

ILSON XAVIER ZANATTA

**CONVERTOR CC-CC PONTE COMPLETA ISOLADO COM
MÚLTIPLAS SAÍDAS UTILIZANDO MODULAÇÃO POR
DESLOCAMENTO DE FASE PARA APLICAÇÕES
FOTOVOLTAICAS**

Dissertação de mestrado apresentada
ao curso de Pós-graduação em
Engenharia Elétrica, do Centro de
Ciências Tecnológicas da Universidade
do Estado de Santa Catarina, como
requisito parcial para obtenção do grau
de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Marcello
Mezaroba

**JOINVILLE, SC
2016**

Z27c

Zanatta, Ilson Xavier

Conversor CC-CC ponte completa isolado com múltiplas saídas utilizando modulação por deslocamento de fase para aplicações fotovoltaicas/Ilson Xavier Zanatta. – 2016.

228 p. : il. ; 21 cm

Orientador: Marcello Mezaroba

Coorientador:: Alessandro L. Batschauer

Bibliografia: 203-208 p.

Dissertação (mestrado) – Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas,

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. Joinville. 2016.

1. Processamento de energia elétrica. 2. Conversores CC-CC.
3. Telecomunicações (Sistemas de comutação).

I. Mezaroba, Marcello. II. Batschauer, Alessandro L. III. Universidade do Estado de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.

CDD: 621.31 - 23. ed.

Ilson Xavier Zanatta

**Conversor CC-CC Ponte Completa Isolado com Múltiplas
Saídas Utilizando Modulação por Deslocamento de Fase para
Aplicações Fotovoltáicas**

Dissertação apresentada ao Curso de Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica na área de concentração "Sistemas Eletroeletrônicos".

Banca Examinadora

Orientador:



Prof. Dr. Marcello Mezaroba
CCT/UDESC

Coorientador:



Prof. Dr. Alessandro Luiz Batschauer
CCT/UDESC

Membros



Prof. Dr. Leandro Michels
CCT/UDESC/UFSM



Prof. Dr. Sergio Vidal Garcia Oliveira
CCT/UDESC



Prof. Dr. Fabrício Bradaschia
UFPE

Joinville, SC, 29 de setembro de 2016.

Dedico à minha família pelo
apoio durante essa caminhada.

AGRADECIMENTOS

A Deus, por tudo que tem me proporcionado.

À minha família, por sempre me apoiar e nunca duvidar da minha capacidade.

À minha namorada, Camila Bastos, por, desde o começo, permanecer ao meu lado e me fazer feliz nas horas mais tristes.

Ao professor Marcello Mezaroba, pelo conhecimento transmitido, paciência e tempo dedicado à minha orientação.

Ao professor Alessandro Batschauer, pelo tempo despendido na minha coorientação.

Aos professores do nPEE, que contribuíram no meu desenvolvimento durante as disciplinas ministradas e pelas dúvidas sanadas.

Aos professores membros da banca, que contribuíram para a melhoria deste trabalho.

Aos colegas do curso de pós-graduação, pelas amizades, trocas de conhecimento e companheirismo.

Aos demais integrantes do nPEE, pela ajuda prestada nas diversas tarefas.

À Supplier, pela oportunidade empregatícia, contribuindo para o meu desenvolvimento profissional e ajuda material para a realização desde trabalho.

À UDESC, FAPESC, FITEJ, CAPES e ao CNPq, pela contribuição financeira e na aquisição de materiais e equipamentos.

“Uma vez que aceitamos
nossos limites, vamos além
deles”

Albert Einstein

RESUMO

Este trabalho apresenta um conversor cc-cc ponte completa isolado com comutação suave e múltiplas saídas para aplicações fotovoltaicas. O conversor opera em conjunto com um inversor não autônomo associado a um autotransformador multipulsos. O conversor cc-cc escolhido apresenta boas características como comutação suave, baixo número de componentes, e facilidade de controle. O conversor cc-cc utilizado é responsável por prover isolamento galvânica entre o arranjo de painéis e a rede elétrica, e adequar os níveis de tensão dos painéis à entrada do inversor não autônomo. Devido à isolamento galvânica não há circulação de corrente de fuga do arranjo de painéis fotovoltaicos, e tampouco corrente de modo comum entre o inversor e os painéis. O controle empregado no conversor é o controle de corrente de pico aplicado no primário do transformador, oferecendo várias vantagens ao conversor. O arranjo de painéis utilizado é do tipo misto com conexões redundantes, oferecendo bom desempenho em condições de sombreamento. De modo a extrair o máximo de potência disponível pelos painéis, é empregado um algoritmo de seguimento do ponto de potência máxima (SPPM). Resultados de simulação mostram o funcionamento do conversor cc-cc juntamente com o inversor não autônomo, exibindo as características desejadas. O trabalho é concluído com a construção de um protótipo de 2,3kW para validação dos estudos através dos resultados experimentais.

Palavras-chave: Conversor cc-cc. Controle por corrente de pico. Comutação suave. Sistemas fotovoltaicos.

ABSTRACT

This work presents a dc-dc isolated soft switching full-bridge converter with multiple outputs for photovoltaic (PV) applications. The converter operates connected to a line commutated inverter associated to a multipulse autotransformer. The chosen dc-dc converter presents good characteristics such as soft-switching, low components quantity, and easy control. The dc-dc converter is responsible for providing galvanic isolation between the panels and the power grid, and for adjusting the voltage levels of the panels at the entrance of the line commutated inverter. Due to the galvanic isolation, no leakage current flow in the panels arrangement, and either common mode current between the inverter and panels. The peak current-mode control is applied to the primary of the transformer, offering several advantages to the converter. The used panel arrangement is the total-cross-tied, offering good performance in partial shading conditions. In order to extract the maximum power available by the panels, a maximum power point tracking algorithm (MPPT) is employed. Simulation results show the operation of the dc-dc converter along with the line commutated inverter, reaching the desired characteristics of such system. A 2,3kW prototype was built in order to provide an experimental validation of the converter operation.

Keywords: Dc-dc converter. Peak current-mode control. Soft-switching. Photovoltaic systems.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Classificação de inversores.....	30
Figura 2 - Esquema de ligação do conversor cc-cc ao inversor não autônomo.....	33
Figura 3 - Circuito equivalente de uma célula fotovoltaica.	38
Figura 4 - Corte transversal em uma célula fotovoltaica.	38
Figura 5 - Imagem de um painel, módulo e célula fotovoltaica.	39
Figura 6 - Curvas I_xV para diferentes irradiações.	41
Figura 7 - Curvas P_xV para diferentes irradiações.	42
Figura 8 - Curvas P_xI para diferentes irradiações.	43
Figura 9 - Curvas P_xV para diferentes níveis de temperatura ambiente.	43
Figura 10 - Exemplo de uma associação série.	44
Figura 11 - Curva $I-V$ para diferentes associações série.	45
Figura 12 - Exemplo de uma associação paralela.	46
Figura 13 - Curva $I-V$ para diferentes associações paralela.	47
Figura 14 - Exemplo de uma associação mista.	48
Figura 15 - Curva $I-V$ para diferentes associações mistas.	48
Figura 16 - Representação gráfica do fator de forma.....	51
Figura 17 - Associação TCT simulada.....	52
Figura 18 - Curvas de potência e corrente da associação SP sob sombreamento.	53
Figura 19 - Curvas de potência e corrente da associação SS sob sombreamento.	54
Figura 20 - Curvas de potência e corrente da associação TCT sob sombreamento.	55
Figura 21 - Fatores de forma para as associações sob sombreamento.	57
Figura 22 - Curva de potência e derivada de potência pela tensão de um painel fotovoltaico.	61
Figura 23 - Conversor <i>Push-Pull</i>	65
Figura 24 - Conversor <i>Forward</i>	66

Figura 25 - Conversor Meia Ponte.....	67
Figura 26 - Conversor Ponte Completa.	68
Figura 27 - Conversor <i>Flyback</i> com grameamento ativo.	69
Figura 28 - Conversor Ponte Completa ressonante com filtro LCL.	70
Figura 29 - Conversor cc-cc Trifásico.	71
Figura 30 - Sinais de comando das chaves do conversor.	74
Figura 31 - Circuito elétrico para análise do conversor.....	75
Figura 32 - Primeira etapa de operação do conversor.	76
Figura 33 - Segunda etapa de operação do conversor.	77
Figura 34 - Terceira etapa de operação do conversor.....	79
Figura 35 - Quarta etapa de operação do conversor.	81
Figura 36 - Quinta etapa de operação do conversor.	82
Figura 37 - Sexta etapa de operação do conversor.	84
Figura 38 - Sétima etapa de operação do conversor.	85
Figura 39 - Oitava etapa de operação do conversor.	86
Figura 40 - Nona etapa de operação do conversor.	88
Figura 41 - Décima etapa de operação do conversor.....	89
Figura 42 - Décima primeira etapa de operação do conversor.	90
Figura 43 - Décima segunda etapa de operação do conversor.	91
Figura 44 - Formas de onda nos elementos do conversor.	93
Figura 45 - Circuito de análise da corrente no capacitor de entrada.	94
Figura 46 - Forma de onda de corrente no capacitor e entrada do conversor.	95
Figura 47 - Circuito de análise da tensão no indutor de filtro.	96
Figura 48 - Forma de onda de tensão e corrente no indutor de filtro.	97
Figura 49 - Estados do conversor para a comutação.	109
Figura 50 - Diagrama de blocos simplificado do sistema de controle.	112
Figura 51 - Diagrama de blocos do controle de corrente.....	113

Figura 52 - Diagrama de blocos funcional do controle de corrente de pico.....	114
Figura 53 - Diagrama interno do UCC3895 referente ao controle de corrente.....	115
Figura 54 - Formas de onda do controlador de corrente de pico, parte 1.....	118
Figura 55 - Formas de onda do controlador de corrente de pico, parte 2.....	119
Figura 56 - Funcionamento do Controle de corrente de pico para uma alteração de característica do circuito.	121
Figura 57 - Características dimensionais do núcleo EE.	130
Figura 58 - Determinação do parâmetro L_n	135
Figura 59 - Circuito térmico para dimensionamento do dissipador.	141
Figura 60 - Gráfico de distribuição de perdas no conversor.	155
Figura 61 - Divisor de tensão para limitar a referência de corrente.	158
Figura 62 - Filtro passa-baixas utilizado.	158
Figura 63 - Circuito retificador na na medição da corrente de pico.....	159
Figura 64 - Fluxograma do algoritmo SPPM implementado.....	162
Figura 65 - Circuito Simulado - Primário, secundário e transformador.	164
Figura 66 - Circuito Simulado - Controle de corrente de pico.....	165
Figura 67 - Forma de onda de corrente e tensão na chave S1.	166
Figura 68 - Forma de onda de corrente e tensão na chave S2.	167
Figura 69 - Forma de onda de corrente e tensão na chave S3.	168
Figura 70 - Forma de onda de corrente e tensão na chave S4.	169

Figura 71 - Formas de onda de corrente e tensão no primário do transformador.....	170
Figura 72 - Formas de onda de corrente e tensão em um dos secundários do transformador	170
Figura 73 - Forma de onda de corrente e tensão em um dos indutores de filtragem de corrente.....	171
Figura 74 - Forma de onda de corrente e tensão em uma das saídas do conversor.	172
Figura 75 - Formas de onda de corrente e tensão na entrada do conversor.	173
Figura 76 - Forma de onda de corrente e tensão na saída da fase R do inversor multipulsos.	174
Figura 77 – Forma de onda de corrente de saída nas três fases do inversor multipulsos.	175
Figura 78 - Vista superior do protótipo.	177
Figura 79 - Placa de interface e processamento.....	178
Figura 80 - Inversor multipulsos.....	179
Figura 81 - Configuração de testes do conversor cc-cc.....	180
Figura 82 - Tensão de comando (CH1), Tensão V_{DS} (CH2) e corrente no primário do transformador (CH3) para a chave S1.....	181
Figura 83 - Tensão de comando (CH1), Tensão V_{DS} (CH2) e corrente no primário do transformador (CH3) para a chave S2.....	182
Figura 84 - Tensão de comando (CH1), Tensão V_{DS} (CH2) e corrente no primário do transformador (CH3) para a chave S3.....	182
Figura 85 - Tensão de comando (CH1), Tensão V_{DS} (CH2) e corrente no primário do transformador (CH3) para a chave S4.....	183
Figura 86 - Tensão de comando (CH1), Tensão V_{DS} (CH2) e corrente no primário do transformador (CH3) para a chave S1.....	184

Figura 87 - Tensão de referência de corrente (CH1), sinal de medição de corrente (CH2) e corrente no primário do transformador (CH3).	185
Figura 88 – Tensão (CH1) e corrente (CH2) no primário do transformador.	186
Figura 89 - Tensão (CH3) e corrente (CH4) no secundário 1.....	187
Figura 90 - Tensão (CH3) e corrente (CH4) no indutor de filtro da saída 1.....	188
Figura 91 - Tensão (CH1) e corrente (CH2) na saída 1 do conversor conectado ao inversor multipulsos. .	189
Figura 92 - Tensão de entrada (CH1) e corrente de entrada (CH3).	190
Figura 93 - Forma de onda de tensão (CH1) e corrente (CH2) na fase R do inversor multipulsos.....	191
Figura 94 - Forma de onda de corrente nas fases R (CH1), S (CH2) e T (CH3) na saída do inversor.	192
Figura 95 - Progressão do SPPM.	193
Figura 96 - Curva de eficiência do conversor cc-cc.....	195
Figura 97 - Curva de eficiência do sistema completo (cc-cc e inversor).	196
Figura 98 - Esquema elétrico da placa de interface com usuário.....	221
Figura 99 - Esquema geral do conversor cc-cc.	222
Figura 100 - Esquema elétrico de potência do conversor cc- cc, parte 1.	223
Figura 101 - Esquema elétrico de potência do conversor cc- cc, parte 2.	223
Figura 102 - Esquema elétrico de potência do conversor cc- cc, parte 3.	224
Figura 103 - Esquema elétrico de potência do conversor cc- cc, parte 4.	224
Figura 104 - Esquema elétrico de potência do conversor cc- cc, parte 5.	225

Figura 105 - Esquema elétrico da placa de comando, parte	
1.	226
Figura 106 - Esquema elétrico da placa de comando, parte	
2.	226
Figura 107 - Esquema elétrico da placa de comando, parte	
3.	227
Figura 108 - Esquema elétrico da placa de comando, parte	
4.	228
Figura 109 - Esquema elétrico da placa de comando, parte	
5.	229

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Condições-padrão de ensaio	52
Tabela 2 - Características elétricas no STC do painel solar SW 130 (Continua).	125
Tabela 3 - Características elétricas da associação TCT.	126
Tabela 4 - Características elétricas de uma entrada do inversor não autônomo.....	127
Tabela 5 - Especificações elétricas do conversor cc-cc.	128
Tabela 6 - Especificações para projeto do núcleo do transformador.	145
Tabela 7 - Resumo das características do transformador de potência (Continua).....	145
Tabela 8 - Valores das indutâncias do transformador construído.....	146
Tabela 9 - Especificações para projeto do núcleo do indutor.	147
Tabela 10 - Resumo das características do indutor de filtro.	147
Tabela 11 - Esforços nas chaves.	148
Tabela 12 - Características do IRFB4110.	149
Tabela 13 - Esforços nos diodos retificadores.	150
Tabela 14 - Características do GP2D005A120A.	150
Tabela 15 - Perdas nos semicondutores.	152
Tabela 16 - Temperaturas médias nos elementos do conversor.	153
Tabela 17 - Características elétricas do banco de capacitor. .	154
Tabela 18 - Fatores de ponderação nas eficiências CEC e Euro.	194

LISTA DE ABREVIações

ca	corrente alternada.
cc	corrente contínua.
CDC	Razão cíclica constante (<i>Constant Duty Cycle</i>).
CI	Circuito Integrado.
CV	Tensão Constante (<i>Constant Voltage</i>).
EMI	Interferência Eletromagnética (<i>ElectroMagnetic Interference</i>).
ESR	Resistência equivalente série (<i>Equivalent Serie Resistance</i>).
FF	Fator de Forma.
Isc	Corrente de curto-circuito.
MCD	Modo de Condução Descontínua.
nPEE	Núcleo de Processamento de Energia Elétrica.
P&O	Perturba e Observa.
PPM	Ponto de Potência Máxima.
PS	Paralelo Simples.
PV	Fotovoltaico (<i>Photovoltaic</i>).
PWM	Modulação por largura de pulso (<i>Pulse Width Modulation</i>).
SCR	Retificador controlado de Silício (<i>Silicon Controlled Rectifier</i>).
SiC	Carbeto de Silício (<i>Silicon Carbide</i>).
SP	Série-Paralelo.
SPPM	Seguimento do Ponto de Potência Máxima.
SS	Série Simples.
STC	Condições de teste padrão (<i>Standard Test Conditions</i>).
TCT	Associação mista com conexões redundantes (<i>Total-Cross-Tied</i>).
Voc	Tensão de circuito aberto.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	29
1.1	OBJETIVOS DA DISSERTAÇÃO.....	35
1.2	ARTIGO PUBLICADO EM CONFERÊNCIA	35
2	ENERGIA FOTOVOLTAICA.....	37
2.1	CÉLULA FOTOVOLTAICA.....	37
2.2	PAINEL FOTOVOLTAICO	39
2.2.1	Características elétricas de painéis fotovoltaicos.....	40
2.2.2	Associações de Painéis	44
2.2.3	Fator de forma	49
2.2.4	Associação de painéis escolhida	57
2.3	ALGORITMOS DE SEGUIMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA.....	57
2.3.1	Razão cíclica constante.....	58
2.3.2	Tensão constante	58
2.3.3	Método da corrente de curto circuito	59
2.3.4	Método da tensão de circuito aberto	59
2.3.5	Perturba e observa e <i>Hill Climbing</i>	60
2.3.6	Condutância incremental	60
2.3.7	Algoritmo de SPPM escolhido	62
2.4	CONCLUSÃO	62
3	ANÁLISE DO CONVERSOR CC-CC	63
3.1	REVISÃO DE CONVERSORES CC-CC.....	64
3.1.1	Conversor <i>Push-Pull</i>	64
3.1.2	Conversor <i>Forward</i>	65
3.1.3	Conversor Meia Ponte	66
3.1.4	Conversor Ponte Completa	67
3.1.5	Conversor Flyback com grampeamento ativo	68
3.1.6	Conversor Ponte Completa ressonante.....	69
3.1.7	Conversor cc-cc Trifásico.....	70
3.2	CONVERSOR UTILIZADO.....	71
3.3	ANÁLISE QUALITATIVA DO CONVERSOR.....	72
3.3.1	Primeira etapa.....	75
3.3.2	Segunda etapa	77

3.3.3 Terceira etapa.....	79
3.3.4 Quarta etapa.....	80
3.3.5 Quinta etapa.....	81
3.3.6 Sexta etapa.....	82
3.3.7 Sétima etapa.....	84
3.3.8 Oitava etapa.....	85
3.3.9 Nona etapa.....	87
3.3.10 Décima etapa.....	88
3.3.11 Décima primeira etapa.....	89
3.3.12 Décima segunda etapa.....	90
3.3.13 Formas de onda nos elementos do circuito.....	92
3.3.14 Análise do banco de capacitor de entrada.....	94
3.3.15 Análise do indutor de saída.....	95
3.4 ANÁLISE QUANTITATIVA.....	97
3.4.1 Razão cíclica eficaz.....	98
3.4.2 Valor de pico, médio e eficaz da corrente nas chaves.....	100
3.4.3 Valor de pico, médio e eficaz da corrente nos diodos em antiparalelo com as chaves.....	103
3.4.4 Tensão máxima de bloqueio nas chaves e diodos em antiparalelo.....	105
3.4.5 Valor de pico, médio e eficaz da corrente nos diodos retificadores.....	105
3.4.6 Tensão reversa máxima nos diodos retificadores...	107
3.4.7 Valor eficaz de corrente no capacitor de entrada ..	107
3.4.8 Valor eficaz da corrente no transformador.....	108
3.5 ANÁLISE DA COMUTAÇÃO.....	109
3.5.1 Transição ativo-passivo.....	110
3.5.2 Transição passivo-ativo.....	110
3.6 SISTEMA DE CONTROLE.....	111
3.6.1 Diagrama de blocos.....	112
3.6.2 Análise funcional do UCC3895.....	114
3.6.3 Controle anti-saturação do transformador.....	120
3.6.4 Estabilidade do sistema.....	122
3.7 CONCLUSÃO.....	122

4	PROJETO DO CONVERSOR.....	125
4.1	ESPECIFICAÇÕES DE PROJETO	125
4.1.1	Características elétricas dos painéis fotovoltaicos ..	125
4.1.2	Características elétricas do inversor não autônomo	127
4.1.3	Especificações elétricas do conversor cc-cc	127
4.2	METODOLOGIA DE PROJETO	128
4.2.1	Transformador de alta frequência	129
4.2.2	Indutor de filtragem	136
4.2.3	Semicondutores	138
4.2.4	Dissipador de calor	140
4.2.5	Banco de capacitores do barramento.....	143
4.3	PROJETO FÍSICO E ESCOLHA DOS COMPONENTES.....	144
4.3.1	Projeto físico do transformador	144
4.3.2	Projeto do indutor de filtro	146
4.3.3	Projeto das chaves.....	147
4.3.4	Projeto dos diodos retificadores	149
4.3.5	Cálculo das perdas nos semicondutores e projeto térmico.....	151
4.3.6	Projeto do banco de capacitores de entrada.....	153
4.4	EFICIÊNCIA DO CONVERSOR	154
4.5	PROJETO DO CONTROLADOR DE CORRENTE..	156
4.5.1	Sensor de corrente	156
4.5.2	Limitador de referência.....	156
4.5.3	Filtros passa-baixas para a referência e medição de corrente	158
4.5.4	Algoritmo SPPM.....	160
4.6	SIMULAÇÃO NUMÉRICA	163
4.6.1	Resultados das simulações.....	166
4.7	CONCLUSÃO	175
5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	177
5.1	FORMAS DE ONDA	180
5.2	RESULTADOS DO SPPM	192
5.3	EFICIÊNCIA DO CONVERSOR	194
5.4	CONCLUSÃO	196

6	CONCLUSÃO	199
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	203
	GLOSSÁRIO	209
	APÊNDICE A – PROJETO DO TRANSFORMADOR. 213	
	APÊNDICE B – PROJETO DO INDUTOR.....	217
	ANEXO A – ESQUEMAS ELÉTRICOS DO	
	CONVERSOR CC-CC	221

1 INTRODUÇÃO

Energias renováveis vêm sendo cada vez mais usadas entre as pessoas devido à preocupação com o meio ambiente, além dos motivos econômicos. Entre as diversas fontes de energia renováveis, a energia solar vem se mostrando uma boa opção em relação às fontes de energia convencionais, diversificando a matriz energética do país e aumentando a confiabilidade de sistema elétrico interligado. A energia fotovoltaica se destaca por ser modular, com baixo impacto ambiental, não necessitando de linhas de transmissão quando a energia é consumida localmente, e é silenciosa (Seguel, 2009). Painéis fotovoltaicos são dispositivos responsáveis por converter a energia solar em energia elétrica através do efeito fotoelétrico. A eficiência de um painel fotovoltaico é baixa, comumente em torno de 15% (Rüther, 2004) variando conforme a tecnologia empregada.

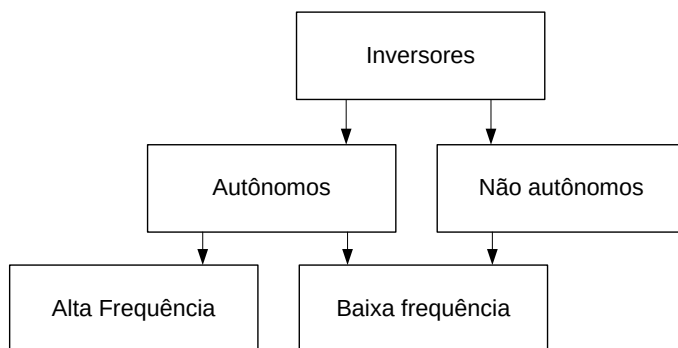
A energia solar que é convertida em elétrica pelos painéis é disponibilizada em forma de corrente contínua e, geralmente, de baixa tensão. Para consumir esta energia, pode-se ligar uma carga diretamente aos painéis ou usar conversores estáticos, que processam energia, podendo elevar, abaixar ou transformar a tensão e corrente em alternada, de forma eficiente e controlada.

Por ser uma energia com alto custo de implantação, é considerada uma fonte de energia cara. Assim, para compensar o investimento, é necessária a extração da máxima energia possível dos painéis. Para se obter a máxima energia fornecida pelos painéis deve-se usar conversores estáticos controlados por técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência, também conhecidas como algoritmos de SPPM (Seguimento do Ponto de Potência Máxima) que alteram o ponto de operação do conversor e com isso buscam o ponto de máxima energia gerada (Pinho e Galdino, 2014).

Atualmente, existem no mercado diversos conversores destinados ao processamento de energia fotovoltaica, como por exemplo, inversores solares *Sunnyboy* da SMA®, inversores UNO da ABB® e inversores *Conext* da Schneider Electric®. Esses conversores e outros podem remanejar a energia fotovoltaica gerada, armazenando-a em circuitos acumuladores de carga para consumo posterior em corrente contínua ou alternada, ou ainda, injetando a energia gerada na rede elétrica, transformando-a em corrente alternada e disponibilizando para consumo externo por meio da rede da concessionária de energia elétrica. O método mais utilizado é a injeção da energia na rede elétrica através de um inversor, devido ao sistema ficar mais simples e menos oneroso quando comparado ao sistema onde há armazenamento de energia, onde é necessário além do inversor, elementos armazenadores como baterias ou supercapacitores e sistemas de carga e descarga desses elementos (Pinho e Galdino, 2014).

Existem diversos tipos de inversores que podem realizar a tarefa de injetar a energia dos painéis fotovoltaicos na rede elétrica, podendo ser classificados em: autônomos ou não autônomos e ainda podem ser de alta ou baixa frequência, como mostrado na Figura 1.

Figura 1 - Classificação de inversores.



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

Os inversores autônomos se utilizam de chaves completamente controladas, e possuem um controle em corrente para fazer a injeção de energia na rede elétrica, e podem funcionar sem rede, alimentando uma carga ilhada por exemplo. Os inversores não autônomos se utilizam de chaves semicontroladas, com o início de condução controlado pelo inversor e o desligamento realizado pela rede elétrica e, com isso, funcionam apenas quando há tensão alternada no ponto de conexão ca (Barbi, 2005). Esse tipo de inversor já possui propostas de aplicação em energia fotovoltaica (Wasynczuk, 1989; Kumbhare e Renge, 2014; Unlu *et al.*, 2015), porém, até o momento, não há produtos comerciais que utilizam este tipo de inversor.

Quanto à classificação dos inversores pela frequência de trabalho, pode-se classificá-los como inversores de alta frequência ou baixa frequência. Os inversores de alta frequência operam com frequência de chaveamento da ordem de dezenas de quilohertz, geram uma corrente alternada com baixa distorção harmônica, menor que 5%, e são todos autônomos. Os inversores de baixa frequência operam numa frequência da ordem da frequência da rede, podendo haver inversores que operam com algumas unidades múltiplas da frequência da rede. Os inversores de baixa frequência podem se enquadrar em autônomos ou não autônomos, e geram corrente alternada com maior conteúdo harmônico quando comparados com inversores de alta frequência, porém custam menos (Williams, 2006).

Pode-se melhorar o conteúdo harmônico da corrente injetada na rede por inversores não autônomos através de inovação tecnológica, como apresentado por Brighenti (2014), onde se usou um autotransformador com conexão Y-diferencial fechada e três pontes retificadoras controladas a SCRs para se obter um inversor não autônomo multipulsos. O inversor não autônomo multipulsos reduz a distorção harmônica da corrente injetada na rede, permitindo que, através de filtros passivos,

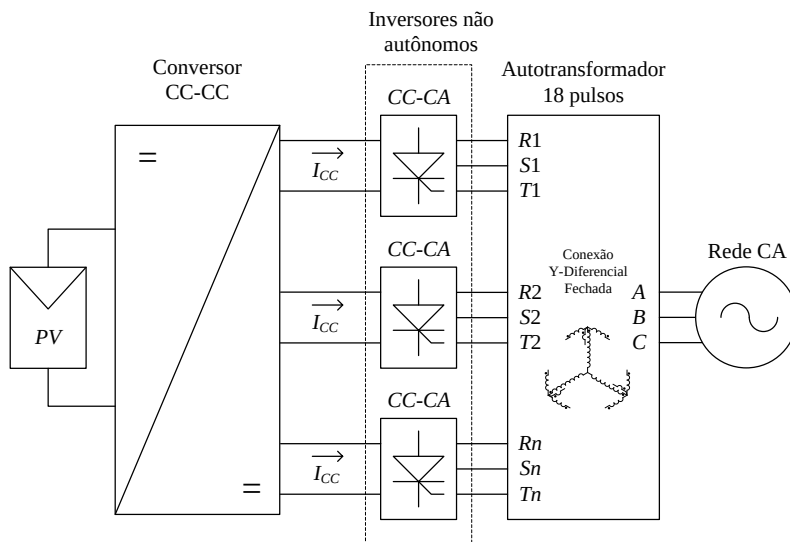
seja possível o uso desses inversores em sistemas de geração fotovoltaica ligados à rede elétrica (Abnt, 2013). Além da redução do conteúdo harmônico, o inversor multipulsos mantém as vantagens dos inversores não autônomos convencionais como: baixo custo, escalabilidade, fácil aplicação em sistemas de média e alta tensão e baixas perdas por ser comutado em baixa frequência.

O sistema fotovoltaico utilizado por Brighenti é formado por três arranjos série-simples de painéis, acoplado um em cada entrada do inversor multipulsos. O sistema de geração possui um algoritmo de SPPM onde o ângulo de disparo dos SCRs é alterado, mudando o valor médio da tensão no lado cc. O método funciona conforme proposto, porém há um efeito colateral que é a alteração do fator de potência da energia injetada na rede e maior ondulação de corrente nos painéis. Outro ponto que merece uma melhoria é a circulação de corrente de modo comum entre o inversor e os painéis. A corrente de modo comum aumenta as perdas nos painéis e no inversor, deixando o sistema menos eficiente. Por outro lado, a eficiência do inversor multipulsos de Brighenti apresentou rendimento de 97%.

Diante deste cenário, a proposta deste trabalho é a modificação do sistema fotovoltaico apresentado por Brighenti, introduzindo um conversor cc-cc isolado entre o arranjo de painéis e o inversor multipulsos, como exibido na Figura 2.

A adição de um segundo estágio ao sistema proposto por Brighenti trás benefícios para o sistema, como a fixação dos ângulos de disparo dos inversores não autônomos, e consequentemente fixando o fator de potência da energia injetada na rede. O primeiro estágio (conversor cc-cc) é responsável por realizar o SPPM, e adequar a tensão do arranjo fotovoltaico às tensões de entrada do inversor multipulsos.

Figura 2 - Esquema de ligação do conversor cc-cc ao inversor não autônomo.



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

Dentre as opções disponíveis a serem utilizadas como o conversor cc-cc do sistema haviam conversores isolados e não isolados. Os conversores não isolados têm a vantagem de serem mais simples, porém, com a necessidade da isolação das fontes de corrente de cada entrada do inversor multipulsos, resultaria no uso de três arranjos de painéis, um para cada conversor não isolado. Com três arranjos fotovoltaicos, é necessário aplicar o algoritmo SPPM em cada conversor, requerendo o uso de vários sensores para a sua implementação. Além do número de sensores, há a necessidade de maior capacidade computacional para a implementação dos três SPPM necessários. Outra característica que vale ser mencionada é que com o uso de conversores não isolados há a circulação de correntes de modo comum entre o inversor multipulsos e o arranjo de painéis e, além disso, há a ocorrência de corrente de fuga nos arranjos de painéis fotovoltaicos (Tran-Quoc *et al.*, 2010).

Os conversores cc-cc isolados, quando comparados aos seus respectivos conversores não isolados, apresentam menor eficiência, maior complexidade do circuito, maior volume e maior custo. Os conversores cc-cc isolados normalmente são aplicados quando há a necessidade de isolamento galvânica, ou quando a aplicação requer características que apenas são alcançadas com o uso de um conversor cc-cc isolado.

Nesta aplicação, o uso de um conversor isolado impede a circulação de corrente de modo comum entre o arranjo de painéis e a rede elétrica, e também impede a circulação da corrente de fuga do arranjo de painéis (Tran-Quoc *et al.*, 2010). Ainda, através da isolamento galvânica é possível utilizar apenas um conversor cc-cc devido à necessidade de o inversor multipulsos requerer três fontes de corrente isoladas. O alto ganho de tensão obtido por um transformador de alta frequência do conversor cc-cc permite o uso de diferentes formas de associação de painéis, permitindo a escolha de um arranjo onde diferentes características desejadas são alcançadas, como bom fator de forma da associação e maior capacidade de geração em condições de sombreamentos parciais, com o uso de mais painéis em paralelo que em série (Wang e Hsu, 2011; Zanatta *et al.*, 2015).

A melhoria do sistema fotovoltaico vem com um preço, que é a redução da eficiência de conversão do sistema completo. Entretanto, o sistema pode apresentar resultados de eficiência global (conversor + SPPM) melhores que o anterior em situações de potência intermediária, e em dias nublados.

Devido aos conversores serem destinados apenas para fins acadêmicos, diversas funcionalidades que são requeridas por normas técnicas vigentes (Abnt, 2013), não são atendidas.

1.1 OBJETIVOS DA DISSERTAÇÃO

O objetivo deste estudo é desenvolver um conversor cc-cc com as seguintes características:

- Isolação galvânica entre entrada e saídas;
- Alto ganho de tensão;
- Saídas com característica de fonte corrente;
- Emprego de um controle de corrente de pico no primário do transformador de potência
- Emprego de arranjo de painéis fotovoltaicos com predominância paralela na entrada do conversor;
- Uso de um algoritmo SPPM para todo o arranjo de painéis.

1.2 ARTIGO PUBLICADO EM CONFERÊNCIA

Este trabalho gerou a publicação de um artigo em conferência como pode ser visto abaixo:

Zanatta, Ilson. Xavier; Mezaroba, Marcello.; Batschauer, Alessandro.; Cardozo Filho, Ricardo. Souza. e Lodi, Bruno. **A DC-DC ZVS PHASE-SHIFT PWM FULL-BRIDGE CURRENT-MODE CONTROLLED CONVERTER WITH MULTIPLES OUTPUTS FOR PHOTOVOLTAIC APPLICATIONS** IEEE 13TH Brazilian Power Electronics Conference and 1ST Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC), 2015, Fortaleza – CE, p1-6. 2015

2 ENERGIA FOTOVOLTAICA

O efeito fotovoltaico foi descoberto no século XIX, por Edmond Becquerel e, desde então, vêm se pesquisando cada vez mais novos materiais que melhorem as características elétricas das células fotovoltaicas em busca de maior rendimento (Pinho e Galdino, 2014). A célula fotovoltaica é constituída por um semicondutor exposto e por terminais para a circulação de corrente elétrica. Como todo semicondutor criado a partir do processo de deposição, há a formação de uma barreira potencial entre a junção P-N, e ao se expor a célula à luz, o semicondutor é bombardeado por fótons. Semelhante ao efeito fotoelétrico, quando um metal é bombardeado por fótons há liberação de elétrons desse metal, na célula fotovoltaica os elétrons liberados circulam pelo circuito através dos terminais da célula. Caso a energia recebida dos fótons seja maior que a energia da barreira potencial do semicondutor e o circuito é fechado, há circulação de corrente elétrica.

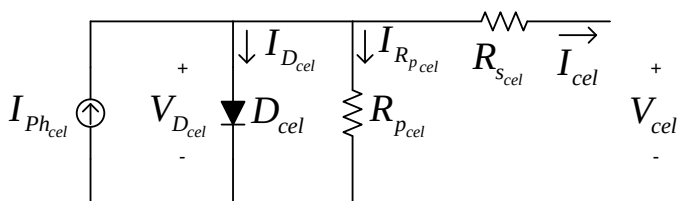
2.1 Célula Fotovoltaica

A célula fotovoltaica, como o próprio nome sugere, é o mais simples componente da conversão da energia solar fotovoltaica em energia elétrica, ou seja, é elementar para a geração fotovoltaica.

O circuito elétrico equivalente de uma célula fotovoltaica é composto por uma fonte de corrente que depende da radiação solar incidente, resistências equivalentes série e paralela que representam as não idealidades da célula e um diodo referente à junção semicondutora da célula. A resistência série corresponde à resistência interna do semicondutor, as resistências da junção semicondutor-contato elétrico e a própria resistência do contato elétrico. Isso tudo corresponde às perdas do painel em carga. A resistência paralela é causada por defeitos na estrutura e impurezas que fornecem um caminho de

circulação de corrente interno (Pinho e Galdino, 2014). O circuito elétrico da célula é exibido na Figura 3.

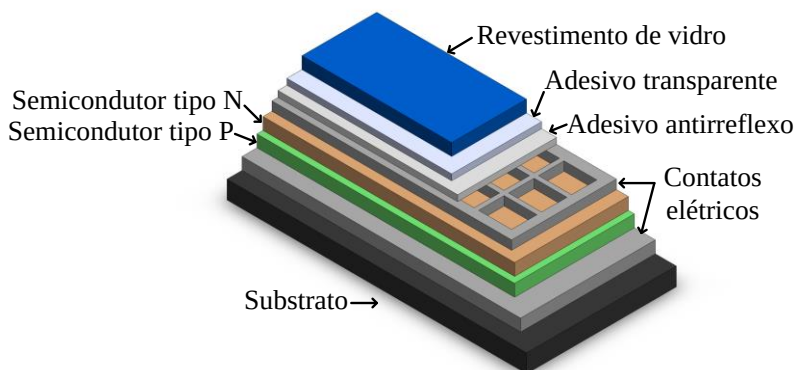
Figura 3 - Circuito equivalente de uma célula fotovoltaica.



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

Na Figura 4, é mostrada uma célula fotovoltaica em corte. As camadas de vidro, adesivo transparente e adesivo antirreflexo conferem proteção ao semicondutor e reduzem a refletância da célula. A primeira camada de contato elétrico é vazada para permitir a passagem da luz atingindo o semicondutor tipo N. O semicondutor tipo P está ligado ao semicondutor tipo N e ao contato elétrico inferior. A parte inferior da célula é composta pelo substrato do semicondutor e uma camada rígida para proteção.

Figura 4 - Corte transversal em uma célula fotovoltaica.

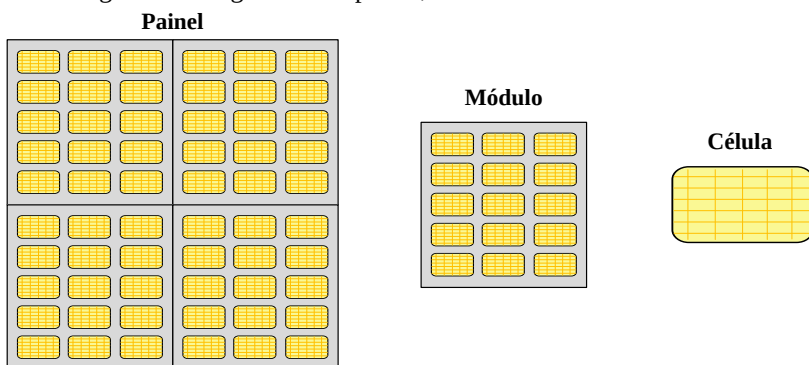


Fonte: Adaptado de (Martins *et al.*, 2011).

Devido à célula fotovoltaica ser o elemento básico gerador de energia fotovoltaica, módulos e painéis fotovoltaicos são constituídos por um conjunto de células. A denominação de módulo e painel é referente às suas proporções. Um módulo é uma associação de células fotovoltaicas e um painel uma associação de módulos. Na Figura 5, é exibido como são formados os módulos e painéis fotovoltaicos a partir de células fotovoltaicas.

As características elétricas de uma célula fotovoltaica como tensão e corrente e potência são mantidas no caso de associações como em módulos e painéis fotovoltaicos, porém aumentam conforme o tipo de associação realizado. Em resumo, associações em série causam um incremento de tensão, associações paralelas aumentam a corrente gerada, e associações mistas, ou seja, série-paralelo aumentam tanto tensão e corrente gerada, todas resultando em potência maior.

Figura 5 - Imagem de um painel, módulo e célula fotovoltaica.



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

2.2 Painel fotovoltaico

Oriundos de uma associação de módulos fotovoltaicos os painéis fotovoltaicos fornecem maior tensão de saída e em alguns casos, maior corrente de saída. Dependendo de como

for a utilização da energia gerada, seja ela na forma de corrente contínua ou alternada, é comum a associação de painéis fotovoltaicos para se conseguir o nível mínimo de tensão ou corrente necessários.

As formas de se associar os painéis se diferem principalmente com o resultado que se quer obter, e cada uma delas apresenta características próprias que podem influenciar toda a associação. Uma figura de mérito que pode comparar um gerador fotovoltaico, seja ele célula, módulo ou painel, é o fator de forma (FF) (Gonzales e Weaver, 1980; Hecktheuer, 2001; Wang e Hsu, 2011). O fator de forma mede o quão próximo do ideal é a característica *V versus I* de um painel fotovoltaico, relacionando o ponto de potência máxima (PPM) com a potência total teórica, que se refere ao produto da tensão de circuito aberto com a corrente de curto-circuito.

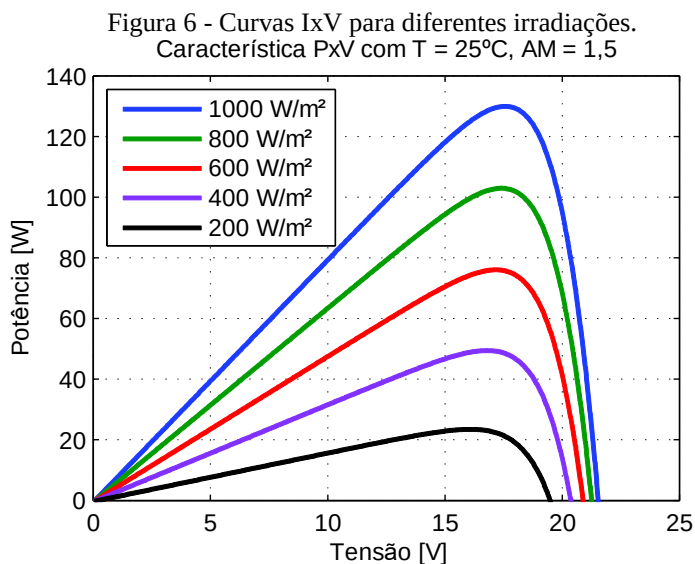
2.2.1 Características elétricas de painéis fotovoltaicos

As células fotovoltaicas possuem características de tensão e corrente bem definidas. Suas grandezas elétricas variam de forma não linear e são fortemente dependentes de fatores externos como a irradiação solar e a temperatura.

Como painéis fotovoltaicos são associações de células, as características elétricas das células são mantidas. Na Figura 6, são exibidas curvas características de corrente por tensão para um painel fotovoltaico modelo SW 130, fabricado pela SolarWord® (Solarworld, 2011).

