

UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS – CCT
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

GABRIEL GRUNITZKI FACCHINELLO

**PROJETO DE UM INVERSOR COM COMANDO AUTO-
OSCILANTE PARA EMPREGO EM UM SISTEMA AUTÔNOMO
DE BOMBEAMENTO DE ÁGUA A PARTIR DE PAINÉIS
FOTOVOLTAICOS**

JOINVILLE-SC
2014

GABRIEL GRUNITZKI FACCHINELLO

**PROJETO DE UM INVERSOR COM COMANDO AUTO-
OSCILANTE PARA EMPREGO EM UM SISTEMA AUTÔNOMO
DE BOMBEAMENTO DE ÁGUA A PARTIR DE PAINÉIS
FOTOVOLTAICOS**

Trabalho de conclusão de curso apresentado ao Curso de Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas, da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito parcial para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Alessandro Luiz Batschauer, Dr. Eng.

**JOINVILLE-SC
2014**

GABRIEL GRUNITZKI FACCHINELLO

**PROJETO DE UM INVERSOR COM COMANDO AUTO-
OSCILANTE PARA EMPREGO EM UM SISTEMA AUTÔNOMO
DE BOMBEAMENTO DE ÁGUA A PARTIR DE PAINÉIS
FOTOVOLTAICOS**

Trabalho de conclusão de curso apresentado ao curso de Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade do Estado de Santa Catarina como requisito para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Banca examinadora

Orientador: _____
Prof. Dr. Alessandro Luiz Batschauer
Universidade do Estado de Santa Catarina - UDESC

Membro: _____
Prof. Dr. Sérgio Vidal Garcia Oliveira
Universidade do Estado de Santa Catarina - UDESC

Membro: _____
Prof. Dr. Yales Rômulo de Novaes
Universidade do Estado de Santa Catarina - UDESC

JOINVILLE - SC, (02/07/2014)

DEDICATÓRIA

Agradeço primeiramente os meus pais Ney, Astirlei e ao meu irmão Arthur pelo amor, suporte psicológico e financeiro durante toda esta jornada de graduação.

À minha namorada Camila Simão pelo apoio e compreensão durante todos os momentos de ausência neste período.

Ao professor Dr. Alessandro Batschauer pelos incansáveis ensinamentos, por ter acreditado no projeto e pela dedicação ao longo do trabalho.

A todos os professores que de alguma maneira, desde o primário influenciaram positivamente, compartilhando seus conhecimentos, para que eu chegasse até este momento.

A equipe de bolsistas do nPEE, bem como os mestrandos pelo auxílio técnico e experiências compartilhadas.

Aos colegas de graduação, por terem compartilhado intensamente esse importante período de minha vida. Vale ressaltar o amigo Leonardo Adriano Ramos pela amizade construída, pelos trabalhos e principalmente pelas trocas de experiência durante a fase de desenvolvimento deste trabalho.

Aos professores Yales Rômulo de Novaes e Sérgio Vidal Garcia de Oliveira, membros da banca, pelo interesse e disponibilidade de poder avaliar o trabalho.

Por fim, a todos que de uma forma ou de outra auxiliaram e torceram para o sucesso deste trabalho e desta jornada de graduação.

RESUMO

FACCHINELLO, Gabriel Grunitzki. **Projeto de um Inversor com Comando Auto-Oscilante para Emprego em um Sistema Autônomo de Bombeamento de Água a partir de Painéis Fotovoltaicos**. 2014. TCC (Bacharelado em Engenharia Elétrica – Área: Processamento de Energia Elétrica) – Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville, 2014.

A expressiva expansão no desenvolvimento de tecnologias para a utilização de fontes renováveis de energia tem atraído atenção das pessoas para investimentos de baixo custo e que preservem o meio ambiente. Este projeto baseia-se no conceito de sustentabilidade, através do desenvolvimento de um sistema fotovoltaico autônomo que forneça energia de qualidade para uma motobomba de água. Relativo a este cenário de crescimento e futuro promissor, este projeto busca trazer benefícios para a área de processamento de energia elétrica. Esse consiste no estudo e implementação de um inversor de tensão *Push-Pull* que englobe as características de robustez, baixo custo e exigência de pouca manutenção. Além disso, ele deve ser capaz de entregar energia com baixos níveis de distorção harmônica para uma motobomba de água submersível e estes resultados sugerem um prolongamento da vida útil do sistema. Complementarmente, será realizado o projeto de um circuito controlador de carga para o banco de baterias utilizado, rastreando o Ponto de Máxima Potência (MPPT) dos painéis fotovoltaicos (PVs). A energia fotogerada pelos PVs é processada inicialmente pelo circuito controlador de carga de baterias com MPPT e a partir disso é processada pelo inversor *Push-Pull*, para então ser fornecida à carga. Na parte inicial do trabalho é realizado um estudo sobre aspectos relevantes da energia fotovoltaica, aplicações e o panorama nacional desta forma de energia. Uma vez definida a carga que será utilizada, é desenvolvido o projeto global de bombeamento, bem como são projetados os componentes relativos ao inversor *Push-Pull* utilizado para a aplicação. Antes de realizar a implementação prática do protótipo, são realizadas simulações com modelos de semicondutores oferecidos pelos fabricantes e garantindo, dessa

forma, uma maior confiabilidade para a modelagem teórica do sistema obtido. Por fim, um protótipo de um inversor *Push-Pull* ressonante paralelo, com comando auto-oscilante é construído e capacitado para processar energia, a partir de quatro painéis em paralelo fornecendo 520W, para alimentar uma motobomba de água de 240W. A partir disso, foi possível verificar suas características e validar então o estudo desenvolvido ao longo do trabalho.

Palavras-chave: Energias Renováveis. Bombeamento de Água. Inversor *Push-Pull*. Controlador de Carga. MPPT.

ABSTRACT

FACCHINELLO, Gabriel Grunitzki. **Project of an Inverter with Self-Oscillating Control for use in an Autonomous System of Pumping Water from PV Panels.** 2014. TCC (Electrical Engineer Baccalaureate – Area: Power Energy Processing) – Santa Catarina State University, Joinville, 2014.

A significant increase in technologies development for the use of renewable energy sources has attracted attention of people to low cost investment and to preserve the environment. This project is based on the concept of sustainability through the development of an autonomous photovoltaic system to provide quality power to a water pump. Relative to this growth scenario and promising future, this project seeks to bring benefits to the power processing area. This is the study and the implementation of a voltage inverter Push-Pull encompassing, the characteristics of robustness, low cost and low maintenance requirement. Moreover, it must be capable of delivering power with low distortion levels for a submersible water pump, in order to prolong the life of the system. In addition, the design of a controller charging circuit for the battery bank will be realized tracking the maximum power point (MPPT) of the photovoltaic panels (PVs). The energy photogenerated by photovoltaic panels is initially processed by charge controller circuit with MPPT controller and then, it is processed by a Push-Pull inverter, which provides power for the load. In the initial part of the study, relevant aspects of photovoltaic applications are shown and a Brazilian overview of the use of this form of energy is performed. Once defined the load to be used, the overall design of pumping system is developed, as well as the components are designed for the Push-Pull inverter. Before performing the practical implementation of the prototype, simulations are carried out with models offered by manufacturers of semiconductors and ensuring thus greater reliability for the theoretical modeling of the system obtained. Finally, a parallel resonant Push-Pull inverter prototype with self-oscillating control is built, and able to process power, from 4 parallel photovoltaic panels powering 520W, to power a water pump with 240W. By some tests it is possible to check its features and then validate the models obtained during the work.

Key-words: Renewable Energy. Water Pumping. Push-Pull
Inverter. Charge Controller. MPPT.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1: Sistema de geração fotovoltaica para aplicação em bombeamento de água	21
Figura 2: Participação das fontes de energia no mundo até o ano de 2100	28
Figura 3: Radiação solar ao longo do território brasileiro	30
Figura 4: Taxa de irradiação anual comparativa entre Brasil e Alemanha.....	31
Figura 5: Junção p-n ligados a uma bateria.....	34
Figura 6: Etapas de produção das células	36
Figura 7: Aspecto físico de lingotes e <i>wafers</i> de silício monocristalino	37
Figura 8: Células de silício monocristalino.....	37
Figura 9: Lingote de silício policristalino	38
Figura 10: Células de silício policristalinas	39
Figura 11: Células de filme fino.....	40
Figura 12: Aparência Externa Módulo Fotovoltaico Sunmodule SW130.....	44
Figura 13: Circuito equivalente de uma célula fotovoltaica	46
Figura 14: Curvas I-V sob radiação constante e diferentes temperaturas	50
Figura 15: Curvas I-V sob temperatura constante e diferentes radiações	50
Figura 16: Pontos fornecidos pelo fabricante	51
Figura 17: Algoritmo razão cíclica constante	53
Figura 18: Característica P-V sob radiação constante	54
Figura 19: Característica P-V sob temperatura constante.....	55
Figura 20: Algoritmo do método de tensão constante	56
Figura 21: Algoritmo P&O	57
Figura 22: Desempenho dinâmico P&O: a) Passo pequeno; b) Passo grande.	59
Figura 23: Potência de saída e derivada em relação à potência de saída de um painel qualquer.....	60
Figura 24: Método da condutância incremental modificada	62
Figura 25: Associação de baterias: (a) Paralelo; (b) Série	63
Figura 26: Efeito da temperatura em relação à capacidade de uma bateria (12 V - 1,2 Ah)	68
Figura 27: Durabilidade em relação à temperatura da bateria ...	69

Figura 28: Número de ciclos em função da capacidade remanescente da bateria para diferentes profundidades de descarga	70
Figura 29: Característica de autodescarga de uma bateria.....	71
Figura 30: Tensão vs Capacidade Remanescente	72
Figura 31: Variação da resistência interna de uma bateria de chumbo ácido	73
Figura 32: Curva de corrente nas três regiões do processo de carga de uma bateria.....	75
Figura 33: Curva de tensão nas três regiões do processo de carga de uma bateria.....	76
Figura 34: Características dos métodos de carga	77
Figura 35: Método a dois níveis de tensão	78
Figura 36: Tensão e corrente, método de dois níveis	79
Figura 37: Modelos elétricos simplificados de uma bateria	80
Figura 38: Equivalente de Thévenin para uma bateria	81
Figura 39: Modelo elétrico completo de carga e descarga.....	82
Figura 40: Vazão em função da altura	85
Figura 41: Sistema utilizado para testes com a motobomba.....	86
Figura 42: Tensão e corrente na motobomba (transitório de partida).....	87
Figura 43: Tensão e corrente de partida na motobomba	87
Figura 44: Tensão e corrente na motobomba (regime permanente)	88
Figura 45: Modelo representativo da carga	89
Figura 46: Distâncias relativas à captação e consumo	92
Figura 47: Diagrama de blocos do sistema proposto	93
Figura 48: Bateria Delco Freedom DF2000	97
Figura 49: Conversor cc-cc <i>Boost</i>	100
Figura 50: Conversor cc-cc Buck-Boost.....	101
Figura 51: Conversor cc-cc <i>Buck</i>	102
Figura 52: Conversor Buck com filtros de entrada e saída.....	104
Figura 53: Buck 1ª etapa de operação.....	105
Figura 54: Buck 2ª etapa de operação.....	105
Figura 55: Principais formas de onda Buck	106
Figura 56: Curvas de tensão e corrente no indutor e corrente no capacitor	108
Figura 57: Núcleo e carretel do tipo EE	110
Figura 58: Relação corrente eficaz e razão cíclica do conversor Buck.....	112

Figura 59: Dimensões núcleo E-55/28/21	113
Figura 60: Indutor de saída montado	116
Figura 61: Curva B-H de materiais IP12R.....	117
Figura 62: Relação Perdas/Peso X Frequência de operação ..	118
Figura 63: Corrente e ondulação de tensão no capacitor.....	120
Figura 64: Capacitor utilizado para o filtro	122
Figura 65: Curvas de tensão no capacitor de entrada e componentes de tensão	123
Figura 66: Curvas de comutação de um MOSFET.....	129
Figura 67: Circuito equivalente térmico para semicondutores..	131
Figura 68: Dissipador para interruptor e diodo	132
Figura 69: Circuito Buck utilizado para simulação	134
Figura 70: Corrente de saída do Painel Fotovoltaico	136
Figura 71: Tensão do Painel Fotovoltaico	136
Figura 72: Potência de entrada	137
Figura 73: Corrente no Capacitor do Filtro de Entrada.....	138
Figura 74: Tensão no Capacitor do Filtro de Entrada.....	138
Figura 75: Corrente no indutor do Filtro de Entrada	139
Figura 76: Corrente no diodo de Roda Livre.....	139
Figura 77: Tensão no diodo de Roda Livre.....	140
Figura 78: Tensão no interruptor.....	141
Figura 79: Corrente no interruptor.....	141
Figura 80: Corrente no indutor do Filtro de Saída	142
Figura 81: Tensão no indutor do Filtro de Saída	142
Figura 82: Corrente no capacitor do Filtro de Saída	143
Figura 83: Tensão no capacitor do Filtro de Saída	143
Figura 84: Conversor cc-ca em ponte completa	146
Figura 85: Conversor cc-ca em meia ponte	147
Figura 86: Conversor cc-ca <i>Push-Pull</i>	148
Figura 87: <i>Push-Pull</i> paralelo ressonante	150
Figura 88: <i>Push-Pull</i> 1 ^a etapa de operação	151
Figura 89: <i>Push-Pull</i> 2 ^a etapa de operação	152
Figura 90: Formas de onda principais do circuito	153
Figura 91: Circuito de comando auto-oscilante	154
Figura 92: Circuito referido ao primário.....	157
Figura 93: Modelo simplificado do conversor	159
Figura 94: Diagrama elétrico do transformador utilizado	164
Figura 95: Transformador adquirido.....	167
Figura 96: Circuito equivalente do transformador com secundário em curto-circuito: (A) Modelo T (B) Modelo L	168

Figura 97: Circuito equivalente do transformador com secundário em aberto: (A) Modelo T (B) Modelo L.....	169
Figura 98: Circuito para obtenção do rendimento prático do transformador	171
Figura 99: Circuito <i>snubber</i> implementado	173
Figura 100: Dissipador dos Interruptores.....	176
Figura 101: Grandezas referentes ao circuito de comando.....	178
Figura 102: Gráfico de perdas no inversor <i>Push-Pull</i>	179
Figura 103: Gráficos de perdas no transformador <i>Push-Pull</i> ...	180
Figura 104: Gráfico de perdas no <i>Buck</i>	181
Figura 105: Gráfico das perdas totais do sistema	182
Figura 106: Circuito utilizado para simulação	183
Figura 107: Tensão e Corrente na Bateria (Transitório de Partida)	185
Figura 108: Tensão e Corrente na Bateria	185
Figura 109: Tensão e Corrente na Bateria (Transitório de Desligamento)	186
Figura 110: Tensão e Corrente na Carga (Transitório de Partida)	187
Figura 111: Tensão e Corrente na Carga	188
Figura 112: Tensão e Corrente na Carga (Transitório de Desligamento)	188
Figura 113: Tensão e Corrente no Capacitor Ressonante (Transitório de Partida).....	189
Figura 114: Tensão e Corrente no Capacitor Ressonante	190
Figura 115: Tensão e Corrente no Capacitor Ressonante (Transitório de Desligamento)	190
Figura 116: Tensão e Corrente nos Interruptores (Transitório de Partida)	191
Figura 117: Tensão e Corrente nos Interruptores.....	192
Figura 118: Tensão e Corrente nos Interruptores (Transitório de Desligamento)	192
Figura 119: Tensão nos Gatilhos dos Interruptores (Transitório de Partida)	193
Figura 120: Tensão nos Gatilhos dos Interruptores.....	194
Figura 121: Tensão nos Gatilhos dos Interruptores (Transitório de Desligamento)	194
Figura 122: Tensão e Corrente nos Primários (Transitório de Partida)	195
Figura 123: Tensão e Corrente nos Primários.....	196

Figura 124: Tensão e Corrente nos Primários (Transitório de Desligamento)	196
Figura 125: Tensão e Corrente no Secundário (Transitório de Partida)	197
Figura 126: Tensão e Corrente no Secundário.....	197
Figura 127: Tensão e Corrente no Secundário (Transitório de Desligamento)	198
Figura 128: Circuito completo implementado na prática	201
Figura 129: Layout placa do conversor: <i>Bottom</i> e <i>Top Layer</i> ...	202
Figura 130: Protótipo implementado	203
Figura 131: Tensão nos gatilhos dos interruptores (Transitório de partida).....	204
Figura 132: Tensão nos gatilhos dos interruptores.....	204
Figura 133: Tensão nos gatilhos dos interruptores (transitório de desligamento)	205
Figura 134: Tensão e Corrente na Bateria (Transitório de partida)	206
Figura 135: Tensão e Corrente na Bateria	207
Figura 136: Tensão e Corrente na Bateria (Transitório de desligamento).....	207
Figura 137: Tensão e Corrente na Motobomba (Transitório de partida).....	208
Figura 138: Tensão e Corrente na Motobomba.....	209
Figura 139: Tensão e Corrente na Motobomba (Transitório de desligamento)	209
Figura 140: Tensão e Corrente no Interruptor (Transitório de partida).....	210
Figura 141: Tensão e Corrente no Interruptor	211
Figura 142: Tensão e corrente no interruptor durante a comutação	211
Figura 143: Tensão e Corrente no Interruptor (Transitório de desligamento)	212
Figura 144: Tensão e Corrente no Capacitor Ressonante (Transitório de Partida).....	213
Figura 145: Tensão e Corrente no Capacitor Ressonante	213
Figura 146: Tensão e Corrente no Capacitor Ressonante (Transitório de Desligamento)	214
Figura 147: Tensão e Corrente no Secundário do Transformador (Transitório de Partida).....	214

Figura 148: Tensão e Corrente no Secundário do Transformador	215
Figura 149: Tensão e Corrente no Secundário do Transformador (Transitório de Desligamento)	215
Figura 150: Tensão e Corrente no Primário do Transformador (Transitório de Partida).....	216
Figura 151: Tensão e Corrente no Primário do Transformador	216
Figura 152: Tensão e Corrente no Primário do Transformador (Transitório de Desligamento)	217
Figura 153: Tensão, corrente e potência na motobomba.....	218
Figura 154: Tensão, corrente e potência de Entrada	218
Figura 155: Curva de rendimento do conversor em função da tensão de entrada.....	219
Figura 156: Análise harmônica da tensão de saída	220
Figura 157: Análise harmônica da corrente de saída	221

LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Espectro da radiação solar	27
Tabela 2: Parâmetros nominais do módulo SW130 Poly R6A ...	45
Tabela 3: Características físicas do módulo	45
Tabela 4: Características de diversos tipos de baterias	66
Tabela 5: Características de motobombas pesquisadas (09/13)	84
Tabela 6: Característica nominais da carga	85
Tabela 7: Parâmetros práticos da motobomba.....	88
Tabela 8: Comparação entre baterias estacionárias para a aplicação.....	97
Tabela 9: Características consideradas para o dimensionamento do conversor <i>Buck</i>	107
Tabela 10: Especificações do núcleo E-55/28/21	113
Tabela 11: Características materiais IP12R	116
Tabela 12: Especificações IRF3077PbF.....	128
Tabela 13: Características diodo SB3040	130
Tabela 14: Valores de tensão e corrente obtidos para o Filtro de Saída	144
Tabela 15: Especificações IRF8010	161
Tabela 16: Especificações do transformador.....	165
Tabela 17: Características das lâminas escolhidas	166
Tabela 18: Grandezas Medidas Ensaio de Curto-Circuito	169
Tabela 19: Grandezas Medidas Ensaio de Circuito Aberto.....	169
Tabela 20: Parâmetros do Transformador	170
Tabela 21: Dados práticos obtidos.....	171
Tabela 22: Parâmetros do circuito <i>Snubber</i>	172
Tabela 23: Rendimento prático obtido em função da tensão de entrada.....	219
Tabela 24: Comparação entre as TDHs obtidas.....	221

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	19
1.1	CONTEXTO	19
1.2	OBJETIVOS E JUSTIFICATIVA	20
1.3	ESTRUTURA DO TRABALHO	22
2	CONCEITOS DE FOTOGERAÇÃO	25
2.1	ENERGIA SOLAR	25
2.2	ENERGIA FOTOVOLTAICA NO BRASIL	29
2.3	NORMAS E REGULAMENTAÇÃO.....	32
2.4	CÉLULAS E MÓDULOS FOTOVOLTAICOS	33
2.4.1	Efeito Fotovoltaico	33
2.4.2	Semicondutores Tipo-P e Tipo-N.....	34
2.4.3	Células Fotovoltaicas	35
2.4.4	Pesquisas Tecnológicas.....	41
2.4.5	Módulos <i>SUNMODULE</i>	44
2.5	CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE DE UMA CÉLULA FOTOVOLTAICA.....	45
2.6	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	48
3	TÉCNICAS DE RASTREAMENTO DE MPPT	49
3.1	COMPORTAMENTO DOS MÓDULOS MEDIANTE VARIAÇÕES DE RADIAÇÃO E TEMPERATURA	49
3.2	MÉTODO DA RAZÃO CÍCLICA FIXA	52
3.3	MÉTODO DA TENSÃO CONSTANTE.....	54
3.4	MÉTODO PERTURBA E OBSERVA (P&O).....	56
3.5	MÉTODO DA CONDUTÂNCIA INCREMENTAL.....	59
3.6	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	62
4	BATERIAS	63

4.1	TIPOS DE BATERIAS	64
4.1.1	Classificação Quanto ao Tipo de Aplicação.....	64
4.1.2	Classificação Quanto ao Aspecto Construtivo	65
4.2	CARACTERÍSTICAS ELÉTRICAS DE BATERIAS ...	66
4.2.1	Capacidade.....	67
4.2.2	Resistência interna	73
4.3	ESCOLHA DA BATERIA	74
4.4	MÉTODOS DE CARGA.....	74
4.5	Modelos para uma bateria.....	79
4.6	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	82
5	OBTENÇÃO DO MODELO DA CARGA	83
5.1	ESCOLHA DA MOTOBOMBA.....	83
5.2	CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS	84
5.3	CARACTERÍSTICAS PRÁTICAS DA CARGA.....	86
5.4	DEFINIÇÃO DO MODELO ELÉTRICO EQUIVALENTE	88
5.5	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	90
6	PROJETO DO SISTEMA DE BOMBEAMENTO	91
6.1	CARACTERÍSTICAS GERAIS	91
6.2	DEFINIÇÃO DOS PAINÉIS FOTOVOLTAICOS.....	94
6.3	DEFINIÇÃO DO BANCO DE BATERIAS	95
6.4	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	97
7	DEFINIÇÃO DA TOPOLOGIA DO CONTROLADOR DE	
	CARGA.....	99
7.1	CONVERSOR CC-CC ELEVADOR DE TENSÃO	
	<i>BOOST</i>.....	99
7.2	CONVERSOR CC-CC À ACUMULAÇÃO DE	
	ENERGIA <i>BUCK-BOOST</i>.....	100
7.3	CONVERSOR CC-CC ABAIXADOR DE TENSÃO	
	<i>BUCK</i> 101	

7.4	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	102
8	CONTROLADOR DE CARGA.....	104
8.1	CONVERSOR BUCK CONDUÇÃO CONTÍNUA.....	104
8.1.1	Análise Qualitativa.....	104
8.1.2	Análise Quantitativa.....	106
8.2	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	133
9	ANÁLISE POR SIMULAÇÃO NUMÉRICA.....	134
9.1	CIRCUITO PROPOSTO	134
9.2	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	144
10	DEFINIÇÃO DA TOPOLOGIA DO INVERSOR.....	145
10.1	CONVERSOR CC-CA EM PONTE COMPLETA.....	145
10.2	CONVERSOR CC-CA EM MEIA PONTE	146
10.3	CONVERSOR CC-CA PUSH-PULL.....	147
10.4	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	149
11	INVERSOR PUSH-PULL PARALELO RESSONANTE.	150
11.1	ANÁLISE QUALITATIVA	150
11.1.1	Princípio de Funcionamento.....	150
11.1.2	Definição do Circuito de Comando.....	153
11.2	ANÁLISE QUANTITATIVA.....	155
11.2.1	Dimensionamento do Inversor	155
11.3	PROJETO FÍSICO DO CONVERSOR	160
11.3.1	Capacitor Ressonante	160
11.3.2	Interruptores de Potência	160
11.3.3	Transformador	161
11.3.4	Parâmetros do Transformador	168
11.4	PROJETO DO CIRCUITO <i>SNUBBER</i>.....	172
11.5	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	173
12	PERDAS NOS COMPONENTES	175
12.1	PERDAS NOS INTERRUPTORES	175

12.2	PERDAS NO CIRCUITO <i>SNUBBER</i>	177
12.3	PERDAS NO TRANSFORMADOR	177
12.4	PERDAS NOS CIRCUITOS DE COMANDO	178
12.5	ANÁLISE DE PERDAS	179
12.6	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	182
13	ANÁLISE POR SIMULAÇÃO NUMÉRICA	183
13.1	CIRCUITO PROPOSTO	183
13.2	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	198
14	ANÁLISE EXPERIMENTAL DO PROTÓTIPO	200
14.1	RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	200
14.2	FORMAS DE ONDA	203
14.3	RENDIMENTO DO INVERSOR.....	217
14.4	ANÁLISE HARMÔNICA	220
14.5	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	221
15	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	225
15.1	SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	226
16	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	227

LISTA DE SIGLAS

ABINE	Associação Brasileira da Indústria Elétrica e Eletrônica
ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
AGM	Baterias em Meio de Fibra de Vidro (<i>Absorbed Glass Mat</i>)
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
aSi	Silício Amorfo
BNDES	Banco Nacional do Desenvolvimento Econômico e Social
c.a.	Corrente Alternada
c.c.	Corrente Contínua
cc-ca	Corrente Contínua – Corrente Alternada
cc-cc	Corrente Contínua – Corrente Contínua
CDC	<i>Constant Duty Cycle</i>
CdTe	Telureto de Cádmio
CIGS	Cobre-Índio-Gálio-Selênio
COBEI	Congresso Brasileiro de Eletricidade, Eletrônica, Iluminação e Telecomunicações
DSC	Células Sensibilizadas por Corantes (<i>Dye-Sensitized Cells</i>)
HFSC	<i>High Frequency Shallow Cycling</i>
I-V	Corrente <i>versus</i> Tensão
LSE	Indutância Série Equivalente
MPP	Ponto de Máxima Potência (<i>Maximum Power Point</i>)
MPPT	Rastreamento do Ponto de Máxima Potência (<i>Maximum Power Point Tracking</i>)
NBR	Norma Brasileira
NPEE	Núcleo de Processamento de Energia Elétrica
P&O	Perturba e Observa
PV	Painel Fotovoltaico
P-V	Potência <i>versus</i> Tensão
RSE	Resistência Série Equivalente
STC	Condições Padrões de Testes (<i>Standard Test Conditions</i>)
μSi	Silício Microcristalino
mca	Metros de Coluna de Água

1 INTRODUÇÃO

1.1 CONTEXTO

A utilização e estudos sobre energia elétrica pelos seres humanos remonta o século XVII com Tales de Mileto [1] e desde então parece ter se tornado indissociável com praticamente tudo. O progresso, as indústrias, a imprensa, atualmente possuem como base, ou “matéria-prima” principal a energia elétrica.

A dependência da expansão econômica e social em relação à disponibilidade de energia é muito grande e este fato faz com que a preocupação, estudos e investimentos no setor energético dos países tenha se tornado foco dentre muitas secretarias e governos.

No Brasil a maior parte da energia gerada provém de usinas hidrelétricas, seguida de fontes como termelétricas e term nucleares [2]. Entretanto, com base na demanda e na consciência ambiental, fontes alternativas de energia como eólicas e solares fotovoltaicas têm ganhado um importante espaço no mercado, tornando-se cada vez mais competitivas. O custo da energia elétrica tem aumentado no decorrer dos tempos, enquanto o valor para instalação de sistemas fotovoltaicos faz o caminho inverso, diminuindo anualmente.

Os desafios enfrentados pelos governos para tornar essas formas de geração de energia mais acessíveis são muito grandes. Mudanças na tributação e planos de empréstimos através do BNDES, de acordo com a classificação da forma de geração de energia utilizada, são alguns diferenciais observados nos últimos anos no governo brasileiro, como forma de estímulo, para as fontes alternativas de energia [3]. Essas políticas obtiveram êxito na promoção da energia fotovoltaica em países como a Alemanha, que conseguiu consolidar um parque de 17,2 GW até 2010 [4], bem como em outros países europeus como Itália, Espanha, Portugal, e República Tcheca.

É interessante salientar que recentemente dia nove de junho, a Alemanha bateu o recorde mundial obtendo mais de 50% de sua demanda elétrica diária fornecida por geração fotovoltaica. Nesse dia as usinas fotovoltaicas geraram 23,1GW que foi suficiente para atender 50,1% da demanda do país naquele dia [5].

De forma complementar, com a nova regulação da ANEEL, que permite a injeção de energia elétrica na rede em troca de créditos em KWh na conta de luz, a geração descentralizada sendo ela eólica e principalmente fotovoltaica, tornou-se uma opção interessante para os consumidores residenciais brasileiros. Através deste gesto, além de diminuir os gastos com energia elétrica consumida por meio de um sistema gerador com durabilidade estimada em 25 anos [6], é possível contribuir com o meio-ambiente, reduzindo o impacto ambiental causado pelo consumo de energia proveniente de fontes não renováveis.

Essa alternativa tem se tornado um atrativo a partir de abril de 2012, quando a ANEEL publicou a resolução normativa 482/2012 que estabelece acesso de micro e minigeração distribuída aos sistemas de distribuição de energia elétrica [6][7].

Como forma de incentivo à prática, órgãos governamentais disponibilizam na internet, guias explicativos que com linguagem de fácil entendimento transmitem os passos de projeto para a instalação de micro e minigeração. Esses passos correspondem desde a definição de geração distribuída até cálculos da potência de um possível microgerador que pode ser instalado em determinada residência de acordo com seu consumo mensal de eletricidade [7].

1.2 OBJETIVOS E JUSTIFICATIVA

O objetivo deste trabalho consiste no fornecimento de energia c.a. para uma motobomba de água em uma comunidade rural isolada da rede elétrica. Para este fornecimento é necessário que se armazene a energia produzida nos painéis em um banco de baterias e, em seguida, se converta esta energia c.c. em c.a. através de um circuito chamado inversor de tensão. A fim de se obter um armazenamento mais eficiente de energia no banco de baterias, sugere-se a utilização de um controlador de carga.

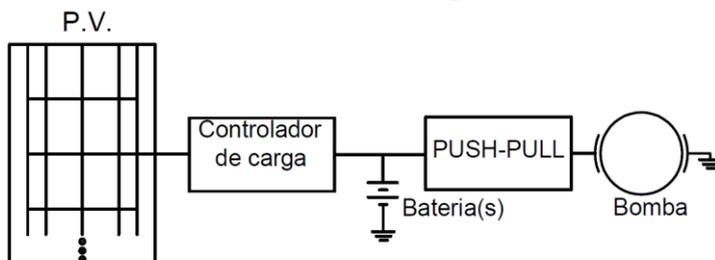
Para aplicações de energia fotovoltaica em que a energia deverá ser utilizada mesmo nos momentos em que não houver produção, se faz necessário o armazenamento em um banco de baterias. Por conseguinte, a(s) bateria(s) que serão utilizadas em

um sistema de geração fotovoltaico tem suma importância para o correto desempenho e eficiência da aplicação a que se destina.

O objetivo deste trabalho é desenvolver um protótipo de um inversor de tensão *Push-Pull* capaz de englobar características de robustez¹, simplicidade², baixo custo e pouca necessidade de manutenção. Além disso, será feito um estudo de um circuito controlador de carga que terá a função de controlar o método de carga do banco, de modo que se obtenha melhor eficiência da energia produzida pelos painéis fotovoltaicos e, vinculado a isso, um melhor rendimento das baterias. Assim sendo, haverá um prolongamento da vida útil das mesmas, uma vez que o nível de descarga será controlado e suas recargas serão efetuadas respeitando-se os requisitos dos fabricantes.

Na Figura 1 está apresentado o esquemático do sistema de geração fotovoltaica que será abordado neste trabalho.

Figura 1: Sistema de geração fotovoltaica para aplicação em bombeamento de água



Fonte: O autor

Complementarmente, a aplicação deste sistema se estende a locais não atendidos pela rede elétrica, regiões de difícil acesso ou onde a instalação de linhas de distribuição não é economicamente viável.

Dessa forma, o sistema desenvolvido deverá englobar simplicidade, robustez e baixo custo, extraindo dos painéis a

¹ “De constituição resistente; que suporta fadigas; forte; vigoroso [...]” [8]

² “Qualidade do que é simples, do que não apresenta dificuldade ou obstáculo [...]” [8]

máxima potência de acordo com critérios de MPPT. Vale ressaltar que apenas o circuito inversor será implementado na prática neste trabalho. A partir disso, será possível retirar resultados práticos e analisar a qualidade das formas de onda utilizadas para alimentar a motobomba de água submersível. A implementação prática do circuito controlador de carga será sugerida como trabalho futuro, para que após isso o sistema possa ser analisado.

Um exemplo prático do sistema proposto é a ação tomada pelo governo do Peru que lançou um programa cujo objetivo é levar energia elétrica a mais de 2 milhões de seus habitantes rurais que atualmente não têm acesso à rede. O programa visa um atendimento de 500 mil domicílios através de 12500 sistemas solares fotovoltaicos [9].

Os estudos sobre geração solar fotovoltaica justificam-se devido aos níveis elevados de insolação no território brasileiro, em comparação aos níveis internacionais, indicando um futuro promissor para o desenvolvimento da energia fotovoltaica no Brasil [4]. Outro fator que justifica esse sistema de geração de energia é a redução da conta de energia elétrica concomitante com a venda de energia, gerada pelo sistema, à concessionária de energia elétrica.

Não menos importante, o fator ambiental merece destaque, visto que, a energia solar fotovoltaica é uma fonte limpa e sem consequências malélicas para a natureza, sendo então um dos principais motivos pelo qual a energia solar deve ser difundida no Brasil e no mundo.

1.3 ESTRUTURA DO TRABALHO

Na sequência do trabalho, inicia-se o segundo capítulo com definições importantes para o entendimento da energia fotovoltaica como um todo. Além disso, é feita uma contextualização da energia fotovoltaica no Brasil e posteriormente são apresentados os diferentes meios de obtenção de energia elétrica a partir do sol, com ênfase no efeito fotovoltaico. Uma vez demonstrado o efeito, é possível entender o modo de fabricação das células, bem como os diferentes materiais que são utilizados para isso. Por fim, é obtido o modelo

elétrico equivalente de uma célula fotovoltaica e são apresentadas as características do módulo que será utilizado para esse trabalho.

No capítulo seguinte o comportamento de um painel mediante variações de temperatura e radiação são explicitados e o ponto de máxima potência é definido. A partir disso, são mostrados e comparados quatro métodos para o rastreamento deste ponto de operação durante a operação dos painéis.

Um estudo sobre baterias e suas diferenças quanto ao aspecto construtivo e aplicação são realizados no capítulo 4. Além disso, são determinados alguns métodos principais de carga, o modelo elétrico equivalente e as variáveis mais importantes que definem as condições de operação de uma bateria.

No capítulo 5 a carga real que será utilizada é definida, baseado em cotações realizadas no mercado e uma comparação entre as opções. Uma vez definida a carga, foram realizados testes para a obtenção de características práticas da mesma e por meio disso, foi definido um modelo elétrico equivalente capaz de representar fielmente o comportamento da carga em funcionamento.

Em seguida, no capítulo 6, são definidas as variáveis globais do sistema de bombeamento: cenário base para os dimensionamentos, número de painéis utilizados e definição das baterias indicadas para a aplicação.

No capítulo 7 são mostradas três topologias possíveis de conversores cc-cc utilizados como controladores de carga. Após algumas ponderações visando às características impostas pela aplicação, a topologia *Buck* é a que apresentou resultados mais satisfatórios.

O projeto físico do controlador de carga pode ser visto no capítulo 8, no qual são definidos os componentes e apresentados os esforços. Além disso, é realizado o cálculo térmico para determinação do dissipador para a aplicação e são realizados os cálculos das perdas presentes nos componentes. Em seguida, é realizada uma simulação para a confirmação dos resultados encontrados.

No próximo capítulo são apresentadas topologias de conversores cc-ca e suas principais características, detalhando

etapas de operação e formas de onda dos mesmos e justificando assim a escolha do inversor utilizado.

O projeto físico do inversor pode ser visto no capítulo 10, no qual é apresentado o circuito de comando proposto, os esforços e definição dos componentes, cálculo térmico para dimensionamento do dissipador, ensaios para a obtenção dos parâmetros do transformador e definição do circuito *snubber* para o circuito em questão.

No próximo capítulo, é realizado o cálculo de perdas nos componentes anteriormente definidos. Finalmente é possível correlacionar as perdas do controlador de carga com o inversor e encontrar dessa forma onde há a necessidade de melhorias para que se melhore a eficiência do sistema.

Nos dois últimos capítulos, foram realizadas simulações numéricas com modelos fornecidos pelos fabricantes e esses resultados são confrontados com as formas de onda práticas obtidas através dos testes realizados com o protótipo em laboratório.

2 CONCEITOS DE FOTOGERAÇÃO

Este capítulo tem como objetivo mostrar alguns conceitos básicos referentes à energia solar fotovoltaica, tanto no panorama mundial quanto brasileiro. Haverá uma breve comparação entre a utilização dessa forma de energia em países como a Alemanha em relação ao seu desenvolvimento no Brasil, com o objetivo de demonstrar o enorme potencial que ainda encontra-se inutilizado pelos brasileiros.

Além disso, falar-se-á sobre o futuro desta forma de energia no Brasil e quais as leis e medidas que vêm sendo tomadas pelo governo de forma a disseminar e incentivar esse tipo de geração no país.

Para que ocorra a geração de energia elétrica a partir de radiação solar é necessário que ocorra o efeito fotovoltaico. Esse efeito ocorre através de células fotovoltaicas que exercem uma enorme importância para os sistemas de geração fotovoltaica.

Baseado nessa importância, esse capítulo visa à apresentação de algumas definições primordiais para o entendimento sobre como ocorre a produção de energia a partir de radiação e apresentar os conceitos mais importantes sobre as células fotovoltaicas. As diferentes formas de produção, materiais e as tecnologias existentes também serão abordadas de forma sucinta.

Por fim, será definido um circuito elétrico equivalente para uma célula fotovoltaica, baseado em algumas características intimamente relacionadas com o efeito fotovoltaico e o comportamento das células mediante variações de parâmetros, principalmente temperatura e radiação.

2.1 ENERGIA SOLAR

O Sol pode ser considerado a principal fonte de energia do planeta Terra. A superfície terrestre recebe anualmente uma quantidade de energia solar, nas formas de luz e calor, suficiente para suprir milhares de vezes às necessidades mundiais durante o mesmo período. Deste montante apenas uma parcela é aproveitada, sendo mesmo assim considerada a origem de

praticamente toda a forma de energia utilizada pelo ser humano [2].

A energia solar é transmitida para o planeta através do espaço na forma de radiação eletromagnética. Esta pode ser utilizada tanto para produção de calor e consequente aquecimento de fluidos, como para produção de eletricidade através do efeito fotovoltaico, de forma estática, silenciosa, não poluente e renovável. A radiação eletromagnética é constituída de ondas eletromagnéticas que possuem diferentes frequências e comprimentos de onda.

A equação 1.1, conhecida como equação de Plank-Einstein, mostra a relação entre frequência de uma onda e sua energia.

$$E = h.f \quad (1.1)$$

E = energia da onda [J]

f = frequência [Hz]

h = constante de Plank ($6,636.10^{-34}$) [J.s]

Os sistemas fotovoltaicos têm a capacidade de captar a energia térmica do sol, através de sua radiação e produzir corrente elétrica. Essa corrente elétrica pode ser coletada e processada posteriormente por conversores, podendo ser armazenada em baterias ou utilizada diretamente por sistemas conectados à rede elétrica.

As ondas eletromagnéticas vindas do sol podem produzir efeitos diversos sobre os objetos e os seres vivos. Uma pequena parte das ondas pode ser captada pelo olho humano e representa o que se chama espectro de luz visível. Outra parte do espectro se caracteriza por ser invisível ao olho humano. Todo o espectro, como ilustrado na Tabela 1, incluindo as ondas visíveis e não visíveis, transportam energia que pode ser captada na forma de calor ou energia elétrica.

Tabela 1: Espectro da radiação solar

λ (nm)	200-390	390-450	450-490	490-580	580-600	600-620	620-760	> 760
Cor do espectro	UV	violeta	azul	verde	amarelo	laranja	vermelho	IV
Efeitos da radiação	<i>Absorção pelas plantas</i>		<i>Reflexão e transmissão pelas plantas</i>			<i>Absorção pelas plantas</i>		

Luz percebida pelo olho humano

Fonte: Física Quântica

As ondas eletromagnéticas ao incidirem sobre determinados materiais, em vez de transmitirem calor, podem produzir alterações nas propriedades do material ou originar tensões e correntes elétricas. Existem diversos efeitos elétricos da radiação eletromagnética sobre os corpos, sendo dois deles o efeito fotovoltaico e o efeito fotoelétrico. Neste trabalho será dada ênfase ao efeito fotovoltaico e mais informações sobre o mesmo serão apresentadas ao longo dos capítulos.

O efeito fotoelétrico ocorre em materiais metálicos e não metálicos, sólidos, líquidos ou gasosos. Ele ocasiona a remoção de elétrons, mas não é capaz de criar uma diferença de potencial entre o material [11]. O efeito fotoelétrico é muitas vezes confundido com o efeito fotovoltaico e embora estejam intimamente relacionados são fenômenos distintos.

As tendências mostram que as fontes não renováveis de energia tendem se extinguir ao longo dos tempos. Dessa forma, através de pesquisas e tecnologias, as fontes alternativas tornar-se-ão cada vez mais acessíveis e prevalecerão como fontes capazes de suprir a demanda mundial [2] [12].

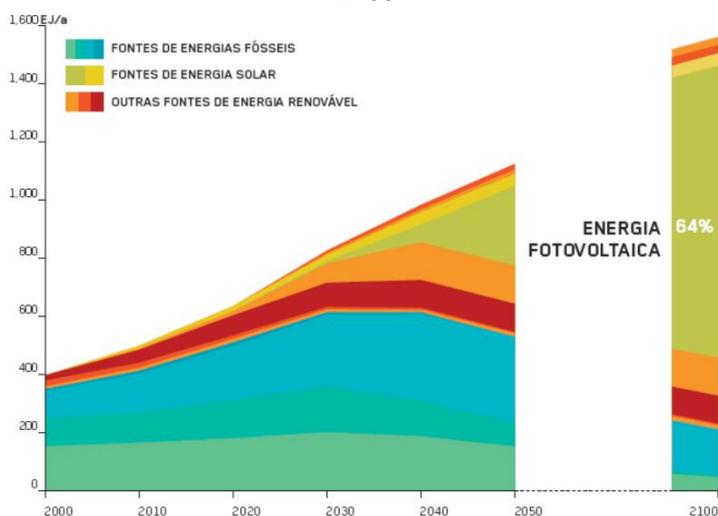
As tendências mostram que o consumo de energia elétrica mundial em 2030 irá chegar em 30.000 TWh. Sendo assim, estima-se que para preencher essa demanda seriam necessárias 230 usinas hidrelétricas iguais à de Itaipu ou 1.000 usinas nucleares iguais à de Fukushima [2].

Neste caso, seria impossível pela extensão territorial do planeta, pela inexistência de tantos rios a serem explorados e, no caso da energia nuclear, periculosidade da fonte, suprir a demanda futura somente pelas opções apresentadas. A mais

sensata solução para esta problemática é a de investimentos maciços em energias renováveis e que respeitem o meio-ambiente.

O Conselho Consultivo Alemão para Alterações Climáticas (WBGU) estima uma redução massiva do uso de energias fósseis pelo ano 2100 e um conseqüente desenvolvimento e expansão de novas fontes de energia renovável [2]. Como pode ser observado através da Figura 2, dentre as renováveis, o desenvolvimento se dará principalmente com a energia solar fotovoltaica.

Figura 2: Participação das fontes de energia no mundo até o ano de 2100



Assim sendo, as energias solar e eólica, que hoje são apenas consideradas fontes alternativas e têm pouca participação na matriz energética mundial, tornar-se-ão as principais fontes de energia para o futuro da humanidade.

2.2 ENERGIA FOTOVOLTAICA NO BRASIL

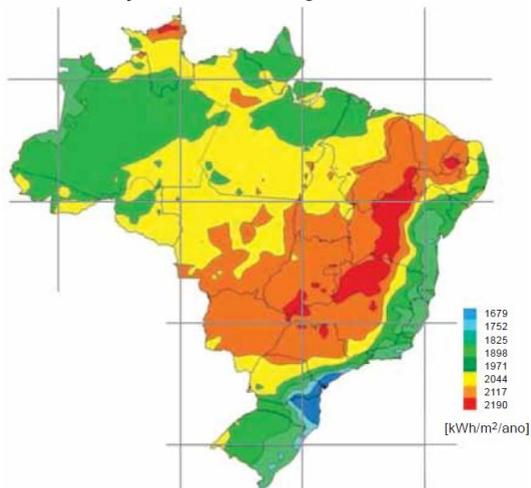
No Brasil, nos últimos anos, tem se desenvolvido muito os sistemas fotovoltaicos autônomos. Estes sistemas tratam, por exemplo, da eletrificação rural em comunidades isoladas, bombeamento de água, centrais remotas de telecomunicações e sistemas de sinalização.

Muitas residências brasileiras passaram a ser atendidas por eletricidade com sistemas autônomos através do programa Luz Para Todos, criado pelo governo federal em 2003 [6][7][4][13].

O número de sistemas fotovoltaicos conectados à rede também tem aumentado muito, principalmente com a ação da ANEEL de micro e minigeração conectados a rede de baixa tensão e alimentados por fontes alternativas de energia [4]. Outro importante passo para a inserção da energia fotovoltaica no Brasil foi o projeto “Propostas para a inserção da energia solar fotovoltaica na matriz energética brasileira”, com o objetivo de promover a criação de usinas experimentais de energia fotovoltaica, interligadas ao sistema elétrico nacional, que deverão somar quase 25 MW de potência instalada [13].

Através do mapa na Figura 3 é possível observar a taxa de variação da radiação solar em todo o território brasileiro ao longo de um ano. Deste, é possível perceber que as regiões nordeste e centro-oeste são as que possuem o maior potencial solar do país. Entretanto, as demais regiões do país também possuem taxas de radiação solar consideráveis.

Figura 3: Radiação solar ao longo do território brasileiro

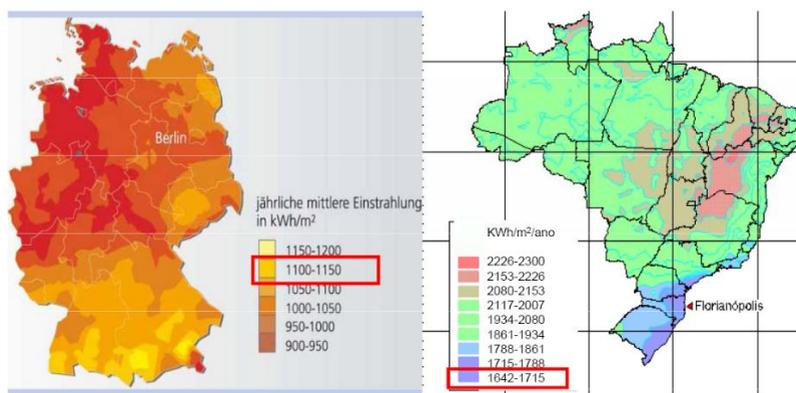


Fonte: [1]

A energia solar apresenta maior regularidade na geração em relação aos sistemas eólicos, por exemplo, podendo ser empregada em todo o território nacional, considerando que o Brasil é um país privilegiado quanto às taxas de irradiação solar presentes em seu território.

Atualmente a Alemanha é o país que mais utiliza a energia solar fotovoltaica, com uma capacidade instalada de cerca de 20 GW [2], sendo que isso representa aproximadamente 4% de toda a eletricidade produzida naquele país [2]. Comparativamente com o Brasil, a Alemanha possui como melhor taxa de radiação solar aproximadamente 1150 KWh/m² anuais, disponíveis apenas na parte sul de seu território, enquanto o Brasil apresenta como piores taxas de radiação solar entre 1642 e 1715 KWh/m². Essas taxas correspondem à região de Florianópolis, capital do estado de Santa Catarina. Estes dados estão devidamente ilustrados na Figura 4.

Figura 4: Taxa de irradiação anual comparativa entre Brasil e Alemanha



Fonte: Adaptado de [13]

Como ordem de grandeza do potencial energético solar brasileiro pode-se estimar que o consumo do sistema interligado verificado em 2011 seria totalmente atendido com o recobrimento de uma área de 2.400 km², pouco mais que a metade da área do município de Salvador-BA, com painéis fotovoltaicos numa região com insolação média da ordem de 1.400 kWh/m²/ano [2].

Estes dados ressaltam ainda mais a necessidade de investimentos e pesquisas relacionados à produção de energia fotovoltaica, bem como a instauração desta na matriz energética nacional. Isto inclui além de sistemas eficientes e viáveis economicamente, políticas sociais e conscientização por parte da população de que a energia solar fotovoltaica é uma ótima alternativa para o fornecimento de energia elétrica para a população brasileira.

Percebe-se que apesar de a energia fotovoltaica ter sido muito valorizada desde a década de 90, no Brasil ela ficou esquecida durante muito tempo. Pouco havia sido feito para impulsionar esta forma de energia antes do ano de 2011.

Atualmente, a participação da energia fotovoltaica pode ser considerada desprezível na matriz energética brasileira, apesar do enorme potencial que o país apresenta. Uma grande parcela da população desconhece esta tecnologia e as políticas públicas de favorecimento de interligação deste sistema à rede,

por exemplo, tem evoluído com base nos estudos feitos e nas novas regulações da ANEEL.

Outro obstáculo que pode ser citado são os custos desta energia gerada que são elevados quando comparados com a energia produzida através de usinas hidrelétricas. Esse fator tem sido muito determinante para a popularização desta forma de energia no país.

No entanto, observando do aspecto da geração distribuída estes custos se tornam relativamente baixos devido aos inúmeros impostos e taxas de transmissão e distribuição que são cobrados dos consumidores nas contas de energia elétrica atualmente.

