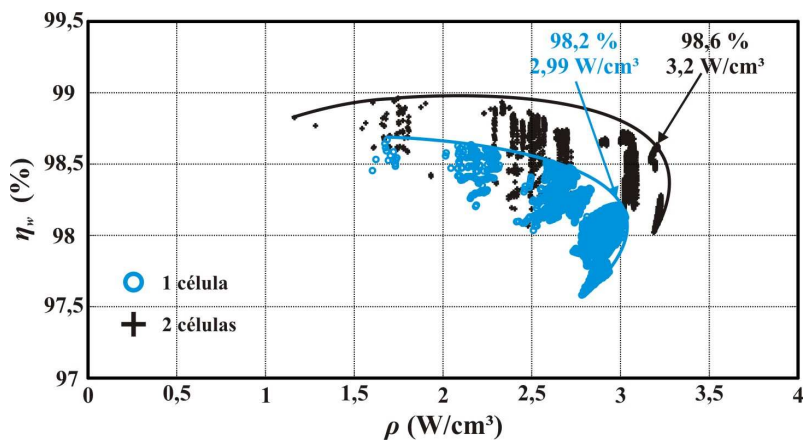
Figura 5.17 - Perdas percentuais do intercalamente para o material ferrite e MPP.



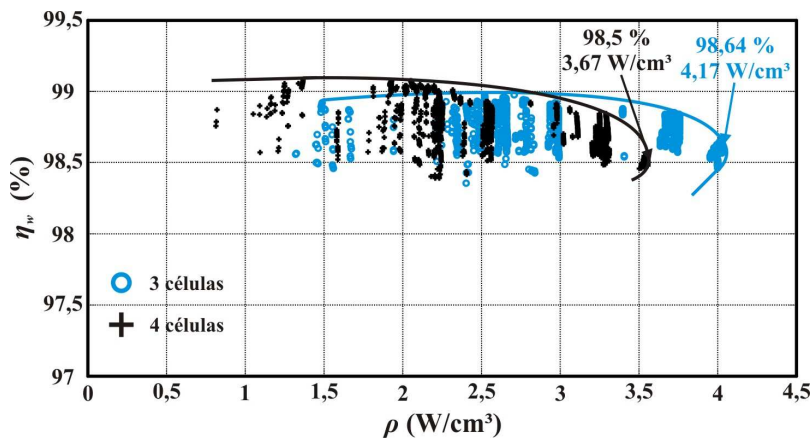
Fonte: Próprio autor.

A seleção dos projetos foi outra característica interessante. Analisando o conjunto de soluções, ilustrada pela Figura 5.18, nota-se que o algoritmo optou por selecionar os projetos com elevado  $\rho$ , penalizando  $\eta_w$ . Nas soluções anteriores, o contrário foi constatado. Isso se deve aos altos valores de  $\eta_w$  alcançados com o ferrite, podendo nesse caso, priorizar  $\rho$  na seleção final do projeto. Vale salientar que a grande maioria das soluções apresentou valores acima de 98% de eficiência.

Figura 5.18 - Soluções resultantes do intercalamento de células - Ferrite.



(a) Soluções considerando uma e duas células intercaladas.



(b) Soluções considerando três e quatro células intercaladas.

Fonte: Próprio autor.

## 5.6 COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Os resultados do intercalamento das células, para diferentes materiais magnéticos, são apresentados na Tabela 5.8. As soluções considerando o material magnético ferrite proporcionaram os melhores resultados em todas as situações, metodologia proposta, parâmetros de projeto e componentes considerados. Para os materiais do tipo *iron powder*, a técnica de intercalamento não provocou uma elevação satisfatória de  $\eta_w$ . A redução das perdas ocorreu nas altas potências, não afetando consideravelmente  $\eta_w$ . Em contrapartida, com relação ao volume e  $\rho$ , algumas melhorias foram expressivas. Dentre estes materiais, a tecnologia do tipo MPP foi a que garantiu os melhores resultados. Quanto aos capacitores e semicondutores, o uso do intercalamento foi bastante benéfico. A diminuição da corrente processada pelos semicondutores, a diminuição das ondulações de corrente e aumento da frequência destas ondulações nos capacitores, permitiu que componentes menores fossem selecionados, sem afetar de forma expressiva as perdas.

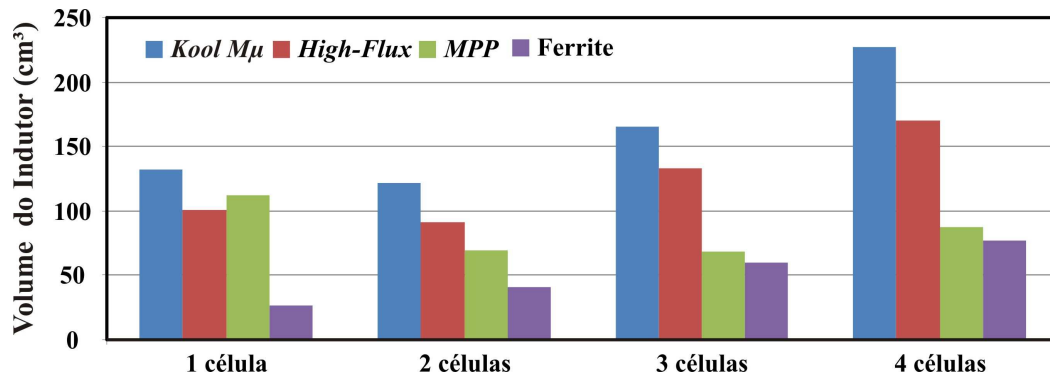
Tabela 5.8 - Comparação dos resultados de simulação.

	$\eta_w$ (%)	Volume Total (cm <sup>3</sup> )	$\rho$ (W/cm <sup>3</sup> )
<b>1 célula</b>			
<i>Kool M<math>\mu</math></i>	97,8	296,6	1,97
<i>High-Flux</i>	97,6	261,5	2,23
<b>MPP</b>	97,9	285,8	2,04
<b>Ferrite</b>	<b>98,2</b>	<b>194,7</b>	<b>2,99</b>
<b>2 células</b>			
<i>Kool M<math>\mu</math></i>	97,84	259,5	2,23
<i>High-Flux</i>	97,6	217,8	2,65
<b>MPP</b>	97,87	200,4	2,90
<b>Ferrite</b>	<b>98,6</b>	<b>182,8</b>	<b>3,20</b>
<b>3 células</b>			
<i>Kool M<math>\mu</math></i>	97,9	247,1	2,36
<i>High-Flux</i>	97,88	214,4	2,69
<b>MPP</b>	97,75	150,1	3,90
<b>Ferrite</b>	<b>98,64</b>	<b>141,1</b>	<b>4,17</b>
<b>4 células</b>			
<i>Kool M<math>\mu</math></i>	98	310,5	1,88
<i>High-Flux</i>	97,9	258,9	2,31
<b>MPP</b>	97,81	170,6	3,44
<b>Ferrite</b>	<b>98,5</b>	<b>160,7</b>	<b>3,67</b>

Fonte: Próprio autor.

A respeito dos indutores, a Figura 5.19 compara os volumes resultantes destes elementos. Como pode ser observado, o material ferrite proporcionou os indutores com os menores volumes em ambas as soluções. Já os materiais do tipo *iron powder* apresentam indutores de elevado volume. Como afirmam os autores do trabalho [33], a permeabilidade destes materiais varia com o aumento da densidade de fluxo, ou seja, a indutância dos indutores, usando núcleos *iron powder* tem uma dependência não linear com a corrente. Como consequência, um número de espiras a mais é necessário com o objetivo de manter um determinado valor de indutância, para um valor elevado de corrente. Além disso, esses materiais possuem baixa permeabilidade, propiciando indutores com um número considerável de espiras e, conseqüentemente, perdas relevantes por condução. O resultado disso são indutores volumosos e com baixa eficiência quando comparados aos indutores construídos com ferrite, para os parâmetros de projeto e metodologia considerada.

Figura 5.19 - Comparação dos volumes dos indutores.



Fonte: Próprio autor.

Apesar disso, os indutores com o material magnético do tipo MPP, para as soluções com três e quatro células, são os únicos que apresentaram um volume próximo aos obtidos com material ferrite. No entanto, as soluções com este material apresentaram uma eficiência um pouco abaixo dos projetos considerando ferrite.

Para finalizar, pode-se afirmar que, com estes componentes e materiais discutidos nesta tese, e com esta metodologia de projeto proposta, a melhor solução possível é o projeto com três células intercaladas, utilizando o material ferrite. O uso de outras tecnologias de semicondutores e magnéticos podem melhorar ainda mais estes resultados. Uma otimização dos *drivers* é outra boa alternativa, já que o *driver* utilizado representou um impacto significativo sobre o volume total dos os projetos com três e quatro células. Algumas outras opções serão discutidas nas considerações finais deste trabalho.

## 5.7 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi discutido o uso da técnica de intercalamento de células. Constatou-se através de simulações que esta técnica proporcionou uma relevante redução do volume total das soluções, e um aumento satisfatório de  $\rho$ .

Quanto à  $\eta_w$ , uma melhora expressiva só foi obtida com materiais magnéticos do tipo ferrite, já que este tipo de material garantiu uma considerável redução das perdas em 25% e 50% de carga. Além disso, o material ferrite apresentou menores perdas no núcleo, para as faixas de  $f_s$  e potências consideradas nesta tese. Para os materiais do tipo *iron powder*, a técnica de intercalamento não garantiu uma elevação satisfatória de  $\eta_w$  e tampouco uma diminuição do volume total ocupado pelos indutores. Por fim, resultados de simulação justificam o uso da técnica de intercalamento, mesmo para a baixa potência considerada.

## 6. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

### 6.1 INTRODUÇÃO

Resultados experimentais foram obtidos para validar alguns dos resultados teóricos apresentados. Inicialmente serão ilustrados resultados para validação dos modelos matemáticos considerados nesta tese. Em seguida serão discutidos os resultados experimentais da metodologia proposta para o conversor *Boost* convencional. Resultados experimentais do *Boost* intercalado não foram obtidos.

### 6.2 VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL DAS PERDAS

Com o objetivo de validar experimentalmente o cálculo das perdas apresentadas até o momento, bem como os valores de rendimento, implementou-se um conversor *Boost* CC/CC com os componentes disponíveis no laboratório e especificações descritas na Tabela 6.1.

Tabela 6.1 - Parâmetros do conversor *Boost* utilizada para validação experimental.

$L_{Boost}$	122 $\mu$ H
Núcleo	77908
Nº de núcleos	1
Tipo de núcleo	<i>Kool M<math>\mu</math></i>
Número de espiras	50 espiras
Nº de Condutores	27
Condutor	27 AWG
Capacitor de saída	4 x 220 $\mu$ H (B43504-A5227-M)
MOSFET	IRFP 460A
Diodo	15ETH06
Dissipador	HS 7324 (13 cm)
Temperatura ambiente	25°C

Fonte: Próprio autor.

A validação do cálculo das perdas foi realizada através da obtenção do rendimento do conversor e das temperaturas do núcleo e do dissipador. Optou-se por utilizar um único dissipador para os dois semicondutores, de resistência térmica conhecida, já que se estipulou arbitrariamente o modelo e seu comprimento. Não se utilizou nenhuma isolação entre o semicondutor e o dissipador para evitar a inserção de mais uma resistência térmica.

Então, com o conhecimento da resistência térmica do dissipador e com a potência dissipada por cada semiconductor calculada, é possível determinar as temperaturas teóricas dos elementos supracitados. Da mesma forma, com o valor da potência dissipada pelo indutor calculada e tendo a área externa do mesmo é determinada a temperatura do núcleo. Além disso, com as principais perdas calculadas, foi possível estimar o rendimento do conversor *Boost*.

A medição das temperaturas foi realizada com o uso da câmera térmica *FLUKE Ti 20 - THERMAL IMAGER* e a obtenção dos valores de rendimento com o uso do equipamento *YOKOGAWA WT1800*. Monitoraram-se os semicondutores e o magnético de cinco em cinco minutos, para cada ponto de teste, até que as temperaturas se tornassem estáveis. Os semicondutores estabilizavam suas temperaturas em média de 40 minutos, enquanto que o indutor atingia uma temperatura estável em torno de 1h15min de teste. Entre um ponto de teste e outro esperou-se de 10 a 15 minutos. A Tabela 6.2 apresenta os resultados experimentais e por simulação do rendimento do conversor.

Tabela 6.2 - Rendimento do conversor – Resultados simulados e experimentais.

Ponto testado	Simulado (%)	Experimental (%)	Erro (%)
300 W - 75k - 0,7	97,33	97,00	0,33
400 W - 75k - 0,7	96,78	96,76	0,02
500 W - 75k - 0,7	96,69	96,61	0,09
600 W - 75k - 0,7	96,36	95,90	0,47
500 W - 75k - 0,5	97,71	97,76	0,06
600 W - 75k - 0,5	97,76	97,79	0,04
800 W - 75k - 0,5	97,79	97,72	0,07
500 W - 75k - 0,25	98,58	98,72	0,14
700 W - 75k - 0,25	98,67	98,77	0,10
400 W - 50k - 0,7	97,02	96,73	0,30
500 W - 50k - 0,5	97,37	97,46	0,09
400 W - 50k - 0,25	98,43	98,58	0,15

Fonte: Próprio autor.

Foram obtidos 12 diferentes pontos, onde variaram-se a potência de saída, a frequência de comutação e a razão cíclica do conversor. A Figura 6.1 ilustra o rendimento obtido para um dos pontos simulados. O erro percentual médio entre os resultados obtidos experimentalmente e simulados para o rendimento ficou em torno de 0,16%



Figura 6.1 - Rendimento do conversor em 300 W, 75 kHz e razão cíclica de 0,7.

8 change items	
Urms1	99.48 V
Irms1	3.3469 A
Urms2	339.75 V
Irms2	0.9497 A
P1	0.3327 kW
P2	0.3227 kW
$\eta$ 1	97.001 %
RL	357.73 OHM

Fonte: Equipamento *YOKOGAWA WT1800*.

A Tabela 6.3 apresenta os resultados obtidos para a temperatura do núcleo magnético, para os mesmo 12 pontos de teste nas condições e parâmetros definidos na Tabela 6.1.

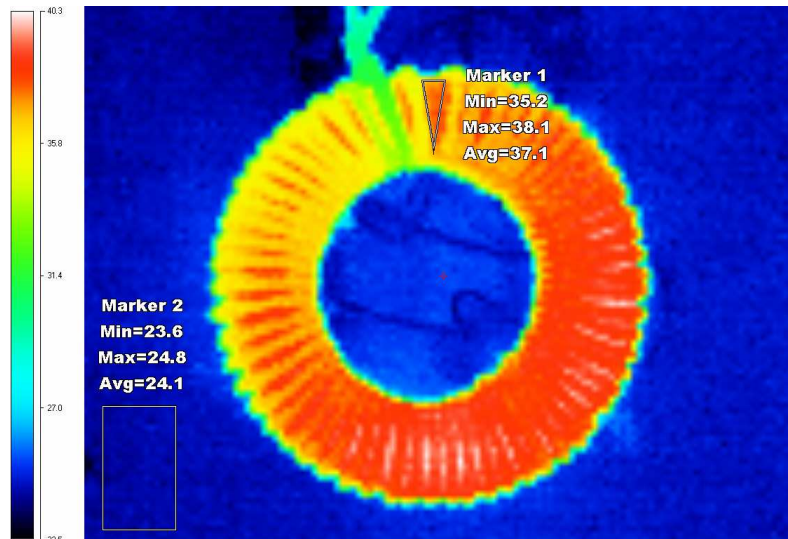
Tabela 6.3 - Temperaturas simuladas e experimentais do indutor.

Ponto testado	Temperatura (°C)		Erro	
	Simulada	Experimental	°C	%
300 W – 75k – 0,7	36,45	37,1	0,65	1,79
400 W – 75k – 0,7	38,93	36,5	2,43	6,24
500 W – 75k – 0,7	39,27	38,4	0,87	2,22
600 W – 75k – 0,7	41,01	38,8	2,21	5,39
500 W – 75k - 0,5	38,79	35,8	2,99	7,70
600 W – 75k – 0,5	40,72	40,5	0,22	0,54
800 W – 75k – 0,5	44,75	41,7	3,05	6,82
500 W – 75k – 0,25	32,09	30	2,09	6,51
700 W – 75k – 0,25	34,70	33,1	1,60	4,61
400 W – 50k – 0,7	40,17	42,7	2,53	6,30
500 W – 50k – 0,5	39,35	38,7	0,65	1,66
400 W – 50k – 0,25	33,23	30,9	2,33	7,02

Fonte: Próprio autor.