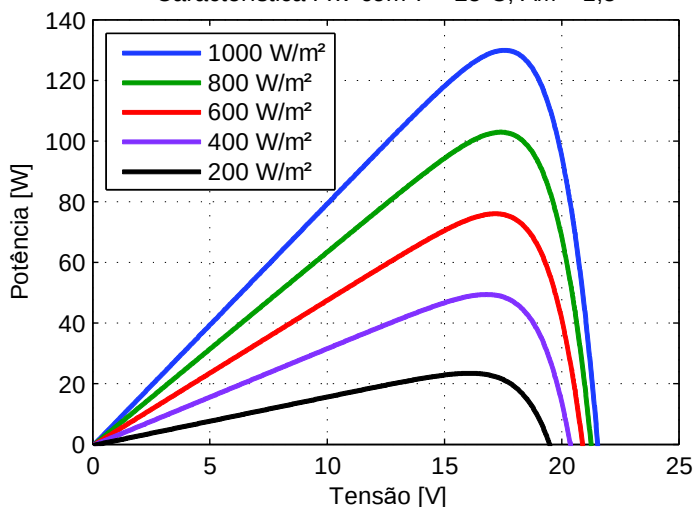
Nota-se, na Figura 6, que as correntes de curto circuito em um painel têm forte influência da irradiação solar. As tensões de circuito aberto também variam com a irradiação solar, mas são menos dependentes. Os joelhos das curvas *I_xV* representam o ponto de máxima potência do painel, que ficam situados próximos a um mesmo valor de tensão para diferentes valores de irradiação solar.

Na Figura 7 são mostradas as curvas de potência por tensão para as mesmas variações de irradiação mostradas na Figura 6. Nesta figura, fica evidente que a variação de irradiação tem direta influência na potência produzida pelo painel fotovoltaico.



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

Figura 7 - Curvas PxV para diferentes irradiações.
Característica PxV com $T = 25^{\circ}\text{C}$, $\text{AM} = 1,5$



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

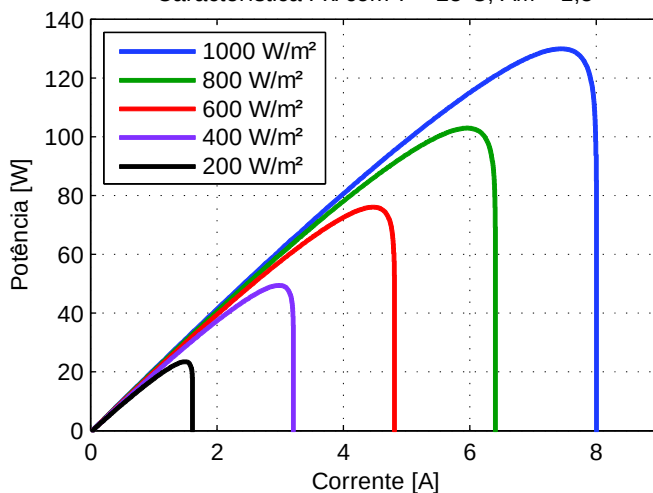
A Figura 8 mostra a curva de potência pela corrente para o painel SW 130, nas mesmas condições apresentadas nas figuras anteriores.

Na curva PxI, nota-se que o comportamento da corrente após o ponto de máximo é brusco, ou seja, com uma pequena variação de corrente se vai do ponto de máximo de potência ao curto-circuito do painel, correspondente ao zero de potência. Já na curva de potência por tensão, as variações são menos bruscas em torno do ponto de máxima potência, ou seja, a variação relativa de tensão no entorno do ponto de máxima potência é menor que a variação relativa de corrente para o mesmo ponto.

A temperatura ambiente também influencia a geração de energia de um painel fotovoltaico. Na Figura 9 são exibidas curvas onde a irradiação solar é mantida constante e a temperatura é variada. Nota-se que o ponto de máxima potência, juntamente com a tensão de máxima potência, desloca-se com a variação de temperatura. Ao passar de um dia

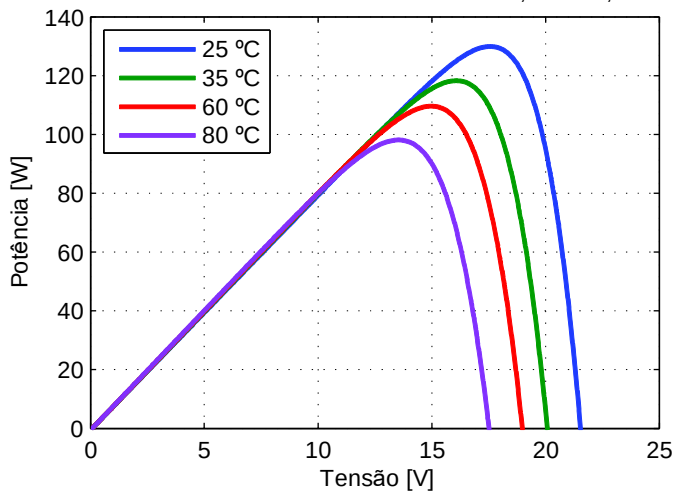
normal, é comum que a temperatura varie, e, com isso, variem-se as características elétricas dos painéis.

Figura 8 - Curvas P_xI para diferentes irradiações.
Característica P_xI com T = 25°C, AM = 1,5



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

Figura 9 - Curvas P_xV para diferentes níveis de temperatura ambiente.
Característica P_xV com S = 1000W/m², AM = 1,5



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

Para contornar as variações de irradiação solar e temperatura, que são corriqueiras e naturais, é comum o uso de conversores estáticos juntamente com um algoritmo de SPPM. O algoritmo de SPPM encontra o ponto de máxima potência do painel e, caso haja alteração deste ponto devido a uma variação de irradiação ou temperatura, o algoritmo o rastreia, de forma a manter o painel fornecendo sempre o máximo de energia possível.

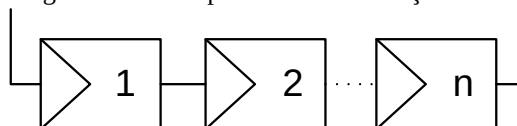
2.2.2 Associações de Painéis

Esta seção apresenta alguns tipos associações de painéis fotovoltaicos e suas características. Devido à grande quantidade de associações de painéis existente, são abordadas as associações mais relevantes.

2.2.2.1 Associação série

A associação série, também referida como série simples (SS), é utilizada para se obter maior tensão de saída. Dentre suas características, está a alta tensão de saída, resultante da soma das tensões de cada painel individual, a mesma corrente para todos os painéis e, sempre limitada pelo painel de menor corrente. Na Figura 10, é mostrado um exemplo de uma associação série de painéis.

Figura 10 - Exemplo de uma associação série.



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

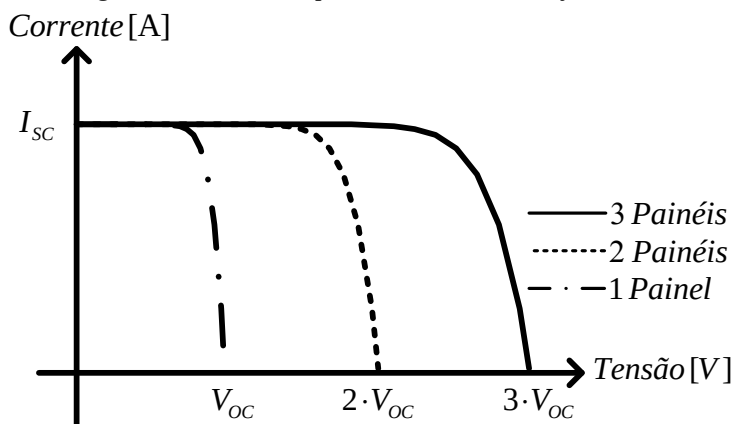
A Figura 11 mostra curvas características de tensão e corrente para associações série de 1, 2 e 3 painéis em série. No caso de sombreamento em um painel, o montante de energia

fotovoltaica gerada pode ser fortemente influenciado. Como meio de redução da influência do sombreamento nos painéis, é necessário o uso de diodos de *by-pass* em paralelo com cada painel. O valor de tensão para uma associação série é determinada pela equação (1), e a corrente é determinada pela equação (2).

$$V_{série} = V_1 + V_2 + \dots + V_n \quad (1)$$

$$I_{série} = I_1 = I_2 = \dots = I_n \quad (2)$$

Figura 11 - Curva I-V para diferentes associações série.



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

2.2.2.2 Associação paralela

A associação em paralelo, também conhecida como paralelo simples (PS), deve ser usada quando se necessita uma corrente maior que um único painel consegue fornecer. As suas características são alta corrente de saída, resultante da soma das correntes individuais, e uma mesma tensão para todos os painéis. É comum o uso de um diodo de bloqueio em série com o painel, com o intuito impedir correntes de um painel de maior tensão circule para um de menor tensão, evitando o

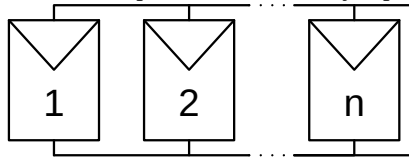
aquecimento do painel. Um exemplo de associação paralela é mostrado na Figura 12. A Figura 13 mostra a curva característica entre corrente e tensão para diferentes associações paralelas de painéis. A tensão de uma associação paralela pode ser expressa pela equação (3), e a corrente pela equação (4).

$$V_{\text{paralelo}} = V_1 = V_2 = \dots = V_n \quad (3)$$

$$I_{\text{paralelo}} = I_1 + I_2 + \dots + I_n \quad (4)$$

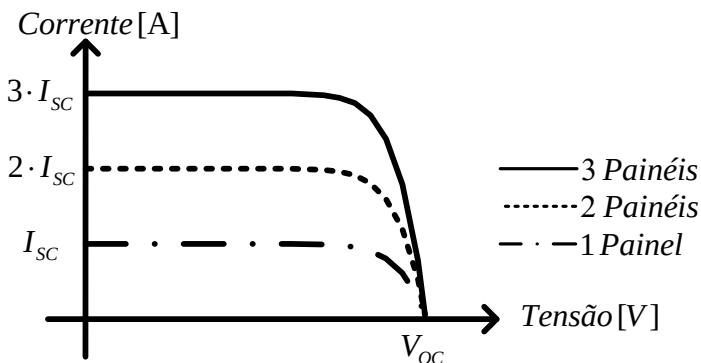
A associação paralela tem melhor desempenho que a série em condições de sombreamentos, porém, sem os diodos de bloqueio, apresenta perdas por incompatibilidade entre os painéis. Essas perdas ocorrem quando, para uma dada radiação solar, há uma pequena diferença na tensão resultante dos painéis, causando a circulação de corrente reversa no de menor tensão.

Figura 12 - Exemplo de uma associação paralela.



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

Figura 13 - Curva I-V para diferentes associações paralela.



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

2.2.2.3 Associações mistas

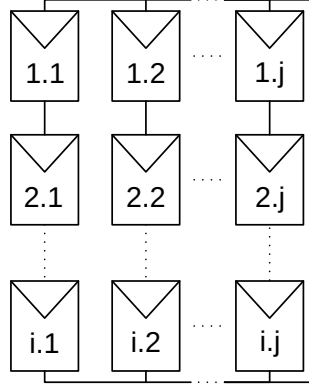
Associações mistas são resultantes de associações série e paralelas (SP). São adequadas para sistemas de maior potência, onde é necessária tensão e corrente maiores que a disponibilizada por um arranjo simples. Existem diferentes tipos de associações mistas com diferentes características, podendo-se citar série-paralelo simples, série-paralelo com conexões redundantes (em inglês *total-cross-tied* (TCT)), pontes interligadas (em inglês *bridge-linked*) e favo de mel (em inglês *honeycomb*) (Kaushika e Gautam, 2003; Wang e Hsu, 2011; Vijayalekshmy *et al.*, 2016).

Um exemplo de associação mista série-paralelo simples é exibida na Figura 14. A Figura 15 mostra a curva característica entre corrente e tensão para diferentes associações mistas série-paralelo. A tensão de uma associação série-paralelo pode ser expressa pela equação (5), e a corrente pela equação (6), se todos os painéis estiverem sob a mesma condição. Por se tratar de associações mais complexas, em associações mistas, o valor das tensões e correntes resultantes é obtido por resolução de sistemas lineares (Wang e Hsu, 2011).

$$V_{\text{série-paralelo}} = V_{1,x} + V_{2,x} + \dots + V_{i,x} \quad (5)$$

$$I_{\text{série-paralelo}} = I_{x,1} + I_{x,2} + \dots + I_{x,j} \quad (6)$$

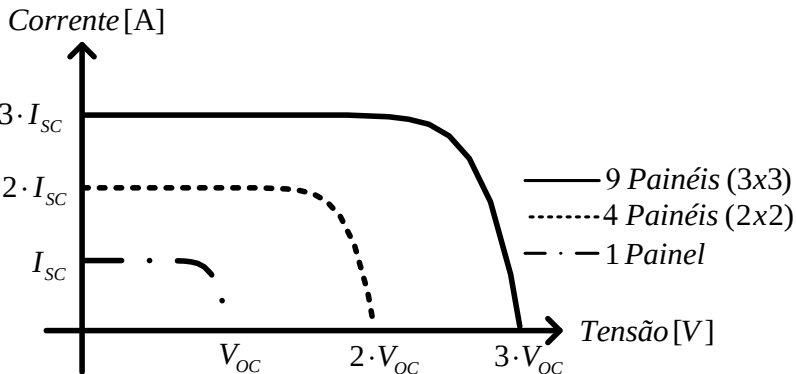
Figura 14 - Exemplo de uma associação mista.



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

Em associações mistas, é possível que haja perdas por incompatibilidade entre os painéis, porém são reduzidas em comparação com as perdas que podem surgir em associações paralelas.

Figura 15 - Curva I-V para diferentes associações mistas.



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

No Quadro 1, é mostrado um resumo das características de um arranjo fotovoltaico originado pela associação de painéis fotovoltaicos. A comparação dos parâmetros entre os tipos de associação se torna fácil com o uso deste quadro, porém características como influências a sombreamentos bem como imunidade a perdas por incompatibilidade, não são descritas e, devem ser levadas em consideração no momento de escolha da melhor configuração. Na coluna de conexão mista, foi apenas considerada a configuração série-paralela simples, podendo haver diferença para os outros tipos de associações mistas.

Quadro 1 - Parâmetros equivalentes de um arranjo fotovoltaico.

Parâmetro	Série	Paralela	Mista
Número de <i>strings</i> em paralelo	1	N_p	N_p
Número de painéis por <i>string</i>	N_s	1	N_s
Resistência Série $R_{S_{arranjo}}$	$N_s R_{S_{painel}}$	$\frac{R_{S_{painel}}}{N_p}$	$\frac{N_s}{N_p} R_{S_{painel}}$
Resistência. Paralela $R_{P_{arranjo}}$	$N_s R_{P_{painel}}$	$\frac{R_{P_{painel}}}{N_p}$	$\frac{N_s}{N_p} R_{P_{painel}}$
Corrente fotogerada $I_{Ph_{arranjo}}$	$I_{Ph_{painel}}$	$N_p I_{Ph_{painel}}$	$N_p I_{Ph_{painel}}$
Tensão de saída $V_{arranjo}$	$N_s V_{painel}$	V_{painel}	$N_s V_{painel}$
Corrente de saída $I_{arranjo}$	I_{painel}	$N_p I_{painel}$	$N_p I_{painel}$

Fonte:(Martins *et al.*, 2011)

2.2.3 Fator de forma

O fator de forma é uma figura de mérito de desempenho de painéis fotovoltaicos que não é relacionado diretamente a

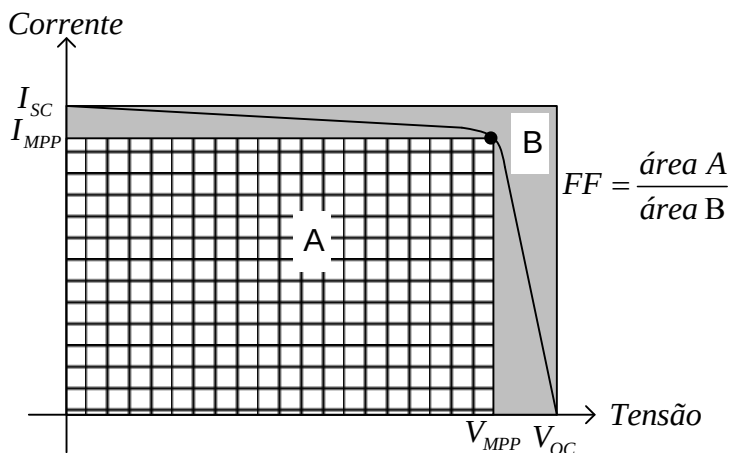
uma grandeza física como a tensão de circuito aberto ou corrente de curto-circuito (Algora e Rey-Stolle, 2016). É um parâmetro que relaciona a máxima potência gerada pelo painel pelo produto de V_{oc} (Tensão de circuito aberto) e I_{sc} (Corrente de curto-circuito) com a potência máxima do painel, obtida pelo multiplicação de V_{ppm} com I_{ppm} . É uma forma útil de avaliar o desempenho de um painel fotovoltaico sob irradiação solar. A expressão matemática é exibida na equação (7).

$$FF = \frac{P_{MAX}}{P_{TOT}} = \frac{I_{ppm} \cdot V_{ppm}}{I_{sc} \cdot V_{oc}} \quad (7)$$

O valor do fator de forma varia conforme a tecnologia empregada na fabricação do painel, é diretamente influenciável pela tensão de circuito aberto gerada pelo painel e pela temperatura de operação do mesmo. Outro fator que interfere no fator de forma é a existência de resistências parasitas, identificado por uma curva de corrente por tensão menos quadrada. As resistências parasitas causam perdas nos painéis e consequentemente resultam em um baixo fator de forma,.

A Figura 16 mostra graficamente o fator de forma de um gerador fotovoltaico.

Figura 16 - Representação gráfica do fator de forma



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

Para comparar o desempenho de diferentes associações de painéis, é simulado uma condição de sombreamento entre três associações diferentes, com e sem diodo de *by-pass* em paralelo com cada painel.

Os tipos de associações escolhidas para a simulação são série simples, série-paralelo e série-paralelo com conexões redundantes. A condição imposta para cada tipo de associação é o sombreamento parcial de 50% de dois painéis. Cada painel recebe 1000W/m^2 , enquanto os sombreados recebem 500W/m^2 .

As associações consistem na ligação de dezoito painéis, sendo ligados em série, ou série-paralelo conforme associação escolhida. Os painéis simulados possuem potência de pico de 130W e todas as outras condições de teste são definidas como as condições-padrão de ensaio, em inglês *Standard Test Conditions* (STC), exceto a radiação solar dos painéis sombreados. Na Os dados para simulação dos painéis foram extraídos da folha de dados do painel SW 130 (Solarworld, 2011).

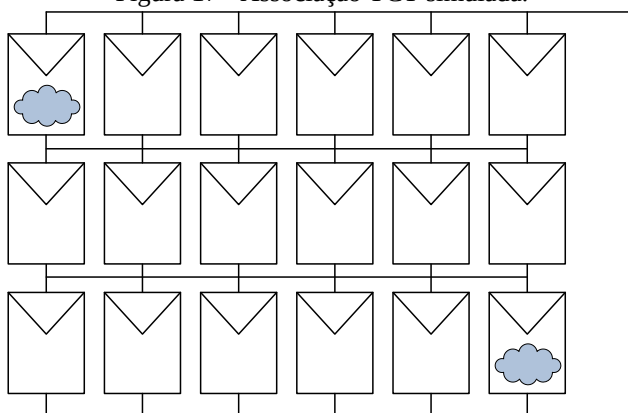
Tabela 1 – Condições-padrão de ensaio

Característica	Valor
Temperatura da célula	25°C
Massa de ar	1,5
Irradiância solar	1000W/m ²

Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

Na Figura 17, é exibida a situação de sombreamento para a associação TCT. Na associação SP, os painéis sombreados são os mesmos, e na associação SS os painéis sombreados são o primeiro e o último da ligação.

Figura 17 - Associação TCT simulada.



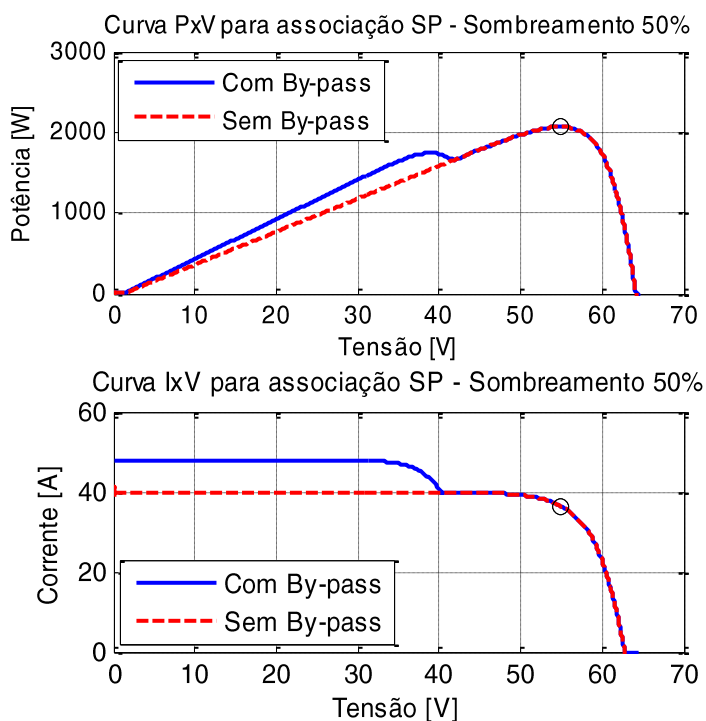
Fonte Produção do próprio autor, 2016.

Na Figura 18, são exibidas as curvas de potência vs tensão, corrente vs tensão da associação SP com e sem diodo de *by-pass*. Os diodos usados na simulação foram considerados ideais, não apresentando queda de tensão quando polarizados diretamente e não possuem corrente de fuga quando polarizados reversamente. Nota-se que, na associação SP, o ponto de máximo não se altera com a adição de diodos de *by-pass* nos painéis, apenas aumenta a corrente de curto-circuito e

cria por consequência um ponto de máximo local, que pode ser uma armadilha para alguns algoritmos de SPPM.

Dependendo do sombreamento parcial sobre os painéis, é possível que o ponto de máximo mais à esquerda possua maior potência do que o da direita. Neste caso, sem os diodos de by-pass, o máximo da esquerda (global) é completamente desprezado e o sistema se mantém no máximo da direita (local), perdendo capacidade de extrair a máxima energia do arranjo. Por isso, o diodo de *by-pass* é utilizado na maioria dos painéis comerciais.

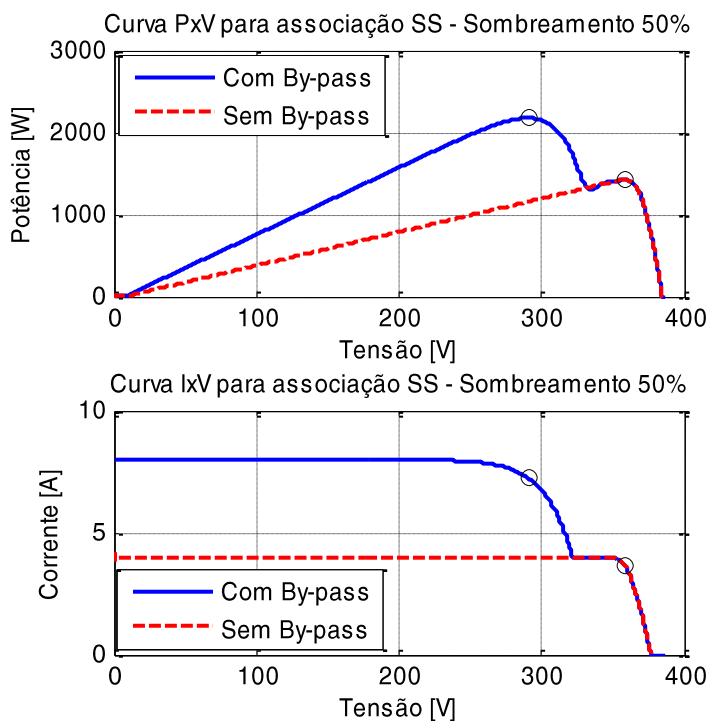
Figura 18 - Curvas de potência e corrente da associação SP sob sombreamento.



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

Na Figura 19, são exibidos os resultados para a associação SS. Há uma notável diferença no ponto de máximo com a adição de diodos de *by-pass*, aumentando também a corrente de curto-circuito e a consequente melhora no fator de forma da associação, superando a associação SP neste quesito.

Figura 19 - Curvas de potência e corrente da associação SS sob sombreamento.

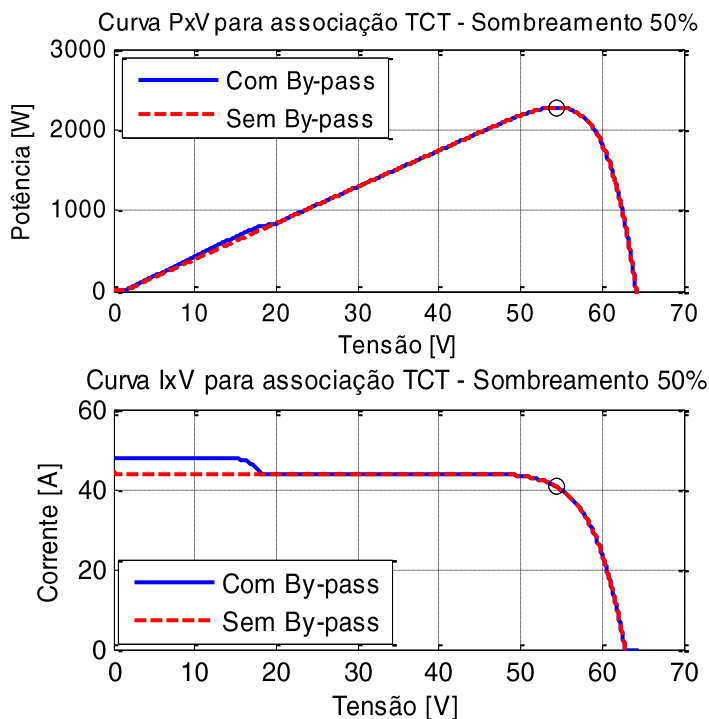


Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

Os resultados para a associação TCT são exibidos na Figura 20. Mesmo sem diodo de *by-pass*, o máximo de potência se manteve no mesmo ponto e a corrente de curto circuito foi pouco reduzida, se mostrando um configuração

mais robusta à sombreamentos com painéis sem diodos de *by-pass*.

Figura 20 - Curvas de potência e corrente da associação TCT sob sombreamento.



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

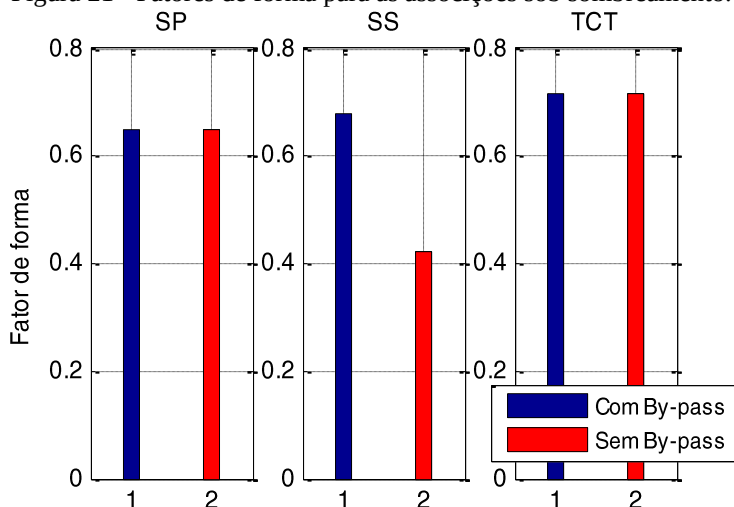
Na Figura 21 são apresentados os resultados dos fatores de forma para as associações SP, SS e TCT. Os resultados foram obtidos por dados extraídos das curvas P vs V anteriormente exibidas, com e sem o diodo de *by-pass*. O resultado mostra que o arranjo TCT obteve o mesmo fator de forma com ou sem diodos de *by-pass*, obtendo o maior valor de fator de forma dos arranjos comparados resultando em 0,715.

A associação SS obteve um aumento significativo do seu fator de forma ao colocar diodos de *by-pass* em paralelo com os painéis, aumentando de 0,422 para 0,682 com os diodos de *by-pass*. A associação SP, semelhantemente à associação TCT obteve o mesmo fator de forma com o sem diodos de *by-pass* em paralelo com os painéis. O fator de forma obtido por esta associação foi de 0,649.

Comparando a associação TCT à SS, tem-se que a associação TCT oferece 4,5% mais energia em condições de sombreamento se houver diodo de *by-pass* e até 69,5% mais energia quando não é usado diodo de *by-pass*. Ao comparar-se o desempenho da associação TCT com a associação SP, a associação TCT oferece 10,2% a mais de energia em condições de sombreamento, com ou sem diodo de *by-pass*. A associação TCT se mostra superior aos outros tipos de associações de painéis em diversas condições de sombreamento, além de obter menores perdas por incompatibilidade e melhor fator de forma dentre as associações analisadas, conforme apresentado por vários autores (Redl *et al.*, 1991; Kaushika e Gautam, 2003; Maki e Valkealahti, 2012; El-Dein *et al.*, 2013; Jazayeri *et al.*, 2014; Vijayalekshmy *et al.*, 2016).

Essa comparação, e as diversas referências, mostram que se pode melhorar a eficiência do sistema fotovoltaico em situações de sombreamentos. Também é possível analisar a viabilidade de uso de sistemas em baixa tensão para aumento da eficiência do sistema em condições de sombreamento.

Figura 21 - Fatores de forma para as associações sob sombreamento.



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

2.2.4 Associação de painéis escolhida

A associação de painéis escolhida para este trabalho é a associação TCT. A escolha desse tipo de associação se fez pelas vantagens que ela oferece, como melhor fator de forma em condições de sombreamento parcial e menores perdas nos painéis por incompatibilidade. Apesar de requerer maior investimento em infraestrutura, com maior quantidade de cabos e caixas de conexão de cabos para fazer as ligações entre os painéis, há um ganho considerável de potência em condições de sombreamento que justifica a aplicação (Kaushika e Gautam, 2003).

2.3 Algoritmos de seguimento do ponto de máxima potência

A energia fotovoltaica é conhecida por ser uma energia com alto custo de aquisição e, para reduzir o tempo de retorno do investimento, é importante manter a produção de energia no máximo possível. Como visto anteriormente, a produção de

energia pelos painéis é alterada com mudanças de irradiação e de temperatura que causam mudança no ponto de máxima potência.

Sistemas rastreadores de máxima potência são compostos por um conversor estático controlado e um algoritmo de rastreamento de máximo de potência. O conversor é ligado ao painel ou arranjo de painéis e, a partir de uma referência definida pelo algoritmo controla a tensão nos terminais do painel ou ainda controla a corrente drenada do painel. Através de sensores de tensão e corrente, o algoritmo muda a referência gerada a fim de manter o arranjo no máximo ponto de potência.

Existem diversos tipos de algoritmos seguidores de PPM. A seguir, são apresentadas as principais características de dos algoritmos de SPPM mais comuns.

2.3.1 Razão cíclica constante

A técnica de razão cíclica constante (CDC- *Constant Duty Cycle*) é considerada uma das mais simples, em que consiste em um pré-ajuste da razão cíclica do conversor ligado aos painéis, de modo que a sua curva de carga intercepte a curva de geração dos painéis no ponto de máxima potência (Martins *et al.*, 2011). O ajuste da razão cíclica é realizado para um ponto de operação específico, com temperatura e irradiância definidas.

Por ser uma técnica simples e sem realimentação, há algumas deficiências em seu funcionamento, como o não seguimento do PPM no caso de mudanças climáticas ou mudanças de carga no conversor.

2.3.2 Tensão constante

O método da tensão constante (CV- *Constant Voltage*) também é considerado um método simples, sendo que a tensão dos painéis é mantida constante em um valor de referência que

corresponde ao ponto de máxima potência (Martins *et al.*, 2011). A tensão de máximo ponto de potência pode variar com a radiação solar, como mostrado na Figura 7, embora essa variação em tensão seja muito pequena. Ao perturbar a temperatura ambiente como mostrado na Figura 9, há uma diferença considerável entre as tensões de PPM. Neste caso, a técnica de tensão constante se mostra menos eficiente, sendo mais bem indicada para situações onde a variação da temperatura ambiente não seja muito grande.

2.3.3 Método da corrente de curto circuito

O método da corrente de curto circuito consiste em medir a corrente de curto circuito do painel para a atual condição e, então, é gerada uma referência de corrente proporcional ao o valor da corrente de curto circuito (Microchip, 2013). Este método submete o painel ao curto circuito por curtos períodos de tempo, porém são diversas vezes ao dia, expondo o painel a situações de estresse e altas perdas que podem ser evitadas com outro método de SPPM. Há também a necessidade da instalação de um dispositivo para fazer o curto circuito no painel.

2.3.4 Método da tensão de circuito aberto

O método da tensão de circuito aberto é o dual do método da corrente de curto circuito, baseando-se no fato de que a tensão onde ocorre a máxima potência é um valor proporcional ao valor da tensão de circuito aberto para a mesma condição (Microchip, 2013). Neste método, é necessário colocar um interruptor entre o painel e o conversor para que seja possível realizar a medida da tensão de circuito aberto. Para conversores com entrada *Buck*, o próprio interruptor permite que o painel fique em circuito aberto.

Semelhante ao método de corrente de curto circuito, não há transferência de potência quando a tensão de circuito

aberto é mensurada. Outra desvantagem deste método é a inclusão de uma chave adicional caso a topologia não possua em sua entrada.

2.3.5 Perturba e observa e *Hill Climbing*

Os métodos perturba e observa (P&O) e *Hill Climbing* são métodos mais elaborados que os outros já apresentados, onde é feita a leitura da tensão e da corrente do painel e, então, é realizado cálculo da potência. O método de funcionamento do algoritmo é causar uma perturbação e verificar o efeito. Caso a potência esteja convergindo para o ponto de máximo, a perturbação segue no mesmo sentido e, caso contrário, a perturbação é causada no sentido oposto à anterior até que se atinja o ponto de máxima potência ou até que se atinjam os limites do conversor, no caso razão cíclica ou tensão de entrada (Faranda *et al.*, 2008).

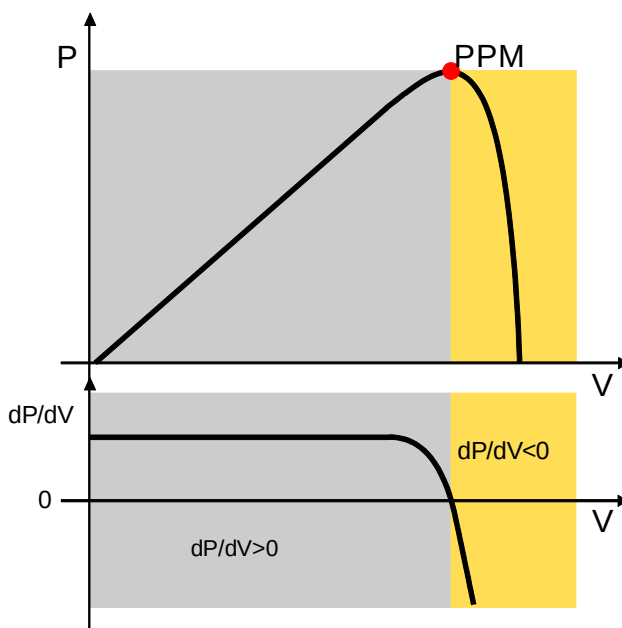
Apesar de serem técnicas mais elaboradas, elas possuem alguns problemas, como degraus de potência no painel fotovoltaico, oscilação em torno do ponto de máximo e divergência do ponto de máxima potência caso ocorra variações bruscas de irradiação solar. Os problemas de degraus de potência e oscilações em torno do ponto de máximo podem ser contornados utilizando-se um passo de incremento variável, que vai diminuindo conforme o ponto de operação se aproxima do ponto de máximo. O método *Hill Climbing*, diferencia-se do P&O apenas pela variável de controle que no caso do P&O é a tensão do painel e no *Hill Climbing* é a razão cíclica do conversor.

2.3.6 Condutância incremental

O método da condutância incremental possui um bom desempenho dinâmico, convergindo rápido para o ponto de máximo, além de pouca ou nenhuma oscilação em torno do ponto de máximo (Faranda *et al.*, 2008; Martins *et al.*, 2011). O

método baseia-se na observação da derivada da potência pela tensão, sendo o ponto de derivada zero referente à máxima potência, como pode ser visto na Figura 22.

Figura 22 - Curva de potência e derivada de potência pela tensão de um painel fotovoltaico.



Fonte: Adaptado de Martins *et al.* (2011).

Na Figura 22, notam-se duas regiões, uma onde $dP/dV > 0$ e outra onde $dP/dV < 0$. Quando a derivada de potência é positiva deve-se aumentar a tensão de saída do painel para alcançar o PPM. Caso a derivada seja negativa, deve-se diminuir a tensão do painel para alcançar PPM. Quanto mais longe do PPM maior é o valor da derivada e, quanto mais próximo ao ponto de máximo, menor é esse valor. Esse fato é usado no processo da convergência rápida e reduz a oscilação em torno do ponto de trabalho.

Este método de SPPM também pode ser aplicado à curva $P \times I$ do painel fotovoltaico.

2.3.7 Algoritmo de SPPM escolhido

O algoritmo de SPPM escolhido é o *Hill Climbing* modificado. Escolheu-se aplicar um algoritmo baseado em corrente, devido ao conversor utilizado possuir controle de corrente no seu primário. Nesse caso, como o algoritmo gera uma referência de corrente para o controle do conversor, não é necessário incluir um controlador para a tensão da entrada do conversor, como seria se fosse utilizado um algoritmo baseado em tensão. Além disso, esse método foi escolhido por ser um algoritmo simplificado e efetivo na localização do ponto de máxima potência.

2.4 Conclusão

Este capítulo apresentou uma breve introdução do funcionamento das células, módulos e painéis fotovoltaicos. Também foram expostas as características elétricas dos elementos fotovoltaicos quando estes são associados. O fator de forma, que é uma figura de mérito usada para comparações de células, módulos, painéis, ou associações, foi apresentado. Através do fator de forma, pode-se escolher um tipo de célula ou um tipo de associação de painéis, a fim de se obter melhores resultados em termos de rendimento.

Este capítulo também mostrou uma revisão dos métodos de SPPM mais utilizados na literatura, sendo escolhido o método mais adequado para a aplicação, o *Hill Climbing* modificado, devido a ser um algoritmo baseado em corrente, simplificando o circuito de controle, e possui bom desempenho no seguimento do ponto de máxima potência.

3 ANÁLISE DO CONVERSOR CC-CC

Conversores estáticos são circuitos eletrônicos com o intuito de processar energia elétrica aplicada em sua entrada para que em sua saída tenha valores de tensão e corrente conforme projetado. Os conversores são classificados de acordo com o tipo de tensão e corrente na sua entrada e saída, podendo ser do tipo ca ou cc. Os tipos de conversores estáticos podem ser classificados em:

- cc-cc: corrente contínua na entrada e saída;
- cc-ca: corrente contínua na entrada e corrente alternada na saída (inversores);
- ca-ca: corrente alternada na entrada e saída;
- ca-cc: corrente alternada na entrada e corrente contínua na saída (retificadores)

Na geração a partir de painéis fotovoltaicos é necessário o uso de conversores cc-cc ou cc-ca ou ainda a combinação de ambos. Para alcançar os objetivos deste trabalho, é necessário transformar a energia de um arranjo de painéis em três saídas de tensão e corrente contínua, elevando-se a tensão dos painéis ao nível de trabalho da entrada do inversor multipulsos. Para isto, deve-se usar um conversor cc-cc.

Na literatura de eletrônica de potência, são apresentados muitos conversores cc-cc (Barbi e Souza, 1999; Erickson e Maksimovic, 2004; Martins e Barbi, 2006; Williams, 2006; Barbi, 2007; Kazimierczuk, 2008), porém, devido aos requisitos do sistema proposto, é necessário que haja isolamento galvânica entre as três saídas, elevação de tensão entre entrada e saída e isolamento galvânica entre entrada e saídas, proporcionando maior segurança, isolando os painéis da rede elétrica, impedindo a circulação de correntes de modo comum e correntes de fuga entre o inversor e os painéis.

3.1 Revisão de conversores cc-cc

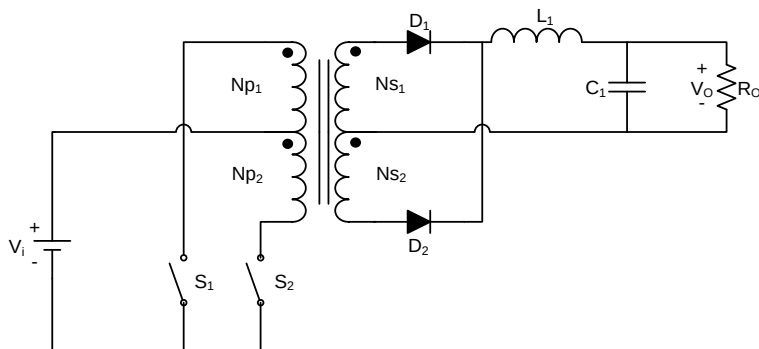
Nesta seção é feita uma revisão das topologias de conversores cc-cc isolados, destacando as principais características de cada um, visando a melhor escolha para aplicação no sistema proposto.

3.1.1 Conversor *Push-Pull*

O conversor *Push-Pull* possui princípio de funcionamento baseado no conversor Buck, porém, há a possibilidade de se elevar a tensão de entrada por meio da relação de espiras do transformador do conversor. Sendo assim, o ganho estático deste conversor depende da razão cíclica e da relação de transformação, possibilitando o seu uso como conversor de alto ganho. O esquema elétrico do conversor é mostrado na Figura 23.

Outra característica deste conversor é a sua saída com característica de fonte de corrente, sendo possível realizar o controle do conversor por meio da corrente de saída. Estas características são comuns de todos os conversores isolados baseados no conversor Buck sendo eles: Forward, Conversor Meia Ponte e Conversor Ponte Completa.

O conversor *Push-Pull* utiliza um transformador com dois enrolamentos primários e dois secundários, usando um dos enrolamentos a cada semi-ciclo. O transformador é auto desmagnetizante, devido à corrente ora entrar no ponto e ora sair do ponto, alternando o fluxo magnético no núcleo do transformador. O núcleo do transformador pode excursionar nos quatro quadrantes da curva B-H, porém, há uma subutilização da janela do transformador, pois apenas um enrolamento primário e secundário é usado por vez.

Figura 23 - Conversor *Push-Pull*.

Fonte: Adaptado de Kazimierczuk (2008).

No conversor *Push-Pull*, a indutância de dispersão do transformador causa sobretensão nas chaves, sendo necessário o uso de circuitos de auxílio à comutação para não utilizar componentes superdimensionados. No circuito ideal, as chaves devem suportar o dobro da tensão de entrada, e os diodos de saída devem suportar o dobro da tensão de saída.

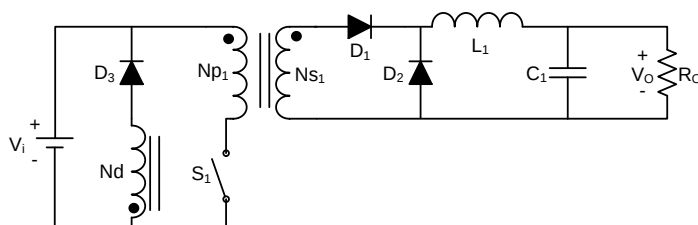
3.1.2 Conversor *Forward*

O conversor *Forward*, é também conhecido como conversor *Buck* isolado. O circuito de potência do conversor é mostrado na Figura 24. Neste conversor, é necessário adicionar um enrolamento de desmagnetização no transformador, pois o transformador é utilizado apenas no primeiro quadrante da curva B-H e, portanto, o enrolamento de desmagnetização é necessário para o bom funcionamento do conversor. Um tempo para desmagnetização deve ser considerado no projeto, limitando a razão cíclica. Este conversor é normalmente empregado em aplicações de baixa potência, devido ao pouco aproveitamento do transformador.