2.3 NORMAS E REGULAMENTAÇÃO

A questão de normatização e regulamentação da energia fotovoltaica no Brasil teve um grande avanço a partir de 2011, com as discussões entre o Grupo Setorial de Energia Fotovoltaica da Associação Brasileira da Indústria Elétrica e Eletrônica e a comissão de estudos do Comitê Brasileiro de Eletricidade, Eletrônica, Iluminação e Telecomunicações (COBEI). Ambos os fóruns de discussão reuniram empresas e universidades com o objetivo de promover a energia fotovoltaica e propor mecanismos e diretrizes para a inserção da energia fotovoltaica na matriz energética brasileira [13].

Em abril de 2012 foi aprovada pela ANEEL a resolução normativa nº 482, que permite a micro e minigeração de energia elétrica a partir de fontes alternativas de energia conectadas diretamente às redes de baixa tensão [6][7]. Este fato representa um marco regulatório nacional, beneficiando a população, o meio-ambiente e obrigando as concessionárias a se adequarem às entradas de energia para sistemas de geração distribuída.

De forma geral, a resolução normativa acima citada estabelece as condições para o acesso de micro e minigeração distribuída aos sistemas de distribuição de energia elétrica e cria o sistema de compensação de créditos de energia elétrica para autoprodutores.

A partir disso, no mesmo ano, foi publicada a norma técnica ABNT NBR IEC 621 16:2012 que rege sobre os

procedimentos de ensaio anti ilhamento para inversores fotovoltaicos conectados à rede elétrica.

À medida que os governos forem aperfeiçoando as leis e normas, os sistemas de geração distribuídos trarão para a população a cultura da geração alternativa de energia através de painéis fotovoltaicos. Sistemas conectados à rede permitirão ampliar a oferta de energia elétrica e contribuir para a manutenção de característica de energia renovável na matriz energética nacional.

2.4 CÉLULAS E MÓDULOS FOTOVOLTAICOS

2.4.1 Efeito Fotovoltaico

O efeito fotovoltaico é o fenômeno físico que permite a conversão direta da luz em eletricidade. Esse fenômeno ocorre quando a luz ou radiação eletromagnética do sol incide sobre uma célula, composta de materiais semicondutores com propriedades específicas.

O efeito fotovoltaico foi observado pela primeira vez pelo físico francês Alexandre-Edmond Becquerel em 1839 através de um eletrodo imerso em líquido condutor [13]. Em 1883 foi construída a primeira célula fotovoltaica por Charles Fritts, que revestiu selênio com uma fina camada de ouro. A eficiência do dispositivo na conversão de energia solar em eletricidade era de apenas 1% [13].

O funcionamento das células fotovoltaicas pode ser explicado com base em três itens sequenciais [13]:

- Fótons atingem o módulo e são absorvidos por materiais semicondutores principalmente o silício;
- Elétrons são liberados das bandas de valência para bandas de condução, resultando no desenvolvimento de tensão elétrica entre dois eletrodos e fluindo através dos terminais elétricos conectados ao material, produzindo então eletricidade. Devido à composição das células, os elétrons se movem em um único sentido;
- Em um módulo fotovoltaico, uma sequência de células solares pode ser conectada em série, paralelo ou de forma mista, de modo a converter a

energia solar em uma quantidade útil de energia elétrica.

2.4.2 Semicondutores Tipo-P e Tipo-N

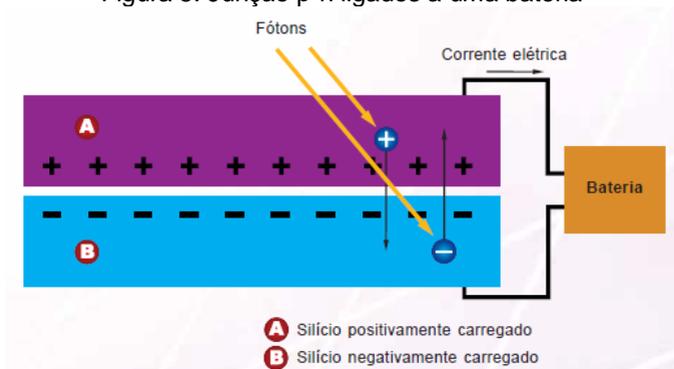
Um material semiconductor é dito do tipo n quando contém excesso de elétrons, ou seja, quando é portador de uma carga elétrica negativa. Este tipo de material é obtido através da dopagem de silício com algum elemento químico com mais elétrons em sua banda de valência do que o silício. O átomo de fósforo pode ser utilizado neste caso.

Quando um átomo de silício é substituído por um átomo de fósforo, um elétron é solto e fica relativamente livre para se mover no cristal de silício.

Um material semiconductor é dito do tipo p quando contém excesso de lacunas, resultando em carga positiva. É obtido dopando-se o silício com um elemento com menos elétrons em sua banda de valência que o próprio. O átomo de boro pode ser utilizado neste caso.

Quando substitui o silício, o boro produz uma lacuna (falta de elétrons), que pode se mover livremente no cristal de silício. Se, partindo de silício puro, forem introduzidos átomos de boro em uma metade e fósforo na outra, será formada a chamada junção p-n que é à base do princípio de funcionamento de uma célula fotovoltaica. Esta junção pode ser demonstrada de acordo com a Figura 5.

Figura 5: Junção p-n ligados a uma bateria



Fonte: [7]

A camada tipo n de uma célula fotovoltaica é tão fina que a luz pode penetrar nesse material e descarregar sua energia sobre os elétrons, fazendo com que eles tenham energia suficiente para vencer a barreira de potencial entre a junção e movimentem-se da camada n para a p.

Parte dos elétrons acaba sendo aprisionada pelas lacunas que existem na camada n, entretanto grande parte destes fica livre para poder formar a corrente elétrica quando os eletrodos formarem um circuito como é o caso da Figura 5.

2.4.3 Células Fotovoltaicas

Em 1953, o engenheiro Daryl Chapin tentava desenvolver uma fonte de energia para eletrificar sistemas de telefonia em locais remotos e úmidos, onde as baterias degradavam rapidamente. Enquanto isto, o químico Fuller e o físico Pearson trabalhavam para controlar as propriedades de semicondutores através da introdução de impurezas nestes.

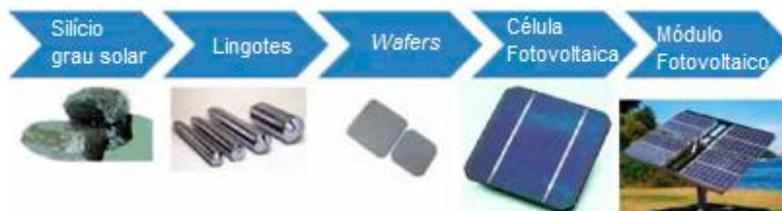
Fuller e Pearson perceberam que mergulhando um pedaço de silício com impurezas de gálio em uma solução de lítio, criava-se uma junção p-n e que ao se projetar luz sobre este sistema, o amperímetro ligado ao mesmo indicava um salto de corrente.

Depois de certo tempo de trabalho conjunto, surgiu a célula fotovoltaica. Posteriormente a grande popularização das células se deu com a ideia de utilização destas para gerar energia para os satélites e assim ser possível recarregar as baterias do projeto original. Desde então as células solares são parte dos projetos de satélites [13].

Nesta época as células fotovoltaicas eram extremamente inacessíveis pelo seu elevado preço de mercado. A redução significativa de custo destes sistemas se deu efetivamente quando uma empresa norte-americana percebeu que não havia a necessidade de utilização nas células, de um silício tão puro quanto o que era utilizado na época. A partir disso, começou a ser utilizado silício “descarte” das indústrias de eletrônicos, o que tornou o preço muito menor e o produto muito mais acessível para a população em geral.

A evolução da produção das células desde a matéria-prima até o produto final em si pode ser observada através da Figura 6.

Figura 6: Etapas de produção das células



Fonte: Proposta para inserção da energia solar na matriz energética brasileira

2.4.3.1 Tipos de Células

Existem diversas tecnologias para a fabricação de células e módulos fotovoltaicos. As tecnologias mais comuns encontradas no mercado são as tecnologias do silício que pode ser monocristalino, policristalino ou de filme fino.

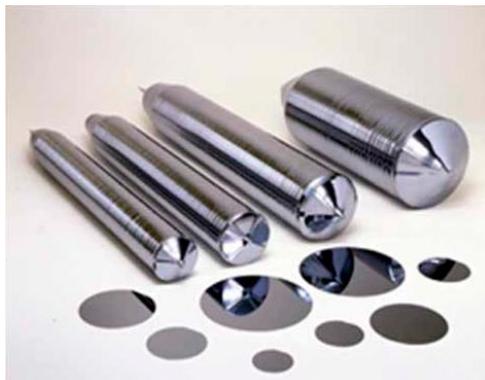
Uma importante característica com relação à matéria-prima das células, é que o Brasil possui uma das maiores jazidas do mundo de silício. Se, além disso, o país possuísse tecnologias para purificação do silício aqui presente o preço das células fotovoltaicas seria muito menor e a energia fotovoltaica ainda mais difundida.

2.4.3.2 Silício Monocristalino

Para a produção de silício monocristalino, blocos de silício ultrapuro são aquecidos em altas temperaturas e submetidos a um processo de formação de cristal chamado método de Czochralski [2]. O produto resultante deste processo é o lingote de silício monocristalino ilustrado na Figura 7.

O lingote de silício monocristalino é constituído de uma estrutura cristalina única e possui organização molecular homogênea, o que lhe confere o aspecto uniforme e brilhante [2].

Figura 7: Aspecto físico de lingotes e *wafers* de silício monocristalino

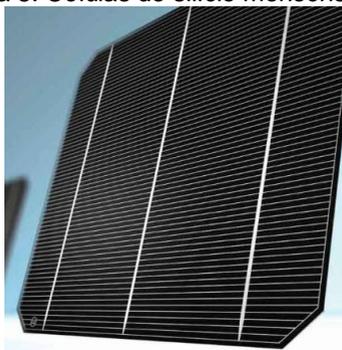


Fonte: CEEG semicondutores

Depois de obtidos, os lingotes são fatiados para produzir os *wafers* que são finas “bolachas” de silício com alto grau de pureza. Os *wafers* são submetidos a processos químicos nos quais recebem impurezas em ambas as faces, formando as camadas de silício p e n já explicadas. Os *wafers* também podem ser observados através da Figura 7.

Por fim, a célula inacabada recebe uma película metálica em uma das faces, uma grade metálica na outra e uma camada de material antirreflexivo na face que irá receber a luz. O produto final é uma célula fotovoltaica cristalina como a mostrada na Figura 8.

Figura 8: Células de silício monocristalino



Fonte: Bosch Solar Energy

As células de silício monocristalino são as mais eficientes produzidas em larga escala e disponíveis comercialmente. Elas alcançam eficiências de 15 a 18%, porém com um custo de produção mais elevado que as demais tecnologias. Sua coloração normalmente é preta ou azul-escura, podendo variar de acordo com o tratamento antirreflexivo que recebe [2].

A deposição de um filme antirreflexivo é um passo importante para melhorar a eficiência da célula solar. Uma lâmina de silício sem tratamento reflete 33% da radiação solar incidente, pois seu índice de refração é elevado, aproximadamente 3,8. Ao realizar um ataque químico com NaOH ou KOH, formam-se pirâmides sobre a superfície da lâmina e a refletância é reduzida para em média 12% [14].

Materiais como óxido de tântalo, óxido de titânio, sulfeto de zinco, dióxido de estanho, fluoreto de magnésio entre outros podem ser usados para ajustar a refletância da célula solar. Do ponto de vista elétrico, a deposição de filme antirreflexivo pode produzir aumentos de 11 a 17% na corrente de curto-circuito da célula [14].

2.4.3.3 Silício Policristalino

O silício policristalino é fabricado através de um processo mais barato que o monocristalino. O lingote de silício policristalino é formado por um aglomerado de pequenos cristais, com tamanhos e orientações diferentes como ilustrado na Figura 9.

Figura 9: Lingote de silício policristalino



Fonte: CEEG semicondutores

Os lingotes de silício policristalino também são fatiados para produzirem os *wafers*, que posteriormente se transformarão nas células fotovoltaicas. As células policristalinas possuem aparência heterogênea e normalmente são encontradas na cor azul, porém sua cor pode diferir de acordo com o tratamento antirreflexivo que vierem a receber [2].

A Figura 10 ilustra uma célula fotovoltaica policristalina e, como é possível observar, suas manchas são devido ao tipo de silício empregados em sua fabricação.

Figura 10: Células de silício policristalinas



Fonte: Bosch Solar Energy

As células de silício policristalino têm eficiências comerciais entre 13 e 15%, ligeiramente inferiores às das células monocristalinas, porém com custo de fabricação menor do que aquelas. Trata-se de células rígidas e quebradiças, que precisam ser montadas em módulos para adquirirem resistência mecânica.

2.4.3.4 Filmes Finos

Os filmes finos são uma tecnologia mais recente, fabricados através da deposição de finas camadas de materiais (silício e outros) sobre uma base que pode ser rígida ou flexível. O processo de deposição, que pode ocorrer por vaporização ou através de outros métodos, permite que pequenas quantidades

de matéria-prima sejam empregadas, além de evitar os desperdícios que ocorrem na serragem dos *wafers* cristalinos, o que torna menor o custo desta tecnologia.

As temperaturas de fabricação dos filmes finos estão entre 200 e 500°C, em oposição às temperaturas de até 1500°C necessárias para fabricação de células cristalinas. Além disso, o processo de fabricação mais simples facilita sua automatização e consequentemente sua produção em larga escala.

Os dispositivos de filmes finos são produzidos em qualquer dimensão e a única restrição é com relação à área da base para a fabricação do módulo. Neste caso não existe restrição entre célula e módulo para esta tecnologia. Este tipo de célula pode ser observado através da Figura 11.

Outra vantagem dos módulos de filme fino é o fato de serem formados por apenas uma única célula de grande área, tornando-os menos sensíveis aos efeitos do sombreamento parcial do módulo. Este sombreamento, caso haja, resulta em uma perda menor de energia.

Figura 11: Células de filme fino



Fonte: Bosch Solar Energy

Apesar de seu custo reduzido, os dispositivos de filme fino possuem uma eficiência muito baixa e necessitam de maior área para produzir a mesma quantidade de energia quando comparados com a tecnologia cristalina.

Os módulos de filme fino sofrem degradação de forma mais rápida do que os cristalinos. Em algumas instalações, caso o módulo não esteja devidamente aterrado esta degradação

pode ser ainda mais acelerada, o que representa um inconveniente desta tecnologia.

O nome filme fino é usado para designar diferentes tecnologias que existem atualmente, como o silício amorfo (aSi), o silício microcristalino (μ Si), a tecnologia de telureto de cádmio (CdTe) e a tecnologia CIGS (cobre-índio-gálio-selênio). As duas últimas são as mais eficientes e estão em grande desenvolvimento atualmente.

2.4.4 Pesquisas Tecnológicas

2.4.4.1 Silício Amorfo

A eficiência dos módulos de filmes finos de silício amorfo é muito baixa quando comparada com as dos dispositivos cristalinos. A maior desvantagem das células amorfas consiste na sua baixa eficiência.

Sua eficiência diminui durante os primeiros 12 meses de funcionamento, devido à degradação induzida pela luz, até chegar a um valor estável. Esta foi a primeira tecnologia de filmes finos a ser desenvolvida.

2.4.4.2 Silício Microcristalino

As células de silício microcristalino representam uma alternativa promissora para o futuro das células fotovoltaicas. Apresentam simultaneamente as vantagens do silício cristalino e a tecnologia de fabricação dos filmes finos. Sua fabricação divide-se basicamente em dois processos, um em altas e outro em baixas temperaturas.

O processo em altas temperaturas consiste na deposição de filmes de silício de elevada qualidade sobre um substrato barato a temperaturas situadas entre 900 e 1000°C, criando estruturas microcristalinas semelhantes as do silício policristalino. A célula resultante deste processo é classificada como célula cristalina.

2.4.4.3 CdTe e CIGS

As células de telureto de cádmio (CdTe) e cobre-índio-gálio-selênio (CIGS) são as mais eficientes dentro da família dos filmes finos, entretanto não alcançaram ainda a produção em larga escala como as demais.

As células CdTe enfrentam problemas para sua produção em larga escala, pelo fato de o cádmio ser um material tóxico e o telúrio um material raro.

As células CIGS não empregam materiais tóxicos e são mais eficientes do que as células de silício, entretanto seu custo é muito elevado e sua aceitação comercial ainda é muito baixa.

2.4.4.4 Células Sensibilizadas por Corante

Uma nova geração de células solares está começando a surgir no mercado depois de décadas de pesquisa e desenvolvimento, as células sensibilizadas por corante (*dye-sensitized cells* – DSC) [13]. A eficiência das DSCs ainda é bem inferior à das células solares convencionais, e ainda há incertezas quanto à sua vida útil, que parece ser inferior às células de gerações anteriores. Porém, o baixo custo de produção e o desenvolvimento em um curto espaço de tempo tornam esta tecnologia bastante promissora.

Tal como as células de CIGS e Cd-Te ou a-Si, as DSC têm a vantagem de produzirem energia em condições de baixa irradiação, o que potencialmente amplia o universo de aplicações, além de responderem bem a altas temperaturas.

Um dos maiores apelos das DSCs é que as mesmas podem ser fabricadas utilizando-se técnicas de impressão convencionais em substratos flexíveis, o que representa uma alternativa mais econômica de fabricação para células solares dentro dos próximos anos.

Entretanto, progressos significativos na eficiência, estabilidade e vida útil das células serão necessários para permitir uma utilização em larga escala das DSCs, tanto em aplicações conectadas à rede como em sistemas isolados. Empresas do porte da Sony® estão investindo nesta tecnologia visando à sua produção em massa [13].

2.4.4.5 Células de Múltiplas Junções [15]

Recentemente a empresa alemã *Solar Junction* quebrou o recorde de eficiência para células fotovoltaicas. Até então, as células fotovoltaicas possuíam um rendimento de aproximadamente 14% e a empresa acima citada aumentou esse número para 44% e possui planejamento de atingir a marca de 50% ou mais.

Para atingir essa marca a empresa construiu uma célula de tripla junção, cada uma absorvendo um espectro diferente dos raios solares. O resultado é um dispositivo capaz de entregar mais energia do que as células normais fazem.

O material utilizado para a parte inferior da célula foi nitreto diluído e os pesquisadores acreditam ser esse o grande diferencial da mesma.

Em células de tripla junção, nitretos diluídos estão destinados a causar um grande impacto por oferecerem uma versatilidade sem precedentes. A composição desse material pode ser ajustada para otimizar a energia que a célula aproveita do espectro infravermelho da radiação solar. Segundo a *Solar Junction*, os engenheiros podem fazer esses ajustes, controlando de forma independente o espaçamento dos átomos de nitreto diluído.

O resultado desta otimização é que a empresa será capaz de aumentar a eficiência passando a marca cobiçada de 50%. Para isso, será inserida uma junção inferior de germânio para formar uma célula de quatro junções com um melhor desempenho infravermelho. Ganhos adicionais irão resultar da substituição de uma única camada de nitreto diluído por duas, antes de uma sexta derivação ser adicionada no topo da estrutura, a fim de melhorar a absorção do espectro ultravioleta da célula.

2.4.4.6 Nanotecnologia [9]

Uma das áreas mais dinâmicas da nanotecnologia são as pesquisas para melhorar a eficiência dos sistemas fotovoltaicos. A gama de nanomateriais e abordagens para usá-los para o aumento da eficiência e redução de custos de painéis são impressionantes.

Pesquisadores da Universidade de Yale desenvolveram uma fina película com base em nanotubos de carbono que, quando aplicados a células solares de silício cristalino de hoje, criam células solares de carbono/silício híbrido com uma eficiência muito maior do que as atuais.

A nova técnica permite a utilização de um método de baixa temperatura, mais simples e menos dispendioso de utilizar o silício monocristalino. Enquanto células solares de silício cristalino tem maior eficiência de conversão de energia do que as células orgânicas, essas são muito caras por exigirem temperaturas extremamente altas para serem produzidas.

Segundo os pesquisadores, a técnica proposta além de reduzir o custo de processamento de células solares de silício cristalino, também aumenta a eficiência da conversão em células tipicamente orgânicas.

2.4.5 Módulos *SUNMODULE*

Neste trabalho os módulos utilizados como base serão os módulos *Sunmodule SW130 Poly R6A*. Eles são compostos por 36 células de silício policristalinos associados em série cuja potência máxima chega a 130 W. Através da Figura 12 é possível observar a aparência do módulo e por meio da Tabela 2 suas características elétricas.

Figura 12: Aparência Externa Módulo Fotovoltaico Sunmodule SW130



Fonte: [10]

Tabela 2: Parâmetros nominais do módulo SW130 Poly R6A

$P_{max} = 130 \text{ W}$	Potência máxima
$I_{sc} = 7,65 \text{ A}$	Corrente de curto-circuito
$V_{oc} = 21,9 \text{ V}$	Tensão de circuito aberto
$V_{mpp} = 17,7 \text{ V}$	Tensão no ponto de máxima potência
$I_{mpp} = 7,38 \text{ A}$	Corrente no ponto de máxima potência

Fonte: [10]

Além disso, algumas características físicas mais importantes dos módulos SW130 podem ser observadas na Tabela 3.

Tabela 3: Características físicas do módulo

Número de células em série	36
Comprimento do módulo	1508 mm
Largura do módulo	680 mm
Profundidade do módulo	34 mm
Massa do módulo	11,8 Kg
Estrutura	Alumínio

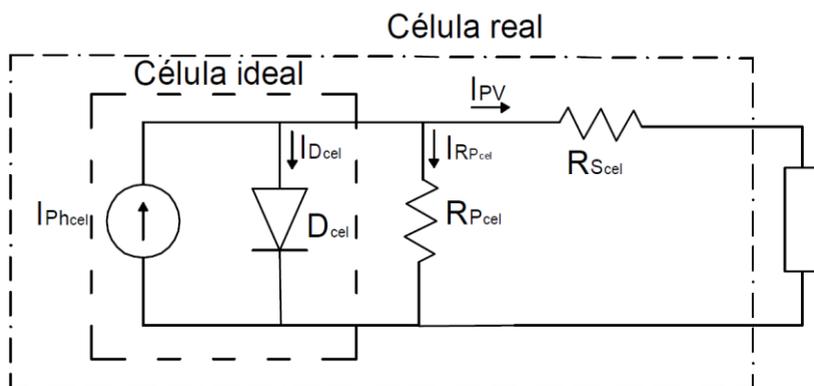
Fonte: [10]

Os valores apresentados na Tabela 2 são válidos para uma radiação de 1000 W/m^2 e temperatura de $25 \text{ }^\circ\text{C}$, condições STC.

2.5 CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE DE UMA CÉLULA FOTOVOLTAICA

Uma célula fotovoltaica, conforme já exposto, pode ser entendida como uma junção p-n que, ao ser exposta à radiação solar, é capaz de gerar corrente elétrica, resultando no modelo apresentado na Figura 13.

Figura 13: Circuito equivalente de uma célula fotovoltaica



Fonte: O autor

A corrente gerada pela interação fóton-elétron no modelo físico é representada como uma fonte de corrente constante $I_{ph\ cel}$ no modelo elétrico. A junção $p-n$, característica do silício dopado na representação física, é modelada como um diodo D_{cel} de junção $p-n$ no circuito elétrico. As grandezas I_{cel} e V_{cel} representam, respectivamente, corrente e tensão de saída da célula fotovoltaica, enquanto $I_{D_{cel}}$ e $V_{D_{cel}}$ referem-se à corrente e tensão aplicadas ao diodo D_{cel} .

A fim de tornar o modelo mais realístico, adicionam-se dois outros parâmetros ao mesmo. O primeiro representa as perdas internas ou por correntes de fuga e pode ser representado por uma resistência paralela. O segundo representa as perdas causadas devido às quedas de tensão nos contatos metálicos e pode ser representado por uma resistência série.

Do modelo apresentado na Figura 13, é possível escrever

$$I_{PV} = I_{ph} - I_D - I_{RP} \quad (1.2)$$

Onde:

I_{PV} → Corrente de saída do módulo fotovoltaico;

I_{ph} → Corrente fotogerada;

I_D → Corrente através do diodo;

$IRP \rightarrow$ Corrente através da resistência paralela.

A corrente fotogerada pode ser representada pela equação (1.3).

$$I_{ph} = \frac{S}{S_{ref}} I_{refPH} + (T - T_{ref}) \mu LCC \quad (1.3)$$

Onde:

S - Radiação solar na superfície do módulo;

S_{ref} - Radiação solar no STC;

I_{refPH} - Corrente fotogerada nas condições de referência;

T_{ref} - Temperatura no STC;

μLCC - Coeficiente de corrente de curto circuito com a temperatura.

A corrente através do diodo (I_D) pode ser calculada como:

$$I_D = I_0 \left(e^{\frac{qV_d}{AkT}} - 1 \right) \quad (1.4)$$

Onde:

$I_0 \rightarrow$ Corrente de saturação do diodo;

$q \rightarrow$ Carga elementar;

$V_d \rightarrow$ Tensão aplicada ao diodo;

$A \rightarrow$ Fator de idealidade do diodo;

$K \rightarrow$ Constante de Boltzmann;

$T \rightarrow$ Temperatura na superfície do módulo.

A corrente através da resistência paralela corresponde à tensão do diodo sobre a resistência paralela como demonstrado na equação (1.5). A tensão sobre o diodo V_D pode ser obtida através da equação (1.6).

$$IRP = \frac{V_D}{R_P} \quad (1.5)$$

$$V_D = V_{PV} - R_s I_{PV} \quad (1.6)$$

2.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

A aplicabilidade do processo de geração fotovoltaica está tornando-se cada vez mais intensa e importante visto que as reservas mundiais de fontes não renováveis de energia têm um prazo para se esgotar. Em meio a este cenário há uma constante busca por meios que não agredam o meio ambiente e a energia fotovoltaica é um exemplo disso. Apesar deste cenário de expansão, os custos relativos a um sistema fotovoltaico no que diz respeito ao banco de baterias e aos módulos fotovoltaicos ainda são muito elevados.

Baseado no exposto neste capítulo existem duas tendências que desenham o futuro da energia fotovoltaica, o aumento do rendimento das células fotovoltaicas, através de pesquisas por materiais mais tecnológicos e o grande número de aplicações que visam reduzir os custos gerais da aplicação e o aumento da eficiência do sistema.

O Brasil vem desenvolvendo uma forte tendência de expansão uma vez que o governo está incentivando as gerações renováveis e que perante países que já utilizam a energia fotovoltaica em massa, o Brasil possui índices de radiação elevados o que garante ainda mais o futuro promissor desta fonte de energia.

3 TÉCNICAS DE RASTREAMENTO DE MPPT

Nos arranjos fotovoltaicos, a tensão e a corrente de saída variam em função da radiação solar e da temperatura ambiente. Desta forma, mediante essas diversas variações, torna-se difícil assegurar a operação do sistema em um ponto específico. Para isso, há a necessidade de implementação de um método de busca dinâmico.

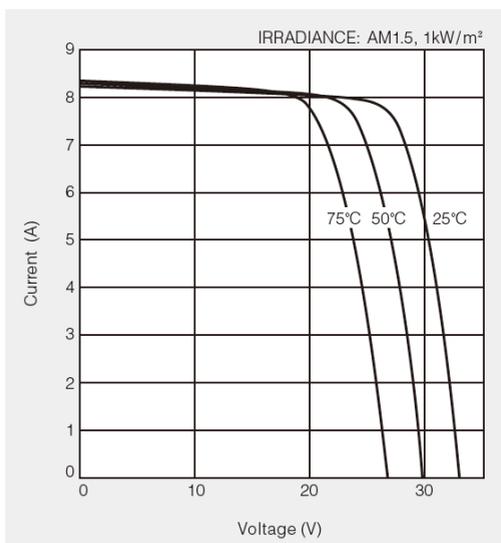
Esse ponto de operação pode corresponder ao ponto ótimo de geração, ou seja, um ponto em que a potência gerada pelo arranjo seja a máxima possível, independente da radiação e temperatura local. Isso traz para o sistema maior robustez e eficiência.

Nesse capítulo o foco principal é a descrição dos principais métodos de rastreamento do ponto de máxima potência e a determinação de pontos positivos e negativos de cada método dependendo da aplicação.

3.1 COMPORTAMENTO DOS MÓDULOS MEDIANTE VARIAÇÕES DE RADIAÇÃO E TEMPERATURA

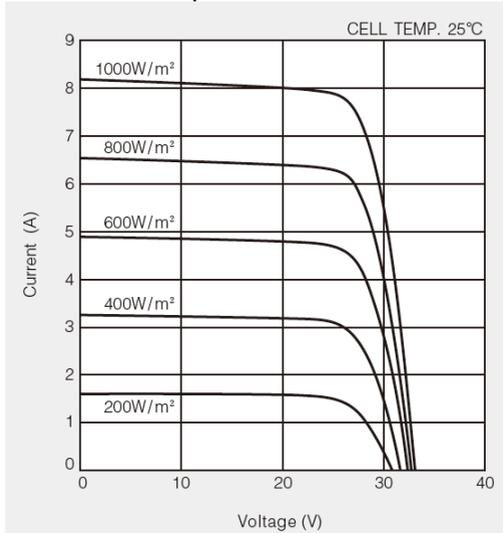
Os fabricantes de módulos fotovoltaicos fornecem algumas informações em seus catálogos que são imprescindíveis para o correto dimensionamento de sistemas fotovoltaicos. As características dos módulos são expressas aos usuários através de curvas, denominadas curvas *I-V* (corrente *versus* tensão). Um exemplo dessas curvas para o módulo fabricado pela Kyocera, KC200GT, pode ser mostrado através da Figura 14 e Figura 15.

Figura 14: Curvas I-V sob radiação constante e diferentes temperaturas



Fonte: [16]

Figura 15: Curvas I-V sob temperatura constante e diferentes radiações



Fonte: [16]

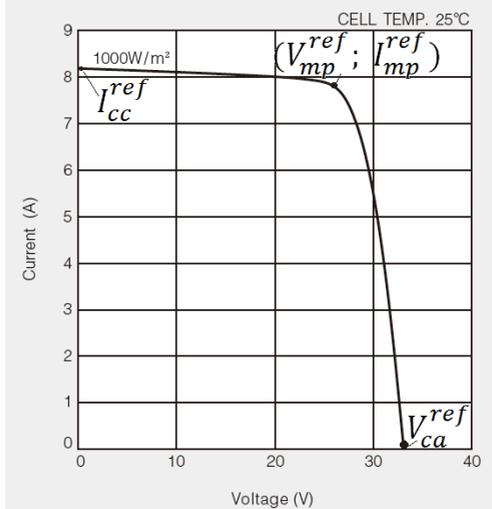
Através das curvas é possível verificar a dependência das características elétricas do módulo em relação às condições climáticas: temperatura e radiação solar. Quando a temperatura sobe, a vibração dos átomos de silício é mais intensa e os choques com os fótons levam-no a produzir um valor de corrente ligeiramente mais alto, para uma mesma radiação.

Além disso, os elétrons livres e lacunas possuem excesso de energia térmica fazendo com que os mesmos tendam a percorrer o caminho inverso ao imposto pelo campo elétrico formado pela junção p-n, ocasionando uma diminuição da tensão de saída.

Quando a radiação solar é diminuída, a quantidade de fótons por segundo penetrando na célula também decresce, implicando na redução no número de elétrons livres. Este fato resulta na redução do valor da corrente de saída do módulo.

Existem alguns pontos específicos nas curvas apresentadas extraídos nas condições padrões de teste (STC). No STC tem-se: radiação solar = 1000 W/m^2 ; temperatura = 25°C e massa de ar = 1,5. Esses pontos específicos podem ser demonstrados através da Figura 16.

Figura 16: Pontos fornecidos pelo fabricante



Fonte: Adaptado [16]

O termo I_{CC}^{ref} representa a corrente de curto circuito do módulo fotovoltaico, ou seja, a corrente que circula pelo módulo quando seus terminais são interligados diretamente. Neste ponto de operação a tensão é nula.

O termo V_{Ca}^{ref} indica a tensão de circuito aberto, ou seja, a tensão de saída que aparece entre os terminais do módulo quando estão em aberto. Neste ponto de operação a corrente de saída é nula.

O par ordenado $(V_{mp}^{ref}; I_{mp}^{ref})$ indica a tensão e a corrente de máxima potência, ou seja, os valores de tensão e corrente que maximizem a potência de saída do módulo fotovoltaico. Na maior parte das aplicações, o ponto de operação desejado para o módulo corresponde ao ponto $(V_{mp}^{ref}; I_{mp}^{ref})$, permitindo que o painel forneça a máxima potência sempre, independente da radiação e temperatura em que se encontre.

Para a aplicação deste trabalho, o conversor controlador de carga deverá operar sempre no ponto de máxima potência. O controle dinâmico, neste caso, sugere-se que seja feito através de microcontrolador, aliando então robustez e aumento de eficiência para o sistema em questão.

A seguir serão apresentados quatro métodos de rastreamento do ponto de máxima potência de painéis fotovoltaicos: razão cíclica fixa; tensão constante; perturba e observa e condutância incremental.

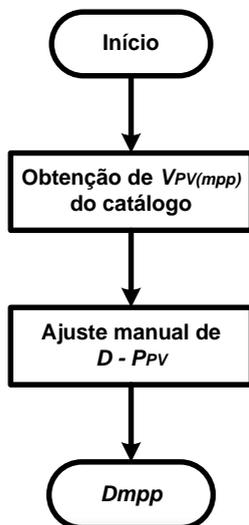
3.2 MÉTODO DA RAZÃO CÍCLICA FIXA

A técnica da razão cíclica fixa ou CDC (*Constant Duty Cycle*) é considerada como uma das mais simples. Ela consiste no pré-ajuste, uma única vez, da razão cíclica do conversor, de modo que a curva de carga intercepte a curva de geração no ponto de máxima potência. O algoritmo da mesma encontra-se ilustrado na Figura 17.

Desta forma, enquanto o módulo operar neste ponto, a carga será suprida com a máxima potência disponível. Neste

caso, não há realimentação nem ajuste da razão cíclica durante a operação, sendo então considerada como um técnica em malha aberta.

Figura 17: Algoritmo razão cíclica constante



Fonte: O autor

Por se tratar de uma técnica em malha aberta, ela possui algumas limitações como:

- Não é imune às variações climáticas, à mudança de carga nem ao envelhecimento do módulo;
- Depende das condições climáticas médias, pois, algumas vezes, o ajuste da razão cíclica é feito considerando a potência média gerada pelo módulo ao longo de um período.

Caso a carga do sistema seja um banco de baterias, o emprego desta técnica terá melhor desempenho em relação ao com carga resistiva. Neste caso, a razão cíclica pode ser ajustada simplesmente para refletir a tensão do banco de baterias para o módulo, estabelecendo-a nas proximidades da tensão de máxima potência, para uma condição de radiação e temperatura específica.

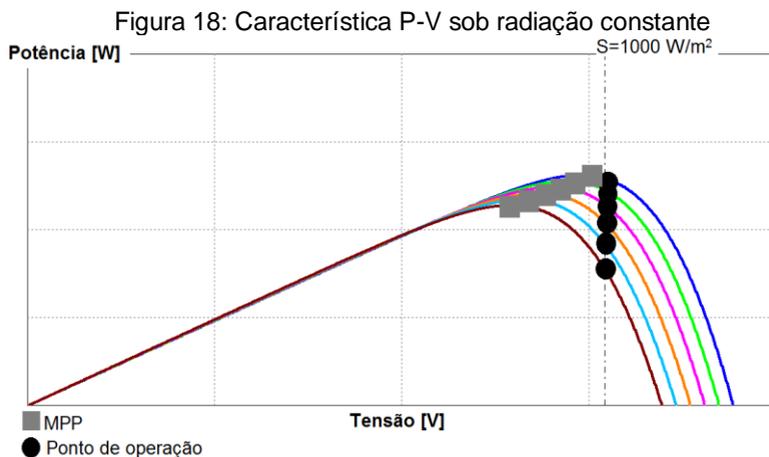
Partindo-se então do pressuposto de que a tensão de máxima potência não irá variar, ou variará pouco, pode-se considerar este procedimento como uma boa opção para técnica de rastreamento de MPPT.

3.3 MÉTODO DA TENSÃO CONSTANTE

Posteriormente ao método da razão cíclica constante, este é um dos métodos mais simples. Essa técnica consiste na manutenção da tensão do módulo V_{PV} em um valor de referência $V_{PV(ref)}$, que corresponda ao ponto de máxima potência.

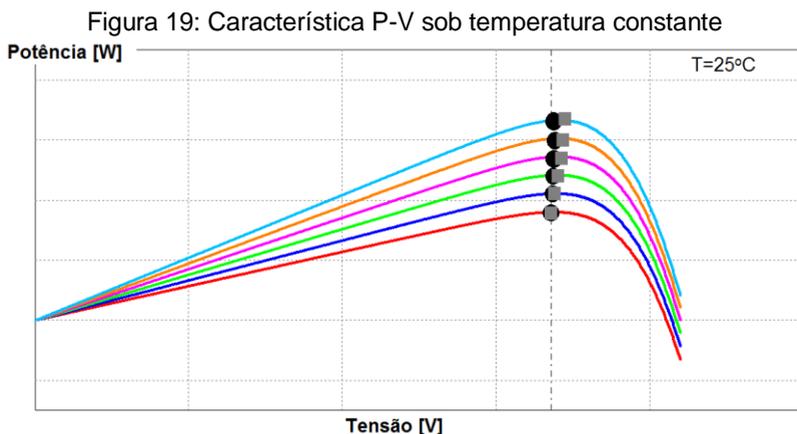
Dessa forma, monitorando-se a tensão do módulo, atua-se no conversor cc-cc, atualizando a razão cíclica e impondo a tensão de referência como ponto de operação.

Entretanto, quando há variações na temperatura das células, a tensão de MPP é alterada, não coincidindo mais com o valor de referência que, ao ser grampeado, faz com que o módulo opere fora do ponto de máxima potência. Este fato pode ser ilustrado através da Figura 18.



Na Figura 19 é possível observar que para uma dada temperatura constante, o ponto de máxima potência desloca-se horizontalmente, ou seja, para qualquer valor de radiação, a

tensão que garante a máxima transferência de potência é praticamente a mesma.



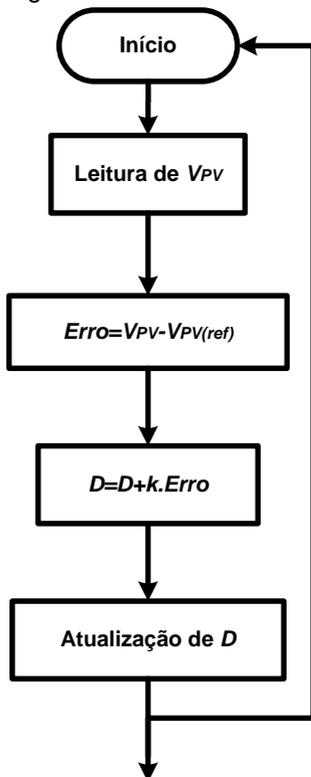
Fonte: O autor

Dessa forma, é possível concluir que este método é eficaz apenas quando a variação de temperatura na superfície do módulo for muito pequena, caso contrário o ponto de operação se afasta do ponto de MPP. Além dessa desvantagem, o método apresenta como inconveniente a necessidade de conhecimento prévio da tensão de máxima potência do módulo fotovoltaico, para que possa ser ajustada como tensão de referência.

A Figura 20 apresenta o algoritmo referente a essa técnica de rastreamento, sendo a variável K uma constante de ajuste que define o tamanho do degrau dado na razão cíclica.

É possível tornar o método mais preciso através da medição da temperatura ambiente e baseado nessa medida, fazer a correção da variação da tensão com base em dados fornecidos no *datasheet* dos fabricantes de módulos fotovoltaicos.

Figura 20: Algoritmo do método de tensão constante



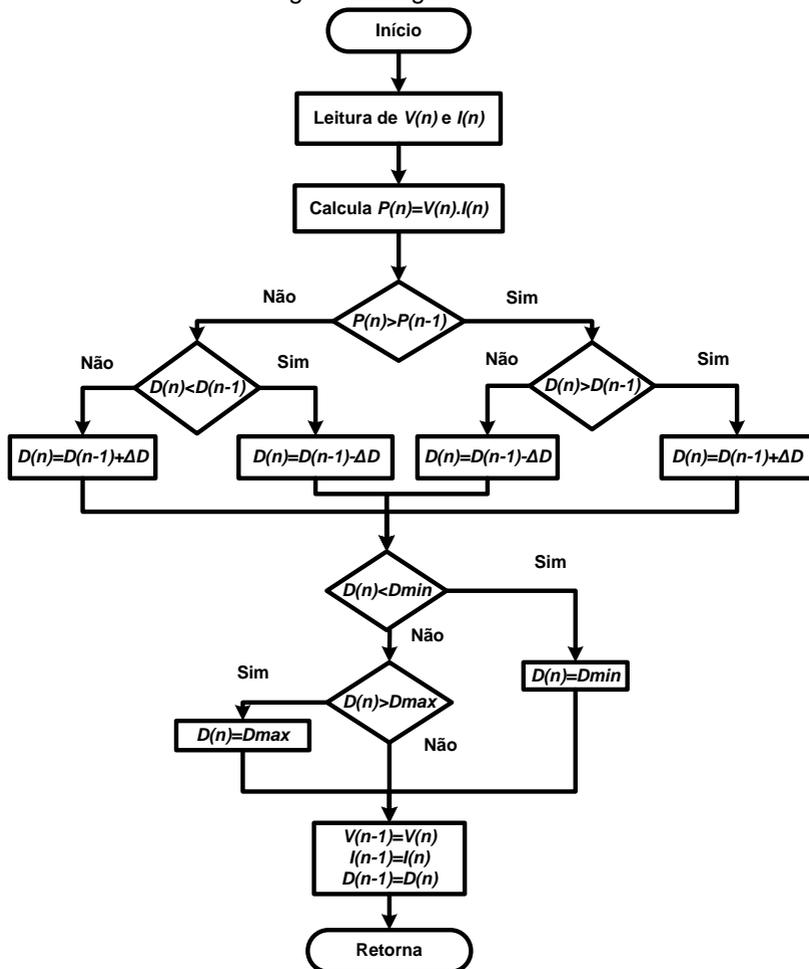
Fonte: O autor

3.4 MÉTODO PERTURBA E OBSERVA (P&O)

Este método faz uso dos valores de tensão e corrente medidos do módulo fotovoltaico, portanto é mais elaborado quando comparado com os anteriormente apresentados. O algoritmo do método P&O pode ser observado através da Figura 21.

A potência de saída é calculada a partir do produto da tensão e corrente de saída, adquiridas pelos sensores, e em seguida é causada uma perturbação no *duty cycle*.

Figura 21: Algoritmo P&O



Fonte: O autor

Através da Figura 21 é possível observar que com os valores instantâneos de tensão e corrente do módulo no instante (n) , é calculada a potência $P(n)=V(n)*I(n)$.

A potência no instante (n) é, então, comparada com a potência calculada no instante anterior $(n-1)$, de onde se extrai a variação de potência entre os dois instantes $\Delta P = P(n)-P(n-1)$.

Variações positivas de potência $\Delta P > 0$, significam que a perturbação na tensão contribuiu para o aumento da potência, logo, a próxima atualização de V será feita para o mesmo sinal.

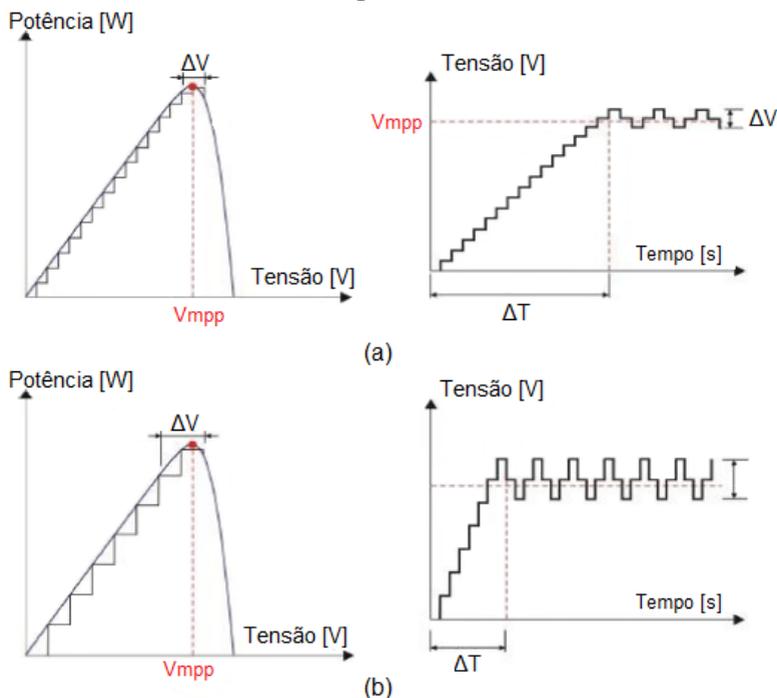
Uma vez encontrado o ponto de máxima potência, o valor de ΔP se tornará negativo, portanto neste caso a perturbação será dada em sentido contrário.

Esta técnica apresenta alguns problemas dinâmicos como o tamanho do passo utilizado. Devido a isso, o método pode apresentar problemas de oscilação em torno do ponto de operação.

Quando o passo de perturbação é grande, o sistema atinge o regime com maior velocidade, porém, com maiores oscilações de tensão em torno do ponto ótimo. Uma solução, neste caso, seria a escolha de passo variável, escolhendo-se de forma criteriosa uma variável que dimensione corretamente seu tamanho. As variações de passo e suas consequências estão ilustradas na Figura 22.

Neste trabalho sugere-se a implementação deste método para rastreamento e consequente operação no ponto de máxima potência dos painéis. Este método como já apresentado, é de fácil implementação e desconsidera qualquer aproximação do ambiente, sendo ela temperatura ou radiação. Esse fato traz uma confiabilidade maior e consequentemente maior eficiência no sistema.

Figura 22: Desempenho dinâmico P&O: a) Passo pequeno; b) Passo grande.

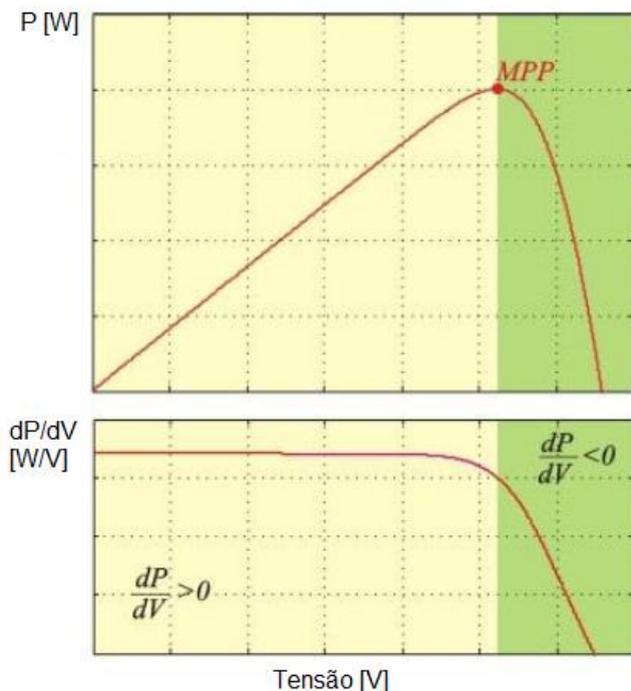


Fonte: Adaptado de [17]

3.5 MÉTODO DA CONDUTÂNCIA INCREMENTAL

O método da condutância incremental foi proposto com o objetivo de aliar o desempenho dinâmico com baixas oscilações em regime permanente. O método baseia-se na observação de que no ponto de máxima potência, a derivada da potência em relação à tensão do módulo é nula, ou seja, $\left(\frac{dP}{dV}=0\right)$. Então, o objetivo principal do método é ajustar a tensão a fim de permanecer sempre neste ponto.

Figura 23: Potência de saída e derivada em relação à potência de saída de um painel qualquer



Fonte: Adaptado de [18]

De acordo com a Figura 23 na curva P-V do painel podem ser destacadas duas regiões distintas: à esquerda do MPP, onde a derivada é positiva e, à direita, onde a derivada é negativa.

Neste caso, quando $\frac{dP}{dV} > 0$ o conversor deve atuar aumentando a tensão de referência $V_{(ref)}$ e quando $\frac{dP}{dV} < 0$ este deve diminuir a tensão de referência.

Sendo:

$$P=VI \quad (1.7)$$

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(VI)}{dV} = \frac{dI(V)}{dV} + I = \frac{\Delta I(V)}{\Delta V} + I \quad (1.8)$$

$$\Delta I = I(n) - I(n-1) \quad (1.9)$$

$$\Delta V = V(n) - V(n-1) \quad (1.10)$$

Logo:

$$\frac{dP}{dV} = I(n) + \left[\frac{I(n) - I(n-1)}{V(n) - V(n-1)} \right] V(n) \quad (1.11)$$

Como no ponto de interesse a derivada é nula, tem-se:

$$\frac{I(n)}{V(n)} + \frac{\Delta I}{\Delta V} = 0 \quad (1.12)$$

Mediante isso, é possível concluir que tão maior será dP/dV , quanto mais distante do ponto de máxima potência estiver operando o sistema. Esta característica permite o cálculo de um incremento variável na razão cíclica, significando que, em situações dinâmicas, o sistema terá uma alta velocidade de rastreamento aliada a baixas oscilações quando atingido o regime. O tamanho do incremento ΔV pode ser calculado como:

$$\Delta V = K_{inc} \left| \frac{dP}{dV} \right| \quad (1.13)$$

Sendo:

K_{inc} – constante que estabelece o máximo passo permitido, determinado para a operação nas mediações de circuito aberto.

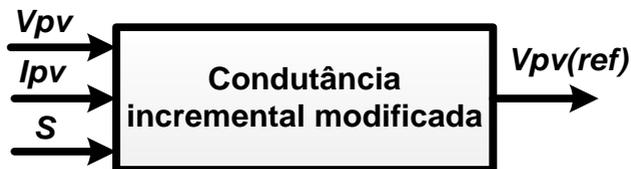
O método da condutância incremental oferece um bom desempenho sob rápidas alterações de condições atmosféricas e, por sofrer menos distúrbios que o P&O, apresenta menor erro de rastreamento.

Uma variação do método da indutância incremental combina o método da tensão constante e o método tradicional da indutância incremental. Neste novo método, se a radiação for menor do que 30% do nível de radiação nominal, o método da

tensão constante é utilizado, caso contrário, emprega-se o método tradicional da condutância incremental.