A Figura 6.2 mostra uma das fotos térmicas obtidas, onde é possível observar a temperatura máxima, mínima e média que o núcleo magnético atingiu, bem como a temperatura ambiente em torno do mesmo.

Figura 6.2 - Temperatura do núcleo em 300 W, 75 kHz e razão cíclica de 0,7.



Fonte: Câmera térmica *FLUKE Ti 20 - THERMAL IMAGER*.

O erro percentual médio entre os resultados obtidos experimentalmente e simulados da Tabela 6.3 ficou em torno de 4,73%. Esta diferença entre os resultados pode ser atribuída primeiramente às aproximações realizadas durante os cálculos de simulação. Para o diâmetro do fio, por exemplo, na simulação obteve-se o valor médio de 2,45 mm, enquanto que na prática o valor real foi de 2,23 mm. Estas diferenças de valores foram constatadas ainda na distância entre fios (simulado  $\approx 4,4$  mm, experimental  $\approx 3,6 - 4,8$  mm), na resistência do fio (simulado  $\approx 42,1$  m $\Omega$ , experimental  $\approx 47,2$  m $\Omega$ ), no comprimento médio da espira e na área da superfície. Todas essas diferenças influenciam diretamente no cálculo das perdas do magnético, conseqüentemente na estimativa da temperatura. Além disso, têm-se os erros de medição dos instrumentos. Logo, algumas diferenças entre os resultados já eram esperados.

Na seqüência, a Tabela 6.4 apresenta os resultados de temperatura do dissipador e a Figura 6.3 ilustra umas das imagens térmicas do dissipador e semicondutores.

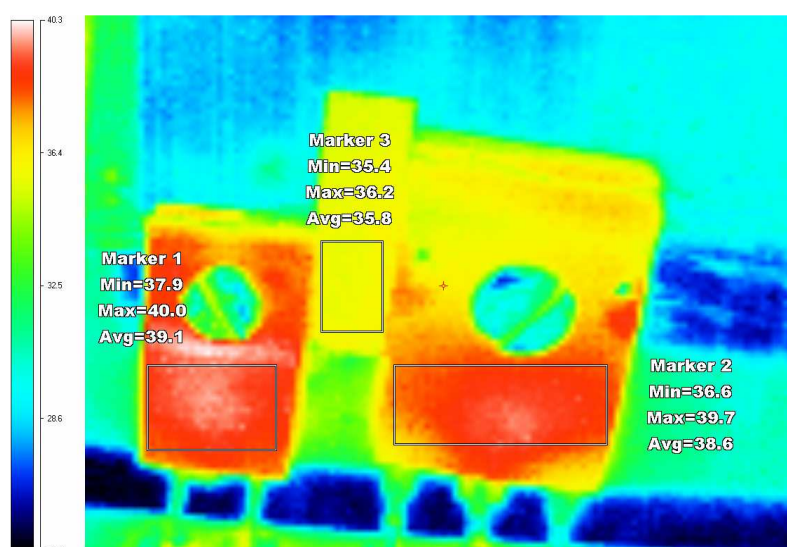
Tabela 6.4 - Temperaturas simuladas e experimental do dissipador.

Ponto de Operação	Temperatura (°C)		Erro	
	Simulada	Experimental	°C	%
300 W – 75k – 0,7	36,31	36,7	0,43	1,20
400 W – 75k – 0,7	43,31	42,8	0,54	1,25
500 W – 75k – 0,7	48,33	48,9	0,56	1,17
600 W – 75k – 0,7	58,65	60,2	1,56	2,67
500 W – 75k – 0,5	43,21	41,9	1,29	2,99
600 W – 75k – 0,5	45,44	43,6	1,85	4,07
800 W – 75k – 0,5	50,00	48,9	1,07	2,14
500 W – 75k - 0,25	36,89	34,9	2,04	5,52
700 W – 75k - 0,25	40,04	38,5	1,51	3,78
400 W – 50k – 0,7	42,65	44,7	2,06	4,83
500 W – 50k – 0,5	47,63	48,6	0,93	1,96
400 W – 50k - 0,25	38,24	37,9	0,36	0,95

Fonte: Próprio autor.

Pode-se notar que o valor apresentado na Tabela 6.4 não condiz com o resultado demonstrado na Figura 6.3, já que as medições de temperatura do dissipador foram obtidas em uma região que possuía um pedaço de fita isolante, colocado entre o diodo e o interruptor.

Figura 6.3 - Temperatura do dissipador em 300 W, 75 kHz e razão cíclica de 0,7.



Fonte: Câmera térmica *FLUKE Ti 20 - THERMAL IMAGER*.

O uso da fita isolante foi necessário devido ao reflexo que o dissipador aplicava à câmara térmica, resultando em erros de medição. Logo, o valor da temperatura ilustrada na Figura 6.3 é a temperatura da fita isolante. Com o conhecimento da resistência térmica da mesma, estimou-se o valor da temperatura do dissipador ilustrado na Tabela 6.4.

O erro percentual médio entre os resultados obtidos experimentalmente e simulados para o dissipador foi de aproximadamente 2,7%. Inicialmente, a diferença entre estes resultados pode ser atribuída à aproximação unidimensional térmica utilizada, onde foi considerado que a temperatura do dissipador aumenta em um único ponto, tendo duas fontes de calor, em pontos fisicamente afastados. Entretanto, o baixo erro percentual médio resultante mostra que os resultados não foram comprometidos significativamente devido a esta consideração.

As aproximações realizadas nos cálculos também pode ser responsabilizada pela diferença entre os resultados. Pode-se afirmar ainda que não é possível garantir o contato perfeito entre o semicondutor e o dissipador, e a utilização da pasta térmica insere uma resistência térmica entre os mesmos. Esta resistência é difícil de ser quantificada, uma vez que não é possível medir com exatidão a espessura de pasta utilizada. Ainda, a temperatura ambiente considerada nos cálculos de simulação das perdas foi de 25°C, enquanto que na prática esse valor variou entre 24 e 26°C. Outro fato relevante é a observação do catálogo do fabricante de dissipadores [97], que afirma o seguinte:

“Atenção: todas as informações contidas neste catálogo são apenas indicadores qualitativos dos dissipadores de calor e não devem ser consideradas verdades absolutas. Os valores de resistência térmica dependem do posicionamento do dissipador, bem como do ambiente onde se encontra. As medidas físicas (dimensões) podem sofrer variações e também estão sujeitas a alterações sem aviso prévio.”

Levando em considerações estas informações supracitadas, pode-se dizer que os resultados experimentais obtidos são satisfatórios, e comprovam a eficácia dos modelos matemáticos utilizados já que os erros percentuais médios permaneceram abaixo de 5%.

### 6.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DA METODOLOGIA PROPOSTA

Os resultados experimentais que comprovavam a metodologia proposta foram obtidos considerando os parâmetros ilustrados na Tabela 6.5. A potência máxima considerada e a tensão de entrada é resultado de três módulos fotovoltaicos em série, do fabricante *Kyocera*, modelo KD210GX-LPU, operando no ponto de máxima potência na irradiação de 1000 W/m<sup>2</sup>.

Tabela 6.5 - Parâmetros de projeto para obtenção dos resultados experimentais.

Tensão de entrada	80 V <sub>CC</sub>
Tensão de saída	340 V <sub>CC</sub>
Potência de saída	600 W
Intervalo de $f_s$	15 a 170 kHz
Intervalo de $\Delta I_L$	5 a 35%
Ondulação de tensão de saída	1%
Resistência de <i>gate</i>	10 $\Omega$
Temperatura ambiente	25°C
Max. Temperatura de junção	100°C
Max. Temperatura do indutor	100°C
Densidade de corrente	400 A/cm <sup>2</sup>

Fonte: Próprio autor.

Como dito anteriormente, estes resultados são obtidos com o material disponível em laboratório, sendo os seguintes componentes:

- Nove seções transversais de condutores (30, 28, 27, 20, 18, 16, 15, 13 e 10 AWG);
- Dois modelos de transistores *MOSFET HEXFET* - (IRFP 460A, IRFP 840 A);
- Dois modelos de diodos *hyperfast* – (*Part Number* 15ETH06, 15ETH06FP);
- Cinco núcleos magnéticos do tipo *Kool M $\mu$*  (77165, 77908, 77192, 77083 e 77076);
- Um modelo de dissipador (HS7324);
- Um capacitor eletrolítico 220  $\mu$ F/450 V – *Part number* B43504A5227M. Devido ao número limitado de *part numbers* de capacitores, optou-se por utilizar uma combinação de componentes. Quatro capacitores em paralelo foram definidos como valor máximo.

Em um primeiro momento, para validação da metodologia proposta, optou-se por selecionar os projetos priorizando  $\eta_w$ , ou seja, fixou-se  $\alpha$  igual a zero. Logo, a metodologia de projeto selecionou a solução I da Tabela 6.6. Outros três projetos, com valores de  $\eta_w$  abaixo da solução selecionada foram escolhidos e testados experimentalmente. O objetivo é demonstrar que a solução selecionada realmente resulta no melhor projeto de fato, e mostrar que as equações utilizadas para calcular temperatura, perdas e eficiência levam a resultados confiáveis.

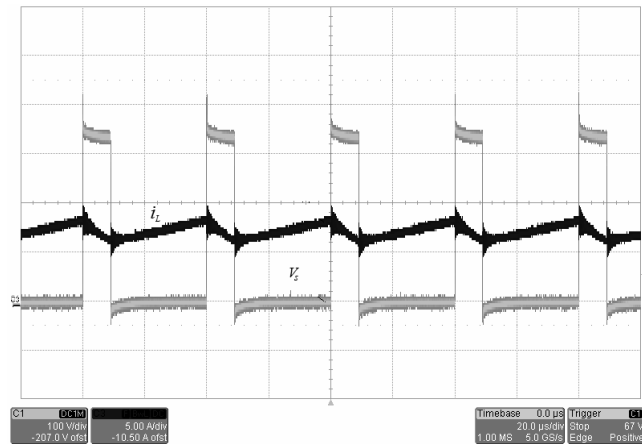
Tabela 6.6 - Soluções selecionadas e avaliadas experimentalmente.

	Solução I	Solução II	Solução III	Solução IV
$\eta_w$ (%)	97,43	97,38	97,27	97,16
Volume Total (cm <sup>3</sup> )	866,2	865,7	862,4	797,27
$\rho$ (W/cm <sup>3</sup> )	0,659	0,662	0,66	0,718
$f_s$ (kHz)	15	15	25	25
$\Delta i_L$ (%)	20	25	20	30
$L$ (mH)	2,5	2	1,5	1
Espiras	167	147	125	101
Nº de núcleos	3	3	3	3
Part number	77908	77908	77908	77908
Nº de Condutores	3	3	4	4
AWG	18	18	20	20
$C_{out}$ ( $\mu$ F)	4 x 220	4 x 220	4 x 220	4 x 220

Fonte: Próprio autor.

Devido à limitação de componentes, o mesmo interruptor (*Part number* IRFP 460A), diodo (*Part Number* 15ETH06) e núcleo magnético foram selecionados. A Figura 6.4 apresenta a corrente do indutor e a tensão sobre o interruptor a plena carga,  $f_s = 25$  kHz, e  $\Delta i_L = 30\%$ . Esses resultados são da solução IV da Tabela 6.6 com o intuito de demonstrar o funcionamento do conversor implementado.

Figura 6.4 - Conversor *Boost* operando à plena carga ( $V_{in} = 80$  V,  $V_{out} = 340$  V,  $P_{out} = 600$  W,  $f_s = 25$  kHz,  $\Delta i_L = 30\%$ ). Corrente no indutor e tensão no interruptor.



Fonte: Osciloscópio TEKTRONIX.

Os resultados de eficiência da solução I, nos seis pontos de carga considerados para o cálculo do rendimento médio ponderado são exibidos na Figura 6.5. Os resultados foram obtidos com o uso do equipamento YOKOGAWA WT1800 para as cargas de 30 W, 60 W, 150 W, 300 W, 450 W e 600 W, que equivalem a 5%, 10%, 25%, 50% 75% e 100% da potencia nominal gerada. Uma fonte CC/CC foi utilizada para simular a tensão do sistema PV no ponto de máxima potência. Capacitores de entrada não foram considerados nestes resultados experimentais.

Figura 6.5 - Rendimentos obtidos da solução I.

Udc1	74.95 v	Udc1	76.88 v
I <sub>dc1</sub>	0.4166 A	I <sub>dc1</sub>	0.7852 A
Udc2	339.67 v	Udc2	339.74 v
I <sub>dc2</sub>	0.0886 A	I <sub>dc2</sub>	0.1728 A
P1	31.27 w	P1	60.59 w
P2	30.10 w	P2	58.70 w
$\eta_1$	96.251 %	$\eta_1$	96.881 %
Z	3.7337 Kohms	Z	1.9333 Kohms

(a) 30 W

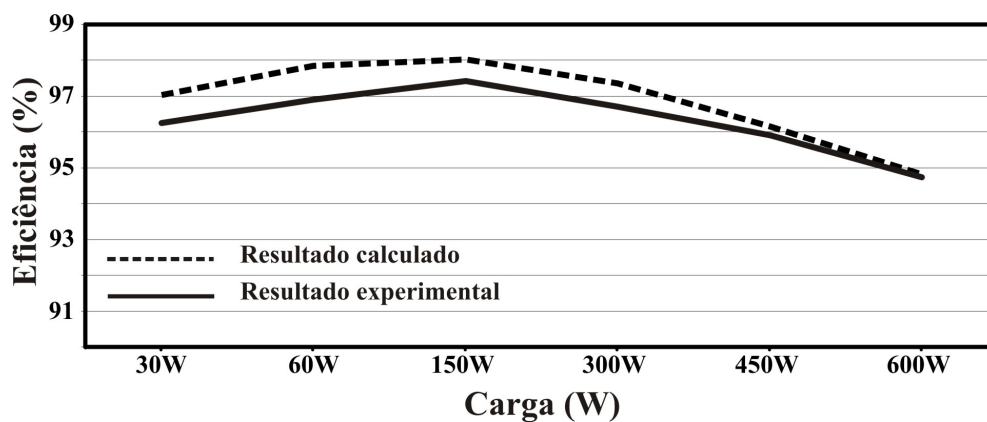
(b) 60 W

Udc1	79.24 v	Udc1	80.32 v
Idc1	1.9373 A	Idc1	3.8751 A
Udc2	340.08 v	Udc2	339.61 v
Idc2	0.4406 A	Idc2	0.8872 A
P1	153.83 w	P1	311.57 w
P2	149.86 w	P2	301.32 w
$\eta_1$	97.420 %	$\eta_1$	96.710 %
Z	760.13 ohms	Z	377.52 ohms
(c) 150 W		(d) 300 W	
Udc1	80.44 v	Udc1	80.29 v
Idc1	5.803 A	Idc1	7.863 A
Udc2	340.07 v	Udc2	339.35 v
Idc2	1.3174 A	Idc2	1.7634 A
P1	0.4671 kw	P1	0.6317 kw
P2	0.4480 kw	P2	0.5984 kw
$\eta_1$	95.911 %	$\eta_1$	94.732 %
Z	254.47 ohms	Z	189.67 ohms
(e) 450 W		(f) 600 W	

Fonte: Equipamento YOKOGAWA WT1800.

Já a Figura 6.6 apresenta a curva de eficiência, em toda a faixa de carga, para a solução I, sendo a mesma comparada com resultados de simulação.

Figura 6.6 - Curva de eficiência simulada e experimental da solução I.

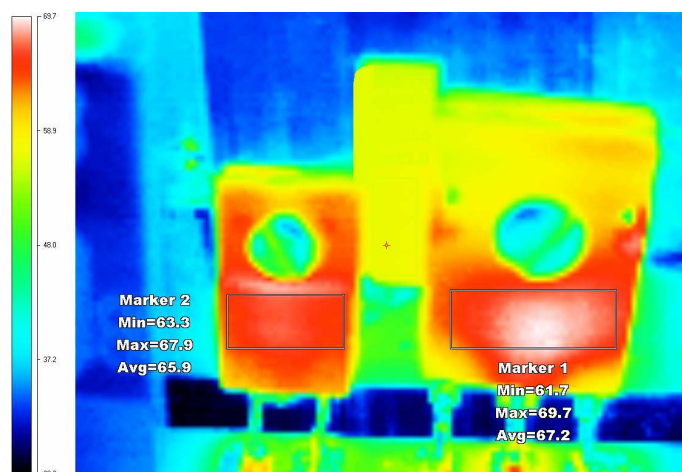


Fonte: Próprio autor.