O esforço de tensão na chave é a tensão de entrada mais o valor refletido do enrolamento de desmagnetização para o primário e, na saída, o diodo deve suportar a tensão de entrada

refletida para a saída. O diodo de desmagnetização deve suportar a tensão de entrada mais a tensão refletida do enrolamento primário no enrolamento de desmagnetização.

Figura 24 - Conversor *Forward*.



Fonte: Adaptado de Kazimierczuk (2008).

3.1.3 Conversor Meia Ponte

O conversor meia ponte recebe este nome pelo tipo do inversor usado. Nesta topologia é necessário que a tensão de entrada seja dividida em duas partes iguais, facilmente obtido com capacitores em série com um ponto comum. O circuito do conversor é exibido na Figura 25.

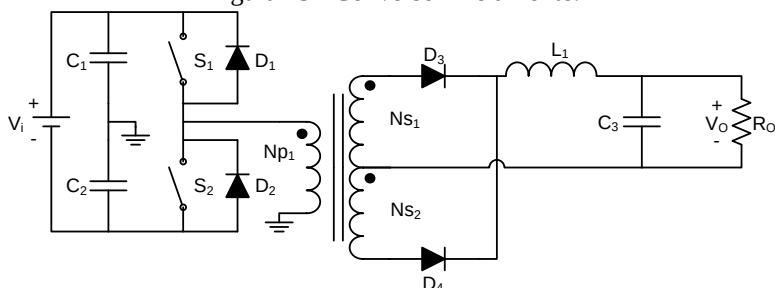
Este conversor processa mais potência que o conversor *Forward*, submetendo as chaves a um esforço de tensão menor: a tensão total de entrada (V_i). No secundário, o circuito retificador pode ser de onda completa com tape central, ou retificador com ponte completa para transformadores sem tape central. Para aplicações de baixa tensão e alta corrente, a topologia com retificador de onda completa e tape central é uma boa opção, devido à menor queda de tensão nos diodos, porém, o esforço de tensão nos diodos é duas vezes maior que no retificador de ponte completa.

No circuito da Figura 25 foi adotado o retificador de onda completa com tape central. Nesta configuração os diodos de saída devem suportar o dobro da tensão refletida do primário para o secundário. Nesta topologia não há a

ocorrência de sobretensões causadas pela indutância de dispersão do enrolamento primário do transformador, já que a energia armazenada na indutância de dispersão do transformador é devolvida à fonte de entrada por meio dos diodos D1 e D2.

Esta topologia é passível de operar com comutação suave, através da alteração do tipo da modulação de largura de pulso, e usando-se dos elementos intrínsecos dos componentes e do circuito (Barbi e Souza, 1999). O uso de comutação suave trás benefícios para o conversor, como menores perdas por comutação e menor geração de interferência eletromagnética.

Figura 25 - Conversor Meia Ponte.

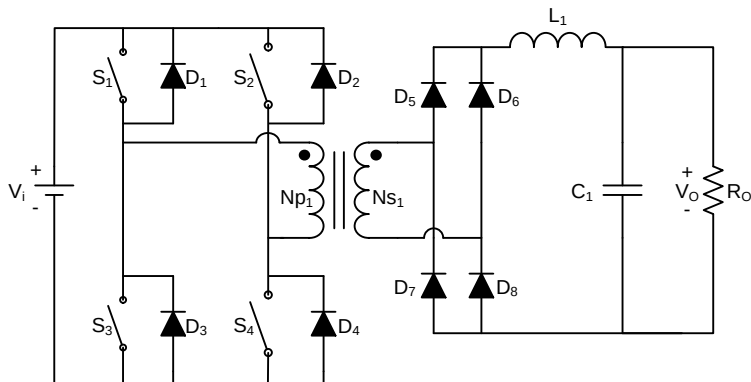


Fonte: Adaptado de Kazimierczuk (2008).

3.1.4 Conversor Ponte Completa

O conversor ponte completa possui algumas vantagens em relação aos outros conversores cc-cc, como menores esforços de tensão sobre os semicondutores do circuito inversor e melhor aproveitamento do transformador, usando-o nos quatros quadrantes da curva B-H e, o circuito é auto desmagnetizante. Da mesma maneira que no conversor meia ponte, o retificador de saída do conversor ponte completa pode variar entre retificadores de onda completa com tape central no transformador ou retificador de ponte completa, visando o melhor desempenho do conversor conforme aplicação.

Figura 26 - Conversor Ponte Completa.



Fonte: Adaptado de Kazimierczuk (2008)

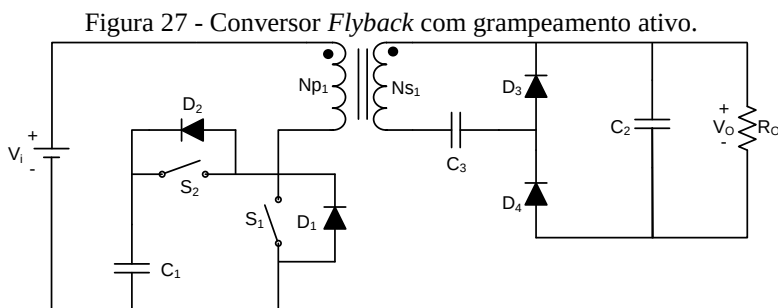
Na literatura, este conversor é indicado para potências de 500 W a 5 kW. Esta topologia também é passível de operar com comutações suaves, por meio de uma modulação de deslocamento de fase e, caso necessário, adicionando alguns elementos de auxílio à comutação (Barbi e Souza, 1999), obtendo os benefícios da comutação suave.

3.1.5 Conversor Flyback com grampeamento ativo

O conversor *Flyback* também é conhecido como conversor *Buck-Boost* isolado, e tem como principais aplicações circuitos de baixa potência, com não mais que algumas centenas de watts. O transformador do *Flyback* é, na verdade, um indutor acoplado, onde a energia é armazenada e depois transferida à saída. Para potências elevadas, o volume do indutor acoplado torna-se elevado, fazendo com que esta topologia se torne inviável.

O conversor *Flyback* com grampeamento ativo foi proposto por Choi *et al.* (2011), apresenta comutação suave e alta eficiência, diferente do conversor *Flyback* convencional. O

circuito elétrico do conversor *Flyback* com grampeamento ativo é mostrado na Figura 27.



Fonte: Adaptado de Choi *et al.* (2011).

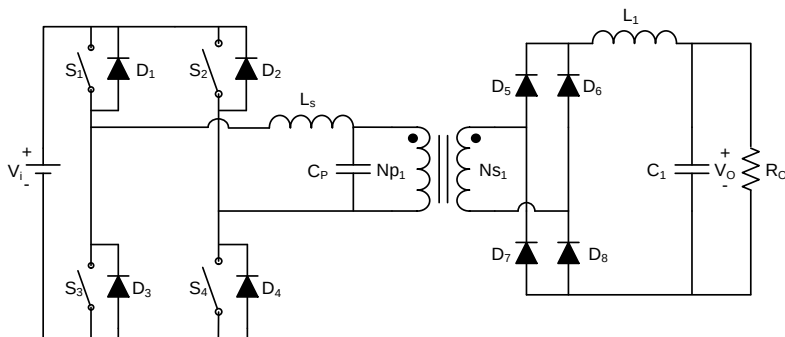
3.1.6 Conversor Ponte Completa ressonante

Um conversor ponte completa ressonante, proposto por Chakraborty e Sensarma (2012), possui aplicação em energia fotovoltaica. A topologia apresenta alta eficiência e comutação suave. Através de uma modulação por deslocamento de fase, é obtido comutação suave nos semicondutores do lado primário do conversor e, por meio de um circuito ressonante LCL, formado por um indutor e capacitor adicionados ao circuito, mais a indutância de dispersão do transformador, é responsável pelo ajuste do ganho do conversor. O conversor realiza o SMPP do arranjo fotovoltaico ligado à sua entrada, sendo necessário o controle da frequência e da razão cíclica do conversor para o correto funcionamento do SMPP.

O circuito elétrico do conversor Ponte Completa ressonante é exibido na Figura 28. Apesar de vários pontos positivos, como comutação suave e alta eficiência, o conversor necessita de um controle em frequência e ainda um controle da

razão cíclica, dificultando o projeto e implementação do conversor e do controle.

Figura 28 - Conversor Ponte Completa ressonante com filtro LCL.



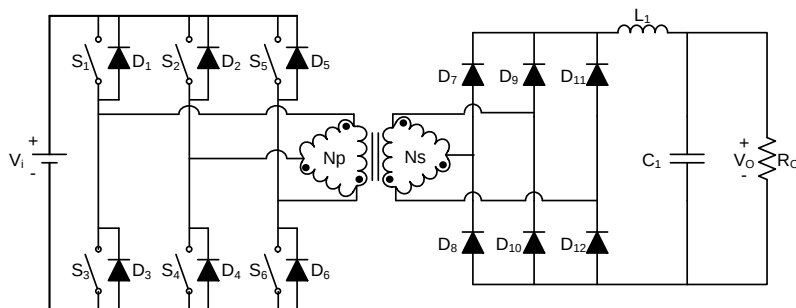
Fonte: Adaptado de Chakraborty e Sensarma (2012).

3.1.7 Conversor cc-cc Trifásico

O conversor Ponte Completa é uma boa opção para potências processadas até algumas unidades de quilowatts e, para potências maiores, o circuito começa a apresentar altos valores de perdas em componentes, inviabilizando sua aplicação. O conversor cc-cc trifásico, apresentado por Prasad *et al.* (1992), possui boas características para potências acima de 10kW e melhoria em diversos aspectos do conversor, como diminuição de perdas nas chaves, melhor aproveitamento do transformador e redução de volume de filtros. O circuito do conversor é mostrado na Figura 29.

Em contrapartida, é um conversor com circuito de potência mais complexo, com um transformador trifásico ou três monofásicos e maior quantidade de semicondutores.

Figura 29 - Conversor cc-cc Trifásico.



Fonte: Adaptado de Prasad *et al.* (1992).

3.2 Conversor utilizado

O conversor escolhido para a aplicação do sistema proposto é um conversor cc-cc ponte completa. Os principais motivos que levaram a escolha desse conversor são a baixa quantidade de componentes, possui potência processada compatível com o sistema proposto, é um conversor robusto e o sistema de controle para esse conversor é simplificado.

Outro motivo é que esse conversor é passível de ter todos os requisitos do sistema, como listado a seguir:

- Isolação galvânica entre entrada e saídas através do transformador de alta frequência;
- Isolação galvânica entre as três saídas do conversor através do transformador de alta frequência.
- Elevação de tensão da entrada para saída pela relação de espiras do transformador;
- Um conversor apenas para todo o arranjo de painéis, permitindo a aplicação de um único algoritmo SPPM para todo o arranjo.

O conversor cc-cc ponte completa ainda pode contar com comutação suave nos semicondutores do primário por meio de uma modulação por deslocamento de fase, melhorando

sua eficiência, que é um dos principais requisitos para uso em energia fotovoltaica.

Assim, um conversor cc-cc ponte completa isolado com múltiplas saídas utilizando modulação por deslocamento de fase é utilizado nesta aplicação. Uma das características deste conversor é a entrada em tensão e as saídas em corrente, como requisito para conexão com o inversor multipulsos. A entrada em tensão obriga o uso de capacitores em sua entrada devido aos painéis possuírem característica de fonte de corrente.

Um transformador de alta frequência é usado para prover isolamento galvânica entre primário e secundários, além de ser responsável pela elevação da tensão por meio da relação de espiras.

A saída do conversor deve ser em corrente contínua e com característica de fonte de corrente. Em cada secundário do transformador, há uma ponte retificadora com diodos de carbeto de silício (*Silicon Carbide* (SiC), em inglês), garantindo menores perdas em relação aos diodos convencionais. Para se obter a característica de fonte de corrente, é necessário o uso de indutores em série com a entrada do inversor multipulsos.

3.3 Análise qualitativa do conversor

A análise qualitativa visa explicar todas as etapas de funcionamento do conversor cc-cc ponte completa. As principais etapas ocorrem no primário do conversor, sendo o secundário do circuito composto apenas por componentes passivos e semicondutores não controlados e, por isso, a análise qualitativa é feita com os secundários refletidos ao primário.

As doze etapas de operação do conversor cc-cc podem ser encontradas nas referências de Sabaté *et al.* (1990), Redl *et al.* (1991) e de Barbi e Souza (1999), e, neste trabalho, há uma análise qualitativa por interpretação do autor.

O circuito elétrico para análise do conversor é formado pelos seguintes componentes:

- V_i : Fonte de tensão que representa o banco de capacitores na entrada do conversor.
- Chaves S_{1-4} : Chaves Semicondutoras de potência, com diodo intrínseco em antiparalelo (D_{1-4}) e capacitância intrínseca parasita (C_{1-4}), modelada para o auxílio à comutação.
- Diodos D_{5-16} : Diodos retificadores de rápida recuperação reversa.
- Indutor L_r : Indutor ressonante de auxílio à comutação.
- Transformador T : Transformador de alta frequência composto por um enrolamento primário e três enrolamentos secundários com relação de transformação igual entre o primário e os três secundários.
- Fonte de corrente de saída I_O' : representa a característica de saída do conversor. O valor de I_O' se refere à soma das três correntes de saída refletidas no primário.

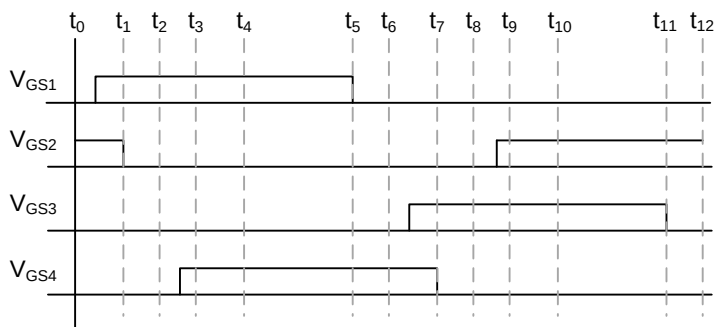
Nesta análise, os componentes são considerados ideais salvo as chaves do primário, onde são consideradas as capacitâncias parasitas.

As etapas de operação do conversor são divididas em intervalos de tempo menores que o período de comutação para o melhor entendimento do que acontece no circuito durante as comutações. As chaves do circuito são comandadas pelos sinais apresentados na Figura 30 e as etapas são divididas pelos períodos t_0 a t_{12} . O intervalo de tempo entre um período e outro é definido pela equação (8).

$$\Delta t_x = t_x - t_{x-1} \quad (8)$$

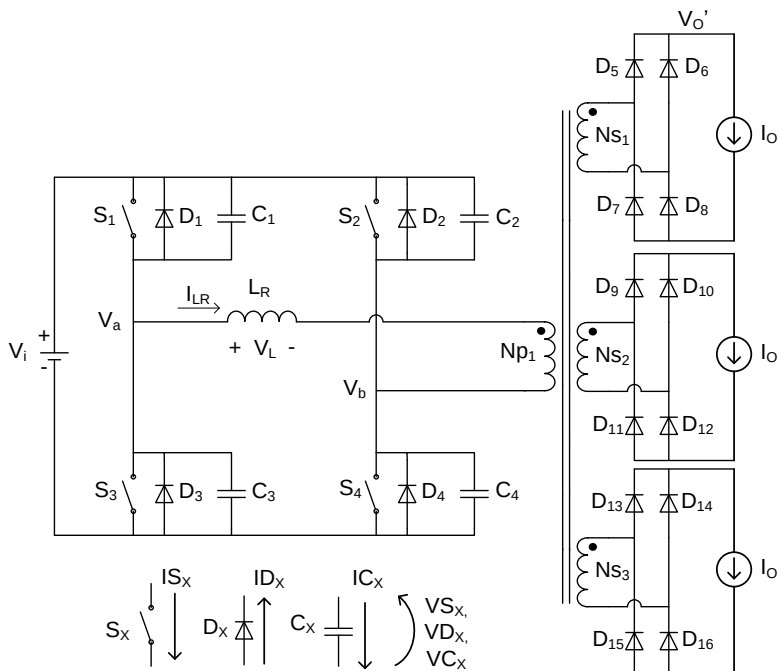
O circuito do conversor completo a ser analisado é apresentado na Figura 31, onde estão apontados os sentidos de tensão e corrente convencionados nos elementos do circuito.

Figura 30 - Sinais de comando das chaves do conversor.



Fonte: Adaptado de Barbi e Souza (1999).

Figura 31 - Circuito elétrico para análise do conversor.



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

3.3.1 Primeira etapa

A primeira etapa de operação representa o instante de tempo t_0 - t_1 . A corrente do indutor ressonante está em roda livre através do diodo D_1 e pela chave S_2 que está fechada. A corrente no indutor permanece constante, devido a não haver perdas ou fontes de tensão no circuito equivalente desta etapa. O valor da corrente no indutor nesta etapa é equivalente à corrente de saída refletida ao primário. É nesta etapa que deve ser enviado um comando para a chave S_1 . No secundário do transformador, os diodos estão conduzindo a corrente de saída, se dividindo por igual em cada braço da ponte diodos, ou seja, passa metade da corrente de saída em cada braço da ponte. O transformador se comporta como um curto-circuito magnético,

pois a tensão em seus terminais é zero e continua nesta condição até a quarta etapa.

O circuito equivalente é mostrado na Figura 32.

No primário do circuito, as equações (9), (10) e (11) definem o comportamento de corrente e tensão nos elementos ressonantes. Pela convenção adotada, a corrente no indutor nesta etapa aparece como negativa.

$$i_{LR} = -I_o' \quad (9)$$

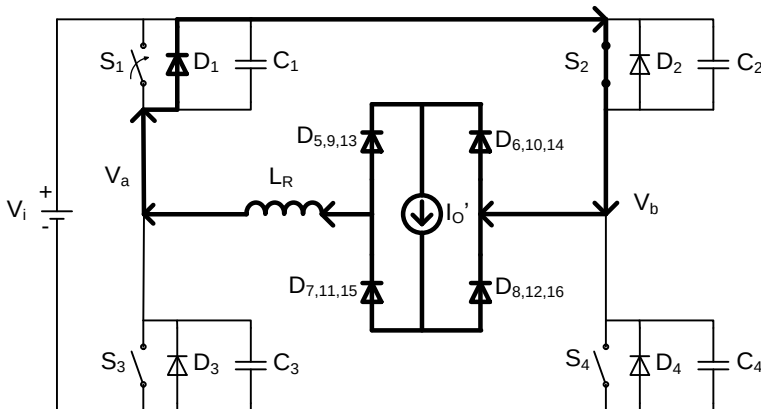
$$v_{C1} = v_{C2} = 0 \quad (10)$$

$$v_{C3} = v_{C4} = V_i \quad (11)$$

Nos secundários, a corrente de saída é dividida entre os diodos da ponte, como indicado na equação (12), que acontece igualmente para os outros enrolamentos secundários.

$$i_{D5-16} = \frac{I_o}{2} \quad (12)$$

Figura 32 - Primeira etapa de operação do conversor.



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

comportamento da tensão e corrente na etapa ressonante do conversor.

$$i_{LR} = C_4 \frac{dv_{C4}}{dt} - C_2 \frac{dv_{LR}}{dt} \quad (13)$$

$$V_i = v_{LR} + v_{C4} \quad (14)$$

Após aplicar a transformada de Laplace e rearranjando as expressões, encontra-se a equação de corrente no indutor ressonante, exibida na equação (15).

$$i_{LR} = \omega_0^2 \cos \omega_0 t [V_i C_4 - I_o'] - V_i C_4 \omega_0 \sin \omega_0 t \quad (15)$$

Onde:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_R (C_2 + C_4)}} \quad (16)$$

A tensão no indutor e no capacitor C_2 , que se encontra em paralelo com o indutor ressonante nesta etapa, é definida pelas equações (17) e (18).

$$v_{LR} = L_R \frac{di_{LR}}{dt} = v_{C2} \quad (17)$$

$$v_{LR} = L_R \left[\omega_0^3 \sin \omega_0 t (I_o' - V_i C_4) - V_i C_4 \omega_0^2 \cos \omega_0 t \right] \quad (18)$$

A tensão no capacitor C_4 é encontrada pela equação (17) substituída na equação (14). A equação (19) define o comportamento da tensão no capacitor C_4 .

$$v_{C4} = V_i - L_R \left[\omega_0^3 \sin \omega_0 t (I_o' - V_i C_4) + \right. \\ \left. - V_i C_4 \omega_0^2 \cos \omega_0 t \right] \quad (19)$$

As tensões nos capacitores C_1 e C_3 são mostradas na equação (20).

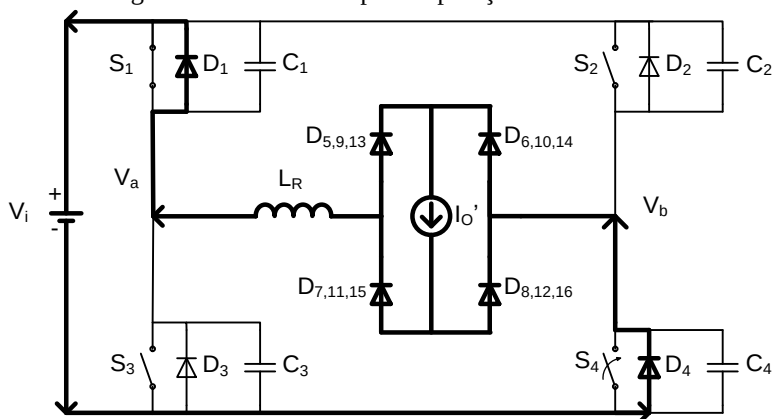
$$v_{C1} = 0, v_{C3} = V_i \quad (20)$$

No secundário, a corrente de saída é dividida entre os diodos da ponte, como indicado na equação (12).

3.3.3 Terceira etapa

A terceira etapa representa o instante t_2 - t_3 . Neste intervalo, o diodo D_4 é polarizado diretamente e entra em condução passando a conduzir a corrente do indutor L_R . A fonte de tensão de entrada fica sobre o indutor ressonante, pois o enrolamento primário do transformador é um curto-circuito magnético, e absorve a energia do indutor ressonante, até a corrente do mesmo atingir zero. Durante esta etapa, a chave S_4 deve receber o comando para fechar, garantindo a comutação com zero de tensão. O fim desta etapa é marcado pela extinção da corrente do indutor ressonante. O circuito equivalente é mostrado na Figura 34.

Figura 34 - Terceira etapa de operação do conversor.



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

Esta etapa não conta com troca de energia de forma ressonante. Os capacitores mantêm a carga que possuíam na etapa anterior, e no indutor a corrente varia de forma linear devido a tensão da fonte de entrada estar aplicada diretamente sobre o indutor. A corrente no indutor é definida pela equação (21).

$$i_{LR} = -I_O' + \frac{V_i}{L_R} \Delta t_3 \quad (21)$$

Nos capacitores, as tensões são definidas nas equações (22) e (23).

$$v_{C1} = v_{C4} = 0 \quad (22)$$

$$v_{C2} = v_{C3} = V_i \quad (23)$$

No secundário, a ponte de diodos retificadores continua no mesmo estado que a etapa anterior com cada diodo conduzindo metade da corrente de saída.

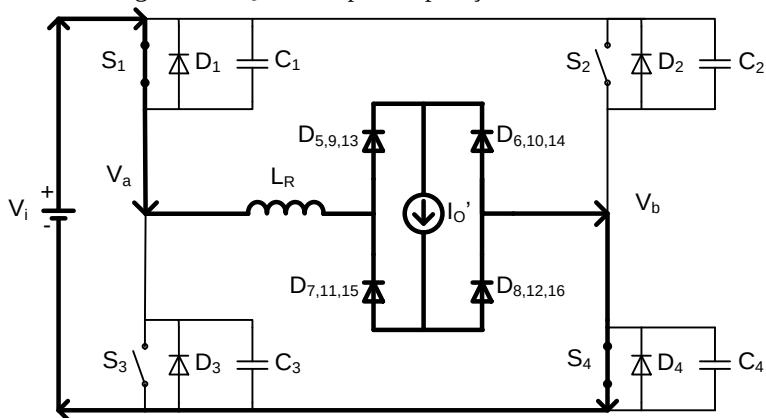
3.3.4 Quarta etapa

A quarta etapa representa o instante t_3 - t_4 . O indutor ressonante continua sob o potencial da fonte de entrada, como na etapa anterior e, devido ao curto-circuito magnético no primário, sua corrente cresce linearmente até o fim da etapa passando pelas chaves S_1 e S_4 . O fim da etapa é determinado quando a corrente no indutor ressonante é igual à corrente de saída refletida ao primário (I_O') para que na próxima etapa haja a transferência de potência. Nesta etapa, não há transferência de potência para o secundário, pois a tensão fica sobre o indutor ressonante e não no primário do transformador. Quando a derivada de corrente no indutor alcança zero a tensão sobre seus terminais é nula. O circuito equivalente é mostrado na Figura 35.

Esta etapa não conta com troca de energia de forma ressonante. Os capacitores intrínsecos mantêm a carga que possuíam na etapa anterior. A corrente no indutor é definida pela equação (24).

$$i_{LR} = \frac{V_i}{L_R} \Delta t_4 \quad (24)$$

Figura 35 - Quarta etapa de operação do conversor.



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

Nos capacitores, as tensões são definidas nas equações (25) e (26).

$$v_{C1} = v_{C4} = 0 \quad (25)$$

$$v_{C2} = v_{C3} = V_i \quad (26)$$

No secundário, a ponte de diodos retificadores continua no mesmo estado que a etapa anterior com cada diodo conduzindo metade da corrente de saída.

3.3.5 Quinta etapa

A quinta etapa representa o instante t_4 - t_5 . Não houve troca de comandos desde a última etapa e as chaves S_1 e S_4 permanecem conduzindo. Nesta etapa, a tensão V_i é aplicada diretamente no primário do transformador, dado que a tensão sobre o indutor ressonante é nula pois a corrente no mesmo é constante (I_o'). Dois diodos da ponte das saídas são polarizados inversamente pela tensão do secundário e, assim, há transferência de potência ao secundário por meio dos diodos polarizados diretamente. Esta etapa tem fim quando o comando da chave S_1 é retirado.

O circuito equivalente desta etapa é mostrado na Figura 36.

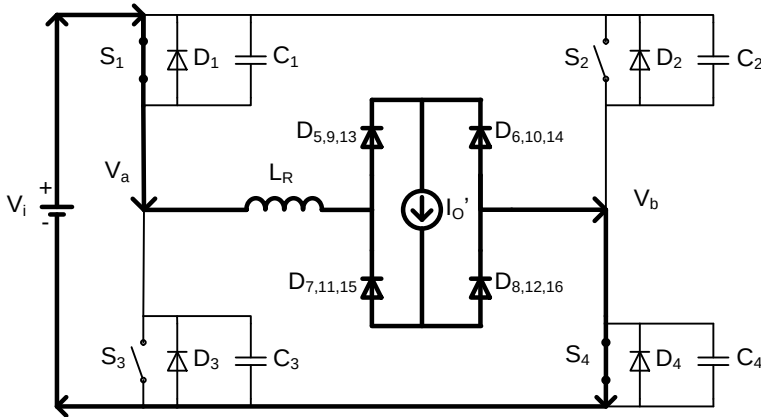
A corrente no indutor fica com valor grampeado durante esta etapa, como mostra a equação (27).

$$i_{LR} = I_O' \quad (27)$$

Nos capacitores, não há alteração de tensão nesta etapa, mantendo as mesmas tensões definidas na equação (25).

No secundário, há uma mudança, devido à transferência de energia. Com a tensão positiva no secundário, ocorre o bloqueio dos diodos D_6 e D_7 . Os diodos que permanecem diretamente polarizados assumem toda a corrente de carga.

Figura 36 - Quinta etapa de operação do conversor.



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

3.3.6 Sexta etapa

A sexta etapa é determinada pelo intervalo t_5 - t_6 . Na sexta etapa, a chave S_1 é bloqueada. O capacitor C_1 , que está em paralelo com S_1 , começa a se carregar com metade da corrente do indutor ressonante e, o capacitor C_3 se descarrega com a outra metade da corrente do indutor, ambos de maneira

linear, pois a corrente no indutor é contínua e grampeada pela corrente de saída.

A carga e descarga completa dos capacitores C_1 e C_3 marcam o fim desta etapa. Nota-se que, nesta etapa, ainda há uma pequena transferência de potência para o secundário até todos os diodos de saída voltarem a conduzir, quando a tensão no secundário do transformador permitir a condução dos diodos bloqueados. O circuito equivalente desta etapa é mostrado na Figura 37.

As equações que regem o comportamento do circuito são descritas nas equações (28) e (29).

$$i_{LR} = I_o' = C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} - C_3 \frac{dv_{LR}}{dt} \quad (28)$$

$$V_i = v_{C1} + v_{C3} \quad (29)$$

Após aplicar a transformada de Laplace e rearranjando as expressões, encontra-se a equação de tensão no capacitor C_3 , exibida na equação.

$$v_{C3} = V_i - \frac{I_o'}{(C_1 + C_3)} \Delta t_6 \quad (30)$$

A tensão no indutor é zero devido a corrente nele ser contínua, e a tensão no capacitor C_1 é definida pela equação (31).

$$v_{C1} = \frac{I_o'}{(C_1 + C_3)} \Delta t_6 \quad (31)$$

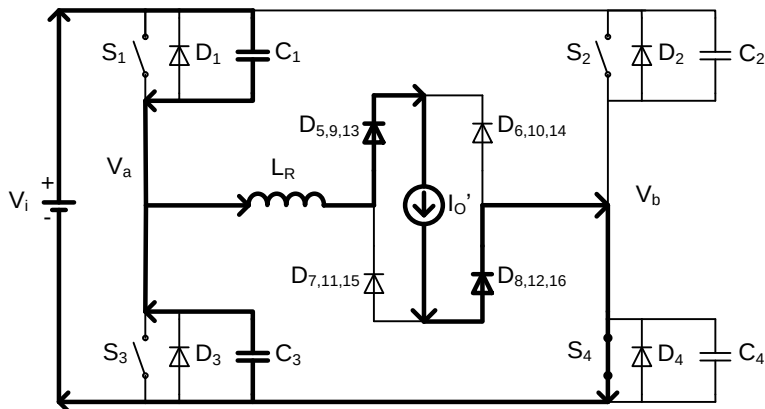
As tensões nos capacitores C_2 e C_4 são mostradas na equação (32).

$$v_{C2} = V_i, v_{C4} = 0 \quad (32)$$

No secundário, os diodos permanecem no mesmo estado que na etapa anterior. No final desta etapa, a tensão no secundário do transformador volta a ser zero e todos os diodos

voltam a conduzir, cada braço conduzindo metade da corrente de saída.

Figura 37 - Sexta etapa de operação do conversor.



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

3.3.7 Sétima etapa

A sétima etapa representa o instante t_6 - t_7 . Após o capacitor C_3 ter se descarregado, o diodo D_3 é polarizado diretamente e entra em condução, colocando o indutor ressonante em roda livre através de S_4 . Nesta etapa, deve ser enviado o comando para a chave S_3 comutar sob tensão nula.

No secundário, devido ao curto circuito magnético, os diodos da ponte entram em condução para manter os indutores de saída em roda livre, e se mantém assim até a próxima etapa de transferência de potência. O circuito equivalente da sétima etapa de operação é exibido na Figura 38.

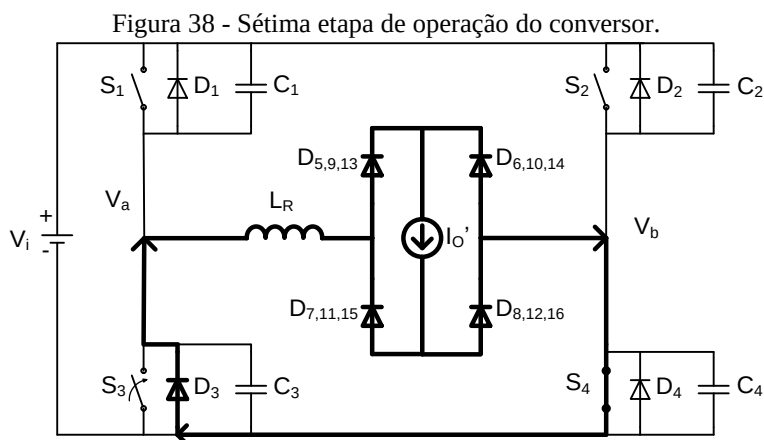
No primário do circuito, as equações (33), (34) e (35) definem o comportamento de corrente e tensão nos elementos ressonantes.

$$i_{LR} = I_O' \quad (33)$$

$$v_{C1} = v_{C2} = V_i \quad (34)$$

$$v_{C3} = v_{C4} = 0 \quad (35)$$

No secundário, a corrente de saída é dividida entre os diodos da ponte, como indicado na equação (12).



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

3.3.8 Oitava etapa

A oitava etapa de operação representa o intervalo t_7 - t_8 . Nesta etapa, o comando da chave S_4 é retirado e a corrente no indutor ressonante passa a carregar o capacitor C_4 até o valor de V_i através de D_3 , e descarregar o capacitor C_2 até o valor de zero. A troca de energia nesta etapa ocorre de maneira ressonante, dando o formato senoidal às variações de tensão e corrente no circuito. Como a fonte de tensão de entrada faz parte do circuito equivalente, há regeneração de energia para a fonte. O fim da etapa é marcado pelo completo carregamento de C_4 com o valor de V_i , e o descarregamento de C_2 . O circuito equivalente para esta etapa é mostrado na Figura 39.

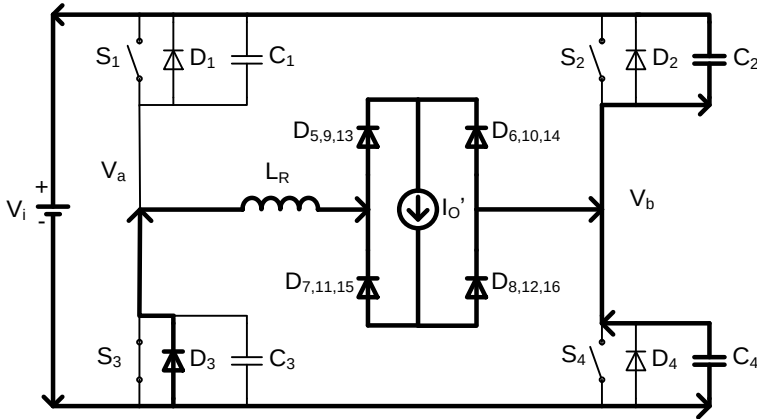
No primário do circuito, as equações de corrente e tensão no indutor ressonante e tensão capacitor C_2 são determinadas pelas equações (36), (37) e (38).

$$i_{LR} = i_{C4} - i_{C2} \quad (36)$$

$$i_{LR} = -C_4 \frac{dv_{C4}}{dt} - C_2 \frac{dv_{LR}}{dt} \quad (37)$$

$$V_i = v_{C2} - v_{LR} \quad (38)$$

Figura 39 - Oitava etapa de operação do conversor.



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

Após aplicar a transformada de Laplace nas equações e reordenando-as, encontra-se a equação de corrente no indutor ressonante, exibida na equação (39).

$$i_{LR} = \omega_0^2 \cos \omega_0 t [L_R I_O' (C_2 + C_4) - V_i C_2] + V_i C_2 \omega_0 \sin \omega_0 t \quad (39)$$

A tensão no indutor e no capacitor C_4 que se encontra em paralelo com o indutor ressonante nesta etapa é definida pelas equações (40) e (41). Devido à convenção das tensões nos componentes, esta etapa a tensão no capacitor C_4 é o negativo da tensão no indutor ressonante.

$$v_{LR} = L_R \frac{di_{LR}}{dt} = -v_{C4} \quad (40)$$

$$v_{LR} = L_R \left[\begin{array}{l} \omega_0^3 \sin \omega_0 t (V_i C_2 - L_R I_O' (C_2 + C_4)) + \\ -V_i C_2 \omega_0^2 \cos \omega_0 t \end{array} \right] \quad (41)$$

A tensão no capacitor C_2 é encontrada pela equação (39) substituída na equação (38). A equação (42) define o comportamento da tensão no capacitor C_4 .

$$v_{C2} = V_i \left\{ 1 - L_R \left[\begin{array}{l} \omega_0^3 \sin \omega_0 t (C_2 - L_R I_O' (C_2 + C_4)) + \\ -C_2 \omega_0^2 \cos \omega_0 t \end{array} \right] \right\} \quad (42)$$

Nesta etapa, o capacitor C_1 se encontra carregado com a tensão da fonte de entrada e o capacitor C_3 se encontra descarregado.

No secundário, a corrente de saída é dividida entre os diodos da ponte, como indicado na equação (12).

3.3.9 Nona etapa

A nona etapa de operação se refere ao intervalo t_8 - t_9 . Após o capacitor C_2 ter se descarregado, o diodo D_2 entra em condução por polarização direta, e, por D_2 e D_3 circula a corrente do indutor ressonante. Nesta etapa, a fonte de tensão está em série com o circuito e dessa maneira a energia do indutor é devolvida à fonte e a corrente decresce de forma linear até cessar. A extinção da corrente no indutor ressonante marca o fim da nona etapa. Na nona etapa, deve ser enviado o comando para a chave S_2 para ocorrer comutação suave.

O comportamento da corrente no indutor é definido na equação (43). Nota-se que o valor da corrente no indutor ressonante estava com o valor da corrente do secundário refletida ao primário decresce de forma linear com o passar do tempo, até zerar.

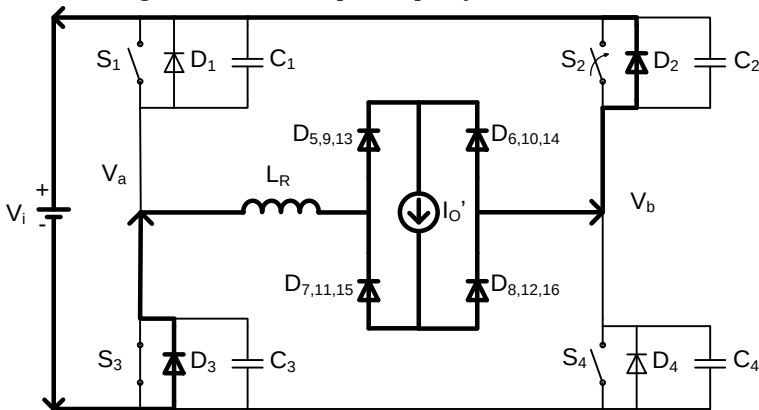
$$i_{LR} = I_O' - \frac{V_i}{L_R} \Delta t_9 \quad (43)$$

Nesta etapa, os capacitores C_1 e C_4 se encontram com tensão igual à fonte de entrada enquanto os capacitores C_2 e C_3 se encontram descarregados.

No secundário, cada diodo conduz metade da corrente de saída como determinado pela equação (12).

Na Figura 40, é exibido o circuito equivalente desta etapa.

Figura 40 - Nona etapa de operação do conversor.



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

3.3.10 Décima etapa

A décima etapa de operação representa o intervalo de tempo t_9 - t_{10} . Nesta etapa, a fonte de tensão de entrada permanece em série com o indutor ressonante através de S_2 e S_3 e, deste modo, a corrente do indutor cresce linearmente de zero até o valor das correntes de saída refletidas para o primário, como descrito na equação (44), marcando o fim da décima etapa.

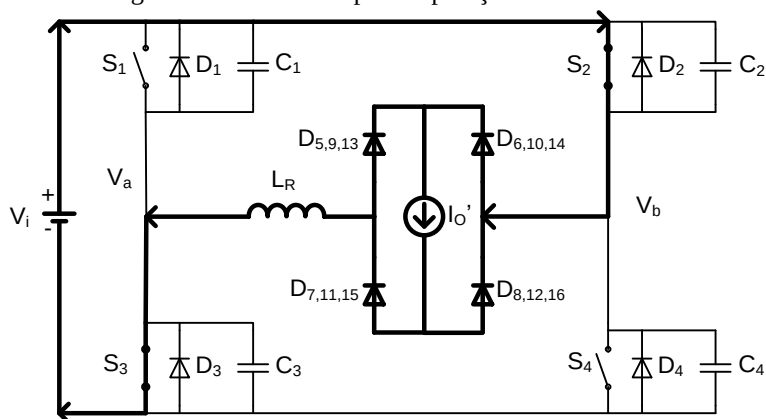
O circuito equivalente desta etapa é mostrado na Figura 41.

$$i_{LR} = -\frac{V_i}{L_R} \Delta t_{10} \quad (44)$$

Nos capacitores C_1 e C_4 , a tensão durante esta etapa é mantida com o valor da fonte de tensão de entrada e, os capacitores C_2 e C_3 se encontram com zero de tensão.

No secundário, cada diodo da ponte retificadora conduz metade da corrente de saída como mostrado na equação (12).

Figura 41 - Décima etapa de operação do conversor.



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

3.3.11 Décima primeira etapa

A décima primeira etapa de operação representa o intervalo t_{10} - t_{11} . Nesta etapa, há transferência de potência para os secundários do transformador através das chaves S_2 e S_3 . Após a corrente do indutor ressonante decrescer até alcançar o equivalente a corrente de saída refletida ao primário ($-I_o'$), há o grampeamento da mesma. Com o grampeamento da corrente no primário, a tensão sobre o indutor ressonante cai a zero e a tensão $-V_i$ é aplicada ao primário. No secundário, acontece o bloqueio dos diodos que ficam inversamente polarizados nesta etapa (D_5 e D_8)

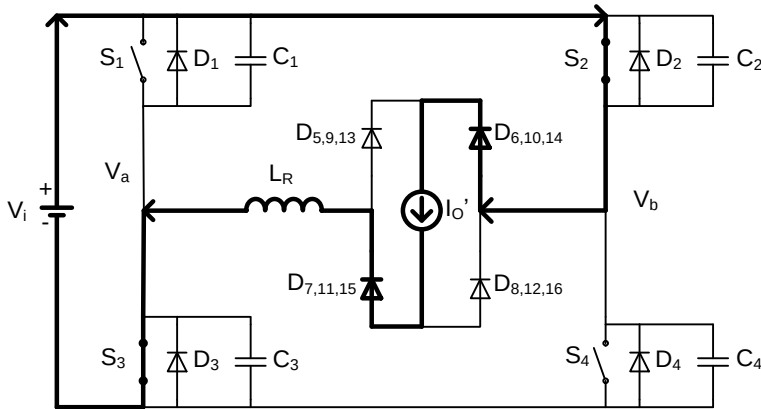
O circuito equivalente desta etapa é mostrado na Figura 42.

A corrente no indutor fica com valor grampeado durante esta etapa, como mostra a equação (45).

$$i_{LR} = -I_O' \quad (45)$$

Os capacitores intrínsecos das chaves do primário permanecem com a mesma carga da etapa anterior.

Figura 42 - Décima primeira etapa de operação do conversor.