Entretanto, neste caso torna-se necessária a utilização de um sensor adicional, para medição da radiação solar conforme ilustrado na Figura 24.

Figura 24: Método da condutância incremental modificada



Fonte: O autor

3.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo destinou-se à definição do ponto de máxima potência de operação dos painéis fotovoltaicos e qual a importância para a eficiência energética da aplicação que se invista em técnicas de rastreamento deste ponto.

Além disso, foram apresentados os quatro principais métodos de rastreamento do ponto de máxima potência apresentado na literatura. Para a aplicação no circuito controlador de carga sugeriu-se o método Perturba e Observa, por ser de fácil implementação através da simples medição de tensão e corrente de saída dos painéis e a partir disso fazer comparações entre variações de potência do instante medido com o instante anterior. Através dessa técnica as alterações do ambiente estão dinamicamente sendo compensadas, sendo, portanto muito precisa.

4 BATERIAS

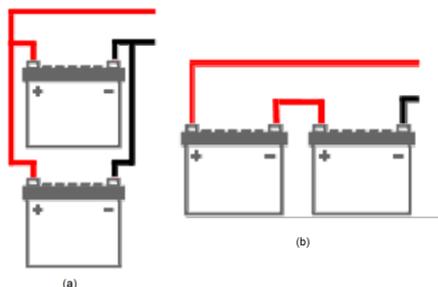
Em sistemas autônomos fotovoltaicos a geração de energia e o consumo nem sempre coincidem, pelo simples motivo de que a radiação solar nem sempre se faz presente durante todos os dias e, menos ainda, durante a noite. Por esse motivo a bateria exerce um papel fundamental nesses casos.

A bateria é o dispositivo que proporciona o fornecimento contínuo de energia para o consumidor. Para evitar o desperdício de energia gerada em momentos em que não há consumo, ou o mesmo for baixo, as baterias permitem o armazenamento dessa energia para uso posterior. Além disso, a bateria é necessária para estabilizar a tensão fornecida aos equipamentos, ou no caso, ao inversor de tensão *Push-Pull*.

As baterias são dispositivos capazes de converter energia potencial química em energia elétrica. Entretanto, nem sempre a energia fornecida por uma bateria é suficiente para determinada aplicação. Nesses casos é possível agrupá-las em um conjunto tanto em série, como em paralelo, em um arranjo conhecido como banco de baterias.

A associação em série de baterias pode ser feita de modo a aumentar a tensão de saída do banco, enquanto a associação em paralelo pode ser feita de modo a aumentar o fornecimento de corrente elétrica com a mesma tensão. Quando se deseja aumentar ambas as grandezas é possível fazer uma associação mista. Uma ilustração de associação de baterias é feita através da Figura 25.

Figura 25: Associação de baterias: (a) Paralelo; (b) Série



Fonte: Adaptado de [2]

4.1 TIPOS DE BATERIAS

Uma classificação de baterias as divide em dois grandes grupos: um primeiro grupo das baterias chamadas baterias primárias e um segundo grupo chamado baterias secundárias.

Baterias primárias são os dispositivos químicos que, uma vez esgotados os reagentes da reação, são descartadas por não poderem ser recarregadas. Em contrapartida, as baterias secundárias podem ser regeneradas, ou seja, através de aplicação de corrente elétrica entre seus terminais é possível reverter às reações responsáveis pela geração e assim recarregar a bateria [18].

Outra classificação quanto aos tipos de baterias está intimamente relacionada com dois aspectos: aplicação (finalidade a que se destinam) e construção (constituição) das mesmas.

Quanto à aplicação, as baterias podem ser utilizadas em automóveis, transporte marítimo e baterias para ciclo profundo. Quanto às formas de construção, as baterias podem ser de gel, líquido (água ou ácido) ou AGM (*absorbed glass mat*) [19].

As baterias compostas de chumbo ácido são as mais conhecidas e difundidas atualmente. Outras alternativas são as baterias níquel cádmio ou níquel-metal-hidreto. Apesar de mais caras, estas são mais duráveis e podem ser mais adequadas em aplicações remotas, onde existe dificuldade para manutenção e acesso. O rendimento típico de uma bateria de chumbo-ácido é de 85%, e de uma bateria de níquel-cádmio de 65% [19].

Baterias não são 100% eficientes, uma parte da energia armazenada é perdida na forma de calor. Por exemplo, se for necessário utilizar 1000 watts-hora de uma bateria, pode ser necessário 1200 watts-hora para recarregá-la novamente [19].

Existe uma gama muito grande de baterias no mercado atualmente. Normalmente as baterias encontradas possuem tensões que variam entre 12V, 24V e 48V [2].

4.1.1 Classificação Quanto ao Tipo de Aplicação

As baterias em eletrônica de potência, como citado anteriormente, podem ser divididas com relação à sua aplicação

em basicamente três tipos: automotivas, aplicações marítimas e baterias de ciclo profundo.

As baterias para aplicação automotiva são utilizadas principalmente para ignição ou partida de motores em automóveis. Essa partida exige da bateria uma elevada corrente em um curto intervalo de tempo. Baterias utilizadas para esse fim possuem placas finas com uma área grande, projetadas para não descarregarem mais do que 1 a 5% da capacidade total. A descarga completa deste tipo de bateria pode danificá-la.

As baterias marítimas podem ser consideradas um tipo híbrido de bateria, com características de construção intermediárias entre baterias automotivas e de ciclo profundo. Este tipo de bateria não pode sofrer descargas maiores do que 50% e construtivamente possuem placas mais espessas do que as automotivas.

Baterias de ciclo profundo são projetadas de forma que possam perder até 80% da sua carga total várias vezes. São utilizadas principalmente em veículos de tração, empilhadeiras elétricas ou como baterias estacionárias e construtivamente possuem placas espessas (em média 4,2 mm) [19]. Geralmente essas placas são compostas por chumbo-antimônio, uma vez que o antimônio reduz a produção de gás quando a bateria estiver submetida a valores nominais de corrente de carga ou descarga.

Geralmente baterias de ciclo profundo podem ser descarregadas algumas centenas de vezes durante suas vidas úteis. Descargas desse tipo podem levar baterias automotivas, por exemplo, a danos permanentes em apenas 30 a 50 ciclos. Em contrapartida, baterias de ciclo profundo não funcionariam em automóveis por não serem projetadas para fornecerem correntes de partida elevadas.

4.1.2 Classificação Quanto ao Aspecto Construtivo

Em relação ao aspecto construtivo as baterias diferem basicamente em relação ao meio em que estão imersas as suas placas.

Um dos meios existentes é o gel, que na realidade, trata-se de um ácido com adição de sílica gel tornando a solução um meio gelatinoso. A principal vantagem desse tipo de bateria é a

segurança que ela oferece para os operadores, uma vez que são reduzidas as chances de respingar ácido em forma de gel em um operador. Uma desvantagem dessa tecnologia é que deve ser descarregada com correntes menores, para prevenir a formação de gás que danifica a bateria.

As baterias em meio sólido (AGM), possuem eletrodos imersos em um material semelhante à lã de vidro. As características dessas baterias são parecidas com as em gel, inclusive devendo se evitar abusos na corrente de carga ou descarga.

As baterias imersas em meio líquido, possuem válvulas que podem ou não serem removidas. No caso de baterias seladas, essas válvulas servem para regular a pressão interna dessas, uma vez que há formação de gases durante seu período de carga.

A Tabela 4 mostra uma comparação entre os tipos mais comuns de baterias presentes no mercado atualmente destacando algumas características importantes de cada uma.

Tabela 4: Características de diversos tipos de baterias

	Chumbo-ácido	Ni-Cad	NiMh	Ion Lítio
Custo inicial	Baixo	Médio	Médio	Baixo
Custo a longo prazo	Alto	Médio	Médio	Baixo
Impacto Ambiental Ciclos	Alto	Alto	Médio/Alto	Médio/Baixo
Tensão nominal (V)	2	1,2	1,2	3,4
Densidade de energia (Wh/Kg)	35	41	80	120
Densidade de energia volumétrica (Wh/m³)	80	120	200	280
Autodescarga/mês (%)	<5	<10	<20	<5
Efeito memória	Não	Sim	Pouco	Não
Temperatura de operação (oC)	-15° a +50°	-20° a +50°	-20° a +60°	-20° a +60°
Peso	Pesada	Leve	Leve	Muito leve
Tempo de carga	Longo	Médio	Médio	Curto

Fonte: [21]

4.2 CARACTERÍSTICAS ELÉTRICAS DE BATERIAS

Dentre as características elétricas de uma bateria, algumas muito importantes são: a capacidade de fornecimento de corrente, ou capacidade da bateria, medida em ampères-hora

e a tensão entre seus terminais. As variações dessas duas características mediante fatores externos, como temperatura, são muito importantes para o entendimento e escolha mais adequada do produto de acordo com a aplicação a que se destina.

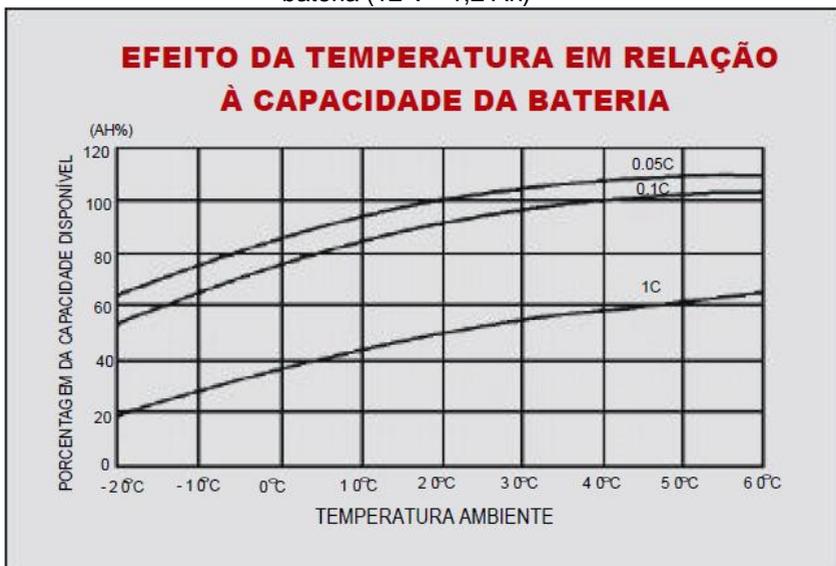
4.2.1 Capacidade

A capacidade de uma bateria é a quantidade de carga elétrica que ela armazena, expressa em Ampère-hora (Ah). Sendo assim, a capacidade total de uma bateria refere-se à quantidade total de Ah que podem ser retirados de uma bateria, plenamente carregada, para os valores especificados de corrente de descarga e tensão de corte.

Esta característica tem uma forte dependência do tempo de descarga, diminuindo quando o tempo é muito pequeno, com correntes de descarga elevadas ou aumentando à medida que o tempo de descarga é maior.

A capacidade de uma bateria também é influenciada pela temperatura. Trata-se de grandezas diretamente proporcionais. Acima de 25°C a capacidade de uma bateria aumenta, em contrapartida, sua vida útil diminui de acordo com o aumento da temperatura. Sendo assim, para um projeto adequado deve se levar em conta o meio termo entre temperatura de operação e vida útil da bateria.

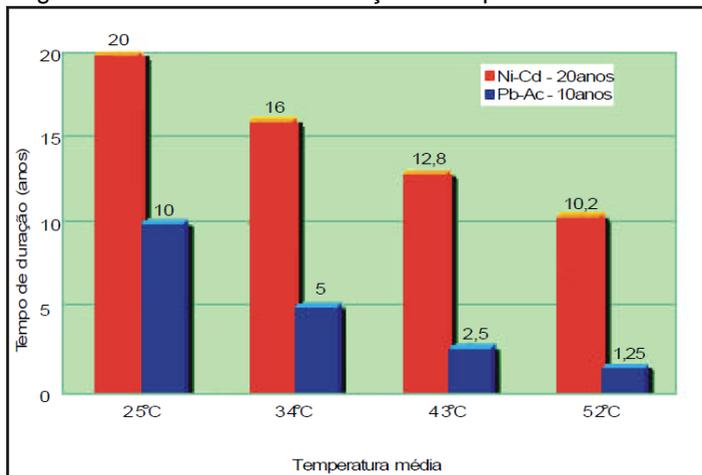
Figura 26: Efeito da temperatura em relação à capacidade de uma bateria (12 V - 1,2 Ah)



Fonte: Adaptado de [20]

A Figura 26 apresenta as curvas de variação da capacidade de uma bateria da marca Yuasa (12 V, 1,2 Ampère-hora), retirado do manual de fabricante. Através dela é possível observar as capacidades de descarga em relação à temperatura de operação da bateria. A letra C indicada nas curvas expressa a capacidade de descarga da bateria. Desse modo 0,5 C indicaria uma descarga de 50% do valor de carga nominal, ou seja, 0,6 Ampère-hora.

Figura 27: Durabilidade em relação à temperatura da bateria



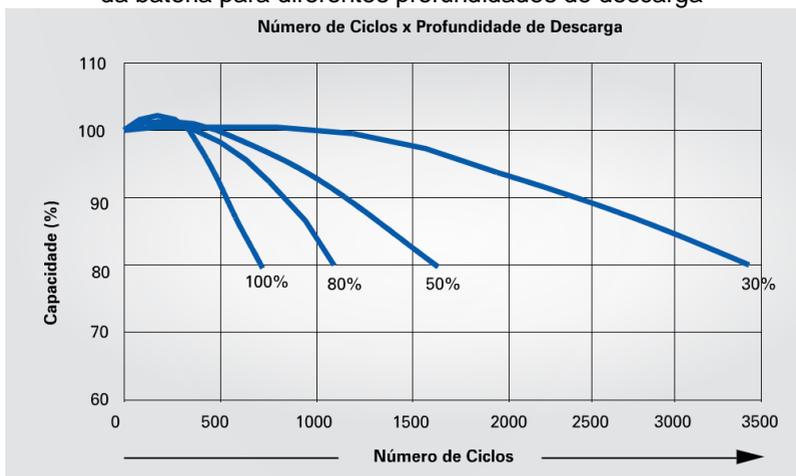
Fonte: [19]

Através da Figura 27 é possível observar a queda de durabilidade de uma bateria à medida que a temperatura aumenta. Além disso, é possível notar que as baterias de níquel-cádmio possuem durabilidade maior do que as de chumbo-ácido.

Outra característica importante de uma bateria é o número de ciclos de descarga que ela pode fornecer. Um ciclo de carga de 100% consiste em uma drenagem de corrente até o descarregamento completo e posterior injeção de corrente até que a bateria recupere 100% da carga.

A vida útil de uma bateria está relacionada com a profundidade das descargas que ela sofre cada vez. Através da Figura 28 é possível observar o número de ciclos em função da capacidade de uma bateria Moura.

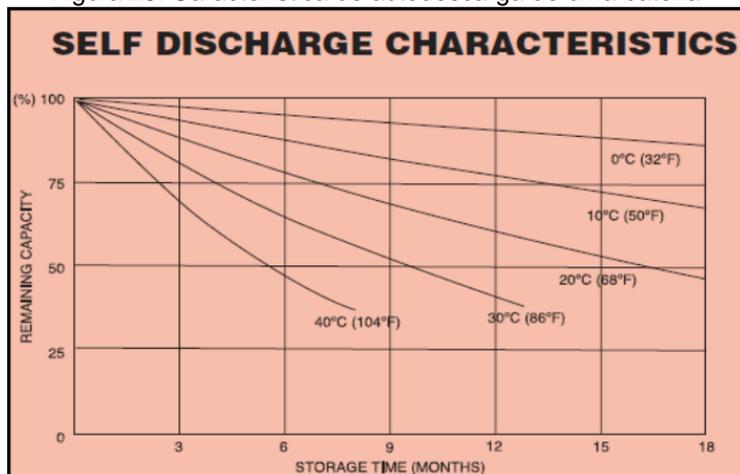
Figura 28: Número de ciclos em função da capacidade remanescente da bateria para diferentes profundidades de descarga



Fonte: [22]

Além disso, as baterias sofrem um fenômeno chamado autodescarga, ou seja, quando armazenadas por longos períodos de tempo podem eventualmente perder sua capacidade. Para evitar, ou pelo menos minimizar este efeito, é recomendável que se mantenha uma tensão de flutuação entre os terminais da bateria mesmo durante os períodos em que ela não estiver sendo usada. Essa característica pode ser encontrada nas folhas de dados de baterias e está representada na Figura 29.

Figura 29: Característica de autodescarga de uma bateria



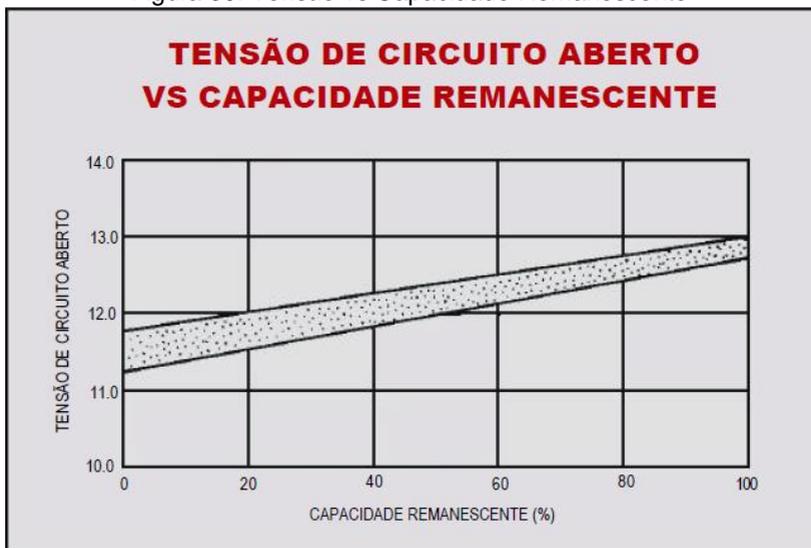
Fonte: [20]

Uma característica interessante que pode se inferir através da Figura 29 é que o aumento da temperatura aumenta a autodescarga da bateria.

O estado de carga de uma bateria pode ser mensurado através da medição da tensão entre seus terminais ou através da medição da acidez do eletrólito das mesmas. A tensão em uma bateria completamente carregada de 12 V é de 2,12 V a 2,15 V por célula, o equivalente a 12,7 a 12,9 V entre seus terminais [19][21].

A tensão em função da capacidade remanescente na bateria pode ser observada através da Figura 30.

Figura 30: Tensão vs Capacidade Remanescente



Fonte: Adaptado de [20]

Outra característica de baterias é o efeito *ripple* ou ruído elétrico. Também chamado de Ciclagem Superficial de Alta Frequência (HFSC - *High frequency shallow cycling*), pode representar sérios problemas em baterias no sistema *no-break* por exemplo. O comportamento é caracterizado pela presença de picos, como se fossem perturbações da linha de alimentação, gerando pequenos transitórios que se propagam até os terminais da bateria.

Tensões de *ripple* geram correntes de *ripple* inversamente proporcionais às impedâncias da bateria. O efeito mais evidente sobre a bateria é a geração adicional de calor, que progressivamente reduz os desempenhos elétricos e sua vida útil.

Outra consequência é provocada pelas harmônicas originadas a partir do efeito *ripple*. Dependendo de sua frequência também aceleram o envelhecimento da bateria pela corrosão e fadiga dos materiais [22].

Um cuidado importante que se deve ter é que durante a recarga, ou mesmo em flutuação, a corrente c.a. na bateria deve

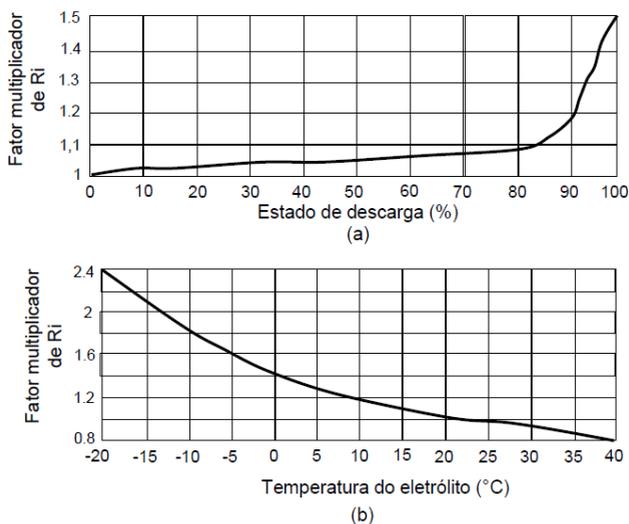
sempre ter um valor positivo. Sob nenhuma hipótese, a corrente fluindo dentro da bateria pode ser revertida para modo de descarga quando em modo de operação em flutuação ou recarga [22].

4.2.2 Resistência interna

A resistência interna da bateria consiste na soma da resistência do eletrólito, placas positiva e negativa e separadores [23]. O valor desta resistência é diretamente proporcional à relação entre o material ativo e o eletrólito, logo com o aumento da área da placa, há uma diminuição de sua resistência.

O valor oferecido pelos fabricantes referente à resistência interna de uma bateria leva em consideração a bateria plenamente carregada e a 25°C de temperatura do eletrólito. A Figura 31 representa a variação da resistência interna em função de duas variáveis: a) Estado de carga; b) Temperatura do eletrólito.

Figura 31: Variação da resistência interna de uma bateria de chumbo ácido



Fonte: [23]

4.3 ESCOLHA DA BATERIA

Como citado anteriormente as baterias de chumbo-ácido são as mais comuns atualmente, além de serem as mais acessíveis economicamente. Existem inúmeras baterias com densidade de armazenamento maior quando comparadas com as de chumbo-ácido, entretanto com custo maior. Como nesse sistema o custo é um requisito primordial, este item tem forte influência na escolha das baterias.

A busca pela bateria mais adequada torna-se uma questão de otimização e avaliação das prioridades de projeto. A tecnologia que for capaz de aliar um bom desempenho, maior vida útil, baixo custo, segurança adequada e um baixo impacto ambiental será a determinada para a aplicação.

A medida de desempenho não pode ser considerada uma grandeza simples. As inúmeras variáveis que influenciam no desempenho tendem a ser interligadas. Por exemplo, para se aumentar a potência de uma bateria é possível utilizar eletrodos mais finos, em contrapartida, isso diminui a densidade de energia e a durabilidade da bateria.

A medição de carga nas baterias também é uma tarefa difícil. Para que se obtenha uma precisão razoável são necessários testes em bancos durante anos e no caso de uma associação (série/paralelo) é difícil manter um balanço correto de temperatura ou de tensão entre o sistema.

4.4 MÉTODOS DE CARGA

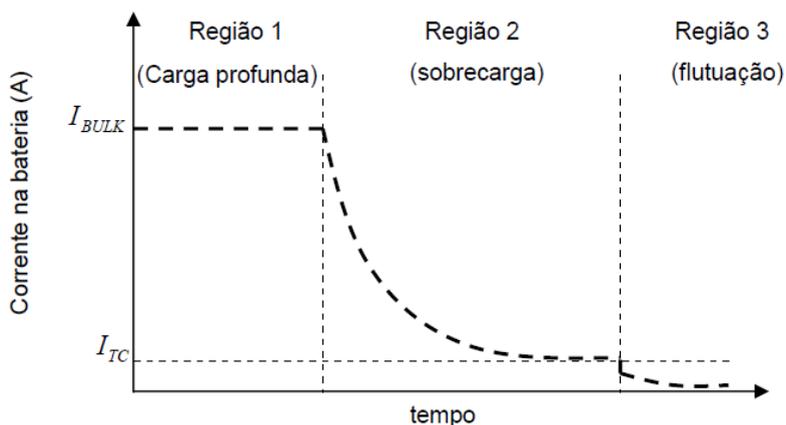
O processo de carga completo da bateria exige do controlador uma elaborada estratégia de controle na qual seja possível carregar a bateria, dentro de seus limites, o mais rápido possível considerando que o período de geração pelos painéis fotovoltaicos é limitado. As baterias utilizadas nesses sistemas operam de forma cíclica, descarregando à noite e recarregando durante o dia, no caso de utilização. Para casos como esse o método de carga mais adequado é o método por tensão constante e limitação de corrente [25].

A fim de se obter um completo e seguro processo de carga para baterias de chumbo-ácido, alguns fabricantes recomendam dividir o processo em três regiões distintas [15],

que geralmente são denominadas: região 1 de carga profunda (*bulk charge*), região 2 de sobrecarga (*over charge*) e região 3 de carga de flutuação (*float charge*).

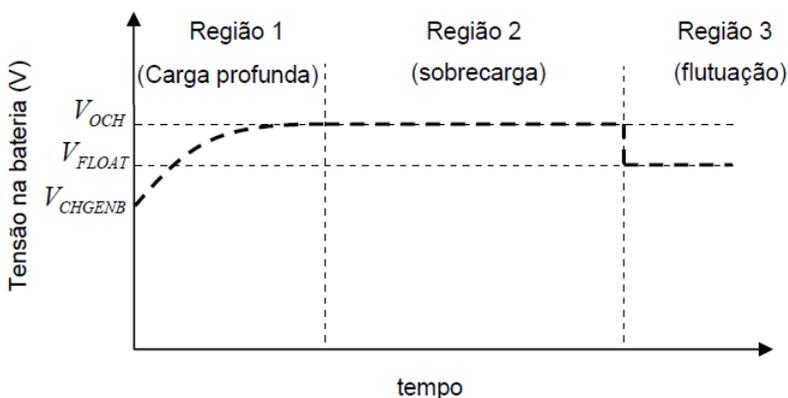
As três etapas de operação acima expostas estão ilustradas na Figura 32 e Figura 33, com o comportamento de corrente e tensão respectivamente.

Figura 32: Curva de corrente nas três regiões do processo de carga de uma bateria



Fonte: [23]

Figura 33: Curva de tensão nas três regiões do processo de carga de uma bateria



Fonte: [23]

Os fatores mais importantes para a carga de uma bateria são o tempo de carga disponível e o rendimento que se deve maximizar, contudo ambos estão intimamente relacionados, uma vez que uma carga mais rápida requer uma corrente mais elevada, o que resulta em um rendimento menor.

Sendo assim, ambos devem ser testados para que se encontre um equilíbrio. Os limitantes do processo de carga são: a tensão terminal e a temperatura, já que ambas danificam e reduzem a vida útil da bateria como anteriormente explicado [19][21].

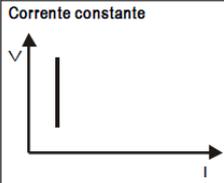
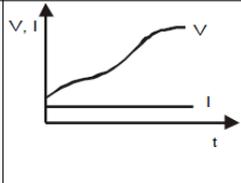
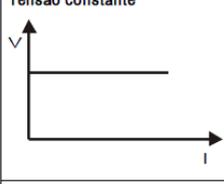
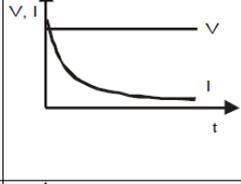
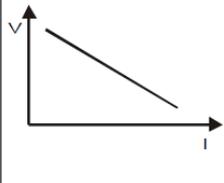
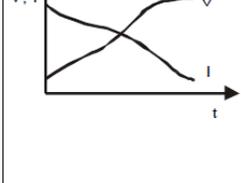
Os métodos de carga presentes na literatura são cinco: corrente e tensão constante; potência constante; corrente pulsada e métodos mistos nos quais existem estágios de alternância entre outros métodos [21].

Na Figura 34 são apresentadas algumas características dos métodos de carga, sendo o método da corrente pulsante o que apresenta melhores resultados, por injetar corrente controlada na bateria, evitando aquecimento excessivo da mesma. Contudo, a tensão deve ser gerenciada durante todo o processo para evitar que a bateria fique exposta a tensões elevadas e se deteriore [19][21].

O método de tensão constante deve ser utilizado somente para pequenos intervalos de tempo, uma vez que a corrente tende a alcançar valores elevados, o que faz com que a temperatura deva ser observada para evitar aquecimento excessivo [19].

O método da potência constante como já observado na Figura 34, deve ser utilizado somente para intervalos curtos de tempo com supervisão da temperatura. Entretanto, neste caso a potência injetada aumenta com o carregamento, fazendo com que as perdas ôhmicas sejam superiores em relação ao método de tensão constante, devido à injeção de uma potência mais elevada durante todo o processo [19].

Figura 34: Características dos métodos de carga

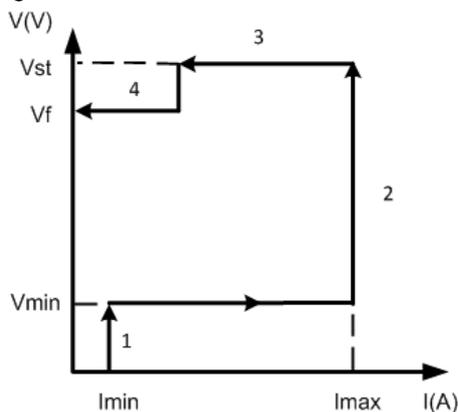
Característica de carga	Característica de tensão e corrente no tempo	Aplicação
<p>Corrente constante</p> 		<p>Carga parcial Carga completa Sobrecarga</p>
<p>Tensão constante</p> 		<p>Somente permitida por pequenos intervalos de tempo e com supervisão da temperatura</p>
<p>Potência constante</p> 		<p>Somente permitida por pequenos intervalos de tempo e a corrente deve ser limitada de forma que seja absorvida pela bateria sem aquecimento excessivo.</p>

Fonte: [21]

Dos métodos mistos utilizados destaca-se o método a dois níveis de tensão. Este se baseia na união das características dos métodos de corrente constante e do método

de tensão constante, alternados de forma a utilizar as melhores características de cada um [21]. As características deste método podem ser observadas na Figura 35 e Figura 36.

Figura 35: Método a dois níveis de tensão



Fonte: [21]

Supondo-se a bateria descarregada então é aplicada, ao primeiro estágio, uma corrente mínima controlada I_{min} evitando assim, picos de corrente e formação excessiva de gases. Esta etapa é mantida até que a bateria atinja uma tensão mínima de trabalho V_{min} .

Ao ser alcançado V_{min} , a bateria inicia o processo de carga na segunda etapa, injetando a corrente de carga desejada I_{max} . Com a injeção de uma corrente de carga elevada, a tensão tende a subir a uma taxa proporcional à corrente, no momento em que ela atinge o valor máximo permitido pela bateria V_{st} , a terceira etapa é iniciada fixando-se este valor de sobre tensão na bateria.

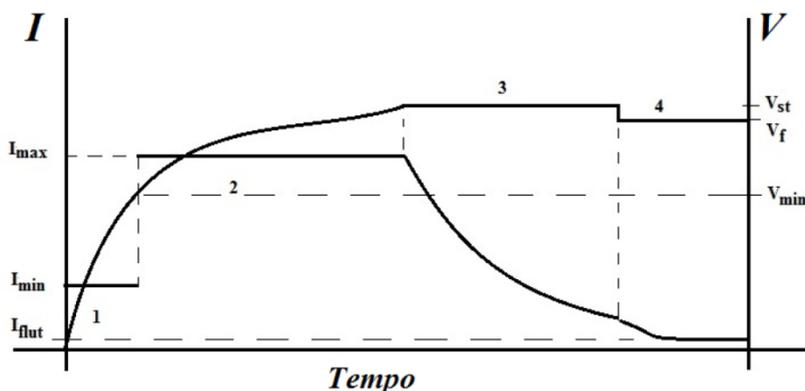
A terceira etapa tem a função de reduzir o tempo de carga por meio da regulação de uma sobre tensão V_{st} . Como a tensão é fixa, a corrente de carga inicia um processo de queda à medida que a bateria se aproxima da carga completa.

Ao ser atingida a carga completa, inicia-se a quarta etapa que tem a função de compensar a autodescarga da bateria aplicando-se uma tensão de flutuação V_f , uma vez que a bateria está carregada e não está em operação. Após o uso da bateria,

caso o processo de carga se inicie com uma carga diferente de zero, o processo necessita ser reiniciado a partir da segunda etapa.

Na Figura 36 é mostrada a representação do método de dois níveis. É possível inferir que esse método alia as melhores características do método de corrente constante e do método de tensão constante, pois limita a corrente no início do carregamento evitando aquecimento e a tensão ao final do processo não permitindo sobre tensões.

Figura 36: Tensão e corrente, método de dois níveis



Fonte: [21]

4.5 Modelos para uma bateria

Levando em consideração que as reações químicas de uma bateria são não lineares e sofrem a influência de diversos fatores inter-relacionados como temperatura e estado de carga, encontrar um modelo matemático que descreva o comportamento de uma bateria nem sempre é uma tarefa simples.

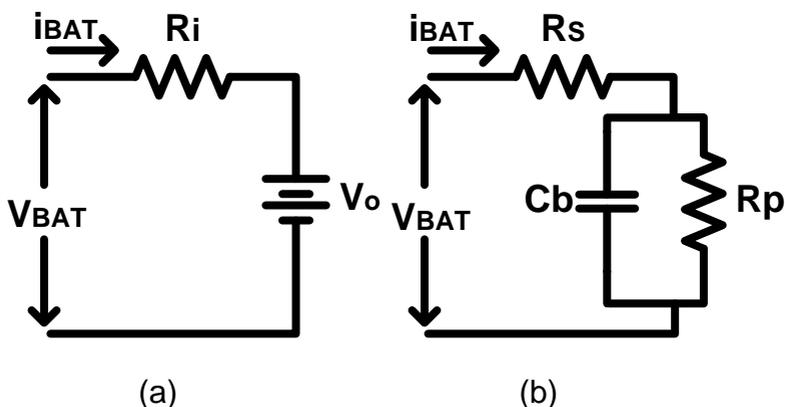
Na literatura são propostos diversos modelos capazes de representar uma bateria. Dentre eles, existem alguns que possibilitam a descrição detalhada do comportamento físico destes equipamentos [26]. Entretanto, modelos físicos demonstram-se inadequados para integração em simulações contendo outros circuitos elétricos.

O modelo mais simples é mostrado na Figura 37 (a), constituído por apenas uma resistência R_i que representa a resistência interna da bateria, em série com uma fonte de tensão ideal V_o que representa a tensão de circuito aberto da mesma.

Trata-se de um modelo simples e que permite a rápida integração com outros circuitos eletrônicos. Entretanto, apresenta-se demasiadamente simples para a maioria das aplicações, pois não permite estudar fenômenos específicos das baterias como a capacidade de carga e descarga.

A Figura 37 (b) apresenta uma boa aproximação de primeira ordem de uma bateria. O capacitor C_b representa a capacidade de carga da bateria, o resistor R_p representa a autodescarga da bateria e tem um valor alto para o caso de baterias chumbo-ácido [23]. A resistência R_s representa a resistência interna da mesma. A malha RC presente no modelo permite representar fenômenos transitórios de carga e descarga.

Figura 37: Modelos elétricos simplificados de uma bateria

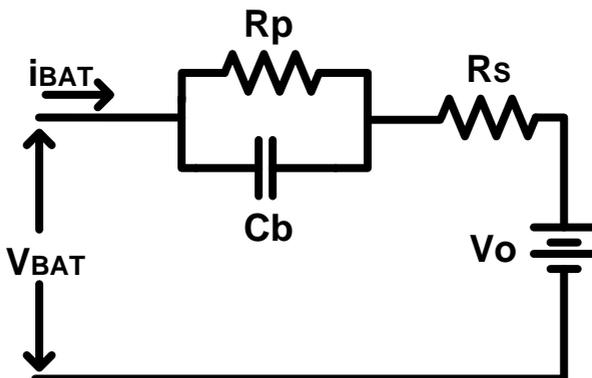


Fonte: O autor

A Figura 38 representa o circuito de Thévenin de uma bateria. Este modelo permite o estudo do comportamento da tensão em baterias durante seu ciclo de vida. Este modelo permite uma análise com as grandezas elétricas, a tensão de circuito aberto V_o , a resistência interna R_s e a tensão em

sobretensão, dada pela combinação em paralelo da resistência R_p e do capacitor C_b .

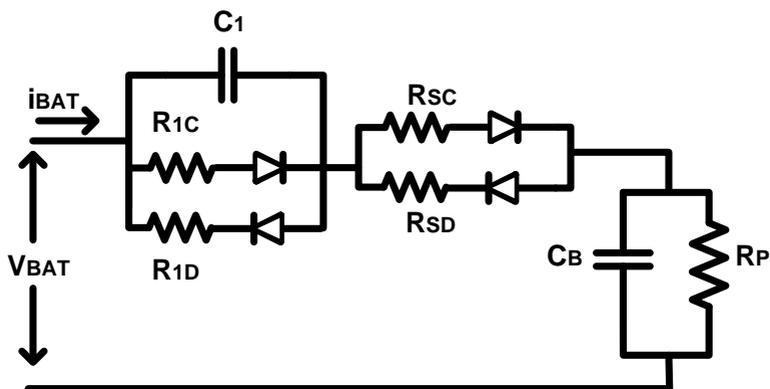
Figura 38: Equivalente de Thévenin para uma bateria



Fonte: O autor

A Figura 39 apresenta diodos que permitem identificar os componentes associados à carga e descarga da bateria. Neste modelo os componentes de V_{C1} representam as sobretensões, as resistências R_{SC} e R_{SD} as resistências internas e R_P a resistência associada à autodescarga da bateria. O capacitor C_B simula a capacidade da bateria. Este modelo conduz a resultados satisfatórios, no entanto é necessária a realização de vários testes físicos para poder estimar os valores dos parâmetros de uma determinada bateria.

Figura 39: Modelo elétrico completo de carga e descarga



Fonte: O autor

4.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo teve como foco principal um importante componente de um sistema fotovoltaico autônomo que é o elemento armazenador de energia. Primeiramente, foi feita uma descrição dos diferentes tipos de baterias, suas principais funcionalidades e as possíveis associações entre elas.

Posteriormente foi feito um levantamento das principais características elétricas que compõe uma bateria. Através deste entendimento é possível estudar os diferentes métodos utilizados para carregar este componente de forma a não danificá-lo.

A característica de carga e descarga de uma bateria é muito importante, uma vez que a aplicação deste trabalho visa um sistema robusto e de prolongada vida útil. Através desse estudo e posterior aplicação dos métodos é possível garantir desempenho máximo das baterias e ainda o prolongamento de sua vida útil.

5 OBTENÇÃO DO MODELO DA CARGA

Tendo em vista o crescimento exponencial da utilização de energia fotovoltaica como forma de energia complementar por um número muito grande de pessoas, este trabalho como já explicitado visa uma aplicação extremamente importante para a qualidade de vida das pessoas que vivem isoladas da rede elétrica.

Atualmente ainda existe um número muito grande de pessoas vivendo sem energia elétrica em uma condição precária de conforto e bem-estar em suas casas. Esta aplicação visa um sistema que auxilie essas pessoas na obtenção de um bem primordial para suas sobrevivências que é captação e consequente consumo de água.

Considerando as condições em que essas propriedades rurais se encontram, o sistema deve apresentar como características: o menor custo possível, robustez, fácil instalação e principalmente pouca exigência de manutenção.

Com base nessas considerações, optou-se pela utilização de uma motobomba submersa vibratória que, além de suprir com determinada folga as necessidades a que se destina, possuem baixo custo e uma longa vida útil desde que respeitadas suas especificações.

5.1 ESCOLHA DA MOTOBOMBA

Considerando que o objetivo do trabalho é sua aplicação em zonas rurais sem acesso à rede de energia elétrica, entende-se que as pessoas que vivem nesses locais não possuem uma condição financeira boa. Baseado nesse contexto, o principal requisito na escolha do tipo de motobomba a ser utilizada é o baixo custo. Dentre uma comparação entre as motobombas de mercado, optou-se pela utilização da submersível vibratória.

Após ter se escolhido a motobomba submersa vibratória como melhor opção, foi feita uma análise geral de mercado. Através disso foi levantada uma relação de empresas de todo o Brasil que produzem as motobombas que poderiam ser utilizadas para a aplicação.

Os resultados de preço e algumas características relevantes, obtidas segundo informações dos fabricantes, para as motobombas pesquisadas seguem expostos na Tabela 5.

Tabela 5: Características de motobombas pesquisadas (09/13)

Marca	Modelo	Potência (W)	Vazão Max. (L/h)	Preço (R\$)
ANAUGER	ANAUGER 700	450	1930	337,79
ANAUGER	ANAUGER ECCO	300	1400	199,00
ANAUGER	ANAUGER 800	380	1970	254,50
ANAUGER	ANAUGER 660	290	1750	128,00
LÍDER	PUMPECO 760	300	1800	150,00
LÍDER	L750	300	1800	143,00
LÍDER	L850	370	1900	166,00
LÍDER	L950	440	2250	195,00
JS BOMBAS	JS600	240	1350	120,00
JS BOMBAS	JS650	320	1500	130,00
JS BOMBAS	JS830	370	1850	140,00
JS BOMBAS	JS930	420	2150	150,00

Fonte: O autor

Com base nos valores obtidos na Tabela 5, foram feitas análises de algumas relações como vazão/preço e vazão/potência e o modelo que obteve o resultado mais satisfatório é o JS600. Além disso, outro fator decisivo para a escolha é o fato de que as motobombas JS são produzidas em Jaraguá do Sul-SC, pela empresa **JS Bombas®** facilitando assim o fator logístico para nPEE localizado em Joinville-SC.

5.2 CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS

De acordo com o manual fornecido pelo fabricante, a motobomba possui as especificações técnicas de acordo com a Tabela 6.

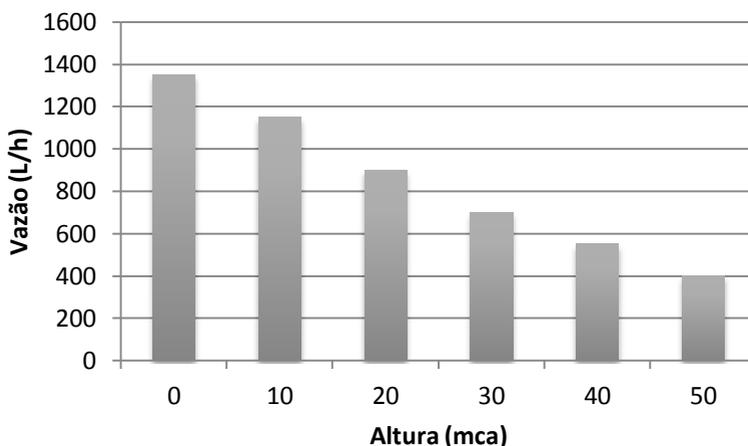
Tabela 6: Característica nominais da carga

Modelo	JS 600
Sistema	Vibratória
Potência Ativa	240 W
Corrente Nominal	5,0 A
Tensão Nominal	220 V
Frequência	60 Hz
Vazão Máxima	1350 L/h
Vazão Mínima	400 L/h
Tubo de Recalque	$\frac{3}{4}$ "

Fonte: Manual do fabricante

O desempenho da motobomba para diversos desníveis pode ser observado de acordo com a Figura 40. Esses desníveis são medidos em função da pressão exercida por uma coluna de água, cuja unidade é m.c.a (metros de coluna de água).

Figura 40: Vazão em função da altura



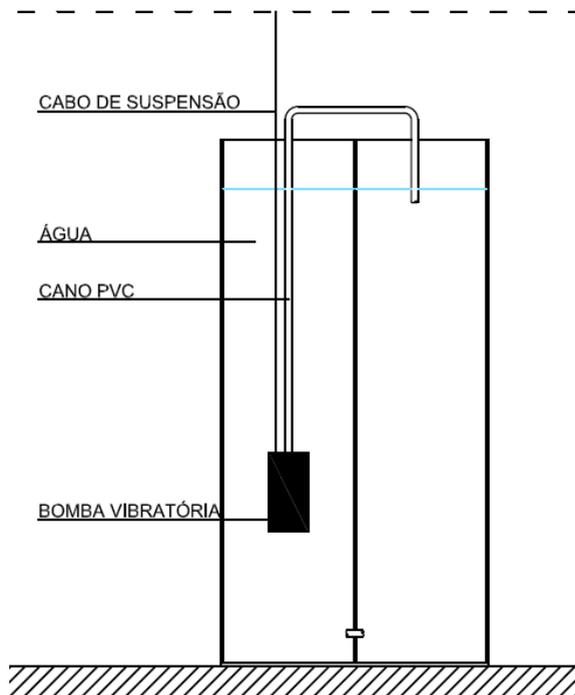
Fonte: Manual do fabricante

5.3 CARACTERÍSTICAS PRÁTICAS DA CARGA

Com o objetivo de observar o comportamento da carga foram realizados testes em uma condição simulada em laboratório. A aquisição de dados correspondeu à corrente e tensão da motobomba nos instantes de partida e regime, com a mesma conectada à rede elétrica.

Devido à disponibilidade de uma caixa de água no laboratório, a motobomba foi submersa em um lado da caixa, bombeando água para o lado oposto da mesma. O esquema utilizado para os testes está ilustrado na Figura 41.

Figura 41: Sistema utilizado para testes com a motobomba

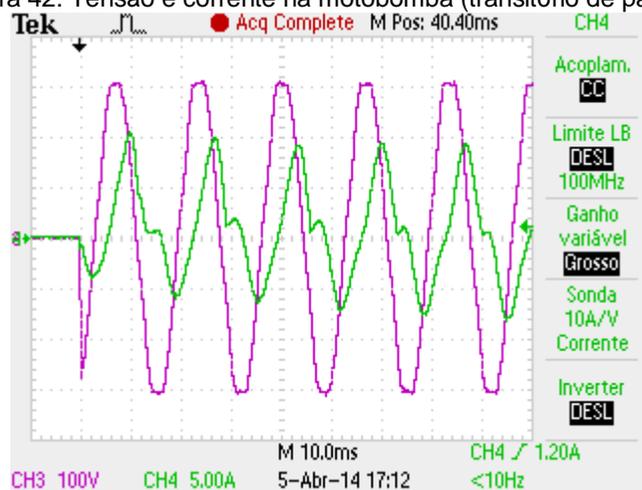


Fonte: O autor

As formas de onda adquiridas podem ser observadas nas Figura 42, Figura 43 e Figura 44. Como pode ser observado na

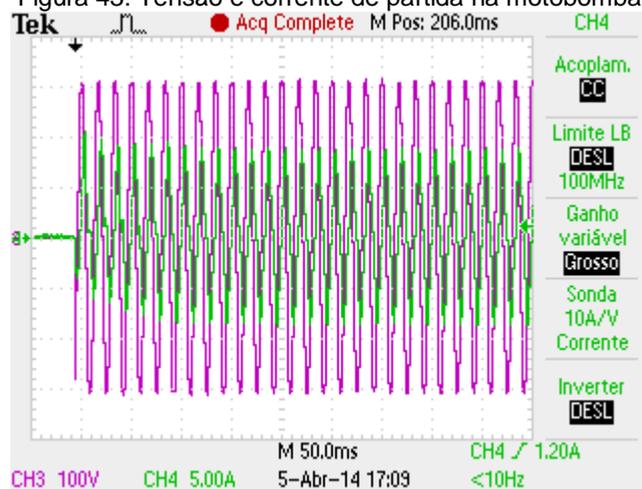
Figura 42, o comportamento de partida da motobomba é suave, com um pequeno nível cc, porém sem a presença de picos significativos.

Figura 42: Tensão e corrente na motobomba (transitório de partida)



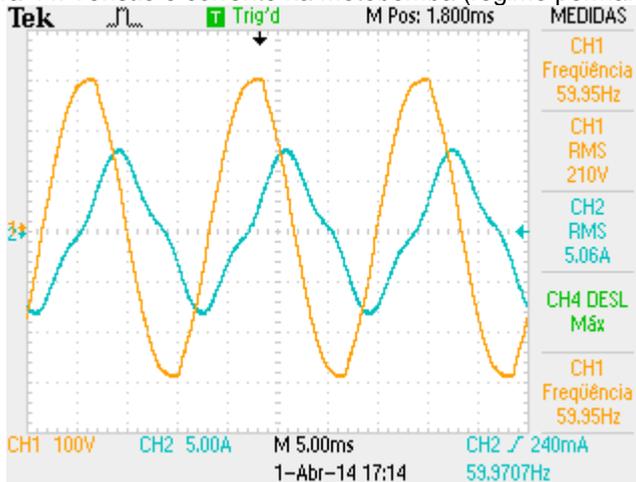
Fonte: O autor

Figura 43: Tensão e corrente de partida na motobomba



Fonte: O autor

Figura 44: Tensão e corrente na motobomba (regime permanente)



Fonte: O autor

Para obtenção das características da motobomba foi utilizado um wattímetro. Os dados obtidos estão representados através da Tabela 7.

Tabela 7: Parâmetros práticos da motobomba

Tensão Eficaz	218,09 [V]
Corrente Eficaz	5,06 [A]
cos (\emptyset)	0,2960
Potência Ativa	296 [W]
Potência Reativa	1,066 [kVAR]

Fonte: O autor

5.4 DEFINIÇÃO DO MODELO ELÉTRICO EQUIVALENTE

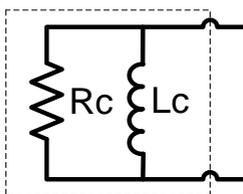
Através das ilustrações acima expostas, é possível concluir que a carga possui um comportamento altamente indutivo (corrente e tensão defasadas em aproximadamente 80°), com baixo fator de deslocamento ($\cos \emptyset$) e alta circulação de energia reativa.

Levando em consideração a componente fundamental da forma de onda da corrente, é possível inferir que, em regime permanente, a carga pode ser representada eletricamente por

uma indutância associada em série ou paralelo a uma resistência.

Neste caso, para facilitar os cálculos devido à adição de um capacitor ressonante paralelo que posteriormente será definido, o modelo representativo escolhido será indutor e resistência em paralelo, como ilustrado na Figura 45.

Figura 45: Modelo representativo da carga



Fonte: [27]

Sendo assim, o valor da resistência de acordo com o modelo é dado por:

$$R_c = \frac{V_{rede}}{I_b \cos \varnothing} \quad (1.14)$$

Onde:

R_c = resistência de carga

Substituindo os valores tem-se:

$$R_c = 159,27 \, \Omega$$

O valor da indutância é dado pelas seguintes expressões:

$$X_L = \frac{V_{rede}}{I_b \sin \varnothing} \quad (1.15)$$

$$L_c = \frac{X_L}{2\pi f} \quad (1.16)$$

Onde:

- X_L = Reatância de carga
- L_c = Indutância de carga

Da substituição dos respectivos valores tem-se que:

- $L_c = 118,76 \, \text{mH}$

Dessa maneira o modelo da carga fica completamente estabelecido. Devido ao comportamento altamente indutivo da mesma, é essencial que se projete de maneira adequada um capacitor associado ao sistema, de modo que ele consuma a energia reativa e o conversor processe somente energia ativa demandada pela motobomba.