Uma imagem térmica dos semicondutores montados em um único dissipador é apresentada na Figura 6.7. As temperaturas do interruptor e do diodo são destacadas, com seus valores máximos, mínimos e médios. A Tabela 6.7 mostra esses valores de temperaturas obtidos e compara com os resultados obtidos por simulação.

Figura 6.7 - Imagem térmica do interruptor e do diodo para solução I.



Fonte: Câmera térmica *FLUKE Ti 20 - THERMAL IMAGER*.

Tabela 6.7 - Valores de temperatura do interruptor e do diodo da solução I.

Dispositivo	Simulação (°C)	Experimental (°C)	Erro (°C)	Erro (%)
<b>Interruptor</b>	66,59	67,2	0,61	0,92
<b>Diodo</b>	63,69	65,9	2,21	3,46

Fonte: Próprio autor.

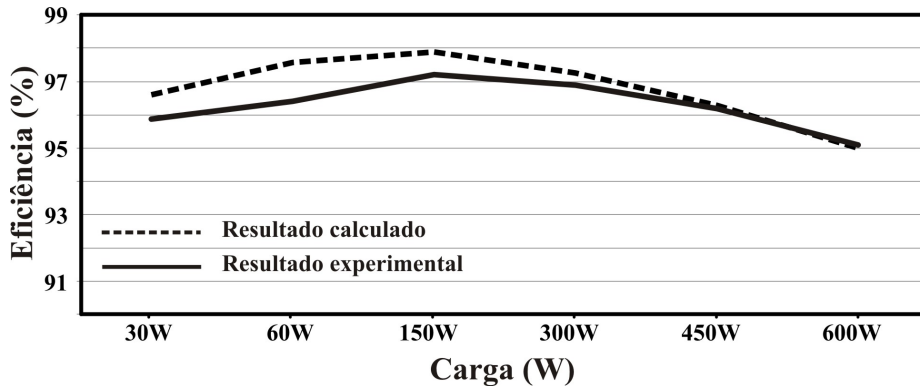
Os resultados de  $\eta_w$  calculados e experimentais são comparados na Tabela 6.8. O erro percentual entre os valores calculados e experimentais permaneceu abaixo de 0,50%. Na sequência, a Figura 6.8, Figura 6.9 e Figura 6.10 ilustram as curvas de rendimento dos demais pontos testados.

Tabela 6.8 - Comparação de  $\eta_w$  calculado e experimental.

<b>Calculado</b>	97,43%	97,38%	97,27%	97,16%
<b>Experimental</b>	96,87%	96,84%	96,7%	96,69%
<b>Erro</b>	<b>0,56%</b>	<b>0,54%</b>	<b>0,57%</b>	<b>0,47%</b>

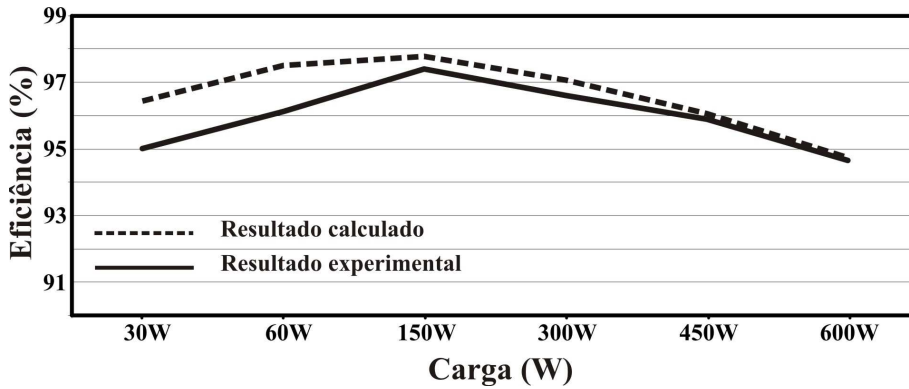
Fonte: Próprio autor.

Figura 6.8 - Resultados simulados e experimentais da solução II.



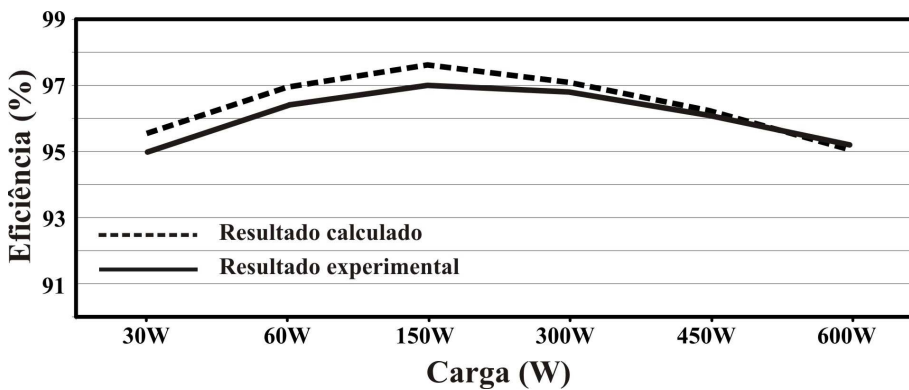
Fonte: Próprio autor.

Figura 6.9 - Resultados simulados e experimentais da solução III.



Fonte: Próprio autor.

Figura 6.10 - Resultados simulados e experimentais da solução IV.



Fonte: Próprio autor.

Observa-se que as maiores diferenças entre os resultados calculados e experimentais ocorreram nas baixas potências, onde a corrente nos semicondutores e indutores ficam abaixo de 1A. No caso dos semicondutores, o interruptor usado suporta uma corrente de 20A e o diodo 15A. Para ambos os semicondutores, os valores de queda de tensão das curvas,  $V_{DS} \times I_D$  e  $V_F \times I_F$  informados pelo fabricante, são ilustrados a partir de 1A. Para valores abaixo disto, foi utilizado um prolongamento das curvas, considerando que as mesmas seguissem uma linearidade. Este procedimento resultou em erros na estimativa das perdas. Foi verificado ainda oscilações de corrente e tensão, de alta frequência, que ocorreram durante os períodos de comutação do interruptor. Tais oscilações não foram consideradas durante a estimativa das perdas dos semicondutores.

Para os indutores, alguns erros de cálculo também foram constatados em pequenos valores de corrente. Como mostrado anteriormente, o cálculo das perdas deste elemento é obtido em função da variação de densidade de fluxo ( $\Delta B$ ). Esta variável é obtida com o uso de equações e constantes fornecidas pelo fabricante, e através do cálculo da força magnetizante ( $H$ ), que é dependente da corrente. Constatou-se que para forças magnetizantes muito pequenas, ou seja, em correntes de baixo valor, os valores obtidos para  $B$ , utilizando as equações do fabricante diferenciavam dos valores obtidos diretamente das curvas  $B \times H$ . O valor calculado ficava abaixo do valor visualizado pelo gráfico. Para valores mais altos, isso não ocorria. Logo, para correntes muito pequenas, há um pequeno erro no cálculo das perdas do magnético considerando as equações fornecidas pelo fabricante.

Logo, levando-se em conta todos esses fatos supracitados, pode-se dizer que a margem de erro dos resultados foi bastante satisfatória. Além disso, para os parâmetros, materiais, componentes e especificações consideradas, a solução I é de fato a melhor solução possível, quando  $\eta_w$  foi priorizada.

Em seguida, outras três soluções foram implementadas. A Tabela 6.9 descreve as características destas novas soluções. Neste caso, os pesos de importância são escolhidos pela metodologia. Para a solução V,  $\alpha$  é selecionado individualmente, sendo  $\eta_w$  e volume considerados pela  $f_{obj}$ . Já na solução VI, o projeto foi selecionado pela  $f_{obj}$ , mas considerando a densidade de potência ao invés do volume. Em ambas as soluções, a densidade de corrente foi fixada em 400A/cm<sup>2</sup>. Para finalizar, a solução VII segue os mesmos passos de seleção do projeto VI, mas seleciona-se a densidade de corrente mais adequada.

Tabela 6.9 - Parâmetros das soluções avaliadas experimentalmente.

	<b>Solução V</b>	<b>Solução VI</b>	<b>Solução VII</b>
$\eta_w$ (%)	97,12	97,03	97,2
<b>Volume Total (cm<sup>3</sup>)</b>	543,2	451,8	517,2
$\rho$ (W/cm <sup>3</sup> )	0,98	1,26	1,10
$(f_s @ \Delta i_L)$	(20 kHz @ 27.5%)	(25 kHz @ 30%)	(25 kHz @ 30%)
$\alpha_{interruptor}$	0%	0%	0%
$\alpha_{diodo}$	0%	0%	0%
$\alpha_{mag}$	5%	10%	10%
$\alpha_{cap}$	40%	50%	50%
$L$ (mH)	1,4	1	1
$J$ (A/cm <sup>2</sup> )	400	400	325
<b>Nº de espiras</b>	119	126	126
<b>Part number do núcleo</b>	77908	77908	77908
<b>Nº de núcleos</b>	3	2	2
<b>Nº de condutores</b>	4	4	5
<b>AWG</b>	20	20	20
$C_{out}$	3 x 220 $\mu$ F	3 x 220 $\mu$ F	3 x 220 $\mu$ F

Fonte: Próprio autor.

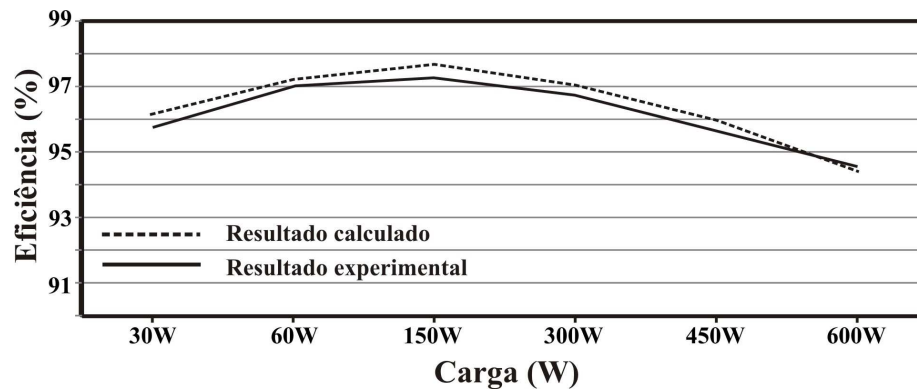
Em ambas as soluções, devido ao número limitado de componentes (*part numbers*), a metodologia tende a priorizar  $\eta_w$ . Apesar disso, uma redução dos volumes dos projetos pode ser observada, quando comparado ao volume da solução I, da Tabela 6.6. Uma diminuição volumétrica em torno de 37,3% foi verificada na solução V, 47,8% para solução VI e cerca de 40,3% para solução VII. Conforme demonstrado nos resultados de simulações, essa redução de volume é seguida por uma pequena diminuição de  $\eta_w$ . Neste caso, a redução foi de 0,31%, 0,4% e 0,23% em relação a solução I. Além disso, observou-se uma melhora significativa da densidade de potência de quase 48,7% para solução V, 91,2% para solução VI e 66,9% para solução VII. Embora a solução VI tenha apresentado a maior redução de  $\eta_w$ , o ganho em volume e densidade de potência foram mais expressivos.

A seleção de  $J$  não proporcionou o impacto esperado. A pequena elevação de  $\eta_w$ , em torno de 0,17%, resultou em um volume 14,47 maior que a solução VI. Entretanto, se outras secções transversais fossem consideradas, melhores soluções poderiam ser selecionadas.

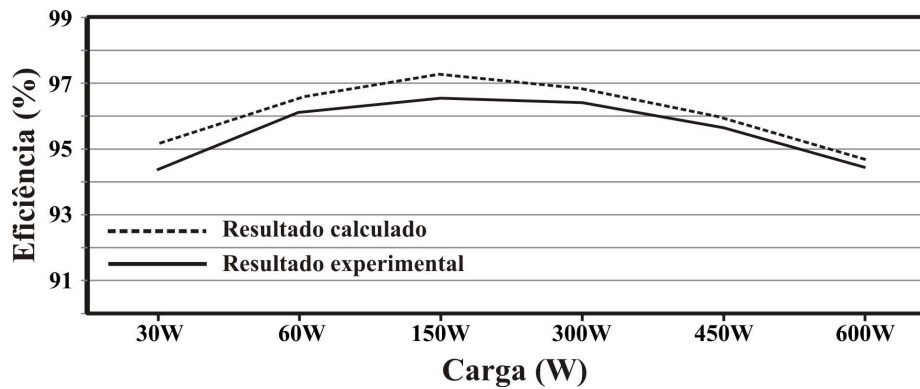
Por exemplo, se o condutor 24 AWG estivesse disponível, uma densidade de corrente de  $375 \text{ A/cm}^2$  seria escolhida e onze condutores em paralelo seriam utilizados. Esta solução proporcionaria 97,14% de  $\eta_w$ ,  $463,1 \text{ cm}^3$  e  $1,23 \text{ W/cm}^3$  para o ponto de operação (27,5 kHz a 30%). Esta solução seria significativamente melhor que o projeto VII.

A eficiência dos projetos implementados, em função da potência de saída, são apresentadas na Figura 6.11. A curva de eficiência calculada foi também plotada.

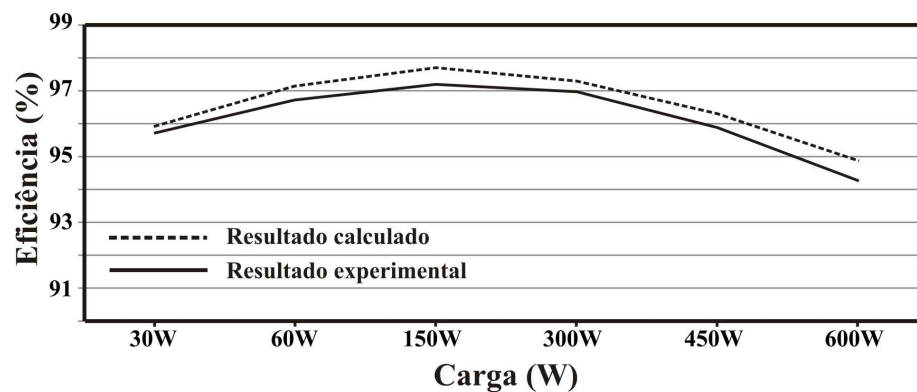
Figura 6.11 - Curvas de eficiência estimadas e medidas das soluções da Tabela 6.9.



(a) Solução V.



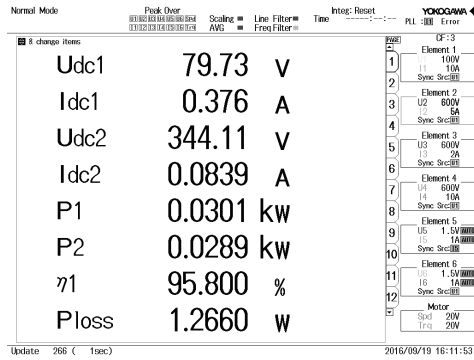
(b) Solução VI.



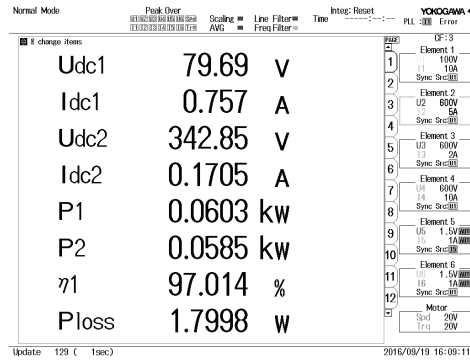
(c) Solução VII.

A Figura 6.12 apresenta os resultados de eficiência para seis pontos de carga da solução V.

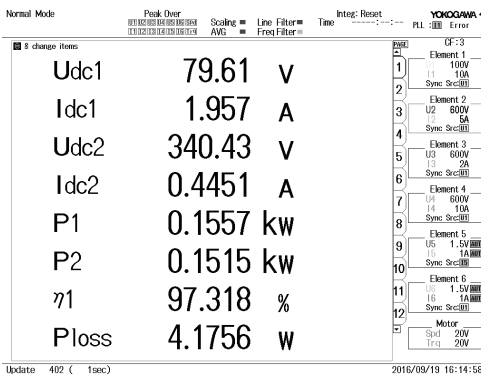
Figura 6.12 - Eficiência medida para os seis pontos de carga da solução V.