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

3.3.12 Décima segunda etapa

A décima segunda etapa de operação representa o intervalo t_{11} - t_{12} . Neste intervalo, o comando da chave S_3 é retirado e o capacitor C_3 , que está em paralelo com a chave, começa a se carregar de maneira linear, pois a corrente no indutor é constante e, pelo capacitor C_3 passa metade da corrente do indutor. Da mesma maneira, C_1 passa a se descarregar com metade da corrente no indutor. Nesta etapa, ainda há transferência de energia para o secundário até que os capacitores C_1 e C_3 terminem a troca de energia e assim um ciclo de operação do conversor é completado, reiniciando outro

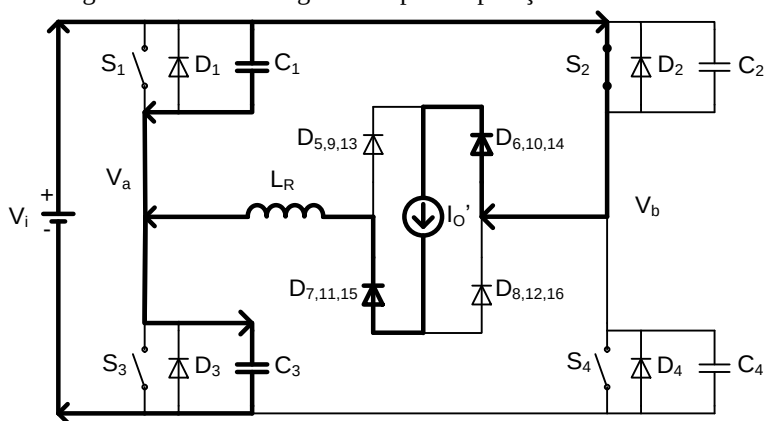
ciclo pela primeira etapa. A Figura 43 mostra o circuito equivalente para esta etapa de operação.

As equações que regem o comportamento do circuito são descritas nas equações (46) e (47).

$$i_{LR} = -I_o' = C_3 \frac{dv_{LR}}{dt} - C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} \quad (46)$$

$$V_i = v_{C1} + v_{C3} \quad (47)$$

Figura 43 - Décima segunda etapa de operação do conversor.



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

Após aplicar a transformada de Laplace e rearranjando as expressões, encontra-se a equação de tensão no capacitor C_1 , exibida na equação (48).

$$v_{C1} = V_i - \frac{I_o'}{(C_1 + C_3)} \Delta t_{12} \quad (48)$$

Substituindo a equação (48) em (47) encontra-se a equação (49) que determina a tensão no capacitor C_3 .

$$v_{C3} = \frac{I_o'}{(C_1 + C_3)} \Delta t_{12} \quad (49)$$

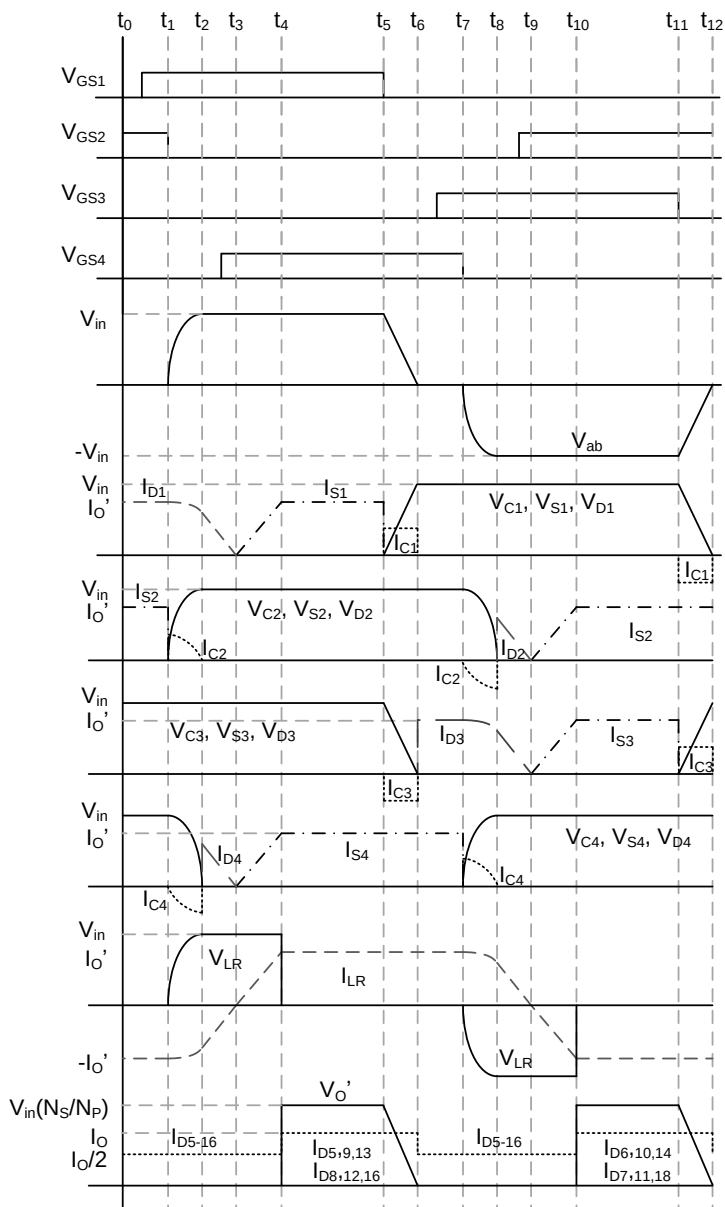
O capacitor C_2 se encontra com tensão zerada enquanto o capacitor C_4 se encontra carregado com tensão igual a da fonte de entrada.

No secundário, os diodos permanecem no mesmo estado que na etapa anterior. No fim desta etapa, a tensão no secundário do transformador volta a ser zero e todos os diodos voltam a conduzir, com cada braço conduzindo metade da corrente de saída.

3.3.13 Formas de onda nos elementos do circuito

As formas de onda de tensão e corrente nos elementos do circuito analisado anteriormente são apresentadas na Figura 44. As formas de onda são compostas pela representação gráfica das equações encontradas ao longo da análise qualitativa.

Figura 44 - Formas de onda nos elementos do conversor.



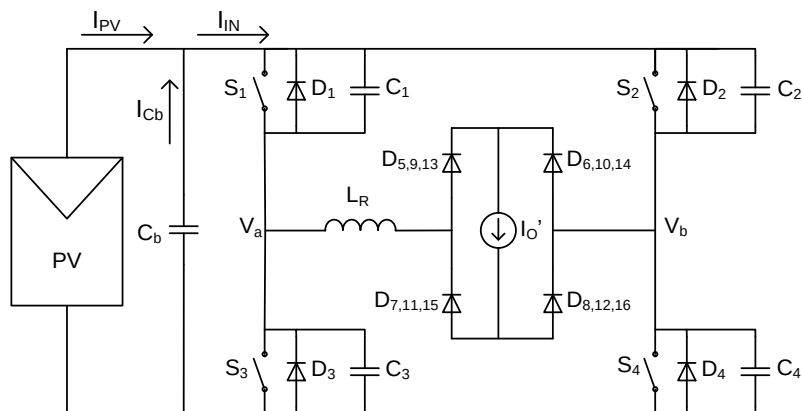
Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

3.3.14 Análise do banco de capacitor de entrada

Diferentemente do conversor analisado até aqui, o conversor real é composto por um banco de capacitores na entrada já que de o arranjo de painel fotovoltaico possui característica de fonte de corrente e o conversor utilizado requerer uma fonte de tensão na entrada. Para o projeto do banco de capacitores, é necessário calcular o valor eficaz da corrente, além de outras especificações.

O circuito usado para análise da corrente no capacitor de entrada é exibido na Figura 45.

Figura 45 - Circuito de análise da corrente no capacitor de entrada.



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

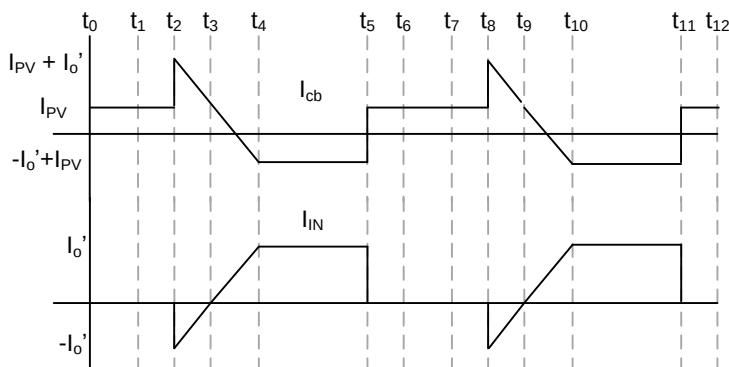
Na Figura 45, são exibidas as convenções de corrente adotadas na análise da corrente no banco de capacitores.

Na Figura 46, são exibidas as formas de onda de corrente no capacitor de entrada e a corrente de entrada do conversor. Foi considerado que o arranjo fotovoltaico se comporta como uma fonte de corrente cc de valor I_{PV} e que a corrente consumida pelo conversor é fornecida pelo banco de capacitores e pelo arranjo fotovoltaico.

Devido às etapas 7 a 12 serem idênticas às etapas 1 a 6, quando analisadas as correntes de entrada, a análise é feita somente das etapas 1 a 6.

Nas etapas em que o indutor ressonante se encontra em roda livre, ou seja, nas etapas 1, 2 e 6, o conversor não consome corrente do barramento de entrada e a corrente fornecida pelo arranjo de painéis é então absorvida pelo banco de capacitores. Na etapa 3, ocorre mudança no estado das chaves e a corrente no indutor começa a decrescer, inicialmente a corrente sendo devolvida ao barramento de entrada e absorvida pelo banco capacitivo até o instante de zerar, já na etapa 4, e então a corrente inverte de sentido. Da metade da etapa 4 até o final da etapa 5, o banco de capacitores fornece corrente de zero até $I_{PV}-I_o'$.

Figura 46 - Forma de onda de corrente no capacitor e entrada do conversor.



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

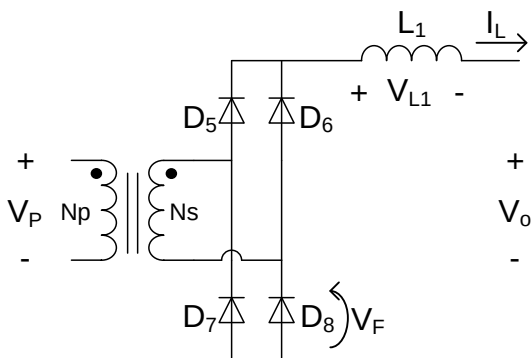
3.3.15 Análise do indutor de saída

O indutor de saída do conversor tem a função de suavizar a corrente, reduzindo a ondulação em alta frequência e dando característica de fonte de corrente à saída, devido à sua característica de oposição à variação de corrente.

Para análise da tensão sobre o indutor de saída, é utilizado a Figura 47. O valor da indutância deve ser determinado para que a ondulação de corrente fique dentro dos valores desejados e, para isso, é necessário analisar o caso onde há a maior ondulação de corrente no indutor. A ondulação da corrente no indutor depende dos instantes em que as tensões são aplicadas sob seus terminais e, a maior ondulação de corrente ocorre quando os períodos das tensões aplicadas são iguais, ou seja, quando a razão cíclica é de 50% ou $T_s / 2$ (Barbi, 2007). Desse modo, o período compreendido entre t_4 e t_5 na Figura 48, deve ser aproximado à $T_s / 2$ ou $2 \cdot f_s$.

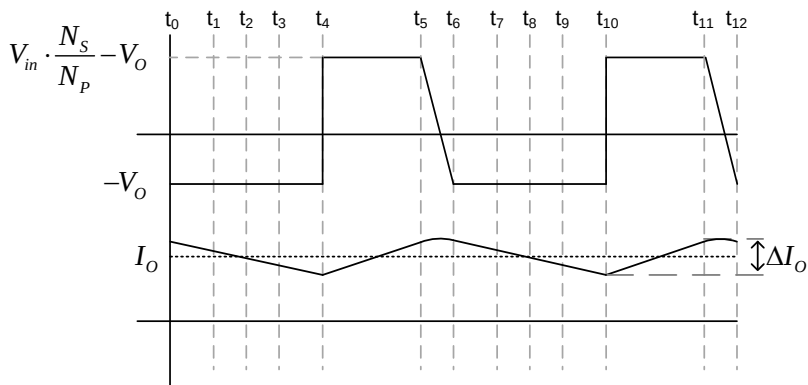
Apesar de a tensão na entrada do inversor multipulsos ter ondulação de tensão com frequência em torno de 360 Hz, pois é comutado na frequência da rede elétrica, essa frequência é baixa quando comparada a um semiciclo do período de chaveamento (dezenas de quilohertz). Dessa forma, de modo a simplificar o projeto do indutor, o mesmo é projetado para filtrar as ondulações de corrente de alta frequência. Considerando-se a tensão de entrada do inversor multipulsos como uma tensão contínua, o valor da indutância pode ser definido pela equação (50) (Barbi, 2007).

Figura 47 - Circuito de análise da tensão no indutor de filtro.



A equação (50) leva em consideração a queda de tensão provocada pelo diodo retificador, de valor V_F , sobre o valor da tensão no indutor.

Figura 48 - Forma de onda de tensão e corrente no indutor de filtro.



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

$$L_1 = \frac{V_{in} \cdot \frac{N_s}{N_p} - 2V_F - V_O}{2 \cdot f_s \cdot \Delta I_O} \quad (50)$$

As ondulações de corrente de baixa frequência, que são 360Hz neste caso, são influenciadas majoritariamente pela tensão na entrada do inversor multipulsos, pois não há o controle de corrente individual para cada saída de corrente.

3.4 Análise quantitativa

A análise quantitativa aborda o funcionamento do conversor pelo aspecto matemático, onde são quantizadas as grandezas elétricas e temporais envolvidas em um período de chaveamento e servem como um embasamento para a escolha dos elementos que compõem o circuito, como os semicondutores, indutores e capacitores.

As equações descritas nesta seção são baseadas nas formas de ondas apresentadas na Figura 44.

3.4.1 Razão cíclica eficaz

Nos projetos de conversores estáticos, é comum o uso da razão cíclica para o cálculo das mais diversas grandezas ao longo do circuito, porém, no conversor utilizado, a razão cíclica da tensão resultante após retificação (V_O') é menor que a razão cíclica aplicada no primário do circuito. Essa diferença nos períodos é definida como perda de razão cíclica, que se refere ao período de tempo em que a corrente no indutor ressonante varia linearmente (Sabaté *et al.*, 1990; Barbi e Souza, 1999).

A fim de se determinar o valor da razão cíclica eficaz (D_{ef}), inicia-se a análise matemática pelo período (ΔT) em que a tensão nos pontos V_a e V_b é o valor da fonte de entrada, sendo igual a razão cíclica convencional (D) multiplicado por meio período, como exibido na equação (51). Ainda, determina-se que meio período de chaveamento é aproximadamente à soma dos períodos mostrados na equação (52).

$$\Delta T = D \frac{T_s}{2} = \Delta t_3 + \Delta t_4 + \Delta t_5 \quad (51)$$

$$\frac{T_s}{2} \cong \Delta T + \Delta t_7 \quad (52)$$

Na análise qualitativa do conversor foi visto que a transferência de potência ocorre principalmente em duas etapas, quinta e décima primeira. Nas etapas seis e doze também ocorre transferência de potência para o secundário, porém são desprezadas por ocorrerem de maneira muito rápida e ainda a tensão é reduzida de maneira linear.

Deste modo, pode-se assumir que o período da quinta etapa é equivalente à razão cíclica eficaz multiplicada pela metade do período como descrito na equação (53).

$$\Delta t_5 = D_{ef} \frac{Ts}{2} \quad (53)$$

Nota-se, por meio da Figura 44, que a etapa 1 possui o mesmo período que a etapa 7, podendo-se usar a equação (52) para o período da primeira etapa.

De modo a facilitar o equacionamento, é utilizada a mesma simplificação feita na análise qualitativa do conversor, onde a corrente no indutor ressonante varia muito pouco e, assim, assume-se que a corrente no indutor não se alterou. Com esta simplificação, o tempo da terceira etapa é igual ao tempo da quarta etapa. O tempo equivalente à quarta etapa de operação é definido na equação (54).

$$\Delta t_4 = \Delta t_3 = (D - D_{ef}) \frac{Ts}{4} \quad (54)$$

Voltando à equação (24), apresentada na análise qualitativa, rearranjando-a e substituindo o termo i_{LR} pelo equivalente à corrente de saída refletida ao primário, obtém-se a equação (55).

$$\Delta t_4 = \frac{I_O 'L_R}{V_i} \quad (55)$$

Com o conhecimento de todos os termos envolvidos na equação (51), é possível encontrar uma expressão que determine a razão cíclica eficaz do conversor, exibida na equação (56).

$$D \frac{Ts}{2} = \frac{2I_O 'L_R}{V_i} + D_{ef} \frac{Ts}{2} \rightarrow D_{ef} = D - \frac{4I_O 'L_R f_s}{V_i} \quad (56)$$

Nota-se que o termo que subtrai de D na equação (56) corresponde à perda de razão cíclica. A perda de razão cíclica é ligada à derivada de corrente no indutor e proporcional à corrente de saída. A perda de razão cíclica (ΔD) é definida na equação (57).

$$\Delta D = \frac{4I_o 'L_R f_s}{V_i} \quad (57)$$

3.4.2 Valor de pico, médio e eficaz da corrente nas chaves

Nesta seção, são deduzidas as equações que calculam os valores de pico, médio e eficaz da corrente nas chaves do circuito.

3.4.2.1 Valor de pico da corrente nas chaves

O valor de pico de corrente nas chaves S_1 , S_2 , S_3 e S_4 é igual à corrente de saída refletida ao primário do transformador, sendo que fora adotado que a corrente de saída é constante.

O valor de pico de corrente nas chaves é definido pela equação (58).

$$I_{S1,2,3,4 \text{ pico}} = I_o ' \quad (58)$$

3.4.2.2 Valor médio da corrente nas chaves

O valor médio de corrente nas chaves é calculado pela área sob as curvas de corrente das mesmas, definidas na Figura 44. Nas chaves S_1 e S_3 , o valor médio da corrente é o mesmo, indiferente que a corrente instantânea ocorra em períodos diferentes, o valor médio da corrente é calculado pela integração da corrente no indutor ressonante na quarta e quinta etapa. Do mesmo modo, o valor médio da corrente nas chaves S_2 e S_4 é calculado pela integração da corrente do indutor nas

etapas quatro, cinco e sete. A etapa seis é abstraída do cálculo, pois se segue com a simplificação de que a sexta etapa ocorre de maneira muito rápida, e o tempo da sétima etapa também é simplificado pela equação (52).

Para as chaves S_1 e S_3 , o valor médio da corrente é calculado pela equação (59).

$$I_{S1,3_{med}} = \frac{1}{Ts} \left(\int_0^{\Delta t_4} I_O' \frac{t}{t_4} dt + \int_0^{\Delta t_5} I_O' dt \right) \quad (59)$$

$$I_{S1,3_{med}} = \frac{1}{Ts} I_O' \left(\frac{\Delta t_4}{2} + \Delta t_5 \right)$$

Substituindo as equações (53) e (54) na equação (59), chega-se à equação simplificada para o cálculo da corrente média nas chaves S_1 e S_3 , definida pela equação (60).

$$I_{S1,3_{med}} = I_O' \left(\frac{D + 3D_{ef}}{8} \right) \quad (60)$$

Nas chaves S_2 e S_4 , calcula-se o valor médio da corrente através da equação (61).

$$I_{S2,4_{med}} = \frac{1}{Ts} \left(\int_0^{\Delta t_4} I_O' \frac{t}{\Delta t_4} dt + \int_0^{\Delta t_5} I_O' dt + \int_0^{\Delta t_7} I_O' dt \right) \quad (61)$$

$$I_{S2,4_{med}} = \frac{1}{Ts} I_O' \left(\frac{\Delta t_4}{2} + \Delta t_5 + \Delta t_7 \right)$$

Substituindo as equações (53), (52) e (54) na equação (61), chega-se a uma equação simplificada para o valor médio de corrente nas chaves S_2 e S_4 , exibida na equação (62).

$$I_{S2,4_{med}} = I_O' \left(\frac{4 + 3(D_{ef} - D)}{8} \right) \quad (62)$$

3.4.2.3 Valor eficaz da corrente nas chaves

O valor eficaz da corrente nas chaves S_1 e S_3 é calculado pela equação (63).

$$I_{S1,3_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{Ts} \left(\int_0^{\Delta t_4} \left(I_O' \frac{t}{\Delta t_4} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_5} I_O'^2 dt \right)} \quad (63)$$

$$I_{S1,3_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{Ts} I_O'^2 \left(\frac{\Delta t_4}{3} + \Delta t_5 \right)}$$

Substituindo as equações (53) e (54) na equação (63), chega-se à equação simplificada para o valor eficaz da corrente nas chaves S_1 e S_3 , mostrada na equação (64).

$$I_{S1,3_{ef}} = \frac{I_O'}{2} \sqrt{\frac{5D_{ef} + D}{3}} \quad (64)$$

Para o cálculo do valor eficaz da corrente nas chaves S_2 e S_4 , utiliza-se a equação (65).

$$I_{S2,4_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{Ts} \left(\int_0^{\Delta t_4} \left(I_O' \frac{t}{\Delta t_4} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_5} (I_O')^2 dt + \int_0^{\Delta t_7} (I_O')^2 dt \right)} \quad (65)$$

$$I_{S2,4_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{Ts} (I_O')^2 \left(\frac{\Delta t_4}{3} + \Delta t_5 + \Delta t_7 \right)}$$

Substituindo as equações (53), (52) e (54) na equação (65), chega-se a uma equação simplificada para o valor eficaz de corrente nas chaves S_2 e S_4 , exibida na equação (66).

$$I_{S2,4_{ef}} = \frac{I_O'}{2} \sqrt{\frac{6 + 5(D_{ef} - D)}{3}} \quad (66)$$

3.4.3 Valor de pico, médio e eficaz da corrente nos diodos em antiparalelo com as chaves

Nesta seção, são deduzidas as equações que permitem o cálculo do valor de pico, valor médio e valor eficaz da corrente nos diodos em antiparalelo com as chaves.

3.4.3.1 Valor de pico da corrente nos diodos

O valor de pico da corrente nos diodos em antiparalelo com as chaves é o mesmo valor de pico da corrente nas chaves, determinada pela corrente de saída refletida ao primário. O valor de pico da corrente nos diodos é determinado pela equação (67).

$$I_{D1,2,3,4_{pico}} = I_O' \quad (67)$$

3.4.3.2 Valor médio da corrente nos diodos

O valor médio da corrente nos diodos D_1 e D_3 pode ser calculado pela integral da corrente no indutor nas etapas um e três, assumindo que a segunda etapa é por um período muito curto que foi incorporado ao tempo aproximado da primeira etapa. O valor médio da corrente nos diodos é calculado pela equação (68).

$$I_{D1,3_{med}} = \frac{1}{T_s} \left(\int_0^{\Delta t_1} I_O' dt + \int_0^{\Delta t_3} I_O' \left(1 - \frac{t}{\Delta t_3} \right) dt \right) \quad (68)$$

$$I_{D1,3_{med}} = \frac{1}{T_s} I_O' \left(\Delta t_1 + \frac{\Delta t_3}{2} \right)$$

Substituindo as equações (52) e (54) em (68), visto que o período da primeira etapa é igual ao da sétima etapa e que o período da terceira etapa é igual ao da quarta etapa, obtém-se a equação (69).

$$I_{D1,3_{med}} = I_O ' \left(\frac{2 - (D + D_{ef})}{4} \right) \quad (69)$$

Nos diodos D_2 e D_4 , o valor médio da corrente é calculada pela integração da corrente no indutor na terceira etapa, mostrada na equação (70).

$$I_{D2,4_{med}} = \frac{1}{T_s} \left(\int_0^{\Delta t_3} I_O ' \left(1 - \frac{t}{\Delta t_3} \right) dt \right) \quad (70)$$

$$I_{D2,4_{med}} = \frac{1}{T_s} I_O ' \frac{\Delta t_3}{2}$$

Substituindo a equação (54) na equação (70), obtém-se a equação (71), que define o valor médio da corrente nos diodos D_2 e D_4 .

$$I_{D2,4_{med}} = I_O ' \frac{D - D_{ef}}{8} \quad (71)$$

3.4.3.3 Valor eficaz da corrente nos diodos

Do mesmo modo que fora calculado o valor eficaz para as chaves, é calculado o valor eficaz da corrente nos diodos em antiparalelo com as chaves. Nos diodos D_1 e D_3 , o valor eficaz é calculado pela equação (72).

$$I_{D1,3_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left(\int_0^{\Delta t_1} (I_O ')^2 dt + \int_0^{\Delta t_3} I_O '^2 \left(1 - \frac{t}{\Delta t_3} \right)^2 dt \right)} \quad (72)$$

$$I_{D1,3_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} (I_O ')^2 \left(\Delta t_1 + \frac{\Delta t_3}{3} \right)}$$

Substituindo as equações (52) e (54) em (72), obtém-se a equação (73).

$$I_{D1,3,ef} = \frac{I_o'}{2} \sqrt{\frac{6 - (5D + D_{ef})}{3}} \quad (73)$$

O valor eficaz da corrente nos diodos D_2 e D_4 é calculado pela equação (74).

$$I_{D2,4,ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left(\int_0^{\Delta t_3} (I_o')^2 \left(1 - \frac{t}{\Delta t_3} \right)^2 dt \right)} \quad (74)$$

$$I_{D2,4,ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} (I_o')^2 \frac{\Delta t_3}{3}}$$

Substituindo a equação (54) em (74), chega-se à equação (75).

$$I_{D2,4,ef} = \frac{I_o'}{2} \sqrt{\frac{D - D_{ef}}{3}} \quad (75)$$

3.4.4 Tensão máxima de bloqueio nas chaves e diodos em antiparalelo

A máxima tensão teórica que as chaves devem suportar durante bloqueio é a máxima tensão de entrada, referindo-se à máxima tensão fornecida pelo arranjo fotovoltaico, como mostrado na equação (76). Na prática, a tensão de bloqueio das chaves e dos diodos em antiparalelo é maior, devido às não idealidades do circuito, como indutâncias parasitas nas trilhas da placa de circuito impresso.

$$V_{S_{\max}} = V_{i_{\max}} \quad (76)$$

3.4.5 Valor de pico, médio e eficaz da corrente nos diodos retificadores

Nesta seção, são desenvolvidas as equações que calculam os valores de pico, médio e eficaz para a corrente nos diodos retificadores.

3.4.5.1 Valor de pico da corrente nos diodos

O valor de pico da corrente nos diodos retificadores é o valor da fonte de corrente de cada saída, devido às simplificações adotadas no início da análise, considerando que a corrente de saída possui baixa ondulação. O valor de pico nos diodos retificadores é descrito na equação (77).

$$I_{DR_{pk}} = I_O \quad (77)$$

3.4.5.2 Valor médio de corrente nos diodos

O valor médio da corrente nos diodos retificadores é encontrado pela integral da corrente em um diodo. O valor médio é calculado pela equação (78).

$$I_{DR_{med}} = \frac{1}{T_S} \left(2 \int_0^{\Delta t_1} \frac{I_O}{2} dt + 4 \int_0^{\Delta t_3} \frac{I_O}{2} dt + \int_0^{\Delta t_5} I_O dt \right) \quad (78)$$

$$I_{DR_{med}} = \frac{1}{T_S} (I_O \cdot \Delta t_1 + 2 \cdot I_O \cdot \Delta t_3 + I_O \cdot \Delta t_5)$$

Substituindo as equações (53), (52) e (54) na equação (78), obtém-se a equação (79).

$$I_{DR_{med}} = \frac{I_O}{2} \quad (79)$$

3.4.5.3 Valor eficaz de corrente nos diodos

O valor eficaz da corrente nos diodos de saída é calculado pela equação (80).

$$I_{DR_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{Ts} \left[2 \int_0^{\Delta t_1} \left(\frac{I_O}{2} \right)^2 dt + 4 \int_0^{\Delta t_3} \left(\frac{I_O}{2} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_5} I_O^2 dt \right]} \quad (80)$$

$$I_{DR_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{Ts} \left(\frac{I_O^2 \cdot \Delta t_1}{2} + I_O^2 \cdot \Delta t_3 + I_O^2 \cdot \Delta t_5 \right)}$$

Substituindo as equações (53), (52) e (54) na equação (80), obtém-se a equação (81).

$$I_{DR_{ef}} = \frac{I_O}{2} \sqrt{1 + D_{ef}} \quad (81)$$

3.4.6 Tensão reversa máxima nos diodos retificadores

A máxima tensão teórica que os diodos de saída devem suportar durante bloqueio é a máxima tensão de entrada refletida para o secundário, como mostrado na equação (82). Na prática, a tensão reversa sobre os diodos retificadores é maior, devido às não idealidades do circuito.

$$V_{DR_{RM}} = V_{i_{\max}} \frac{Ns}{Np} \quad (82)$$

3.4.7 Valor eficaz de corrente no capacitor de entrada

A forma de onda de corrente no banco de capacitor de entrada foi mostrada na Figura 46, sendo possível, a partir dela definir os argumentos das integrais que permitem o cálculo do valor eficaz da corrente. Porém, um método mais fácil é calcular o valor da corrente eficaz de entrada do conversor cc-cc e, com o valor eficaz da corrente do arranjo fotovoltaico, é possível encontrar o valor da corrente eficaz no capacitor.

O valor eficaz da corrente de entrada no conversor é definido na equação (83).

$$I_{IN_{ef}} = \sqrt{\frac{2}{Ts} \left(\int_0^{\Delta t_3} I_O'^2 \left(1 - \frac{t}{\Delta t_3} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_4} \left(I_O' \frac{t}{\Delta t_4} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_5} I_O'^2 dt \right)} \quad (83)$$

$$I_{IN_{ef}} = \sqrt{\frac{2}{Ts} I_O'^2 \left(\frac{\Delta t_3}{3} + \frac{\Delta t_4}{3} + \Delta t_5 \right)}$$

Substituindo as equações (53) e (54) na equação (83), obtém-se a equação (84).

$$I_{IN_{ef}} = I_O' \sqrt{\frac{D + 2D_{ef}}{3}} \quad (84)$$

O valor eficaz da corrente no capacitor de entrada pode ser encontrado através da equação (85).

$$I_{Cb_{ef}} = \sqrt{I_{IN_{ef}}^2 - I_{PV}^2} \quad (85)$$

$$I_{Cb_{ef}} = \sqrt{I_O'^2 \frac{D + 2D_{ef}}{3} - I_{PV}^2}$$

3.4.8 Valor eficaz da corrente no transformador

O valor da corrente eficaz no transformador é obtido pela integral da curva exibida na Figura 44.

$$I_{Pri_{ef}} = 2 \sqrt{\frac{1}{Ts} \left(2 \int_0^{\Delta t_4} \left(I_O' \frac{t}{\Delta t_4} \right)^2 dt + \int_0^{\Delta t_5 + \Delta t_7} I_O'^2 dt \right)} \quad (86)$$

$$I_{Pri_{ef}} = 2 \sqrt{\frac{1}{Ts} I_O'^2 \left(\frac{2\Delta t_4}{3} + \Delta t_5 + \Delta t_7 \right)}$$

Substituindo as equações (52), (53) e (54) na equação (86), chega-se à equação simplificada para o valor eficaz da corrente no transformador, como mostrado na equação (87).

$$I_{Pri_{ef}} = I_O' \sqrt{\left(1 - \frac{2}{3} \Delta D \right)} \quad (87)$$

Nos secundários do transformador, as correntes podem ser calculadas através da relação de transformação do transformador, como exibido na equação (88).

$$I_{Sec_{ef}} = I_o \sqrt{\left(1 - \frac{2}{3} \Delta D\right)} \quad (88)$$

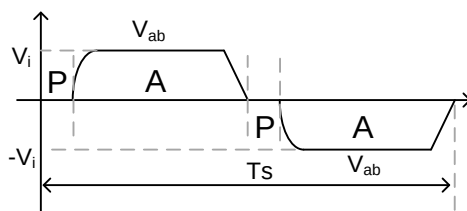
3.5 Análise da comutação

Para alcançar um alto rendimento, o conversor cc-cc deve trabalhar com comutações suaves. A comutação suave pode ser descrita como uma comutação que não dissipe potência e, para isso, durante a comutação de uma chave não pode haver tensão, corrente ou ambos. A ausência de uma ou ambas dessas grandezas resulta em potência nula no instante da comutação da chave.

No conversor estudado, os dois braços existentes no primário realizam comutações distintas em um período, devido à existência de dois estados, um estado ativo e um estado passivo.

É definido estado ativo quando a tensão V_{ab} no primário do conversor é diferente de zero, e passivo quando a tensão V_{ab} é igual a zero, como exibido na Figura 49 (Redl *et al.*, 1991).

Figura 49 - Estados do conversor para a comutação.



Fonte: Adaptado de Redl *et al.* (1991).

3.5.1 Transição ativo-passivo

A transição do estado ativo para passivo inicia-se com a retirada de comando da chave S_1 . A próxima chave a receber sinal de comando é a chave S_3 , que compõe o mesmo braço. A comutação da chave S_3 é suave se a tensão sobre seus terminais for nula no instante em que ela receber o comando e, para isso, o capacitor C_3 deve ser descarregado. A descarga do capacitor C_3 é realizada exclusivamente pela característica de fonte de corrente de saída, ou seja, a corrente no indutor ressonante é grampeada pela saída e, a tensão sobre o capacitor decai de forma linear. Nota-se que a comutação das chaves S_1 e S_3 ocorre com corrente I_o' , como pode ser visto na Figura 44. Como a corrente de descarga dos capacitores deste braço é a corrente de saída refletida ao primário, as comutações deste braço sempre são suaves desde que haja corrente na saída.

3.5.2 Transição passivo-ativo

A transição do estado passivo para ativo inicia-se com a retirada de comando da chave S_4 . A próxima chave a receber sinal de comando é a chave S_2 , que compõe o mesmo braço. O braço formado pelas chaves S_2 e S_4 é considerado o braço crítico do conversor, pois as comutações suaves deste braço dependem da energia armazenada no indutor ressonante. A comutação da chave S_2 é suave se a tensão sobre seus terminais for nula no instante em que ela receber o comando, e para isso o seu capacitor intrínseco deve ser descarregado previamente ao comando.

A descarga do capacitor C_2 é realizada pela energia armazenada no indutor ressonante, devido ao transformador ser um curto-circuito durante esta transição. Caso a energia armazenada no indutor ressonante não seja suficiente para descarregar o capacitor C_2 completamente, a comutação não é suave.

A comutação do braço crítico é suave se a energia armazenada no indutor ressonante é suficiente para carregar e descarregar os capacitores intrínsecos das chaves. A corrente mínima no indutor ressonante para a comutação suave é descrita na equação (89).

$$I_{LR_{\min}} = V_{i_{\max}} \sqrt{\frac{C_2 + C_4}{L_R}} \quad (89)$$

A equação (89) define o limiar onde o conversor opera em comutação suave em ambos os braços. Abaixo desse limiar, a comutação suave não ocorre, havendo um menor rendimento do conversor. Para garantir uma ampla faixa de comutação suave, normalmente, utiliza-se de um indutor ressonante com valor elevado, armazenando uma maior quantidade de energia para as comutações. Uma implicação dessa escolha é a redução da razão cíclica eficaz e aumento da corrente eficaz no primário, refletindo em um sobre dimensionamento do transformador.

3.6 Sistema de controle

O controle para o conversor escolhido é um controle de corrente de pico, aplicado no enrolamento primário do transformador de potência. As vantagens proporcionadas por este controle são a eliminação do circuito de bloqueio de corrente cc no transformador, o desligamento das chaves semicondutoras quando o controle atingir a referência, além da realização do algoritmo do SPPM, extraindo o máximo de potência disponível do arranjo de painéis.

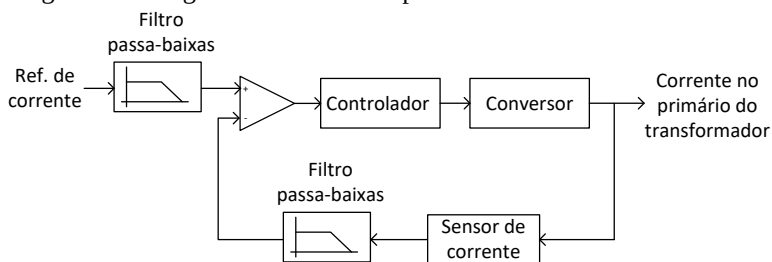
O controle é implementado com o circuito integrado UCC3895 da *Texas Instruments*, que também é responsável por fazer a modulação por deslocamento de fase, necessária para a obtenção da comutação suave.

3.6.1 Diagrama de blocos

O diagrama de blocos com o sistema de controle aplicado ao conversor é exibido na Figura 50. Por esta figura, nota-se que o controle é aplicado apenas à corrente do primário do transformador de potência.

Na Figura 51, é exibido um diagrama de blocos levando em consideração que o controlador é de corrente de pico.

Figura 50 - Diagrama de blocos simplificado do sistema de controle.



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

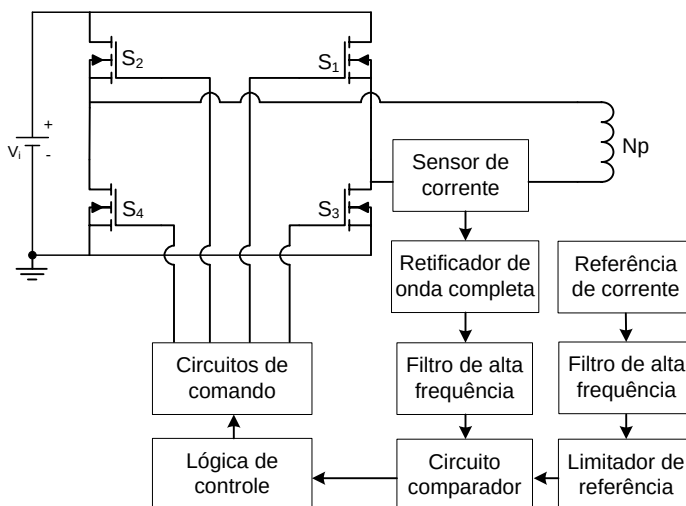
Na Figura 51, através de um sensor de corrente, uma amostra da corrente no primário do transformador é obtida. Antes de ser comparada com a referência de corrente, essa amostra de corrente precisa ser retificada e filtrada para remoção de ruídos de chaveamentos que possam levar ao mau funcionamento do circuito de controle. Após filtragem, a amostra da corrente no transformador é comparada ao sinal de referência.

O sinal de referência é gerado pelo algoritmo de SPPM e antes de chegar ao comparador, passa por um filtro passa-baixas, eliminando possíveis ruídos, e passa por um limitador de referência, que garante que a corrente controlada não ultrapasse o limite projetado.

No comparador, o sinal de corrente medido entra na entrada inversora e o sinal de referência entra na entrada não inversora, fazendo a saída do comparador ir a nível lógico

baixo sempre que o sinal de corrente for maior ou igual ao sinal de referência. O sinal de saída do comparador é usado na lógica que gera os sinais de comando das chaves, e toda vez que o sinal de saída do comparador vai a nível lógico baixo, o comando da chave que está em condução é removido, interrompendo a corrente nesse componente.

Figura 51 - Diagrama de blocos do controle de corrente.



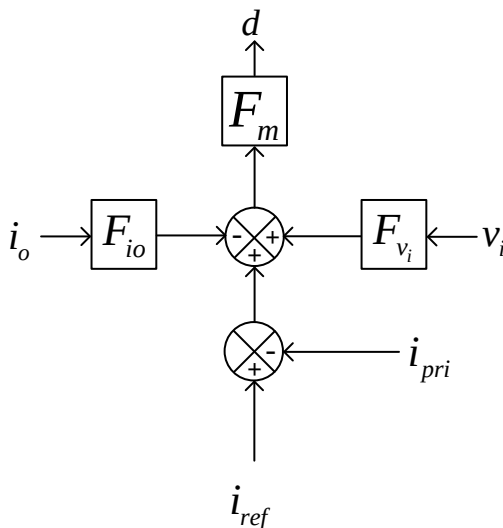
Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

O modelo de pequenos sinais foi deduzido por Vlatkovic *et al.* (1992), e posteriormente melhorado por (Xiaofeng, 2000). O modelo de pequenos sinais leva em consideração distúrbios causados pela tensão de entrada e corrente de saída do conversor. Os ganhos do controle de corrente de pico são definidos pelas equações (90) e (91). O diagrama de blocos funcional do controle de corrente de pico é mostrado na Figura 52.

$$F_{io} = \frac{4 \cdot N_s \cdot L_r \cdot f_s}{N_p \cdot V_i} \quad (90)$$

$$F_{vi} = \frac{4 \cdot N_s \cdot L_r \cdot f_s}{N_p \cdot V_i^2} \quad (91)$$

Figura 52 - Diagrama de blocos funcional do controle de corrente de pico.

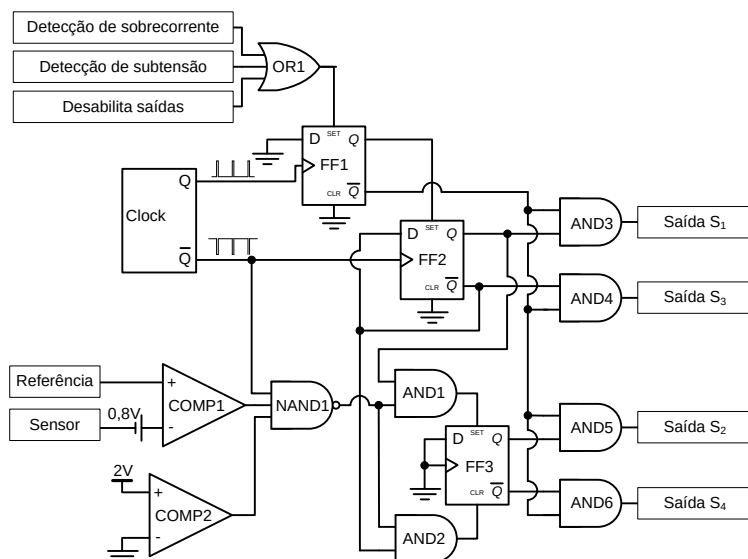


Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

3.6.2 Análise funcional do UCC3895

A aplicação do CI UCC3895 como controlador e PWM (Modulação por largura de pulso) requer um estudo prévio do componente para um projeto adequado. Nesta análise, são abordadas as partes do componente referentes ao controle da corrente de pico e ao PWM. Na Figura 53, é mostrado parte do circuito interno do UCC3895. Alguns recursos do circuito integrado são desabilitados para a implementação do controle de corrente de pico.

Figura 53 - Diagrama interno do UCC3895 referente ao controle de corrente.



Fonte: Adaptado de (Texas Instruments, 2013).

O CI possui uma entrada para sensor de corrente para desligamento por sobrecorrente (entrada inversora de COMP2), onde poderia ser implementado o controle por modo de corrente de pico se a referência deste controle não fosse fixa, com valor de 2V, impossibilitando a execução do controle por este pino.

Para a aplicação do controle neste CI, é utilizado o comparador interno COMP1, onde é aplicada na entrada não inversora a referência, e na entrada inversora o sinal da corrente nas chaves. As saídas de COMP1 e COMP2 são ligadas a uma porta *nand* de 3 entradas, denominada NAND1 na Figura 53. A saída de COMP2 sempre está em nível lógico 1, pois a entrada inversora do comparador é ligada ao sinal de

terra. Na terceira entrada da porta NAND1, é ligado o sinal Clock do circuito lógico.