5.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

É possível concluir que a motobomba escolhida de acordo com os critérios apresentados atende aos requisitos exigidos para a aplicação, sendo um produto extremamente robusto, de baixo custo e de relativa simplicidade. Essas características são confirmadas através da observação do comportamento prático da motobomba em funcionamento.

Outro fator importante é a simplicidade do modelo elétrico equivalente levantado, além de apresentar um comportamento adequado para as condições de utilização que estará submetido na aplicação. Com um modelo elétrico fiel e bem definido é possível projetar conversores cc-cc e cc-ca mais confiáveis, robustos e que gerem uma energia com maior qualidade para a carga em questão.

6 PROJETO DO SISTEMA DE BOMBEAMENTO

O sistema se destina a localidades rurais onde não há acesso à rede elétrica sendo, portanto, primordial a simplicidade, o baixo custo, a pouca necessidade de manutenção e robustez do equipamento.

Este capítulo terá as etapas para o dimensionamento geral de todo o sistema como o número de baterias que serão utilizadas e o conjunto de painéis que proverão energia para o sistema.

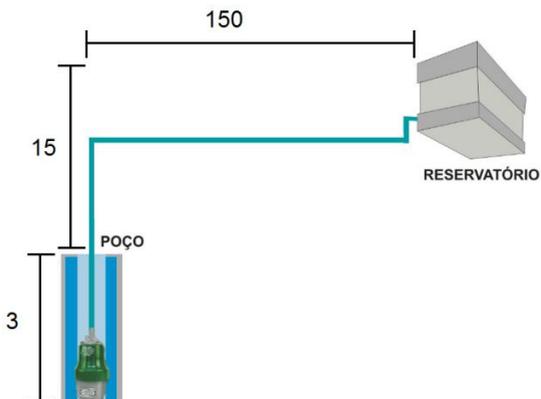
Para a definição das variáveis relevantes para o sistema será necessário o conhecimento da quantidade de água que deverá ser bombeada diariamente, o relevo do local em questão, a profundidade do poço e as distâncias de transmissão.

6.1 CARACTERÍSTICAS GERAIS

O volume mínimo diário definido para bombeamento de água em uma residência rural será considerado 1000 litros. Esse valor corresponde a uma média até mesmo em residência urbanas sendo, portanto, suficiente para esse caso.

As considerações em termos de profundidade do poço e distância da captação até a casa consumidora estão ilustradas através da Figura 46. As distâncias representadas estão em metros e representam as distâncias reais de uma localidade no interior do estado.

Figura 46: Distâncias relativas à captação e consumo



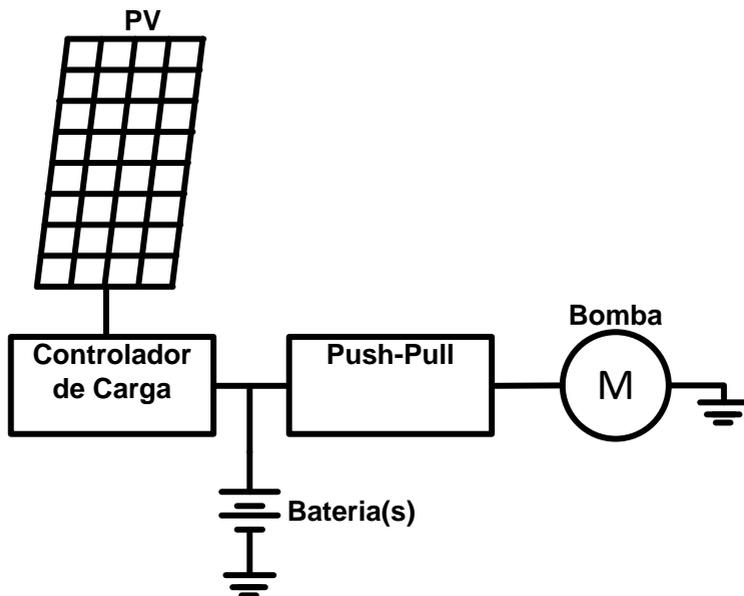
Fonte: O autor

Através dessas distâncias é possível calcular a altura manométrica do sistema como sendo 27 m.c.a.. Um fabricante de motobombas disponibiliza o cálculo via site, dadas às distâncias de bombeamento [28].

Observando a Figura 40 é possível concluir que a motobomba JS600 levará aproximadamente 1 hora e 30 minutos para bombear os 1000 litros diários anteriormente determinados.

O diagrama de blocos do sistema está ilustrado na Figura 47.

Figura 47: Diagrama de blocos do sistema proposto



Fonte: O autor

Conforme seção 5.3 é possível observar o comportamento altamente indutivo da motobomba utilizada, com grande circulação de potência reativa. Sendo assim a potência ativa consumida pela motobomba pode ser calculada por:

$$P_{out} = S_{out} \cdot \cos\phi \quad (1.17)$$

No caso da motobomba JS600

- $P_{out} = 240 \text{ W}$
- $S_{out} = 1100 \text{ VA}$

Considerando-se uma eficiência de 80% para o sistema inversor, a potência média que deverá ser fornecida pelo banco de baterias durante o funcionamento do sistema será:

$$P_{med} = \frac{P_{out}}{\eta} = \frac{240}{0,8} = 300 \text{ W} \quad (1.18)$$

Foi definido que o banco de baterias deve suprir a demanda por um período de pelo menos 3 dias sem que ocorra sua descarga total.

Módulos fotovoltaicos conectados em série, são altamente dependentes uns dos outros para produzir corrente elétrica. Neste caso um sombreamento em algum módulo será extremamente prejudicial ao sistema, impedindo a passagem da corrente elétrica para os demais módulos. Em contrapartida arranjos em paralelo são menos sensíveis ao sombreamento de módulos quando comparados com a ligação série.

Apesar de módulos conectados em série fornecerem correntes maiores para mesma tensão, resultando em correntes maiores sobre os semicondutores, para essa aplicação a conexão escolhida será a paralelo, que fornece uma maior robustez ao sistema.

Sendo assim, a tensão de barramento do banco de baterias será 12 Volts (Vcc) e a corrente drenada das baterias:

$$I_{med} = \frac{P_{med}}{V_{cc}} = \frac{300}{12} = 25A \quad (1.19)$$

6.2 DEFINIÇÃO DOS PAINÉIS FOTOVOLTAICOS

Os painéis utilizados para a produção de energia serão do fabricante *Sunmodule SW130 Poly R6A* como visto no item 2.4.5 do Capítulo 3. Sendo assim, segundo características dos fabricantes, o módulo tem a capacidade de fornecer 3,54 Ah a uma radiação de $1000W/m^2@60^{\circ}C$, com tensão de barramento de 17,7 V que se trata da tensão de *MPP* [29].

Os níveis de radiação solar no município de Joinville, nos piores índices correspondem a aproximadamente os mesmos níveis encontrados no município de Florianópolis, portanto fixados em $2500 Wh/m^2$.dia em média [27].

Com esses dados é possível estimar o número de painéis necessários como sendo:

$$A_{hd} = \frac{I_t \cdot R_{md}}{R_t} = \frac{3,54 \cdot 2500}{1000} = 8,85Ah \quad (1.20)$$

Onde:

A_{hd} – Ah fornecido diariamente por cada módulo

I_t – Corrente fornecida pelo módulo para uma radiação *R_t*

R_t – Radiação solar padrão

R_{md} – Radiação média no município durante os piores

meses

$$n = \frac{A_{hc}}{A_{hd}} = \frac{25}{8,85} = 2,82 \quad (1.21)$$

Sendo:

A_{hc} – A_h drenados pela carga

Dessa forma, 3 painéis seriam suficientes para a aplicação, entretanto optou-se pela utilização de 4 painéis em paralelo para se obter uma forma de garantia de fornecimento ao sistema.

Considerando que o controlador de carga projetado obedecerá critérios de *MPPT*, para se calcular a energia produzida pelos módulos fotovoltaicos será utilizado o método da insolação [2]. A energia produzida por módulo é calculada da seguinte forma:

$$E_p = E_s \cdot A_m \cdot \eta_m \quad (1.22)$$

Sendo:

E_p – Energia produzida pelo módulo diariamente [Wh]

E_s – Insolação diária [Wh/m²/dia]

A_m – Área da superfície do módulo [m²]

η_m – Eficiência do módulo

A eficiência do módulo pode ser calculada com base nos valores fornecidos pelo fabricante

$$\eta_m = \frac{I_{mp} \cdot V_{mp}}{I_c \cdot A} \cdot 100 = 12,73\% \quad (1.23)$$

$$E_p = 2500 \cdot (0,680 \cdot 1,508) \cdot 12,73\% = 326,35Wh \quad (1.24)$$

Considerando que serão utilizados 4 módulos em paralelo, essa energia aumenta proporcionalmente.

6.3 DEFINIÇÃO DO BANCO DE BATERIAS

Conclui-se então que o banco deve fornecer uma corrente de 25 Amperes pelo menos por 4 horas e 30 minutos sem que ocorra sua descarga total.

Optou-se pela utilização de baterias chumbo-ácido, devido ao seu baixo custo e facilidade de aquisição e manutenção.

Considerando a utilização da motobomba durante 1,5h diariamente, a energia [Wh] para a aplicação desejada será:

$$E_d = 240 \cdot 1,5 = 360Wh \quad (1.25)$$

Considerando que a bateria deve fornecer energia durante 3 dias sem que ocorra sua completa descarga:

$$E_a = 360 \cdot 3 = 1,08kW \quad (1.26)$$

Como a tensão de barramento escolhida é 12 V, definiu-se que as baterias poderão ter uma profundidade de descarga máxima de 35%, com o qual se espera garantir que o sistema de armazenamento de energia funcione por um período mínimo de 3 anos.

O número de baterias em paralelo é então determinado pela fórmula:

$$NBP = \frac{C_{BANCO}}{C_{BAT}} \quad (1.27)$$

Onde:

N_{BP} – Número de baterias ligadas em paralelo

C_{BANCO} – Capacidade de carga do banco de baterias [Ah]

C_{BAT} – Capacidade de carga de cada bateria [Ah]

A capacidade de carga do banco é:

$$C_{BANCO} = 1080 / 12 / 0,20 = 257,14Ah \quad (1.28)$$

Escolhendo a bateria Freedom DF2000, que possui uma capacidade de carga a 25°C 115 Ah

$$NBP = \frac{257,14}{115} = 2,23 \text{ baterias}$$

A capacidade de carga da bateria varia de acordo com a bateria que será escolhida. Para a escolha da bateria para a aplicação foi feita uma pesquisa de mercado e duas opções que aliam qualidade e custo reduzido estão representadas na Tabela 8.

Tabela 8: Comparação entre baterias estacionárias para a aplicação

Modelo	Moura Clean Nano	Freedom DF2000
Tensão nominal	12V	12V
Peso	25,4 Kg	27,1 Kg
Capacidade em 20 h	100 Ah	115 Ah
Resistência interna	5,2 mΩ	
Preço	R\$ 1080,00	R\$ 450,00

Fonte: O autor

Considerando que ambas as baterias apresentam uma característica parecida, com um preço extremamente diferenciado a bateria escolhida para a aplicação é a Freedom DF2000 representada através da Figura 48.

Figura 48: Bateria Delco Freedom DF2000



Fonte: Catálogo Baterias Delco

6.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo tem como principal foco a definição global do sistema. As distâncias de bombeamento são definidas baseadas em um sistema real, presente em uma região do oeste do estado. A partir disso, baseado em estatísticas de consumo médio em uma residência, o número de painéis e o banco de baterias são dimensionados de modo que o sistema tivesse autonomia de operação de 3 dias sem a presença de radiação solar.

É interessante ressaltar que os itens aqui dimensionados representam o maior custo do sistema proposto. Portanto, a escolha desses componentes e da carga deve ser ponderada com diversos fatores para que o projeto mantenha-se com foco em baixo custo e não se torne financeiramente inviável.

7 DEFINIÇÃO DA TOPOLOGIA DO CONTROLADOR DE CARGA

Conversores estáticos cc-cc são dispositivos que recebem um nível de tensão ou corrente contínua nos seus terminais de entrada e ajustam para outro valor de tensão ou corrente contínua nos terminais de saída de acordo com as exigências do sistema.

Neste capítulo serão apresentadas três topologias básicas de conversores cc-cc: o conversor elevador, também conhecido como *Boost*, o conversor abaixador, também conhecido como *Buck* e o conversor abaixador-elevador também conhecido como *Buck-Boost*.

Posteriormente elas serão detalhadas e comparadas entre si para que seja feita a escolha do conversor que melhor se adapte às condições impostas pela aplicação. Esse deve corresponder à alternativa mais simples, robusta, de custo reduzido e que exija pouca manutenção.

Os conversores podem exercer dupla função em um sistema fotovoltaico, a principal é adequar o nível de tensão produzido pelos painéis fotovoltaicos ao nível de tensão desejado no barramento cc. A outra função é a de seguir o ponto de máxima potência do painel de acordo com técnicas de MPPT [23]. Para o sistema em questão o circuito controlador de carga terá ambas as funções.

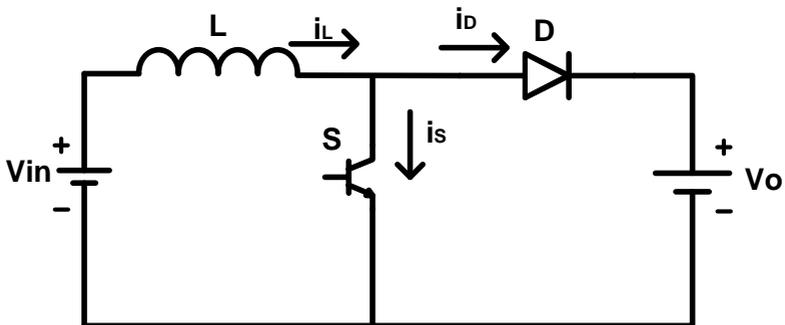
7.1 CONVERSOR CC-CC ELEVADOR DE TENSÃO BOOST

O conversor elevador de tensão (*Boost*) se caracteriza por apresentar tensão média de saída maior do que a tensão de entrada, ou seja, a mínima tensão média de saída é teoricamente igual à tensão de alimentação.

A quantidade de componentes empregadas no conversor *Boost* é praticamente a mesma do conversor *Buck*, com alguns componentes rearranjados conforme ilustrado na Figura 49. É possível observar que a fonte de entrada possui um indutor em série, comportando-se como uma fonte de corrente e tendo a carga, portanto, um comportamento de fonte de tensão.

As principais aplicações de conversores *Boost* são em fontes de alimentação, retificadores com elevado fator de potência e acionamento de motores de corrente contínua com frenagem regenerativa [30].

Figura 49: Conversor cc-cc *Boost*



Fonte: O autor

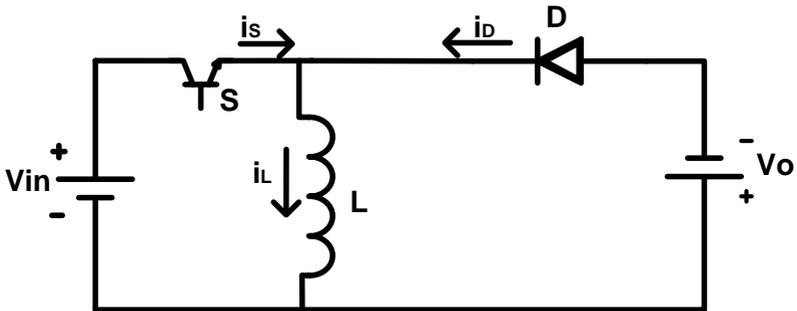
7.2 CONVERSOR CC-CC À ACUMULAÇÃO DE ENERGIA *BUCK-BOOST*

Existem aplicações onde se deseja controlar o fluxo de energia entre carga e fonte de mesma natureza. Nessas condições a transferência de potência é feita indiretamente através da utilização de componentes acumuladores de energia, como por exemplo, um indutor L .

Dessa forma, caso se deseje controlar o fluxo de energia entre uma fonte de tensão contínua e uma carga com característica de fonte de tensão contínua deve-se empregar um conversor à acumulação indutiva, também conhecido como *Buck-Boost*. Portanto, o conversor *Buck-Boost* pode ser considerado um conversor cc-cc indireto.

A topologia do conversor *Buck-Boost* está ilustrada na Figura 50. Em termos de número de componentes, em relação ao conversor cc-cc anteriormente ilustrado não há um aumento, apenas um rearranjo dos mesmos.

Figura 50: Conversor cc-cc Buck-Boost



Fonte: O autor

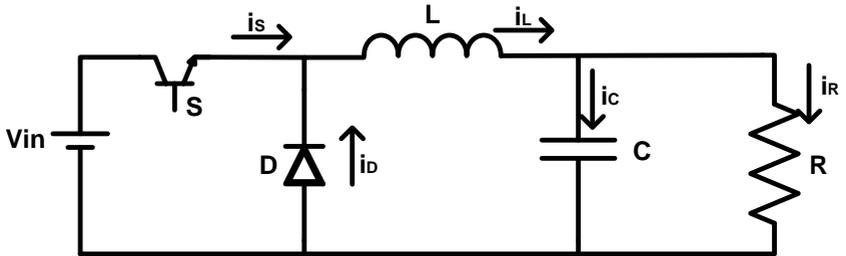
7.3 CONVERSOR CC-CC ABAIXADOR DE TENSÃO *BUCK*

O conversor *Buck* se caracteriza por produzir um valor médio de tensão na saída inferior ao valor médio da tensão de entrada, enquanto que a corrente média de saída é maior do que a corrente média de entrada, por consequência do princípio da conservação da energia.

Normalmente este tipo de conversor é concebido de forma a possibilitar uma variação contínua da tensão média na carga desde zero até o valor da tensão de alimentação.

A estrutura básica do conversor *Buck* está ilustrada através da Figura 51. Esta estrutura se caracteriza por apresentar apenas um interruptor, um diodo de roda livre e um filtro LC de saída sendo, portanto, uma estrutura simples e robusta. O ganho estático deste conversor depende apenas da razão cíclica D .

Dentre os conversores cc-cc, o conversor *Buck* é o único que apresenta uma relação linear entre tensão de entrada e tensão de saída, resultando em um controle mais fácil de ser implementado com técnicas clássicas.

Figura 51: Conversor cc-cc *Buck*

Fonte: O autor

Como a conversão de energia para a aplicação desejada necessita de um conversor em que haja transferência direta de potência da entrada do conversor para a saída, os conversores *Buck* e *Boost* demonstram ser possíveis opções.

Entretanto, o conversor *Buck* é indicado para aplicações onde se deseja alimentar uma carga com características de fonte de corrente contínua a partir de uma fonte de tensão contínua.

A fonte de corrente contínua de saída corresponde exatamente à entrada do inversor Push-Pull que estará interligado em cascata com o circuito controlador de carga. A entrada do conversor cc-cc corresponde à saída dos painéis fotovoltaicos que nada mais são do que fontes de tensão contínua.

Sendo assim, dentre as topologias estudadas o conversor *Buck* alia robustez, simplicidade e demonstra ser a opção mais viável e interessante para a aplicação.

7.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo tem como foco a apresentação de três topologias possíveis para o circuito controlador de carga. Com base nas características principais de cada conversor, foram levantadas suas melhores condições de aplicabilidade e o conversor definido para a aplicação em questão foi o *Buck*.

O conversor *Buck* é um conversor extremamente simples e que atende a aplicação com robustez, facilidade de implementação e baixa exigência de manutenção.

8 CONTROLADOR DE CARGA

Neste capítulo o objetivo principal é a apresentação do conversor cc-cc que será projetado no trabalho. O conversor *Buck* é o conversor escolhido, com a finalidade de controlar a carga de um banco de baterias dimensionado no capítulo 6.

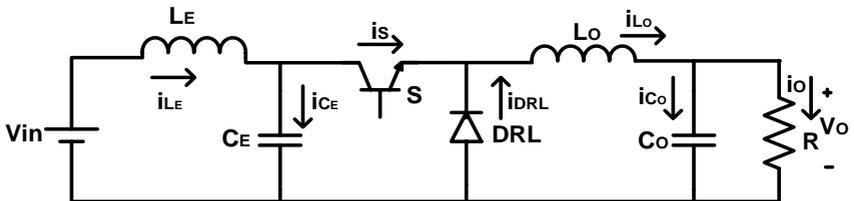
A seguir será apresentada a descrição dos procedimentos de cálculo do estágio de potência do conversor.

8.1 CONVERSOR BUCK CONDUÇÃO CONTÍNUA

8.1.1 Análise Qualitativa

A Figura 52 representa o conversor Buck que será abordado neste trabalho.

Figura 52: Conversor Buck com filtros de entrada e saída



Fonte: O autor

Sendo assim tem-se que:

V_{in} – Fonte de tensão cc de entrada

L_E – Indutor filtro de entrada

C_E – Capacitor filtro de entrada

S – Interruptor

DRL – Diodo de roda livre

L_O – Indutor filtro de saída

C_O – Capacitor filtro de saída

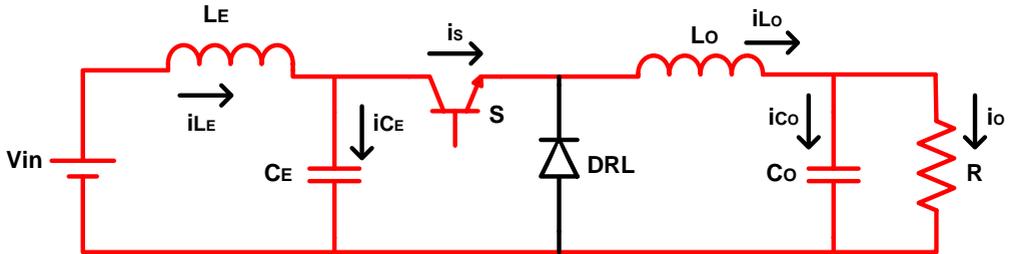
R – Resistor de carga

As etapas de operação, considerando modo de condução contínua para o conversor Buck são:

1ª etapa de operação ($0 - t_{on}$)

A primeira etapa inicia quando o interruptor S é comandado a conduzir, no instante 0 . Durante esta etapa a corrente de carga circula pela fonte V_{in} , ou seja, há transferência direta de energia da fonte para a carga. Esta etapa está ilustrada de acordo com a Figura 53.

Figura 53: Buck 1ª etapa de operação

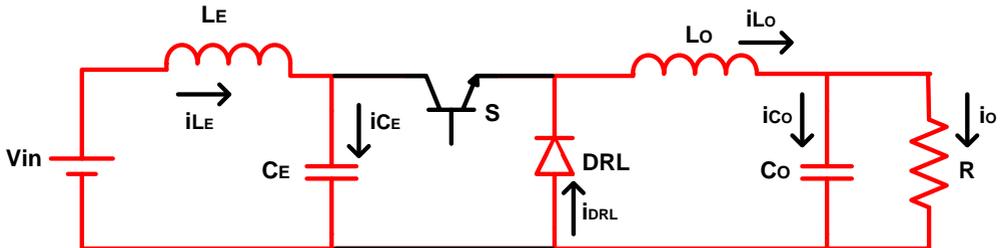


Fonte: O autor

2ª etapa de operação ($t_{on} - T$)

A segunda etapa inicia quando o interruptor S é comandado a bloquear, no instante t_{on} . Durante esta etapa o diodo DRL fica diretamente polarizado e conduz a corrente de carga. Neste caso é o indutor de saída que fornece energia para a carga, até o momento em que a chave S é comandada a conduzir novamente. Esta etapa está ilustrada de acordo com a Figura 54.

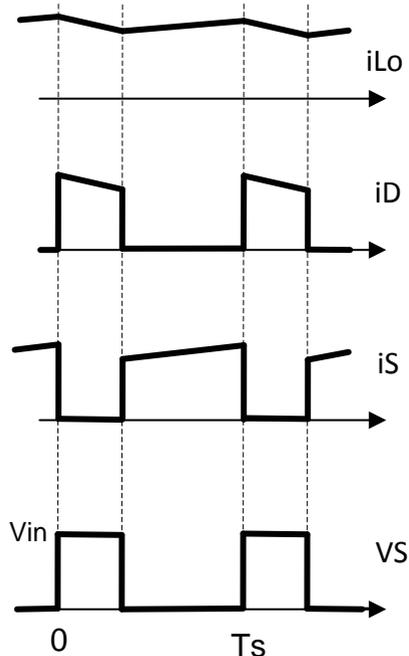
Figura 54: Buck 2ª etapa de operação



Fonte: O autor

As principais formas de onda do circuito estão ilustradas na Figura 55.

Figura 55: Principais formas de onda Buck



Fonte: O autor

8.1.2 Análise Quantitativa

Um conversor Buck ideal operando em condução contínua apresenta a seguinte relação entre tensão de entrada média V_i e a de saída V_o :

$$V_o = D.V_{in} \quad (1.29)$$

Para o dimensionamento do conversor de potência a condição considerada corresponde à máxima potência disponível: radiação incidente de 1000 W/m^2 e temperatura dos módulos igual a 25°C . Como serão utilizados 4 painéis em paralelo, para essa condição tem-se que: $V_{oc} = 21,9 \text{ V}$; $P_{max} = 520 \text{ W}$; $V_{mpp} = 17,7 \text{ V}$; $I_{mpp} = 29,52 \text{ A}$.

Sabe-se que a tensão no banco de baterias variará entre 13V (2,15V por célula) quando completamente carregada e 10,5V (1,75V por célula) quando completamente descarregada.

Dessa forma a menor razão cíclica ocorre quando:

$$D_{min} = \frac{V_{o\ min}}{V_{in\ max}} = \frac{10,5}{21,9} = 0,479 \quad (1.30)$$

Tendo em vista que variando o ciclo de trabalho na faixa de $0,479 \leq D \leq 1$ espera-se que a tensão da bateria fique praticamente constante, enquanto a tensão no módulo varie do seu valor máximo (quando $D = D_{min}$) até o valor da tensão máxima na bateria (quando $D \approx 1$).

Considerando que a potência do módulo depende da tensão entre seus terminais e, conseqüentemente de D , e que no conversor ideal as potências de entrada e saída são iguais, a corrente de saída deve seguir a variação de potência. Sendo assim:

$$I_{O\ max} = \frac{P_{max}}{V_{O\ min}} = 49,52\ A \quad (1.31)$$

As características que serão tomadas como parâmetros para o dimensionamento do conversor estão mostradas na Tabela 9.

Tabela 9: Características consideradas para o dimensionamento do conversor *Buck*

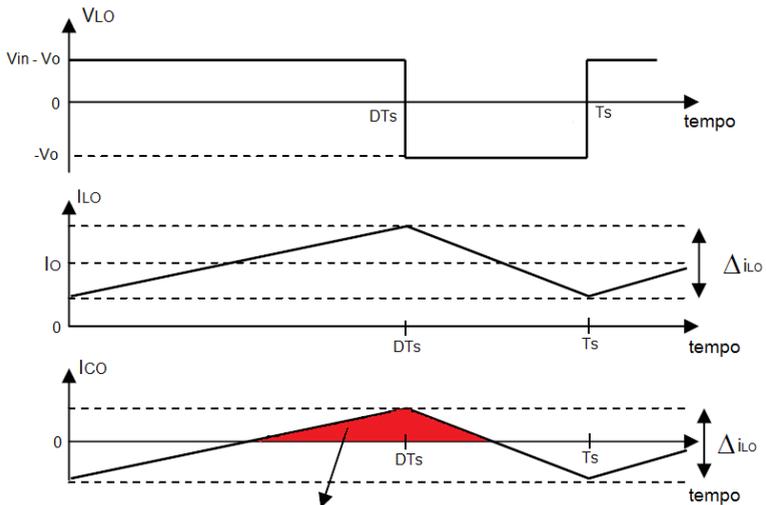
<i>V_{omin}</i>	Tensão de saída mínima	10,5 V
<i>V_{omax}</i>	Tensão de saída máxima	13,0 V
<i>V_{inmin}</i>	Tensão de entrada mínima	17,7 V
<i>V_{inmax}</i>	Tensão de entrada máxima	21,9 V
<i>P_{mpp}</i>	Potência no MPP	520,0 W
<i>V_{mpp}</i>	Tensão no MPP	17,7 V
<i>I_{mpp}</i>	Corrente no MPP	29,52 A
<i>f_s</i>	Frequência de comutação	40 kHz

Fonte: O autor

8.1.2.1 Determinação do Indutor de Saída

As curvas em regime permanente de tensão e corrente no indutor e da corrente para o capacitor são mostradas na Figura 56.

Figura 56: Curvas de tensão e corrente no indutor e corrente no capacitor



$$\Delta Q = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta i_L}{2} \cdot \left[\frac{DT}{2} + \frac{(1-D) \cdot T}{2} \right] = \frac{\Delta i_L \cdot T}{8}$$

Fonte: Adaptado de [25]

Considerando um conversor *Buck* ideal e desprezando a ondulação da tensão de saída, a ondulação da corrente no indutor de saída pode ser dada pela seguinte relação [31]:

$$\Delta i_L = \frac{V_{in} \cdot D \cdot T_s \cdot (1-D)}{L_o} \quad (1.32)$$

Sendo:

T_s – Período de comutação

L_o – Indutância do filtro de saída

Através da equação (1.29) é possível inferir a seguinte relação:

$$\Delta i_L = \frac{V_o.T_s.(1-D)}{L_o} \quad (1.33)$$

Dessa forma a maior ondulação da corrente no indutor de saída ocorre quando a razão cíclica do conversor for mínima. O valor mínimo de D depende de V_o de acordo com:

$$D_{min} = \frac{V_o}{V_{in max}} = \frac{V_o}{21,9} \quad (1.34)$$

Substituindo-se na equação (1.33), tem-se:

$$\Delta i_L = \frac{V_{in max}.T_s.(D_{min} - D_{min}^2)}{L_o} \quad (1.35)$$

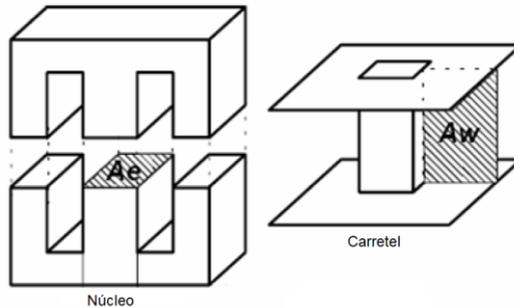
A partir da equação (1.35) é possível perceber que a máxima ondulação de corrente no indutor irá ocorrer quando a relação $(D_{min} - D_{min}^2)$ também for máxima. Considerando uma frequência de comutação de 40 kHz e uma ondulação de corrente de 20% da máxima corrente média de saída I_{Omax} , o valor do indutor de saída obtido é:

$$L_o = \frac{V_{in max}.(D_{min} - D_{min}^2)}{f_s.\Delta i_L} = 13,79\mu H \quad (1.36)$$

8.1.2.2 Cálculo Físico do Indutor de Saída

Uma vez obtido o valor do indutor para o projeto, é necessário que se faça seu dimensionamento físico. Esse dimensionamento deve buscar uma condição de trabalho de forma que o núcleo não sature, além de minimizar a adição de não linearidades próprias do indutor como a indutância magnetizante, indutância de dispersão e capacitância entre espiras. O núcleo escolhido é de ferrite do tipo E-E, ilustrado na Figura 57.

Figura 57: Núcleo e carretel do tipo EE



Fonte: O autor

Em [32] define-se que o produto $A_e.A_w$ é necessário para construção do indutor, seguindo a seguinte fórmula:

$$A_e.A_w = \frac{L_o.I.L_{pico}.I.L_{rms}.10^4}{B_{max}.J_{max}.F_u} \quad (1.37)$$

Sendo:

A_e – área efetiva da perna central do núcleo [cm^2]

A_w – área da janela onde é situado o enrolamento [cm^2]

F_u – fator de ocupação do cobre dentro do carretel

B_{max} – máxima densidade de fluxo magnético [Tesla]

J_{max} – máxima densidade de corrente elétrica no fio [A/cm^2]

$I_{L_{pico}}$ – corrente de pico no indutor [A]

$I_{L_{rms}}$ – corrente eficaz no indutor [A]

10^4 – ajuste de unidades para [cm^4]

Para o cálculo da equação (1.37) é necessário determinar as correntes que passarão pelo indutor. Através da Figura 56 é possível perceber que a corrente de pico no indutor é dada por:

$$I_{L_{pico}} = I_o + \frac{\Delta i L}{2} \quad (1.38)$$

Comparando a equação (1.38) com a equação (1.33) tem-se que:

$$I_{L_{pico}} = I_o + \frac{V_o \max.Ts.(1 - D_{min})}{2.L_o} = 54,47A \quad (1.39)$$

Segundo [25] a corrente eficaz no indutor, em função da ondulação da corrente e corrente média, pode ser obtida através da seguinte equação:

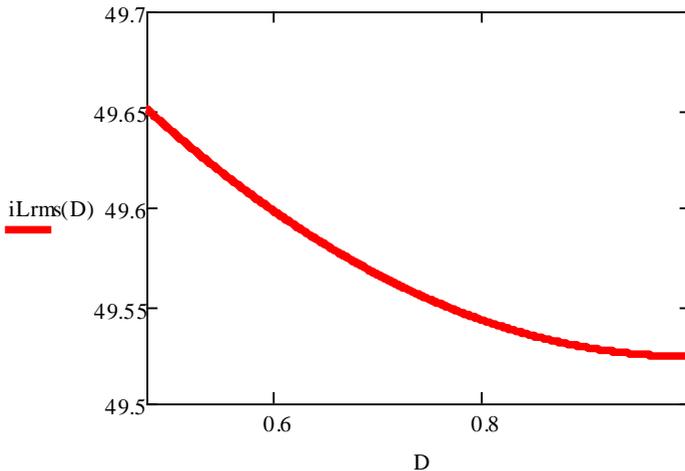
$$\begin{aligned}
 iL_{rms} &= \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} \left(I_o - \frac{\Delta iL}{2} + \frac{\Delta iL}{DT} t \right)^2 dt + \int_{DT}^T \left(I_o + \frac{\Delta iL}{2} - \frac{\Delta iL}{T-DT} (t-DT) \right)^2 dt \right]} \\
 iL_{rms} &= \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_{I_o - \frac{\Delta iL}{2}}^{I_o + \frac{\Delta iL}{2}} \left(\frac{DT}{\Delta iL} u^2 \right) du + \int_{I_o + \frac{\Delta iL}{2}}^{I_o - \frac{\Delta iL}{2}} \left(-\frac{T-DT}{\Delta iL} y^2 \right) dy \right]} \\
 iL_{rms} &= \sqrt{\frac{1}{T} \left[\frac{-T}{3\Delta iL} \left(-6 \cdot I_o^2 \cdot \frac{\Delta iL}{2} - 2 \cdot \left(\frac{\Delta iL}{2} \right)^3 \right) \right]} \\
 iL_{rms} &= I_o \cdot \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left(\frac{\Delta iL}{2I_o} \right)^2} \tag{1.40}
 \end{aligned}$$

Combinando a equação (1.40) com a equação (1.33) é possível obter:

$$iL_{rms} = I_o \cdot \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left(\frac{V_o \cdot (1-D)}{2 \cdot f_s \cdot L_o \cdot I_o} \right)^2} = 49,606A \tag{1.41}$$

É possível observar um gráfico na Figura 58 que ilustra a corrente eficaz no indutor em função da razão cíclica que varia entre 0,479 e 1. A partir da análise do gráfico, conclui-se que a máxima corrente eficaz ocorre quando D é mínimo e esse valor será utilizado para o dimensionamento por ser o pior caso.

Figura 58: Relação corrente eficaz e razão cíclica do conversor Buck



Fonte: O autor

Outro parâmetro a ser definido é a densidade máxima de fluxo magnético do núcleo. Os núcleos mais indicados para operação em altas frequências são os de ferrite, porém, estes apresentam algumas desvantagens em relação às lâminas de ferro silício, como baixa robustez a choques elétricos e baixa densidade de fluxo de saturação [32][23][34].

Levando em consideração a curva B-H da ferrite, o fluxo magnético máximo escolhido para o projeto é de 0,25 Tesla, por apresentar um comportamento linear nessa região [25].

A densidade de corrente máxima adotada será 450 A/cm² e o fator de ocupação será adotado como sendo 0,7, ou seja, a área ocupada pelos enrolamentos será aproximadamente 70% da janela.

Dessa forma os valores adotados para o cálculo $A_e.A_w$ são: $L_o = 13,796 \mu\text{H}$; $F_u = 0,7$; $J_{max} = 450 \text{ A/cm}^2$; $B_{max} = 0,3 \text{ T}$; $i_{Lpico} = 54,476 \text{ A}$; $i_{Lrms} = 49,606 \text{ A}$.

$$A_e.A_w = \frac{L_o.i_{Lpico}.i_{Lrms}.10^4}{B_{max}.J_{max}.F_u} = 3,945\text{cm}^4 \quad (1.42)$$

Obtida a relação, o modelo do fabricante Thornton que apresenta o produto $A_e \cdot A_w$ mais próximo ao calculado é o núcleo E-55/28/21. As especificações desse núcleo estão ilustradas na Tabela 10.

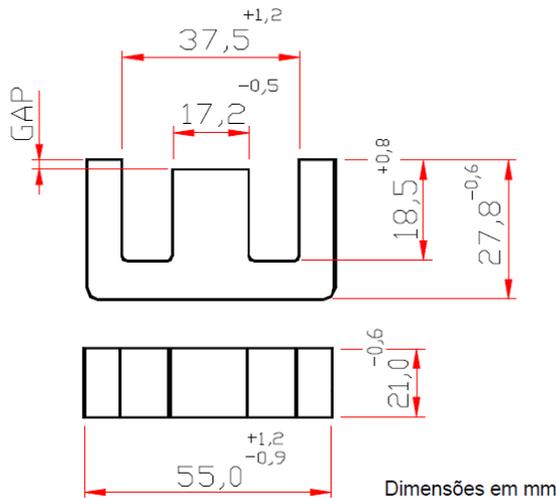
Tabela 10: Especificações do núcleo E-55/28/21

$A_e \cdot A_w$	8,85 [cm ⁴]
A_e (Área efetiva do núcleo)	3,54 [cm ²]
A_w (Área da janela)	2,50 [cm ²]
L_e (Comprimento efetivo do núcleo)	11,2 [cm]
L_t (Comprimento médio de 1 espira)	11,6 [cm]
V_e (Volume magnético efetivo do núcleo)	42,50 [cm ³]
Peso aproximado	109,0 [g]

Fonte: O autor

A seguir, na Figura 59, estão indicadas as dimensões ocupadas pelo núcleo escolhido. Essas medidas são importantes quesitos para a correta confecção do *layout* do conversor.

Figura 59: Dimensões núcleo E-55/28/21



Fonte: [35]

8.1.2.3 Número de Espiras

O número de espiras pode ser obtido através da equação [34]:

$$N = \frac{L_o \cdot i_{\text{Lpico}} \cdot 10^4}{B_{\text{max}} \cdot A_e} = 7,077 \approx 7 \quad (1.43)$$

8.1.2.4 CÁLCULO DO ENTREFERRO

O valor do entreferro L_{gap} necessário para o indutor é obtido através da expressão abaixo:

$$L_{\text{gap}} = \frac{N^2 \cdot \mu_o \cdot A_e}{L_o} = 1,615 \text{mm}$$

Onde:

μ_o – permeabilidade do núcleo

N – número de espiras

L_o – indutância de saída

A_e – área da perna central

8.1.2.5 Bitola dos Condutores

À medida que a frequência aumenta, a corrente no interior de um condutor tende a se distribuir pela periferia, ou seja, existe maior densidade de corrente nas bordas e menor na região central.

Esse efeito, também conhecido como efeito *Skin* ou pelicular, causa uma redução na área efetiva do condutor. O valor da profundidade de penetração pode ser obtido através da equação (1.44) e o condutor utilizado não deve possuir diâmetro superior ao valor 2Δ .

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f}} \quad (1.44)$$

Sendo f a frequência de comutação definida para o projeto, o raio máximo do condutor é:

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{40000}} = 0,0375\text{cm} \quad (1.45)$$

De acordo com a equação (1.45) o condutor escolhido deve possuir um diâmetro inferior a $2\Delta = 0,075$ cm. A área do condutor A_{cond} necessária para o cálculo da bitola do fio depende da máxima densidade de corrente admitida e da máxima corrente eficaz que irá circular pelo mesmo [34].

$$A_{cond} = \frac{IL_{rms}}{J_{max}} = 0,11\text{cm}^2 \quad (1.46)$$

O diâmetro correspondente à área dada pela equação (1.46) corresponde ao fio AWG 24, por exemplo. Entretanto, esse fio não respeita a exigência de ser menor do que 2Δ . Dessa forma é necessário associar condutores em paralelo, para que possam conduzir a corrente necessária sem superaquecimento dos fios.

O número de condutores em paralelo pode ser calculado como:

$$n_{condutores} = \frac{A_{cond}}{A_{Skin}} = 53,853 \approx 54 \quad (1.47)$$

Onde A_{Skin} corresponde à área do condutor cujo diâmetro é limitado pelo valor 2Δ . Assim, a área total ocupada pelos condutores pode se determinada através da expressão:

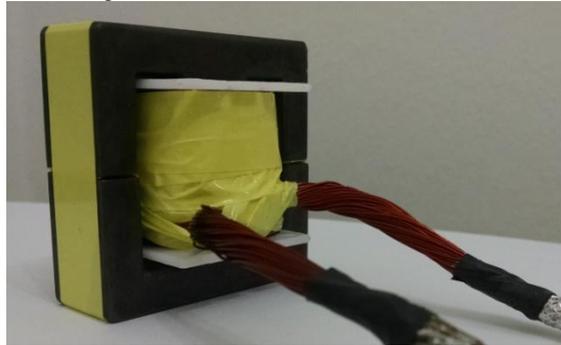
$$A_{total} = N.n_{condutores}.A_{Skin+isol} = 0,986\text{cm}^2 \quad (1.48)$$

Onde $A_{Skin+isol}$ corresponde à área do condutor mais a camada de isolamento. A área ocupada da janela do núcleo é

$$\%ocupação = \frac{A_{total}}{A_w} = 39,4\% \quad (1.49)$$

A seguir, na Figura 60, está ilustrado o indutor do filtro de saída montado em laboratório.

Figura 60: Indutor de saída montado



Fonte: O autor

8.1.2.6 Perdas no Indutor

As perdas no indutor podem ser divididas em duas parcelas: perdas no cobre e perdas magnéticas.

Para o cálculo de perdas magnéticas no indutor e metodologia adotada foi retirada do catálogo da Thornton.

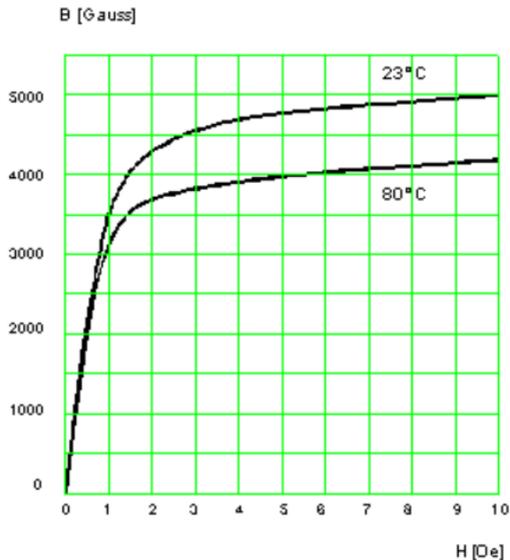
Tabela 11: Características materiais IP12R

Símbolo	Condições	Valor	Unidade
μ_i	23 °C	2100 ± 25%	---
B	15 Oe, 23 °C	5100	Gauss
P_p	2 KG, 20 KHz	20	mW/g
T_c	---	≥ 210	°C
D	---	4800	Kg/m ³

Fonte: [35]

Como no projeto o campo magnético máximo considerado $B_{max} = 3000G = 0,3T$ é possível observar, novamente, através da Figura 61 que esse valor corresponde a um valor adequado para que se evite a saturação do núcleo. Esse valor na curva B-H do material está abaixo do “joelho” da curva.

Figura 61: Curva B-H de materiais IP12R



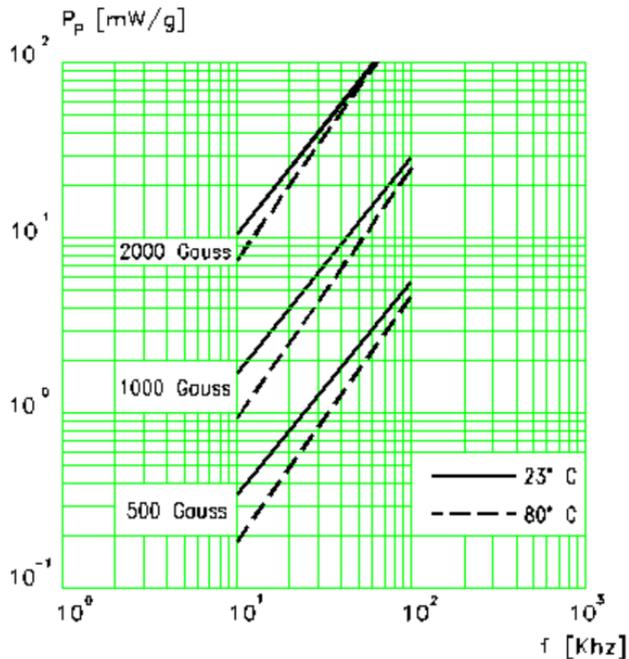
Fonte: [35]

Como o campo magnético está intimamente relacionado com a corrente que percorre o indutor, a variação máxima de corrente adotada para o projeto é a mesma variação admitida para o campo magnético nesse caso, ou seja:

$$\Delta i_{L\text{ max}} = \Delta B_{\text{ max}} = 20\%$$

Dessa forma $\Delta B_{\text{ max}} = 600\text{G}$, que será aproximado para um valor maior a título de facilitar a obtenção de um valor aproximado de perdas. Nesse caso, considerando $\Delta B_{\text{ max}} = 800\text{G}$, temperatura de 80°C e frequência de operação do conversor, através da Figura 62 é possível estimar as perdas como sendo $P_p = 5 \text{ mW/g}$.

Figura 62: Relação Perdas/Peso X Frequência de operação



Fonte: [35]

Dessa forma as perdas magnéticas podem ser calculadas como sendo:

$$P_{mag} = P_p \cdot d \cdot v = 1 \mu W \quad (1.50)$$

Onde:

P_p – Perdas por peso [mW/g]

d – Densidade do material do núcleo [Kg/m^3]

v – Volume do núcleo [m^3]

Para o cálculo de perdas no cobre é necessário saber a resistência do fio escolhido na aplicação. Dessa forma:

$$\rho_{24AWG} = 0,000842 \Omega/\text{cm}$$

$$L_e = 11,6 \text{ cm}$$

$$R_{cobre} = \frac{\rho_{AWG24} \cdot L_e \cdot N}{n_{cond}} = 1,283 \text{ m}\Omega \quad (1.51)$$

As perdas joule são dadas por:

$$P_{\text{cobre}} = R_{\text{cobre}} \cdot i_{\text{Lrms}}^2 = 3,158 \text{ W} \quad (1.52)$$

Resistência térmica do núcleo:

$$R_{\text{term}} = 23(A_e \cdot A_w)^{-0,37} = 10,265 \Omega \quad (1.53)$$

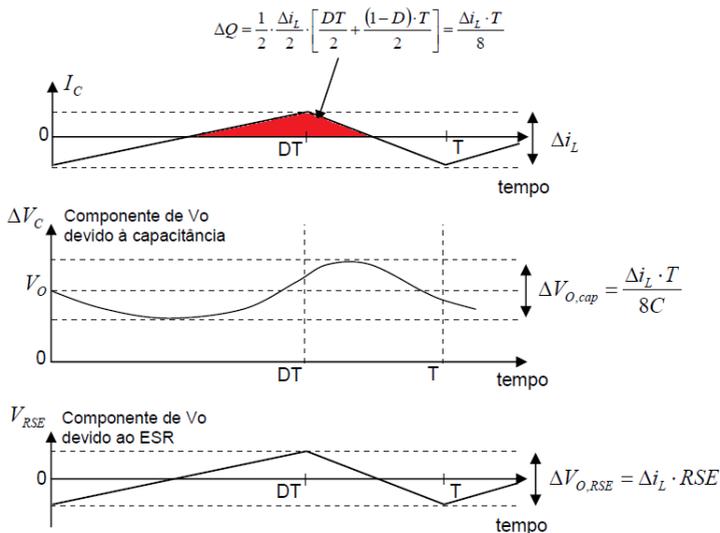
Dessa forma a elevação de temperatura pode ser dada pela equação

$$\Delta T = (P_{\text{cobre}} + P_{\text{mag}}) \cdot R_{\text{term}} = 32,7^\circ \text{C} \quad (1.54)$$

8.1.2.7 Determinação do Capacitor de Saída

No capacitor de saída do conversor Buck circula componente alternada da corrente do indutor, enquanto no banco de baterias circula a componente média [32]. Como ilustrado na Figura 63, a corrente do capacitor (i_c) provoca uma queda de tensão em sua resistência parasita série (R_{SE}), além de uma variação de carga no capacitor.

Figura 63: Corrente e ondulação de tensão no capacitor



Fonte: Adaptado de [25]

O projeto do capacitor em eletrônica de potência representa uma etapa extremamente importante. É através de um bom projeto de capacitor que se determina a vida útil do circuito em geral. Considerando que o modelo real do capacitor equivale a uma resistência série (RSE), uma indutância série (LSE) e a capacitância em si, para um projeto correto serão avaliadas três grandezas:

- O valor da capacitância calculada: $iC = C \frac{dVC}{dt}$
- A resistência RSE : $\Delta V = RSE \cdot \Delta I$
- A corrente eficaz que circula pelo capacitor: $PC = RSE \cdot IC_{ef}^2$

As expressões da ondulação de tensão no capacitor provocada pela variação de carga e a ondulação de tensão provocada pela resistência série equivalente, são apresentadas a seguir [31]:

$$\frac{\Delta V_c}{2} = \frac{1}{C} \int i_c \cdot dt = \frac{\Delta i_L}{2C} \int \text{sen}(2\pi ft) dt \quad (1.55)$$

Dessa forma:

$$\Delta V_{\text{ocap}} = \frac{\Delta i_L}{2\pi f \cdot C} \quad (1.56)$$

$$\Delta V_{\text{orSE}} = \Delta i_L \cdot RSE \quad (1.57)$$

Um requisito de projeto considerado será uma ondulação máxima de tensão de 2,0% da tensão média da saída [32]. Dessa forma o valor mínimo da capacitância de saída é:

$$C = \frac{\Delta i_L}{\Delta V_{\text{orSE}} \cdot 2\pi \cdot f} = 303,152 \mu F \quad (1.58)$$

Através dessa relação é possível determinar a maior RSE aceitável para a aplicação:

$$RSE = \frac{\Delta V_{\text{orSE}}}{\Delta i_L} = 44,22 \text{ m}\Omega \quad (1.59)$$

Segundo [32] a influência da RSE do capacitor é determinante para a ondulação da tensão na carga.