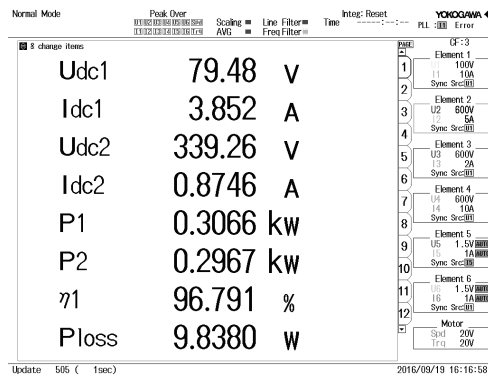
(a) 5% de carga



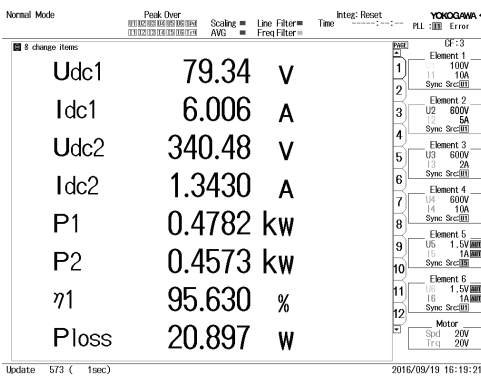
(b) 10% de carga



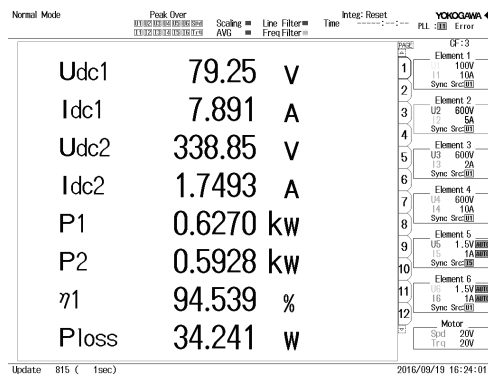
(c) 25% de carga



(d) 50% de carga



(e) 75% de carga



(f) 100% de carga

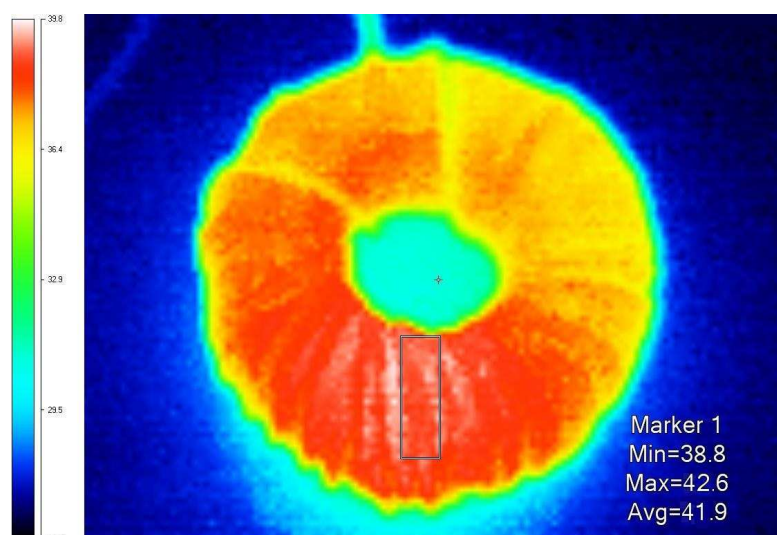
Fonte: Equipamento YOKOGAWA WT1800.

As diferenças entre os resultados calculados e medidos para  $\eta_w$  permaneceram pequenas, em torno de 0,34% para a solução V (97,12% - 96,78%), 0,77% para solução VI (97% - 96,23%) e 0,4% para solução VII (97,2% - 96,8%).

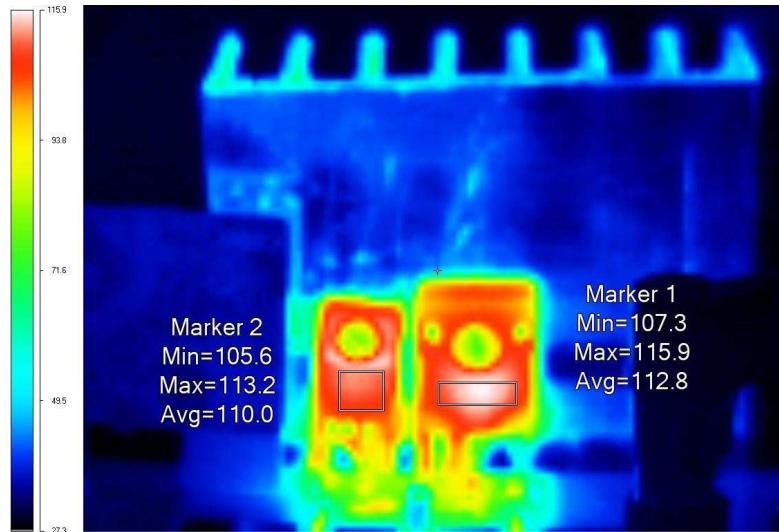
O volume ocupado pelos capacitores e dissipadores não apresentou diferenças consideráveis. Já o volume ocupado pelos indutores na prática e na teoria apresentaram algumas diferenças. Em torno de 6% para o indutor da solução V, sendo o valor estimado igual a 248,4 cm<sup>3</sup> e o valor medido igual a 233,5 cm<sup>3</sup>. Para solução VI houve um erro de cálculo em torno de 5,4% (349,5 cm<sup>3</sup> - 330,7 cm<sup>3</sup>) e 6,3% para o volume do indutor da solução VII (314,8 cm<sup>3</sup> - 296,1 cm<sup>3</sup>). O resultado disso é uma densidade de potência maior do que estimado, 1,07 W/cm<sup>3</sup>, 1,31 W/cm<sup>3</sup>, 1,15 W/cm<sup>3</sup> em vez de 0,98 W/cm<sup>3</sup>, 1,26 W/cm<sup>3</sup> e 1,1 W/cm<sup>3</sup> (um desvio em torno 5,9%). Um dos principais motivos dessas diferenças no volume calculado é a área ocupada pelos enrolamentos do indutor e número de camadas. Esses parâmetros foram superdimensionados e arredondados nos cálculos teóricos.

Imagens térmicas do indutor, interruptor, diodo e capacitor da solução VII são apresentadas na Figura 6.13. Essas imagens foram capturadas após 80 minutos de funcionamento do conversor à plena carga. As diferenças entre os valores calculados e medidos ficaram em torno de 8,3% (45,7°C - 41,9°C) para a temperatura do indutor, 3,13% (109,38°C - 112,8°C) para a temperatura do interruptor e 4,7% (105,08°C - 110°C) para a temperatura do diodo. A temperatura do capacitor não foi estimada, no entanto, a mesma não ultrapassou os 30°C.

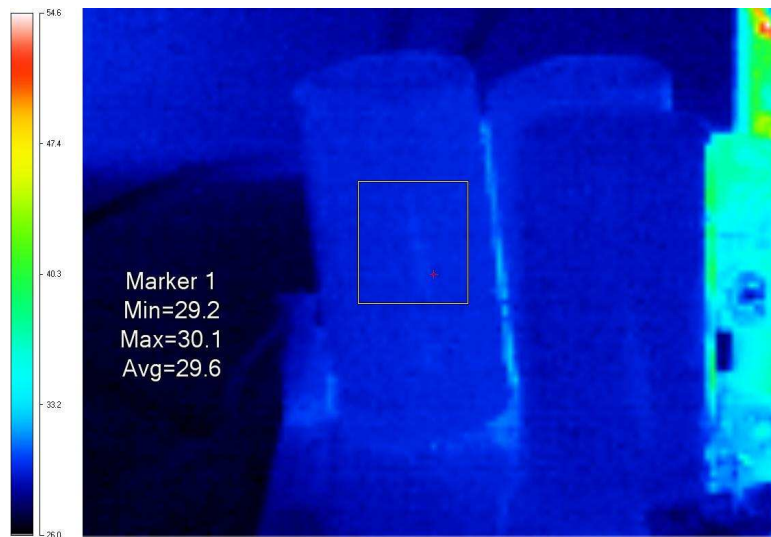
Figura 6.13 - Imagem térmica dos componentes do conversor operando à plena carga. ( $V_{in} = 80$  V,  $V_{out} = 340$  V,  $P_{out} = 600$  W,  $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$ ) – Solução VII.



(a) Imagem térmica do indutor.



(b) Imagem térmica do interruptor e diodo.



(c) Imagem térmica do capacitor.

Fonte: Câmera térmica *FLUKE Ti 20 - THERMAL IMAGER*.

Outra vez, estas diferenças podem ser atribuídas às aproximações, superdimensionamento de certas grandezas e simplificações realizadas ao longo dos cálculos. Quanto à temperatura dos semicondutores, não é possível garantir o contato perfeito entre os componentes e dissipadores, e o uso de pasta térmica inseriu uma resistência térmica entre eles. Esta resistência não foi considerada para cálculos. No entanto, pode-se afirmar que os resultados experimentais foram bastante satisfatórios com erros percentuais abaixo dos 10%, validando as metodologias propostas e os modelos matemáticos utilizadoa para estimativa de perdas e elevação de temperatura.



#### 6.4 ANÁLISE DA ENERGIA DISPERDIÇADA NO CONVERSOR PROJETADO

Para demonstrar o real ganho obtido com a metodologia de projeto proposta, uma comparação é realizada entre dois projetos. A primeira solução é projetada com o uso da metodologia proposta, enquanto que o segundo será realizado através do método convencional. Ou seja, seleciona-se o projeto que resulta na maior eficiência em 100% de carga do conversor.

A Tabela 6.10 ilustra as informações das duas soluções discutidas. Logo, o primeiro projeto apresentou um  $\eta_w$  teórico de 97,43%. Esse projeto seria a solução I da Tabela 6.6. Em ambos os projetos foram considerados somente materiais magnéticos do tipo *Kool M $\mu$* , os mesmos semicondutores e as mesmas faixas de frequência e ondulação de corrente. Os componentes e materiais são os mesmos utilizados para a obtenção dos resultados experimentais.

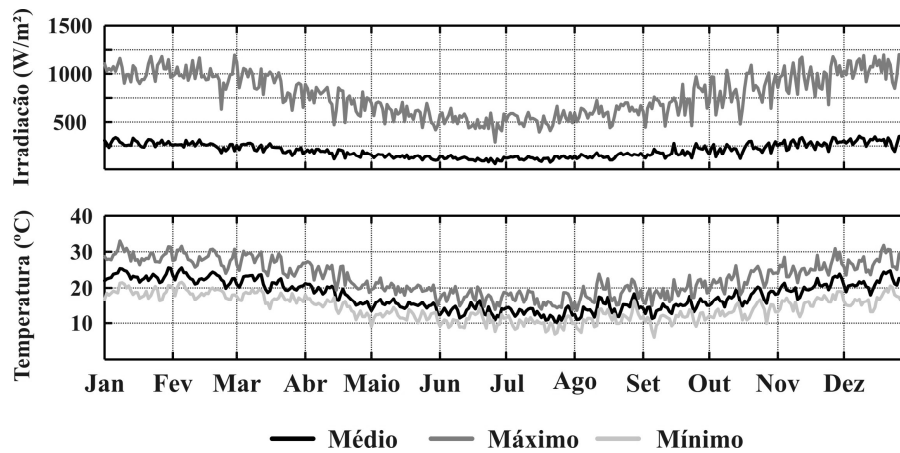
Tabela 6.10 - Informações do ponto de operação dos conversores.

Parâmetros do Conversor	Metodologia de Projeto	
	Proposta	Convencional
$f_s$ (kHz)	12,5	25
$\Delta i_L$ (%)	17	35
$L$ (mH)	3,6	0,863
Núcleo	77616	77192
Nº de núcleos	3	3
Nº de espiras	116	54
Nº de Condutores	4	26
Condutor (AWG)	19	28
Interruptor	IRFP 460A	IRFP 460A
Diodo	15ETH06	15ETH06

Fonte: Próprio autor.

A comparação das duas soluções leva em consideração a energia desperdiçada anualmente pelos conversores projetados, se as mesmas fossem submetidas à irradiação solar de São Martinho da Serra. Portanto, para a análise da energia desperdiçada, optou-se em utilizar os valores médios anuais de irradiação e temperatura, conforme apresentado por [42]. A Figura 6.14 ilustra os valores médios de irradiação global no plano horizontal, bem como os valores médios de temperatura.

Figura 6.14 - Valores médios anuais de irradiação e temperatura - São Martinho da Serra.



Fonte: Dupont et. al., 2013.

Como mostrado em [42], tem-se um vetor de irradiação e outro de temperatura média, para cada minuto, considerando os dados dos anos de 2005 a 2012. Os valores médios se referem a média, minuto a minuto, entre os anos de 2005 a 2012. Com esse par de dados (irradiação global, temperatura) é possível calcular a capacidade de produção de energia da estação, bem como, a quantidade de energia processada e dissipada pelos projetos.

Para esta análise, assumiu-se um sistema hipotético composto por três módulos PV, modelo KD210GX-LPU de 210 W, e considerou-se que este sistema extrai sempre a máxima potência disponível. Logo, este sistema disponibiliza, em média, 1,119 MWh de energia por ano. Dividindo essa energia por classes, conforme já explicado anteriormente, obteve-se a Tabela 6.11.

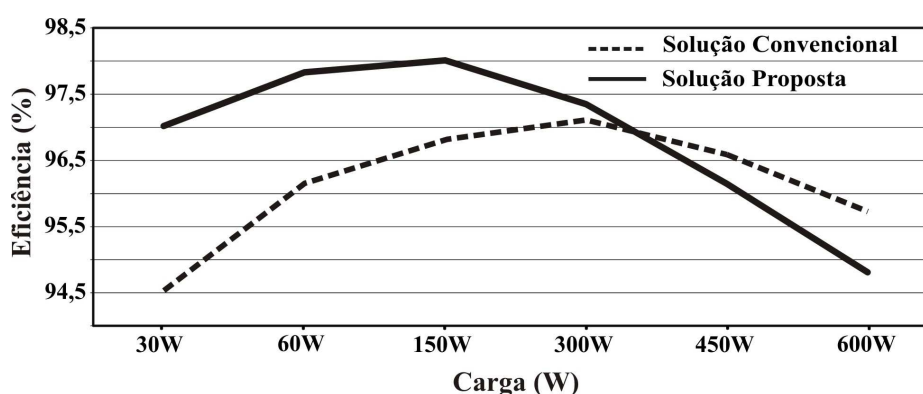
Tabela 6.11 - Energia anual gerada por três módulos PV em São Martinho da Serra.

Classes	Potência Média (W)	Carga de Percentual (%)	Ocorrência (h)	Energia Média (kWh)
Classe 1	30	5	4918,6	11,06
Classe 2	60	10	967,2	168,55
Classe 3	150	25	1341,7	417,99
Classe 4	300	50	803,2	374,12
Classe 5	450	75	237,1	141,85
Classe 6	600	100	8,2	5,88
Classe 7	720	120	0	0,0
<b>Total:</b>			<b>8276</b>	<b>1119,44 kWh</b>

Fonte: Próprio autor.

A Figura 6.15 por sua vez ilustra as curvas de eficiência dos dois projetos discutidos ao longo de toda a faixa de carga. Vale salientar que ambas as curvas são resultados teóricos. Analisando a Figura 6.15 é possível notar que o segundo projeto apresenta uma curva que tenta ser crescente, no entanto, devido às limitações dos componentes, sua eficiência começa a cair em um dado momento. Logo, a energia perdida pelos dois métodos de projeto, em cada classe de operação, é ilustrada na Tabela 6.12.

Figura 6.15 - Curvas de eficiência do projeto convencional e proposto.



Fonte: Próprio autor.

Tabela 6.12 - Cálculo da energia dissipada pelas metodologias de projeto.

Classes	Energia Média (kWh)	Eficiência (%)		Perdas (kWh)	
		Proposta	Convencional	Proposta	Convencional
Classe 1	11,061	97,2	<b>94,54</b>	0,31	<b>0,60</b>
Classe 2	168,549	97,9	<b>96,16</b>	3,54	<b>6,47</b>
Classe 3	417,993	98,1	<b>96,82</b>	7,94	<b>13,28</b>
Classe 4	374,115	97,6	<b>97,11</b>	8,98	<b>10,83</b>
Classe 5	141,846	96,6	<b>96,58</b>	4,82	<b>4,85</b>
Classe 6	5,88	95,5	<b>95,73</b>	0,26	<b>0,25</b>
<b>Total:</b>	<b>1119,44 kWh</b>			<b>25,85 kWh</b>	<b>36,28 kWh</b>

Fonte: Próprio autor.

Como pode ser visto, do montante de 1,119 MWh de energia processada por ano, 36,28 kWh desta energia serão desperdiçados pela solução projetada com o uso do método convencional. Isto resulta em uma eficiência energética anual de aproximadamente 96,7%. Por outro lado, o conversor projetado através da metodologia proposta, desperdiçaria aproximadamente 27,99 kWh, resultando em uma eficiência energética de 97,4%.