Nota-se que na entrada inversora de COMP1 há uma fonte de 0,8V que fica em série com o valor de corrente medido, e este valor deve ser compensado pela tensão de referência. Quando a corrente em alguma das chaves ultrapassar o valor de referência, a saída do comparador COMP1 vai a nível lógico baixo, como exibido na Figura 54. A saída da porta NAND1 tem nível lógico 1 toda vez que alguma das entradas possuir nível lógico 0, como exibido na Figura 55. Caso a corrente nas chaves não ultrapasse o valor da referência até a metade do período de um chaveamento, o sinal de Clock vai a nível lógico zero e assim a saída de NAND1 vai a nível lógico 1.

A saída da porta NAND1 é ligada a duas portas *and*: AND1, que “multiplica” o estado da saída de NAND1 com o estado da saída “A”, e AND2 que “multiplica” o estado da saída de NAND1 com o estado da saída S₃. Caso a saída S₁ esteja acionada enquanto ocorre o pulso na saída da porta NAND1 o Flip-Flop FF3 é ‘setado’, e a saída S₂ é ligada. Devido à saída S₄ ser logicamente complementar à saída S₂, ela é desligada no mesmo instante do acionamento da saída S₂. Caso a saída S₃ esteja acionada quando ocorrer o pulso na saída de NAND1, FF3 é ‘resetado’, e a saída S₂ é desligada. Na Figura 55 são exibidos os estados lógicos das saídas e das portas AND1 e AND2, para melhor compreensão do funcionamento do controle.

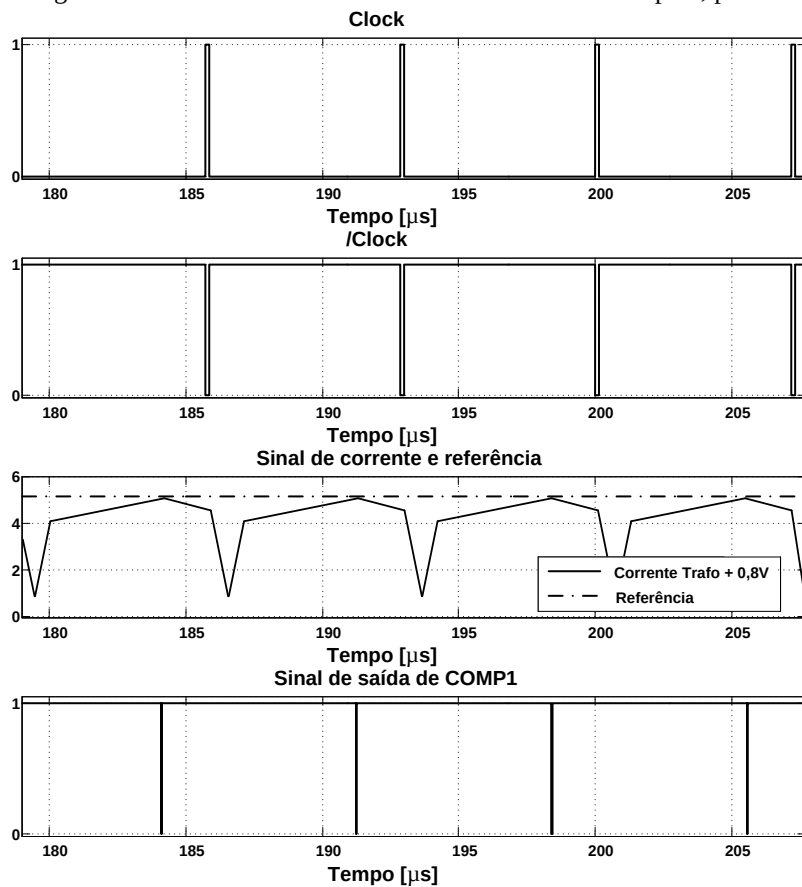
Desse modo, ocorre o controle de corrente de pico juntamente à modulação por deslocamento de fase.

Em períodos de transitórios pode ocorrer em que o comando de uma chave do mesmo braço possuir largura diferente do comando da chave complementar, porém essas diferenças nos pulsos de comandos são corrigidas nos próximos ciclos de controle levando o conversor ao regime em poucos ciclos.

Pode-se afirmar que o controle de corrente de pico segue a referência de corrente em um semiciclo da corrente medida quando a variação da referência ocorre sob a forma de pequeno sinal, ou seja, para pequenas variações na referência, o controle pode ser considerado como instantâneo.

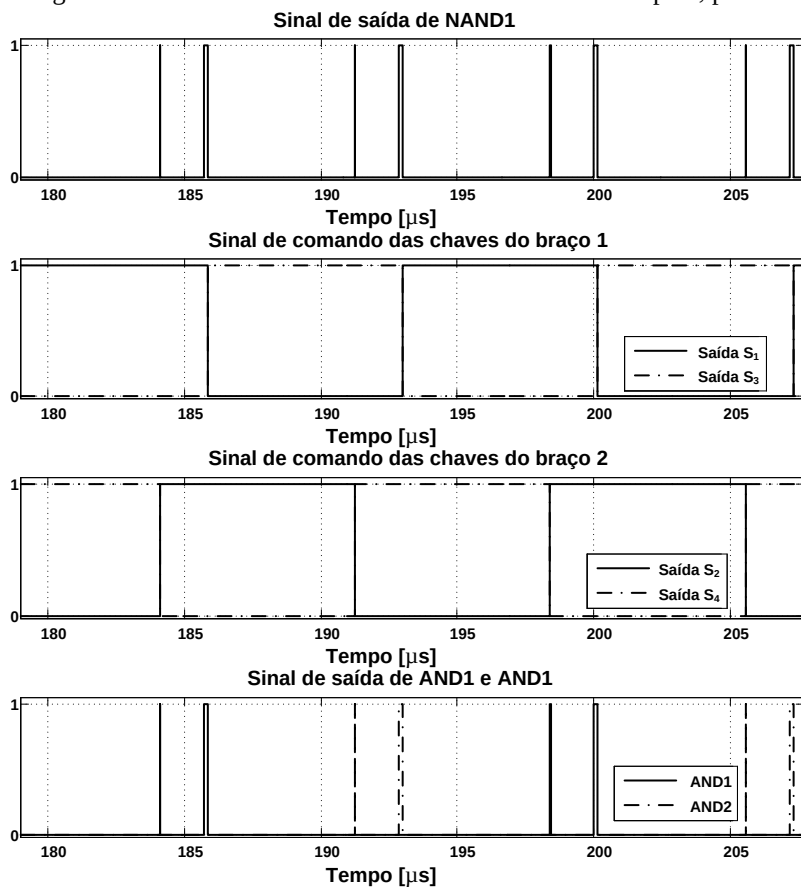
O ganho da malha de corrente é proporcional ao inverso do ganho do sensor de corrente adotado. O projeto do controle é simplificado, constituindo-se na determinação dos filtros passa-baixas, e cálculo do limitador de referência para a corrente máxima desejada.

Figura 54 - Formas de onda do controlador de corrente de pico, parte 1.



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

Figura 55 - Formas de onda do controlador de corrente de pico, parte 2.



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

3.6.3 Controle anti-saturação do transformador

A saturação do transformador de potência pode ocorrer caso haja corrente contínua circulando no transformador. A incidência de corrente contínua no transformador pode ocorrer por pequenas diferenças nos tempos de tensão aplicada sobre seus terminais, ou variações na tensão de alimentação entre um semiciclo e outro. Com o núcleo saturado, o transformador perde sua característica, e se comporta como um curto circuito, com a sua corrente crescendo descontroladamente em um sentido a cada ciclo.

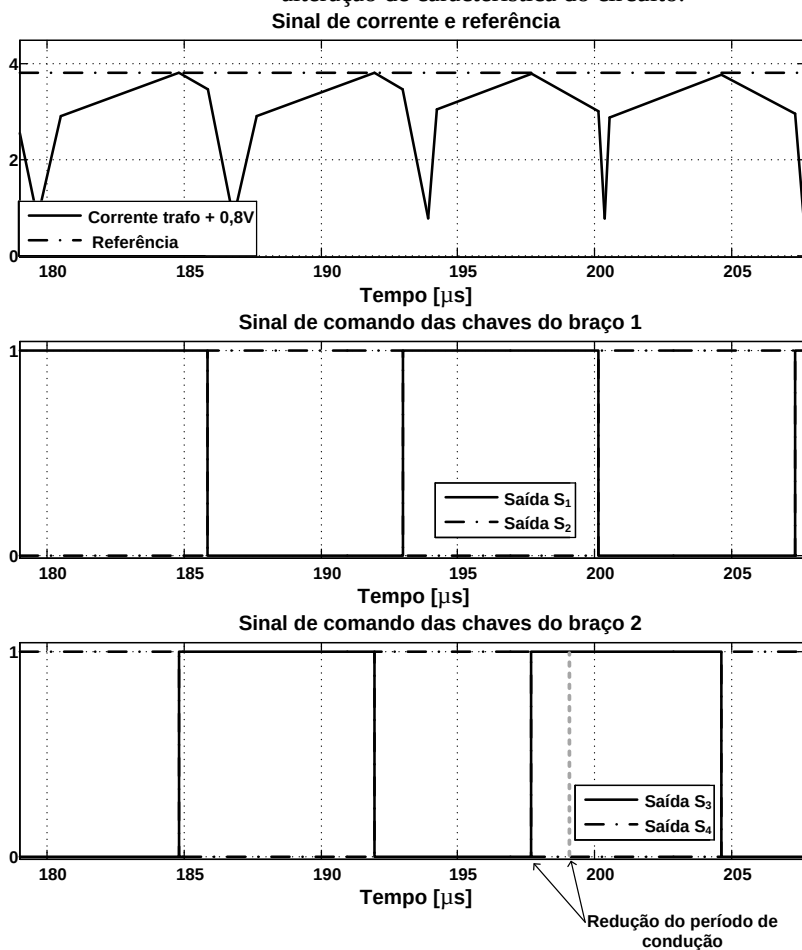
O controle de corrente de pico é conhecido por evitar a saturação de transformadores em circuitos onde é aplicado (Erickson e Maksimovic, 2004), e, portanto, pode ser aplicado ao conversor ponte completa. Como a corrente é sempre desligada no mesmo patamar no primário do transformador, o núcleo sempre trabalha dentro da curva linear de B-H.

Para exemplificar o funcionamento desta característica do controlador, uma alteração na indutância de dispersão do transformador foi simulada. Na Figura 54, são exibidos os sinais de referência, corrente no primário do transformador e sinais de comando dos dois braços do conversor. No instante de 192,5 μ s a indutância do transformador foi alterada, reduzindo-a pela metade, de modo a simular uma pequena saturação do transformador e, alterando a inclinação da forma de onda de corrente.

Ao atingir o patamar da referência de corrente, a chave S_4 , que estava conduzindo nesse instante, tem seu sinal de comando retirado e, pela lógica do controle, a chave S_3 recebe comando para conduzir. Nota-se que ao perturbar o sistema há a redução no período de condução de uma das chaves, nesse caso, a chave S_4 , e voltando ao regime (50% de tempo para

cada chave), após um período de comutação. Na Figura 56, em linha cinza pontilhada, é determinado o instante em que a chave S_4 desligaria caso não houvesse o distúrbio.

Figura 56 - Funcionamento do Controle de corrente de pico para uma alteração de característica do circuito.



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

3.6.4 Estabilidade do sistema

Um problema comum em conversores operando em modo de condução contínua no indutor de saída e com controle de corrente por corrente de pico aplicado também no indutor de saída, é o aparecimento de oscilações sub-harmônicas na corrente do indutor para razões cíclicas acima de 0,5. Isso acontece em conversores onde a corrente no indutor não retorna ao seu valor inicial a cada início de período (Sheehan, 2007). A solução para a eliminação das oscilações sub-harmônicas é a adição de um sinal do tipo rampa ao sinal de corrente medido (Erickson e Maksimovic, 2004).

Em conversores operando em modo de condução descontínua (MCD), o controle de corrente de pico não apresenta oscilações sub-harmônicas devido à corrente no indutor controlado voltar sempre ao seu estado inicial no início de cada ciclo (Shanmugavel, 2012). Nos conversores operando em MCD, e que utilizam controle por corrente de pico, não necessitam do sinal em rampa para estabilizar o sistema, porém, o sinal pode ser adicionado de modo a melhorar a imunidade do sistema a ruídos.

O controle de corrente de pico foi aplicado no primário do conversor utilizado, apresentando corrente alternada no ponto de medição e, após retificação, o sinal se torna um sinal pulsante, semelhante a uma forma de onda de um conversor operando em MCD. As simulações realizadas mostram que o controle aplicado no primário do transformador não gera oscilações sub-harmônicas na corrente do transformador, nem nas correntes de saída, sem a necessidade de aplicação do sinal do tipo rampa, como em conversores operando em MCD.

3.7 Conclusão

Neste capítulo, foram apresentadas as análises qualitativa, quantitativa e de comutação do conversor estudado.

Também foi apresentado o sistema de controle aplicado ao conversor, o controle por corrente de pico.

Na análise qualitativa, foram expostas as doze etapas de funcionamento e, para cada etapa, foram equacionadas as grandezas elétricas nos elementos ressonantes do conversor. As formas de onda idealizadas nos elementos do circuito foram esboçadas, de modo a auxiliar a compreensão do funcionamento do circuito e auxiliar o desenvolvimento da análise quantitativa que foi feita sobre as formas de onda esboçadas.

Na análise quantitativa, foram equacionados todos os esforços de tensão e corrente nos elementos do circuito. As equações deduzidas na análise quantitativa são usadas no projeto dos componentes do conversor.

A análise de comutação do conversor apresentou os dois tipos de comutação do conversor quando este apresenta comutação suave, onde foram definidos os requisitos mínimos para a existência da comutação suave no braço crítico do conversor.

Na parte do sistema de controle utilizado, foram apresentados os diagramas de blocos do controle, e também foi feito um estudo do circuito integrado responsável por realizar o controle pelo pico da corrente, e que também realiza a modulação por deslocamento de fase, o UCC3895.

4 PROJETO DO CONVERSOR

O conversor cc-cc deve ser projetado de modo a atender as especificações de entrada e de saída. Esta etapa é crítica, pois devem ser listadas todas as características desejadas a fim de se calcular os esforços e grandezas em todos os elementos de potência do conversor utilizando-se das equações desenvolvidas neste trabalho ou em outras fontes.

Nesta etapa são escolhidos os componentes semicondutores de potência e projetados os elementos magnéticos para obtenção de resultados experimentais.

4.1 Especificações de projeto

As especificações de projeto determinam os valores das grandezas elétricas de entrada e saída para o conversor. Esses dados são o ponto de partida do projeto e são listados em tabelas.

4.1.1 Características elétricas dos painéis fotovoltaicos

As características elétricas de um painel fotovoltaico SW 130 da SolarWorld é apresentada na Tabela 2. Esse é o painel disponível no nPEE (Núcleo de processamento de energia elétrica) para experimentos de sistemas fotovoltaicos. São disponíveis 20 unidades desse painel, porém, devido à associação escolhida, são utilizadas 18 unidades.

Tabela 2 - Características elétricas no STC do painel solar SW 130
(Continua).

Característica	Símbolo	Valor
Valor de máxima potência	P_{max_pv}	130W
Valor de tensão de circuito aberto	V_{oc_pv}	21,5V

Tabela 2 - Características elétricas do painel solar SW 130 (Conclusão).

Valor de tensão no ponto de máxima potência	V_{mpp_pv}	17,4V
Valor de corrente de curto circuito	I_{cc_pv}	7,99A
Valor de corrente no ponto de máxima potência	I_{mpp_pv}	7,49A

Fonte: Adaptado de Solarworld (2011).

A associação escolhida para o arranjo de painéis fotovoltaicos é a TCT, resultando em 6 arranjos em paralelo de 3 painéis em série. As características elétricas do arranjo são resumidas na Tabela 3. Foi assumido que a irradiação solar nos painéis não supera 1000W/m², como no STC.

Tabela 3 - Características elétricas da associação TCT.

Característica	Símbolo	Valor
Valor de máxima Potência	P_{max_array}	2340W
Valor de tensão de circuito aberto	V_{oc_array}	64,5V
Valor de tensão no máximo ponto de potência	V_{mpp_array}	52,2V
Valor de corrente de curto circuito	I_{cc_array}	47,94A
Valor de corrente no ponto de máxima potência	I_{mpp_array}	44,94A
Número de painéis em série	Ns_{pv}	3
Número de painéis em paralelo	Np_{pv}	6

Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

4.1.2 Características elétricas do inversor não autônomo

As informações sobre as grandezas elétricas referentes ao inversor não autônomo são encontradas em (Brighenti, 2014). Os valores utilizados aqui são referentes às condições nominais de operação do inversor não autônomo. As características de uma entrada do inversor são exibidas na Tabela 4.

Tabela 4 - Características elétricas de uma entrada do inversor não autônomo.

Característica	Símbolo	Valor
Valor de máxima potência	P_{inv_max}	780W
Valor médio de tensão de entrada	$V_{inv_média}$	261,2V
Valor máximo da tensão de entrada	V_{inv_max}	273,6V
Valor médio da corrente de entrada	$I_{inv_média}$	2,99A

Fonte: Adaptado de Brighenti (2014).

O inversor multipulsos é capaz de manter o seu funcionamento com desequilíbrios nas correntes em sua entrada, impactando na qualidade da energia entregue a rede, como descrito por Brighenti (2014).

4.1.3 Especificações elétricas do conversor cc-cc

Unindo as informações da Tabela 3 e da Tabela 4 têm-se os valores das grandezas elétricas que especificam a entrada e saída do conversor cc-cc. Deste modo, o conversor cc-cc é projetado de maneira a atender os requisitos de entrada, determinados pelas características do arranjo fotovoltaico, e também os requisitos de saída, determinados pela entrada do inversor não autônomo.

Os valores de especificação do conversor cc-cc são exibidos na Tabela 5.

Tabela 5 - Especificações elétricas do conversor cc-cc.

Característica	Símbolo	Valor
Valor médio de potência de entrada	P_{in_cc}	2340W
Valor médio de tensão de entrada	V_{in_cc}	52,2V
Valor médio de corrente de entrada	I_{in_cc}	44,94A
Valor máximo de tensão de entrada	V_{in_max}	64,5V
Valor máximo de corrente de entrada	I_{in_max}	47,94A
Valor médio de Potência de saída (estimada)	P_{o_cc}	2223W
Valor médio de Tensão de saída	V_{o_cc}	261,2V
Valor médio de Corrente de saída	I_{o_cc}	2,83A
Ondulação de corrente de saída	ΔI_{o_cc}	426mA
Frequência de chaveamento	f_s	70kHz

Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

4.2 Metodologia de projeto

A metodologia de projeto para os componentes do conversor cc-cc define a ordem de projeto dos elementos e também apresenta equações que são usadas no projeto mas não foram introduzidas no escopo do documento nas seções anteriores.

O projeto do conversor segue uma sequência de etapas definidas dessa forma, de modo a obterem-se os dados necessários para as próximas etapas de projeto. A sequência de projeto dos elementos do conversor é apresentada a seguir:

- Projeto de magnéticos
 - Transformador;
 - Indutor de filtragem;
 - Indutor ressonante;
- Projeto de semicondutores
 - MOSFETs;
 - Diodos retificadores;
- Projeto do dissipador de calor;
- Projeto do banco de capacitor de entrada;

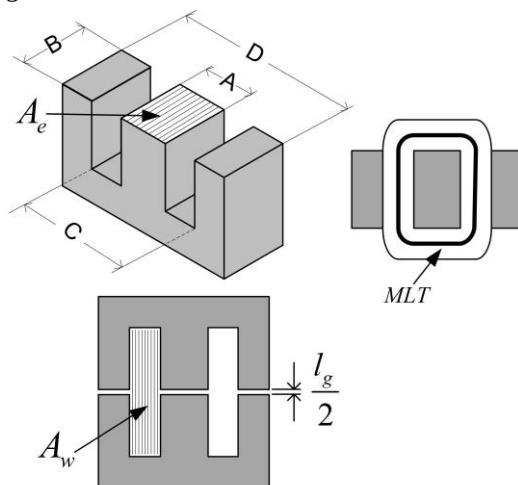
4.2.1 Transformador de alta frequência

A metodologia de projeto para o transformador de alta frequência é apresentada nesta seção. De início, escolhe-se o núcleo, que é responsável pela transferência de potência entre o primário e secundário. Em seguida, calcula-se o número de espiras no primário e secundário, número de fios em paralelo, cálculo de perdas, elevação de temperatura e possibilidade de execução.

4.2.1.1 Escolha do núcleo

O tamanho do núcleo deve ser proporcional à potência processada e inversamente proporcional à frequência de operação. A escolha do núcleo inicia-se pela determinação do produto da área de janela com a área do núcleo. O núcleo a ser utilizado para o transformador é do tipo EE. Suas características dimensionais usadas no projeto do transformador são exibidas na Figura 57, onde MLT significa comprimento médio de uma espira e lg se refere ao tamanho do entreferro no núcleo.

Figura 57 - Características dimensionais do núcleo EE.



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

As dimensões do núcleo determinam a capacidade de potência processada e este valor é obtido pelo produto entre a área da perna central do núcleo com a área da janela do mesmo. A equação para determinação do produto de áreas do transformador foi desenvolvida a partir das leis básicas do eletromagnetismo e sua dedução encontra-se no Apêndice A deste material. O produto de áreas do núcleo é definido na equação (92).

$$A_e A_w = \frac{P_o}{\Delta B \cdot 2 \cdot f_s \cdot k_w \cdot k_p \cdot J} \quad (92)$$

Onde:

A_w - área da janela do núcleo;

A_e - área da perna central;

ΔB - variação da densidade de fluxo magnético;

J - densidade de corrente;

k_w - fator de enrolamento;

k_p - fator de utilização do primário;

4.2.1.2 Número de espiras dos enrolamentos

O número de espiras dos enrolamentos é definido a partir das características físicas do núcleo escolhido.

O número de espiras no primário é calculado pela equação (93). Nesta equação usou-se o valor mínimo de tensão de entrada e a razão cíclica eficaz do conversor para o correto funcionamento na tensão mínima de trabalho do conversor.

$$N_p = \frac{V_{in_{min}} \cdot D_{ef_{max}}}{\Delta B \cdot 2 \cdot f_s \cdot A_e} \quad (93)$$

O número de espiras nos secundários é determinado pela equação (94). Esta equação usa fatores de escala para compensar as quedas de tensão nos semicondutores do circuito, como feito por Barbi (2007).

$$N_s = 1,1 \frac{V_{o_{cc}} + 2 \cdot V_F}{V_{in_{min}} \cdot D_{ef_{max}} - 2 \cdot V_{DS_{ON}}} \cdot N_p \quad (94)$$

Onde:

V_F - tensão em um diodo;

$V_{DS_{ON}}$ - tensão entre dreno e fonte em um MOSFET em condução;

4.2.1.3 Número de condutores em paralelo

Em transformadores de alta frequência, é normal a ocorrência de correntes *eddy* nos condutores dos enrolamentos caso haja espaço para elas circularem. Essas correntes são induzidas pelo próprio fluxo magnético do condutor, e faz com que a soma da corrente induzida com a corrente não induzida

resulte em uma densidade de corrente maior pela periferia do condutor. Esse efeito é conhecido como o efeito *skin* (*Erickson e Maksimovic, 2004*). Para evitar a influência do efeito *skin* nos enrolamentos do transformador, deve-se selecionar condutores com raio menor que a profundidade de penetração. A equação que define a profundidade de penetração da corrente é deduzida das equações de *Maxwell* para uma corrente senoidal de frequência f em Hz dado na equação (95). A unidade resultante é cm.

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu f_s}} \quad (95)$$

Onde:

ρ - resistividade do material condutor;

μ - permeabilidade magnética do material condutor;

Substituindo valores de resistividade do cobre à 100°C e permeabilidade magnética do cobre, que é igual a do ar, na equação (95), resulta na equação simplificada (96), com resultado em cm.

$$\delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} \quad (96)$$

Após cálculo do valor da profundidade de penetração, recomenda-se a escolha de um condutor com raio menor ou igual a δ .

Caso o valor de δ resulte em valor pequeno e o condutor apropriado não suporte a corrente eficaz do enrolamento, é necessário colocar condutores em paralelo. O número de condutores em paralelo para cada enrolamento é calculado com base na área necessária para conduzir a corrente de cada enrolamento, definida na equação (97).

$$A_{cu_{nec}} = \frac{I_{n_{ef}}}{J} \quad (97)$$

Onde:

In_{ef} - Valor eficaz de corrente do enrolamento n;

J - Densidade de corrente do projeto.

O número de condutores em paralelo é encontrado pela razão entre a área de cobre necessária e área do condutor escolhido, como mostrado na equação (98).

$$N_{\text{fios}} = \frac{A_{cu_{nec}}}{A_{cu_{cond}}} \quad (98)$$

4.2.1.4 Cálculo de perdas no transformador

As perdas em um transformador são divididas nas partes que compõe o transformador, que são o núcleo e os enrolamentos. As perdas no núcleo são oriundas da energia de magnetização e desmagnetização do núcleo e por correntes *eddy* induzidas no núcleo. Parte dessas perdas é computada pelo volume do núcleo multiplicada pela área da curva B-H do material que compõe o núcleo e pela frequência de trabalho.

Para os núcleos de ferrite da fabricante *Thornton*, pode-se aproximar as perdas no núcleo pela equação empírica (99) (OLIVEIRA, 2001), com resultado em *Watts*.

$$P_{\text{nucleo}} = V_{\text{nucleo}} \cdot Cm \cdot f_s^x \cdot \Delta B^y \cdot 10^{-3} \quad (99)$$

Onde Cm , x e y são os coeficientes de *Steinmets* do material, com os seguintes valores:

Cm : $7,9292 \cdot 10^{-3}$;

x : 1,4017;

y : 2,3294;

As perdas nos enrolamentos são causadas por efeito Joule nos condutores e por efeitos *skin*. As perdas por efeito *skin* podem ser desconsideradas caso seja usado condutores com raio menor que a profundidade de penetração da corrente. As perdas por efeito Joule são computadas pelo valor eficaz de

corrente e resistência do enrolamento. A determinação do comprimento médio de uma espira facilita a aproximação da resistência de cada enrolamento.

É considerado que o comprimento de um enrolamento é o número de espiras multiplicado pelo comprimento médio de uma espira. Usando como base o núcleo exibido na Figura 57. O comprimento médio de uma espira é determinado na equação (100).

$$MLT = A + 2B + C \quad (100)$$

As perdas em um enrolamento são então calculadas pela equação (101).

$$P_{cu} = \frac{I_{ef}^2 \cdot N_e \cdot MLT \cdot R_{fio}}{N_{fios}} \quad (101)$$

Onde:

R_{fio} - resistência elétrica por metro do fio elementar, em Ω/m ;

As perdas totais no transformador são a soma das perdas no núcleo com as perdas no cobre. Com as perdas totais é possível estimar a elevação de temperatura do transformador para especificar se o núcleo suporta a temperatura máxima estimada sem deterioração do material magnético. A perda total no transformador é definida pela equação (102).

$$P_{total} = P_{nucleo} + P_{cu} \quad (102)$$

A elevação de temperatura do transformador é relacionada à temperatura que atinge a perna central do núcleo EE e é proporcional a perda total no transformador, como exibido na equação (103).

$$\Delta T = R_{th_{nucleo}} \cdot P_{total} \quad (103)$$

A resistência térmica para núcleos de ferrite da fabricante *Thornton* sob convecção natural pode ser

aproximada pela fórmula empírica mostrada na equação (104), (Oliveira, 2001).

$$R_{th_{nucleo}} = \frac{59,3}{V_n^{0,544}} \quad (104)$$

Onde:

V_n - volume do núcleo em cm^3 ;

Sob convecção forçada, a resistência térmica diminui. Uma fórmula empírica extraída de Bossche e Valchev (2005) determina o coeficiente de convecção para núcleos de ferrite, mostrado na equação (105).

$$h_c = (3,33 + 4,8v_a^{0,8})L_n^{-0,288} \quad (105)$$

Onde:

v_a - velocidade da convecção de ar em m/s;

L_n - distância da percorrida pela convecção de ar na superfície do elemento, $L_n = a + b$ definida em metros. Vide Figura 58.

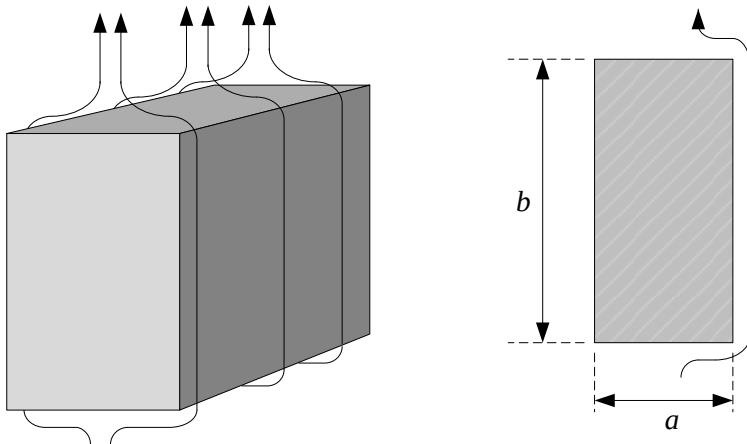


Figura 58 - Determinação do parâmetro L_n .

Fonte: Adaptado de Bossche e Valchev (2005).

A resistência térmica do núcleo para convecção forçada é determinada pela equação (106), que depende da área de convecção do núcleo.

$$R_{th_{nucleo}} = \frac{1}{h_c \cdot A_{nuc}} \quad (106)$$

4.2.1.5 Possibilidade de execução

A possibilidade de execução de um transformador é avaliada pela relação entre área ocupada pelos enrolamentos e área de janela disponível no núcleo. Essa relação de áreas deve ser menor que a unidade. O fator de ocupação K_w , usado no projeto do transformador deve ser escolhido de forma a se considerar o uso de isolantes no transformador como fitas e papel *presspahn*.

A área necessária para abrigar os enrolamentos é calculada com a equação (107).

$$A_{nec} = \frac{A_{isol} (N_P \cdot N_{fios_{pri}} + N_S \cdot N_{fios_{sec}})}{k_w} \quad (107)$$

É possível a construção do transformador caso a inequação (108) seja satisfeita.

$$\frac{A_{nec}}{A_w} < 1 \quad (108)$$

4.2.2 Indutor de filtragem

A metodologia para o projeto do indutor de filtro da corrente de saída é semelhante à metodologia de projeto do transformador de alta frequência, diferenciando-se nas equações. As equações que definem os valores para o projeto do indutor de filtragem são encontradas em alguns livros de projetos de eletrônica de potência, e, por isso, as equações não

são deduzidas. As equações referentes ao projeto do indutor de filtragem podem ser encontradas em (Barbi, 2007).

Semelhante ao transformador, o projeto do indutor de filtro inicia-se pelo cálculo do produto de áreas de um núcleo EE, como descrito na equação (109).

$$A_e A_{w-L} = \frac{L \cdot I_{Lpk} \cdot I_{Lef}}{J \cdot k_w \cdot B_{\max}} \quad (109)$$

Onde:

L - valor da indutância em H;

I_{Lpk} - valor de pico da corrente no indutor;

I_{Lef} - valor eficaz da corrente no indutor;

$B_{\max}$ - valor máximo da densidade de fluxo magnético;

Após o cálculo do produto de áreas do núcleo, escolhe-se um núcleo que o produto de áreas seja superior ao resultado da equação (109). Com as dimensões do núcleo escolhido, calcula-se o número de espira necessário, com a equação (110).

$$N_L = \frac{L \cdot I_{Lpk}}{B_{\max} \cdot A_e} \quad (110)$$

Entreferos devem ser adicionados em indutores por dois motivos: primeiro, sem um entreferro a indutância é proporcional a permeabilidade magnética do núcleo, que depende da temperatura e do ponto de operação do indutor, dificultando o projeto de um indutor com indutância controlada. O segundo motivo é que a adição de um entreferro permite que o indutor trabalhe com correntes maiores sem ocorrer a saturação do núcleo, pois muda a inclinação da curva B-H.

O entreferro para o indutor é calculado com a equação (111). O resultado desta equação se refere ao entreferro total. No caso do núcleo EE, o valor deve ser dividido por 2 pois o caminho magnético passa duas vezes pelo entreferro.

$$l_g = \frac{N_L^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{L} \quad (111)$$

Onde:

μ_0 - permeabilidade magnética do ar;

A maior parte da corrente que circula pelo indutor de filtragem é contínua, apresentando ondulação de corrente conforme o projeto. Dependendo da ondulação de corrente é possível desprezar as perdas causadas pelo efeito *skin* e utilizar um condutor singelo. Um projeto mais eficiente, visando o mínimo de perdas utiliza condutores em paralelo, conforme calculado na seção 4.2.1.3 para o transformador.

Da mesma forma que o transformador, calcula-se as perdas do indutor, que são oriundas das perdas no condutor e perdas no núcleo, como já mencionado na seção 4.2.1.4.

Outra etapa semelhante ao projeto do transformador é a verificação da possibilidade de execução do indutor. Para isso usa-se as mesmas equações descritas na seção 4.2.1.5. Como o indutor de filtro possui apenas um enrolamento, a equação se torna mais simples.

4.2.3 Semicondutores

A metodologia de projeto aplicada aos semicondutores é a aplicação das especificações de projeto apresentadas na seção 4.1 nas equações desenvolvidas na seção 3.4. Os resultados das equações determinam os esforços nos semicondutores e, assim, pode-se realizar a escolha dos mesmos.

A escolha dos semicondutores é realizada por buscas no portfólio de semicondutores dos fabricantes mais conhecidos juntamente combinadas com os semicondutores disponíveis no mercado.

Após a escolha dos semicondutores, inicia-se o cálculo de perdas nos componentes. As perdas nos semicondutores são

causadas por perdas na condução e perdas na comutação. Para um transistor MOSFET, a perda na condução é computada pela equação (112), utilizando-se do valor eficaz da corrente que passa pela chave, resistência do canal e também do coeficiente de temperatura α , que compensa o valor da resistência do canal na temperatura projetada.

$$P_{cond_s} = I_{S_{ef}}^2 \cdot R_{DS_{ON\ max}} \cdot \alpha \quad (112)$$

Onde:

$I_{S_{ef}}$ - valor eficaz de corrente na chave;

$R_{DS_{ON\ max}}$ - máximo valor de resistência de dreno da chave;

Já para um diodo a perda por condução é calculada pela equação (113), que computa as perdas dissipadas na resistência interna e na barreira de potencial.

$$P_{cond_D} = V_F \cdot I_{D_{med}} + I_{D_{ef}}^2 \cdot R_S \quad (113)$$

Onde:

$I_{D_{med}}$ - valor médio de corrente no diodo;

$I_{D_{ef}}$ - valor eficaz de corrente no diodo;

R_S - resistência elétrica do diodo quando polarizado diretamente;

As perdas na comutação são calculadas de maneira diferente da usual. Para este conversor, que apresenta comutação suave na entrada em condução da chave, é possível desprezar as perdas de entrada em condução, computando apenas as perdas de entrada em bloqueio, como mostra a equação (114), (Andersson, 2011).

$$P_{off_s} = \left(I_{S_{ef}} \cdot V_{in_cc} \cdot \frac{t_{rv} + t_{fi}}{2} \right) \cdot f_s \quad (114)$$

Onde:

t_{rv} - tempo de subida de tensão no instante de comutação;

t_{fi} - tempo de descida de corrente no instante de comutação;

As perdas de recuperação nos diodos intrínsecos do MOSFET foram desprezadas.

Os diodos usados no secundário do transformador também apresentam perdas por comutação. Essas perdas são geradas principalmente por recuperação reversa no diodo. A recuperação reversa faz com que haja uma circulação de corrente no sentido reverso do diodo no momento que é aplicada a tensão reversa. A perda de bloqueio de um diodo é calculada pela equação (115), (Williams, 2006).

$$P_{bloq_D} = Q_{rr} \cdot V_{in_cc} \cdot \frac{N_s}{N_p} \cdot f_s \quad (115)$$

Onde:

Q_{rr} - carga de recuperação reversa do diodo;

4.2.4 Dissipador de calor

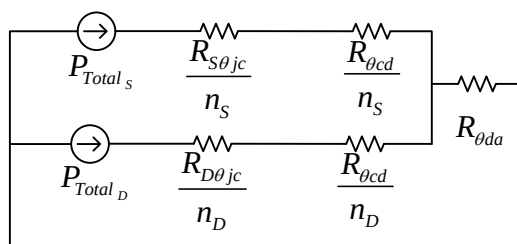
Após cálculo das perdas nos semicondutores, inicia-se o projeto térmico do conversor. O projeto térmico do conversor define a temperatura máxima de trabalho das chaves, que não deve ultrapassar o valor máximo para a junção dos semicondutores, estabelecido em catálogo. Para manter a temperatura dentro de valores adequados o uso de dissipadores de calor é essencial.

Para o dimensionamento do dissipador, leva-se em consideração a quantidade de potência a ser dissipada e as resistências térmicas existentes entre a junção do semiconductor e o ar ambiente. É apresentado o dimensionamento de um dissipador para todos os semicondutores do conversor pois assim reduz-se o custo. O uso de um dissipador requer o uso de

isoladores, pois as abas dos componentes são ligados à terminais energizados. Os isoladores escolhidos são do tipo de óxido de alumínio, conhecidos como *aluminas* (Aavid, 2014) por terem boa condutividade térmica.

Para a determinação da resistência térmica do dissipador, é usado um circuito elétrico análogo ao térmico como exibido na Figura 59. Este circuito considera uma fonte de corrente que representa a potência a ser dissipada pelos MOSFETs. Em série com esta fonte de corrente, há a resistência entre a junção e a cápsula, dado extraído da folha de dados do componente, e a resistência térmica entre cápsula e dissipador, que representa a resistência térmica dos isoladores. O mesmo se repete para os diodos. Os circuitos se unem no dissipador, pois todos os elementos dividem o mesmo dissipador. Desse ponto até a temperatura ambiente, há a resistência térmica do dissipador.

Figura 59 - Circuito térmico para dimensionamento do dissipador.



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

Na Figura 59, os termos utilizados são:

P_{Total_s} - somatório das potências dissipadas nas chaves;

P_{Total_D} - somatório das potências dissipadas nos diodos retificadores;

$R_{S\theta jc}$ - resistência térmica entre junção e cápsula das chaves;

$R_{D\theta jc}$ - resistência térmica entre junção e cápsula dos diodos retificadores;

$R_{\theta cd}$ - resistência térmica entre cápsula e dissipador;

$R_{\theta da}$ - resistência térmica entre dissipador e ambiente;

n_s - número de chaves dispostas no dissipador;

n_D - número de diodos retificadores dispostos no dissipador;

O processo a ser usado na determinação da resistência térmica do dissipador consiste em determinar as diferenças de temperatura entre o dissipador e a junção dos semicondutores como descrito na equação (116), (Bascopé e Perin, 1997; Williams, 2006).

$$\begin{aligned}\Delta T_{jd}s &= P_{Total\ s} \frac{R_{S\theta jc} + R_{\theta cd}}{n_s} \\ \Delta T_{jd}d &= P_{Total\ d} \frac{R_{D\theta jc} + R_{\theta cd}}{n_D}\end{aligned}\quad (116)$$

Após isso, calcula-se a temperatura média no dissipador e verifica-se a temperatura na junção. A temperatura média no dissipador é calculada com uma média simples levando em consideração as temperaturas nas junções dos semicondutores (T_j), como desejar o projetista. A temperatura média do dissipador é calculada na equação (117).

$$T_{med\ dis} = \frac{(T_j - \Delta T_{jd}s) + (T_j - \Delta T_{jd}d)}{2} \quad (117)$$

Onde:

T_j - temperatura de junção do semicondutor;

Com a temperatura média do dissipador, é possível calcular a temperatura da junção dos semicondutores com equação (118). Caso a temperatura calculada exceda a temperatura máxima recomendada, é necessário fazer um projeto com menor quantidade de componentes no dissipador.

$$\begin{aligned} T_{js} &= \Delta T_{jd}s + T_{med}_{dis} \\ T_{jd} &= \Delta T_{jd}d + T_{med}_{dis} \end{aligned} \quad (118)$$

O valor da resistência térmica do dissipador é calculado com a equação (119).

$$R_{\theta da} = \frac{T_{med}_{dis} - T_a}{P_{Total_s} + P_{Total_d}} \quad (119)$$

Onde:

T_a - temperatura ambiente;

4.2.5 Banco de capacitores do barramento

Um projeto para o banco de capacitores do barramento de entrada se faz necessário, pois os painéis fotovoltaicos possuem característica de fonte de corrente enquanto o conversor utilizado possui entrada em tensão. O banco de capacitores tem a função principal de absorver a corrente fornecida pelos painéis quando o conversor não consumir e fornecer corrente juntamente com os painéis quando o conversor demandar corrente elevada, de modo que a tensão na entrada do conversor varie em torno de um patamar definido em projeto.

O banco de capacitores é dimensionado para uma capacitância mínima, que é determinada pela ondulação máxima de tensão desejável. A equação (120) determina o valor de capacitância mínima para este conversor, (Stmicroelectronics, 2012).

$$C_{DC} > \frac{P_{in_cc}}{2 \cdot f_s \cdot \Delta V_{in_cc} \cdot V_{in_cc}} \quad (120)$$

Onde:

ΔV_{in_cc} - máxima variação de tensão na entrada do conversor cc-cc;

Outro requisito que o banco de capacitores deve cumprir é a capacidade de corrente. O cálculo do valor eficaz da corrente no banco de capacitores é realizado de modo indireto, ou seja, calcula-se a corrente drenada pelo conversor, e a fornecida pelo arranjo PV é conhecida. O valor eficaz da corrente drenada pelo conversor é definido pela equação (121).

$$I_{IN_{ef}} = I_O \cdot \sqrt{\frac{D + 2D_{ef}}{3}} \quad (121)$$

O valor eficaz da corrente no banco de capacitores é definido pela equação (122).

$$I_{Cb_{ef}} = \sqrt{I_{IN_{ef}}^2 - I_{PV}^2} \quad (122)$$

4.3 Projeto físico e escolha dos componentes

Nesta seção, são aplicadas as equações apresentadas ao longo deste documento para a determinação dos componentes do circuito.

4.3.1 Projeto físico do transformador

Para projetar o transformador de potência, aplicam-se as equações apresentadas na seção 4.2.1. A Tabela 6 define as informações necessárias para o projeto. Estes valores são definidos pelo projetista.

Tabela 6 - Especificações para projeto do núcleo do transformador.

Característica	Valor
ΔB	100mT
k_w	35%
k_p	30%
J	450A/cm ²

Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

Substituindo os valores das Tabelas 5 e 6 nas equações apresentadas na seção 4.2.1, determinam-se os parâmetros para projeto do transformador. O resultado do projeto do transformador é resumido na Tabela 7.

Tabela 7 - Resumo das características do transformador de potência (Continua).

Característica	Símbolo	Valor
Núcleo	-	2x NEE-65-33-26
Espiras primário	N_p	2
Espiras secundário	N_s	20
Valor eficaz de corrente no primário	$I_{p_{ef}}$	82,36A
Valor eficaz de corrente no secundário	$I_{s_{ef}}$	2,75A
Fio elementar	-	24AWG
Nº fios paralelo primário	N_{fios_p}	93
Nº fios paralelo secundário	N_{fios_s}	4

Tabela 7 – Resumo das características do transformador de potência (Conclusão).

Perdas no núcleo	P_{nuc}	35,9W
Perdas no cobre	P_{cu}	6,76W
Elevação temperatura	ΔT_{trafo}	49,6°C

Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

Após projeto e construção do transformador o mesmo foi ensaiado para avaliação dos valores das indutâncias magnetizantes e de dispersão de cada enrolamento. Através desses valores é possível a determinação da perda de razão cíclica e projeto de snubbers caso seja necessário.