Admite-se que a componente alternada da corrente no indutor L_o circule toda pelo capacitor C_o . Dessa forma a corrente no capacitor é dada pela expressão:

$$\Delta i_L = i_{C_o} = 9,905 A \quad (1.60)$$

O valor eficaz da corrente alternada que passa pelo capacitor C pode ser determinado integrando-se a corrente i_c mostrada na Figura 56:

$$i_{Cacrms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_C^2(t) dt} \quad (1.61)$$

$$i_{Cacrms} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} \left(\frac{-\Delta i_L}{2} + \frac{\Delta i_L}{DT} \cdot t \right)^2 dt + \int_{DT}^T \left(\frac{\Delta i_L}{2} - \frac{\Delta i_L}{(1-D)T} \cdot (t-DT) \right)^2 dt \right]}$$

$$i_{Cacrms} = \frac{i_{C_o}}{\sqrt{2}} = 7,0 A \quad (1.62)$$

O capacitor ideal para este caso seria um EPCOS® com capacitância $C = 6800\mu\text{F}$, com $RSE = 16\text{m}\Omega$, $I_{ACR} = 8,86\text{A}$ que suporta uma tensão de 25Vdc. Através de informações de catálogo sua vida útil para esse circuito daria entre $200 \cdot 10^3$ e $10 \cdot 10^3$ horas. Entretanto, os capacitores disponíveis no laboratório são capacitores Panasonic® de $820\mu\text{F}$, com $RSE = 0,109\Omega$, $I_{ACR} = 2,86\text{A}$ como ilustrado na Figura 64.

Figura 64: Capacitor utilizado para o filtro



Fonte: O autor

Para obedecer aos critérios acima estabelecidos, serão associados 3 capacitores em paralelo que resultarão em uma capacitância equivalente de 2,46 mF.

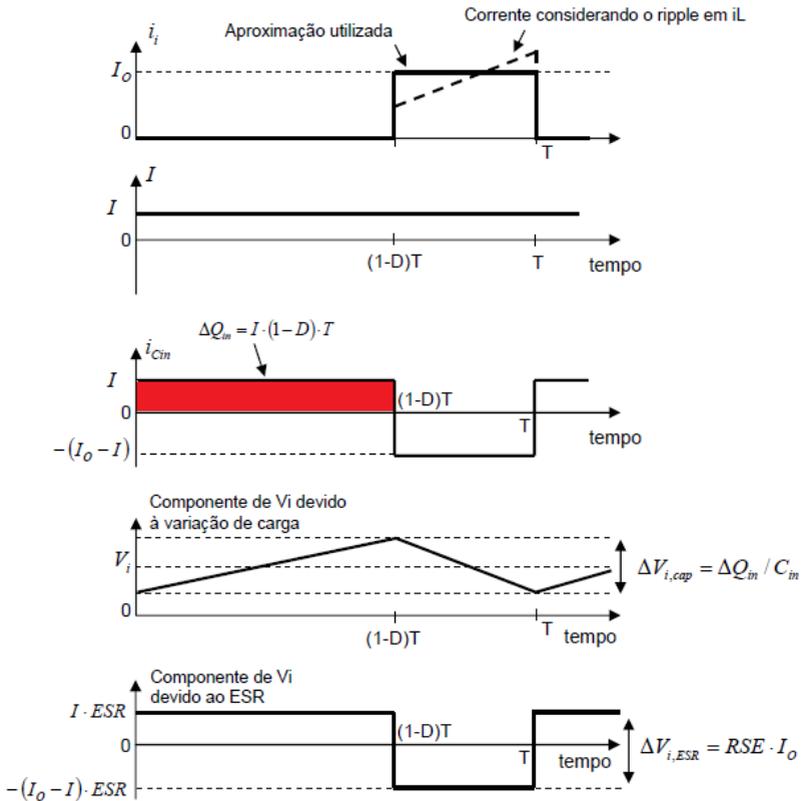
Dessa forma a frequência de ressonância do filtro de saída ficará estabelecida em:

$$f_{out} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_o.C_o}} = 864\text{Hz}$$

8.1.2.8 Determinação do Capacitor de Entrada

A corrente e tensão do capacitor de entrada apresentam o comportamento demonstrado na Figura 65. Enquanto o interruptor estiver bloqueado, a tensão dos painéis carrega o capacitor de entrada, e quando o interruptor estiver conduzindo, o capacitor fornece corrente que é somada com a corrente dos módulos e resulta em I_L .

Figura 65: Curvas de tensão no capacitor de entrada e componentes de tensão



Fonte: Adaptado de [25]

Através da Figura 65 é possível observar que a variação da tensão V_i devido à variação na carga do capacitor é dada por:

$$\Delta V_i = \frac{\Delta Q_{in}}{C_{in}} = \frac{I \cdot (1-D) \cdot T_s}{C_{in}} \quad (1.63)$$

Admitindo uma variação de tensão de 2% tem-se que:

$$C_{in} = \frac{I_{o \max}}{4 \cdot f_s \cdot \Delta V_{C_{in} \max}} = 706,67 \mu F \quad (1.64)$$

A variação de V_i devido à queda de tensão na resistência série equivalente do capacitor de entrada é aproximada por:

$$\Delta V_{iRSE} \approx I_o.RSE \quad (1.65)$$

Aceitando uma máxima variação de tensão devido à queda na RSE igual a 1,0 % da tensão máxima dos módulos:

$$RSE = \frac{\Delta V_{iRSE}}{I_o} = 44,22 \text{ m}\Omega \quad (1.66)$$

Da mesma forma que para o capacitor de saída calculado anteriormente, a escolha do capacitor comercial será feita de acordo com a RSE .

O valor eficaz da corrente alternada que passa pelo capacitor C_e pode ser determinado integrando-se a corrente i_C mostrada na Figura 65:

$$i_{C_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{Cin}^2 dt} = \frac{i_{Cin}}{\sqrt{2}} = 4,15A \quad (1.67)$$

O capacitor escolhido para este caso seria um EPCOS® com capacitância $C = 4700\mu F$, com $RSE = 16\text{m}\Omega$, $I_{ACR} = 4,46A$ que suporta uma tensão de 35Vdc. Através de informações de catálogo, sua vida útil para esse circuito daria acima de 200.10^3 horas. Entretanto, os capacitores disponíveis no laboratório são capacitores Panasonic® de $820\mu F$, com $RSE = 0,109\Omega$, $I_{ACR} = 2,86A$ como ilustrado na Figura 64.

Para atender a aplicação serão utilizados 3 capacitores em paralelo.

8.1.2.9 Determinação do Indutor de Entrada

O indutor de entrada será projetado considerando uma variação de corrente máxima admitida entre 20 e 30% da corrente de entrada. Dessa forma

$$I_{in\ max} = \frac{P_{mpp}}{V_{in\ min}} = 29,38A \quad (1.68)$$

$$\Delta I_{Lin} = 0,20.I_{in\ max} = 5,876A \quad (1.69)$$

$$L_{in} = \frac{I_{o\ max}}{31.f_s^2 . C_{in} . \Delta i_{L_{in}}} \cong 70\ nH \quad (1.70)$$

É importante ressaltar que os painéis fotovoltaicos possuem resistência de saída, que também influencia para reduzir a ondulação da corrente de entrada. Aliado a isso há também a resistência série do capacitor do filtro de entrada que também influencia nesse quesito. Isso garante que a ondulação de saída ficará ainda menor do que o valor de projeto quando implementado o conversor.

Baseado nos valores de capacitância e indutância obtidos, a frequência de ressonância do filtro de saída ficará:

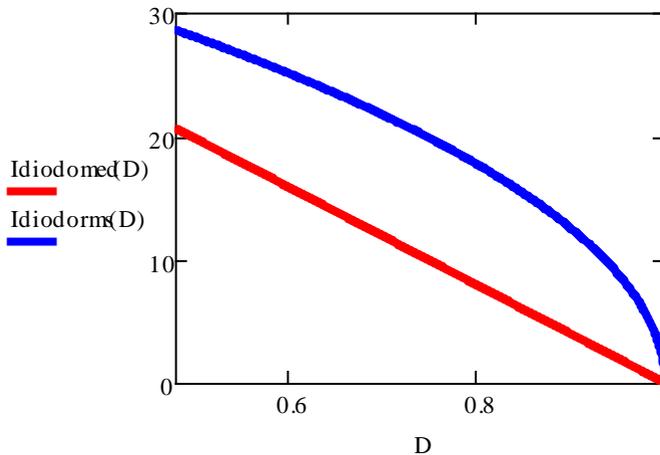
$$f_{in} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{in}.C_{in}}} = 12,21\ kHz$$

8.1.2.10 Determinação do Diodo *Buck*

O dimensionamento do diodo deverá ser feito baseado em duas grandezas, a corrente eficaz e a tensão máxima que o mesmo ficará submetido.

$$I_{diodo_med} = (1 - D) . I_{omed} \quad (1.71)$$

$$I_{diodo_rms} = \sqrt{1 - D} . I_{omed} \quad (1.72)$$



Primeiramente analisando as equações de corrente e o gráfico que as relaciona com a razão cíclica é possível concluir que as grandezas serão máximas (pior caso) quando $D = D_{min}$.

Dessa forma, a máxima corrente média que o diodo deve suportar é 20,624A, que é a condição de máxima potência fornecida pelos módulos fotovoltaicos no projeto do conversor *Buck*. A corrente eficaz que passará pelo diodo será 28,58A e a tensão de bloqueio máxima que terá que suportar é 21,9 V, que corresponde à tensão de circuito aberto do arranjo para dada condição climática.

O diodo que apresenta essas características é IR 60CTQ045, do fabricante **International Rectifier®**, que suporta uma corrente de 60A e uma tensão de 45V.

O diodo irá apresentar perdas por condução e comutação. Como o diodo escolhido para esse projeto é um diodo Schotky, as perdas de comutação podem ser desprezadas. Sendo assim as perdas de condução para um conversor *Buck* são [32]:

$$P_{diodo} = (V_f \cdot I_o)(1 - D) = 10,93W \quad (1.73)$$

Onde:

r_T – resistência de condução direta do diodo

V_f – queda de tensão no diodo na condução

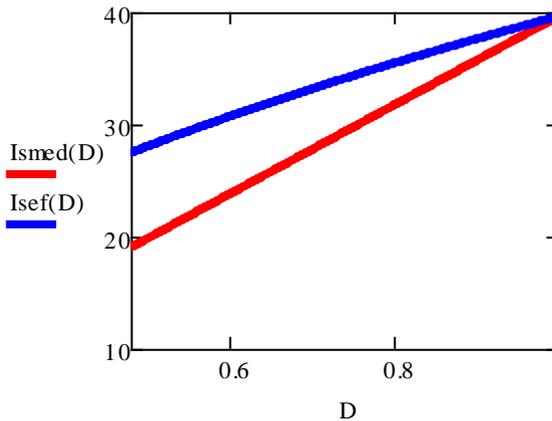
8.1.2.11 Determinação do Interruptor de Potência

As correntes de dreno eficaz e de pico do MOSFET podem ser calculadas por:

$$I_{Smed}(D) = D \cdot I_{omed} \quad (1.74)$$

$$I_{Sef}(D) = I_{omed} \cdot \sqrt{D} \quad (1.75)$$

$$V_{Smax} = 21,9V \quad (1.76)$$



Através da análise do gráfico é possível inferir que as correntes são máximas para razões cíclicas máximas. Nesse caso tem-se que:

$$I_{Smed} = 39,62A$$

$$I_{Sef} = 39,62A$$

O interruptor escolhido para a aplicação é o IRF3077PbF do fabricante **International Rectifier**® e suas especificações estão listadas na Tabela 12.

Tabela 12: Especificações IRF3077PbF

Grandeza	Valor	Unidade
V_{dss}	75	V
R_{dson}	6,6	m Ω
I_d	120	A
t_r	348	ns
t_f	380	ns
R_{jc}	0,44	$^{\circ}\text{C/W}$
R_{cd}	0,24	$^{\circ}\text{C/W}$
R_{ja}	40	$^{\circ}\text{C/W}$

Fonte: O autor

A partir disso, foi realizado o cálculo de perdas no interruptor. As perdas dividem-se em dois tipos: comutação e condução. As perdas de condução de um *MOSFET* são dadas por:

$$P_{cond, Mosfet} = \frac{1}{T} \int_{t_o}^{t_o+T} v_{ds}.i_o dt$$

$$\cong r_{dson}.i_o^2.D = 10,36W \quad (1.77)$$

Já as perdas de comutação são divididas em duas parcelas como ilustrado na Figura 66. A primeira delas é dada pela potência dissipada na subida e descida da corrente *i_d*.

$$P_{com, Mosfet} = \frac{1}{T} \left\{ \int_{t_o}^{t_o+tr} v_i.i_o \left[1 - \frac{t-t_o}{tr} \right] dt + \right.$$

$$\left. + \int_{t_o+tr+ton}^{t_o+tr+ton+tf} v_{ar} r_{anjo}.i_o \left[1 - \frac{t-(t_o-tr+ton)}{tf} \right] dt \right. \quad (1.78)$$

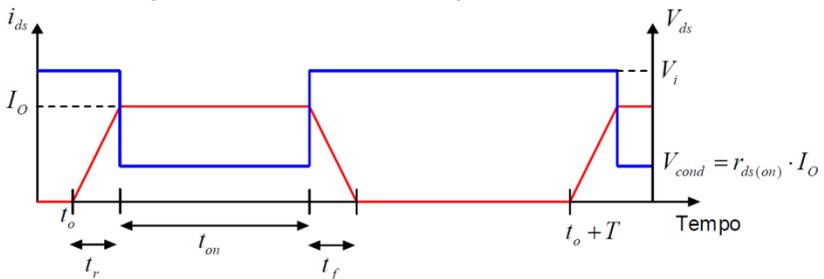
$$P_{com, Mosfet} = f_s \frac{v_i.i_o}{2} (tr + tf) = 12,63W \quad (1.79)$$

Onde f_s é a frequência de comutação. A segunda parcela é dada pela descarga da capacitância dreno-source C_{ds} :

$$P_{Cds} = \frac{1}{2} C_{ds} V_i^2 f_s \quad (1.80)$$

Essa última parcela de perdas será ignorada por representar pouco mediante a perda total.

Figura 66: Curvas de comutação de um MOSFET



Fonte: Adaptado de [25]

Como o diodo escolhido é um diodo Schottky, suas perdas de comutação foram desprezadas devido à sua recuperação reversa. A potência de perdas total no interruptor é então dada por:

$$P_{mosfet} = P_{cond, Mosfet} + P_{com, Mosfet} = 22,993W \quad (1.81)$$

8.1.2.12 Determinação dos Diodos Série com os Painéis

Os diodos especificados para essa função são diodos que não precisam apresentar uma tensão reversa máxima elevada, pois estarão sob uma tensão que é a diferença entre a tensão das baterias e a tensão do painel, sendo, portanto uma tensão baixa. Entretanto a corrente dos mesmos é elevada, uma vez que estão sujeitos à corrente nominal dos painéis.

A necessidade de adição desses diodos em série com os painéis se deve ao fato de evitar a circulação de corrente entre os painéis caso um deles esteja sombreado por exemplo. Além

disso, previne-se o retorno de corrente das baterias para os painéis durante a noite ou em momentos de baixa radiação.

Devido ao fato de a corrente nominal dos painéis ser elevada (7,38 A), optou-se por utilizar dois diodos em paralelo em cada painel.

O modelo do diodo escolhido é o SB3040 que apresenta as características mostradas na Tabela 13. As perdas no mesmo foram calculadas em 1,25 W em cada diodo, resultando em uma perda de 10 W em cima dos diodos.

Tabela 13: Características diodo SB3040

V_{RRM}	40 V
V_{RSM}	40 V
V_R	40 V
I_O	30 A

Fonte: [24]

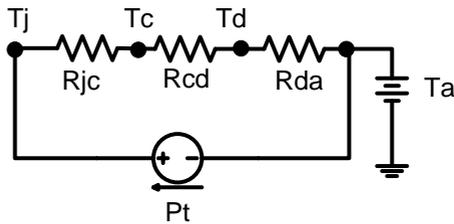
8.1.2.13 Cálculo Térmico

O objetivo do cálculo térmico de um componente é garantir que a temperatura de junção permaneça abaixo do valor máximo permitido, definido pelo fabricante. Quanto maior a temperatura de operação de um semicondutor, menor será o tempo médio entre falhas.

A degradação de um semicondutor resulta de reações químicas que provocam alterações na estrutura do silício em escala nuclear. Geralmente a máxima temperatura de junção para um transistor é igual a 150°C e para um diodo pode alcançar 175°C.

A máxima temperatura de junção pode ser encarada como sendo o compromisso em relação a uma vida útil aceitável do componente [32]. Para o cálculo térmico em regime permanente, considera-se o circuito equivalente mostrado na Figura 67.

Figura 67: Circuito equivalente térmico para semicondutores



Fonte: O autor

Onde:

T_j : Temperatura de junção ($^{\circ}\text{C}$)

T_c : Temperatura do encapsulamento ($^{\circ}\text{C}$)

T_d : Temperatura do dissipador ($^{\circ}\text{C}$)

T_a : Temperatura ambiente ($^{\circ}\text{C}$)

R_{jc} : Resistência térmica junção-cápsula ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$)

R_{cd} : Resistência térmica cápsula-dissipador ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$)

R_{da} : Resistência térmica dissipador-ambiente ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$)

P_t : Perdas totais no semicondutor (W)

Dessa forma:

$$T_j - T_a = P_t(R_{jc} + R_{cd} + R_{da}) \quad (1.82)$$

A resistência térmica do dissipador pode ser então calculada de acordo com a seguinte expressão:

$$R_{da} = \frac{T_j - T_a}{P_t} - R_{jc} - R_{cd} \quad (1.83)$$

Para estimar a temperatura de junção do dispositivo semicondutor sem utilizar um dissipador de calor, os fabricantes fornecem a resistência térmica junção-ambiente (R_{ja}). Nesse caso, a temperatura de junção pode ser calculada diretamente da seguinte equação:

$$T_j = T_a + R_{ja} \cdot P_t \quad (1.84)$$

Considerando o interruptor IRFP3077PbF e o diodo Schottky 60CTQ045, temperatura de junção máxima $T_j = 130^\circ\text{C}$ e temperatura ambiente $T_a = 40^\circ\text{C}$ tem-se que:

$$R_{jc_diodo} = 1,2 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{W}$$

$$R_{cd_diodo} = 0,5 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{W}$$

$$R_{jc_mosfet} = 0,44 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{W}$$

$$R_{cd_mosfet} = 0,24 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{W}$$

Com base nesses valores, a temperatura do dissipador pode ser calculada como:

$$T_{d1} = T_j - P_{mosfet}(R_{jc_mosfet} + R_{cd_mosfet}) = 114,41^\circ\text{C}$$

$$T_{d2} = T_j - P_{diodo}(R_{jc_diodo} + R_{cd_diodo}) = 111,42^\circ\text{C}$$

Dessa forma considerando a temperatura de menor valor tem-se que:

$$R_{da} = \frac{T_{d2} - T_a}{P_{mosfet} + P_{diodo}} = \frac{111,42 - 40}{33,85} = 2,11 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{W}$$

Baseado no valor obtido, o dissipador ideal encontrado para a aplicação é da **HS Dissipadores®** HS 10334. Porém o dissipador encontrado no laboratório é o HS 14569, mostrado na Figura 68 que apresenta $R_{da} = 1,17^\circ\text{C}/\text{W}$ [33].

Figura 68: Dissipador para interruptor e diodo



Fonte: O autor

8.2 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo visa à definição da topologia completa do conversor a ser utilizado com filtros de entrada e de saída. A partir do comportamento do conversor e das condições da aplicação são definidos os componentes de potência do circuito e vale destacar o projeto e execução do indutor do filtro de saída.

Uma vez determinados os componentes do circuito e conhecendo as condições de operação foi realizado o cálculo de perdas do conversor.

O conversor escolhido alia principalmente simplicidade, robustez e baixo custo, determinando assim a correta operação do banco de baterias através de malhas de controle que serão sugeridas como trabalhos futuros.

Os componentes especificados são todos de baixo custo e encontrados com facilidade no mercado. Muitos deles são indicados como ideais para a aplicação e como esse conversor não será implementado na prática, essa escolha mostra-se suficiente para o projeto de potência.

Por fim, para garantir que a temperatura de junção dos principais componentes do circuito permaneça abaixo do valor máximo permitido, foi realizado o cálculo térmico e a definição do dissipador utilizado para a aplicação.

9 ANÁLISE POR SIMULAÇÃO NUMÉRICA

Para confirmação dos valores e estudos teóricos do conversor *Buck* foram realizadas simulações numéricas com o auxílio do software PSIM®. Para que se obtenha um modelo de simulação mais próximo possível dos parâmetros reais, foram consideradas as resistências série equivalente dos indutores e capacitores de filtro.

9.1 CIRCUITO PROPOSTO

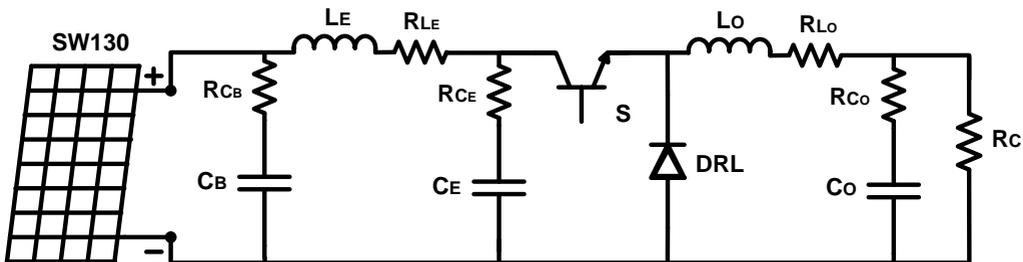
O circuito utilizado para simulação do conversor está representado na Figura 69. A associação em paralelo dos três capacitores do filtro de entrada e do filtro de saída foi suprimida, entretanto as capacitâncias e resistências série representadas são o equivalente da associação.

Os valores de resistências série dos indutores dos filtros foram estimados baseados em dissertações relacionadas com a área [19].

O estágio de saída real do conversor é uma bateria, que na simulação foi modelada como uma resistência. Sabe-se que:

$$R_{carga} = \frac{V_{o\max}}{I_{o\max}} = \frac{13}{49,52} = 0,263\Omega$$

Figura 69: Circuito Buck utilizado para simulação



Fonte: O autor

Sendo que:

$V_{in} = 17,7 \text{ V}$ – Tensão de Entrada (V_{mpp})

$L_E = 70 \text{ nH}$ – Indutor do Filtro de Entrada

$R_{LE} = 50 \text{ m}\Omega$ - Resistência Série Indutor de Entrada

$R_{CE} = 36,3 \text{ m}\Omega$ - Resistência Série Capacitor de Entrada

$C_E = 2,46 \text{ mH}$ – Capacitor do Filtro de Entrada

S – Interruptor de Potência

DRL – Diodo de Roda Livre

$L_O = 13,8 \text{ }\mu\text{H}$ – Indutor do Filtro de Saída

$R_{LO} = 40 \text{ m}\Omega$ - Resistência Série Indutor de Saída

$R_{CO} = 36,3 \text{ m}\Omega$ - Resistência Série Capacitor de Saída

$C_O = 2,46 \text{ mH}$ – Indutor do Filtro de Saída

$R_C = 0,263 \text{ }\Omega$ - Resistência de Carga

$R_{CB} = 100 \text{ m}\Omega$ - Resistência Série Capacitor de Barramento

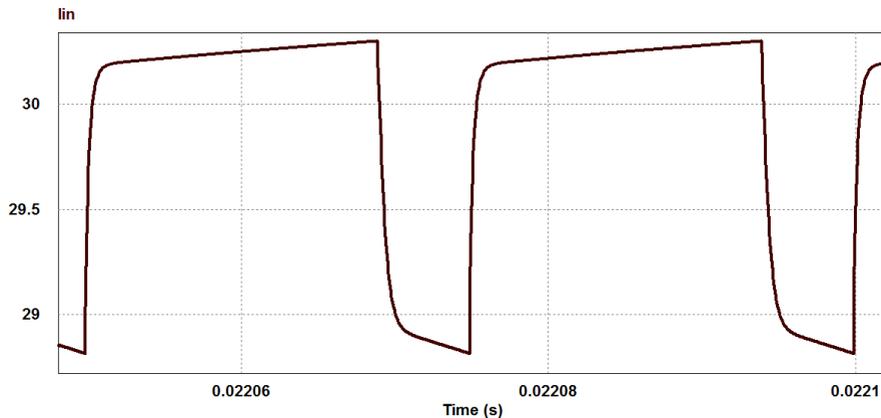
$C_B = 680 \text{ }\mu\text{H}$ – Capacitor de Barramento

SW130 – Painel Fotovoltaico SW130

Para o módulo fotovoltaico foi utilizado o modelo funcional fornecido pelo software PSIM®. Os parâmetros configurados levam em consideração a associação de quatro painéis fotovoltaicos na entrada, ou seja, as correntes de curto-circuito e do ponto de máxima potência são multiplicadas pelo número de painéis. Como comentado anteriormente na saída dos painéis há uma resistência série que auxilia na diminuição da variação da corrente de entrada. Caso decida realizar um estudo mais aprofundado, sugere-se a utilização do modelo físico dos painéis que leva em consideração resistências de entrada e saída dos mesmos e isso torna o modelo muito mais fiel à realidade.

A forma de onda da corrente fornecida pelos painéis fotovoltaicos está representada na Figura 70. É possível observar uma corrente de entrada média de 29,90A com uma ondulação de 4,9%. Os valores estão condizentes com o esperado uma vez que quatro módulos em paralelo operando no *MPP* forneceriam 29,52A.

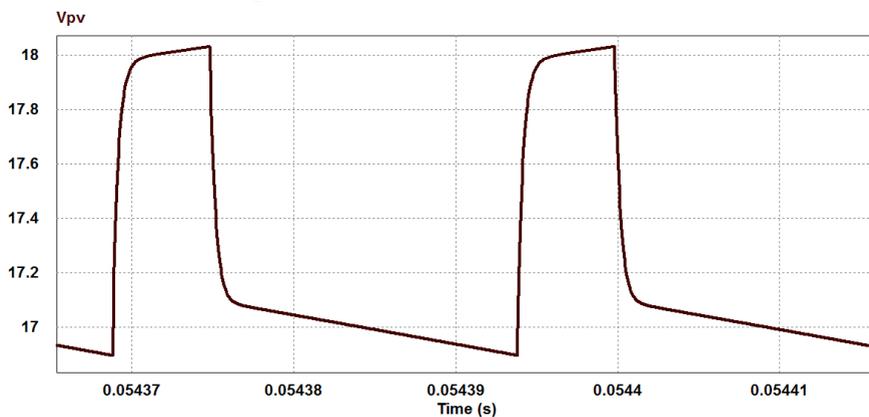
Figura 70: Corrente de saída do Painel Fotovoltaico



Fonte: O autor

A forma de onda da tensão de entrada está ilustrada na Figura 71. É possível observar uma tensão média de entrada de 17,23V, sendo que a tensão de *MPP* dos painéis simulados é 17,7V. A variação observada ocorre entre 18,03V e 16,9V.

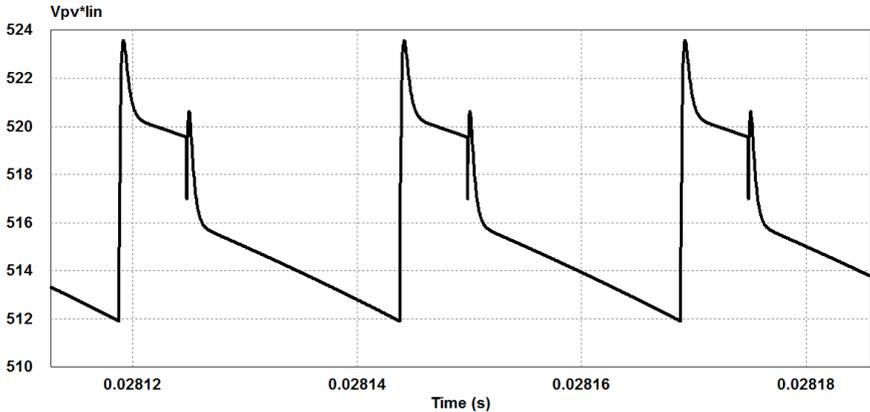
Figura 71: Tensão do Painel Fotovoltaico



Fonte: O autor

Uma importante forma de onda é a de potência fornecida pelo painel ao sistema ao longo do tempo, representada na Figura 72. Dessa forma, a potência média fornecida é de 515,7W com uma variação de 2,27%.

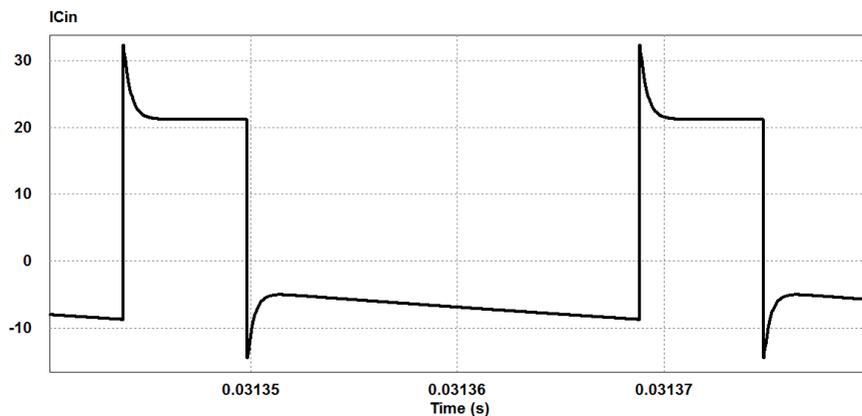
Figura 72: Potência de entrada



Fonte: O autor

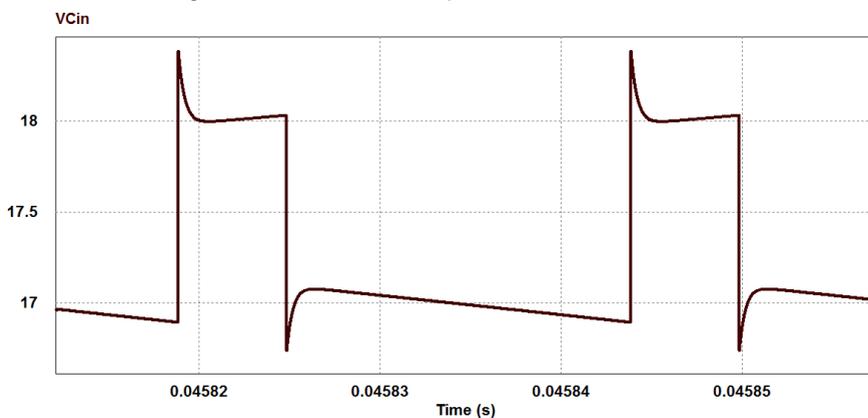
A Figura 73 e Figura 74 apresentam a forma de onda da corrente e tensão no capacitor do filtro de saída respectivamente. É possível observar que as ondulações de tensão e corrente estão muito abaixo da ondulação estipulada inicialmente. Isso se deve ao fato devido à corrente eficaz e *RSE* nos requisitos de projeto, com a associação de capacitores em paralelo a capacitância equivalente fica muito maior do que a necessária.

Figura 73: Corrente no Capacitor do Filtro de Entrada



Fonte: O autor

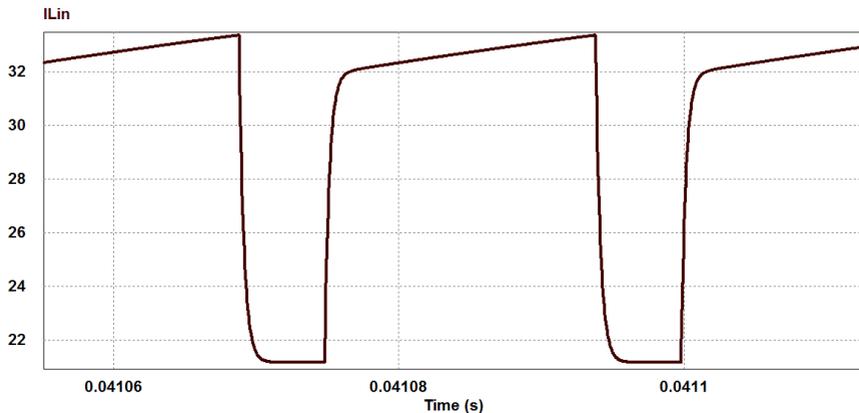
Figura 74: Tensão no Capacitor do Filtro de Entrada



Fonte: O autor

Na Figura 75 está representada a corrente no indutor de entrada. Os valores de corrente média e eficaz obtidos são 29,82A e 30,20A respectivamente.

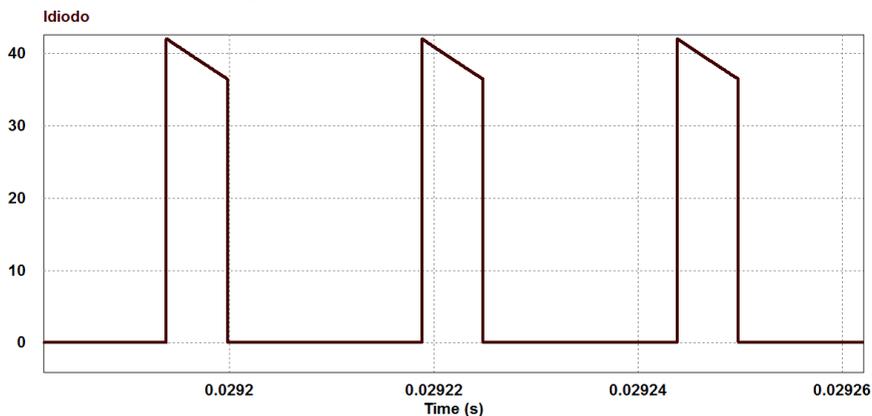
Figura 75: Corrente no indutor do Filtro de Entrada



Fonte: O autor

As formas de onda de tensão e corrente no diodo de roda livre estão ilustradas na Figura 76 e Figura 77 respectivamente. É possível inferir que a corrente eficaz que passará pelo diodo na condição simulada é 18,7A.

Figura 76: Corrente no diodo de Roda Livre

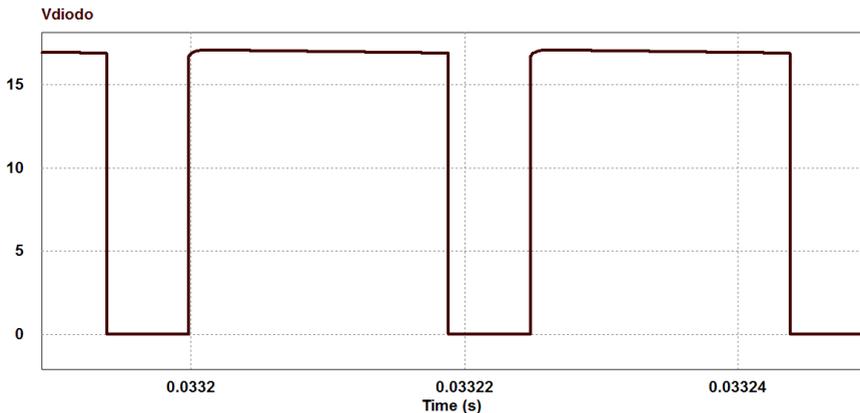


Fonte: O autor

A forma de onda de tensão, apresentada na Figura 77 permite concluir que a tensão máxima que o diodo ficará submetido é de 17,07V, nas condições simuladas. A tensão eficaz que o diodo ficará submetido é de 14,33V.

É importante lembrar que para as condições de projeto foram consideradas as piores condições, que nesse caso seria 21,6V que é a tensão de circuito aberto dos painéis fotovoltaicos, o que não está sendo representado através da simulação.

Figura 77: Tensão no diodo de Roda Livre

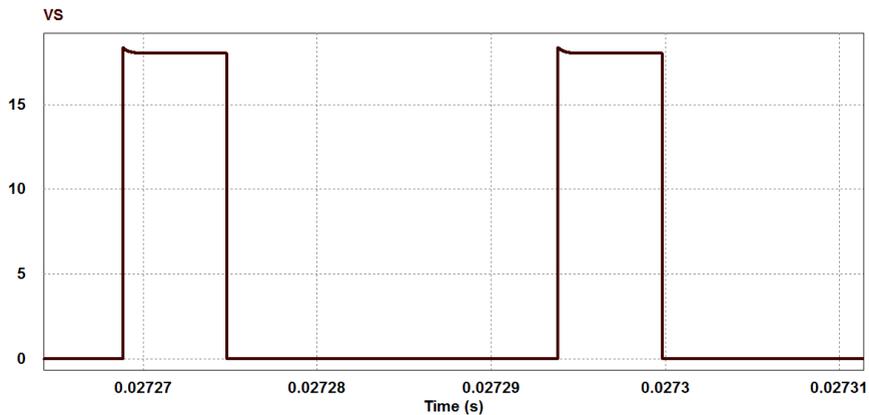


Fonte: O autor

A forma de onda da tensão no interruptor está representada na Figura 78, que se caracteriza por uma onda quadrada cuja tensão eficaz é de 9,09V, com valor máximo de 18,04V.

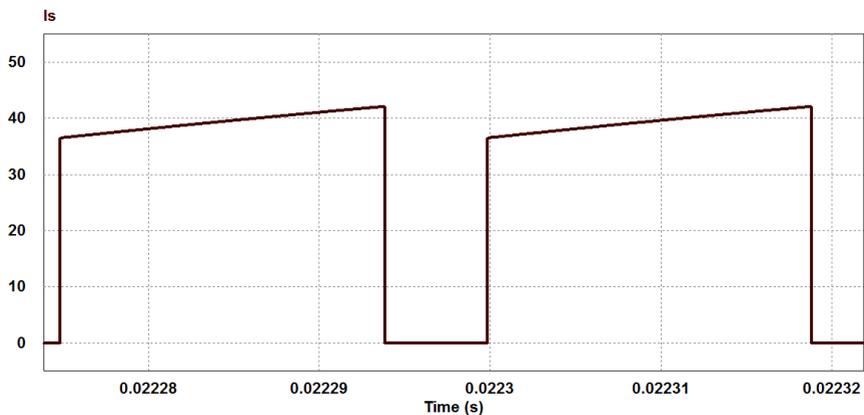
A corrente no interruptor pode ser observada na Figura 79 e varia entre 0 e 42,10A de pico. A corrente eficaz que o interruptor ficará submetido será de 35,04A.

Figura 78: Tensão no interruptor



Fonte: O autor

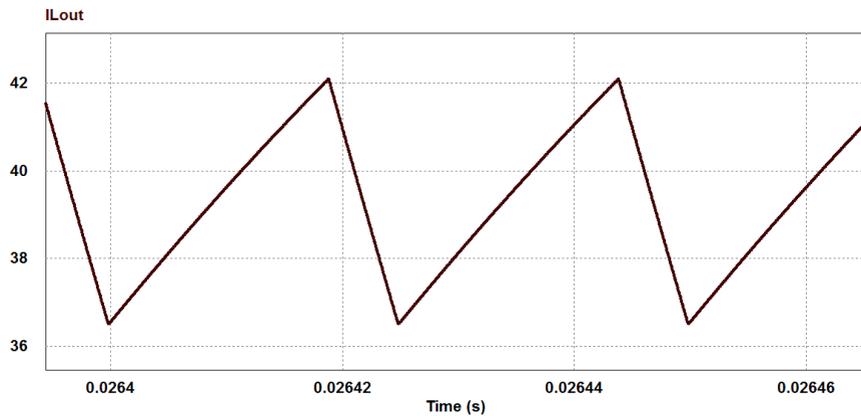
Figura 79: Corrente no interruptor



Fonte: O autor

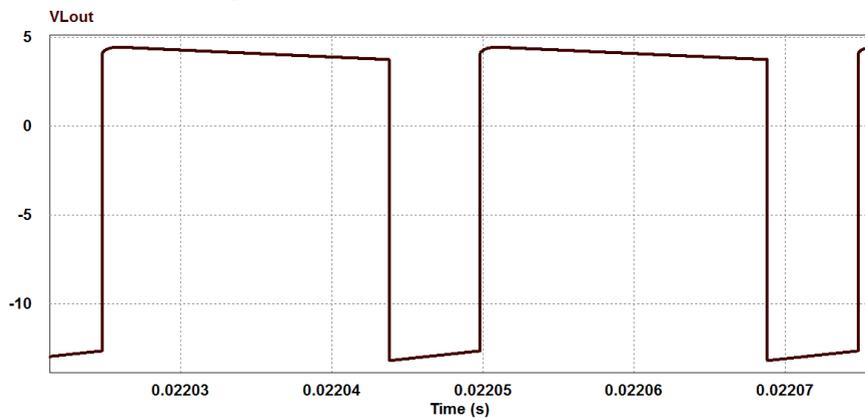
As formas de onda do filtro de saída estão ilustradas na Figura 80, Figura 81, Figura 82 e Figura 83.

Figura 80: Corrente no indutor do Filtro de Saída



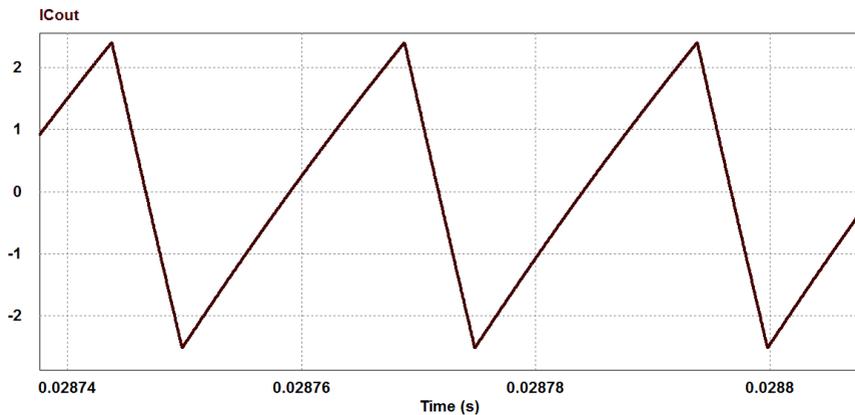
Fonte: O autor

Figura 81: Tensão no indutor do Filtro de Saída



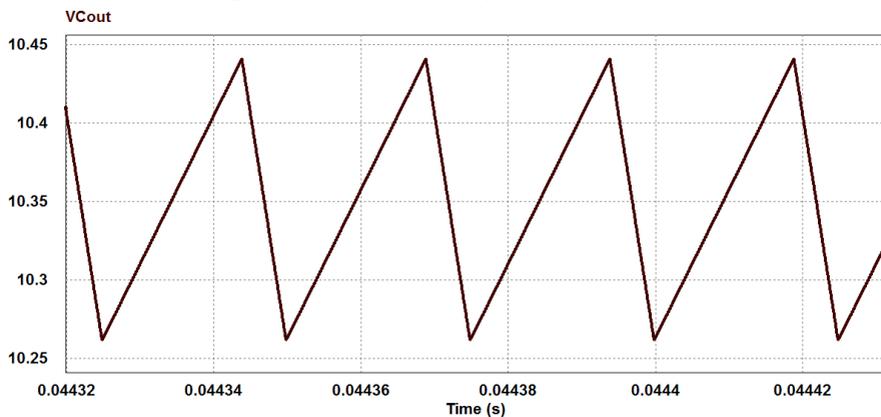
Fonte: O autor

Figura 82: Corrente no capacitor do Filtro de Saída



Fonte: O autor

Figura 83: Tensão no capacitor do Filtro de Saída



Fonte: O autor

Os valores obtidos através da simulação, bem como as variações das grandezas estão representados na Tabela 14.

Tabela 14: Valores de tensão e corrente obtidos para o Filtro de Saída

	Corrente			Tensão		
	AVG [A]	RMS [A]	ΔI [%]	AVG [V]	RMS [V]	ΔV [%]
Capacitor	0	1,47	NA	10,34	10,34	1,75
Indutor	39,22	39,25	14,2	0	7,7	NA

Fonte: O autor

9.2 CONSIDERAÇÕES FINAIS

As diversas simulações realizadas foram capazes de demonstrar o correto funcionamento do conversor definido para a aplicação. Através dos resultados obtidos é possível relacionar as considerações feitas durante o projeto de potência do circuito e o que efetivamente está ocorrendo durante a operação do circuito.

Novamente o circuito demonstrou-se extremamente simples e muito bem adaptado para a operação no sistema de bombeamento proposto.

10 DEFINIÇÃO DA TOPOLOGIA DO INVERSOR

Uma vez definido e projetado o conversor para o circuito controlador de carga para o banco de baterias, se faz necessário o projeto do conversor que irá transformar a energia armazenada no banco (cc) em uma forma de energia que possa ser aproveitada pela carga escolhida (ca).

Neste capítulo serão apresentadas três topologias básicas de conversores cc-ca. Posteriormente elas serão detalhadas e comparadas entre si para que seja feita a escolha do inversor para a aplicação. Esse deve corresponder à alternativa mais simples, robusta, de custo relativamente baixo e que exija pouca manutenção.

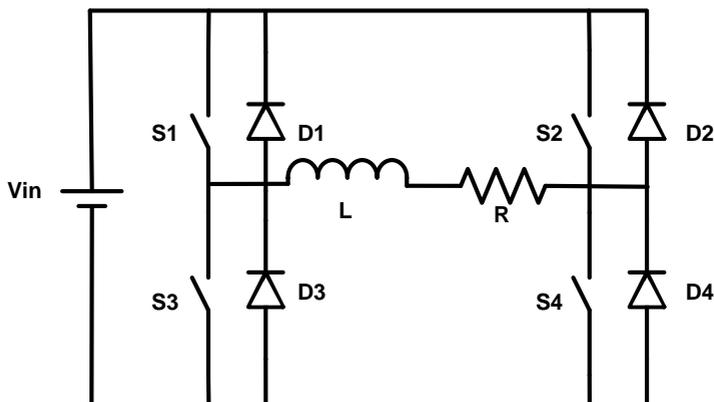
10.1 CONVERSOR CC-CA EM PONTE COMPLETA

A estrutura básica do inversor em ponte completa está ilustrada através da Figura 84. Esse conversor consiste em dois braços inversores compostos por dois interruptores comandados em antiparalelo com diodos de roda livre.

A utilização dessa estrutura é recomendada para potência elevadas, considerando que o nível de tensão de saída é elevado e conseqüentemente a corrente de saída é baixa, quando comparado a outras topologias monofásicas [36].

O conversor em ponte completa tem, entretanto como principal desvantagem o elevado número de interruptores que torna a estrutura mais complexa e com um custo mais elevado quando comparado a outras topologias.

Figura 84: Conversor cc-ca em ponte completa



Fonte: O autor

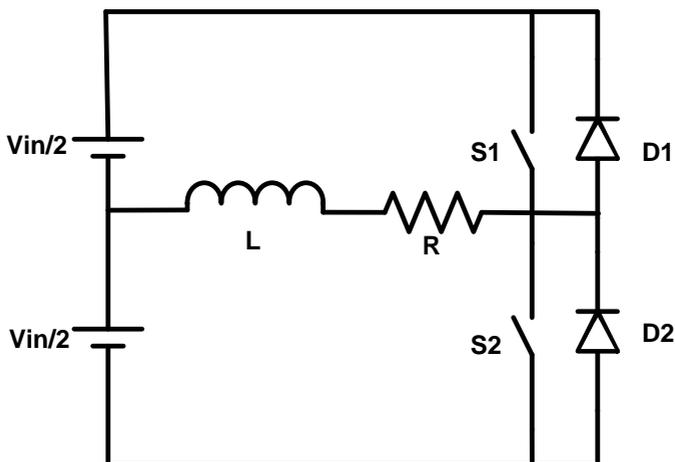
10.2 CONVERSOR CC-CA EM MEIA PONTE

A estrutura básica do conversor cc-ca em meia ponte está ilustrada na Figura 85. Essa estrutura possui apenas um braço inversor e conseqüentemente apenas um par de interruptores conectados em antiparalelo com diodos de roda livre. Para alimentação da estrutura é necessária uma fonte com ponto médio.

A utilização dessa estrutura é recomendada para aplicações em baixa potência, pois a tensão na carga corresponde à metade da topologia em ponte completa, o que significa o dobro de corrente na estrutura em meia ponte [36].

Além de possuir o dobro da corrente nos semicondutores, o conversor em meia ponte possui como desvantagem: o fato de a estrutura não ser naturalmente isolada, a necessidade de comandos isolados para os interruptores e a divisão da tensão de entrada que normalmente é feita com divisor capacitivo, dificultando e encarecendo o projeto [36].

Figura 85: Conversor cc-ca em meia ponte



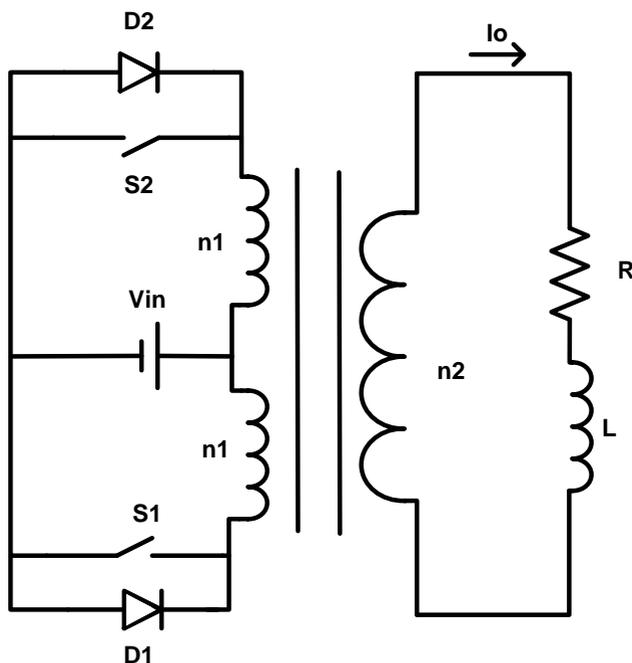
Fonte: O autor

10.3 CONVERSOR CC-CA PUSH-PULL

A estrutura de potência do inversor *push-pull* está ilustrada na Figura 86. Este conversor se caracteriza por ser adaptado às baixas frequências e baixas potências. Ele apresenta as seguintes vantagens:

- Emprego de apenas dois interruptores comandados;
- Estrutura naturalmente isolada através de um transformador de ponto médio;
- Utilização de apenas uma fonte de alimentação CC;
- Circuitos de comando na mesma referência.