Portanto, pode-se dizer que a metodologia proposta resultou em uma melhoria de aproximadamente 0,7% na eficiência energética anual do conversor. Pode-se dizer ainda que haveria uma redução em torno de 22,85% nas perdas de energia. Ou seja, deixou-se de dissipar 22,85% de energia elétrica, do total fornecido pelo sistema PV. A Tabela 6.13 ilustra esses resultados.

Tabela 6.13 - Energia desperdiçada por cada metodologia de projeto.

	<b>Energia Desperdiçada</b>	<b>Eficiência</b>
<b>Método Convencional</b>	36,28 kWh	96,7%
<b>Método Proposto</b>	27,99 kWh	97,4%
<b>Ganho</b>	<b>8,29 kWh</b>	<b>0,7%</b>

Fonte: Próprio autor.

Observa-se que estes resultados foram obtidos utilizando-se os mesmos semicondutores, logo, não há um aumento significativo de custos entre os dois projetos, simplesmente mudou-se a maneira de projeto do conversor.

## 6.5 IMPACTO DA VARIAÇÃO DE $f_s$ SOBRE O $\eta_w$ DE UM CONVERSOR PROJETADO

Em discussão na defesa de qualificação, questionou-se a possibilidade de variar  $f_s$  de um conversor já projetado. O objetivo desta proposta é verificar se há outro valor para  $f_s$  que proporcione uma melhoria do rendimento do conversor projetado. Logo, uma nova simulação foi realizada variando-se  $f_s$  em torno do valor previamente definido. Essa variação de  $f_s$  impactou em uma variação de  $\Delta i_L$ . Ratreou-se então uma nova  $f_s$  para os seis diferentes pontos de carga. A Tabela 6.14 ilustra os novos resultados obtidos, comparando com os resultados de um projeto selecionado anteriormente. A variação da ondulação de corrente também é apresentada.

Constatou-se que nos seis pontos de carga avaliados, novas  $f_s$  foram selecionadas, em torno do valor inicialmente indicado. Pode-se perceber que outros valores foram selecionados, com pequenas melhorias no rendimento do conversor. No entanto, estas pequenas melhorias não resultaram em um aumento significativo de  $\eta_w$ .

Tabela 6.14 - Impacto da variação da frequência sobre  $\eta_w$  do conversor.

Potência	$f_s$ - Fixa			$f_s$ - Variável		
	$f_s$	$\Delta i_L$	$\eta$	$f_s$	$\Delta i_L$	$\eta$
30 W	55 kHz	20%	<b>97,6927%</b>	48,5 kHz	22,7%	<b>97,7088%</b>
60 W	55 kHz	20%	<b>98,5270%</b>	57,5 kHz	19,1%	<b>98,5665%</b>
150 W	55 kHz	20%	<b>98,7165%</b>	54 kHz	20,4%	<b>98,7166%</b>
300 W	55 kHz	20%	<b>98,2657%</b>	55,5 kHz	19,8%	<b>98,2657%</b>
450 W	55 kHz	20%	<b>97,6096%</b>	56,5 kHz	19,5%	<b>97,6097%</b>
600 W	55 kHz	20%	<b>96,6896%</b>	56,5 kHz	19,5%	<b>96,6897%</b>
<b><math>\eta_w</math></b>			<b>98,4%</b>			<b>98,41%</b>

Fonte: Próprio autor.

Em outra investigação, considerou-se um projetado ótimo para a curva de radiação de São Martinho da Serra/RS. Se este conversor operasse em outra região do mundo, onde o comportamento da irradiação solar é outro, isso poderia implicar em uma diminuição em sua eficiência energética. Para exemplificar, comparou-se este conversor projetado operando no sudoeste dos EUA, onde o perfil de radiação é representado pela equação (7.1).

$$\eta = 0,04\eta_{10\%} + 0,05\eta_{20\%} + 0,12\eta_{30\%} + 0,21\eta_{50\%} + 0,53\eta_{75\%} + 0,05\eta_{100\%} \quad (7.1)$$

A Tabela 6.15 mostra que o  $\eta_w$  deste conversor projetado para São Martinho da Serra/RS seria de 98,27%, enquanto que se este conversor operasse no sudoeste dos Estados Unidos, seu rendimento seria de 97,87%. Uma redução de 0,4% em sua eficiência energética.

Tabela 6.15 - Resultados operando em São Martinho da Serra e Sudoeste dos EUA.

Potência	São Martinho da Serra - RS		Sudoeste dos Estados Unidos	
	Ponderação	$\eta$	Ponderação	$\eta$
30 W	0,01	<b>97,3846%</b>	0,04	<b>97,3846%</b>
60 W	0,15	<b>98,2479%</b>	0,05	<b>98,2479%</b>
150 W	0,37	<b>98,5645%</b>	0,12	<b>98,5645%</b>
300 W	0,33	<b>98,2756%</b>	0,21	<b>98,2756%</b>
450 W	0,13	<b>97,6498%</b>	0,53	<b>97,6498%</b>
600 W	0,01	<b>96,9444%</b>	0,05	<b>96,9444%</b>
<b><math>\eta_w</math></b>		<b>98,27%</b>		<b>97,87%</b>

Fonte: Próprio autor.

Pensando nisso, averiguou-se a possibilidade de ajustar o ponto de operação do conversor e melhorar sua eficiência energética através da alteração da  $f_s$  deste conversor previamente projetado.

A Tabela 6.16 ilustra um comparativo entre as curvas de eficiência dos dois projetos, uma com a frequência de chaveamento de 62,5 kHz, para São Martinho da Serra, e outra com a nova frequência de 54 kHz, para o sudoeste dos Estados Unidos. Os resultados obtidos mostram que uma pequena melhora foi constatada em sua curva de eficiência. Novamente, esta melhora não impactou em um aumento significativo de seu rendimento médio ponderado.

Tabela 6.16 - Impacto da variação da frequência sobre  $\eta_w$  do conversor.

Potência	$f_s$	$\eta$	$f_s$	$\eta$
30 W	62,5 kHz	<b>97,3846%</b>	54 kHz	<b>97,5369%</b>
60 W	62,5 kHz	<b>98,2479%</b>	54 kHz	<b>98,2823%</b>
150 W	62,5 kHz	<b>98,5645%</b>	54 kHz	<b>98,5653%</b>
300 W	62,5 kHz	<b>98,2756%</b>	54 kHz	<b>98,2757%</b>
450 W	62,5 kHz	<b>97,6498%</b>	54 kHz	<b>97,6512%</b>
600 W	62,5 kHz	<b>96,9444%</b>	54 kHz	<b>96,9484%</b>
$\eta_w$		<b>97,87%</b>		<b>97,88%</b>

Fonte: Próprio autor.

## 6.6 CONCLUSÃO

Inicialmente, resultados experimentais foram obtidos com o intuito de se validar as equações utilizadas para calcular temperatura, perdas e eficiência. Resultados apresentaram erros percentuais aceitáveis, comprovando que os modelos matemáticos considerados são confiáveis.

Em seguida, a metodologia de projeto proposta foi avaliada testando experimentalmente a solução selecionada pelo algoritmo, priorizando  $\eta_w$ . Outros três projetos, com valores de  $\eta_w$  abaixo da solução selecionada foram escolhidos e testados. O objetivo foi demonstrar que a solução selecionada, para os parâmetros, materiais, componentes e especificações, é de fato a melhor solução possível.

Na sequência, outras três soluções foram implementadas e testadas. Neste caso, os pesos de importância são escolhidos pela metodologia. Para a solução V,  $\alpha$  foi selecionado individualmente, sendo  $\eta_w$  e volume considerados pela  $f_{obj}$ . Já na solução VI, o projeto foi selecionado pela  $f_{obj}$ , mas considerando a densidade de potência ao invés do volume. Em ambas as soluções, a densidade de corrente foi fixada em 400 A/cm<sup>2</sup>. Na sequência, a solução VII selecionou a densidade de corrente mais adequada. Resultados experimentais destas soluções comprovaram as metodologias de projeto propostas.

Uma análise comparativa entre um projeto selecionado pela metodologia proposta e outro por um método convencional de seleção foi também abordado. Análise de perdas de energia e eficiência energética foram discutidos. Pode-se verificar que metodologia de projeto proposta apresenta uma melhoria quanto a eficiência energética anual do sistema e perdas de energia.

Para finalizar, o impacto da variação da  $f_s$  sobre o  $\eta_w$  de um conversor já projetado foi investigado. O objetivo desta análise foi verificar se há outro valor para  $f_s$  que proporcione uma melhoria do rendimento do conversor projetado. Logo, variou-se  $f_s$  em torno do valor previamente definido e constatou-se pequenas melhorias. No entanto, estas melhorias não resultaram em um aumento significativos de  $\eta_w$ .





## 7. CONSIDERAÇÕES FINAIS

### 7.1 CONCLUSÕES

Em sistemas onde a energia processada é variável ao longo do tempo, não basta projetar o conversor para que se tenha a máxima eficiência na potência nominal do sistema, em um pior caso, ou em um ponto previamente definido. Na maior parte do tempo estes conversores irão operar em diversas outras faixas de trabalho/processamento de carga, podendo resultar em uma redução de sua eficiência energética. Logo, uma metodologia de projeto otimizada de conversores estáticos foi proposta para este tipo de caso, levando em consideração o comportamento desta energia processada pelo mesmo. No caso desta tese, a energia variável foi proveniente de um sistema PV e o conversor *Boost* CC/CC, utilizado na etapa de rastreamento da máxima potência do sistema, foi investigado

Então, para esta proposta de tese, é necessário ter conhecimento do comportamento desta energia processada, bem como sua periodicidade, se existir. Caso contrário tem-se que conhecer a previsão da energia gerada ou a carga a ser processada pelo conversor. Com esta previsão é possível definir uma equação que represente o comportamento da variação da energia gerada ou consumida. Dessa forma, selecionou-se a solução que proporcionou o maior valor para esta equação ( $\eta_w$ ), através de uma varredura dos parâmetros de projeto do conversor e combinações de diversos modelos de componentes disponíveis em um banco de dados. Quanto maior o valor de  $\eta_w$  maior será a energia processada ao longo de um ano e, conseqüentemente, maior sua eficiência energética.

Em outra análise, constatou-se que soluções priorizando  $\eta_w$  resultaram em projetos volumosos, acima de 800 cm<sup>3</sup>. Da mesma forma, projetos que privilegiaram somente o volume proporcionaram soluções com baixo  $\eta_w$ . Tendo isso em vista, uma função objetivo foi proposta levando em consideração ambos os objetivos. Uma variável de priorização foi utilizada, dando maior ênfase a um ou outro objetivo. Através de uma busca unicriterial (maximização da função objetivo), solucionou-se um problema multi-criterial. A solução selecionada agora é aquela que maximize esta função objetivo, proporcionando um volume total e uma eficiência energética satisfatória para os dados estatísticos de irradiação solar de São Martinho da Serra/RS. Na sequência, densidade de potência foi considerada como objetivo de otimização ao invés do volume total das soluções.

A varredura dos parâmetros de projeto (ondulação de corrente, ondulação de tensão de saída, frequência de chaveamento, densidade de corrente, variável de priorização) e a comparação dos diversos pré-projetos selecionados com diferentes componentes (diferentes materiais e geometria de núcleos magnéticos, diferentes tecnologias de semicondutores e diferentes capacitâncias e volumes de capacitores) exigiu certo esforço computacional e um tempo de processamento em torno de 50 minutos de simulação, em uma máquina com processador Intel® Core™ i5-3570 CPU @ 3,40GHz, com 8GB de memória RAM e *software* MatLab® R2015.

Para cada ponto de operação é pré-selecionado um projeto ótimo. Dentre estes projetos, seleciona-se o projeto ideal. Este projeto é considerado ideal para os parâmetros e componentes utilizado nesta tese, e para a metodologia de projeto proposta. Se outros componentes forem adicionados ao banco de dados, novos parâmetros forem considerados, ou outra técnica de seleção for testada, outras soluções podem ser selecionadas.

Inicialmente, materiais magnéticos do tipo *iron powder* foram investigados. Dentre estes, conclui-se que materiais do tipo MPP proporcionaram as melhores soluções, quanto à eficiência e densidade de potência. Na sequência, a metodologia proposta foi expandida para um conversor *Boost* intercalado. Definiu-se o número máximo de quatro células intercaladas para esta análise, uma vez que constatou-se que acima disto a diminuição da eficiência e o aumento do volume eram bastante significativos. O uso do material magnético do tipo ferrite foi inserido ao banco de dados da metodologia.

Resultados de simulação justificaram o uso da técnica de intercalamento de células *Boost*, apesar da baixa potência do projeto. Uma melhora significativa quanto à densidade de potência foi constatada para materiais magnéticos do tipo *iron powder*. Com relação à eficiência energética, não foi constatado uma ganho relevante. Agora, uma melhora expressiva em ambos os objetivos (eficiência energética e densidade de potência) foi garantida com o uso do material magnético ferrite. Para esta metodologia proposta, para a potência considerada, faixas de ondulação de corrente e frequência avaliadas, o material ferrite proporcionou os melhores resultados, em todos os casos investigados.

Analisando o comportamento das soluções selecionadas teoricamente, bem como, as curvas de *Pareto*, foi possível constatar que em todos os casos investigados, a metodologia de projeto proposta selecionou soluções que se encontram na fronteira de *Pareto*. Como dito anteriormente, um dos objetivos principais de algoritmos que solucionam problemas com múltiplos objetivos é encontrar soluções o mais próximo possível da fronteira de *Pareto*.

Se não existe nenhuma informação adicional sobre a importância de cada um dos objetivos, todas as soluções *Pareto*-ótimas são igualmente importantes.

Esta informação adicional poderia ser o custo envolvido para implementação dos projetos. Custos não foram considerados neste trabalho. Em uma análise futura, o custo poderia ser uma variável de decisão final. O projetista opta por uma ou outra solução em função do quanto se deseja gastar no projeto.

Comprovações dos modelos matemáticos das perdas analisadas, bem como, a estimativa das elevações de temperaturas dos componentes foram obtidas através de resultados experimentais. Em seguida, resultados experimentais da metodologia proposta foram apresentados testando as soluções selecionadas pela metodologia. Outros três projetos foram escolhidos e testados experimentalmente. O objetivo foi demonstrar que a solução selecionada, para os parâmetros, materiais, componentes e especificações, é de fato a melhor solução possível.

Uma análise comparativa entre um projeto selecionado pela metodologia proposta e outro por um método convencional de seleção foi também discutida. Pode-se verificar que a metodologia de projeto proposta apresenta uma melhora na eficiência energética anual do conversor e uma redução relevante nas perdas de energia, do total disponível.

Por fim, é interessante destacar novamente que a metodologia apresentada nesta tese permite a seleção de projetos conforme a necessidade do projetista. Ao definir as constantes de ponderação, o projetista está informando o formato de curva de eficiência pretendida. O algoritmo tenta então selecionar a solução que mais se aproxima do desejado, ponderando volume e eficiência. Logo, como as constantes de ponderação são definidas pelo usuário, o algoritmo desenvolvido dá total liberdade para que seja estabelecida a forma de curva desejada.

## 7.2 TRABALHOS FUTUROS

Para finalizar, concluiu-se que melhorias ainda podem ser alcançadas para ambos os objetivos. Dessa forma, algumas possibilidades podem ser investigadas futuramente como alternativas para melhorar  $\eta_w$ , volume e densidade de potência das soluções:

- **Elevação da frequência de comutação:** para diminuir o volume do indutor e aumentar a densidade de potência, uma alternativa é trabalhar com  $f_s$  mais altas. Além disso, esta solução causaria uma redução das perdas de condução no indutor, uma vez que haveria uma diminuição no número de espiras. Em contrapartida, esta solução pode resultar em maiores perdas nos semicondutores e aumento do volume dos dissipadores.