Para determinação desses valores foram realizados ensaios de curto-circuito e circuito aberto nos terminais do transformador.

Tabela 8 - Valores das indutâncias do transformador construído

Enrolamento	Própria (H)	Dispersão (H)
Primário	61,92 μ	189n
Secundário 1	6,55m	10,98 μ
Secundário 2	6,55m	5,15 μ
Secundário 3	6,55m	12,02 μ

Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

4.3.2 Projeto do indutor de filtro

O indutor de filtro da corrente de saída é projetado pelas equações apresentadas na seção 4.2.2. A Tabela 9 determina as especificações do indutor necessárias para o projeto.

Tabela 9 - Especificações para projeto do núcleo do indutor.

Característica	Valor
$B_{\max}$	200mT
k_{wi}	35%

Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

Substituindo os valores da Tabela 5 e Tabela 9 nas equações apresentadas na seção 4.2.2, determinam-se os parâmetros para projeto do indutor. O resultado do projeto do indutor é resumido na Tabela 10.

Tabela 10 - Resumo das características do indutor de filtro.

Característica	Símbolo	Valor
Núcleo	-	NEE-65-33-26
Número de espiras	N_L	58
Fio elementar	-	29AWG
Nº fios paralelo	N_{fios_L}	10
Perdas no núcleo	P_{i_nuc}	0,1W
Perdas no cobre	P_{i_cu}	0,62W
Elevação temperatura	ΔT_{ind}	3,42°C

Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

4.3.3 Projeto das chaves

O projeto das chaves inicia-se pelo cálculo dos esforços de corrente e tensão. Os esforços são calculados pelas equações apresentadas na seção 3.4. A Tabela 11 resume os esforços elétricos para as chaves.

Tabela 11 - Esforços nas chaves.

Característica	Símbolo	S ₁₋₃	S ₂₋₄
Valor de pico de corrente	$I_{S\,pk}$	85,11A	85,11A
Valor médio de corrente	$I_{S\,med}$	37,67A	39,8A
Valor eficaz de corrente	$I_{S\,ef}$	56,39A	57,98A
Valor de pico de corrente diodo em antiparalelo	$I_{Ds\,pk}$	85,11A	85,11A
Valor médio de corrente diodo em antiparalelo	$I_{Ds\,med}$	3,96A	0,92A
Valor eficaz de corrente diodo em antiparalelo	$I_{Ds\,ef}$	15,27A	7,25A
Máxima tensão de bloqueio	$V_{DS\,pk}$	64,5V	64,5V

Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

As chaves escolhidas para o protótipo são do tipo MOSFET, que apresentam baixa resistência de dreno e capacidade de condução de altos valores de corrente em baixas tensões de ruptura entre dreno e fonte. Os MOSFETs possuem coeficiente positivo de temperatura na resistência de dreno, o que é uma boa característica para associação paralela. Durante transições as correntes nos MOSFETs pode se desequilibrar devido a diferenças na tensão de *threshold* e ganho de transcondutância (Forsythe, 2005), por isso é necessário que uma chave suporte a corrente total, e a associação paralela teria a principal função de dividir a corrente após as transições diminuindo as perdas em condução.

O MOSFET escolhido é o IRFB4110 da *International Rectifier*. Suas características importantes para a continuação do projeto são exibidas na Tabela 12.

São usadas duas chaves em paralelo para a redução das perdas em condução nas chaves. Nota-se que a máxima corrente suportada pelo componente escolhido é superior à corrente máxima do circuito, sendo seguro o seu uso mesmo em caso de desequilíbrio de correntes nas transições.

Tabela 12 - Características do IRFB4110.

Característica	Símbolo	Valor
Valor de corrente de dreno	I_D	120A
Tensão de ruptura de dreno	V_{DSS}	100V
Resistência de dreno mínima	$R_{DS_{ON\ min}}$	3,7mΩ
Resistência de dreno máxima	$R_{DS_{ON\ max}}$	4,5mΩ
Capacitância de saída	C_{Oss}	820pF
Resistência térmica junção- cápsula	$R_{S\theta_{jc}}$	0,402°C/W
Tensão direta do diodo	V_F	1,3V

Fonte: (Rectfier, 2011).

4.3.4 Projeto dos diodos retificadores

O projeto dos diodos retificadores segue o mesmo procedimento adotado para o projeto das chaves. Os esforços são calculados pelas equações apresentadas na seção 3.4.

A Tabela 13 resume os esforços elétricos para as chaves.

Tabela 13 - Esforços nos diodos retificadores.

Característica	Símbolo	D ₅₋₁₆
Valor de pico de corrente	$I_{DR_{pk}}$	2,84A
Valor médio de corrente	$I_{DR_{med}}$	1,42A
Valor eficaz de corrente	$I_{DR_{ef}}$	1,94A
Máxima tensão de bloqueio	$V_{DR_{RM}}$	645V

Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

Os diodos retificadores escolhidos são de tecnologia *Schottky* de carbeto de silício (SiC), que apresentam chaveamento rápido e corrente de recuperação reversa desprezível. Essas características ajudam na eficiência do conversor, pois são componentes com baixas perdas. O diodo escolhido é o GP2D005A120A fabricado pela *Global Power*. Suas principais características são exibidas na Tabela 14.

Tabela 14 - Características do GP2D005A120A.

Característica	Sigla	Valor
Corrente direta	I_F	5A
Tensão reversa repetitiva	V_{RRM}	1200V
Tensão direta	V_F	2,2V
Carga capacitiva total	Q_{rr}	22nC
Capacitância total	C_D	18pF
Resistência térmica junção-cápsula	$R_{D\theta_{jc}}$	1,50°C/W

Fonte:(Power, 2015).

4.3.5 Cálculo das perdas nos semicondutores e projeto térmico

O cálculo das perdas nos semicondutores é realizado através da junção das informações extraídas da folha de dados dos componentes com os esforços calculados para esses componentes. Substituindo essas informações nas equações apresentadas na seção 4.2.3 obtém-se as perdas nos componentes. Devido a haver MOSFETs em paralelo o cálculo de perdas nesses componentes deve ser modificado pois a corrente pode se dividir de forma desigual entre os semicondutores devido a diferenças no substrato, variação na resistência de dreno ou lotes de fabricação diferentes. Para o novo cálculo de perdas de condução nos MOSFETs usa-se um fator de desequilíbrio entre os dois componentes, que leva em consideração os limites inferior e superior da resistência de dreno do componente, conforme mostrado na equação (123), (Graovac, 2009).

$$Des = \frac{1}{1 + \frac{R_{DS_{ON\ min}}}{R_{DS_{ON\ max}}}} = 0,61 \quad (123)$$

Modificando a equação (112), apresentada na seção 4.2.3, tem-se a nova equação para perdas na condução considerando desequilíbrio entre os semicondutores, como exibido na equação (124).

$$P_{cond_s} = \left\{ \left(I_{S_{ef}} \cdot Des \right)^2 + \left[I_{S_{ef}} \cdot (1 - Des) \right]^2 \right\} \cdot R_{DS_{ON\ max}} \cdot \alpha \quad (124)$$

Os valores de perdas nos semicondutores foram calculados com temperatura ambiente de 40°C e valores nominais de corrente e tensão. Os valores são apresentados na Tabela 15.

Tabela 15 - Perdas nos semicondutores.

Perdas	S_{1-3}	S_{2-4}	D_{5-16}
Condução	19,21W	16,06W	3,95W
Bloqueio	13,68W	13,68W	1,54W
Totais	32,89W	29,74W	5,49W

Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

Os valores de perdas exibidas na Tabela 15 são referentes a um elemento, sendo necessário multiplicar esse valor pelo número de componentes (2 para S_{1-3} e S_{2-4} e 12 para D_{5-16}).

Para o cálculo da resistência térmica do dissipador, use-se do circuito apresentado na Figura 59. O valor da resistência térmica dos isoladores usados é de $0,3^{\circ}\text{C}/\text{W}$ (Aavid, 2014). Substituindo os valores de potências e resistências térmicas na equação (116), obtêm-se os valores médios da diferença de temperatura entre junção e dissipador, como mostrado na equação (125).

$$\begin{aligned}\Delta T_{jd}s &= 11,0^{\circ}\text{C} \\ \Delta T_{jd}d &= 9,9^{\circ}\text{C}\end{aligned}\tag{125}$$

A temperatura máxima de junção para este projeto é de 100°C para os chaves e diodos. Substituindo os valores na equação (117), encontra-se a temperatura média do dissipador de calor, como exibido na equação (126).

$$T_{med}_{dis} = 89,56^{\circ}\text{C}\tag{126}$$

Com a temperatura média do dissipador calculada, recalcula-se as temperaturas de junção dos semicondutores para verificar se as temperaturas de junção não extrapolam o valor máximo de projeto. Por meio da equação (118), as temperaturas de junção ficam em $100,6^{\circ}\text{C}$ e $99,5^{\circ}\text{C}$ para as chaves e diodos respectivamente. Como os valores ficaram bem próximos ao especificado, o projeto deve prosseguir.

Usando a equação (119), a resistência térmica máxima para o dissipador é de $0,259^{\circ}\text{C}/\text{W}$. O dissipador escolhido é um P0,71-250mm da Semikron. A resistência térmica do dissipador ao nível do mar, sob ventilação forçada de 4m/s é de $0,193^{\circ}\text{C}/\text{W}$. Os valores médios das temperaturas no conversor são apresentados na Tabela 16.

Tabela 16 - Temperaturas médias nos elementos do conversor.

Local	Temperatura média
Dissipador	$76,9^{\circ}\text{C}$
Junção da chave	$87,9^{\circ}\text{C}$
Junção do diodo	$86,8^{\circ}\text{C}$

Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

4.3.6 Projeto do banco de capacitores de entrada

O projeto do banco de capacitores é realizado conforme a metodologia apresentada na seção 4.2. Devido ao alto valor eficaz da corrente que circulará pelo banco de capacitores, é necessário o uso de capacitores de polipropileno, que possuem melhores característica para elevados valores de correntes. Em comparação com capacitores eletrolíticos, os capacitores de polipropileno apresentam menor proporção de capacitância por volume, resultando em uma menor capacitância, mantendo-se o mesmo tamanho do conversor. Por isso, a ondulação de tensão em potência máxima é determinada em $3,5\text{V}$, cerca de 7% da tensão nominal de barramento. Isso implica em uma redução na eficiência do SPPM, causada pelas variações de tensão e, consequentemente, uma redução na eficiência do sistema por completo.

Substituindo os valores especificados na equação (120), obtém-se a capacitância mínima para essa ondulação de tensão, como mostrado na equação (127).

$$C_b > 91,5\mu\text{F} \quad (127)$$

Outro parâmetro importante é a verificação da corrente eficaz no banco de capacitores. Seguindo a equação (122), o valor eficaz de corrente no banco de capacitores é determinado na equação (128).

$$I_{Cb_{ef}} = 66,75A \quad (128)$$

Conforme Figura 46, a variação máxima de corrente no capacitor é igual a duas vezes a I_O . Considerando uma variação de tensão máxima de 1V de queda na resistência série equivalente (ESR) do banco de capacitores encontra-se um valor máximo, como mostrado na equação (129).

$$ESR_{\max} = \frac{\Delta V_{ESR}}{\Delta I_{C_{\max}}} = \frac{1V}{170,2A} = 5,875m\Omega \quad (129)$$

O banco de capacitores é composto por 10 unidades de capacitores de polipropileno B32669 10 μ -250V da EPCOS em paralelo. As características elétricas do banco de capacitor são exibidas na Tabela 17.

Tabela 17 - Características elétricas do banco de capacitor.

Característica	Valor
Capacitância	100 μ F
Valor máximo de Tensão	250V
Valor eficaz de corrente	160A
ESR	3,18m Ω

Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

4.4 Eficiência do conversor

A eficiência do conversor em sua potência nominal é calculada pela equação (130). Aqui são consideradas as perdas que foram calculadas, sendo desprezadas as perdas por efeito joule na placa. As perdas dão computadas pela soma das perdas

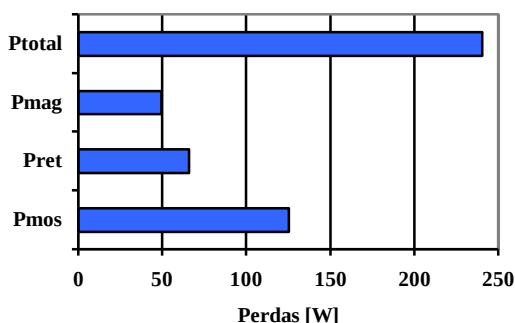
de condução e bloqueio das chavess e diodos retificadores, e também pelas perdas nos magnéticos.

$$\eta_{cc-cc} = \frac{P_{in_cc} - P_{loss}}{P_{in_cc}} \quad (130)$$

$$\eta_{cc-cc} = 89,7\%$$

A Figura 60 mostra a distribuição das perdas no conversor. Nota-se que mais da metade das perdas são oriundas das chaves.

Figura 60 - Gráfico de distribuição de perdas no conversor.



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

A distribuição de perdas mostra que aproximadamente 50% das perdas estão concentradas nos MOSFETs, originárias de perdas por comutação e por condução. As perdas por comutação podem ser reduzidas com a redução da frequência de chaveamento ou com uma melhoria no circuito de *driver* e ainda reduziria as perdas nos outros elementos do conversor, com a pena de aumento de volume do transformador de potência. As perdas por condução podem ser reduzidas com o aumento do número de MOSFETs em paralelo, ou com o uso de componentes com menor resistência de dreno.

As demais perdas podem ser reduzidas através de melhorias tecnológicas dos componentes utilizados.

4.5 Projeto do controlador de corrente

Esta seção é direcionada ao projeto e especificação dos componentes do circuito de controle. Parte do projeto é embasada nas especificações apresentadas na seção 4.1.

4.5.1 Sensor de corrente

O sensor de corrente escolhido para a aplicação é o transdutor de efeito *Hall* LA-100P, com corrente nominal do primário de 100A. Conforme o catálogo do componente, a banda de passagem do transdutor é de 200kHz e a relação entre a corrente do secundário e a corrente do primário no transdutor é definida na equação (131).

$$G_i = \frac{1}{2000} \frac{A}{A} \quad (131)$$

Devido a esse transdutor possuir saída em corrente é necessário o uso de um resistor *shunt* para fazer a conversão de corrente em tensão. Conforme o catálogo do transdutor escolhido, os valores de resistores variam entre 20Ω e 102Ω para temperatura ambiente de 85°C . O valor comercial de resistor escolhido é de 68Ω . Com este valor de resistência, é possível relacionar a tensão resultante com a corrente medida pelo transdutor, como mostrado na equação (132).

$$G_{v/i} = \frac{1A \cdot 68\Omega}{2000A} = 34 \frac{mV}{A} \quad (132)$$

4.5.2 Limitador de referência

O limitador de referência é um item indispensável para o correto funcionamento do controle de corrente. Sem este

limitador, a corrente controlada pode ultrapassar os limites definidos e causar danos permanentes ao conversor.

A corrente de pico em corrente nominal conforme o projeto é de 85,11A. No projeto do controlador da corrente de pico, é estipulado o limite de 90A, onde é permitindo uma pequena variação para compensações devido a aquecimentos e variações paramétricas dos componentes do circuito. Ao multiplicar o valor de corrente de 90A pelo ganho do sensor de corrente apresentado na equação (132) define-se o valor máximo de tensão para a referência de corrente, como apresentado na equação (133).

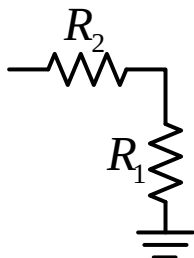
$$V_{ref_{max}} = 34 \frac{mV}{A} \cdot 90A = 3,06V \quad (133)$$

Lembrando que, como apresentado na seção 3.6.2, o sinal de corrente medido é adicionado internamente ao CI à uma fonte de 0,8V, devendo ser compensado pela referência de corrente. Assim sendo, a referência de corrente máxima deve ser de 3,86V compensando o circuito interno do UCC3895.

O valor de tensão de saturação do amplificador operacional utilizado no circuito de comando é de 13,7V, sendo necessário incluir um divisor de tensão cuja atenuação limita a tensão de saturação para o valor de referência máximo, definida na equação (134). A Figura 61 mostra o esquema dos resistores divisores de tensão.

$$Aten_{iref} = \frac{1}{3,55} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (134)$$

Figura 61 - Divisor de tensão para limitar a referência de corrente.



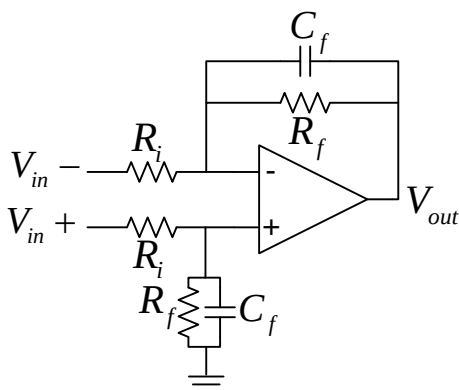
Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

Escolhendo-se o valor de $12\text{k}\Omega$ para R_2 , o valor comercial de R_1 que satisfaça a equação (134) é de $4,7\text{k}\Omega$.

4.5.3 Filtros passa-baixas para a referência e medição de corrente

Os filtros passa-baixas para a referência e realimentação de corrente são idênticos, alterando-se apenas a sua banda passante e o ganho cc. O circuito usado como filtro é mostrado na Figura 62.

Figura 62 - Filtro passa-baixas utilizado.



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

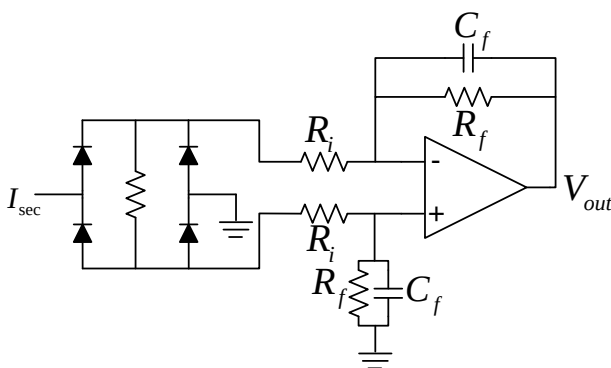
O ganho em função da frequência do circuito mostrado na Figura 62 é determinado pela equação (135).

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{R_f C_f s + 1} \cdot \frac{R_f}{R_i} \quad (135)$$

Pela expressão nota-se que o polo é definido por $1 / R_f C_f$, já o ganho é definido pela relação R_f / R_i .

O filtro da medição de corrente foi sintonizado em uma década acima da frequência de chaveamento para que sejam filtrados apenas ruídos de chaveamentos que apresentam frequência da ordem de mega-hertz. A frequência de corte resultou em 723kHz após escolha de componentes comerciais para o circuito. O ganho para o circuito de realimentação é unitário. Para retificar o sinal de corrente medido pelo sensor de corrente no primário, usou-se uma ponte de diodos. Devido ao sensor com saída em corrente, as quedas de tensão nos diodos não influenciam o sinal medido pelo circuito. O circuito utilizado para retificar a corrente medida pelo sensor é mostrado na Figura 63. Por causa da banda passante larga deste filtro, foi utilizado um amplificador operacional com banda passante de 15MHz, o LM318.

Figura 63 - Circuito retificador na na medição da corrente de pico.



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

O filtro da referência de corrente é projetado de forma similar, porém muda-se a frequência de corte devido à sua finalidade. O sinal de referência deve ser visto pelo controlador como um sinal contínuo, de preferência livre de ruídos. Por isso, a frequência de corte desse filtro é menor que a do filtro de realimentação. Outro aspecto que vale ser mencionado é que a referência de corrente é gerada por um algoritmo SPPM, a partir de um sinal PWM, podendo apresentar pequenas ondulações. O sinal de referência não necessita amplificação pois o valor de tensão gerado pelo PWM é suficiente para o circuito de controle

A frequência de corte do filtro de referência escolhida é de 150Hz. Escolhendo-se valores comerciais para os componentes resultou em uma frequência de corte de 142Hz.

4.5.4 Algoritmo SPPM

O algoritmo SPPM escolhido é do tipo *Hill Climbing* com uma modificação na variável de saída. No algoritmo original, a variável de saída é a razão cíclica do conversor, e no SPPM a ser implementado a variável de saída é uma referência de corrente.

Devido a sua saída ser uma referência de corrente, a curva onde se busca o ponto de máximo é do tipo apresentada na Figura 8, onde há uma variação brusca de potência no entorno do ponto de máxima potência. Este tipo de SPPM é mais instável, pois há a possibilidade de levar o arranjo de painéis à situação de curto-circuito quando se está realizando a busca pelo PPM. Para reduzir o risco de curto-circuitar os painéis, é importante usar um passo de incremento pequeno ou passo de incremento variável, com passos de incremento menores no entorno do PPM.

O fluxograma do algoritmo SPPM implementado é exibido na Figura 64.

As denominações usadas no fluxograma são:

$V(n)$ - Tensão na iteração atual;

$V(n-1)$ - Tensão na última iteração;

$I(n)$ - Corrente na iteração atual;

$I(n-1)$ - Corrente na última iteração;

$P(n)$ - Potência na iteração atual;

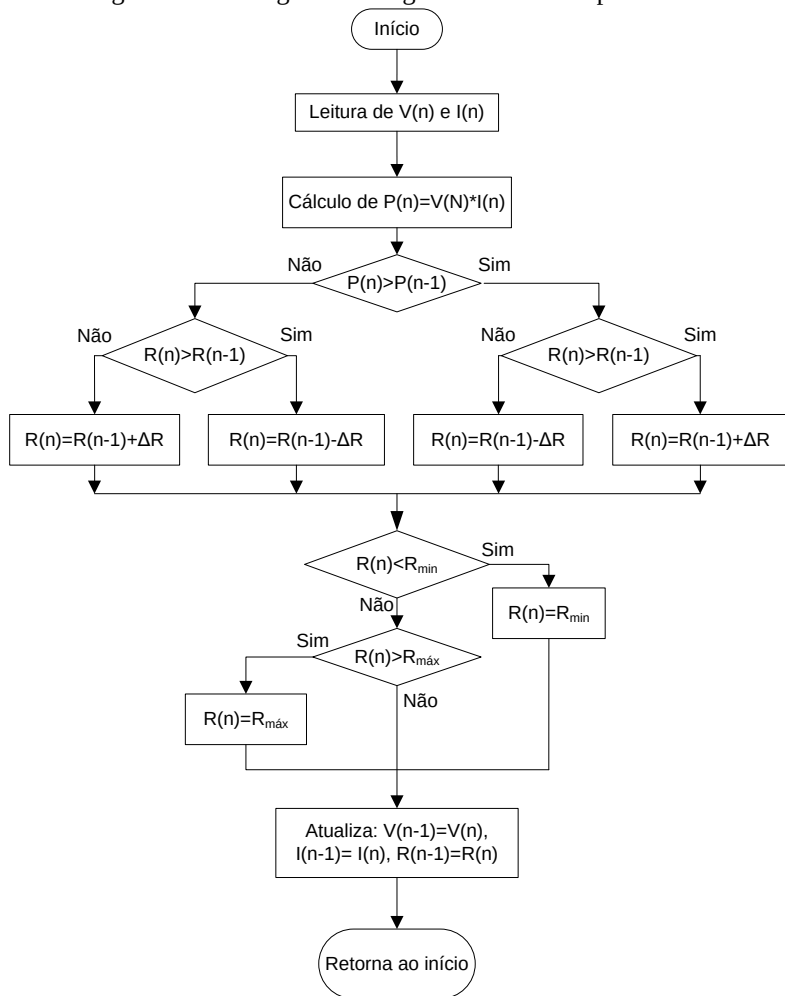
$P(n-1)$ - Potência na última iteração;

$R(n)$ - Referência de corrente na iteração atual;

$R(n-1)$ - Referência de corrente na última iteração;

ΔR - Passo de incremento da referência de corrente.

Figura 64 - Fluxograma do algoritmo SPPM implementado.



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

O algoritmo foi implementado em um DSP TMS320F2812 devido à disponibilidade no laboratório, porém poderia ser implementado em um microcontrolador de menor porte por não necessitar de alto recurso computacional e por ser executado em baixa frequência. Foi escolhido uma frequência

de iteração de 1Hz, respeitando os limites de frequência dos filtros projetados. O passo de incremento utilizado é do tipo variável, levando em consideração a derivada de potência entre o ponto atual e o anterior, semelhante a um algoritmo de condutância incremental. O passo de incremento na corrente do conversor é calculado pela equação (136).

$$\Delta R = 165mA \frac{dP_{in_cc}}{dV_{in_cc}} \quad (136)$$

4.6 Simulação numérica

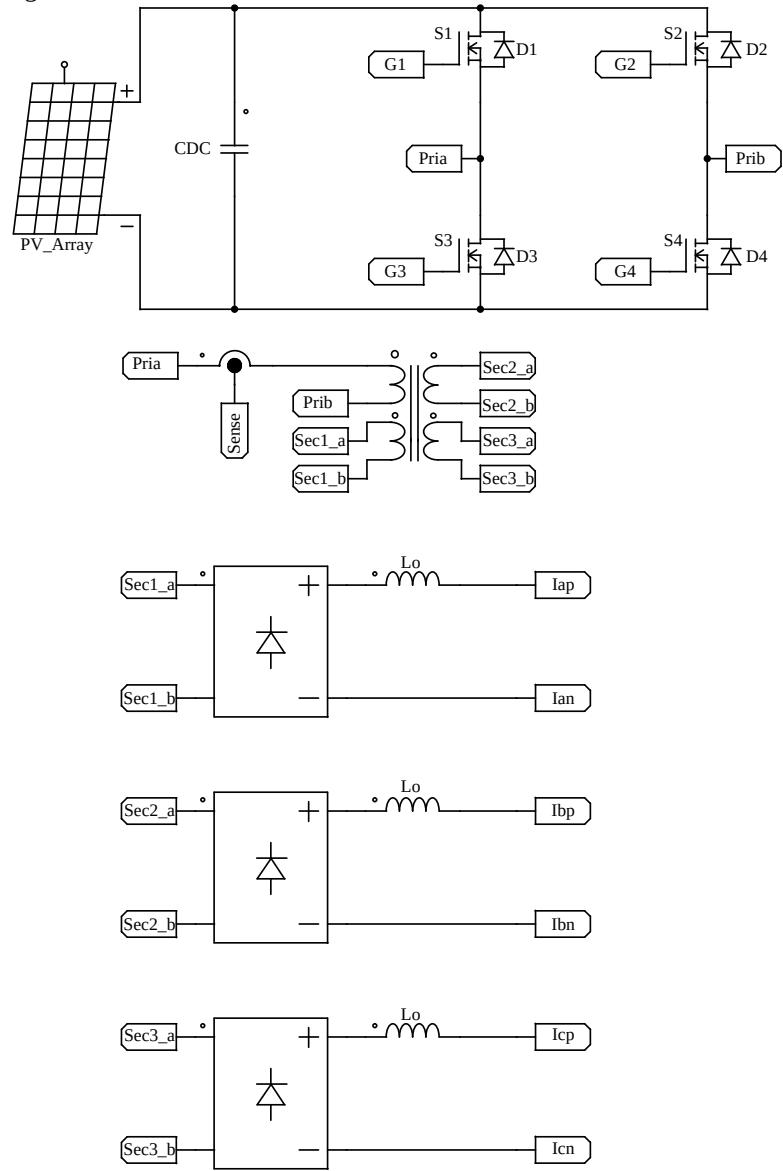
A simulação numérica do conversor serve como uma ferramenta de auxílio ao projeto de potência e controle, onde é possível operar o conversor em diferentes condições de cargas. Também é possível introduzir elementos parasitas que normalmente não são considerados no projeto, mas acabam influenciando no funcionamento prático do conversor, como por exemplo, indutâncias parasitas na placa.

A simulação do conversor foi realizada no programa PSIM, pois apresenta um ambiente simples e de fácil integração, sendo possível simular o sistema completo, desde os painéis fotovoltaicos até a injeção de potência na rede. A Figura 65 apresenta o conversor cc-cc simulado.

O circuito de controle de corrente de pico foi simulado a partir do circuito interno do CI UCC3895 por não haver o componente modelado no simulador. O circuito é similar ao apresentado na Figura 53, contendo apenas adequações para o correto funcionamento do circuito na simulação, como mostra a Figura 66.

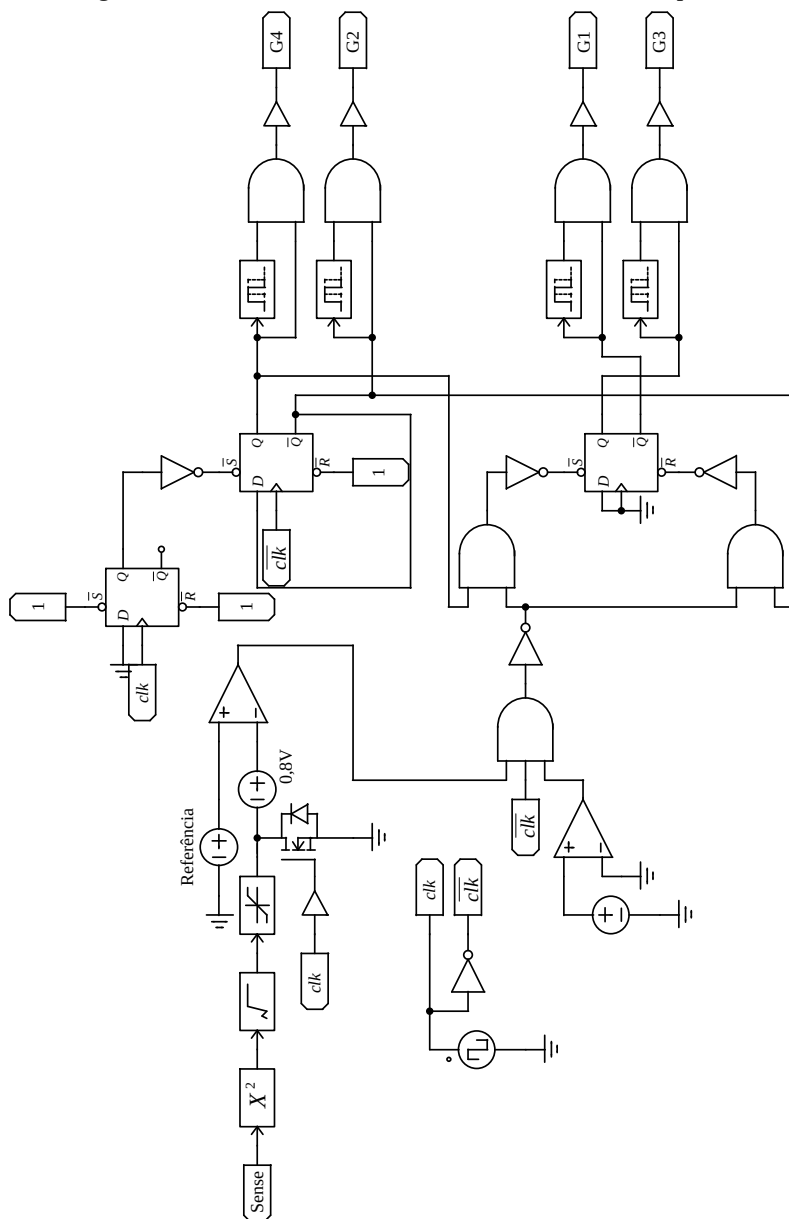
A parte do inversor multipulsos não é exibida, mas foi simulada juntamente para se obter um resultado mais realista. O circuito do inversor multipulsos é o mesmo apresentado por Brighenti (2014). A simulação apresentada é referente à condição de potência nominal do conversor, com tensão nominal de entrada.

Figura 65 - Circuito Simulado - Primário, secundário e transformador.



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

Figura 66 - Circuito Simulado - Controle de corrente de pico.

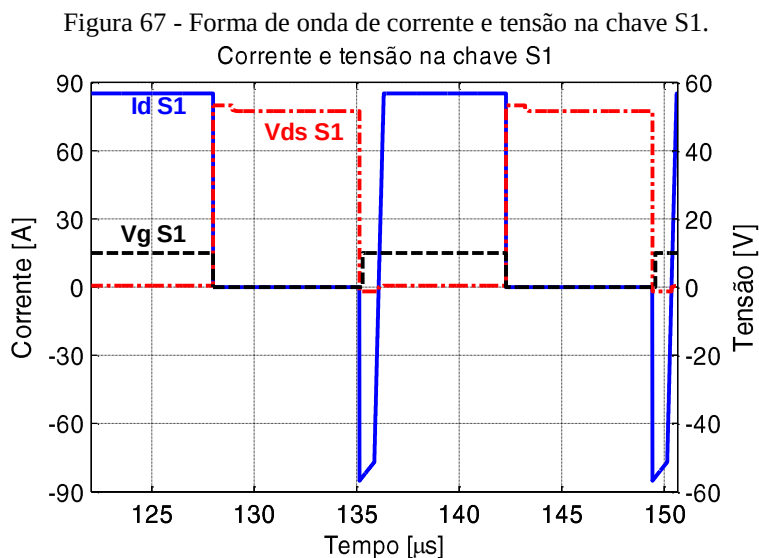


Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

4.6.1 Resultados das simulações

A forma de onda de corrente e tensão na chave S1 pode ser vista na Figura 67. A parcela de corrente que aparece negativa é a corrente que circula pelo diodo intrínseco da chave. Esta chave faz parte do braço não crítico, que usa a corrente de saída refletida ao primário para efetuar a comutação suave. Isso pode ser identificado comparando-se a corrente que circula pelo diodo intrínseco das chaves deste braço com as chaves do outro braço.

O valor médio da corrente calculada pelo simulador é 36,2A para a chave e 4,7A para o diodo em antiparalelo. O valor eficaz para as mesmas correntes são 55,4A e 19,0A, respectivamente para a chave e o diodo em antiparalelo. Os valores se aproximam muito do calculado. Isso demonstra que as equações desenvolvidas na seção 3.4 são válidas para o projeto.



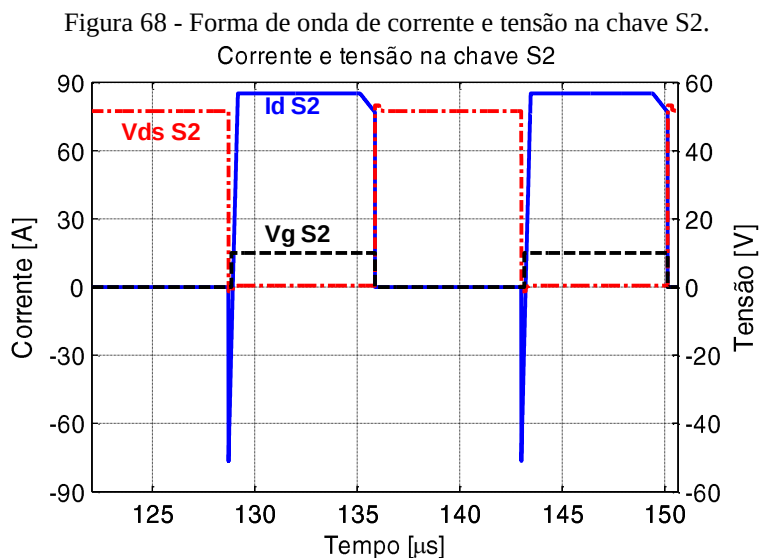
Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

Na aplicação prática não obtém o mesmo resultado devido a haver ondulação de corrente no indutor de filtro de saída. A troca da fonte de corrente na saída pelo indutor e carga altera a razão cíclica do conversor e impacta no cálculo dos valores médios e eficazes das correntes nos semicondutores, apresentando pouco impacto quando a ondulação de corrente é baixa, menor que 20% da corrente média.

As formas de onda de corrente e tensão na chave S2, que faz parte do braço crítico são exibidas na Figura 68. Nota-se que o diodo conduz por um período de tempo menor quando comparado às chaves do outro braço do conversor, caracterizando este como o braço crítico.

Da mesma forma que na chave S1, os valores calculados pelo simulador convergem ao valor calculado no projeto.

Para a chave S2, o valor eficaz de corrente fica em 58,4A e 5,4A para a chave e diodo respectivamente.

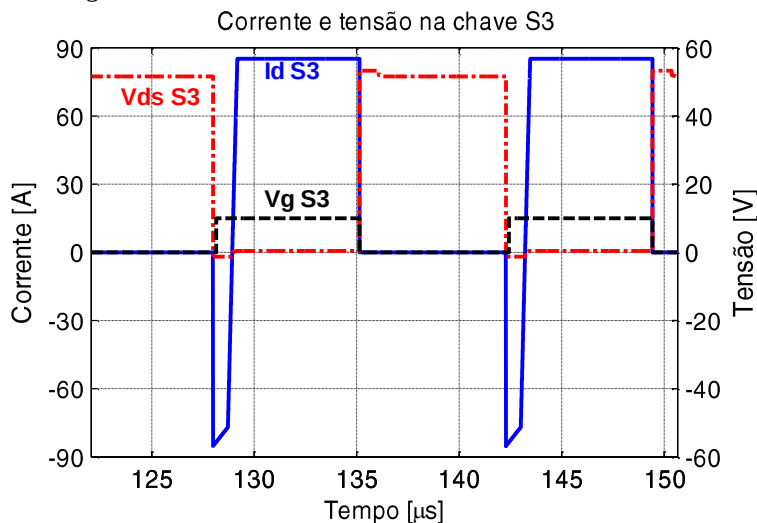


Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

O valor médio da corrente na chave e no diodo são 40,3A e 563mA respectivamente.

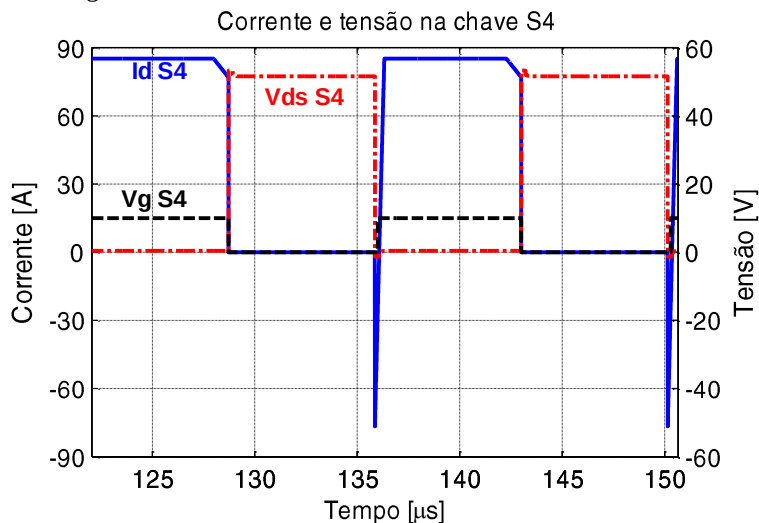
A Figura 69 e a Figura 70 apresentam as formas de onda de corrente e tensão para as chaves S3 e S4. A forma de onda de cada chave é semelhante às apresentadas anteriormente para as chaves S1 e S2, alterando apenas o instante em que as mesmas ocorrem. Os valores eficazes e médios para as correntes das chaves S3 e S4 são semelhantes aos calculados para as chaves S1 e S2 devido à simetria do circuito e operação em regime do conversor.

Figura 69 - Forma de onda de corrente e tensão na chave S3.



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

Figura 70 - Forma de onda de corrente e tensão na chave S4.



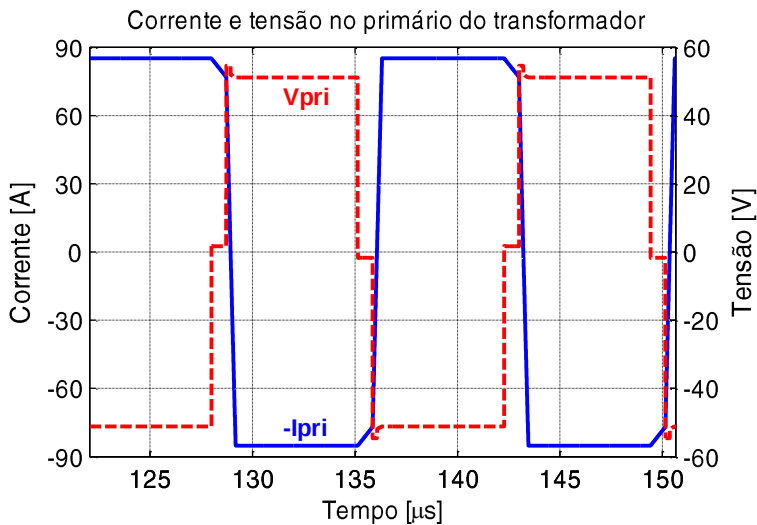
Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

As formas de onda de corrente e tensão no primário do transformador são apresentadas na Figura 71. Nessa figura é possível verificar a razão cíclica do conversor e a perda de razão cíclica causada pela indutância de dispersão.

O conversor não opera em razão cíclica máxima na potência nominal, pois seu projeto permite menores tensões de entrada, implicando em um aumento da razão cíclica do conversor nessas tensões menores de entrada.

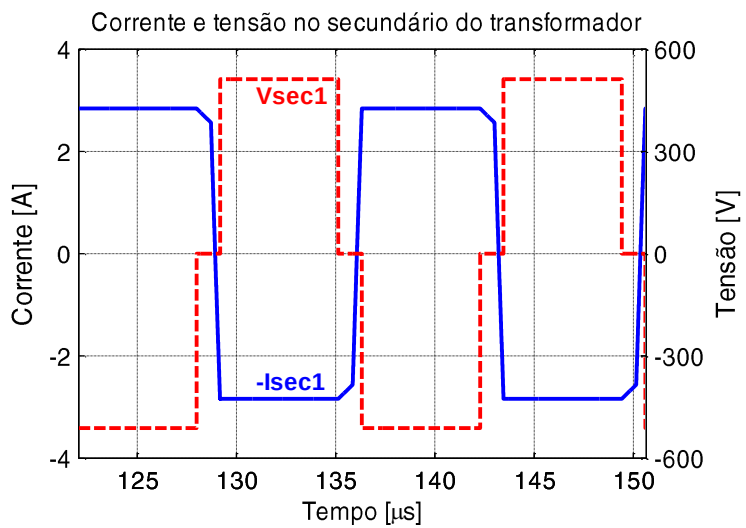
Na Figura 72 têm-se as formas de onda de corrente e tensão em um dos enrolamentos secundários. Em comparação com as formas de onda do primário nota-se que a corrente apresenta o mesmo formato, mas com amplitude diferente, como esperado. Na forma de onda de tensão é perceptível a perda de razão cíclica causada pela indutância de dispersão do transformador.

Figura 71 - Formas de onda de corrente e tensão no primário do transformador.



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

Figura 72 - Formas de onda de corrente e tensão em um dos secundários do transformador



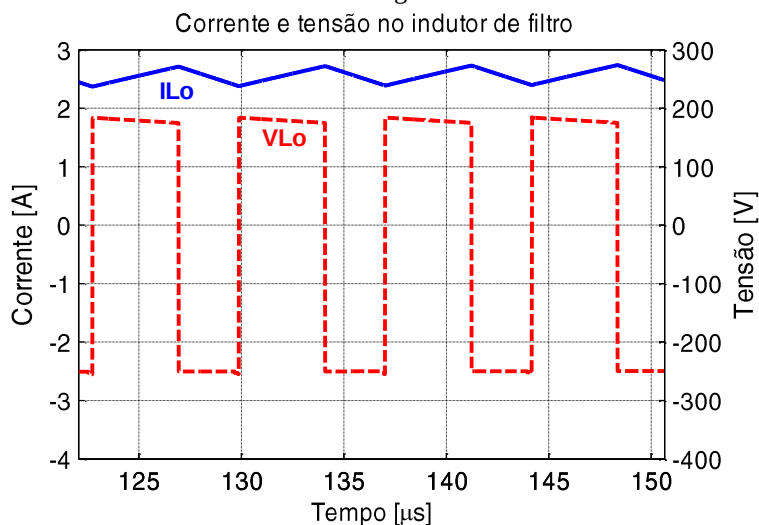
Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

Para obter as próximas formas de onda nos elementos foi realizada uma nova simulação incorporando os indutores de filtragem na saída e o inversor multipulsos.