Devido a essas características, o inversor que melhor se adapta à aplicação em bombeamento de água, correlacionando características desejadas como robustez, baixo custo e baixa manutenção é o inversor *Push-Pull*.

Figura 86: Conversor cc-ca *Push-Pull*

Fonte: O autor

O inversor *Push-Pull* pode ser utilizado dentro de uma vasta gama de variações e modos de operação que adaptam o mesmo à melhor condição perante a carga em questão.

Nesse caso como a carga a ser alimentada pelo conversor apresenta um comportamento altamente indutivo, haverá uma circulação de energia reativa através do próprio conversor. Sendo assim, o *Push-Pull* convencional não seria a melhor opção para a aplicação desejada.

Uma opção para solucionar o problema seria a adição de um capacitor em série ou paralelo com a carga, de forma que o capacitor consumisse a energia reativa produzida pela carga.

10.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo tem como foco a apresentação de três topologias possíveis para o circuito inversor que transformará energia cc do banco de baterias em energia ca para alimentação da motobomba de água. Com base nas características principais de cada conversor foram levantadas suas melhores condições de aplicabilidade e o conversor definido para a aplicação em questão foi o *Push-Pull*.

Como a carga possui um comportamento indutivo, para que a energia reativa produzida pela carga seja consumida optou-se pela utilização de um capacitor ressonante que será definido e projetado no próximo capítulo.

Esse conversor possui tensão de saída senoidal com baixa distorção harmônica propiciando um bom funcionamento da motobomba. Além disso, ele é extremamente robusto, de baixo custo e bem adaptado à carga.

11 INVERSOR PUSH-PULL PARALELO RESSONANTE

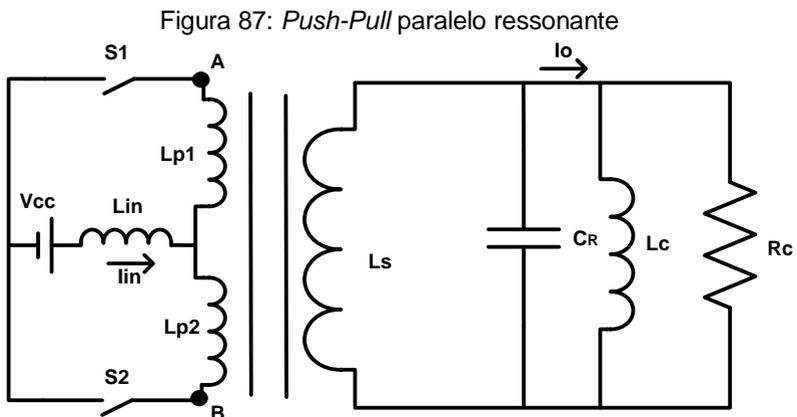
Neste capítulo o objetivo principal é a apresentação do inversor que será projetado e implementado no trabalho. O inversor paralelo ressonante difere da estrutura *Push-Pull* convencional devido ao acréscimo de um indutor de entrada e de um capacitor ressonante na saída, como citado anteriormente.

O indutor, colocado em série com a bateria, é responsável pela característica de fonte de corrente na entrada do conversor, proporcionando a adição do capacitor ressonante em paralelo com a carga.

11.1 ANÁLISE QUALITATIVA

11.1.1 Princípio de Funcionamento

A Figura 87 ilustra o conversor *Push-Pull* paralelo ressonante que será abordado neste trabalho.



Fonte: O autor

Sendo assim tem-se que:

V_{cc} - Fonte de tensão de entrada

L_{in} - Indutor de entrada

S_1 e S_2 - Interruptores de potência

L_{p1} - Enrolamento primário 1
 L_{p2} - Enrolamento primário 2
 L_{sec} - Enrolamento secundário
 C_R - Capacitor ressonante
 L_C - Indutor de carga
 R_C - Resistor de carga

A análise das etapas de operação do conversor leva em consideração:

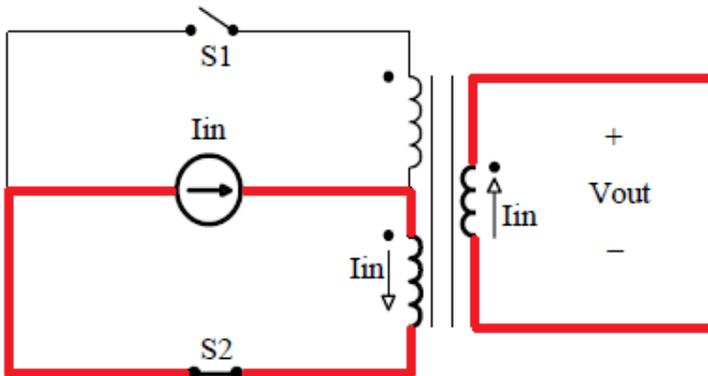
- Relação de transformação unitária;
- Ausência de indutância de dispersão;
- Ondulação da corrente de entrada nula;
- Indutância magnetizante infinita;

Etapas de funcionamento:

1ª etapa de operação ($t_0 - t_1$)

A primeira etapa inicia quando o interruptor S2 é comandado a conduzir, no instante t_0 . A comutação dos interruptores é suave e a tensão V_{out} , neste caso, cresce senoidalmente devido à ressonância entre C_R e L_C . O circuito relativo a esta etapa pode ser ilustrado de acordo com a Figura 88.

Figura 88: *Push-Pull* 1ª etapa de operação



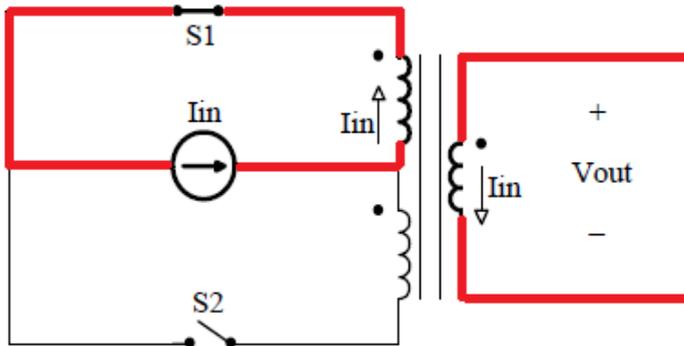
Fonte: Adaptado de [27]

2ª etapa de operação (t_1-t_2)

Quando a tensão ressonante passa por zero, o interruptor S_2 é comandado a bloquear enquanto S_1 é comandado a conduzir a corrente de entrada I_{in} . A comutação é suave e a tensão V_{out} passa a decrescer senoidalmente. Esta etapa é concluída em t_2 , quando a 1ª etapa volta a se repetir.

O circuito relativo a esta etapa pode ser ilustrado de acordo com a Figura 89.

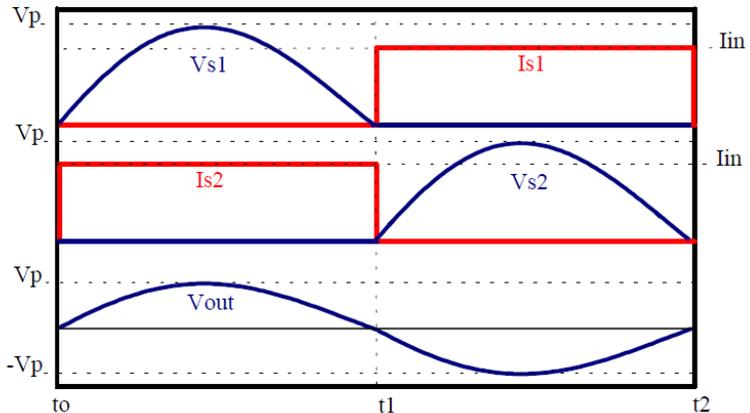
Figura 89: *Push-Pull* 2ª etapa de operação



Fonte: Adaptado de [27]

As principais formas de onda provenientes do circuito acima exposto estão ilustradas na Figura 90.

Figura 90: Formas de onda principais do circuito



Fonte: [27]

11.1.2 Definição do Circuito de Comando

O circuito de comando consiste em um conjunto capaz de gerar a tensão necessária para o comando dos interruptores. Assim como a estrutura do conversor, o comando deve adaptar-se às condições impostas pela carga.

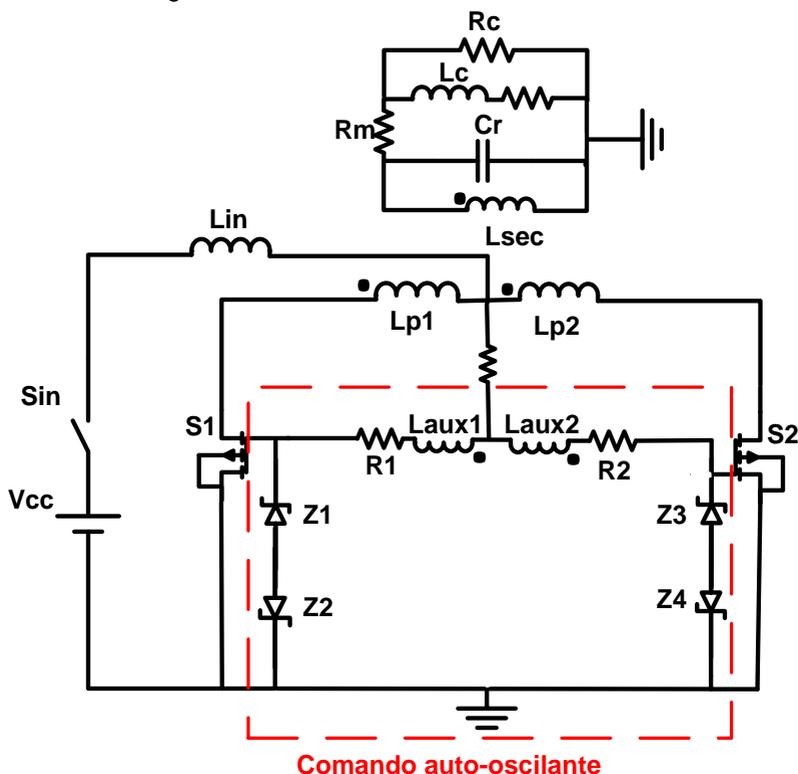
O conversor *Push-Pull* paralelo ressonante se caracteriza pela dependência de sua frequência de ressonância com a característica da carga. Essa característica ocasionaria problemas à aplicação deste trabalho, visto que o fator versatilidade do sistema seria comprometido.

Para solucionar esse problema, o circuito de comando proposto se caracteriza por ser auto-oscilante e auto-adaptável às condições impostas pela carga tornando o sistema mais confiável e versátil para o caso de necessidade de substituição da motobomba.

Com o objetivo de se obter simplicidade e robustez, o circuito de comando proposto consiste em dois enrolamentos auxiliares no transformador, que são ligados em série com os resistores de gatilho dos interruptores. Conforme observado na Figura 91, cada circuito é composto por diodos *zener* e um resistor.

Os *zeners* são responsáveis por grampear a tensão de gatilho no nível máximo e mínimo escolhidos pelo projetista e os resistores são responsáveis pela limitação da corrente reversa nos *zeners* e pela determinação da velocidade da comutação. Neste caso por operar em baixas frequências, o resistor é responsável apenas pela limitação da corrente dos diodos *zener*.

Figura 91: Circuito de comando auto-oscilante



Fonte: O autor

11.2 ANÁLISE QUANTITATIVA

Levando em consideração que a tensão de entrada V_{cc} corresponde à tensão de entrada de um banco de baterias em paralelo, esse valor é variável dependendo do estado de carga das baterias.

Em baterias típicas de chumbo-ácido, a tensão entre seus terminais quando completamente carregada é de 2,15 V por célula, ou aproximadamente 13 V para uma bateria cuja tensão nominal é de 12 V. Quando totalmente descarregada essa tensão pode diminuir para 1,75 V por célula o equivalente a 10,5 V entre os terminais [19].

Tendo em vista essa variação de tensão e o circuito de comando escolhido para o inversor que se caracteriza por não variar a razão cíclica do conversor, para os dimensionamentos serão consideradas as piores condições de operação. As piores condições podem ser entendidas como sendo a máxima tensão, visto que o modelo obtido da carga é um parâmetro constante. Para cálculos relativos à razão cíclica deverá ser considerada a tensão de barramento nominal das baterias, ou seja, 12 V.

11.2.1 Dimensionamento do Inversor

É possível observar através da Figura 87 que, considerando que a tensão média no indutor seja nula em regime permanente, a tensão nos enrolamentos primários do transformador é proporcional à tensão da fonte de entrada. Sendo assim, é possível devido à simetria da forma de onda da tensão no primário, fazer uma análise de meio período de operação do conversor.

A tensão de meia onda do conversor é dada por

$$V_{momed} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} V_p \sin(\omega t) d(\omega t) \quad (1.85)$$

Sendo:

V_{momed} – Tensão média de meia onda senoidal

V_p – Amplitude da tensão nos enrolamentos primários

Da relação (1.85) infere-se que

$$V_{momed} = \frac{2V_p}{\pi} \quad (1.86)$$

Porém, sabe-se que:

$$V_{momed} \cong V_{cc} \quad (1.87)$$

Dessa forma é possível relacionar a tensão de pico no primário com a tensão de entrada

$$V_p = \frac{\pi \cdot V_{cc}}{2} \quad (1.88)$$

As tensões eficazes nos enrolamentos primários

$$V_{p1ef} = V_{p2ef} = \frac{V_{cc} \cdot \pi}{2\sqrt{2}} \quad (1.89)$$

Sendo V_{p1ef} e V_{p2ef} as tensões eficazes nos enrolamentos L_{p1} e L_{p2} respectivamente.

Com base nesses dados, a tensão eficaz entre os pontos A e B da Figura 87, é obtida através da soma das tensões eficazes de ambos os enrolamentos do primário:

$$V_{ABef} = \frac{V_{cc} \cdot \pi}{\sqrt{2}} \quad (1.90)$$

Sendo os valores especificados para o projeto até então:

- Tensão eficaz de saída: $V_{outef} = 220 \text{ V}$;
- Indutância de carga: $L_c = 118,8 \text{ mH}$;
- Resistência de carga: $R_c = 160 \text{ } \Omega$;
- Frequência de operação: $f = 60 \text{ Hz}$;
- Frequência de ressonância amortecida: $\omega d = 377 \text{ rad/seg}$;

$$V_{ABef \text{ max}} = \frac{13 \cdot \pi}{\sqrt{2}} = 28,88 \text{ V} \quad (1.91)$$

$$V_{ABef} = \frac{12 \cdot \pi}{\sqrt{2}} = 26,66 \text{ V} \quad (1.92)$$

Tendo determinado a expressão de tensão no primário do transformador, a relação de transformação do transformador pode ser facilmente calculada:

$$a = \frac{V_{outef}}{V_{ABef}} = \frac{220}{26,66} = 8,252 \quad (1.93)$$

Sendo:

a = relação de transformação

Através da relação de transformação é possível referir as impedâncias ao primário como sendo:

$$C_{eq} = Cr.a^2 \quad (1.94)$$

$$L_{eq} = \frac{Lc}{a^2} \quad (1.95)$$

$$R_{eq} = \frac{Rc}{a^2} \quad (1.96)$$

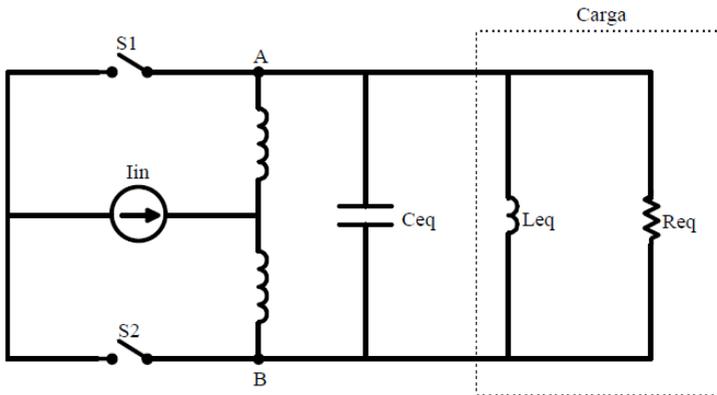
Sendo:

C_{eq} – Capacitor ressonante referido ao primário

L_{eq} – Indutor de carga referido ao primário

R_{eq} – Resistor de carga referido ao primário

Figura 92: Circuito referido ao primário



Fonte: [27]

A partir disso, a corrente eficaz no resistor de carga é dada pela expressão:

$$I_{Rcef} = \frac{V_{outef}}{Rc} = \frac{220}{160} = 1,38A \quad (1.97)$$

Sendo:

I_{Rcef} - Corrente eficaz no resistor de carga

A corrente média de entrada do conversor é dada por:

$$I_{in} = \frac{V_{cc} \cdot a^2 \cdot \pi^2}{2Rc \cdot \eta} = \frac{13,8,253^2 \cdot \pi^2}{2 \cdot 160 \cdot 0,8} = 34,11A \quad (1.98)$$

Sendo:

I_{in} – Corrente média de entrada

A tensão aplicada sobre os interruptores enquanto esses estiverem bloqueados é igual à tensão V_{ABp} . Desta forma, obtêm-se a expressão da tensão de pico sobre os interruptores:

$$V_{ABp} = V_{cc} \cdot \pi = 13,8 \cdot \pi = 40,84V \quad (1.99)$$

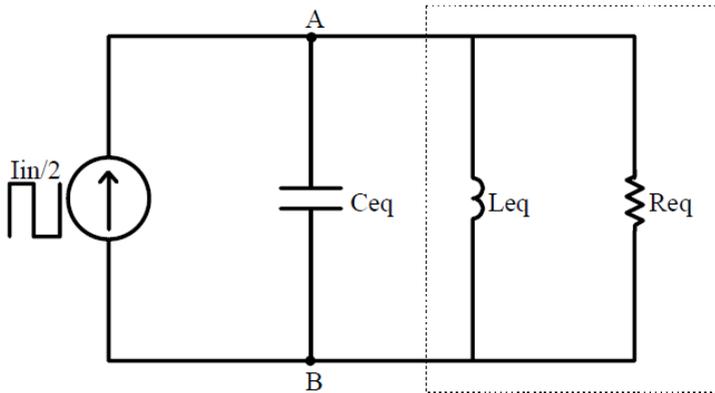
Através da Figura 90 é possível verificar que os interruptores conduzem a corrente de entrada I_{in} durante meio ciclo de comutação. Dessa forma, a corrente eficaz nos interruptores é dada por:

$$I_{Sef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} (I_{in})^2 d(\omega t)} = \frac{I_{in}}{\sqrt{2}} = 24,12A \quad (1.100)$$

Através de uma análise da Figura 92, é possível observar que quando um dos interruptores conduz, ambos os enrolamentos conduzem metade da corrente de entrada. Isso ocorre devido ao acoplamento magnético entre as indutâncias magnetizantes. Deste modo, pode-se dizer que as impedâncias “enxergam” uma fonte de corrente alternada quadrada com amplitude $I_{in}/2$ entre seus terminais.

Sendo assim, o circuito pode ser simplificado, substituído o estágio de entrada por uma fonte de corrente alternada, como mostrado na Figura 93.

Figura 93: Modelo simplificado do conversor



Fonte: [27]

Através de uma dispendiosa análise algébrica, através de equações diferenciais a expressão da corrente no indutor de carga é dada por [27]:

$$i_L(t) = \frac{I_{in}/2 - I_{Lo}}{L.C.\omega d} \left[\frac{-\omega d}{(\alpha^2 + \omega d^2)} e^{-\alpha t} \cos(\omega d.t) - \frac{\alpha}{\alpha^2 + \omega d^2} e^{-\alpha t} \sin(\omega d.t) \right]$$

Sendo:

ωd - frequência de ressonância amortecida

α - coeficiente de amortecimento exponencial

I_{Lo} - condição inicial de corrente no capacitor

O cálculo do capacitor ressonante pode então ser dado por [27]:

$$C_r = \frac{4R^2 + \sqrt{16R^4 - 16R^2 \cdot L^2 \cdot \omega d^2}}{8R^2 \cdot L \cdot \omega d^2} \quad (1.101)$$

$$C_r = 58,089 \mu F \quad (1.102)$$

11.3 PROJETO FÍSICO DO CONVERSOR

11.3.1 Capacitor Ressonante

O capacitor ressonante será submetido à tensão de saída $V_{out} = 220V_{ef}$, por estar em paralelo com a carga. De acordo com o valor do capacitor ressonante obtido na equação 1.34, é possível obter sua corrente eficaz:

$$X_c = \frac{1}{\omega d.Cr} = \frac{1}{377.58,08\mu} = 45,67\Omega \quad (1.103)$$

$$I_{Cref} = \frac{V_{outef}}{X_c} = \frac{220}{45,67} = 4,82A \quad (1.104)$$

Com base nesses valores, sugere-se a utilização de capacitores de polipropileno para corrente alternada, produzidos pelo fabricante WEG modelo CMRW30D36P0. Para obter a capacitância necessária sugere-se a associação de dois capacitores de 30 $\mu F/250V_{ef}$ em paralelo.

Entretanto baseado na disponibilidade em laboratório foram utilizados em paralelo, um capacitor **Epcos**® 35 $\mu F \pm 10\%$ 440Vca e um **Siemens**® 25 $\mu F \pm 10\%$ 380Vca.

11.3.2 Interruptores de Potência

Os interruptores de potência serão dimensionados de acordo com a tensão de pico nos enrolamentos do primário, neste caso calculados através da equação (1.89). Com base em trabalhos anteriormente desenvolvidos, na prática há uma sobretensão nos interruptores de aproximadamente 10% que será considerada para a escolha correta do transistor [27] [29].

Através das equações 1.88, 1.89 e 1.90 é possível obter as grandezas necessárias para a escolha correta do *MOSFET* utilizado.

$$V_{ABp} = 40,84V$$

$$I_{in} = 34,11A$$

$$I_{sef} = 24,12A$$

O interruptor escolhido com base nos quesitos acima foi o *MOSFET IRF8010* do fabricante **International Rectifier**®. As

principais características do mesmo podem ser observadas na Tabela 15.

Tabela 15: Especificações IRF8010

$V_{DSS} = 100 \text{ V}$	Tensão dreno-source máxima
$R_{DS(on)} = 15 \text{ m}\Omega$	Resistência de condução
$I_D = 80 \text{ A}$	Corrente de dreno média @25°C
$R_{\theta jc} = 0,57 \text{ }^\circ\text{C/W}$	Resistência térmica junção-cápsula
$T_j = 175 \text{ }^\circ\text{C}$	Temperatura máxima na junção

Fonte: [37]

11.3.3 Transformador

11.3.3.1 Esforços no Transformador

Como o primário do transformador está em série com o interruptor é possível inferir a seguinte relação:

$$I_{p1ef} = I_{p2ef} = I_{s1ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} (I_{in})^2 \delta \omega t} \quad (1.105)$$

Onde:

I_{p1ef} - Corrente eficaz no enrolamento Lp1

I_{p2ef} - Corrente eficaz no enrolamento Lp2

Sabe-se que a tensão eficaz nos enrolamentos primários é dada pela expressão:

$$V_{p1ef} = V_{p2ef} = \frac{V_{cc} \cdot \pi}{2 \cdot \sqrt{2}} = 14,44 \text{ V} \quad (1.106)$$

Onde:

V_{p1ef} - Tensão eficaz no enrolamento Lp1

V_{p2ef} - Tensão eficaz no enrolamento Lp2

A relação de transformação pode então ser obtida em relação a cada enrolamento primário como sendo:

$$n = \frac{V_{outef}}{V_{p1ef}} = 15,24 \quad (1.107)$$

A corrente eficaz no enrolamento secundário é dada por:

$$I_{sec\,ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[\int_0^{T_s/2} (-I_{sec\,p})^2 dt + \int_{T_s/2}^{T_s} I_{sec\,p}^2 dt \right]} = 1,77A \quad (1.108)$$

11.3.3.2 Projeto do Transformador

O transformador é um dispositivo capaz de transmitir energia elétrica ou potência elétrica de um circuito para outro, possuindo como funções primordiais:

- Propiciar o isolamento entre fonte e carga;
- Adaptar a tensão desejada no secundário.

Quando um enrolamento é conectado em uma fonte alternada, é produzido um fluxo alternado cuja amplitude e frequência dependem das características da fonte de entrada e do número de espiras do transformador.

Há então o surgimento de um fluxo enlaçado no outro enrolamento, que irá induzir no mesmo uma tensão determinada com base na relação de espiras, magnitude e frequência do fluxo comum. Sendo assim, variando-se a relação de transformação ou o número de espiras dos enrolamentos é possível obter a tensão do secundário desejada com base na fonte primária anteriormente conhecida [38].

Para um transformador ideal, com uma tensão alternada V_1 aplicada nos terminais do primário há o surgimento de um fluxo φ estabelecido no núcleo. A relação entre essas grandezas pode ser calculada como sendo:

$$V_1 = N_1 \cdot \frac{d\varphi}{dt} \quad (1.109)$$

Como o fluxo concatena com o secundário, uma tensão no mesmo é obtida simultaneamente sendo:

$$V_2 = N_2 \cdot \frac{d\varphi}{dt} \quad (1.110)$$

Onde:

N_1 - número de espiras do primário

N_2 - número de espiras do secundário

Da relação obtida entre (1.109) e (1.110) é possível obter uma importante e conhecida relação no estudo de transformadores:

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{N_1}{N_2} \quad (1.111)$$

Da relação (1.111) é possível concluir que a relação entre tensões do primário e do secundário é diretamente proporcional à relação entre o número de espiras dos respectivos enrolamentos.

Quando uma carga estiver conectada no secundário do transformador, há o surgimento de uma corrente i_2 no enrolamento. Nesse caso o fluxo não se altera e a força magneto motriz (*FMM*) que atua no núcleo permanecerá desprezível. Dessa forma:

$$\frac{i_2}{i_1} = \frac{N_1}{N_2} \quad (1.112)$$

Através da relação entre as equações (1.111) e (1.112) obtém-se:

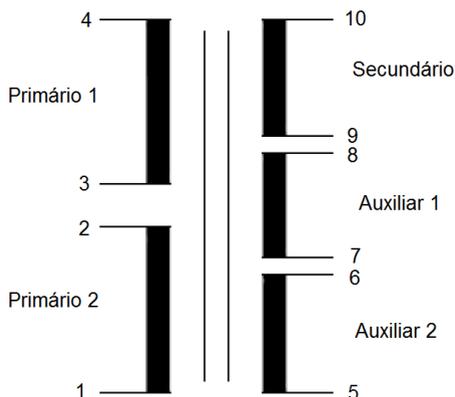
$$V_1.i_1 = V_2.i_2 \quad (1.113)$$

A equação (1.113) significa que a potência instantânea de entrada do primário é igual à potência instantânea de saída do secundário em um transformador ideal. Entretanto, essa característica vale apenas para o caso em que os elementos dissipativos são desconsiderados.

Na prática, o modelo de um transformador é mais complexo e deve levar em consideração não idealidades presentes como efeitos provocados pelas resistências elétricas nos enrolamentos, fluxos dispersos no núcleo e corrente de excitação.

O diagrama elétrico do transformador a ser projetado está ilustrado na Figura 94. Para o projeto serão seguidas as metodologias apresentadas por Martignoni [39].

Figura 94: Diagrama elétrico do transformador utilizado



Fonte: Adaptado de [40]

Para a obtenção dos parâmetros do transformador primeiramente é necessário se ter conhecimento das potências processadas por cada enrolamento. Para esses cálculos ondulações de corrente e não linearidades do circuito serão desprezadas.

De acordo com as equações (1.105) e (1.106) é possível obter a potência aparente nos enrolamentos primários:

$$S_{p1} = S_{p2} = V_{p1ef} \cdot I_{p1ef} = 14,44 \cdot 19,12 = 276,09VA \quad (1.114)$$

Da mesma forma, a potência aparente no enrolamento secundário:

$$S_{sec} = V_{sec\,ef} \cdot I_{sec\,ef} = 220 \cdot 1,77 = 389,4VA \quad (1.115)$$

Sendo assim, as especificações para o projeto do transformador podem ser resumidas através da Tabela 16.

Tabela 16: Especificações do transformador

$S_{sec} = 390 \text{ VA}$	Potência aparente do secundário
$Sp1 = Sp2 = 276,1 \text{ VA}$	Potência aparente nos primários
$V_{sec_{ef}} = 220 \text{ V}$	Tensão eficaz no secundário
$Vp1_{ef} = Vp2_{ef} = 14,44 \text{ V}$	Tensão eficaz nos primários
$Vaux1 = Vaux2 = 60 \text{ V}$	Tensão eficaz nos enrolamentos aux.
$I_{sec_{ef}} = 1,77 \text{ A}$	Corrente eficaz no secundário
$Ip1_{ef} = Ip2_{ef} = 19,12 \text{ A}$	Corrente eficaz nos primários
$Bm = 11300 \text{ Gauss}$	Indução máxima das lâminas

Fonte: O autor

11.3.3.3 Cálculo da Seção e Escolha da Bitola dos Condutores

Para o cálculo da seção de condutores a densidade de corrente deve ser fixada em um valor desejado. Para o caso em questão será considerada uma densidade de corrente $J = 3 \text{ A/mm}^2$.

$$Ap1 = Ap2 = \frac{Ip1_{ef}}{J} = 6,37 \text{ mm}^2 \quad (1.116)$$

$$Asec = \frac{I_{sec_{ef}}}{J} = 0,592 \text{ mm}^2 \quad (1.117)$$

Onde:

$A_{p1} A_{p2}$ – Seção dos condutores dos primários

A_{sec} – Seção dos condutores do secundário

Por se tratar de um transformador operando em baixa frequência, o efeito skin, no qual componentes alternadas de corrente circulam pela periferia do condutor ao invés de percorrerem toda a sua seção, pode ser desprezado.

De acordo com tabela de fabricantes para os enrolamentos primários decidiu-se pela utilização de dois fios em paralelo, um deles #11 AWG com área de cobre igual a $4,17 \text{ mm}^2$ e outro #13 AWG com área de cobre igual a $2,63 \text{ mm}^2$.

Para o enrolamento secundário optou-se por um fio #19 AWG com área de cobre igual a $0,65 \text{ mm}^2$.

Para os enrolamentos auxiliares como a corrente circulante será muito pequena, será utilizado o fio #22 AWG com $0,33 \text{ mm}^2$ de área de cobre.

11.3.3.4 Determinação das Lâminas do Núcleo

Para a escolha das lâminas do núcleo primeiramente calcula-se a seção magnética do núcleo (S_m) que irá concatenar o fluxo entre os enrolamentos. Para transformadores de dois primários e um secundário a seção pode ser obtida como:

$$S_m = 7,5 \sqrt{\frac{1,25 \cdot S_{sec}}{f}} = 7,5 \sqrt{\frac{1,25 \cdot 390}{60}} = 21,39 \text{ cm}^2 \quad (1.118)$$

Uma vez determinada a seção magnética do núcleo, deve-se obter a seção geométrica do núcleo (S_g), que consiste no produto da largura (a) da coluna central do transformador, pelo comprimento (b) do pacote laminado. Esta grandeza é igual à seção magnética do núcleo acrescida de 10% para compensar a espessura do material isolante no espaço entre lâminas.

$$S_g = a \cdot b = 1,1 \cdot S_m = 23,53 \text{ cm}^2 \quad (1.119)$$

Como as lâminas escolhidas possuem $a = 4$ cm, tem-se que:

$$b = \frac{S_g}{a} \cong 6 \text{ cm} \quad (1.120)$$

Portanto o comprimento do pacote deve ser igual ou superior a 6 cm para garantir o fluxo necessário para o acoplamento magnético. Através da Tabela 17 é possível resumir as características das lâminas para o transformador destinado à aplicação desejada.

Tabela 17: Características das lâminas escolhidas

a	4 cm
b	6 cm
S_m	21,38 cm ²
S_g	24 cm ²

Fonte: O autor

11.3.3.5 Cálculo do Número de Espiras

Para o cálculo do número de espiras adotou-se como indução máxima nas lâminas de ferro silício como sendo $B_m = 11300$ Gauss.

$$N_{p1} = N_{p2} = \frac{V_{p1ef} \cdot 10^8}{4,44 \cdot B_m \cdot S_m \cdot f} = 22,425 \text{ espiras}$$

Onde:

N_{p1} N_{p2} - Número de espiras dos primários

$$N_{sec} = \frac{V_{sec ef} \cdot 10^8}{4,44 \cdot B_m \cdot S_m \cdot f} = 341,66 \text{ espiras}$$

Onde:

N_{sec} - Número de espiras do secundário

$$N_{aux1} = N_{aux2} = \frac{V_{aux1} \cdot 10^8}{4,44 \cdot B_m \cdot S_m \cdot f} = 23,30 \text{ espiras}$$

Onde:

N_{aux1} N_{aux2} - Número de espiras dos enrolamentos auxiliares

Baseado nos parâmetros de potência, apresentados na Tabela 16 foi solicitada a construção do transformador pela empresa **Wise Transformadores®**. O transformador adquirido possui 500VA de potência, classe de isolamento 0,5k e classe térmica F. A potência total do transformador foi calculada levando em consideração 50VA sendo processado em cada enrolamento auxiliar.

Figura 95: Transformador adquirido



Fonte: O autor

11.3.4 Parâmetros do Transformador

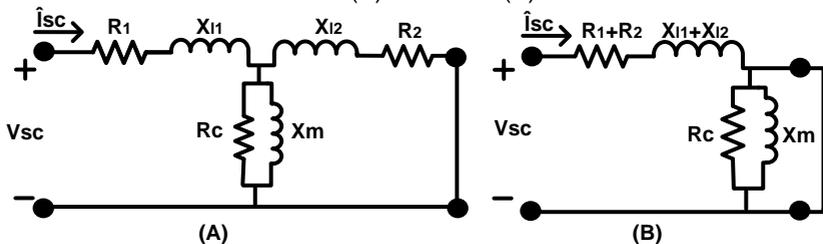
A metodologia seguida para obtenção dos parâmetros do circuito equivalente do transformador consiste basicamente em medir a tensão e a corrente no secundário do transformador com o primário em circuito aberto e em curto-circuito.

11.3.4.1 Ensaio de Curto-Circuito

O ensaio de curto-circuito é utilizado para encontrar as resistências elétricas dos enrolamentos, além da indutância de dispersão dos mesmos. Para este ensaio o primário do transformador é colocado em curto-circuito e as formas de onda de tensão e de corrente são medidas no enrolamento secundário.

Entretanto a tensão aplicada ao enrolamento primária é limitada à corrente nominal do secundário, o que corresponde a aproximadamente 20% da tensão nominal [41]. A Figura 96 mostra o circuito equivalente para ensaio de curto-circuito com as impedâncias do secundário refletidas ao secundário.

Figura 96: Circuito equivalente do transformador com secundário em curto-circuito: (A) Modelo T (B) Modelo L



Fonte: [38]

Os valores medidos com o primário em curto-circuito estão apresentados na Tabela 18.

Tabela 18: Grandezas Medidas Ensaio de Curto-Circuito

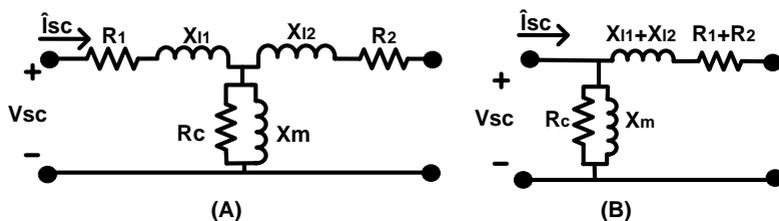
V_{sec}	15,34 V
I_{sec}	2,25 A
P_{sec}	33,43 W

Fonte: O autor

11.3.4.2 Ensaio de Circuito Aberto

O ensaio de circuito aberto é realizado com o secundário em aberto e tensão nominal aplicada ao primário. Nesse caso, uma corrente de excitação menor do que a nominal circula pelo primário. O circuito equivalente está mostrado na Figura 97.

Figura 97: Circuito equivalente do transformador com secundário em aberto: (A) Modelo T (B) Modelo L



Fonte: [38]

Os valores medidos com o primário em curto-circuito estão apresentados na Tabela 19.

Tabela 19: Grandezas Medidas Ensaio de Circuito Aberto

V_{sec}	213 V
V_{prim}	14,34 V
I_{prim}	4,21 A
P_{prim}	19,94 W

Fonte: O autor

Baseado nos valores apresentados na Tabela 18 e Tabela 19, os parâmetros do transformador foram obtidos e estão mostrados na Tabela 20.

Tabela 20: Parâmetros do Transformador

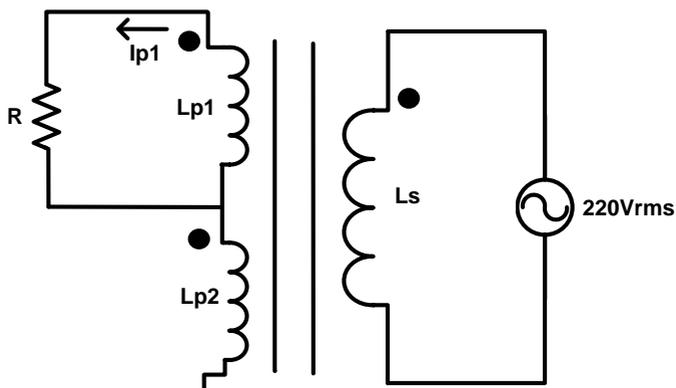
$R_c = 2,4 \text{ k}\Omega$	Resistência de perdas no núcleo
$L_{mag} = 2,23 \text{ H}$	Indutância de magnetização
$R_{p1_{perdas}} = R_{p2_{perdas}} = 14,21 \text{ m}\Omega$	Resistência de perdas no cobre dos enrolamentos primários
$R_{sec_{perdas}} = 3,3 \text{ }\Omega$	Resistência de perdas no cobre do enrolamento secundário
$L_{p1_{dispersão}} = L_{p2_{dispersão}} = 9,82 \text{ }\mu\text{H}$	Indutância de dispersão dos enrolamentos primários
$L_{sec_{dispersão}} = 2,28 \text{ mH}$	Indutância de dispersão do enrolamento secundário

Fonte: O autor

11.3.4.3 Eficiência Prática do Transformador

Para a obtenção prática da eficiência do transformador, foi energizado o secundário do mesmo com a tensão da rede (220 Vrms) e colocado em um dos primários uma resistência de modo que este operasse em sua condição nominal durante um tempo pré-determinado. O esquemático do circuito implementado está representado na Figura 98.

Figura 98: Circuito para obtenção do rendimento prático do transformador



Fonte: O autor

Os resultados obtidos estão apresentados na Tabela 21. Através disso é possível observar que o rendimento do transformador está dentro do aceitável uma vez que os valores obtidos são muito próximos de trabalhos anteriormente apresentados e com conversores de topologias parecidas [40].

Tabela 21: Dados práticos obtidos

Tempo [min]	Potência Prim. [W]	Tensão Prim. [V]	Corrente Prim. [A]	Potência Sec. [W]	Tensão Sec. [V]	Corrente Sec. [A]	Rendimento [%]
0	239	9,8	24,68	262,2	158,4	1,66	91,15
6	241,4	9,72	24,57	263,2	158,8	1,66	91,72
12	238,5	9,75	24,5	263,3	158,59	1,65	90,58
18	237,6	9,71	25,1	259,6	157,44	1,64	91,53
24	248,8	9,95	25,03	272,5	161,67	1,69	91,30
30	247,9	9,93	24,97	270,6	161,4	1,69	91,61
36	252,8	10,02	25,23	276,5	163,4	1,7	91,43

Fonte: O autor

Entretanto, quando comparado com rendimentos de transformadores principalmente em alta frequência conclui-se

que esse rendimento é baixo. Isso pode ser explicado através da classe térmica do transformador [27][40].

Após contato telefônico com a empresa, foi possível concluir que as classes térmicas padrões consideradas quando essa característica não é um requisito de projeto, são classe B (elevação de 80°C) ou classe F (elevação de 105°C). O transformador em questão apresenta classe térmica F, ou seja, o aumento de temperatura do transformador gera um aumento das resistências dos enrolamentos o que causa maiores perdas e uma menor eficiência do sistema.

Caso o rendimento tivesse sido um requisito exigido para a construção do transformador, os custos do transformador ficariam equivalentes a um transformador com o dobro da potência exigida neste caso.

11.4 PROJETO DO CIRCUITO *SNUBBER*

Devido à presença de indutâncias de dispersão do transformador *Push-Pull*, é necessária a utilização de um circuito *snubber* para criar condições adequadas de realização das comutações dos interruptores do conversor. A seguir será feita a definição dos componentes que formarão este circuito de proteção.

O projeto inicial foi feito baseado em trabalhos anteriores [40][27]. Com o objetivo de comprovar os valores obtidos foram feitas simulações considerando os parâmetros não ideais do transformador e o modelo real do interruptor, ou seja, obtendo valores mais condizentes com os que se pretende medir. Dessa forma, os valores obtidos estão representados na Tabela 22.

Tabela 22: Parâmetros do circuito *Snubber*

Parâmetro	$R_{snubber}$	$C_{snubber}$	$D_{snubber}$
Valor	5.6 Ω	47 μF	-
Corrente Eficaz [A]	270,8.10 ⁻³	563.10 ⁻³	452.10 ⁻³
Potência Dissipada [W]*	500.10 ⁻³	55.10 ⁻³	103.10 ⁻³

*Considerando corrente máxima de entrada 27A

Baseado nesses valores, o diodo escolhido foi SK3/16 da **Semikron International®** devido à disponibilidade em laboratório.

O capacitor eletrolítico escolhido foi do fabricante **Epcos®** B43821A5476 47 μ F/450V, com $RSE = 7,1\Omega$.

Em paralelo com o capacitor, foi inserido um capacitor de polipropileno, **Epcos®** B32614/1 μ F com o objetivo de absorver os picos de corrente no instante da comutação, reduzindo dessa forma a corrente eficaz que circula pelo capacitor eletrolítico.

Para o resistor foi utilizado um resistor de 5,6 Ω /2W.

Figura 99: Circuito *snubber* implementado



Fonte: O autor

11.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foi apresentado o projeto do principal foco deste trabalho que é o inversor *Push-Pull*. Como comentado anteriormente a topologia escolhida para a aplicação possui um capacitor ressonante paralelo que irá ressonar na frequência da rede com a carga indutiva. Esse inversor será implementado em laboratório, a fim de comprovar os cálculos teóricos apresentados.

O circuito de comando proposto é extremamente simples e propicia características primordiais para o sistema em questão: robustez, baixo custo por não apresentar circuitos integrados, ausência de ajustes e flexibilidade uma vez que opera em qualquer condição.

O projeto do transformador foi realizado e demonstra-se simples. Entretanto devido a questões temporais optou-se pela compra do transformador projetado que posteriormente foi testado e teve seu funcionamento validado.

Os componentes especificados são todos de baixo custo e são encontrados com facilidade no mercado. Muitos deles são indicados como ideais para a aplicação, porém por disponibilidade em laboratório optou-se pela utilização de outros com características parecidas e que atendessem à aplicação.

12 PERDAS NOS COMPONENTES

Para o cálculo das perdas nos componentes a corrente de entrada foi considerada como sendo sem ondulações e o conversor operando com sua máxima potência $lin = 34,11 A$.

12.1 PERDAS NOS INTERRUPTORES

A potência dissipada em cada interruptor pode ser dividida em dois tipos: perdas por condução e perdas por comutação. Para os cálculos de perda por condução foi considerada na junção uma temperatura igual a $110\text{ }^\circ\text{C}$.

Dessa forma tem-se que

$$P_{cond} = 1,5.R_{DS(on)}.I_{sef}^2 = 1,5.0,015.24,12^2$$

$$P_{m1cond} = P_{m2cond} = 13,09W$$

Sendo:

P_{m1cond} , P_{m2cond} – Perdas por condução em cada interruptor

A perda por comutação em cada interruptor é dada por:

$$P_{com} = V_{com}.I_{com}.f_s.(T_r + T_f) \quad (1.121)$$

Onde:

V_{com} – Tensão no interruptor no instante da comutação

$I_{com} = lin$ – Corrente no interruptor no instante da comutação

T_r – Tempo de subida da corrente no interruptor

T_f – Tempo de descida da corrente no interruptor

Como a tensão no gatilho dos interruptores acompanha a envoltória senoidal do enrolamento auxiliar até ser grampeada pelos diodos zener, a comutação é considerada lenta e os valores de T_r , T_f e V_{com} foram obtidos diretamente via simulação:

$$V_{com} = 3,63 V$$

$$T_r = 150ns$$

$$T_f = 140ns$$

Dessa forma substituindo na equação (1.121):

$$P_{com} = 3,63.27,04.60.(150n + 140n) = 1,71.10^{-3}W$$

Dessa forma a perda total nos interruptores é:

$$P_{int\ interruptores} = 2.P_{m1_{cond}} + 2.P_{com} = 2.13,09 + 2.1,71.10^{-3}$$

$$P_{int\ interruptores} = 26,18W \quad (1.122)$$

Considerando que ambos os interruptores ficarão no mesmo dissipador, temperatura de junção igual a 110 °C, temperatura ambiente de 45 °C e uma resistência térmica cápsula-dissipador (R_{cd}) de 0,5 °C/W tem-se que:

$$T_d = T_j - \frac{P_{int\ interruptores}}{2} \cdot (R_{jc} + R_{cd}) = 110 - \frac{26,18}{2} \cdot (0,57 + 0,5)$$

$$T_d = 96^{\circ}C$$

Onde:

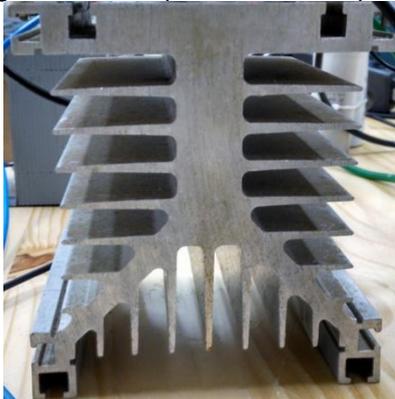
T_d – Temperatura no dissipador

Dessa forma a resistência térmica do dissipador (R_{da}) é dada por:

$$R_{da} = \frac{T_d - T_a}{P_{int\ interruptores}} = \frac{96 - 45}{26,18} \cong 1,95^{\circ}C/W$$

O dissipador foi escolhido baseado na disponibilidade em laboratório, HS125136 da **HS Dissipadores®** e está ilustrado na Figura 100. A resistência térmica do mesmo é de 0,74 °C/W, sendo portanto o suficiente para a aplicação [33].

Figura 100: Dissipador dos Interruptores



Fonte: O autor

12.2 PERDAS NO CIRCUITO *SNUBBER*

As perdas nos circuitos *snubbers* variam conforme a corrente de entrada. Para isso será considerada a operação dos painéis em seu ponto de máxima potência, as perdas totais baseadas nos componentes obtidos via simulação e apresentados na Tabela 22.

Dessa forma as perdas totais são:

$$P_{Snubber} = 2.P_{RSnubber} + 2.P_{CSnubber} + 2.P_{DSnubber} \quad (1.123)$$

$$P_{Snubber} = 2.500.10^{-3} + 2.55.10^{-3} + 2.103.10^{-3} = 1,316W$$

12.3 PERDAS NO TRANSFORMADOR

As perdas no transformador concentram-se no núcleo e nos enrolamentos. Dessa forma, a perda no núcleo do transformador foi obtida no ensaio de circuito aberto, considerando que a potência consumida pelo transformador é dissipada por correntes parasitas e histerese.

$$P_{núcleo} = 19,94W$$

Onde:

$P_{núcleo}$ – Potência dissipada no núcleo

Além disso, há a parcela de perdas referentes ao efeito joule:

$$P_{p1} = P_{p2} = R_{p1_{perdas}}.I_{p1_{ef}}^2 = 14,21.10^{-3}.19,12^2 = 5,19W \quad (1.124)$$

$$P_{sec} = R_{sec_{perdas}}.I_{sec_{ef}}^2 = 3,3.1,77^2 = 9,4W \quad (1.125)$$

Onde:

P_{p1} , P_{p2} – Potência dissipada nos enrolamentos primários

P_{sec} – Potência dissipada no enrolamento secundário

Desconsiderando as perdas por efeito joule nos enrolamentos auxiliares, a potência total dissipada no transformador (P_{trafo}) é dada por:

$$P_{trafo} = 2.P_{p1} + P_{sec} + P_{núcleo} = 39,72W \quad (1.126)$$

Através dos dados acima calculados, é possível obter a eficiência teórica do transformador, que resultou em um valor um pouco abaixo do obtido na prática e ilustrado na Tabela 21.

$$\eta_{trafo}(\%) = \frac{S_{sec}}{S_{sec} + P_{trafo}} = 90,76\% \quad (1.127)$$

12.4 PERDAS NOS CIRCUITOS DE COMANDO

As perdas no circuito de comando estão concentradas basicamente no resistor de gatilho e nos diodos *zeners*. Desprezando a corrente drenada pela capacitância do *MOSFET*, a corrente que circula pelo circuito de comando, obtida via simulação, é dada por:

Figura 101: Grandezas referentes ao circuito de comando

$I_{gate_{med}}$	4,4 mA
$I_{gate_{ef}}$	21,76 mA
P_{Rgate}	1,12 W
$P_{zener(8,2V)}$	68,54 mW
$P_{zener(15V)}$	180,8 mW

Fonte: O autor

Dessa forma, as perdas totais nos circuitos de comando ($P_{comando}$) são dadas por:

$$P_{comando} = 2.P_{Rgate} + 2.P_{zener(15V)} + 2.P_{zener(8,2V)} = 2,74W \quad (1.128)$$

Finalmente, é possível com as equações (1.128), (1.126), (1.123) e (1.122) calcular as perdas totais no conversor:

$$P_{total} = P_{comando} + P_{trafo} + P_{Snubber} + P_{Interruptores} = 69,96W \quad (1.129)$$

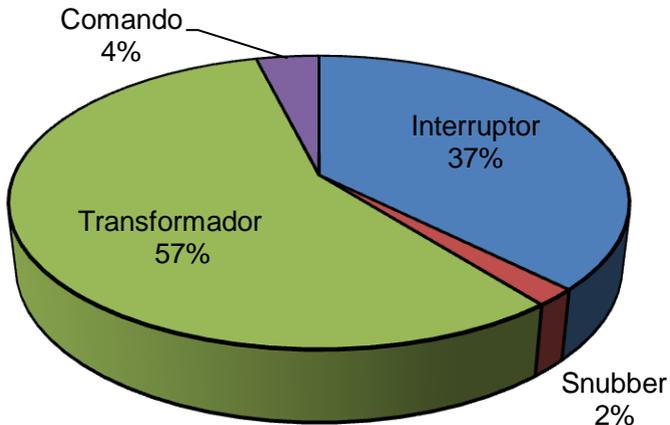
12.5 ANÁLISE DE PERDAS

A seguir será feita uma análise de perdas para as duas topologias de conversores anteriormente projetadas. Primeiramente serão mostradas as perdas de cada conversor separadamente e, a partir disso, será feito um estudo das perdas gerais do sistema. Essa análise de perdas é extremamente útil e importante por mostrar os itens mais “frágeis” do sistema no que diz respeito à eficiência energética.