- **Novas tecnologias de semicondutores:** a inclusão de novas tecnologias de semicondutores ao banco de dados da metodologia de projeto, com reduzidas perdas de comutação e de condução, seria outra boa alternativa. Dispositivos do tipo GaN (nitreto de gálio) podem operar em frequências de comutação na ordem de megahertz devido às suas pequenas perdas de comutação e perdas de condução. Isso proporcionaria também uma redução significativa no tamanho dos componentes passivos [98]. De acordo com [99], as tecnologias SiC (carboneto de silício) e GaN são os materiais semicondutores mais promissores hoje no mercado.
- **Paralelismo de semicondutores:** como alternativa para redução das perdas nos semicondutores, os trabalhos [26] e [39] sugerem o paralelismo de interruptores e a substituição de diodos de potência por interruptores mais eficientes.
- **Novas tecnologias de núcleos:** para operar na faixa de megahertz é preciso que os materiais magnéticos apresentem reduzidas perdas. Alta eficiência e densidades de potência são alcançadas com materiais nanocristalinos e amorfos, devido às altas densidades de fluxo de saturação e às baixas perdas de núcleo [33]. Em contrapartida, esses tipos de materiais são caros em comparação com os materiais do tipo *iron powder*.
- **Indutores acoplados:** vários trabalhos têm investigado o uso de técnicas de intercalamento de células para melhoria da eficiência [100]. Destaca-se nesse sentido o uso de indutores acoplados com o intuito de reduzir o volume dos mesmos [98].
- **Capacitor cerâmico SMD:** altas ondulações de corrente resultam em capacitores eletrolíticos volumosos devido à suas altas resistências série equivalente e baixa capacidade de condução de corrente. Pensando nisso, os autores de [101] propõem o uso de capacitores cerâmicos SMD (associação de capacitores), diminuindo consideravelmente o volume destes elementos.
- **Aumento das temperaturas de operação:** o aumento da temperatura de junção dos semicondutores para o projeto dos dissipadores pode afetar diretamente o volume dos sistemas de refrigeração [101]. Esta solução pode aumentar as perdas de condução do interruptor, ao mesmo tempo em que pode diminuir as perdas de condução dos diodos. Assim, um estudo mais detalhado seria importante para analisar, se esta proposta, impactará significativamente na densidade de potência do conversor.
- **Métodos avançados de resfriamento de componentes passivos:** de acordo com [102] métodos avançados de dissipação de calor de componentes passivos, podem melhorar a eficiência do conversor satisfatoriamente.

- **Métodos de resfriamento forçado para semicondutores:** vários trabalhos consideram o uso de ventilação forçada como alternativa para diminuir o volume de dissipadores [103], [104]. No entanto, o volume ocupado por um sistema de dissipação forçada é considerável, sendo então necessário investigar se o uso deste sistema vale a pena.
- **Novos perfis de dissipadores:** A inclusão de novos perfis de dissipadores, com diferentes geometrias e resistências térmicas, pode proporcionar uma redução do volume dos dissipadores dos semicondutores. Além disso, vale a pena investigar o uso de um único dissipador para ambos os semicondutores.

### 7.3 PUBLICAÇÕES

No decorrer do doutorado foram publicados os seguintes trabalhos, referentes ao assunto da tese:

#### ✓ **Artigo em Revista:**

1. **Beltrame, F.; Dupont, F.H.; Sartori, H.C.; Cancian, E.C.; Roggia, L.; Renes Pinheiro, J.,** “*Design of Boost converter based on optimum weighted average efficiency for photovoltaic systems*”. SOBRAEP - Revista Eletrônica de Potência (Impresso), *Special Section: Cobep 2013 - Selected Papers*.
2. **Beltrame, F., Sartori, H. C., Pinheiro, J. R.,** “*Energetic Efficiency Improvement in Photovoltaic Energy Systems through a Design Methodology of Static Converter*”. Journal of Control, Automation and Electrical Systems, February 2016, Volume 27, Issue 1, pp. 82–92.

#### ✓ **Artigos em Congressos:**

3. **Beltrame, F.; Dupont, F.H.; Sartori, H.C.; Cancian, E.C.; Rech, C.; Renes Pinheiro, J.,** “*Efficiency optimization of DC/DC Boost converter applied to the photovoltaic system.*” 39<sup>th</sup> Annual Conference of the IEEE, Industrial Electronics Society, **IECON 2013**, pp.706,711, 10-13 Nov. 2013.
4. **Beltrame, F.; Dupont, F.H.; Sartori, H.C.; Cancian, E.C.; Roggia, L.; Renes Pinheiro, J.,** “*Different Optimum Designs Investigation of dc/dc Boost converter applied to the Photovoltaic system*”. Brazilian Power Electronics Conference, Gramado, **COBEP 2013**, pp. 538-543.

5. **Beltrame, F.**; Dupont, F.H.; Sartori, H.C.; Cancian, E.C.; Renes Pinheiro, J., “Melhoria da eficiência do conversor *Boost* CC/CC aplicado a um sistema fotovoltaico através da escolha do ponto de operação”. 7º Seminário de Eletrônica de Potência e Controle, **SEPOC 2013**, Santa Maria, RS, 2013, pp. 1-6.
6. **Beltrame, F.**; Dupont, F.H.; Sartori, H.C. and Pinheiro, J. R. “*Design Methodology to Improve the Converters’ Efficiency Applied to Photovoltaic Systems*”. **IECON 2014 - 40<sup>th</sup> Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**, Dallas, TX, 2014, pp. 1397-1403.
7. **Beltrame, F.** e Pinheiro, J. R. “*Proposed Design Methodology for Converters Applied to Photovoltaic Systems*”. 8º Seminário de Eletrônica de Potência e Controle, **SEPOC 2014**, Santa Maria, RS, 2014, pp. 1-6.
8. **Beltrame, F.**; Dupont, F.H.; Sartori, H.C. e Pinheiro, J. R. “Nova Metodologia de Projeto do Conversor *Boost* para Aplicações em Sistemas Fotovoltaicos”. XX Congresso Brasileiro de Automática, **CBA 2014**, Belo Horizonte, MG, 2014, pp. 1-6.
9. **Beltrame, F.**; Sartori, H.C.; L.; Pinheiro, J. R., “*ANALYSIS of different designs for the Boost Converter Applied to PV Systems*”. 2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (**COBEP/SPEC 2015**), Fortaleza, 2015, pp. 1-6.
10. **Beltrame, F.**; Sartori, H.C.; Pinheiro, J.R., “Investigação da Eficiência Energética, Volume e Perdas de Energia de Diferentes Metodologias de Projeto do Conversor *Boost* CC/CC em Sistemas Fotovoltaicos”. 9º Seminário de Eletrônica de Potência e Controle, **SEPOC 2015**, Santa Maria, RS, 2015, pp. 1-6.
11. **Beltrame, F.**; Pinheiro, J. R., “Impacto sobre a eficiência energética e volume de um conversor CC/CC aplicado a sistemas PV a partir de diferentes metodologias de projeto”. 12<sup>th</sup> IEEE/IAS International Conference on Industry Applications, **INDUSCON 2016**, Curitiba, PR, 2016, pp. 1-8.

**REFERÊNCIAS**

- [1] INDEPENDENT, Jornal Britânico. Disponível em: <http://www.independent.co.uk/news/science/nasafunded-study-warns-of-collapse-of-civilisation-in-coming-decades-9195668.html>. Acesso em Março de 2014
- [2] INTERNATIONAL ENERGY AGENCY, “CO<sub>2</sub> Emissions from Fuel Combustion - Highlights”. Edição 2016. Disponível em: [https://www.iea.org/publications/freepublications/publication/CO2EmissionsfromFuelCombustion\\_Highlights\\_2016.pdf](https://www.iea.org/publications/freepublications/publication/CO2EmissionsfromFuelCombustion_Highlights_2016.pdf). Acesso em Junho de 2017.
- [3] NOAA - National Oceanic and Atmospheric Administration. Disponível em: <http://www.noaa.gov>. Acesso em Março de 2014.
- [4] INTERNATIONAL ENERGY AGENCY, “Key World Energy Statistics,” 2016. Disponível em: <https://www.iea.org/publications/freepublications/publication/KeyWorld2016.pdf>. Acesso em Junho de 2017
- [5] VERMA, D.; MIDTGARD, O.; SATRE, T. O. Review of photovoltaic status in a European (EU) perspective. In: 37<sup>th</sup> Photovoltaic Specialists Conference (PVSC), pp. 3292–3297, Seattle, WA, USA, 2011.
- [6] BRITO, M. A. G. et al. Research on photovoltaics: Review, trends and perspectives. In: XI Brazilian Power Electronics Conference, COBEP, pp. 531 - 537, 2011.
- [7] ENERGIA SOLAR NO BRASIL E NO MUNDO. Ministério de Minas e Energia. Edição 20/07/2016. Disponível em: <http://www.mme.gov.br/mme/arquivos>. Acesso em Abril de 2017.
- [8] BALANÇO ENERGÉTICO NACIONAL 2016, publicado no site da Agência Nacional de Energia Elétrica – Aneel. Disponível em: <http://www.aneel.gov.br/aplicacoes/capacidadebrasil/capacidadebrasil>. Acessado em Maio de 2016
- [9] PEREIRA, E. B. et al. “Atlas Brasileiro de Energia Solar,” 2006.
- [10] RESOLUÇÃO NORMATIVA 482, ANEEL, 17 de Abril de 2012, atualizada em 25 de Maio de 2017. Disponível em <http://www.aneel.gov.br>
- [11] RESOLUÇÃO NORMATIVA 676, ANEEL, 25 de Agosto de 2015. Disponível em <http://www.aneel.gov.br>
- [12] MARTINS, D. C.; COELHO, R. F.; SANTOS, W. M. Mini-curso: Técnicas de rastreamento de máxima potência para sistemas fotovoltaicos: Revisão e Novas Propostas. In: XI Brazilian Power Electronics Conference, COBEP, 2011.
- [13] SERA, D. et al. Improved MPPT Algorithms for Rapidly Changing Environmental Conditions. In: 12<sup>th</sup> International Power Electronics and Motion Control Conference, Portoroz, 2006, pp. 1614-1619.

- [14] YU, B.; YU, G.; KIM, Y. Design and experimental results of improved dynamic MPPT performance by EN50530. In: IEEE 33rd International Telecommunications Energy Conference (INTELEC), Amsterdam, 2011, pp. 1-4.
- [15] KJAER, S. B.; PEDERSEN, J. K.; BLAABJERG, F. A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules. In: IEEE Transactions on Industrial Applications, vol. 41, pp. 1292-1306, Setembro 2005.
- [16] AGAMY, M. S. et al. An Efficient Partial Power Processing DC/DC Converter for Distributed PV Architectures. In: IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, n° 2, 2014.
- [17] ARAÚJO, S. V.; ZACHARIAS, P.; MALLWITZ, R. Highly efficient single-phase transformerless inverters for grid-connected photovoltaic systems. In: IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, pp. 3118-3128, 2010.
- [18] KWON, J. M.; KWON, B. H.; NAM, K. H. High-efficiency module-integrated photovoltaic power conditioning system. In: Proceedings Power Electronics IET, vol. 2, n° 4, pp.410-420, July 2009.
- [19] CHOI, W.-Y.; LEE, C.-G. Photovoltaic panel integrated power conditioning system using a high efficiency step-up DC/DC converter. In: Renewable Energy, vol. 41, pp. 227–234, May 2012.
- [20] BOEKE, U. High Efficiency Flyback Converter Technology. In: Power Conversion Conference - Nagoya, Nagoya, 2007, pp. 1268-1273.
- [21] CHOI, W. Y. High-Efficiency DC–DC Converter With Fast Dynamic Response for Low-Voltage Photovoltaic Sources. In: IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 28, n° 2, 2013.
- [22] PARK, S.-H. et al. Design and Application for PV Generation System Using a Soft-Switching Boost Converter With SARC. In: IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, n° 2, pp.515-522, 2010.
- [23] KIM, J.-H. et al. Soft Switching Interleaved Boost Converter for Photovoltaic Power Generation System. In: IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies, pp.257-262, 2008.
- [24] HUIJIE, X. Design and Implementation of a PV DC/DC Converter with high Efficiency at Low Output Power. In: International Conference on Power System Technology, pp.1-6, 2010.
- [25] KOLAR, J.; BIELA, J.; MINIBOECK, J. Exploring the pareto front of multi-objective single-phase pfc rectifier design optimization - 99.2% efficiency vs. 7kW/dm<sup>3</sup> power density. In: IEEE 6<sup>th</sup> International Power Electronics and Motion Control Conference, Wuhan, 2009, pp. 1-21.



- [26] BIELA, J.; KOLAR, J. W.; DEBOY, G. Optimal design of a compact 99.3% efficient single-phase PFC rectifier. In: 25<sup>th</sup> Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Palm Springs, CA, 2010, pp. 1397-1404.
- [27] RAGGL, K. et al. Comprehensive Design and Optimization of a High-Power-Density Single-Phase Boost PFC. In: IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.56, n<sup>o</sup>.7, pp.2574 -2587, Jul. 2009.
- [28] VISAIRO, H.; MEDINA, M. A.; RAMIREZ, J. M. Use of Evolutionary Algorithms for Design Optimization of Power Converters. In: 22<sup>nd</sup> International Conference on Electrical Communications and Computers, pp.268-272, 2012.
- [29] RIBES-MALLADA, U.; LEYVA, R.; GARCES, P. Sensitivity analysis in Boost converters optimal design. In: 11<sup>th</sup> International Conference on Electrical Power Quality and Utilisation (EPQU), pp.1-6, 17-19, 2011.
- [30] BUSQUETS-MONGE, S. et al. Design of a Boost power factor correction converter using optimization techniques”, in Proceedings IEEE Transactions on Power Electronics, vol.19, n<sup>o</sup> 6, pp. 1388-1396, Nov. 2004.
- [31] RIBES-MALLADA, U.; LEYVA, R.; GARCES, P. Assessment of direct VRM Topologies. In: IEEE International Symposium on Circuits and Systems, pp. 765-768, 2011.
- [32] LOUVRIER, Y.; BARRADE, P.; RUFER, A. Weight and efficiency optimization strategy of an interleaved DC-DC converter for a solar aircraft. In: 13<sup>th</sup> European Conference on Power Electronics and Applications, pp.1-10, 2009.
- [33] UEMURA, H. et al. “ $\eta$ - $\rho$  Pareto Optimization of 3-Phase 3-Level T-type AC-DC-AC Converter Comprising Si and SiC Hybrid Power Stage. In: International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA), Hiroshima, 2014, pp. 2834-2841.
- [34] BADSTUEBNER, U.; MINIBOECK, J.; KOLAR J. W., “Experimental verification of the efficiency/power-density ( $\eta$ - $\rho$ ) Pareto Front of single-phase double-Boost and TCM PFC rectifier systems. In: 28<sup>th</sup> Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Long Beach, CA, USA, 2013, pp. 1050-1057.
- [35] DAMASCENO, D.; SCHUCH, L.; PINHEIRO, J. R. Design Procedure to Minimize Boost PFC Volume Concerning the Trade-offs Among Switching Frequency, Input Current Ripple and Soft-Switching. In: IEEE 36<sup>th</sup> Power Electronics Specialists Conference, Recife, 2005, pp. 2333-2338.
- [36] PIENIZ, M.; PINHEIRO, J. R.; HEY, H. L. An investigation of the Boost inductor volume applied to PFC Converters. In: 37<sup>th</sup> IEEE Power Electronics Specialists Conference, Jeju, 2006, pp. 1-7.
- [37] ZIENTARSKI, J. R. R. et al. Design methodology for universal line input Boost power factor correction magnetics. In: IET Power Electronics, vol.4, n<sup>o</sup>.6, pp.715-724, July 2011.

- [38] SARTORI, H. C.; BELTRAME, F.; PINHEIRO, J. R. A static converter comparative study taking into account semiconductor technologies and switch auxiliary circuits: Optimized design. In: XI Brazilian Power Electronics Conference, Praiamar, 2011, pp. 280-285.
- [39] BADSTUEBNER, U.; BIELA, J.; KOLAR J. W. Design of an 99%-efficient, 5kW, phase-shift PWM DC-DC converter for telecom applications. In: 25<sup>th</sup> Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Palm Springs, CA, 2010, pp. 773-780.
- [40] ADINOLFI, G et al. Energy efficiency effective design of DC/DC converters for DMPPT PV applications”, in Proceedings 35<sup>th</sup> Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, pp.4566-4570, 2009.
- [41] GRADITI, G.; ADINOLFI, G. Energy Performances and Reliability Evaluation of an optimized DMPPT Boost Converter. In: International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP), pp. 69-72, 2011.
- [42] DUPONT, F.H. et al. A methodology to obtain the equations for the calculation of the weighted average efficiency applied to photovoltaic systems. In: 10<sup>th</sup> IEEE/IAS International Conference on Industry Applications, Fortaleza, 2012, pp. 1-8.
- [43] *IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources With Electric Power Systems*, IEEE Standard 1547-2003, 2003, atualizada em 2008.
- [44] IEC 61683:2000, International Electrotechnical Commission, 1999.
- [45] CHAO, K. H.; HUANG, C. H. Bidirectional DC-DC soft-switching converter for stand-alone photovoltaic power generation systems. In: IET Power Electronics, vol. 7, n<sup>o</sup>. 6, pp. 1557-1565, June 2014.
- [46] YANG, D.; YIN, H. Energy Conversion Efficiency of a Novel Hybrid Solar System for Photovoltaic, Thermoelectric, and Heat Utilization. In: IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 26, n<sup>o</sup>. 2, pp. 662-670, June 2011.
- [47] BANAEI, M. R. et al. Non-isolated multi-input–single-output DC/DC converter for photovoltaic power generation systems. In: IET Power Electronics, vol. 7, n<sup>o</sup>. 11, pp. 2806-2816, Nov. 2014.
- [48] IMHOFF, J. Desenvolvimento de Conversores Estáticos para Sistemas Fotovoltaicos Autônomos”. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2007.
- [49] CÂNDIDO, D. B. Controle Supervisório Aplicado a Sistemas Fotovoltaicos Autônomos com Topologia Multi String”. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2010.
- [50] ENERGIA FOTOVOLTAICA – MANUAL SOBRE TECNOLOGIAS, PROJECTO E INSTALAÇÃO, GREENPRO – Comissão Europeia 2004.