Após o secundário do transformador encontra-se um dos circuitos retificadores de tensão. A tensão retificada é aplicada a um dos terminais do indutor de filtragem da corrente de saída, enquanto no outro terminal é aplicada a tensão de entrada do inversor multipulsos.

A forma de onda de corrente e tensão em um dos indutores de filtragem pode ser vista na Figura 73. A ondulação de corrente neste ponto de operação é de 342mA. Conforme projeto, a ondulação de corrente máxima é de 426mA, que ocorre quando a razão cíclica for de 50% (Martins e Barbi, 2006).

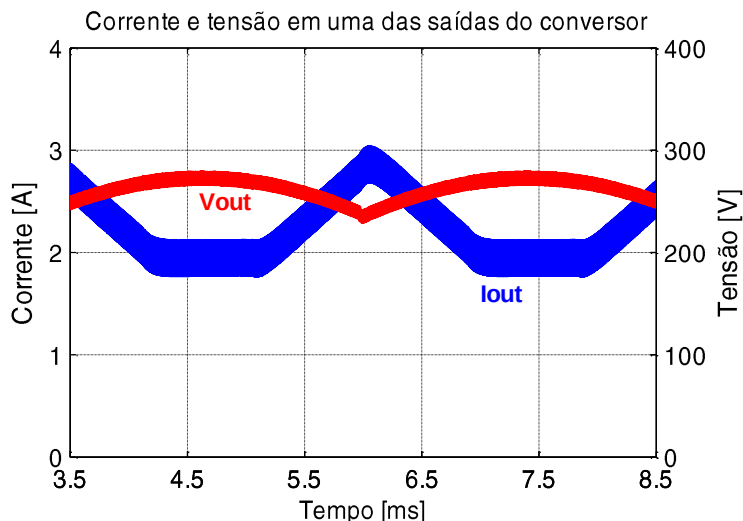
Figura 73 - Forma de onda de corrente e tensão em um dos indutores de filtragem de corrente.



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

Na Figura 73 não é perceptível a ondulação de baixa frequência na tensão do indutor, pois o período mostrado nela é pequeno comparado ao período da frequência da ondulação da tensão na entrada do inversor multipulsos. Essa ondulação de baixa frequência na tensão causa uma ondulação de corrente na mesma frequência, além da ondulação de alta frequência, como mostrado na Figura 74, e essa ondulação de corrente depende diretamente da tensão na entrada do inversor multipulsos.

Figura 74 - Forma de onda de corrente e tensão em uma das saídas do conversor.



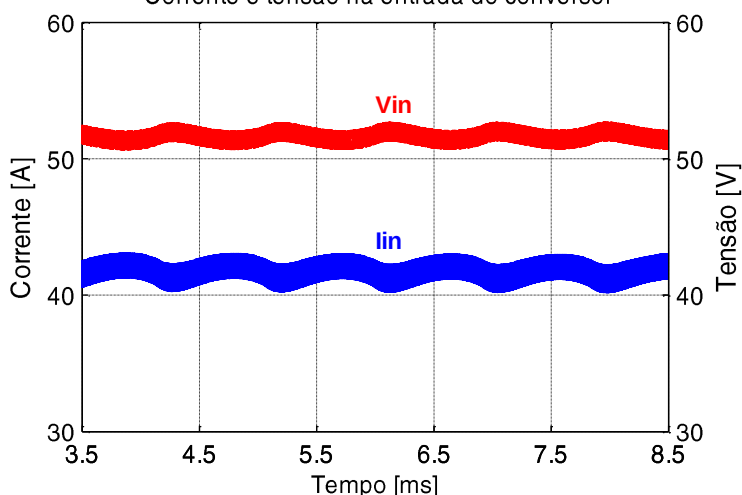
Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

Como a tensão de entrada do inversor multipulsos depende do ângulo de disparo dos tiristores é importante que o ângulo de disparo fique sempre próximo à 180° . Quanto mais distante de 180° maior é a ondulação de baixa frequência da corrente no indutor, podendo até ultrapassar os limites seguros dos componentes projetados.

A ondulação de baixa frequência na corrente das três saídas é refletida ao primário e é perceptível na corrente de

entrada do conversor, como visto na Figura 75. Na entrada do conversor nota-se um frequência de ondulação de 1080Hz que corresponde à três vezes a frequência de ondulação de uma das saídas. Isso se deve ao fato de cada entrada do inversor multipulsos haver uma defasagem de 120° em relação às outras entradas (Brighenti, 2014), e no primário ocorre a soma das três ondulações das saídas resultando na frequência de 1080Hz.

Figura 75 - Formas de onda de corrente e tensão na entrada do conversor.
Corrente e tensão na entrada do conversor



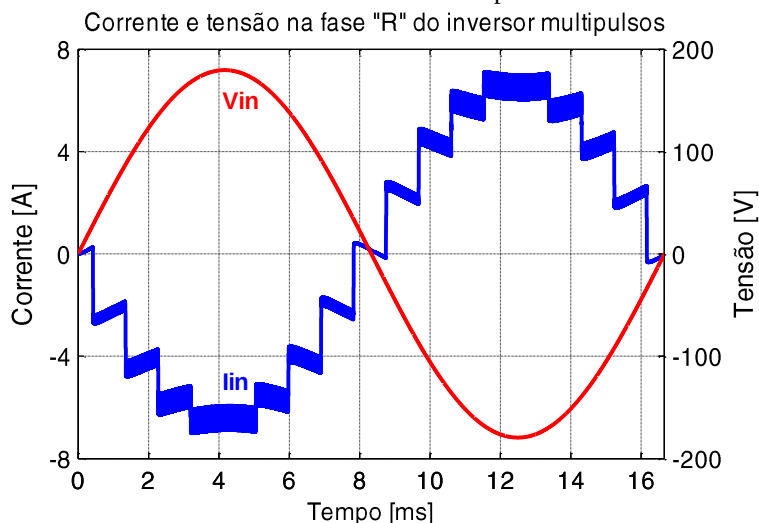
Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

Após processamento da energia pelo inversor multipulsos, a forma de onda de corrente injetada na rede pode ser vista na Figura 76. A forma de onda de corrente está com defasagem de 179° em relação à tensão, injetando praticamente apenas potência ativa na rede, devido aos disparos dos tiristores ocorrerem à 179° . Na forma de onda de corrente é perceptível a ondulação de alta frequência na corrente, e ainda distorções harmônicas causadas pelos níveis da corrente injetada. Tanto a distorção harmônica quanto a ondulação de alta frequência podem ser removidas através da aplicação de filtros passivos

(Brighenti, 2014), e assim reduzindo a distorção harmônica total da corrente a níveis inferiores ao limite das normas de conexão de sistemas fotovoltaicos à rede (Abnt, 2013).

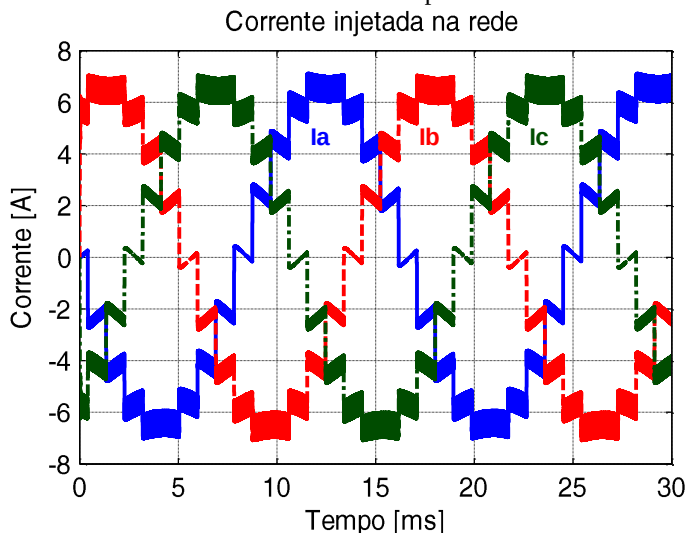
A corrente injetada na rede nas fases subsequentes são mostradas na Figura 77, juntamente com a corrente da fase R, apresentada na Figura 76.

Figura 76 - Forma de onda de corrente e tensão na saída da fase R do inversor multipulsos.



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

Figura 77 – Forma de onda de corrente de saída nas três fases do inversor multipulsos.



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

4.7 Conclusão

Este capítulo apresentou o projeto elétrico do circuito de potência e de controle do conversor ponte completa. Resultados de simulação que serviram de comprovação das equações utilizadas no projeto também foram apresentadas. Iniciou-se com as especificações elétricas de entrada e saída do conversor e a apresentação da metodologia de projeto adotada. Na metodologia de projeto foram expostas algumas equações que não foram deduzidas neste documento, mas sim em referências utilizadas.

O projeto dos componentes usou-se de especificações definidas e de equações apresentadas nos capítulos anteriores, juntamente com especificações elétricas do conversor. Desse modo, foram determinados os esforços máximos de tensão e corrente nos elementos, para que fosse possível a escolha segura dos componentes. Após a escolha dos componentes, foi

realizado o projeto térmico do conversor, escolhendo um dissipador de calor adequado para o conversor. Com os dados dos componentes escolhidos, foi possível realizar o cálculo do rendimento teórico do conversor em sua potência máxima.

O controlador de corrente de pico foi projetado para utilização com o CI UCC3895. Por se tratar de um controlador de corrente de pico, o projeto é simplificado, sendo apenas definido alguns componentes e calculado alguns filtros para ruídos de alta frequência.

Os resultados obtidos via simulação numérica no *software* PSIM se mostrou válida, apresentando resultados coerentes, que representam bem o conversor estudado. As diferenças nos resultados dos esforços nos componentes entre a simulação e o valor teórico foram explicadas no decorrer do capítulo, acontecendo por diferenças no ponto de operação do conversor, onde na simulação o conversor operava em malha fechada e com a emulação das ondulações de corrente na entrada dos inversores multipulsos.

A simulação serviu de comprovação de grande parte do projeto realizado, obtendo valores próximos aos especificados na etapa de projeto do conversor. A operação do conversor cc-cc juntamente com o inversor multipulsos exibiu alguns detalhes que foram desprezados na análise teórica do conversor, como as ondulações em baixa frequência na entrada e saída do conversor. O inversor multipulsos operou com ângulos de disparo fixos à 179° , obtendo alto fator de potência como esperado.

5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

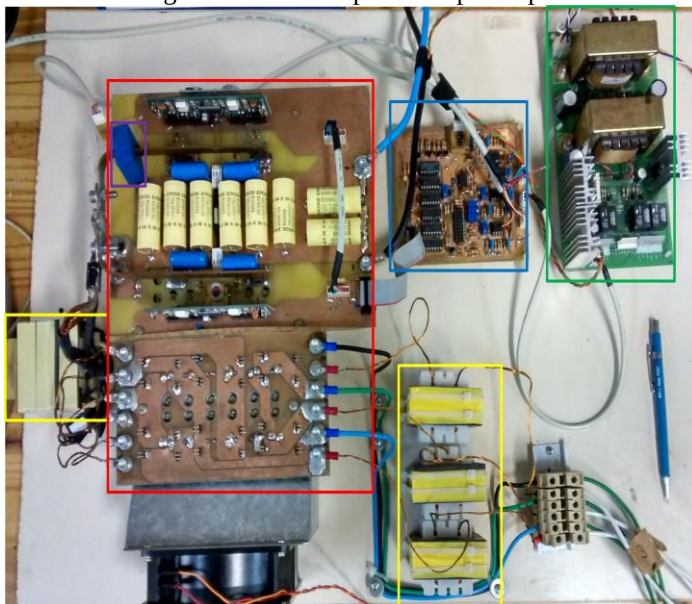
Para a consolidação do estudo realizado, um protótipo do conversor cc-cc foi implementado. O protótipo tem função de verificar as diferenças entre os circuitos simulados e o real.

O protótipo do conversor é composto pelo estágio de potência, placa de controle, placa de interface, placa de sensor de corrente, elementos magnéticos e uma fonte auxiliar para alimentar os circuitos de sensoriamento e comando.

Na Figura 78, é mostrada a vista superior do conversor. As partes integrantes podem ser identificadas como:

- Área vermelha: circuito de potência;
- Área amarela: Elementos magnéticos;
- Área azul: circuito de controle;
- Área verde: fonte auxiliar;
- Área violeta: placa de sensor de corrente.

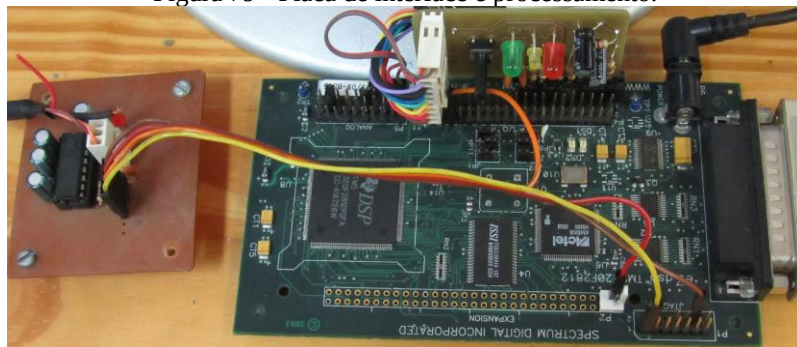
Figura 78 - Vista superior do protótipo.



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

A placa responsável pelo processamento dos estados do conversor e execução do algoritmo de SPPM é exibida na Figura 79. Como plataforma de desenvolvimento foi usado o kit de desenvolvimento TMS320F2812 eZdsp da Spectrum Digital. Para depuração do código do algoritmo SPPM, foi usado uma placa de comunicação via RS232. Também foi desenvolvida uma placa de interface com o usuário com *leds* indicativos de erros no conversor e *status* do SPPM. A placa liga o led vermelho caso haja erros de driver no conversor, um led amarelo que indica que há a geração de referência e um led verde que é ligado quando há aumento de potência a cada passo do SPPM. Um botão é usado para reset de erros no conversor e, caso não apresente erros, o botão serve para iniciar ou parar o algoritmo de SPPM.

Figura 79 - Placa de interface e processamento.



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

A conexão entre o conversor cc-cc e inversor multipulsos construído é realizada por cabos. Na Figura 80, é mostrado o inversor multipulsos conectado à saída do conversor construído.

Figura 80 - Inversor multipulsos.

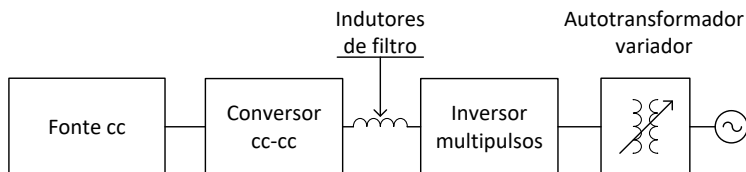


Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

Os resultados experimentais foram extraídos através do protótipo construído, servindo para confrontar grandezas e comparar o funcionamento do mesmo na teoria, simulação e aplicação prática. Diferente da simulação, os resultados práticos apresentam imperfeições causadas por elementos parasitas, não idealidades existentes nos componentes reais, e ruídos de chaveamento. Outro fator que costuma diferenciar a simulação e o experimento são os atrasos causados pelos componentes.

O conversor foi alimentado por uma fonte cc com o objetivo de emular o comportamento dos painéis fotovoltaicos e, na sua saída, parte dos testes foi feita com resistências como carga e parte dos testes foi realizada conectando o conversor cc-cc ao inversor multipulsos, conforme descrição prévia de cada teste. A principal configuração de teste realizada no conversor é mostrada na Figura 81.

Figura 81 - Configuração de testes do conversor cc-cc



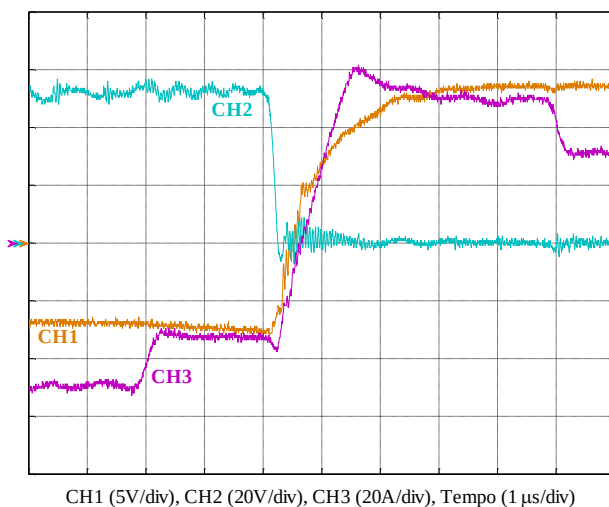
Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

5.1 Formas de onda

Primeiramente, são apresentadas as formas de onda do sinal de *gate* dos MOSFETs e a tensão V_{DS} que evidenciam a comutação suave do conversor. Como complemento, também é exibido a corrente no indutor ressonante para identificação da sequência dos comandos. A condição de carga do conversor é de 50%, onde já apresenta a comutação suave. A saída do conversor é ligada a resistências e com SPPM desabilitado.

Na Figura 82, é mostrada a comutação da chave S1. Pode-se dizer que comutação é suave, pois a tensão V_{DS} (CH2) está zerada antes do comando da chave subir acima da tensão de *threshold* e acionar de fato a chave. Também se pode ver que no acionamento da chave não há a tensão de Miller (Rashid, 2007), normalmente vista em uma comutação dissipativa. O braço crítico do conversor construído é formado pelas chaves S1 e S3, como é mostrado nos resultados experimentais. Nos resultados que são apresentados na sequência, a distinção do braço crítico não é imediata nesta condição, havendo pouca diferença de tempo em que os diodos intrínsecos conduzem.

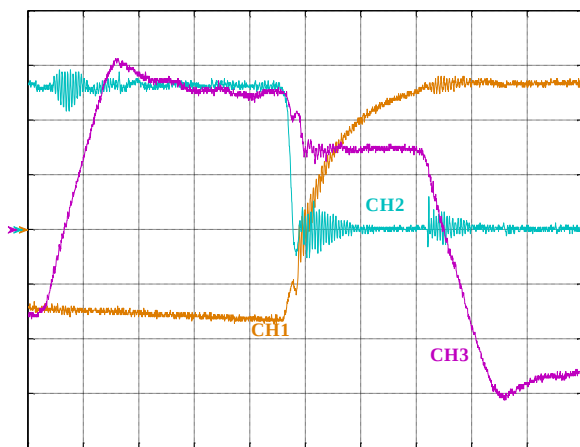
Figura 82 - Tensão de comando (CH1), Tensão V_{DS} (CH2) e corrente no primário do transformador (CH3) para a chave S1.



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

O comando para as chaves subsequentes são exibidas nas Figuras 82, 83 e 85. Nota-se que, em todas as comutações, não há dissipação de potência na entrada em condução.

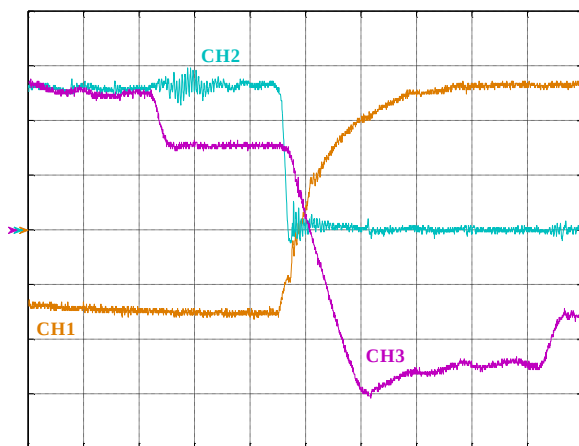
Figura 83 - Tensão de comando (CH1), Tensão V_{DS} (CH2) e corrente no primário do transformador (CH3) para a chave S2.



CH1 (5V/div), CH2 (20V/div), CH3 (20A/div), Tempo (1 μ s/div)

Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

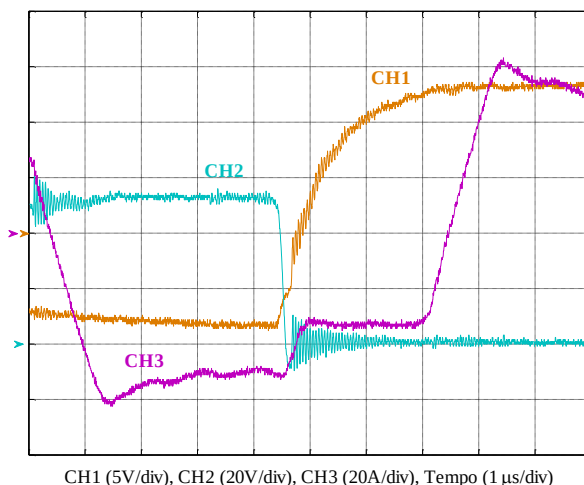
Figura 84 - Tensão de comando (CH1), Tensão V_{DS} (CH2) e corrente no primário do transformador (CH3) para a chave S3.



CH1 (5V/div), CH2 (20V/div), CH3 (20A/div), Tempo (1 μ s/div)

Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

Figura 85 - Tensão de comando (CH1), Tensão V_{DS} (CH2) e corrente no primário do transformador (CH3) para a chave S4.

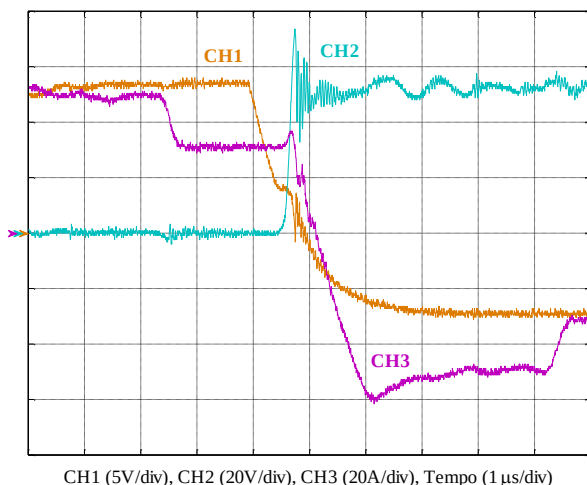


Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

Na Figura 86, é mostrado o instante em que a chave S1 é desligada. A comutação de desligamento não é suave, podendo notar-se diferenças na tensão de comando do *gate*, apresentando a tensão de patamar no desligamento enquanto a tensão da chave está subindo.

Durante o bloqueio das chaves, a tensão V_{DS} não é estável em um valor como o valor no banco de capacitores, o que indicia a existência de indutâncias parasitas nas trilhas, onde, no bloqueio, é possível ver um valor de tensão na chave maior que o valor nominal do barramento de tensão. O efeito de elevação da tensão V_{DS} é mitigado com a utilização de capacitores de desacoplamento, conhecidos também como capacitores snubber.

Figura 86 - Tensão de comando (CH1), Tensão V_{DS} (CH2) e corrente no primário do transformador (CH3) para a chave S1.



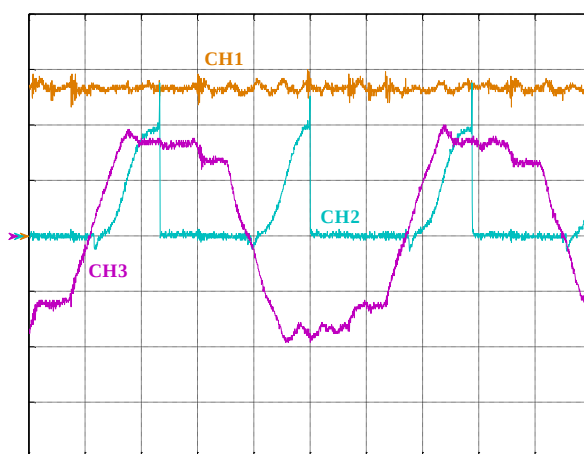
Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

Na Figura 87, é mostrado o sinal de referência de corrente de pico, sinal de medição de corrente e a corrente medida no primário do transformador com o conversor operando em potência nominal. O sinal de medição de corrente (CH2) sobe até o valor da referência de corrente (CH1) menos 0,8V devido a uma fonte de tensão interna ao UCC3895, como introduzido anteriormente na seção 3.6. Após o sinal de medição alcançar o valor da referência, o sinal da chave que está conduzindo no braço não-crítico é removido e, com isso, o sinal de medição de corrente fica zerado até o próximo semiciclo. Esta adequação foi necessária devido aos diversos atrasos causados no sinal de comando das chaves e também ao atraso no sinal de medição, que pode ser aproximado pela diferença de tempo entre o sinal em violeta (CH3) e o sinal em azul (CH2) na Figura 87, totalizando aproximadamente 1μs. Todos esses atrasos em conjunto faziam com que o circuito de controle não funcionasse adequadamente, principalmente em

situações de carga baixa. Sem a adequação do controle, o sinal de pico da corrente era detectado e o estado das chaves em um dos braços era alterado, porém, devido aos atrasos no sinal de *gate*, essa mudança no estado das chaves demorava muito a atuar na corrente do transformador, que continuava a subir. Logo, o circuito de controle alterava novamente os estados das chaves no mesmo braço, voltando ao estado anterior. Esse mau funcionamento causava a saturação do transformador, devido a não haver o balanço entre tempo-tensão no enrolamento do transformador.

Ao remover o sinal de medição após a mudança de estados das chaves de um braço, consegue-se o funcionamento adequado do controle de corrente de pico no conversor. O ideal seria que não houvesse atrasos entre o sinal de comando na saída do UCC3895 até o *gate* do MOSFET, que contabilizam a maior parte do atraso introduzido no circuito.

Figura 87 - Tensão de referência de corrente (CH1), sinal de medição de corrente (CH2) e corrente no primário do transformador (CH3).



CH1 (1V/div), CH2 (1V/div), CH3 (50A/div), Tempo (2.5us/div)

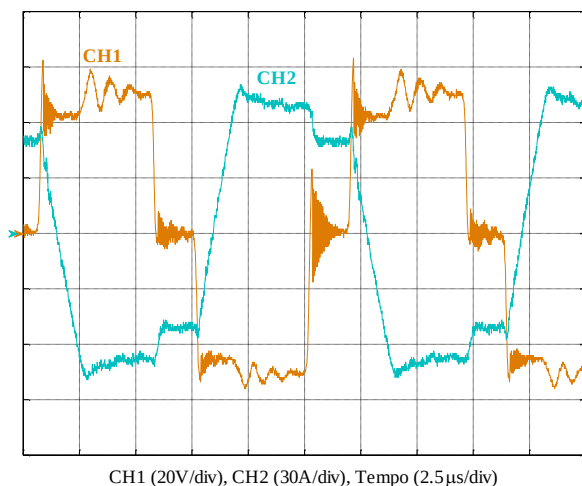
Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

O circuito de filtro da medição de corrente tem pouca influência no atraso do sinal de corrente, pois foi projetado com uma banda passante superior a uma década da frequência do sinal medido.

As formas de onda de tensão e corrente no primário do transformador podem ser vistas na Figura 88 para a condição de potência nominal. Nota-se que a tensão sobre os terminais do transformador exibe oscilações vistas anteriormente na tensão V_{DS} , que também estão presentes nos secundários do transformador e na tensão retificada.

Através de uma breve análise da Figura 88, é possível identificar que as oscilações são causadas no circuito secundário devido às oscilações ocorrerem após o acoplamento magnético do secundário com o primário do transformador, momento este marcado pela mudança da derivada de corrente no primário do transformador.

Figura 88 – Tensão (CH1) e corrente (CH2) no primário do transformador.

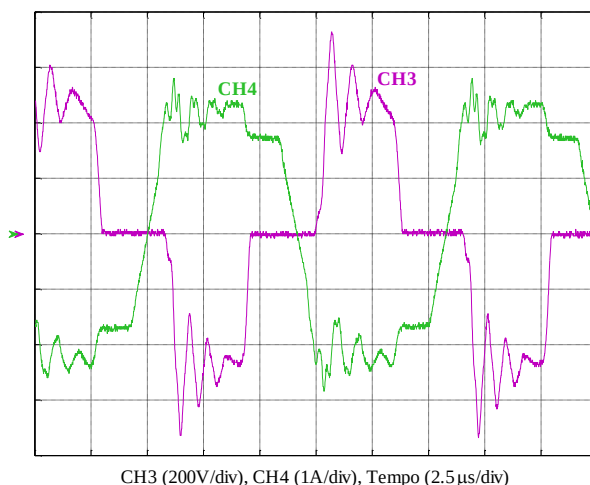


Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

A Figura 89 mostra a tensão e corrente no secundário 1 do transformador. Devido ao aumento da corrente, as oscilações de tensão e corrente são mais acentuadas, pois há maior interação dos elementos parasitas do circuito. A diferença no tempo entre o sinal de tensão e o sinal de corrente é referente à perda de razão cíclica nesta condição. As oscilações de tensão causam maior interferência eletromagnética induzida nos cabos e acaba sendo levada até o inversor multipulsos.

Nota-se que a amplitude de tensão é superior à tensão máxima prevista no projeto, porém os diodos são de 1200V e suportam essa diferença sem problemas. O problema da oscilação é refletida ao primário, podendo ser corrigida com uma melhoria tecnologia e um layout de placa mais adequado.

Figura 89 - Tensão (CH3) e corrente (CH4) no secundário 1.

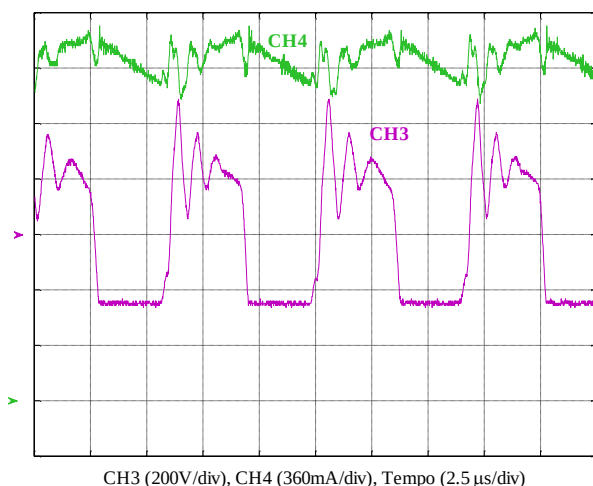


Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

O impacto das oscilações na corrente de saída pode ser visto na Figura 90, que mostra a tensão sobre o indutor de filtro

da saída 1 e a corrente no mesmo. Nota-se que, devido às oscilações na tensão retificada, não existe um crescimento linear de corrente no indutor. Somente no instante em que ocorre a roda livre, a corrente decresce no indutor e, então, nota-se a derivada constante na corrente do indutor.

Figura 90 - Tensão (CH3) e corrente (CH4) no indutor de filtro da saída 1.

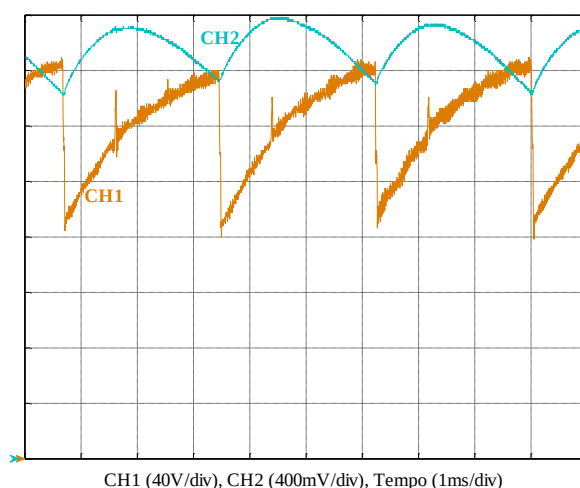


Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

Na Figura 91, são exibidas a tensão e a corrente na saída do conversor utilizado conectado ao inversor multipulsos. Por restrições de funcionamento, o inversor multipulsos não pode operar com ângulos de disparo muito próximos à 180° , como exibido na simulação, tendo que operar, então, a 155° . Como o conversor cc-cc foi projetado para funcionar conectado ao inversor multipulsos operando a 180° foi necessário aumentar os indutores de filtro para manter a corrente contínua na entrada do inversor multipulsos. Os valores de indutância utilizados para interligação dos conversores foram de aproximadamente 100mH.

A forma de onda de tensão na entrada com possui o formato esperado, porém há presença de ruídos oriundos do conversor cc-cc, pois o inversor trabalha em baixa frequência. A forma de onda de corrente apresenta pouca ondulação em alta frequência e ondulação em baixa frequência aceitável, com condução contínua nos indutores.

Figura 91 - Tensão (CH1) e corrente (CH2) na saída 1 do conversor conectado ao inversor multipulsos.



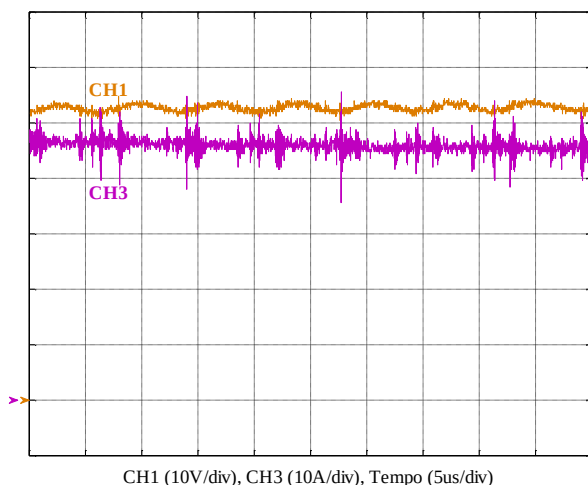
Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

Na Figura 92, é exibida a tensão e corrente na entrada do conversor. Devido ao conversor ser alimentado por uma fonte eletrônica, a corrente não apresenta ondulação como seria visto em uma conexão com o arranjo de painéis fotovoltaico. As formas de onda apresentadas correspondem à tensão e corrente nos valores nominais de entrada, ou seja, com a potência máxima de entrada deste conversor.

A ondulação de tensão vista na Figura 92 é referente à ondulação de alta frequência, causada pelo consumo pulsado

de potência pelo conversor. O valor de ondulação medido é de 3,6V, muito próximo ao valor especificado no projeto que foi de 3,5V.

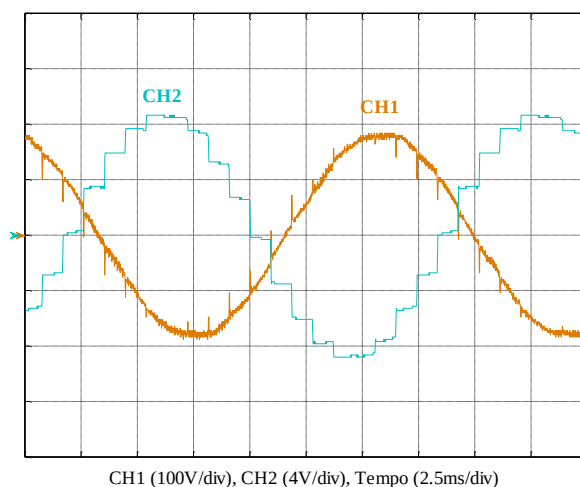
Figura 92 - Tensão de entrada (CH1) e corrente de entrada (CH3).



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

A Figura 93 exibe a forma de onda de tensão e corrente na saída do inversor, ou seja, no ponto de acoplamento com a rede elétrica. Nota-se que a tensão apresenta pequenas elevações e afundamentos de curta duração (*notchs*), que são causados pela comutação dos tiristores no inversor multipulsos (Brighenti, 2014). Na forma de onda de corrente, nota-se grande semelhança ao resultado obtido via simulação numérica. A defasagem ideal entre tensão e corrente em um inversor é de 180° , porém, como os disparos dos tiristores foram realizados a 155° , há um deslocamento entre tensão e corrente, diminuindo o fator de potência da energia injetada na rede.

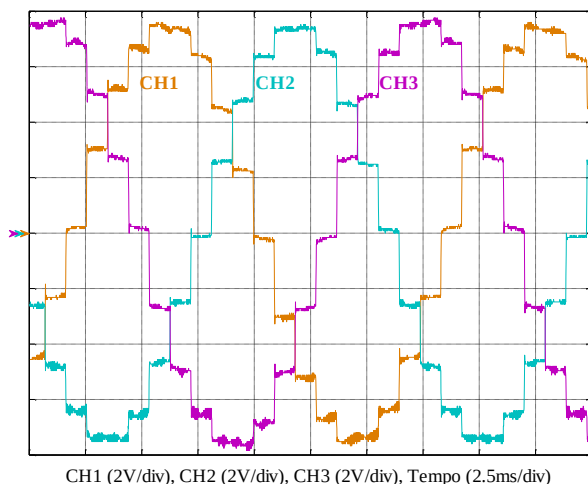
Figura 93 - Forma de onda de tensão (CH1) e corrente (CH2) na fase R do inversor multipulsos



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

Na Figura 94, são exibidas as formas de onda de corrente nas três fases da saída do inversor multipulsos. As correntes nas três fases de saída possuem a mesma amplitude e formato, com defasagens 120° .

Figura 94 - Forma de onda de corrente nas fases R (CH1), S (CH2) e T (CH3) na saída do inversor.



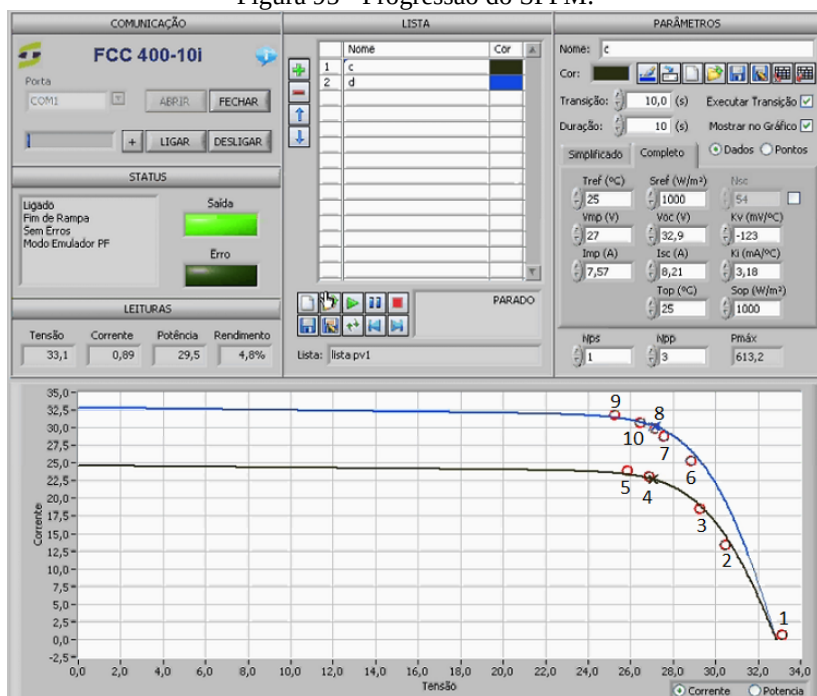
Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

5.2 Resultados do SPPM

Após implementação do algoritmo escolhido, foi realizado um teste do funcionamento do SPPM junto ao conversor. Para verificar a funcionalidade e eficácia do rastreamento, foi usada uma fonte cc com software de emulação fotovoltaica, onde as curvas de um arranjo de painéis fotovoltaicos é carregada na fonte, e a mesma faz com que a sua saída siga os valores emulados.

Para exibir a progressão do rastreamento, foi usado um *software* de captura de tela, onde a cada 10 segundos, aproximadamente, era feita uma captura da tela. Após as capturas realizadas, as imagens foram juntadas e os pontos enumerados, como visto na Figura 95.

Figura 95 - Progressão do SPPM.



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

As dificuldades do algoritmo SPPM baseado em corrente foram comprovados. Nas imediações do ponto de máxima potência pequenos passos de corrente faziam com que o ponto de operação da fonte mudasse drasticamente, reduzindo a tensão e potência da fonte. Aliando este problema com erros de leitura de tensão e corrente feitos pelo DSP, foi visto que esporadicamente havia pontos distantes do PPM mesmo após a estabilização do rastreamento do mesmo, como os pontos 5 e 9 na Figura 95.

Apesar dos desafios encontrados, o SPPM implementado se mostrou funcional e com eficiência de rastreamento média de 97,6%, conforme medição realizada pelo *software* de emulação fotovoltaica.

5.3 Eficiência do conversor

A eficiência do conversor foi obtida com tensão de entrada fixa em 52V e com carga resistiva em sua saída para melhor controle da potência de saída. O algoritmo SPPM foi desabilitado para manter o conversor operando na mesma condição até a estabilização da temperatura no dissipador.

Os pontos de medida da eficiência são os pontos definidos nas equações de rendimento europeia (Euro) (Heesen *et al.*, 2010), e nas regras elétricas da Califórnia (CEC) (Brooks e Whitaker, 2005). Essas duas regras de cálculo de eficiência de inversores fazem uma média ponderada, levando em consideração a insolação média de cada região e, assim, calcula-se a eficiência do inversor para aquela localidade. A Tabela 18 mostra a diferença nos fatores entre as duas regras de cálculo de eficiência de inversores solares.

Tabela 18 - Fatores de ponderação nas eficiências CEC e Euro.

Potência de saída (%)	CEC	Euro
5	0	0,03
10	0,04	0,06
20	0,05	0,13
30	0,12	0,1
50	0,21	0,48
75	0,53	0
100	0,05	0,2

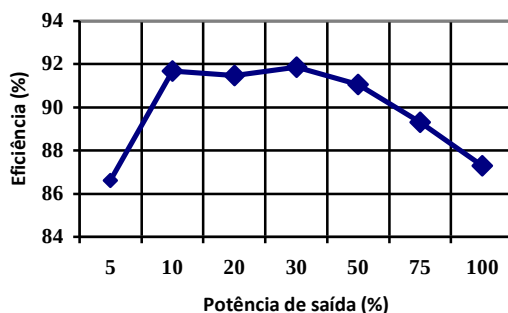
Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

A curva de rendimento obtida para o conversor cc-cc é exibida na Figura 96. Nota-se que o conversor obteve uma eficiência próxima ao valor calculado para potência nominal, e obtendo uma eficiência levemente maior em potências inferiores. Entre os fatores que podem ter impactado na redução da eficiência, pode-se citar as oscilações de tensão observadas nos secundários do transformador, que elevam a

tensão de bloqueio dos componentes do circuito e aumentam as perdas no bloqueio dos MOSFETs e diodos retificadores. Pode-se também supor que não houve uma distribuição uniforme da corrente nos MOSFETs em paralelo. Para melhora na eficiência do conversor podem ser tomadas algumas medidas que impactam diretamente nas perdas, como um *layout* melhorado para o secundário da placa de potência, utilização de um transformador com menor dispersão, redução na frequência de chaveamento, para reduzir as perdas no bloqueio, e melhora no circuito de acionamento, onde um acionamento mais rápido dos MOSFETs garante menores perdas nas comutações.