Através da Figura 102 é possível observar as perdas presentes no inversor *Push-Pull*. As maiores perdas estão concentradas no transformador e nos interruptores. Uma melhoria que poderia ser sugerida por parte do transformador seria um cuidado maior com a classe térmica do mesmo, o que diminuiria o aquecimento e consequentemente as perdas no mesmo. A perda total calculada para esse caso é 69,96W.

Outra fonte de perdas significativa são os interruptores. Uma sugestão de melhoria para esse caso seria a utilização de interruptores de melhor qualidade, ou seja, interruptores que suportem os níveis de corrente e tensão projetados e que possuam R_{DSon} menores e tempos de comutação também mais reduzidos.

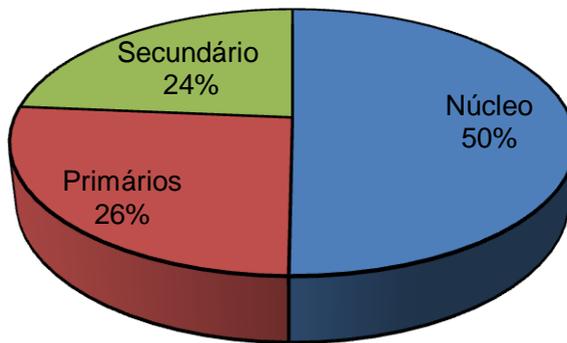
Figura 102: Gráfico de perdas no inversor *Push-Pull*



Fonte: O autor

Através da Figura 103 é possível observar as perdas no transformador, de acordo com os cálculos apresentados na seção 12.3. É possível concluir dessa forma que a maior parcela de perdas está justamente no núcleo representando cerca de 50% das perdas. Com relação a isso, deve-se sempre tomar cuidado com detalhes construtivos e análises eletromagnéticas aprofundadas com o objetivo de reduzir componentes como dispersão e componentes parasitas.

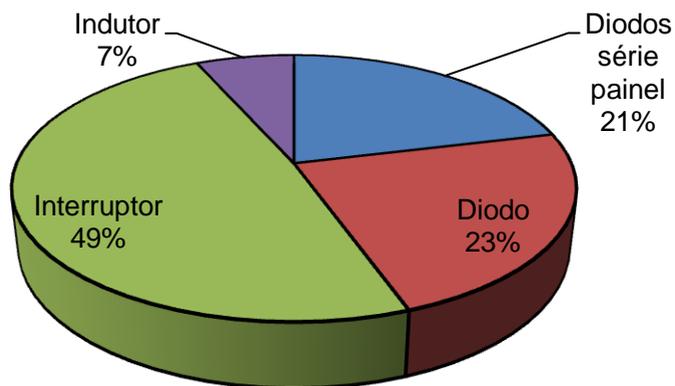
Figura 103: Gráficos de perdas no transformador *Push-Pull*



Fonte: O autor

A Figura 104 ilustra as perdas presentes no conversor *Buck*. Novamente a perda nos interruptores é bastante significativa e como melhoria sugere-se a compra de interruptores com resistência de condução e tempos de comutação menores. A perda total calculada para esse caso é de 47,08W.

Além disso, há perdas significativas no diodo de roda livre do conversor. Para esse caso, sugere-se a compra de um diodo com resistência de condução baixa e uma queda de tensão de condução também muito baixa.

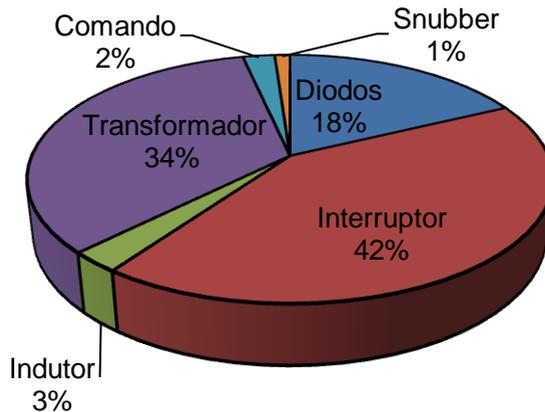
Figura 104: Gráfico de perdas no *Buck*

Fonte: O autor

Na Figura 105 estão representadas as perdas gerais do sistema, ou seja, uma soma das perdas calculadas anteriormente para o *Buck* e para o *Push-Pull*. A perda total calculada é de 117,04W.

Através de uma análise simples é possível concluir que a tendência das perdas encontradas segue a mesma dos dois conversores analisados de forma isolada. Para este caso, as perdas nos interruptores são maiores do que as perdas no transformador.

Figura 105: Gráfico das perdas totais do sistema



Fonte: O autor

12.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

As perdas em conversores são características extremamente importantes e que merecem muito cuidado desde a etapa de projeto. É através delas que se determina a eficiência do conversor e conseqüentemente do sistema. Em meio a esse contexto, neste capítulo foi realizado o cálculo das perdas nos componentes do circuito inversor.

Além disso, foi realizado o cálculo térmico do conversor para que a operação dos interruptores fosse satisfatória sem comprometimentos advindos de um aumento descontrolado de temperatura. O dissipador foi escolhido com base na disponibilidade em laboratório e apresenta-se sobredimensionado para a aplicação. Entretanto, isso não representa nenhum aspecto negativo para o caso, uma vez que gastos adicionais não foram gerados por sua escolha.

Por fim uma análise de perdas comparativa com o conversor *Buck* é realizada. Para uma estimativa das principais fontes de perdas do sistema também foi realizada uma análise de perdas geral. Através dessa análise foi possível indicar melhorias que poderão ser posteriormente implementadas.

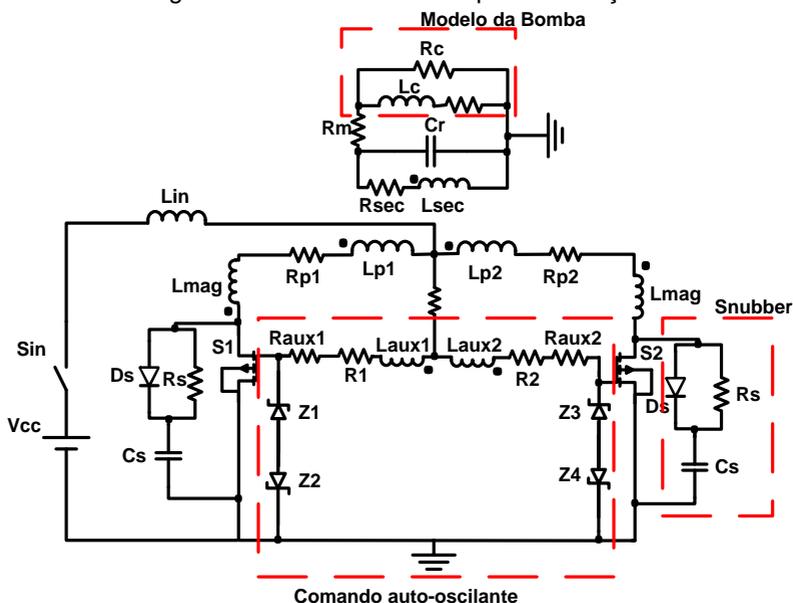
13 ANÁLISE POR SIMULAÇÃO NUMÉRICA

Para confirmação dos valores e estudos teóricos do conversor *Push-Pull* foram realizadas várias simulações numéricas com o auxílio do software **Orcad Pspice®**. Para que se obtenha um modelo de simulação mais próximo possível dos parâmetros reais, foram consideradas as indutâncias de dispersão e reatâncias do transformador, além de o modelo de interruptor utilizado se tratar do modelo fornecido pelo próprio fabricante.

13.1 CIRCUITO PROPOSTO

O circuito utilizado para simulação do conversor está representado na Figura 106. Por se tratar de um conversor auto-oscilante, é necessária a utilização de um interruptor de entrada que realize a conexão entre a bateria e o conversor.

Figura 106: Circuito utilizado para simulação



Fonte: O autor

Sendo que:

$V_{cc} = 12 \text{ V}$ – Tensão Nominal da Fonte de Alimentação

$L_{in} = 16 \text{ mH}$ – Indutor de Entrada

S_{in} – Disjuntor de 30 A

$R_m = 1 \Omega$ - Resistor de Medição

D_s – Diodo de *Snubber*

$C_s = 47 \mu\text{F}$ – Capacitor de *Snubber*

$R_s = 5,6 \Omega$ – Resistor de *Snubber*

$Z_1, Z_3 = 1\text{N}4744$ - Zeners de Comando

$Z_2, Z_4 = 1\text{N}4738$ - Zeners de Comando

$L_{aux1}, L_{aux2} = 1,11 \text{ H}$ – Indutâncias dos enrolamentos auxiliares de Comando

$L_{sec} = 15 \text{ H}$ – Indutância magnetizante do secundário

$L_{p1}, L_{p2} = 64,62 \text{ mH}$ – Indutâncias magnetizantes do primário

$R_1, R_2 = 2,2 \text{ k}\Omega$ - Resistores de Gatilho

$R_{aux1}, R_{aux2} = 1,35 \Omega$ - Resistências de Dispersão dos enrolamentos auxiliares

$R_{p1}, R_{p2} = 14,21 \text{ m}\Omega$ - Resistências de Dispersão dos primários

$L_{mag} = 9,82 \mu\text{H}$ – Indutâncias de Magnetização dos primários

$R_{sec} = 3,3 \mu\Omega$ - Resistência do enrolamento secundário

$C_r = 58,06 \mu\text{F}$ – Capacitor Ressonante

$L_{carga} = 118,8 \text{ mH}$ – Indutor de Carga (modelado)

$R_{carga} = 159,27 \Omega$ – Resistor de Carga (modelado)

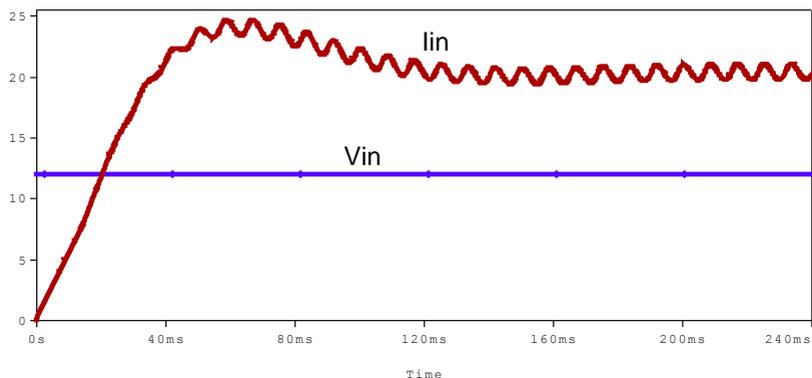
S_1 e $S_2 = \text{IRF}8010$ – Interruptores *MOSFET*

Como a tensão de alimentação da bateria utilizada não corresponde à sua tensão quando totalmente carregada, os valores apresentados não estão na nominal.

Através da Figura 107 é possível observar o comportamento transitório de partida da corrente de entrada e da tensão na bateria, que na simulação foi considerada 12V conforme salientado anteriormente. A partida do ponto de vista da corrente de entrada pode ser considerada suave sem grandes picos que pudessem ser danosos aos componentes.

É interessante observar que o valor da corrente de entrada entra em regime em um período de tempo pequeno, na faixa $150 \cdot 10^{-3}$ segundos.

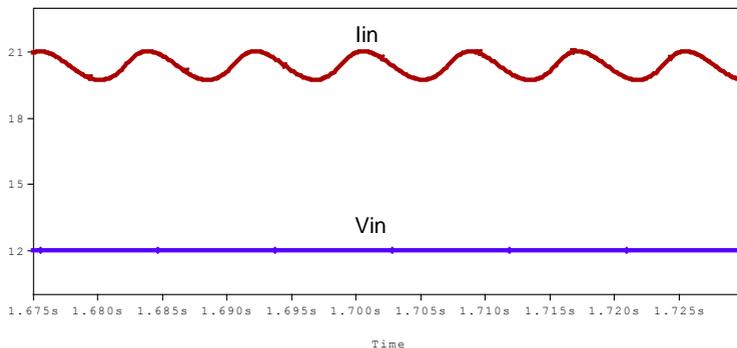
Figura 107: Tensão e Corrente na Bateria (Transitório de Partida)



Fonte: O autor

O regime das grandezas de entrada pode ser observado na Figura 108, e através disso é possível observar uma ondulação de corrente na entrada baixa devido ao valor elevado do indutor de entrada considerado.

Figura 108: Tensão e Corrente na Bateria

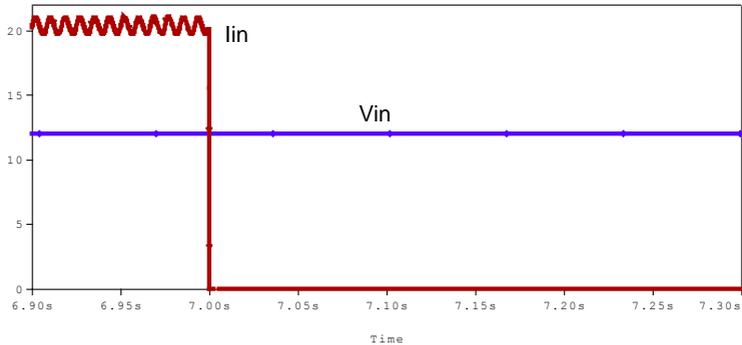


Fonte: O autor

A Figura 109 apresenta o transitório de desligamento, que como nos períodos anteriores (partida e regime) apresentou-

se sem características críticas que pudessem comprometer o funcionamento do circuito ou o tempo de vida de algum componente.

Figura 109: Tensão e Corrente na Bateria (Transitório de Desligamento)



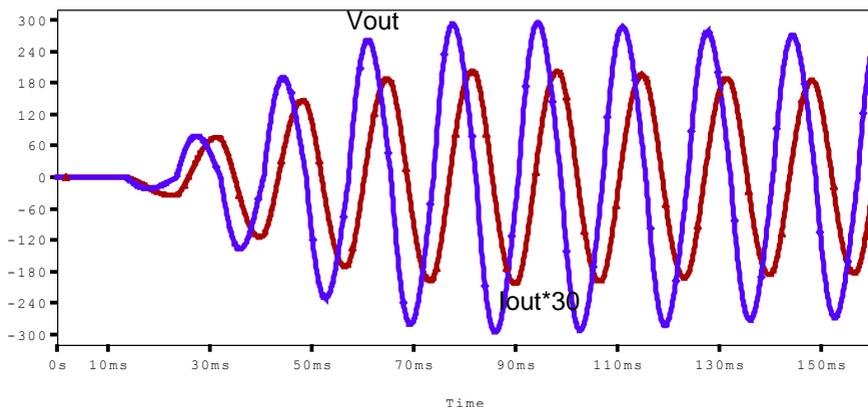
Fonte: O autor

A seguir, através da Figura 110 é possível observar o comportamento transitório de partida da tensão e corrente na carga. Essas variáveis são extremamente importantes, pois representam a finalidade do conversor que é a de entregar uma energia de qualidade para a motobomba a fim de garantir o seu correto funcionamento e o prolongamento de sua vida útil.

O transitório de partida é muito bem comportado, sem picos de corrente, tensão ou anormalidades significativas. É possível perceber valores de tensão um pouco maiores até $130 \cdot 10^{-3}$ segundos, que é o tempo aproximado que o conversor entra em regime.

É importante ressaltar que os valores não estão na nominal devido ao fato de a tensão de alimentação na bateria ter sido escolhido como sendo 12V, valor ligeiramente abaixo do valor considerado como condição de carga total da mesma.

Figura 110: Tensão e Corrente na Carga (Transitório de Partida)

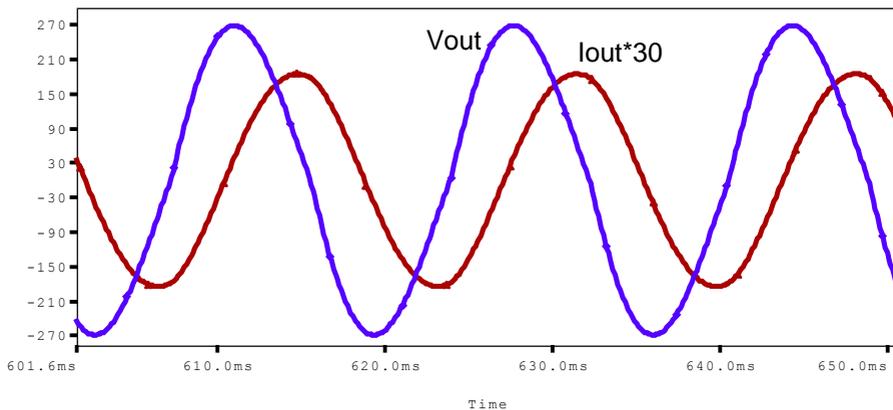


Fonte: O autor

Através da Figura 111, é possível observar o comportamento em regime da tensão e corrente na carga. É possível observar ondas com uma boa qualidade, entretanto espera-se um comportamento um pouco deformado na prática, através da comparação das formas de onda obtidas para o levantamento do modelo da carga. A tensão e a corrente na carga caracterizam-se por serem senoidais defasadas, operando em uma frequência de 60 Hertz.

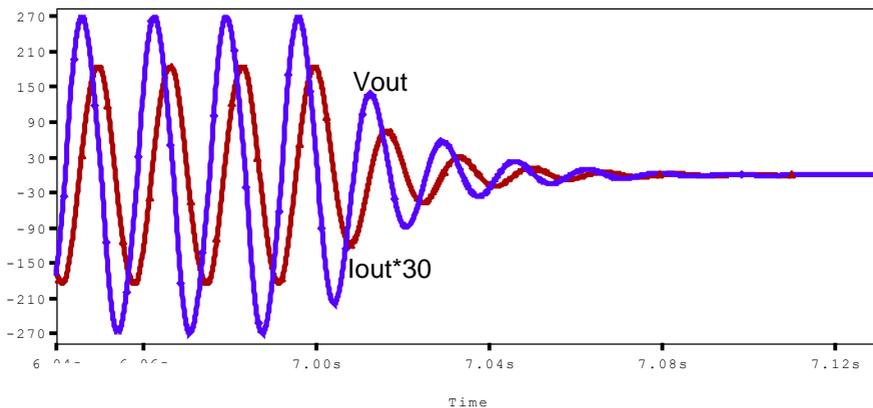
Além disso, na Figura 112 é possível observar o transitório de desligamento também com um comportamento suave.

Figura 111: Tensão e Corrente na Carga



Fonte: O autor

Figura 112: Tensão e Corrente na Carga (Transitório de Desligamento)

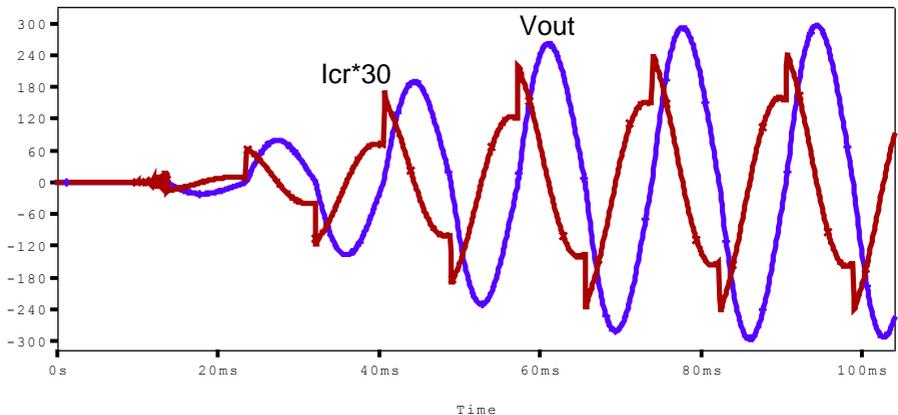


Fonte: O autor

Outro componente primordial para o sistema, por realizar a ressonância com a carga na frequência da rede e por consumir a energia reativa da carga é o capacitor ressonante.

Assim como as tensões e correntes anteriormente mostradas, na partida (Figura 113) o comportamento do capacitor ressonante é suave, com uma pequena oscilação no início da comutação dos interruptores. A partir disso, as grandezas tensão e corrente entram em regime normalmente.

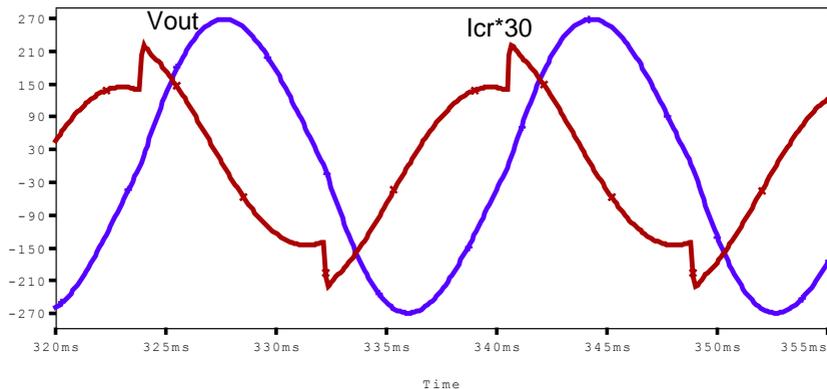
Figura 113: Tensão e Corrente no Capacitor Ressonante (Transitório de Partida)



Fonte: O autor

Em regime, a tensão no capacitor se caracteriza por ser senoidal com a mesma amplitude da tensão na carga (estão em paralelo) e a corrente caracteriza-se por uma combinação da corrente quadrada do secundário (Figura 126), com a corrente senoidal da carga (Figura 111).

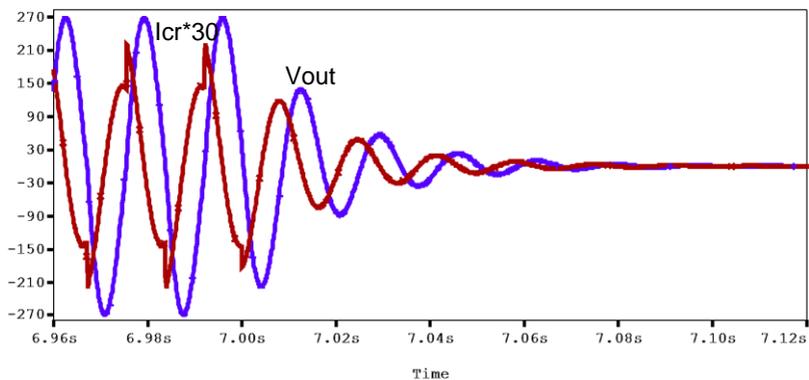
Figura 114: Tensão e Corrente no Capacitor Ressonante



Fonte: O autor

Na Figura 115 está ilustrado o transitório de desligamento que se assemelha muito com o desligamento da tensão e corrente na carga.

Figura 115: Tensão e Corrente no Capacitor Ressonante (Transitório de Desligamento)

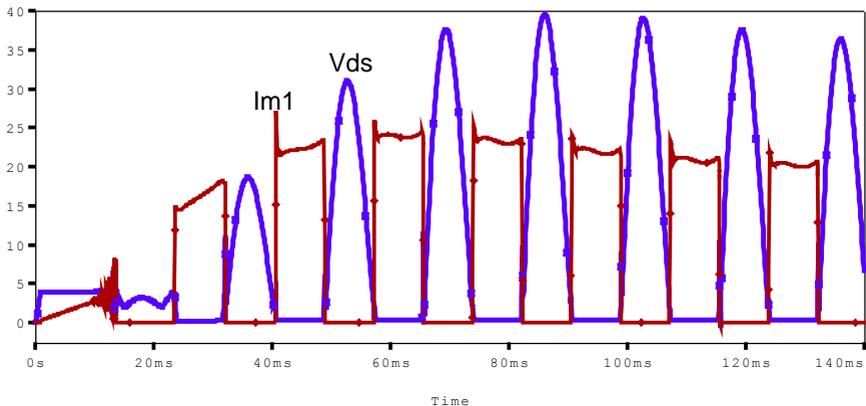


Fonte: O autor

A seguir, na Figura 116, Figura 117 e Figura 118 estão representadas a tensão e corrente em um interruptor. O monitoramento dessas variáveis é muito importante, haja vista a importância primordial que os interruptores possuem em conversores.

Durante a partida é possível observar picos de tensão maiores, que diminuem à medida que o conversor entra em regime. Quanto à corrente, é possível observar uma pequena oscilação durante o início da comutação que faz com que a onda de corrente aumente gradativamente até o regime.

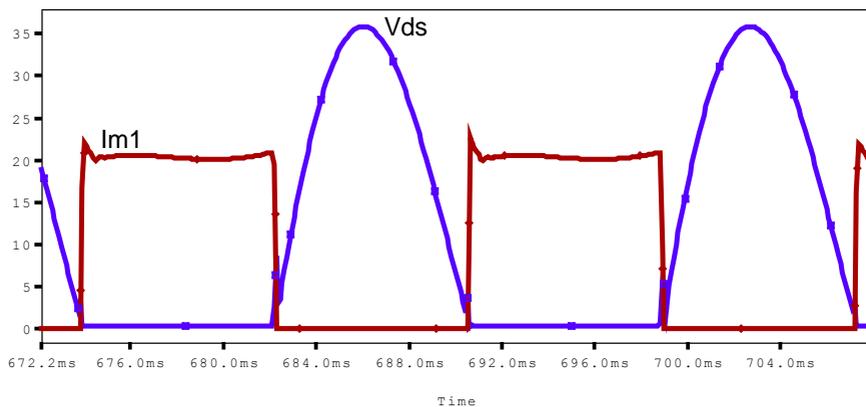
Figura 116: Tensão e Corrente nos Interruptores (Transitório de Partida)



Fonte: O autor

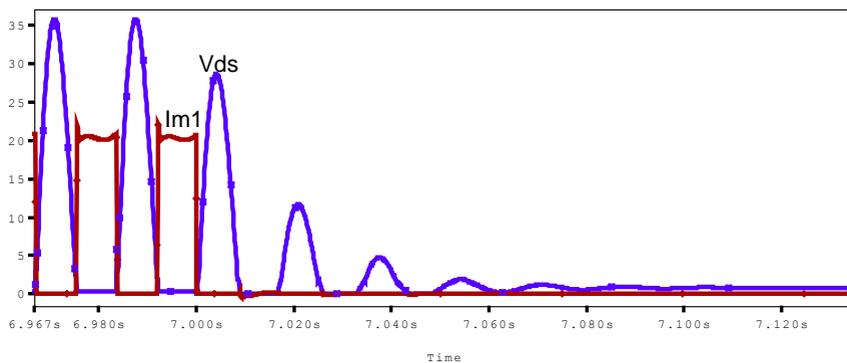
É interessante observar na Figura 117, a onda retificada senoidal de tensão e a corrente com um formato aproximadamente quadrado. Uma variável importante é a sobretensão nos interruptores durante a comutação, que devido ao ajuste muito preciso do *snubber* praticamente inexistente no circuito.

Figura 117: Tensão e Corrente nos Interruptores



Fonte: O autor

Figura 118: Tensão e Corrente nos Interruptores (Transitório de Desligamento)



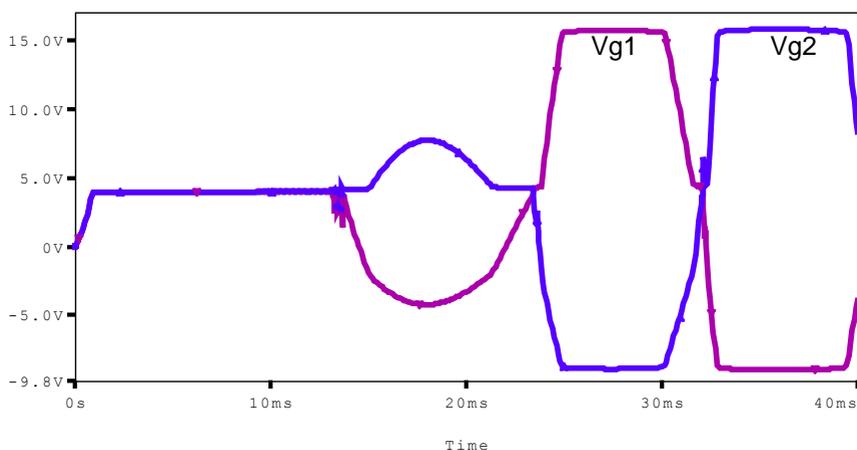
Fonte: O autor

O circuito de comando auto-oscilante proposto e anteriormente definido é uma particularidade do inversor. Esse

circuito traz uma versatilidade e robustez enorme ao circuito. A seguir, na Figura 119, está mostrado o comportamento de partida da tensão nos gatilhos dos interruptores.

É interessante observar que a tensão nos gatilhos aumenta até a tensão de *threshold* dos interruptores (aproximadamente 4V) e após este tempo inicia-se a comutação de forma complementar entre os interruptores.

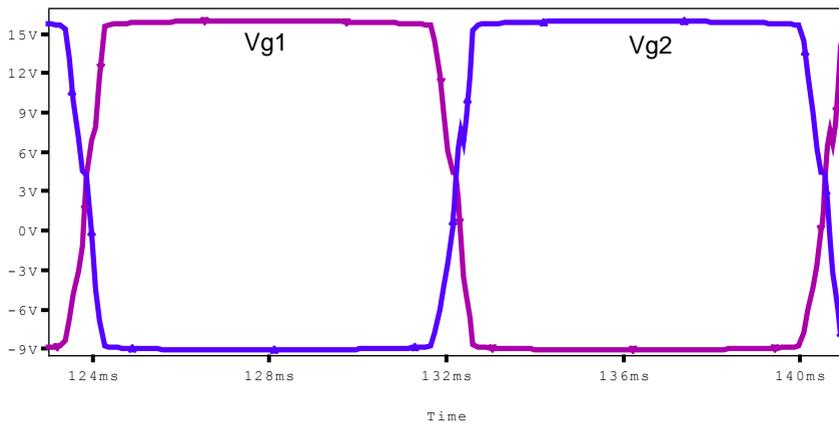
Figura 119: Tensão nos Gatilhos dos Interruptores (Transitório de Partida)



Fonte: O autor

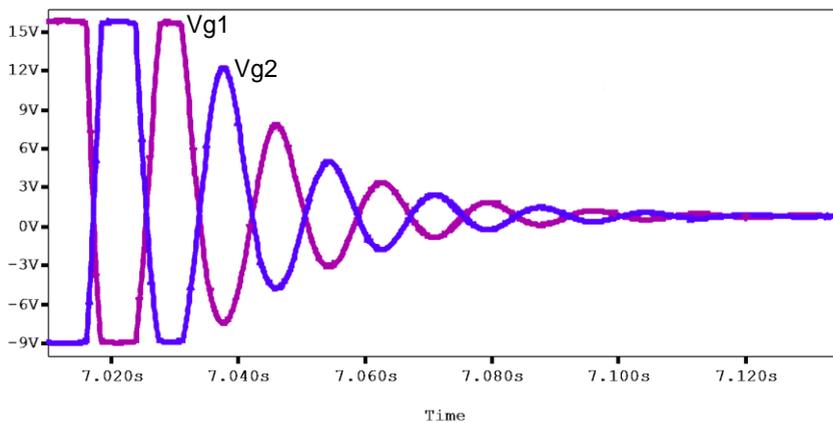
Através da Figura 120, é possível observar a tensão nos gatilhos dos interruptores que é senoidal. Entretanto devido à ação dos diodos *zeners* escolhidos para o circuito de comando a tensão é grampeada na tensão de *zener* anteriormente definidas.

Figura 120: Tensão nos Gatilhos dos Interruptores



Fonte: O autor

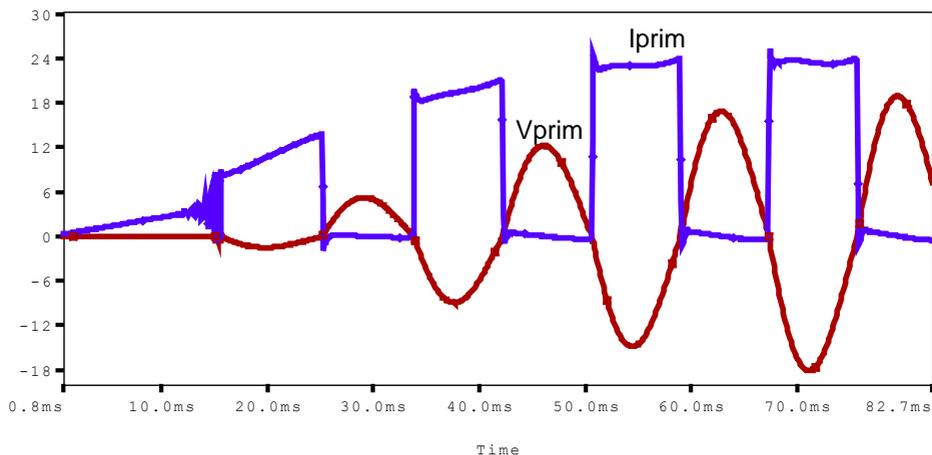
Figura 121: Tensão nos Gatilhos dos Interruptores (Transitório de Desligamento)



Fonte: O autor

As variáveis de tensão e corrente no primário do transformador estão representadas na Figura 122, Figura 123 e Figura 124. Como as variáveis anteriores, o comportamento tanto de partida quanto de desligamento é suave, sem variações significativas.

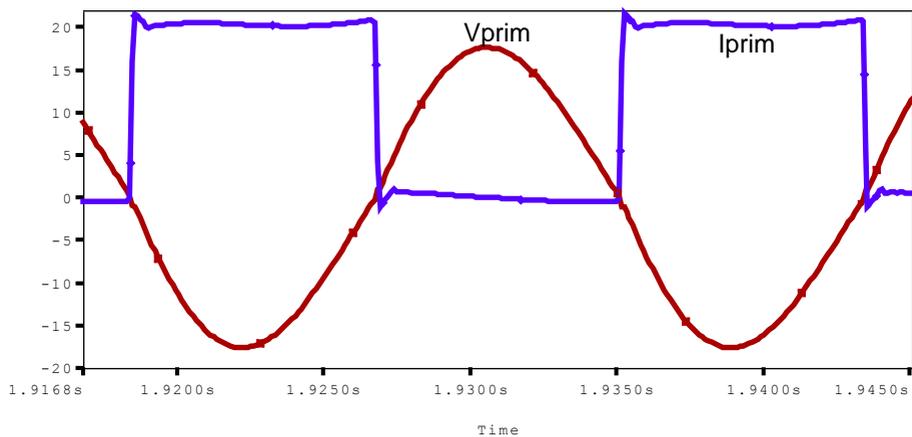
Figura 122: Tensão e Corrente nos Primários (Transitório de Partida)



Fonte: O autor

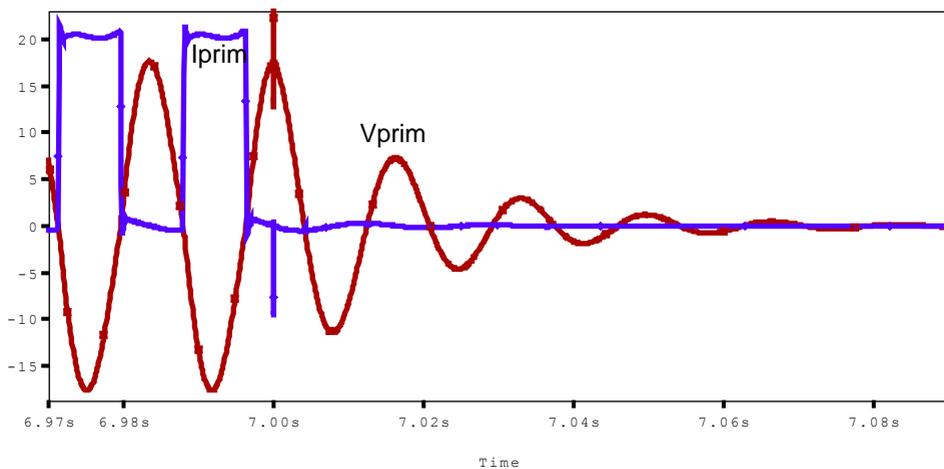
A tensão sobre os enrolamentos primários é senoidal, enquanto a corrente possui formato quadrado como ilustrado na Figura 123.

Figura 123: Tensão e Corrente nos Primários



Fonte: O autor

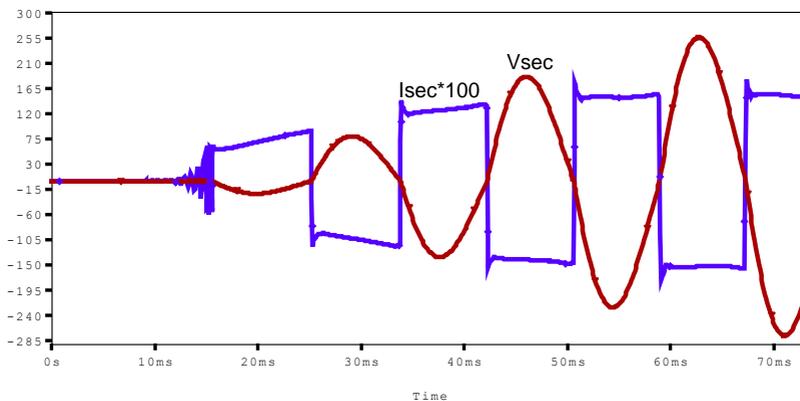
Figura 124: Tensão e Corrente nos Primários (Transitório de Desligamento)



Fonte: O autor

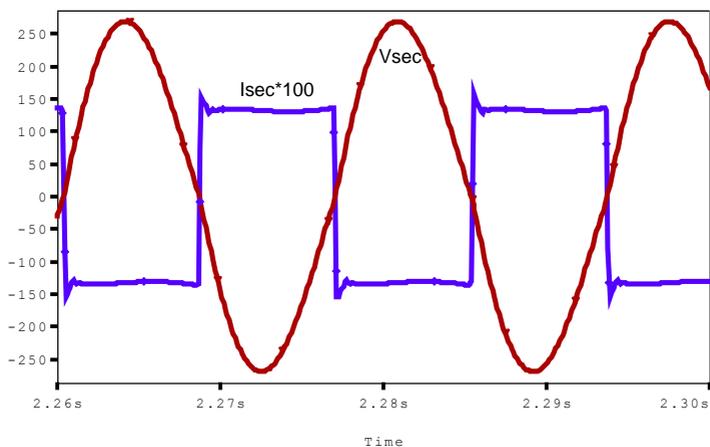
As formas de onda do enrolamento secundário se assemelham às dos enrolamentos primários e estão apresentadas na Figura 125, Figura 126 e Figura 127.

Figura 125: Tensão e Corrente no Secundário (Transitório de Partida)



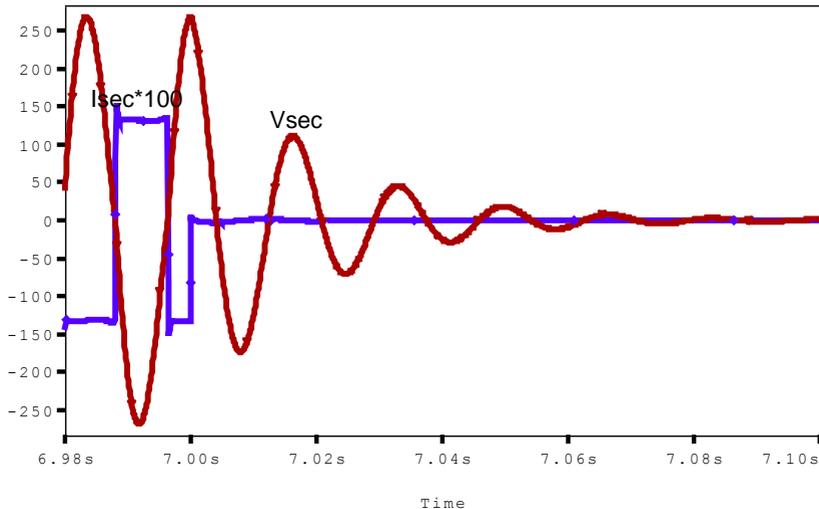
Fonte: O autor

Figura 126: Tensão e Corrente no Secundário



Fonte: O autor

Figura 127: Tensão e Corrente no Secundário (Transitório de Desligamento)



Fonte: O autor

13.2 CONSIDERAÇÕES FINAIS

As ferramentas computacionais como a simulação numérica é extremamente útil e eficaz no que diz respeito ao estudo do comportamento do circuito. Para tornar o circuito simulado ainda mais fiel ao circuito real, foram utilizados modelos de semicondutores fornecidos pelos fabricantes.

Nos componentes mais importantes foram observadas três situações distintas: transitório de partida, regime e transitório de desligamento. Dessa forma, é possível observar o comportamento completo do circuito sem que haja alguma anomalia no protótipo real que não seja prevista e evitada.

Os resultados de simulação são extremamente satisfatórios, validando o funcionamento do conversor. A ressonância entre o capacitor paralelo e a carga ocorre de acordo com o esperado em uma frequência muito próxima de 60 Hz. Os transitórios apresentam-se extremamente bem

comportados sem a presença de picos ou deformidades de onda que poderiam gerar danos aos componentes do circuito.

14 ANÁLISE EXPERIMENTAL DO PROTÓTIPO

Uma vez concluído o projeto do conversor e análise completa de seu comportamento através de simulação numérica, efetuou-se a implementação prática através da construção de um protótipo em laboratório. A construção do protótipo, seguida de testes foram realizados nas dependências do nPEE.

Os resultados práticos e análises em geral foram divididos em várias etapas com o intuito de se evitar problemas como a queima de componentes ou até mesmo da carga que comprometeriam o sucesso do funcionamento do protótipo.

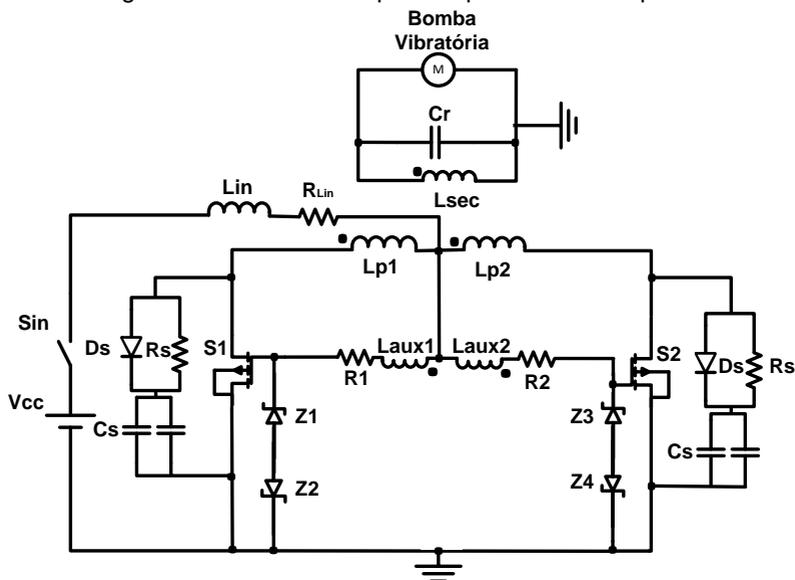
Para isso, primeiramente o conversor fora testado em uma carga RL que simulasse o comportamento da carga baseado no modelo levantado no Capítulo 5. Uma vez que foi comprovado o funcionamento do conversor, foram realizados testes diretamente com a carga real (motobomba vibratória) com potência equivalente à metade da nominal. Por fim, uma vez que fora confirmado o funcionamento do protótipo com a carga real, realizaram-se os testes na potência nominal de acordo com o previsto.

14.1 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O circuito apresentado na Figura 128 corresponde exatamente ao circuito implementado na prática. Nessa versão o circuito mostrou-se robusto e facilmente adaptável às diferentes cargas sem ajustes expressivos.

Uma dificuldade encontrada na prática foi a de encontrar um indutor de entrada, que se caracterizasse por uma elevada indutância, que suportasse a alta corrente de entrada com uma resistência baixa. A resistência série com o indutor foi um quesito limitador da corrente de entrada e conseqüentemente da potência retirada da carga, portanto é um item muito importante e que deve ser considerado em estudos futuros.

Figura 128: Circuito completo implementado na prática



Fonte: O autor

Sendo que:

$V_{cc} = 13,6 \text{ V}$ – Bateria/Fonte cc de Alimentação

$L_{in} = 16,32 \text{ mH}$ – Indutor de Entrada

$R_{Lin} = 0,65 \Omega$ - Resistência Série com o Indutor de Entrada

Sin – Disjuntor de 30 A

D_s – Diodo de *Snubber* (SK3/16)

$C_s = 47 \mu\text{F}$ – Capacitor de *Snubber* (paralelo entre eletrolítico e polipropileno ambos do fabricante **Epcos®**)

$R_s = 5,6 \Omega$ – Resistor de *Snubber*

$Z_1, Z_3 = 1\text{N}4744$ - Zeners de Comando

$Z_2, Z_4 = 1\text{N}4738$ - Zeners de Comando

$L_{aux1}, L_{aux2} = 1,11 \text{ H}$ – Indutâncias dos enrolamentos auxiliares de Comando

$L_{sec} = 15 \text{ H}$ – Indutância magnetizante do secundário

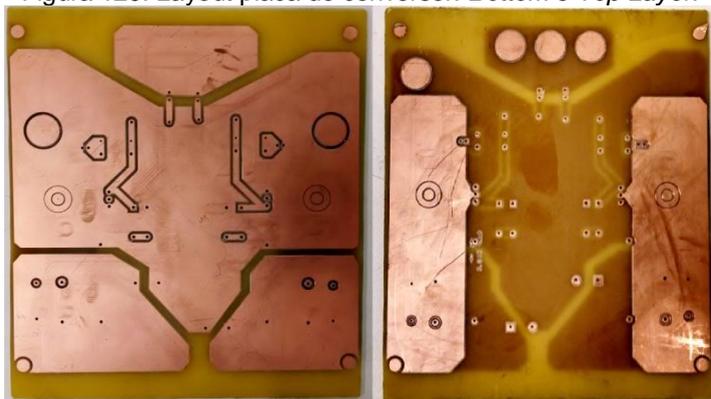
$L_{p1}, L_{p2} = 64,62 \text{ mH}$ – Indutâncias magnetizantes do primário

$R_1, R_2 = 2,2 \text{ k}\Omega$ - Resistores de Gatilho

$C_r = 60,24 \mu F$ – Capacitor Ressonante
 $S1$ e $S2 = IRF8010$ – Interruptores MOSFET

A seguir está ilustrado o *layout* da placa, confeccionado nas dependências do nPEE e utilizado para o conversor. Na Figura 130 está mostrado o protótipo montado e em funcionamento em uma bancada de testes. O custo total dos componentes foi aproximadamente R\$45,00.

Figura 129: Layout placa do conversor: *Bottom e Top Layer*.

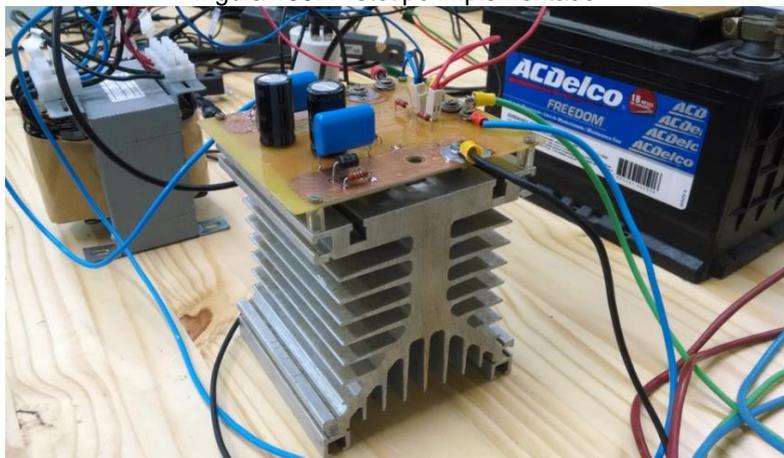


Fonte: O autor

É importante ressaltar que para os testes práticos, como não houve a compra do banco de baterias conforme dimensionado, foi utilizada uma bateria de partida do modelo **ACDelco Freedom®** 12V 65Ah.

Devido a esse fato, foi necessário conectar em paralelo com a bateria uma fonte cc para que a corrente drenada pelo conversor pudesse ser devidamente suprida.

Figura 130: Protótipo implementado



Fonte: O autor

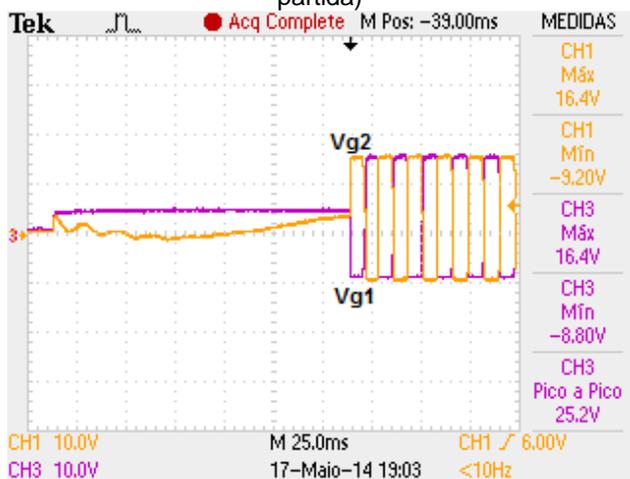
14.2 FORMAS DE ONDA

A seguir serão apresentadas as formas de onda obtidas através dos testes com o protótipo anteriormente apresentado. Através da Figura 131 é possível observar o comportamento transitório de partida da tensão nos gatilhos dos interruptores.