- [51] SOLAR ELECTRIC SUPPLY, INC., Kyocera KD210GX-LPU Solar Panel, disponível em: <https://www.solarelectricsupply.com/kyocera-kd210gx-lpu-305>.
- [52] KJAER, S. B. Design and Control of an Inverter for Photovoltaic Applications. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Faculty of Engineering and Science at Aalborg University, Maio, 2005.
- [53] KJAER, S. B.; PEDERSEN, J. K.; BLAABJERG, F. A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules. In: IEEE Transactions on Industry Applications, September/October 2005, vol. 41, n.º. 5, pp. 1292-1306.
- [54] BENAVIDES, N. D.; CHAPMAN, P. L. Modeling the Effect of Voltage Ripple on the Power Output of Photovoltaic Modules. In: IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.55, n.º.7, pp.2638-2643, July 2008.
- [55] ZIENTARSKI, J. R. R. et al. Understanding the partial power processing concept: A case-study of buck-boost dc/dc series regulator. In: IEEE 13<sup>th</sup> Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC), Fortaleza, pp. 1-6, 2015.
- [56] HUIJIE, X. et al. Design and implementation of a PV DC/DC converter with high efficiency at low output power. In: International Conference on Power System Technology, pp.1-6, 2010.
- [57] CATÁLOGO EPCOS, “Aluminum electrolytic capacitors - Snap-in capacitors”. Acessado em Março de 2014. Disponível em <http://www.epcos.com>.
- [58] MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. Power Electronics Applications and Design”, John Wiley & Sons, Inc., 2<sup>nd</sup> edition, 1995.
- [59] LIMA, A. dos S. Comparação de dois conversores Boost, para aplicação em carregadores de baterias, de um sistema fotovoltaicos autônomo, aplicando princípios da engenharia de valor. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2008.
- [60] PIENIZ, M. Análise da Influência da Frequência de Comutação e da Ondulação da Corrente de Entrada no Projeto de Conversores PFC para Minimização do Volume de Magnéticos.” Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2006.
- [61] CATÁLOGO DA MAGNETICS, “Powder cores design manual and catalog”, disponível em: <http://www.mag-inc.com>, 2014.
- [62] ZIENTARSKI, J. R. R. et al. A design methodology for Boost inductor applied to PFC converters considering the core temperature rise and the conducted EMI noise. In: 13<sup>th</sup> European Conference on Power Electronics and Applications, pp. 1-10, 2009.
- [63] SARTORI, H. C. Uma nova metodologia de projeto para a otimização do volume do conversor Boost PFC. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2009.

- [64] ERICKSON, R. W. Fundamentals of Power Electronics”. Second Edition. Secaucus, NJ, USA: Kluwer Academic Publishers, 2000.
- [65] BELTRAME, R. C. Metodologia de Síntese de Topologias ZVT Simplificadas Aplicadas a Pólos PWM Bidirecionais. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2009.
- [66] BARTOLI, M.; REATTI, A.; KAZIMIERCZUK, M. K., “Modelling iron-powder inductors at high frequencies”, in Proceedings of Conference Record of the 1994 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, pp.1225,1232 vol.2, 1994.
- [67] BARBI, I.; FONTE, C. H.; ALVES, R. L. Projeto físico de indutores e transformadores. Apostila técnica. Universidade Federal de Santa Catarina, Instituto de Eletrônica de Potência, Março, 2002.
- [68] VILLANUEVA, M. C. T. Conversores CC-CC de Alto Ganho de Tensão Não Isolados com Rendimento Elevado Formados pela Integração de Conversores CC-CC Básico. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2012.
- [69] CATÁLOGO DA THORNTON, “Catálogo de Ferrite”. Disponível em: <http://www.thornton.com.br/home.htm>, acessado em Abril de 2017.
- [70] SCHUCH, L. Sistema CA/CC com um Conversor PWM Bidirecional para Interface entre o Barramento CC e o Banco de Baterias. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2001.
- [71] SARTORI, H. C. Projeto de Conversores Estáticos Fazendo uso de uma Metodologia de Minimização de Volume/Perdas/Custo. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2013.
- [72] ELASSER, A. et al. A comparative evaluation of new silicon carbide diodes and state-of-the-art silicon diodes for power electronic applications. In: IEEE Transactions on Industry Applications, vol.39, n<sup>o</sup>.4, pp.915-921, July-Aug. 2003.
- [73] GALIGEKERE, V. P.; KAZIMIERCZUK, M. K. Effect of SiC schottky and Si junction diode reverse recovery on Boost converter. In: Electrical Insulation Conference and Electrical Manufacturing Expo, pp.294-298, 2007.
- [74] MIESNER, C. et al. thinQ!<sup>TM</sup> Silicon Carbide Schottky Diodes: An SMPS Circuit Designer’s Dream Comes True!. Infineon. Disponível em: <http://www.infineon.com>. Acesso em: 02 set. 2013.
- [75] LORENZ, L.; DEBOY, G.; ZVEREV, I. Matched Pair of CoolMOS Transistor With SiC-Schottky Diode—Advantages in Application. In: IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 40, n<sup>o</sup>. 5, pp.1265 - 1272, Setembro/Outubro 2004.
- [76] MARTINS, M. L. da S. Inversores ZCZVT com Acoplamento Magnético: Síntese e Análise. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2008.

- [77] APPLICATION NOTE, Infineon Technologies. Superjunction MOSFET for charger applications 600 V/650 V/700 V/800 V CoolMOS™ CE. 2016. Disponível em: <<https://www.infineon.com>>
- [78] BELTRAME, R. C.; DESCONZI, M. I.; HEY, H. L. Decentralized Multi String PV System with Integrated ZVT Cell. In: XVIII Congresso Brasileiro de Automática (CBA), Bonito-MS, 2010.
- [79] 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. In: International Power Engineering Conference, Singapore, 2005.
- [80] SCHONBERGER, J.; FEIX, G. Modelling turn-off losses in power diodes. In: 11<sup>th</sup> Workshop on Control and Modeling for Power Electronics, pp.1-6, 2008.
- [81] WILLIAMS, B. W. Power Electronics - Devices, Drivers, Applications, and Passive Components, 1992.
- [82] BELTRAME, F. Análise Comparativa de Conversores Monofásicos Aplicados à Correção de Fator de Potência. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2009.
- [83] INSTITUTO NACIONAL DE PESQUISAS ESPACIAIS (INPE), Projeto SONDA. Acesso em Fevereiro de 2014. Disponível em: <http://sonda.ccst.inpe.br>.
- [84] ZIENTARSKI, J. R. R. et al. A design methodology for optimizing the volume in single-layer inductors applied to PFC Boost converters. In: IX Brazilian Power Electronics Conference, pp.1177-1184, 2009.
- [85] SHUO, W.; LEE, F. C.; ODENDAAL, W. G. Single layer iron powder core inductor model and its effect on Boost PFC EMI noise. In: 34<sup>th</sup> Annual Power Electronics Specialist Conference (PESC), vol.2, pp. 847-852, 2003.
- [86] BARBI, I. Projetos de fontes chaveadas. Florianópolis. Edição do autor, 2003.
- [87] BOILLAT, D. O.; KRISMER, F.; KOLAR, J. W. Design Space Analysis and  $\rho - \eta$  Pareto Optimization of LC Output Filters for Switch-Mode AC Power Sources. In: IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, n<sup>o</sup>. 12, pp. 6906-6923, Dez. 2015.
- [88] RYLKO, M. S. et al. Magnetic Material Selection for High Power High Frequency Inductors in DC-DC Converters. In: 24<sup>th</sup> Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Washington, DC, 2009, pp. 2043-2049.
- [89] GARTH, D. R. Multi-phase 2Kilowatt, High voltage, Regulated Power Supply. In: IEEE Power Conditioning Specialists Conference, p.110-116, 1971.
- [90] BALOGH, L.; REDL, R. Power-Factor Correction with Interleaved Boost Converters in Continuous Inductor Current Mode. In: IEEE Applied Power Electronics Conference, 1993, p. 168-174.

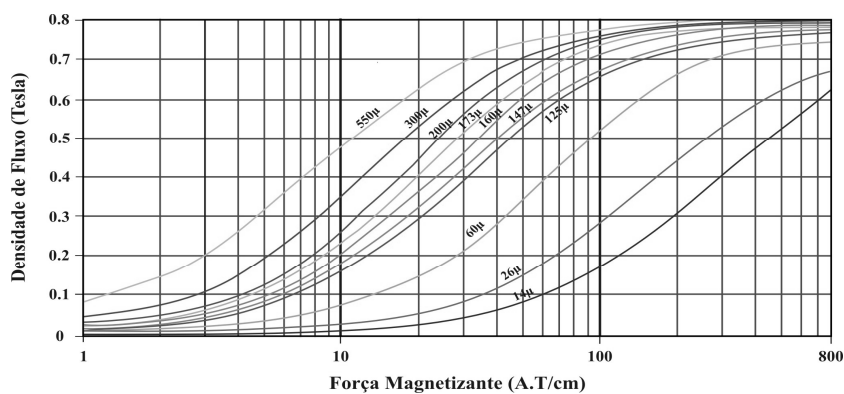
- [91] APLICATION NOTE, Advantages of interleaved Boost converters for PFC. Texas Instruments, Mar. 2006.
- [92] APLICATION NOTE, 350-W, Two-Phase Interleaved PFC Pre-regulator Design Review. Texas Instruments, Mar. 2007.
- [93] HUAI-GANG, L. et al. Power switch driving techniques in single-phase dual-parallel interleaved Boost PFC. In: 15<sup>th</sup> International Conference on Power Electronics and Drive Systems, Vol. 2, pp.1086 – 1089, Nov. 2003
- [94] VEERACHARY, M., “Analysis of interleaved dual Boost converter with integrated magnetics: signal flow graph approach. In: IEE-Electronics. Power Applications, vol. 150, p. 407-416, Julho 2003.
- [95] ANDRADE, M. A. P. Conversor Boost intercalado aplicado à correção do fator de potência. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2004.
- [96] ANDRADE, M. A. P.; SCHUCH, L.; PINHEIRO, J. R. Generalized switching logic scheme for CCM-PFC interleaved Boost converters. In: IEEE 35<sup>th</sup> Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC 04, vol. 3, p.2353 – 2359, Jun. 2004.
- [97] CATÁLOGO HS DISSIPADORES. Acesso em 2013. Documentação On-line. Disponível em:<[www.hsdissipadores.com.br](http://www.hsdissipadores.com.br)>.
- [98] HUANG, X. et al. High-Frequency High-Efficiency GaN-Based Interleaved CRM Bidirectional Buck/Boost Converter with Inverse Coupled Inductor. In: IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, n<sup>o</sup>. 6, pp. 4343-4352, Jun. 2016.
- [99] MILLÁN, J. et al. A Survey of Wide Bandgap Power Semiconductor Devices. In: IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, n<sup>o</sup>. 5, pp. 2155-2163, Maio 2014.
- [100] KIM, Y. H. et al. Weighted-Efficiency Enhancement Control for a Photovoltaic AC Module Interleaved Flyback Inverter Using a Synchronous Rectifier. In: IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, no. 12, pp. 6481-6493, Dez. 2014.
- [101] BIELA, J.; BADSTUEBNER, U.; KOLAR J. W. Impact of Power Density Maximization on Efficiency of DC–DC Converter Systems. In: IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24, n<sup>o</sup>. 1, pp. 288-300, Jan. 2009.
- [102] BIELA, J.; KOLAR, J. W. Cooling concepts for high power density magnetic devices. In: Power Conversion Conference, Nagoya, 2007, pp. 1-8.
- [103] DROFENIK, U.; STUPAR, A.; KOLAR, J. W. Analysis of Theoretical Limits of Forced-Air Cooling Using Advanced Composite Materials with High Thermal Conductivities. In: IEEE Transactions on Components, Packaging, and Manufacturing Technology, vol. 1, pp. 528-535, Abril. 2011.
- [104] LEI, Y. et al. A 2 kW, single-phase, 7-level, GaN inverter with an active energy buffer achieving 216 W/in<sup>3</sup> power density and 97.6% peak efficiency. In: IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp. 1512-1519, Mar. 2016.

## ANEXO A – CURVAS DOS MATERIAIS MAGNÉTICOS IRON POWDER

Neste anexo são disponibilizadas as curvas dos materiais magnéticos do tipo *iron powder* que não foram apresentadas no decorrer da tese. As curvas de magnetização, variação da permeabilidade em função da temperatura, frequência de operação, fluxo CA, nível CC e as curvas de seleção do material estão aqui plotadas, conforme apresentadas em [61].

### Curvas de magnetização dos materiais magnéticos do tipo *iron powder*

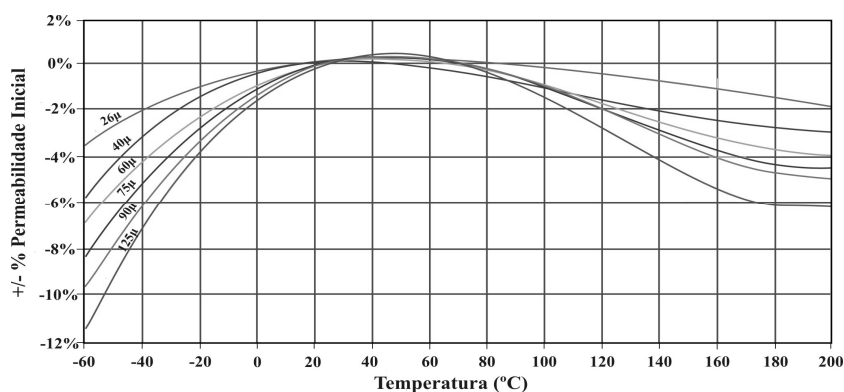
Figura A - 1: Curvas de magnetização para do material MPP.



Fonte: Catálogo da Magnetics, 2014, p. 31.

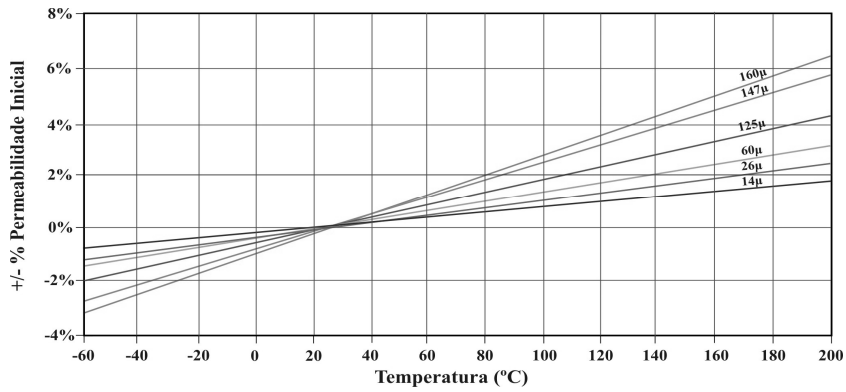
### Curvas da variação da permeabilidade em função da temperatura

Figura A - 2: Variação da permeabilidade em função da temperatura - *Kool Mμ*.



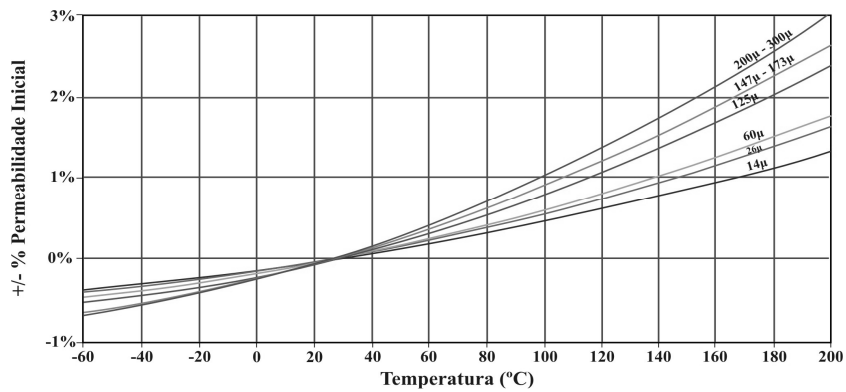
Fonte: Catálogo da Magnetics, 2014, p. 43.