Os valores resultantes de eficiência do conversor cc-cc aplicadas às normas CEC e Euro são: 90,94% e 90,8% respectivamente. O inversor comercial ABB Uno de 2,5kW, apresenta uma topologia isolada, porém com tensão de entrada de maior valor e, é o inversor isolado com características mais próximas do sistema desenvolvido, e possui eficiência CEC de 95,5% na sua menor tensão de operação (208V). Nota-se que a eficiência dos inversores comerciais é superior, porém operam em condições diferentes do sistema proposto.

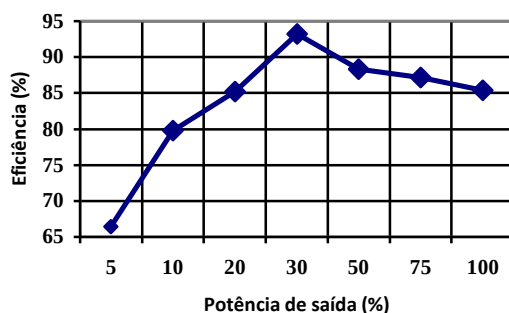
Figura 96 - Curva de eficiência do conversor cc-cc.



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

Levando em consideração a eficiência do inversor multipulsos, a curva de eficiência do sistema completo pode ser vista na Figura 97. Comparando com os resultados apresentados por (Brighenti, 2014), houve melhora na eficiência do sistema, pois anteriormente, sem o conversor cc-cc, a eficiência medida experimentalmente era de aproximadamente de 85% devido à influência do SPPM utilizado. Com o sistema proposto há um melhor rendimento em condições de potências superiores a 20% da potência nominal do sistema.

Figura 97 - Curva de eficiência do sistema completo (cc-cc e inversor).



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

5.4 Conclusão

Este capítulo apresentou os resultados experimentais do conversor cc-cc. Foram mostradas as formas de onda de comutação dos MOSFETs, exibindo a comutação suave a 50% de carga. Foi verificado oscilações de tensão nos enrolamentos secundários do transformador, aparecendo essa oscilação também no primário do transformador devido ao acoplamento magnético. Essa influencia a forma de onda de corrente no indutor de saída e acaba degradando a corrente de saída do conversor.

Nos testes realizados com o inversor multipulsos, foi necessário aumentar a indutância de filtragem, pois o inversor não operava no ponto onde o conversor cc-cc foi projetado. O conversor cc-cc acabou gerando muita interferência eletromagnética, verificada na tensão de saída do inversor, sendo assim necessário o uso de filtros EMI para reduzir o ruído conduzido.

Também foi mostrado o funcionamento do SPPM implementado através de um *software* de emulação fotovoltaica. O SPPM se mostrou válido e com boa eficiência de rastreo, embora a técnica de rastreo use a curva de potência por corrente, apresentando regiões com alta não-linearidades.

Por último, foi apresentada a eficiência do conversor cc-cc, onde não foi alcançado o valor teórico em potência nominal, porém o valor ficou próximo e, podendo ser melhorado através de alterações no *layout* da placa e pequenas alterações no circuito de acionamento.

6 CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou um conversor cc-cc isolado com múltiplas saídas para aplicações fotovoltaicas. A principal contribuição foi de proporcionar isolamento galvânica entre o arranjo fotovoltaico e a rede elétrica e melhora do rendimento do inversor multipulsos, fazendo com que o mesmo opere com ângulos de disparo e fator de potência fixos. Complementarmente, foi aplicado um algoritmo SPPM para o rastreo do ponto de máxima potência do arranjo dos painéis fotovoltaicos, função esta que era executada pelo inversor multipulsos. Também foi empregado um controle de corrente de pico no primário do transformador de potência que permitiu a remoção do circuito de bloqueio de corrente cc do primário do transformador, necessário na utilização de outros tipos de controle.

No capítulo 2, foi feita uma revisão sobre a energia fotovoltaica, apresentando as características elétricas, as diferentes associações de painéis com seus pontos positivos e negativos na presença de sombreamentos. Também foram revisadas as principais técnicas de SPPM, abordando as vantagens e desvantagens de cada uma visando a escolha ideal para o conversor desenvolvido.

No capítulo 3, foram feitas as análises cabíveis ao conversor utilizado. Na análise qualitativa foi estudado as suas etapas de operação buscando a profunda compreensão do funcionamento do conversor e o desenvolvimento das equações que regem o seu funcionamento. Na análise quantitativa foi possível determinar as equações de projeto de alguns dos componentes que compõe o conversor por meio da análise qualitativa. Também foi abordado o sistema de controle empregado no conversor, mostrando o digrama de blocos de controle e descrevendo o funcionamento do controle de corrente de pico usando o CI UCC3895. O CI UCC3895 foi analisado minuciosamente, descrevendo o seu funcionamento

como controlador de corrente de pico e gerando a modulação por deslocamento de fase, necessária para a obtenção de comutação suave do conversor.

O capítulo 4 apresentou o projeto do conversor e do controle utilizado. Neste capítulo foram apresentadas as especificações elétricas de entrada e saída do conversor utilizado. A partir dessas especificações iniciou-se o projeto dos componentes do conversor a partir das equações desenvolvidas ou equações retiradas das referências consultadas. Após a escolha dos componentes do conversor, foi projetado o dissipador para a manutenção térmica de todos os semicondutores de potência do conversor, e o cálculo da eficiência teórica na condição máxima.

O capítulo 4 ainda apresentou o projeto dos elementos que compõe o circuito de controle e o algoritmo do SPPM empregado no conversor, e resultados de simulações numéricas contendo o sistema proposto, com o conversor cc-cc e o inversor multipulsos, onde foi possível validar boa parte do projeto, comparando os resultados obtidos via simulação com os valores projetados.

O capítulo 5 mostrou o protótipo do conversor cc-cc construído e resultados experimentais. Nas figuras foi possível observar o posicionamento dos elementos do conversor e ter uma noção do tamanho do mesmo. Os resultados foram extraídos de modo a verificar-se o funcionamento do conversor, podendo facilmente ser confrontado com os resultados obtidos via simulação. As formas de onda exibiram o funcionamento do conversor, apontando alguns detalhes que prejudicaram o desempenho do conversor, como por exemplo, as oscilações de tensão no secundário do circuito.

O capítulo 5 ainda apresentou o funcionamento do SPPM, onde foi avaliado o seu funcionamento com uma fonte emuladora de painéis fotovoltaicos, apresentando bom desempenho. Uma curva de eficiência do conversor foi traçada a partir dos resultados obtidos no laboratório, onde foi visto

que a eficiência obtida pelo conversor ficou levemente aquém do esperado em condição nominal, porém obteve uma boa eficiência em potências mais baixas.

Diante do exposto, algumas investigações são propostas a fim de complementar a pesquisa a cerca do conversor cc-cc:

- Investigação de outros métodos para a conexão com o inversor multipulsos;
- Investigação de outros métodos de controle da corrente de saída;
- Implementação de um SPPM baseado em tensão de entrada e não baseado em corrente como foi implementado.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

AAVID, T. **Aavid Board level Heatsinks Catalog**. INC., A. T. 2014.

ABNT. **Sistemas fotovoltaicos (FV) – Características da interface de conexão com a rede elétrica de distribuição**. ABNT NBR 16149:2013 2013.

ALGORA, C. e REY-STOLLE, I. **Handbook of concentrator photovoltaic technology**. John Wiley & Sons Inc, 2016. ISBN 9781118755631,1118755634,9781118755655,1118755650.

ANDERSSON, C. **Design of a 2.5kW DC/DC Fullbridge Converter**. 2011. (Master). Department of Energy and Environment, CHALMERS UNIVERSITY OF TECHNOLOGY Göteborg, Sweden.

BARBI, I. **Eletrônica de Potência**. Ed. do Autor. Florianópolis: 2005.

BARBI, I. **Projeto de Fontes Chaveadas**. 2ª Edição. Florianópolis: 2007.

BARBI, I. e SOUZA, F. P. **Conversores CC-CC isolados de alta frequência com comutação suave**. 1ª Edição. Florianópolis: 1999.

BASCOPE, R. P. T. e PERIN, A. J. **O transistor IGBT aplicado em eletrônica de potência**. Porto Alegre: 1997. ISBN 8524105321.

BOSSCHE, A. V. e VALCHEV, V. C. **Inductors and Transformers for Power Electronics**. Boca Raton: CRC Press, 2005.

BRIGHENTI, L. **Inversores não autônomos associados a um autotransformador multipulsos para geração fotovoltaica**. 2014. Dissertação de Mestrado Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville.

BROOKS, B. e WHITAKER, C. **Guideline for the use of the Performance Test Protocol for Evaluating Inverters Used in Grid-Connected Photovoltaic Systems**. (CEC), C. E. C.: California Energy Commission (CEC) 2005.

CHAKRABORTY, S. e SENSARMA, P. In: IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION (ECCE), 2012. **High Gain High Efficiency Front End Resonant Dc-Dc Boost Converter For PV Microinverter.** p. 180-187.

CHOI, W. Y.; YOO, J. S. e CHOI, J. Y. In: 8TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS - ECCE ASIA, 2011. **High Efficiency DC-DC Converter With High Step-Up Gain for Low PV Voltage Sources.** p. 1161-1163.

EL-DEIN, M. Z. S.; KAZERANI, M. e SALAMA, M. M. A. An Optimal Total Cross Tied Interconnection for Reducing Mismatch Losses in Photovoltaic Arrays. **IEEE TRANSACTIONS ON SUSTAINABLE ENERGY**, v. 4, n. 1, p. 99-107, 2013.

ERICKSON, R. W. e MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics.** Segunda Edição. Nova Iorque: Kluwer Academic Publishers, 2004.

FARANDA, R.; LEVA, S. e MAUGERI, V. In: POWER AND ENERGY SOCIETY GENERAL MEETING - CONVERSION AND DELIVERY OF ELECTRICAL ENERGY IN THE 21ST CENTURY, 2008, Pittsburgh, PA. **MPPT techniques for PV Systems: energetic and cost comparison** IEEE. p. 1-6.

FORSYTHE, J. B. **Paralleling Of Power MOSFETs For Higher Power Output.** International Rectifier. El Segundo, p.30. 2005

GONZALES, C. e WEAVER, R. In: 14TH IEEE PHOTOVOLTAIC SPECIALISTS CONFERENCE, 1980, San Diego, CA. **CIRCUIT DESIGN CONSIDERATIONS FOR PHOTOVOLTAIC MODULES AND SYSTEMS** IEEE. p. 528-535.

GRAOVAC, D. **Application Note: Parallel Operation of Power MOSFETs.** Infineon Technologies. Neubiberg, p.7. 2009

HECKTHEUER, L. A. **Análise de associações de módulos fotovoltaicos.** Universidade Federal do Rio Grande do Sul. Porto Alegre, p.135. 2001

HEESEN, H. T.; BARON, M.; KURZ, C. e PFATISCHER, R. In: 5TH WORLD CONFERENCE ON PHOTOVOLTAIC ENERGY CONVERSION, 2010, Valencia, Spain. **Definition of the Euro Efficiency of Solar Modules** EU PVSEC. p. 4154 - 4155.

JAZAYERI, M.; UYSAL, S. e JAZAYERI, K. In: 2014 IEEE PES T&D CONFERENCE AND EXPOSITION, 2014. **A comparative study on different photovoltaic array topologies under partial shading conditions**. p.

KAUSHIKA, N. D. e GAUTAM, N. K. Energy Yield Simulations of Interconnected Solar PV Arrays. **IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION**, v. 18, n. 1, p. 127-134, 2003.

KAZIMIERCZUK, M. K. **Pulse-Width Modulated DC–DC Power Converters**. 1ª Edição. Dayton: 2008.

KUMBHARE, J. M. e RENGÉ, M. M. In: 2014 IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS, DRIVES AND ENERGY SYSTEMS (PEDES), 2014. **Line Commutated Converter for Grid Interfacing of Solar Photovoltaic Array**. p.

MAKI, A. e VALKEALAHTI, S. Power Losses in Long String and Parallel-Connected Short Strings of Series-Connected Silicon-Based Photovoltaic Modules Due to Partial Shading Conditions. **IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION**, v. 27, n. 1, p. 173-183, 2012.

MARTINS, D. C. e BARBI, I. **Conversores CC-CC Básicos Não isolados**. Florianópolis: 2006.

MARTINS, D. C.; COELHO, R. F. e SANTOS, W. M. **Técnicas de Rastreamento de Máxima Potência para Sistemas Fotovoltaicos: Revisão e Novas Propostas**. Natal. 2011

MICROCHIP. **Practical Guide to Implementing Solar Panel MPPT Algorithms**. INC., M. T. 2013.

OLIVEIRA, S. V. G. **Otimização de projeto de fontes de alimentação para centrais de telecomunicações**. 2001. p. 149 Dissertação (Mestrado). UFSC, Florianópolis.

PINHO, J. T. e GALDINO, M. A. **Manual de Engenharia para Sistemas Fotovoltaicos**. Rio de Janeiro: CEPREL-CRESESB, 2014.

POWER, G. **GP2D005A120A Data Catalog**. GROUP, G. P. T. 2015.

PRASAD, A. R.; ZIOGAS, P. D. e MANIAS, S. Analysis and Design of a Three-Phase Off-line dc-dc Converter with High-Frequency Isolation. **IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS**, v. 28, n. 4, p. 824-832, 1992.

RASHID, M. H. **Power Electronics Handbook**. Pensacola, Florida: 2007.

RECTIFIER, I. **IRFB4110PbF datasheet** 2011.

REDL, R.; SOKAL, N. O. e BALOGH, L. A Novel Soft-Switching Full-Bridge DC/DC Converter: Analysis, Design Considerations, and Experimental Results at 1.5 kW, 100kHz. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 6, n. 3, p. 408-418, Julho 1991.

RÜTHER, R. **Edifícios solares fotovoltaicos**. LABSOLAR, 2004.

SABATÉ, J. A.; VLATKOVIC, V.; RIDLEY, R. B.; LEE, F. C. e CHO, B. H. **Design considerations for high-voltage high-power full-bridge zero-voltage-switched PWM converter**. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1990., 1990, Los Angeles, CA. IEEE. p.275-284.

SEGUEL, J. I. L. **Projeto de um sistema fotovoltaico autônomo de suprimento de energia usando técnica MPPT e controle digital**. UFMG. Belo Horizonte, p.222. 2009

SHANMUGAVEL, G. **USING A PEAK-CURRENT-MODE CONTROLLER TO DESIGN A BOOST CONVERTER**. INTEGRATED, M. 2012.

SHEEHAN, R. In: POWER ELECTRONICS TECHNOLOGY EXHIBITION AND CONFERENCE, 2007, Dallas, TX. **Understanding and Applying Current-Mode Control Theory** Texas Instruments. p.

SOLARWORLD. **SolarWorld Sunmodule SW 130/ 135/ 140 poly R6A data sheet** 2011.

STMICROELECTRONICS. **Application Note AN3095**. STMICROELECTRONICS 2012.

TEXAS INSTRUMENTS. **Folha de dados do circuito integrado UCC3895**. INSTRUMENTS, T. 2013.

TRAN-QUOC, T.; COLIN, H.; DUVAUCHELLE, C.; GAIDDON, B.; KIENY, C.; MINH, C. L. T.; BACHA, S.; AISSANOU, S.; MOINE, G. e TANGUY, Y. In: 25TH EUROPEAN PHOTOVOLTAIC SOLAR ENERGY CONFERENCE AND EXHIBITION/ 5TH WORLD CONFERENCE ON PHOTOVOLTAIC ENERGY CONVERSION, 2010, Valencia, Spain. **TRANSFORMERLESS INVERTERS AND RCD: WHAT'S THE PROBLEM?** . p. 4554-4559.

UNLU, M.; ÇAMUR, S.; BESER, E. e IFOGLU, B. A. Sinusoidal current injection based on a line-commutated inverter for single-phase grid-connected renewable energy sources. **Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences**, p. 12, 2015.

VIJAYALEKSHMY, S.; BINDU, G. R. e IYER, S. R. In: 2016 INTERNATIONAL CONFERENCE ON ENERGY EFFICIENT TECHNOLOGIES FOR SUSTAINABILITY (ICEETS), 2016. **A novel approach for performance improvement of partially shaded solar arrays**. p.

VLATKOVIC, V.; SABATÉ, J. A.; RIDLEY, R. B.; LEE, F. C. e CHO, B. H. Small-Signal Analysis of the Phase-Shifted PWM Converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 7, n. 1, p. 128-135, 1992.

WANG, Y.-J. e HSU, P.-C. **An investigation on partial shading of PV modules with different connection configurations of PV cells**. *Energy*. 36: 3069-3078 p. 2011.

WASYNICZUK, O. MODELING AND DYNAMIC PERFORMANCE OF A LINECOMMUTATED PHOTOVOLTAIC INVERTER SYSTEM. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 4, n. 3, p. 7, 1989.

WILLIAMS, B. W. **Principles and Elements of Power Electronics**. Glasgow: 2006. ISBN 978-0-9553384-0-3.

XIAOFENG, X. **Small-Signal Model for Current Mode Control Full-bridge Phase-shifted ZVS Converter** Power Electronics and Motion Control Conference, 2000, Beijing. IEEE. p.514 - 518.

ZANATTA, I. X.; MEZAROA, M.; BATSCHAUER, A.; CARDOZO FILHO, R. D. S. e LODI, B. In: 2015 IEEE 13TH BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND 1ST SOUTHERN POWER ELECTRONICS CONFERENCE (COBEP/SPEC), 2015, Fortaleza - CE. **A DC-DC ZVS PHASE-SHIFT PWM FULL-BRIDGE CURRENT-MODE**

**CONTROLLED CONVERTER WITH MULTIPLES OUTPUTS FOR
PHOTOVOLTAIC APPLICATIONS p. 1-6.**

GLOSSÁRIO

Buck: Conversor buck (conversor abaixador) é um circuito eletrônico utilizado para converter uma tensão cc (corrente contínua) em outra tensão cc de valor mais baixo

Buck-boost: Conversor buck-boost (conversor abaixador-elevador), é um circuito eletrônico utilizado para converter uma tensão cc (corrente contínua) em outra tensão cc, com polaridade oposta, de valor maior, igual ou menor.

By-pass: Palavra em inglês que significa desvio, fornecendo um caminho de corrente alternativo em circuitos elétricos.

cc-ca: Conversão de energia de corrente contínua para corrente alternada.

cc-cc: Conversão de energia de corrente contínua para corrente contínua.

Condutância: propriedade que possui um condutor de permitir a passagem da corrente elétrica.

Flyback: Conversor Flyback, é a topologia isolada para o conversor buck-boost.

Forward: Conversor Forward, é a topologia isolada para o conversor Buck.

Galvânica: Isolação galvânica é um princípio de isolamento de seções funcionais de sistemas elétricos para evitar o fluxo de corrente, não existindo contato elétrico.

Meia ponte: Conversor meia ponte, é um conversor buck reversível em corrente.

MOSFET: Transistor MOSFET, acrônimo de Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor ou Transistor de efeito de campo metal-óxido-semicondutor.

Multipulsos: Relacionado a retificadores ou inversores não autônomos, indica que o circuito opera com tensão de saída pulsada em um número múltiplo de pulsos referente a um período da tensão de entrada.

Notchs: Relacionado a qualidade de energia, elevação ou afundamento de tensão de curta duração, causados principalmente pelo chaveamento de tiristores.

Ponte completa: Conversor meia ponte, é um conversor buck reversível em tensão e corrente.

Push-Pull: Conversor Push-Pull, é um circuito eletrônico isolado por transformador, utilizado para converter uma tensão cc (corrente contínua) em outra tensão cc.

Razão cíclica: Razão entre o período de estado ativo e o período total de um sinal

Schottky: Diodo Schottky, nome do diodo, em homenagem ao físico Walter H. Schottky, que apresenta baixa queda de tensão e excelente característica de comutação.

Semicondutor: Semicondutores são sólidos geralmente cristalinos de condutividade elétrica intermediária entre condutores e isolantes

Shunt: Em eletrônica, shunt é um componente que cria um caminho para circulação de corrente entre dois pontos, normalmente associado a resistores.

STC: Do inglês, *Standard Test Conditions*, define as condições padrão para teste de painéis fotovoltaicos.

Threshold: Tensão de threshold é a tensão em que inicia-se a comutação de um semicondutor controlado por efeito de campo.

Tiristores: Conjunto de semicondutores semicontrolados, largamente utilizados em circuitos de corrente alternada, podendo-se citar entre eles o SCR e o Triac

Transdutor: dispositivo capaz de transformar uma forma de energia em outra.

APÊNDICE A – PROJETO DO TRANSFORMADOR

Pela lei de Faraday, pode-se relacionar a tensão em um enrolamento com o seu número de espiras e a variação do campo magnético no tempo, como mostrado na equação (137).

$$V_i = N_p \frac{\Delta \varphi}{\Delta t} \quad (137)$$

No conversor ponte completa, a tensão da fonte de entrada é aplicada no primário durante o tempo equivalente a razão cíclica multiplicada pelo período de comutação, como descrito na equação (138).

$$\Delta t = D \cdot \frac{T_s}{2} = \frac{D}{2 \cdot f_s} \quad (138)$$

A variação do fluxo magnético ($\Delta \varphi$) relaciona-se com a variação da indução magnética e a área por onde passam os caminhos magnéticos. No caso do núcleo E, este valor corresponde a A_e , conforme a equação (139).

$$\Delta \varphi = \Delta B \cdot A_e \quad (139)$$

Substituindo as equações (138) e (139) em (137) obtém-se a equação (140).

$$V_i = N_p \frac{\Delta B \cdot A_e \cdot 2 \cdot f_s}{D} \quad (140)$$

Manipulando a equação (140) e isolando o termo A_e chega-se a equação (141).

$$A_e = \frac{V_i \cdot D}{\Delta B \cdot 2 \cdot f_s \cdot N_p} \quad (141)$$

O transformador projetado deve comportar quatro enrolamentos, um primário e três secundários. Na equação (142), é mostrada a composição da área ocupada pelos enrolamentos.

$$A_w k_w = A_p + A_{s1} + A_{s2} + A_{s3} + \dots + A_x \quad (142)$$

Onde A_x é a área ocupada pelo enrolamento “x”.

O fator de utilização do primário (k_p) relaciona a área do enrolamento primário com a área total ocupada pelos enrolamentos, podendo a área da janela do transformador ser expressa em termos da área do primário e os fatores de enrolamento e utilização do primário, definido na equação (143).

$$A_w = \frac{A_p}{k_w \cdot k_p} \quad (143)$$

A lei de Ampère relaciona o campo magnético em um perímetro fechado com a corrente de uma bobina. Aplicando a lei ao primário obtém-se a equação (144).

$$N_p \cdot I_{p_{ef}} = H \cdot l \quad (144)$$

Onde l é o perímetro magnético do transformador.

O mesmo produto entre campo magnético pelo perímetro é obtido multiplicando a densidade de corrente pela área do enrolamento, como mostrado na equação (145).

$$J \cdot A_p = H \cdot l \quad (145)$$

Substituindo a equação (145) em (144), tem-se:

$$N_p \cdot I_{p_{ef}} = J \cdot A_p \quad (146)$$

Isolando o termo A_p na equação e substituindo na equação (143), obtém-se a equação para determinação da área da janela do transformador, mostrada na equação (147).

$$A_w = \frac{N_p \cdot I_{p_{ef}}}{k_w \cdot k_p \cdot J} \quad (147)$$

O produto das áreas $A_e A_w$ é encontrado pela multiplicação das equações (147) e (143), mostrado na equação (148).

$$A_e A_w = \frac{V_i \cdot D \cdot I_{p_{ef}}}{\Delta B \cdot 2 \cdot f_s \cdot k_w \cdot k_p \cdot J} \quad (148)$$

De modo a deixar a equação do produto de áreas do transformador com dependência da potência de saída do conversor, são feitas algumas substituições na equação (148).

O valor eficaz da corrente no primário é a soma das correntes de saída refletidas ao primário, como mostrado na equação (149).

$$I_{p_{ef}} = 3 \cdot I_o \cdot \frac{N_p}{N_s} \quad (149)$$

A tensão aplicada no primário multiplicada pela razão cíclica é equivalente a tensão de saída refletida ao primário, como definido na equação (150).

$$V_i \cdot D = V_o \cdot \frac{N_s}{N_p} \quad (150)$$

Substituindo as equações (149) e (150) na equação (148), resulta-se na equação (151).

$$A_e A_w = \frac{3 \cdot V_o \cdot I_o}{\Delta B \cdot 2 \cdot f_s \cdot k_w \cdot k_p \cdot J} \quad (151)$$

A potência total de saída do conversor é a soma das potências individuais de cada saída, resultando na equação (152).

$$P_o = 3 \cdot V_o \cdot I_o \quad (152)$$

Substituindo a equação (152) na equação (151), chega-se a equação que define o produto das áreas do transformador através da potência de saída, mostrado na equação (153). Para obter o resultado em cm⁴, multiplica-se a equação por 10⁴.

$$A_e A_w = \frac{P_o}{\Delta B \cdot 2 \cdot f_s \cdot k_w \cdot k_p \cdot J} \quad (153)$$

APÊNDICE B – PROJETO DO INDUTOR

O projeto do indutor é feito baseado em um núcleo do tipo EE, como mostrado na Figura 57.

A tensão em um indutor é definida pela variação da corrente elétrica no mesmo, multiplicada pela sua indutância, como mostrado na equação (154).

$$v_L = L \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \quad (154)$$

A lei de Faraday, mostrada na equação (137) define que a tensão em uma bobina é resultado do número de espiras multiplicada pela variação do fluxo magnético no tempo. Admitindo que a bobina em análise se comporte como um indutor, podem-se igualar as equações (137) e (154), resultando na equação (155).

$$L \frac{\Delta i_L}{\Delta t} = N \frac{\Delta \varphi}{\Delta t} \quad (155)$$

Multiplicando a equação por Δt , e substituindo $\Delta \varphi$ pela equação (139) tem-se:

$$N \cdot \Delta B \cdot A_e = L \cdot \Delta i_L \quad (156)$$

Rearranjando os termos na equação (156) de modo a se isolar o número de espiras, chega-se na equação (157).

$$N = \frac{L \cdot \Delta i_L}{\Delta B \cdot A_e} \quad (157)$$

Partindo da lei de Ampère, chega-se a equação (146), como feito para o transformador. Como o indutor projetado possui apenas um enrolamento a equação resultante é alterada, mostrada na equação (158).

$$N \cdot I_L = J \cdot A_w \cdot k_w \quad (158)$$

Ao isolar o termo N na equação (158) e substituir na equação (157), chega-se à equação (159).

$$\frac{J \cdot A_w \cdot k_w}{I_L} = \frac{L \cdot \Delta i_L}{\Delta B \cdot A_e} \quad (159)$$

O produto de áreas do núcleo é facilmente encontrado, apenas manipulando os termos da equação (159). O produto de áreas do núcleo EE para um indutor é dado pela equação (160).

$$A_e A_w = \frac{L \cdot \Delta i_L \cdot I_L}{J \cdot k_w \cdot \Delta B} \quad (160)$$

Entreferos devem ser adicionados em indutores por dois motivos: primeiro, sem um entreferro a indutância é proporcional a permeabilidade magnética do núcleo, que depende da temperatura e ponto de operação do indutor, dificultando o projeto de um indutor com indutância controlada.

O segundo motivo é que a adição de um entreferro permite que o indutor trabalhe com correntes maiores sem ocorrer a saturação do núcleo, pois muda a inclinação da curva B-H.

A força magnetomotriz entre dois pontos de um circuito magnético é definida pela equação (161).

$$\mathfrak{T} = H \cdot l = N \cdot i \quad (161)$$

A relação entre B e H é determinada pela permeabilidade magnética, como mostrada na equação (162).

$$B = \mu \cdot H \quad (162)$$

Da equação (139), considerando-se que não haja variação, pode ser reescrita como:

$$B = \frac{\varphi}{A_e} \quad (163)$$

Substituindo as equações (163) e (162) em (161), obtém-se a equação (164).

$$\mathfrak{T} = N \cdot i = \frac{\varphi \cdot l}{\mu \cdot A_e} \quad (164)$$

A equação (164) possui a forma $\mathfrak{F} = \varphi \cdot \mathfrak{R}$, análoga à lei de ohm, onde $\mathfrak{R}$ é a relutância do material.

Isolando φ na equação (164) e substituindo-a na equação da lei de Faraday, obtém-se que:

$$V_L = \frac{N^2}{\mathfrak{R}} \frac{di}{dt} \quad (165)$$

A derivada di/dt aparece na equação de tensão sobre o indutor. Comparando a equação que rege a tensão no indutor com a equação (165), chega-se a conclusão que:

$$L = \frac{N^2}{\mathfrak{R}} \quad (166)$$

De modo a simplificar o projeto, é considerado que a relutância do entreferro é muito maior que a relutância do núcleo, de modo a poder desprezá-la.

A relutância do entreferro é determinada pela equação(167).

$$\mathfrak{R}_g = \frac{l_g}{\mu_0 \cdot A_e} \quad (167)$$

Ao substituir a equação (167) em (166) e manipulando a equação resultante, encontra-se o entreferro necessário, definido pela equação (168).

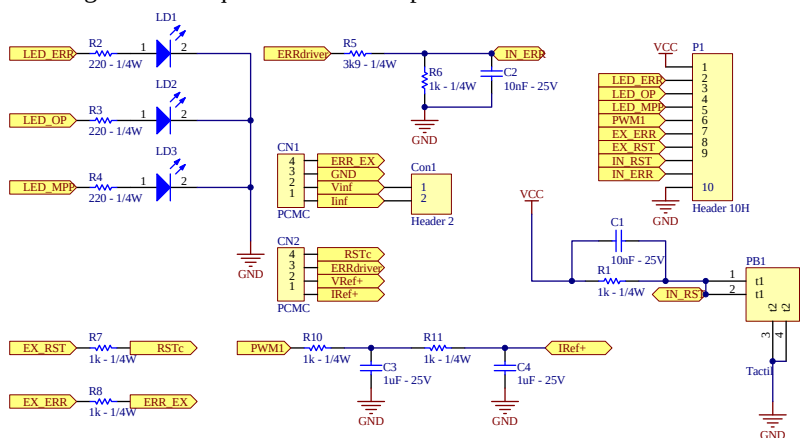
$$l_g = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{L_R} \quad (168)$$

Em um núcleo EE como mostrado na Figura 57, é colocado metade do entreferro necessário em cada perna, pois o caminho magnético é através da perna central e por ambas as pernas externas, totalizando o tamanho de entreferro calculado.

ANEXO A – ESQUEMAS ELÉTRICOS DO CONVERSOR CC-CC

A seguir são apresentados os esquemas elétricos das placas desenvolvidas neste trabalho. Na Figura 98 é mostrado o esquema elétrico da placa de interface com o usuário, que pode ser vista na Figura 79 acoplada ao kit de desenvolvimento eZdsp.

Figura 98 - Esquema elétrico da placa de interface com usuário.



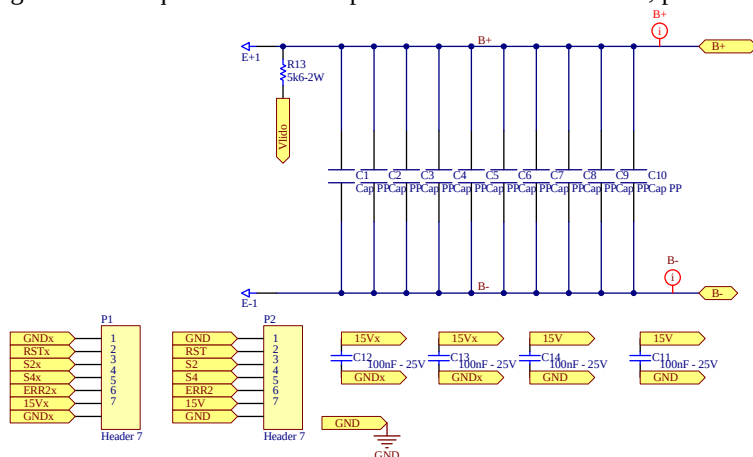
Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

Na Figura 99 é mostrado o esquema elétrico geral do conversor cc-cc construído e as placas auxiliares para o seu funcionamento.

As Figuras 100, 101, 102, 103 e 104 exibem as partes do esquema da placa de potência do conversor cc-cc construído.

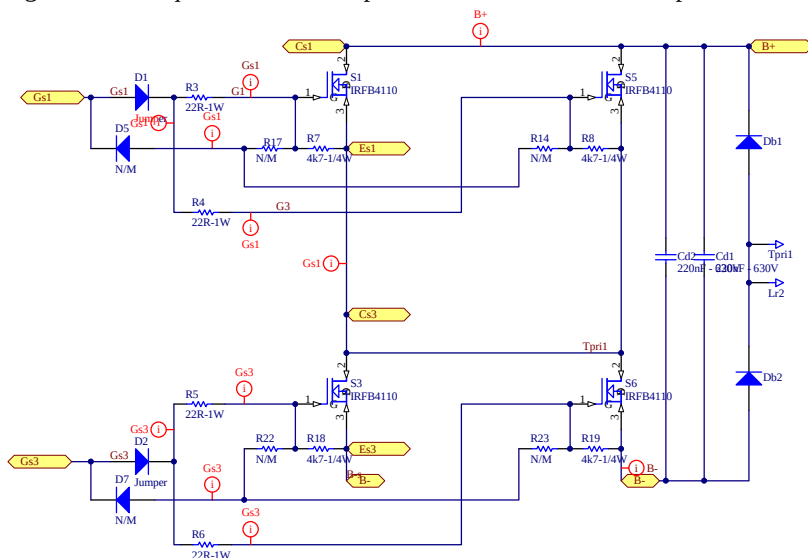
As Figuras 105, 106, 107, 108 e 109 exibem as partes do esquema da placa de comando do conversor cc-cc.

Figura 100 - Esquema elétrico de potência do conversor cc-cc, parte 1.



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

Figura 101 - Esquema elétrico de potência do conversor cc-cc, parte 2.



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

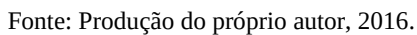


Figura 103 - Esquema elétrico de potência do conversor cc-cc, parte 4.

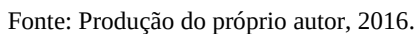
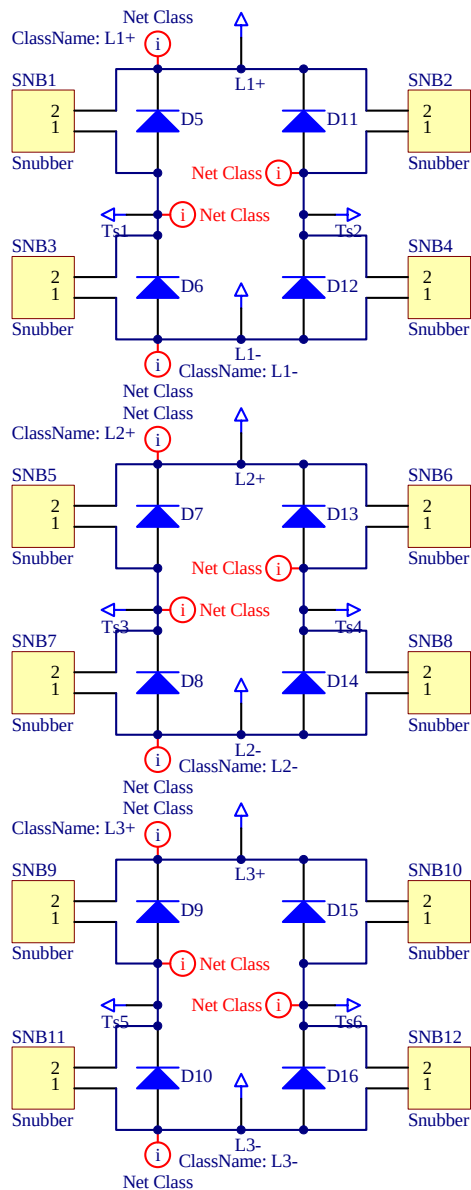
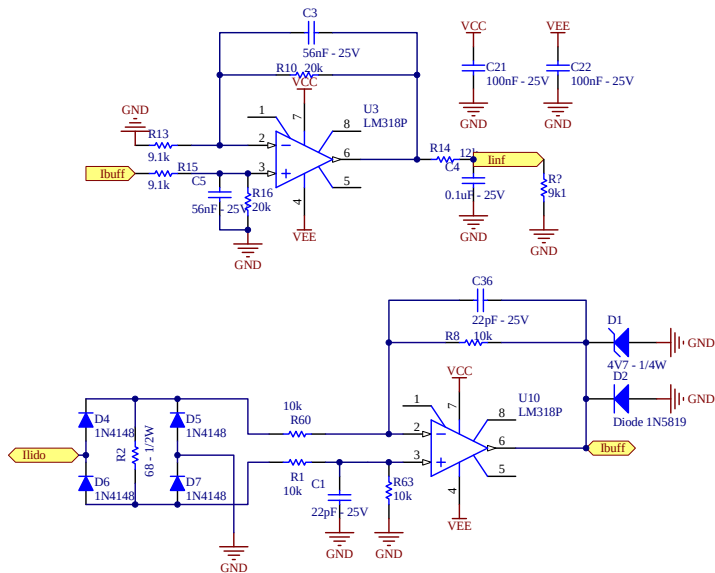


Figura 104 - Esquema elétrico de potência do conversor cc-cc, parte 5.



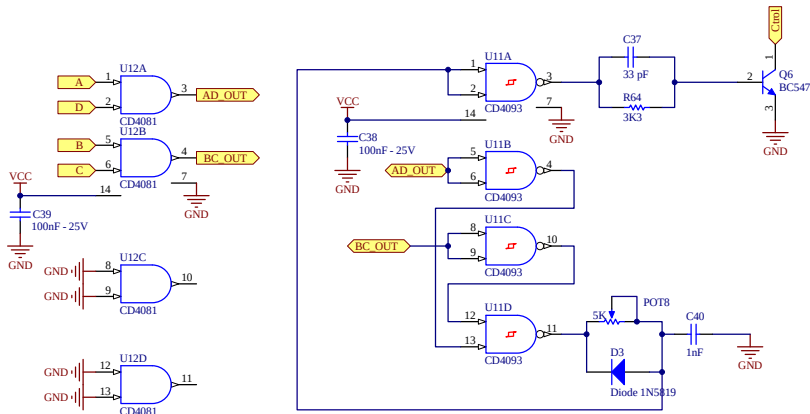
Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

Figura 105 - Esquema elétrico da placa de comando, parte 1.



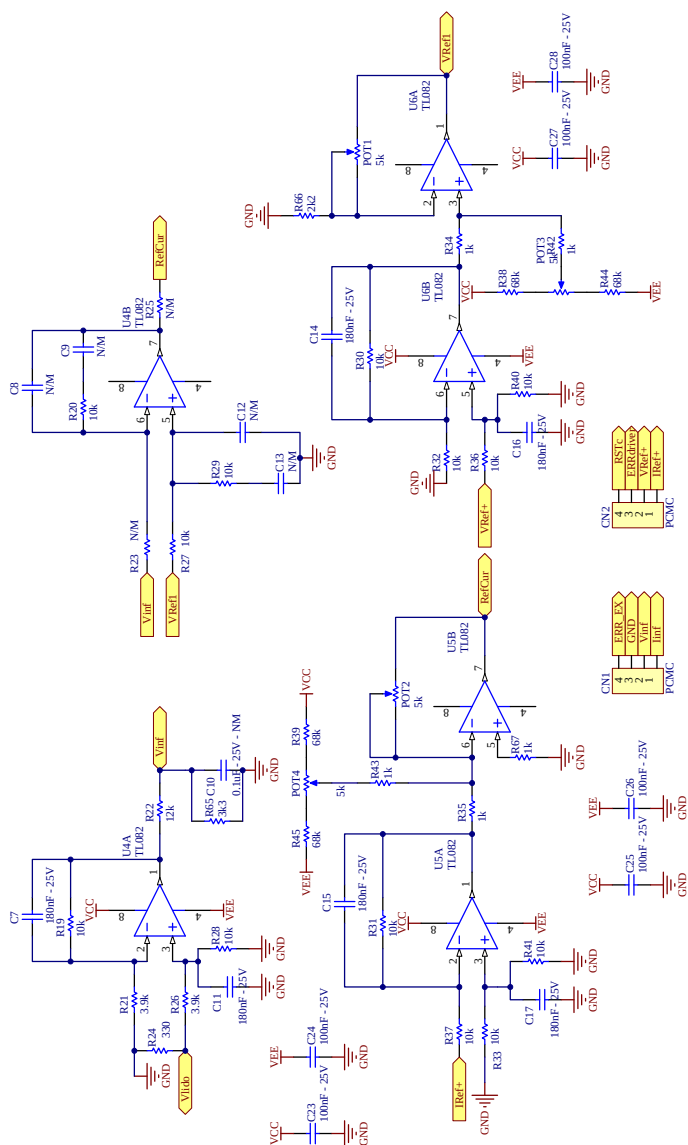
Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

Figura 106 - Esquema elétrico da placa de comando, parte 2.



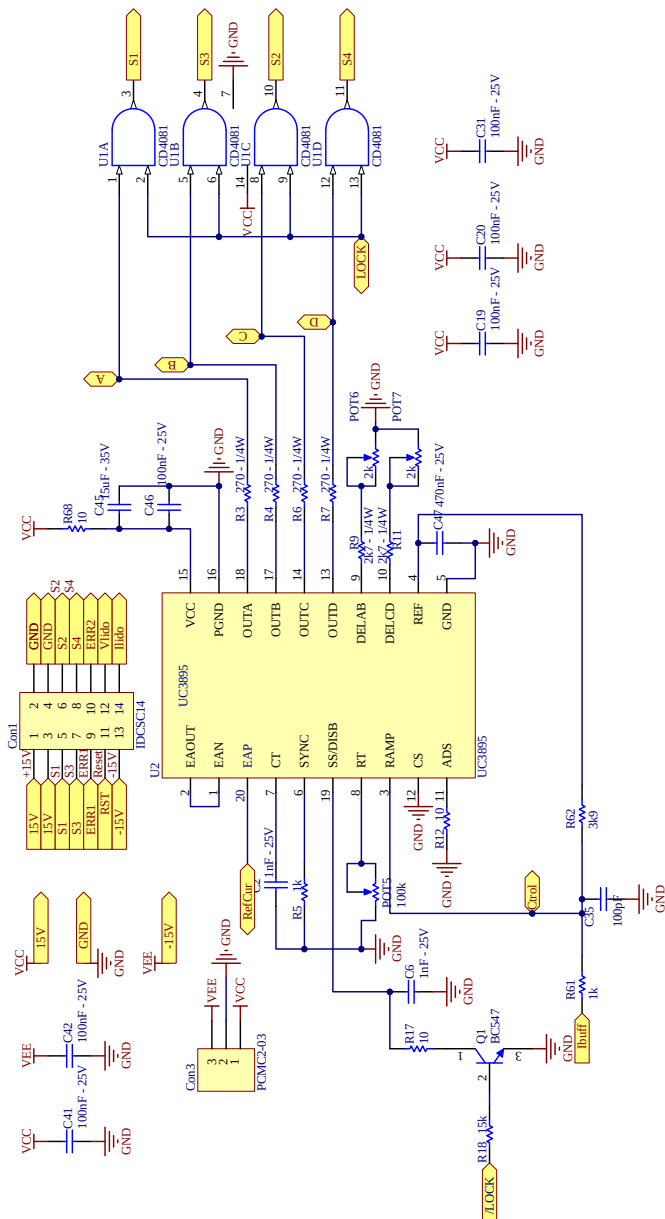
Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

Figura 107 - Esquema elétrico da placa de comando, parte 3.



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

Figura 108 - Esquema elétrico da placa de comando, parte 4.



Fonte: Produção do próprio autor, 2016.