Todos os dados foram adquiridos utilizando-se um osciloscópio digital isolado do fabricante **Tektronix®**, modelo TPS2024. Um cuidado importante que merece ser ressaltado diz respeito ao limite de tensão e corrente suportado pelas ponteiros de medição utilizadas.

É importante observar que a tensão nos gatilhos sobe até atingir a tensão de limiar de gatilho que para o interruptor utilizado varia entre 2V e 4V, comportamento esperado através da simulação e verificado também na Figura 119. A partir desse momento, o comando passa a atuar complementarmente em ambos os interruptores.

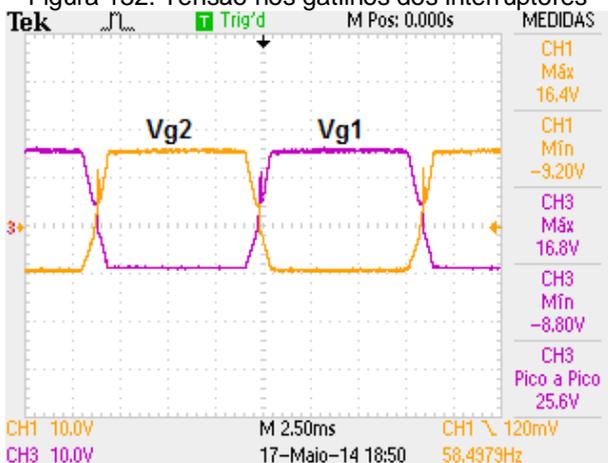
Figura 131: Tensão nos gatilhos dos interruptores (Transitório de partida)



Fonte: O autor

O comportamento em regime das tensões dos gatilhos está apresentado na Figura 132 e o resultado foi satisfatório, uma vez que a senoide advinda dos enrolamentos auxiliares é gramepada nas tensões de *zener* e há uma sobretensão praticamente inexpressiva na forma de onda.

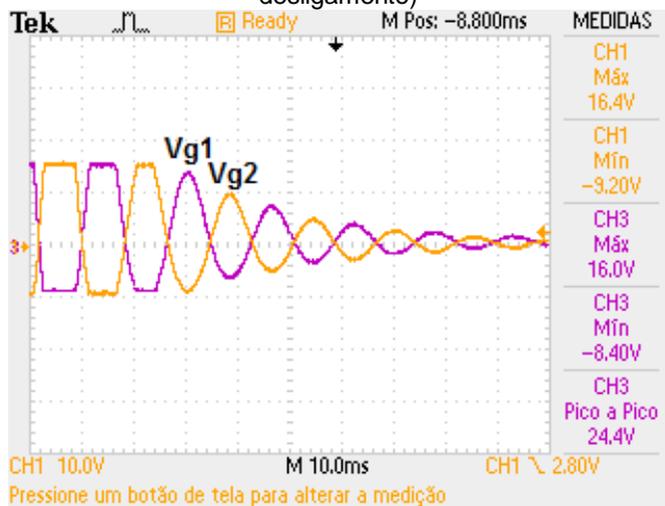
Figura 132: Tensão nos gatilhos dos interruptores



Fonte: O autor

O comportamento transitório de desligamento pode ser observado na Figura 133 e está em conformidade com os resultados obtidos através da simulação e apresentado na Figura 121.

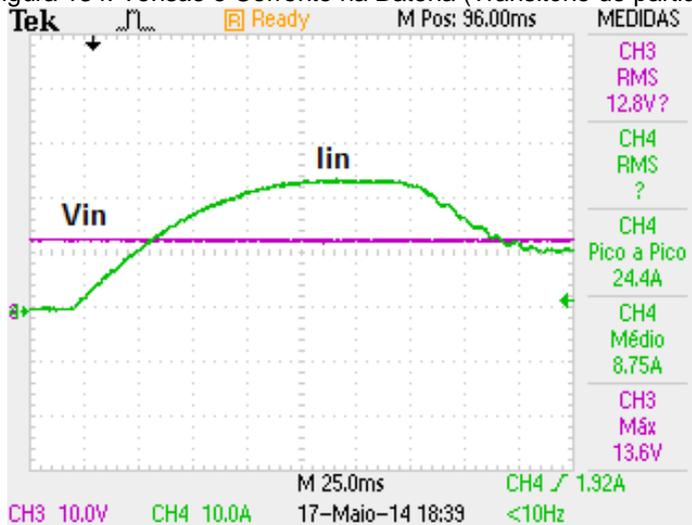
Figura 133: Tensão nos gatilhos dos interruptores (transitório de desligamento)



Fonte: O autor

A seguir na Figura 134, Figura 135 e Figura 136 estão apresentadas as formas de onda da tensão e corrente drenadas da bateria. O comportamento de partida quando comparado com a Figura 107 apresenta-se extremamente similar, sem anormalidades ou presença de picos que pudessem afetar o bom comportamento do circuito.

Figura 134: Tensão e Corrente na Bateria (Transitório de partida)



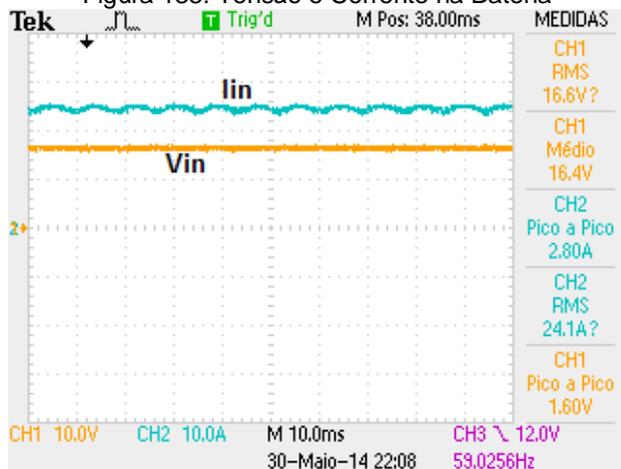
Fonte: O autor

O comportamento em regime, apresentado na Figura 135, apresenta-se de acordo com o esperado com a tensão da bateria em 16,6V, ou seja, acima dos valores considerados em projeto devido ao fato da resistência interna do indutor de entrada ter sido um fator limitante na corrente de entrada do sistema.

Além disso, o aumento dessa tensão de entrada resulta em um aumento da tensão nos componentes de forma geral como nos interruptores por exemplo. Dessa forma, decidiu-se fixar a tensão de entrada máxima como sendo em torno de 16V para evitar a queima de componentes e o conseqüente mau funcionamento do circuito.

A corrente de entrada apresenta uma pequena ondulação, que se apresenta dessa maneira devido a presença do indutor com elevada indutância em série com a bateria e que caracteriza a entrada em fonte de corrente do inversor.

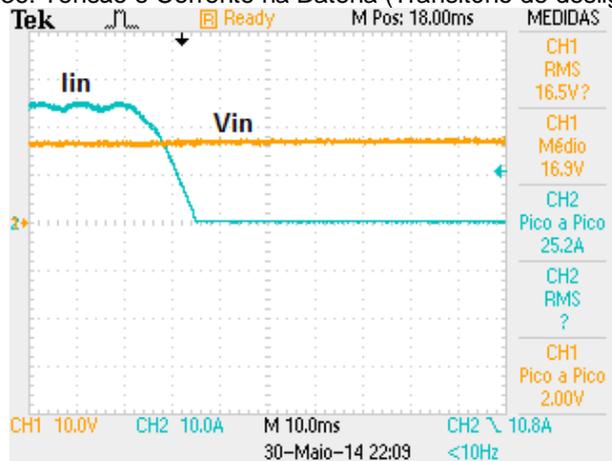
Figura 135: Tensão e Corrente na Bateria



Fonte: O autor

O transitório de partida se apresenta extremamente comportado e sem variações abruptas de corrente. Esse comportamento era o esperado uma vez que um indutor caracteriza-se por não admitir variações bruscas de corrente.

Figura 136: Tensão e Corrente na Bateria (Transitório de desligamento)

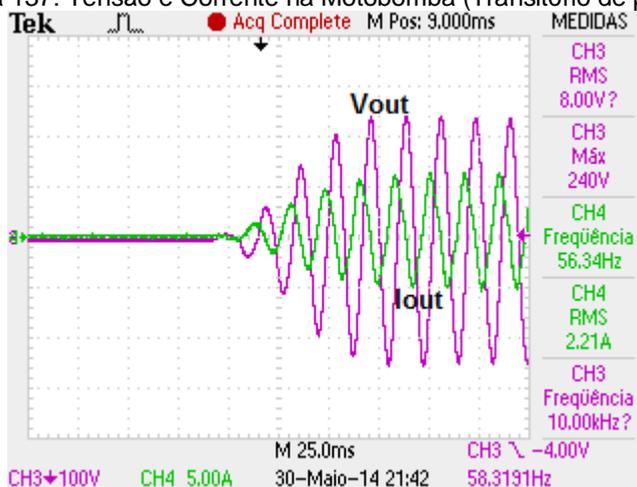


Fonte: O autor

As formas de onda da carga são apresentadas a seguir. Elas possuem uma elevada importância para a aplicação uma vez que o principal objetivo do inversor é fornecer tensão e corrente de qualidade para a carga aumentando dessa forma sua eficiência de trabalho e vida útil em geral.

Na Figura 137 está apresentada o transitório de partida da corrente e tensão na motobomba. O comportamento está de acordo com o esperado apresentando-se de forma suave e com um formato de partida validando-se o estudo teórico apresentado na Figura 110.

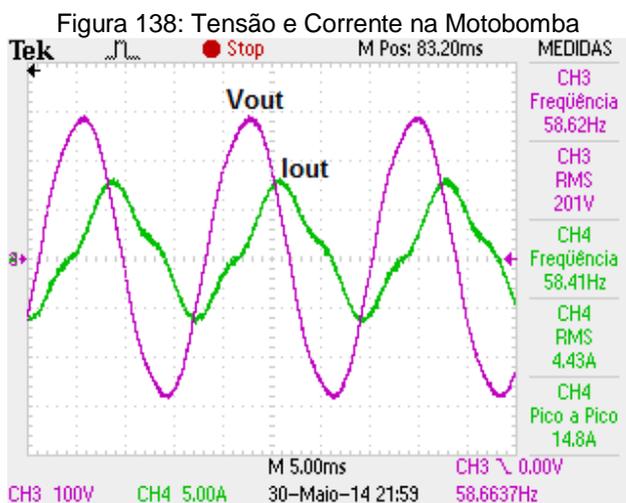
Figura 137: Tensão e Corrente na Motobomba (Transitório de partida)



Fonte: O autor

Através da Figura 138 é possível observar o regime das formas de onda na carga. Inferese a partir disso que o formato da corrente apresenta-se um pouco deformado quando comparada com uma senoide, enquanto a tensão apresenta um formato mais próximo disso. É possível observar a frequência de ressonância que é a frequência das ondas através das medições e conclui-se que o valor é muito próximo do ideal de 60 Hz.

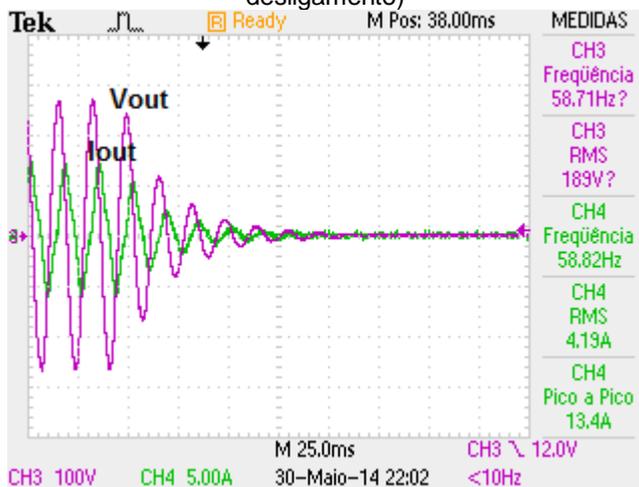
Quando comparadas com as formas de onda de regime representadas na Figura 44, é possível observar uma grande semelhança na forma de onda de corrente.



Fonte: O autor

O transitório de partida apresenta-se extremamente de acordo com os resultados que corresponderam aos resultados de simulação e anteriormente apresentados através da Figura 112.

Figura 139: Tensão e Corrente na Motobomba (Transitório de desligamento)



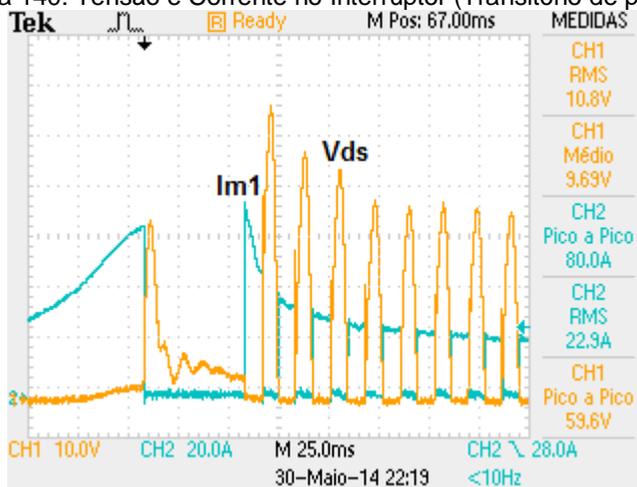
Fonte: O autor

O comportamento transitório de partida de tensão e corrente no interruptor pode ser observado na Figura 140. Quando comparada às formas de onda obtidas por simulação (Figura 116) é possível concluir que há um comportamento anômalo no início do transitório com picos de corrente e de tensão.

É importante ressaltar que na simulação o valor de tensão de entrada considerado era 12V, enquanto na prática devido às resistências parasitas presentes no indutor de entrada essa tensão foi aumentada até 16,5V. Segundo catálogo o interruptor escolhido suporta até 100Vds, o que justifica o aumento da tensão de pico em 60V sem danos ao mesmo.

Esse transitório merece um cuidado especial, uma vez que o aumento da tensão de entrada sem a correta monitoração e prevenção desses picos poderá gerar danos aos interruptores, o que resultaria em mau funcionamento do conversor.

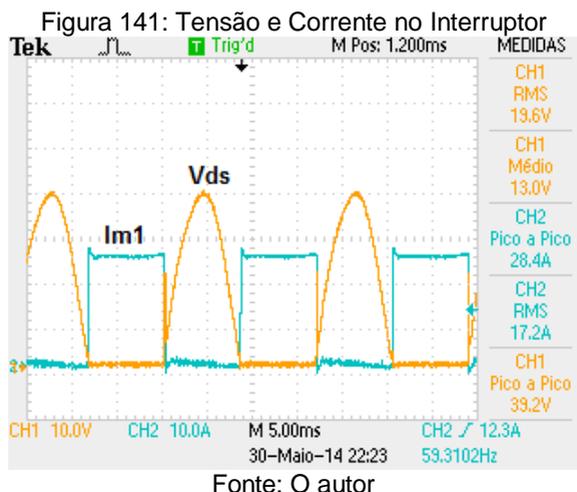
Figura 140: Tensão e Corrente no Interruptor (Transitório de partida)



Fonte: O autor

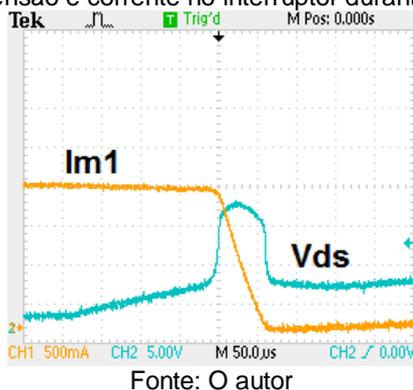
O comportamento em regime está apresentado na Figura 141 e tanto os valores quanto o formato senoidal retificado da tensão e quadrado da corrente eram esperados. Um importante item que merece ser ressaltado é a sobretensão durante a

comutação dos interruptores. Os valores de sobretensão são inexistentes e demonstram desta forma o correto funcionamento e dimensionamento do circuito *snubber* projetado.



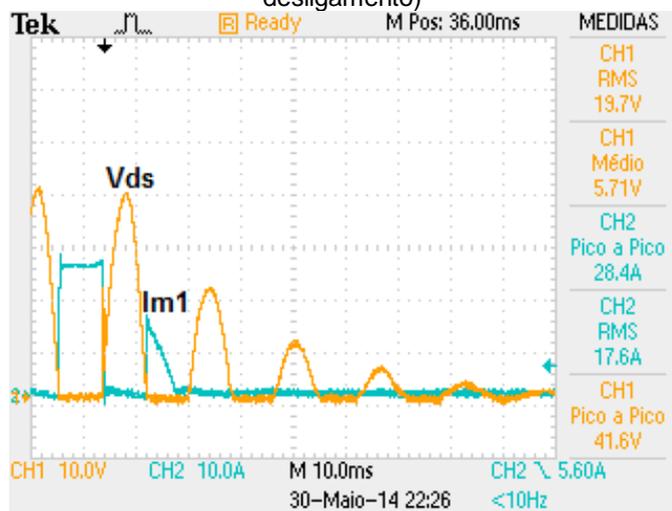
A Figura 142 corresponde a um aumento na forma de onda de tensão e corrente no interruptor durante a comutação. Através dela, pode ser observada uma pequena oscilação ou deformidade na forma de onda da tensão durante a comutação. Esse comportamento é muito satisfatório, demonstrando o correto funcionamento do *snubber* projetado.

Figura 142: Tensão e corrente no interruptor durante a comutação



O transitório de desligamento está representado na Figura 143 e apresenta-se em conformidade com os estudos teóricos apresentados na Figura 118.

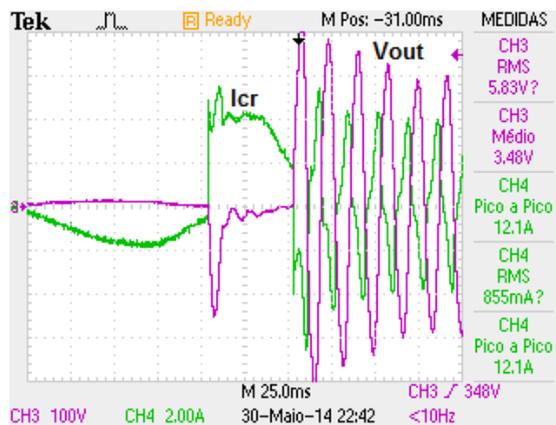
Figura 143: Tensão e Corrente no Interruptor (Transitório de desligamento)



Fonte: O autor

A seguir na Figura 144, Figura 145 e Figura 146 são apresentados os resultados obtidos para o capacitor ressonante. Há um comportamento um pouco distinto do esperado durante a partida na Figura 144 com valores de corrente acima do esperado. A partir do início da comutação é possível observar que a tensão no mesmo apresenta valores maiores que ao longo do tempo tendem ao regime.

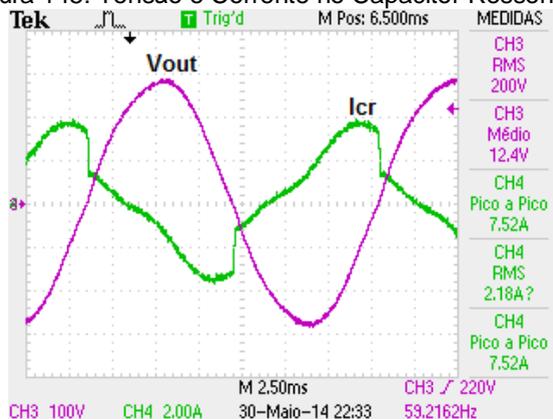
Figura 144: Tensão e Corrente no Capacitor Ressonante (Transitório de Partida)



Fonte: O autor

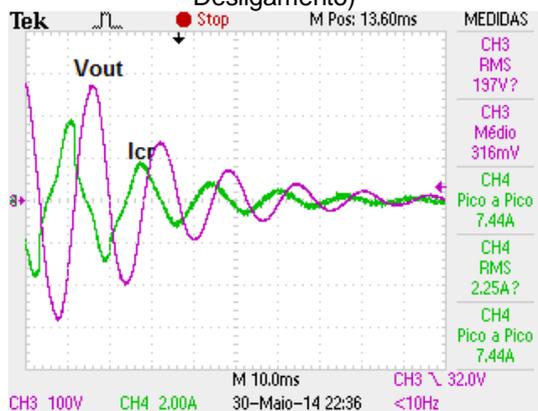
A Figura 145 apresenta os valores em regime de tensão e corrente no capacitor ressonante. Quando comparados com a Figura 114, apresenta o mesmo comportamento tanto de corrente quanto de tensão. Além disso, o transitório de desligamento (Figura 146) também apresenta um comportamento normal sem grandes variações.

Figura 145: Tensão e Corrente no Capacitor Ressonante



Fonte: O autor

Figura 146: Tensão e Corrente no Capacitor Ressonante (Transitório de Desligamento)



O comportamento de tensão e corrente no secundário do transformador está apresentado na Figura 147, Figura 148 e Figura 149. Estes resultados correspondem ao projeto e teoria desenvolvidos anteriormente.

Figura 147: Tensão e Corrente no Secundário do Transformador (Transitório de Partida)

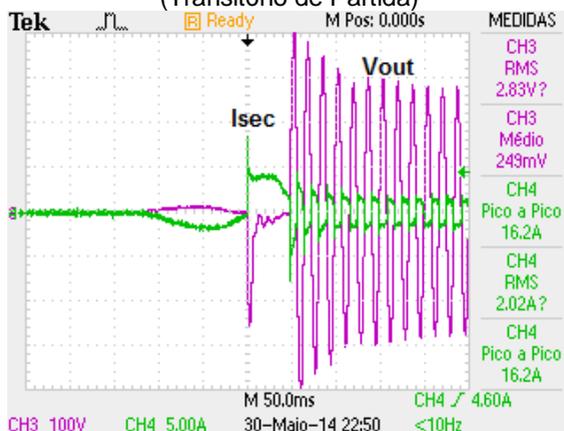
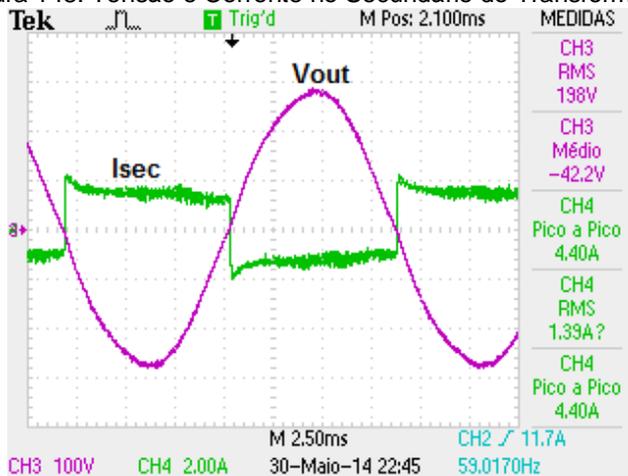
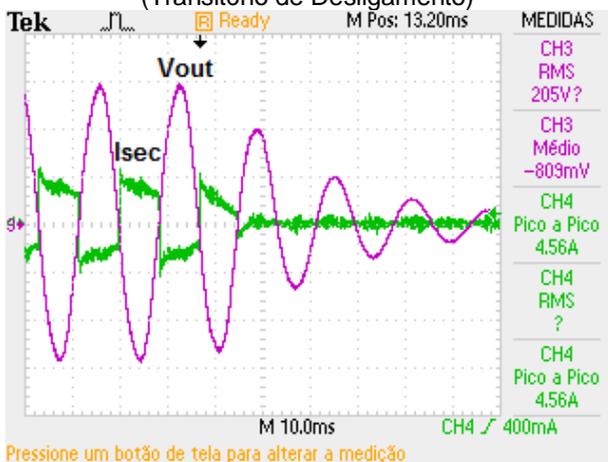


Figura 148: Tensão e Corrente no Secundário do Transformador



Fonte: O autor

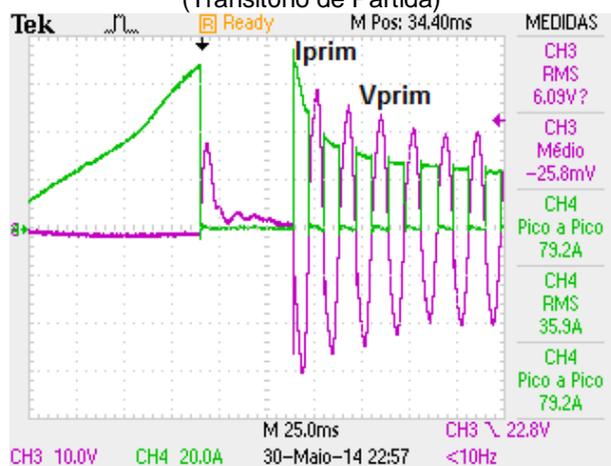
Figura 149: Tensão e Corrente no Secundário do Transformador (Transitório de Desligamento)



Fonte: O autor

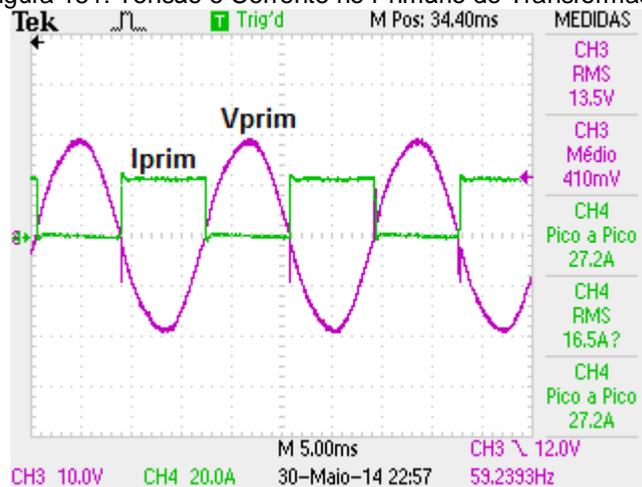
O comportamento de tensão e corrente em um dos primários do transformador está apresentado na Figura 147, Figura 148 e Figura 149 e apresentam um comportamento de acordo com o esperado.

Figura 150: Tensão e Corrente no Primário do Transformador
(Transitório de Partida)



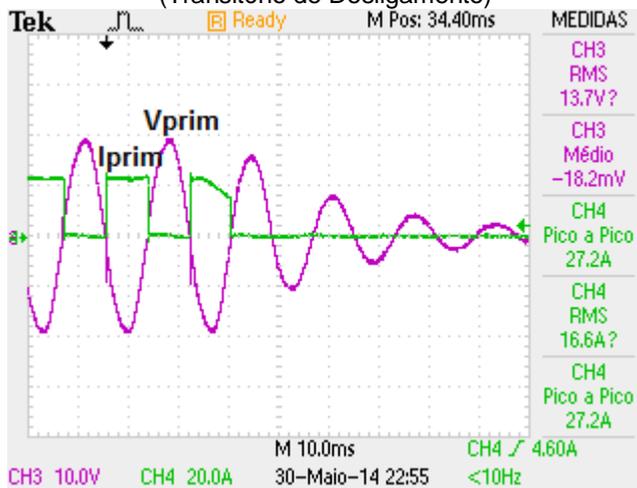
Fonte: O autor

Figura 151: Tensão e Corrente no Primário do Transformador



Fonte: O autor

Figura 152: Tensão e Corrente no Primário do Transformador
(Transitório de Desligamento)



Fonte: O autor

Os resultados experimentais do conversor em sua versão final mostraram-se satisfatórios. O comportamento dos transitórios de partida e desligamento com o circuito auto-oscilante não apresentou problemas e a forma de onda de tensão de saída apresentou baixa distorção harmônica.

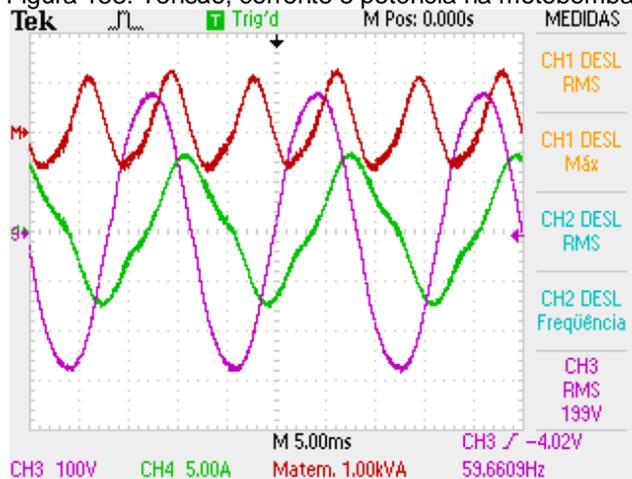
A comutação dos interruptores foi satisfatória, sem sobretensões importantes nos mesmos ou na carga que colocariam em risco o funcionamento de alguns componentes e conseqüentemente do circuito como um todo. Por fim, foram encontradas poucas divergências entre os resultados obtidos por simulação numérica e os experimentais.

14.3 RENDIMENTO DO INVERSOR

Após a análise do funcionamento do conversor, foram feitas aquisições com o objetivo de calcular o rendimento do conversor. Como a tensão da bateria pode variar entre a tensão de descarga, nominal e tensão de carga total, para o cálculo do rendimento optou-se retirar dados referentes a esses três diferentes pontos de operação.

As formas de onda obtidas na motobomba submersível estão apresentadas na Figura 153.

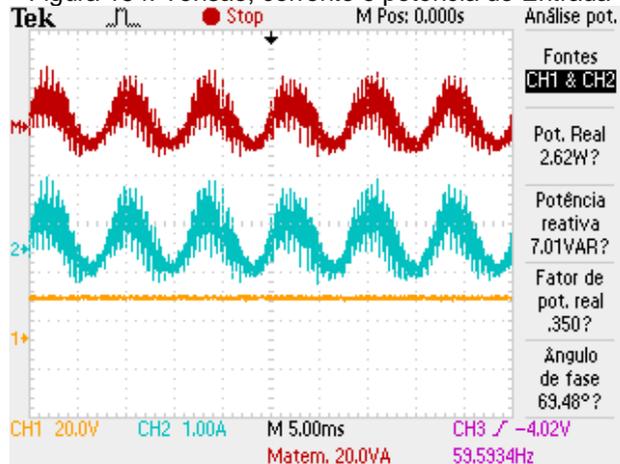
Figura 153: Tensão, corrente e potência na motobomba



Fonte: O autor

Da mesma forma, as formas de onda de tensão corrente e potência de entrada estão ilustradas na Figura 154.

Figura 154: Tensão, corrente e potência de Entrada



Fonte: O autor

Conforme anteriormente exposto, os valores de rendimento foram obtidos baseados na variação de tensão da bateria. Dessa forma, os resultados obtidos estão mostrados na Tabela 23.

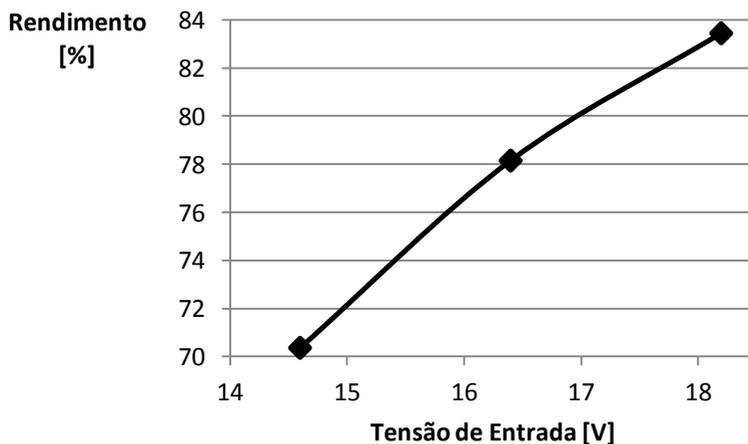
Tabela 23: Rendimento prático obtido em função da tensão de entrada

V_{inRMS} [V]	V_{outRMS} [V]	P_{in} [W]	P_{out} [W]	Rend. [%]
14,6	180	287	202	70,38
16,4	200	293	229	78,16
18,2	212	282	235	83,45

Fonte: O autor

Mediante os valores obtidos, é possível concluir que o rendimento máximo retirado do inversor foi de $\eta = 83,5\%$. Os dados apresentados na Tabela 23 estão representados em um gráfico, através da Figura 155 ilustrando o comportamento do rendimento em função da tensão de entrada.

Figura 155: Curva de rendimento do conversor em função da tensão de entrada



Fonte: O autor

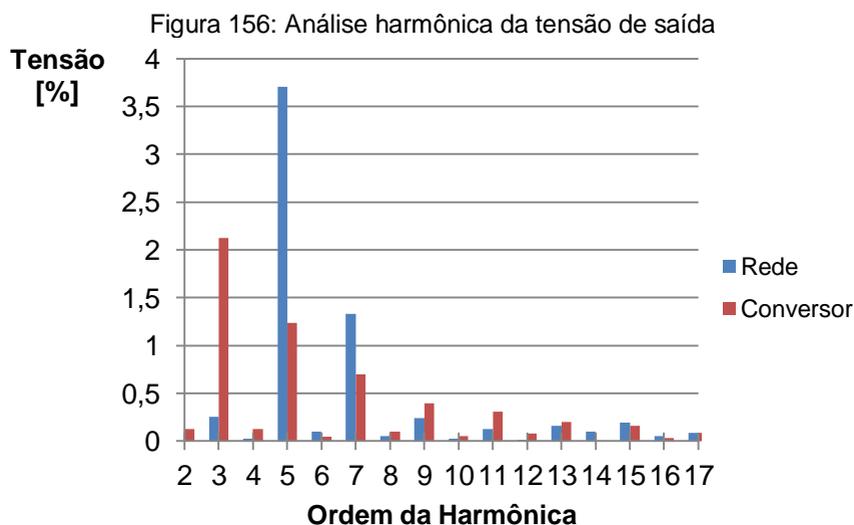
Esse valor de rendimento encontra-se dentro do esperado em comparação com os trabalhos anteriormente publicados com conversores da mesma topologia [27][40].

14.4 ANÁLISE HARMÔNICA

Com o objetivo de verificar a qualidade da tensão e corrente gerados para a carga, efetuou-se a análise harmônica. Como a carga impõe uma deformação na forma de onda de corrente quando ligada diretamente na rede, optou-se por realizar uma comparação entre a taxa de distorção harmônica de tensão e de corrente entre o conversor alimentando a motobomba e a rede.

Uma vez que a vida útil da motobomba está estimada para determinado tempo quando ligada diretamente na rede, caso o conversor forneça tensão e corrente menos distorcidas ele não estará influenciando para a deterioração ou diminuição da vida útil da mesma.

As formas de onda da rede foram obtidas em um domingo no nPEE, em um período que teoricamente não teria tanta carga no campus da Udesc. O gráfico da análise harmônica de tensão está representado na Figura 156.



Fonte: O autor

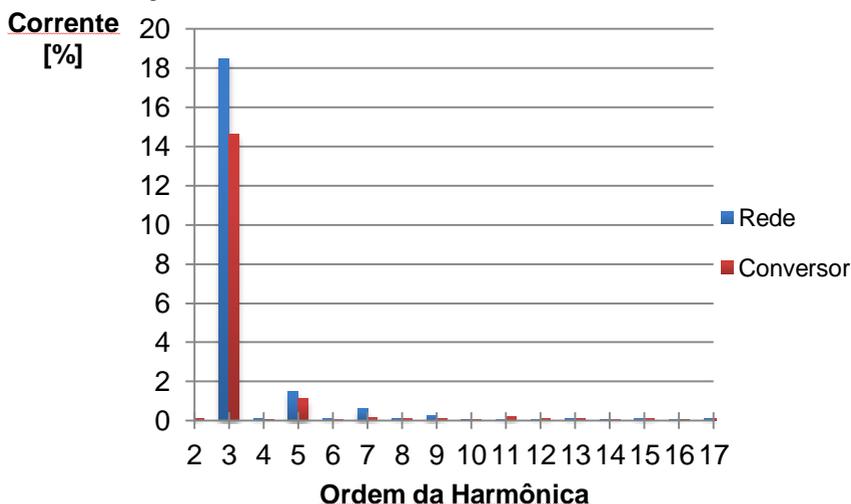
O gráfico da análise harmônica de tensão está representado na Figura 157. A Tabela 24 ilustra as taxas de distorção harmônica obtidas em tensão e corrente para os dois casos anteriormente definidos.

Tabela 24: Comparação entre as TDHs obtidas

	TDH Rede [%]	TDH Conversor [%]
Tensão	3,96	2,53
Corrente	18,60	14,50

Fonte: O autor

Figura 157: Análise harmônica da corrente de saída



Fonte: O autor

14.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

O protótipo desenvolvido em laboratório demonstrou-se muito bem comportado, confirmando as expectativas baseadas em simulação numérica. O circuito de comando também se comportou de acordo com o esperado, de forma simples e eficaz na comutação dos interruptores.

A partida e o desligamento do conversor são extremamente simples e com comportamento extremamente parecido com os resultados simulados. Isso torna o conversor ainda mais robusto e eficiente para a aplicação desejada.

O rendimento do conversor pode ser considerado satisfatório uma vez que possui muitas perdas magnéticas por possuir núcleo de ferro-silício e operar em baixas frequências. Além disso, os valores deram muito próximos de trabalhos já publicados e utilizados como referência.

A tensão e corrente de saída do conversor demonstraram-se menos distorcidas do que a carga ligada diretamente na rede. Isso representa o bom funcionamento do conversor no quesito qualidade de energia ofertada para a carga.

15 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste trabalho o foco principal de desenvolvimento de um sistema de alimentação de uma motobomba de água através de um circuito controlador de carga seguido de um inversor foi atingido.

Como a aplicação do projeto é direcionada para zonas rurais que não possuem acesso à rede de energia elétrica, o conversor implementado caracteriza-se por ser de baixo custo, fácil implementação, robusto e por exigir pouca manutenção. Para esse caso o conversor escolhido foi o *Push-Pull* Ressonante Paralelo com Comando Auto-Oscilante.

Além do conversor, os demais itens do sistema de alimentação devem ser de custo reduzido, porém devem atender com eficiência a aplicação desejada. A motobomba de água utilizada é um exemplo de um equipamento de baixo custo, robusto, fácil aquisição e funcionamento extremamente simplificado. Essa simplicidade fica evidente através do levantamento do modelo elétrico equivalente da mesma.

O comando auto-oscilante do conversor torna-o extremamente robusto e autoadaptável às variações no modelo da motobomba. Essa robustez se deve a não ser necessária a utilização de circuitos integrados ou um número elevado de componentes, o que tornaria o sistema mais custoso financeiramente e complexo.

O projeto de potência do inversor foi desenvolvido e validado através de simulações numéricas. Complementarmente, sugere-se a utilização de um circuito controlador de carga para o banco de baterias que opere com MPPT. O circuito de potência foi projetado e os componentes utilizados foram completamente definidos. O comportamento do circuito controlado foi verificado através de simulação numérica e constatou-se que seu comportamento é robusto e seu funcionamento muito simplificado.

O protótipo do inversor implementado em laboratório, através de uma tecnologia simples, robusta e de baixo custo, teve seu funcionamento extremamente satisfatório. Os níveis de distorção harmônica encontrados são menores em relação aos níveis fornecidos pela rede, as características de partida e

desligamento são muito bem comportadas e estão de acordo com o constatado através de simulação numérica e constatado em outros trabalhos já publicados [27].

Além disso, durante os testes o conversor sofreu estresses de partida e desligamento inúmeras vezes e sem a necessidade de qualquer intervenção para manutenção. Isso caracteriza um dos objetivos principais que era desenvolver um conversor que necessitasse pouca manutenção.

Por fim, a realização de um trabalho que seja capaz de aliar tecnologia e desenvolvimento com a melhoria da qualidade de vida das pessoas é pessoalmente muito satisfatória. O simples fato de poder representar através deste projeto uma evolução de vida para alguns indivíduos é extremamente gratificante e grandioso. O objetivo principal do trabalho é solucionar de maneira simples e eficaz problemas que parecem muitas vezes intransponíveis para algumas pessoas.

15.1 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

De forma a complementar o trabalho desenvolvido sugere-se a implementação prática do circuito controlador de carga com controle em corrente e tensão. Através disso, será possível concluir o sistema total projetado e implementá-lo no laboratório com o objetivo de torná-lo modelo para outras instituições.

Através das análises de perdas realizadas no item 12.5 do capítulo 12 é possível sugerir uma série de melhorias no que diz respeito à eficiência do conversor. Dentre elas, sugere-se a substituição dos interruptores por outros com menor resistência de condução e menores tempos de comutação, diodos com menores resistências e quedas de tensão.

Outro item responsável por grande parte das perdas é o transformador e para este caso sugere-se a montagem ou aquisição de um transformador com uma elevação de temperatura menor que resultaria em menos perdas.

16 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1] ELETROBRAS. **Linha do tempo da energia**. Eletrobrás, 2013. Disponível em: <<http://www.eletrabras.com/elb/services/eletrabras/trilhaenergia/pdfs/linha-do-tempo-da-energia.pdf>>. Acesso em: 10 agosto 2013.

[2] VILLALVA, M. G.; GAZOLI, J. R. **Energia solar fotovoltaica: conceitos e aplicações**. 1. Ed. São Paulo: Érica, 2012.

[3] TOLMASQUIM, M. T. **Novo Modelo do Setor Elétrico Brasileiro**. 1. Ed. Rio de Janeiro: Synergia, 2011.

[4] CASTRO, N. J. D.; PAES, K. E.; DANTAS, G. D. A. **Perspectivas para a Geração Fotovoltaica no Brasil**. Rio de Janeiro, 2012. Disponível em: <http://www.nuca.ie.ufrj.br/gesel/artigos/GESEL_fotovoltaica.pdf>. Acesso em: 10 agosto 2013.

[5] Instituto Carbono Brasil. **Alemanha quebra recordes de geração fotovoltaica**. Disponível em: <<http://www.institutocarbonobrasil.org.br/noticias3/noticia=737467>>. Acesso em: 26 Julho 2014.

[6] BRASIL. Resolução Normativa N° 482, de 17 de Abril de 2012. **Diário Oficial República Federativa do Brasil**, ANEEL, Brasília, DF, 2012. Disponível em <<http://www.aneel.gov.br/cedoc/bren2012482.pdf>>. Acesso em: 10 ago. 2013.

[7] AMÉRICA DO SOL. **Guia de Microgeradores Fotovoltaicos**. América do Sol, 2012. Disponível em: <<http://www.americadosol.org/guiaFV/>>. Acesso em: 10 agosto 2013.

[8] FERREIRA, Aurélio Buarque de Holanda. **Novo Dicionário Eletrônico Aurélio**. Versão 7.0: Curitiba: Positivo, 2010. 1 CD-ROM.

[9] TWEED, K. **Peru Will Provide Solar Power to Half a Million Poor Households**. *IEEE spectrum*, 2013. Disponível em: < <http://spectrum.ieee.org/energywise/energy/renewables/peru-will-provide-solar-power-to-500000-poor-households> >. Acesso em: 18 Agosto 2013.

[10] SOLAR World. **Datasheet Painel SW130**: Manual Técnico Painel SW130, 2010. Disponível em: <<https://www.solarworld-usa.com/~media/www/files/datasheets/sunmodule-off-grid/sunmodule-off-grid-solar-panel-130-140-poly-r6a.pdf>>. Acesso em: 13 Jan. 2014.

[11] EISBERG, R.; RESNICK, R. **Física Quântica**. 17. Ed. Rio de Janeiro: Campus, 1979.

[12] LUQUE, A.; HEGEDUS, S. **Handbook of Photovoltaic Science and Engineering**. Editora Winley, Londres, 2003.

[13] Grupo Setorial de Sistemas Fotovoltaicos da ABINE. **Propostas para inserção da energia solar fotovoltaica na matriz energética brasileira**. 2012.

[14] LY, M.; MOEHLECK, A.; ZANESCO, I. **Implementação e otimização de filmes anti-reflexo para células bifaciais**. Congresso Brasileiro de Energia Solar. Fortaleza, 2007.

[15] STEVENSON, R. **Powerful PVs Approach 50 Percent Efficiency**. *IEEE spectrum*, 2012. Disponível em: < <http://spectrum.ieee.org/green-tech/solar/powerful-pvs-approach-50-percent-efficiency>>. Acesso em: 18 agosto 2013.

[16] KYOCERA Solar. **Manual Técnico Painel KC200GT**. Disponível em: <

<http://www.kyocerasolar.com/assets/001/5195.pdf> >. Acesso em: 13 Out. 2013.

[17] COELHO, R. F. **Estudo dos Conversores Buck e Boost Aplicados ao Rastreamento de Máxima Potência de Sistemas Solares Fotovoltaicos**. Dissertação de mestrado, UFSC. Florianópolis. 2008.

[18] COSTA E SILVA, C. A. S. **Conversor CC-CC para aplicação em instalação fotovoltaica**. FEUP. Porto. 2012. Dissertação de mestrado.

[19] COELHO, K. D. **Estudo de uma Fonte Ininterrupta de Corrente Contínua de Baixa Potência por um Microcontrolador**. Dissertação de Mestrado, UFSC. Florianópolis. 2001.

[20] YUASA Batteries. **Folha de dados bateria NP SERIES - NP 1.2-12**, Laureldale, PA, 2009. Disponível em: <http://www.yuasabatteries.com/pdfs/NP_1.2_12_DataSheet.pdf>. Acesso em: 12 nov. 2013.

[21] BASTOS, R. F. **Sistema de gerenciamento para Carga e Descarga de Baterias (Chumbo-Ácido) e para Busca de Ponto de Máxima Potência Gerada em Painéis Fotovoltaicos Empregados em Sistemas de Geração Distribuída**. Dissertação de mestrado, USP. São Paulo. 2013.

[22] MOURA. **Catálogo de baterias: Clean MAX**, 2011 São Paulo.

[23] SEGUEL, J. I. L. **Projeto de um Sistema Fotovoltaico Autônomo de Suprimento de Energia Usando Técnica MPPT e Controle Digital**. Belo Horizonte, MG, 2009. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Minas Gerais – UFMG.

[24] SEMIKRON Semicondutores. **Datasheet SB3040: Folha de Dados Diodo SB3040**, 2011. Disponível em:

<<http://elcodis.com/parts/2656663/SB3>>. Acesso em: 14 Fev. 2014.

[25] ROCHA, F. F. **Avaliação e Projeto de uma Fonte de Energia para Sistema de Detecção de Falhas em Redes de Distribuição Rurais**. Dissertação de mestrado. UFMG. Julho, 2005.

[26] GAO, L. Liu, S. Dougal, R. A. **Dynamic Lithium-Ion Battery Model for System Simulation**. *Components and packaging technologies., IEEE Transactions on*. Vol. 25. 2002

[27] MEZARROBA, M. **Sistema de bombeamento de Água com Energia Obtida de Painéis Fotovoltaicos**. UFSC. Florianópolis. 1998. Dissertação de Mestrado.

[28] DIMENSIONAMENTO DE BOMBAS. **Anauger**. São Paulo. Disponível em: <http://www.anauger.com.br/encontre_bomba.asp>. Acesso em: 12 out. 2013.

[29] STEIN, F. G. **Conversão de Energia Solar Fotovoltaica com Rastreamento de Máxima Potência Aplicado ao Conversor Boost**. Joinville, SC, 2012. Trabalho de Conclusão de Curso, Universidade do Estado de Santa Catarina – UDESC.

[30] MARTINS, D. C.; COELHO, R. F.; SANTOS, W. M. D. **Técnicas de Rastreamento de Máxima Potência para Sistemas Fotovoltaicos: Revisão e Novas Propostas**. Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência. Natal. 2011. Minicurso dado no XI Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP).

[31] MOHAN, N. UNDELAND, T. ROBBINS, W. **Power Electronics: Converters, Applications and Design**. John Wiley & Sons. 1989. Nova Iorque.

[32] BARBI, I. **Eletrônica de Potência. Projeto de fontes chaveadas**. Edição do autor, Florianópolis, 2001.

[33] HS Dissipadores. **Catálogo Dissipadores de Calor**. Disponível em: <<http://www.hsdissipadores.com.br/catalogo.pdf>>.

[34] BARBI, I. **Apostila de Projeto Físico de Indutores e Transformadores**. UFSC. Florianópolis, SC. Disponível em: <www.inep.ufsc.br>.

[35] Thornton Eletrônica Ltda, “**Catálogo de Ferrite Thornton**”. Edição 1. 2008. São Paulo, Brasil. Disponível em <www.thornton.com.br>.

[36] BARBI, I.; MARTINS, D. C. **Introdução ao Estudo dos Conversores cc-ca**. Edição dos autores. Ed. Florianópolis: [s.n.], 2005.

[37] *INTERNATIONAL Rectifier*. **Datasheet MOSFET IRF8010**: Folha de Dados Transistor IRF8010, 2002. Disponível em: <<http://pdf.datasheetcatalog.net/datasheet/irf/irf8010.pdf>>. Acesso em: 15 out. 2013.

[38] FITZGERALD, A. E.; KINGSLEY, C. J.; UMANS, S. D. **Máquinas Elétricas com Introdução à Eletrônica de Potência**. 6^a. Ed. Porto Alegre: Bookman, 2006.

[39] MARTIGNONI, A. **Transformadores**. 1^a. Ed. Porto Alegre: Editora Globo, 1973.

[40] SAMISTRARO, R. G. **Projeto de um Inversor de Corrente Push-Pull Monofásico, Isolado em Baixa Frequência, para Aplicação em um Sistema de Processamento de Energia Fotovoltaica**. UDESC. Joinville, 2012. Trabalho de Conclusão de Curso.

[41] OLIVEIRA, J. C. D.; COCO, J. R.; ABREU, J. P. G. D. **Transformadores Teorias e Ensaio**s. Itajubá: Edgard Blucher Ltda, 1984.

[42] ANSARI, F.; IQBAL, A.; CHATTERJI, S. et al., **Control of MPPT for photovoltaic systems using advance algorithm EPP**, in: International Conference on Power Systems, 2009, pp.1-6.

[43] BARBI, I.; MARTINS, D. C. **Conversores CC-CC básicos não isolados**. Edição dos autores. Florianópolis, SC – Brasil, 2000.

[44] CÂNDIDO, D. B. **Desenvolvimento de Sistemas Estáticos Distribuídos – “Multi String”, para Aplicações em Sistemas Fotovoltaicos Autônomos**. Dissertação de mestrado, UFSM. Santa Maria. 2010.

[45] JOHNSON, D. **Carbon Nanotube-Based Thin Film Creates Hybrid Organic/Silicon Solar Cells**. *IEEE spectrum*, 2013. Disponível em: <<http://spectrum.ieee.org/nanoclast/green-tech/solar/carbon-nanotubebased-thin-film-creates-hybrid-organicsilicon-solar-cells>>. Acesso em: 18 agosto 2013.