Figura A - 3: Variação da permeabilidade em função da temperatura - *High Flux*.



Fonte: Catálogo da Magnetics, 2014, p. 43.

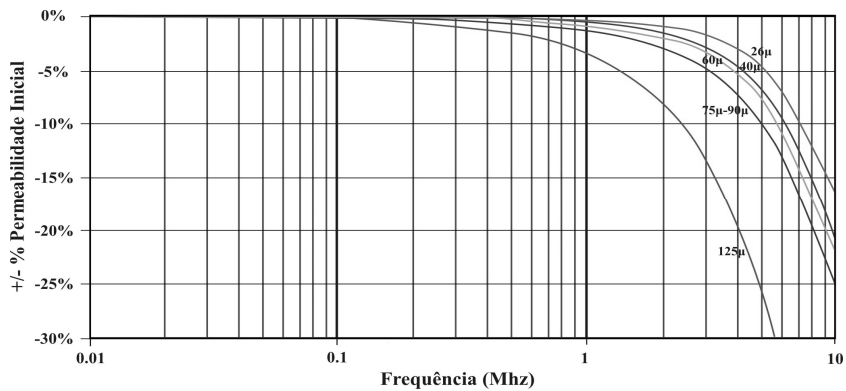
Figura A - 4: Variação da permeabilidade em função da temperatura - MPP.



Fonte: Catálogo da Magnetics, 2014, p. 42.

### Curvas da variação da permeabilidade em função da frequência

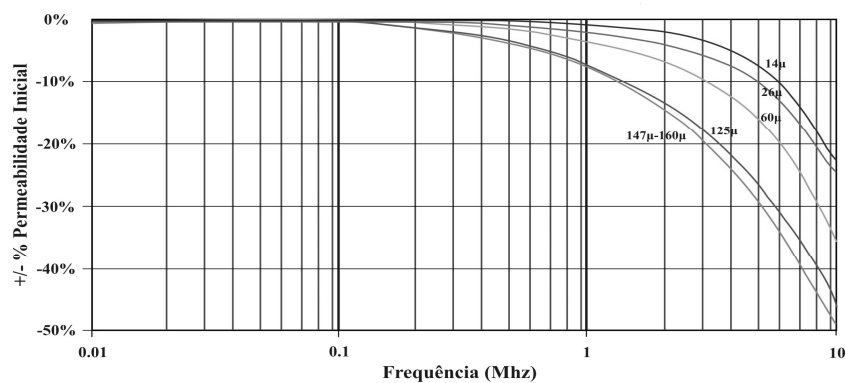
Figura A - 5: Variação da permeabilidade em função da frequência - *Kool Mµ*.



Fonte: Catálogo da Magnetics, 2014, p. 54.

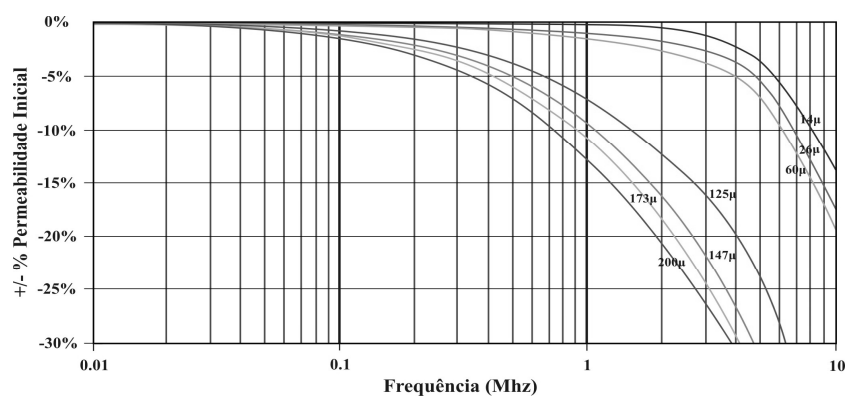


Figura A - 6: Variação da permeabilidade em função da frequência - *High Flux*.



Fonte: Catálogo da Magnetics, 2014, p. 53.

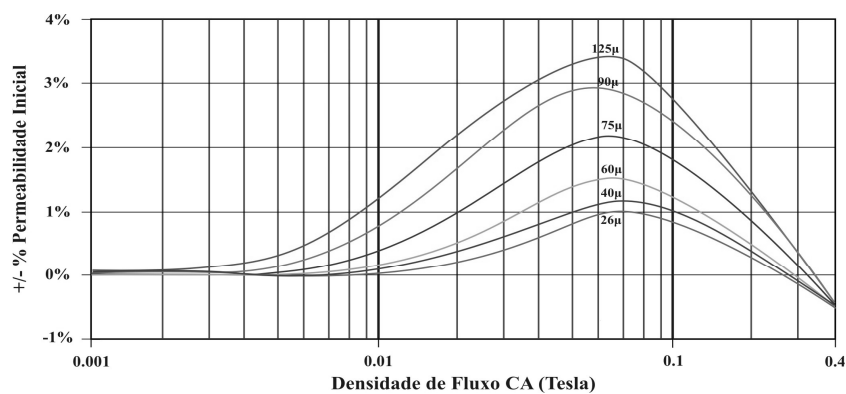
Figura A - 7: Variação da permeabilidade em função da frequência - MPP.



Fonte: Catálogo da Magnetics, 2014, p. 53.

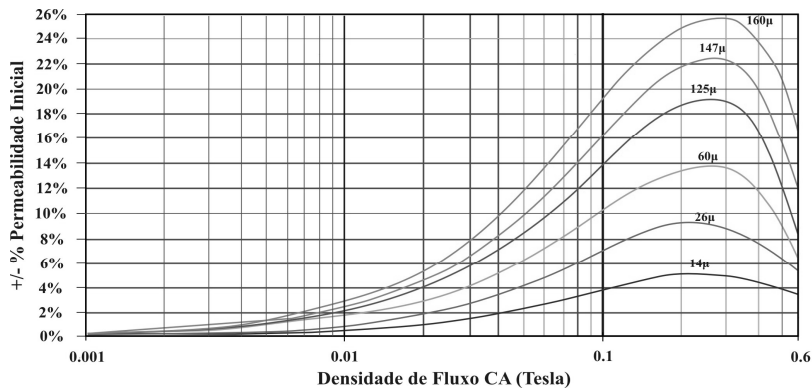
### Curvas da variação da permeabilidade em função do fluxo CA

Figura A - 8: Variação da permeabilidade em função do fluxo CA - *Kool Mμ*.



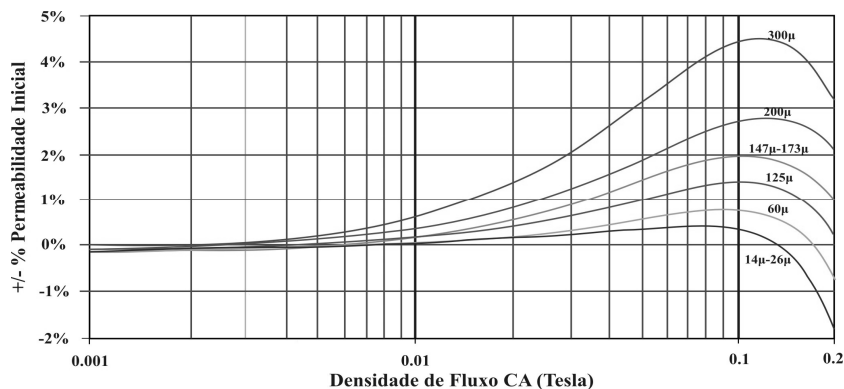
Fonte: Catálogo da Magnetics, 2014, p. 50.

Figura A - 9: Variação da permeabilidade em função do fluxo CA - *High Flux*.



Fonte: Catálogo da Magnetics, 2014, p. 50.

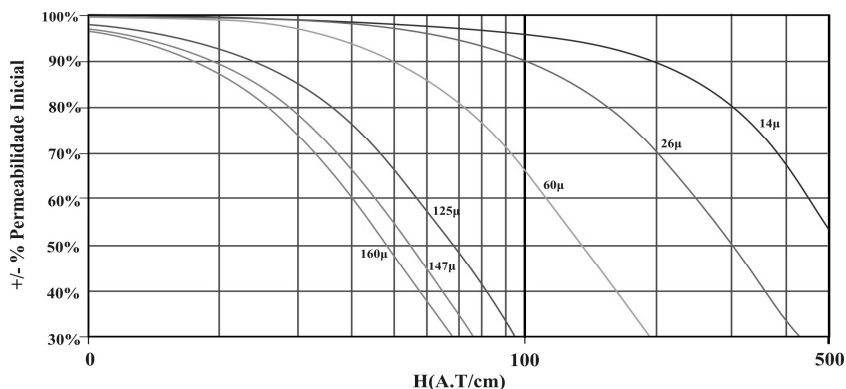
Figura A - 10: Variação da permeabilidade em função do fluxo CA - MPP.



Fonte: Catálogo da Magnetics, 2014, p. 49.

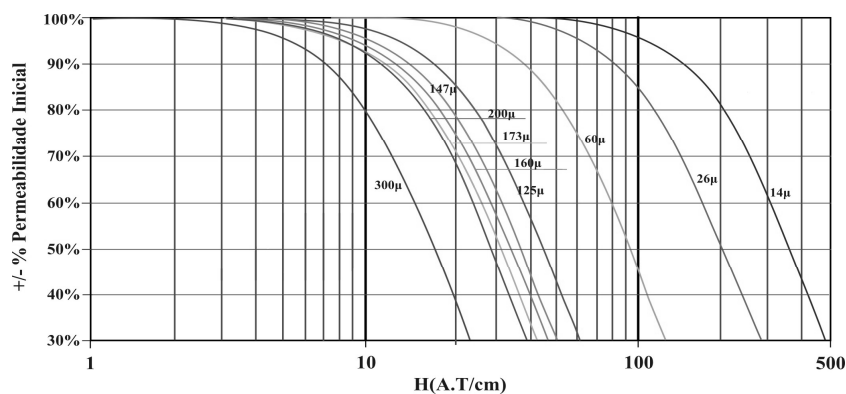
**Curvas da variação da permeabilidade em função da variação do nível CC**

Figura A - 11: Variação da permeabilidade em função da variação do nível CC - *High Flux*.



Fonte: Catálogo da Magnetics, 2014, p. 46.

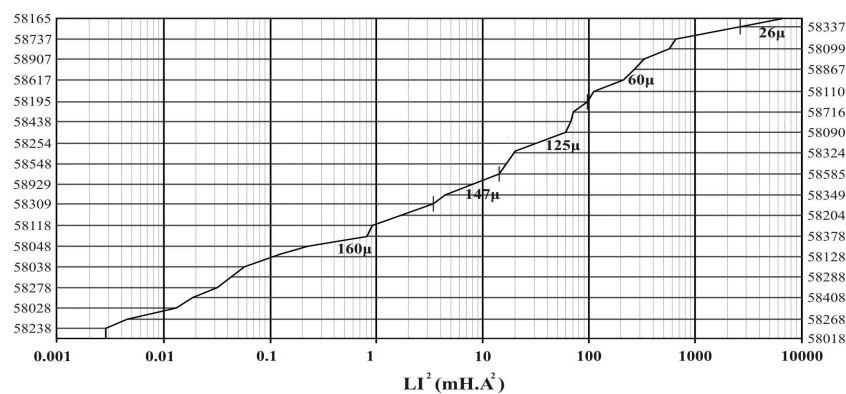
Figura A - 12: Variação da permeabilidade em função da variação do nível CC - MPP.



Fonte: Catálogo da Magnetics, 2014, p. 46.

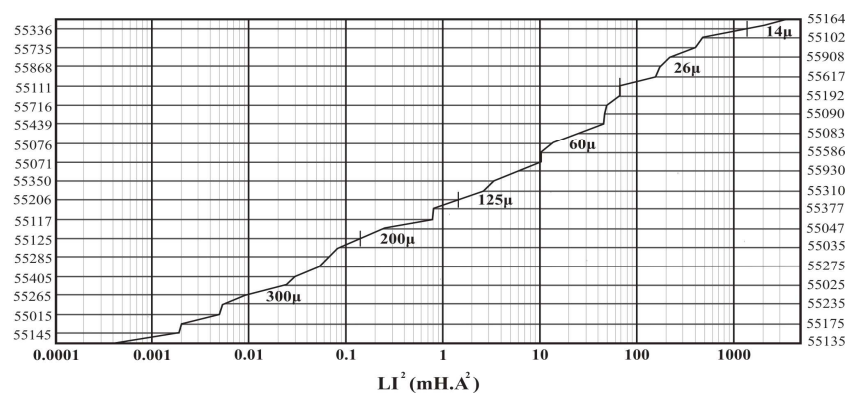
### Curvas para seleção de núcleos para materiais magnéticos do tipo *iron powder*

Figura A - 13: Curva para seleção de núcleos para o material *High-Flux*.



Fonte: Catálogo da Magnetics, 2014, p. 18.

Figura A - 14: Curva para seleção de núcleos para o material MPP.



Fonte: Catálogo da Magnetics, 2014, p. 18.



## ANEXO B – TABELA DOS CONDUTORES

Tabela B - 1: Fios esmaltados.

AWG	Diâmetro do Cobre (cm)	Área do Cobre (cm <sup>2</sup> )	Diâmetro do Isolamento (cm)	Área do Isolamento (cm <sup>2</sup> )	OHMS/cm (20°C)	OHMS/cm (100°C)	Corrente para J= 450A/cm <sup>2</sup> (A)
10	0,259	0,052620	0,273	0,058572	0,000033	0,000044	23,679
11	0,231	0,041729	0,244	0,046738	0,000041	0,000055	18,778
12	0,205	0,033092	0,218	0,037309	0,000052	0,000070	14,892
13	0,183	0,026243	0,195	0,029793	0,000066	0,000080	11,809
14	0,163	0,020811	0,174	0,023800	0,000083	0,000111	9,365
15	0,145	0,016504	0,156	0,019021	0,000104	0,000140	7,427
16	0,129	0,013088	0,139	0,015207	0,000132	0,000176	5,890
17	0,115	0,010379	0,124	0,012164	0,000166	0,000222	4,671
18	0,102	0,008231	0,111	0,009735	0,000209	0,000280	3,704
19	0,091	0,006527	0,100	0,007794	0,000264	0,000353	2,937
20	0,081	0,005176	0,089	0,006244	0,000333	0,000445	2,329
21	0,072	0,004105	0,080	0,005004	0,000420	0,000561	1,847
22	0,064	0,003255	0,071	0,004013	0,000530	0,000708	1,465
23	0,057	0,002582	0,064	0,003221	0,000668	0,000892	1,162
24	0,051	0,002047	0,057	0,002586	0,000842	0,001125	0,921
25	0,045	0,001624	0,051	0,002078	0,001062	0,001419	0,731
26	0,040	0,001287	0,046	0,001671	0,001339	0,001789	0,579
27	0,036	0,001021	0,041	0,001344	0,001689	0,002256	0,459
28	0,032	0,000810	0,037	0,001083	0,002129	0,002845	0,364
29	0,029	0,000642	0,033	0,000872	0,002685	0,003587	0,289
30	0,025	0,000509	0,030	0,000704	0,003386	0,004523	0,229
31	0,023	0,000404	0,027	0,000568	0,004269	0,005704	0,182
32	0,020	0,000320	0,024	0,000459	0,005384	0,007192	0,144
33	0,018	0,000254	0,022	0,000371	0,006789	0,009070	0,114
34	0,016	0,000201	0,020	0,000300	0,008560	0,011437	0,091
35	0,014	0,000160	0,018	0,000243	0,010795	0,014422	0,072
36	0,013	0,000127	0,016	0,000197	0,013612	0,018186	0,057
37	0,011	0,000100	0,014	0,000160	0,017165	0,022932	0,045
38	0,010	0,000080	0,013	0,000130	0,021644	0,028917	0,036
39	0,009	0,000063	0,012	0,000106	0,027293	0,036464	0,028
40	0,008	0,000050	0,010	0,000086	0,034417	0,045981	0,023
41	0,007	0,000040	0,009	0,000070	0,043399	0,057982	0,018

Fonte: Catálogo da Magnetics, 2014.