



UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA – UDESC
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS – CCT
CURSO DE MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

**ESTUDO DO INVERSOR
MONOFÁSICO NPC T-TYPE DE
CINCO NÍVEIS PARA
PROCESSAMENTO DE ENERGIA
SOLAR FOTOVOLTAICA**

TIAGO LEMES DA SILVA

JOINVILLE, 2014

TIAGO LEMES DA SILVA

**ESTUDO DO INVERSOR MONOFÁSICO NPC T-TYPE DE
CINCO NÍVEIS PARA PROCESSAMENTO DE ENERGIA
SOLAR FOTOVOLTAICA**

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado Acadêmico em Engenharia Elétrica, no Centro de Ciências Tecnológicas, da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Yales Rômulo de Novaes
Coorientador: Joselito Anastácio Heerdt

**JOINVILLE – SC
2014**

S586e

Silva, Tiago Lemes da

Estudo do inversor monofásico NPC T - Type de cinco níveis para processamento de energia solar fotovoltaica / Tiago Lemes da Silva. - 2015.

143 p. : il. ; 21 cm

Orientador: Yales Rômulo de Novaes

Coorientador: Joselito Anastácio Heerd

Bibliografia: 141-143 p.

Dissertação (mestrado) – Universidade do Estado Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Joinville, 2015.

1. NPCm. 2. Ponto Neutro Grampeado. 3. Inversor Fotovoltaico. 4. Renovável. I. Novaes, Yales Rômulo de. II. Heerd, Joselito Anastácio. III. Universidade do Estado de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.

CDD: 621.47 - 23. ed.

TIAGO LEMES DA SILVA
ESTUDO DO INVERSOR MONOFÁSICO NPC T-Type de
CINCO NÍVEIS PARA PROCESSAMENTO DE ENERGIA
SOLAR FOTOVOLTAICA

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. Yales Rômulo de Novaes
CCT/UDESC

Coorientador:



Prof. Dr. Joselito Anastácio Heerd
CCT/UDESC

Membros



Prof. Dr. Alessandro Luiz Batschauer
CCT/UDESC



Prof. Dr. Roberto Francisco Coelho
UFSC

Joinville, SC, 26 de setembro de 2014.

Dedico este trabalho à minha família.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus, pelas oportunidades que me foram dadas.

Ao meu orientador, Yales Rômulo de Novaes, pela amizade e pelos ensinamentos repassados durante estes anos.

Ao meu coorientador, Joselito Anastácio Heerd, pelo conhecimento compartilhado e, também, por disponibilizar o *layout* da placa de potência do seu trabalho de doutorado. Ao Marcelo Lobo Heldwein e à UFSC, pela doação desse material.

Aos membros da banca, Roberto Francisco Coelho e Alessandro Luiz Batschauer, pela dedicação do seu tempo à correção desse trabalho.

A todos os professores da UDESC, que contribuíram para minha formação profissional.

À CAPES, pela concessão da bolsa de estudo, que tornou possível a minha dedicação exclusiva ao mestrado.

À UDESC, pela infraestrutura concedida.

À FAPESC, pelo suporte financeiro por intermédio do projeto 10.042/2012-0

À minha família, Olivo Lemes da Silva, Marli Filippi Tomé da Silva e Taiza Lemes da Silva, pelo incentivo, carinho e pelas palavras de alento.

À minha noiva, Michelle Caroline de Pinho, pela compreensão de todos os momentos de minha ausência.

Aos doutorandos, mestrandos e graduandos do nPEE pela imensa amizade.

“A mente que se abre a uma nova
ideia jamais voltará ao seu tamanho
original.”

Albert Einstein

RESUMO

O objeto de estudo deste trabalho é a topologia inversora *NPC T-Type* 5 níveis, aplicada no processamento da energia fotovoltaica, sendo o principal objetivo a geração de energia elétrica por meio do controle da corrente aplicada à rede. Este trabalho apresenta o equacionamento, projeto dos componentes e sua validação, que fazem parte da estrutura de potência do inversor, bem como a sua modelagem e projeto dos controladores implementados. Por intermédio deste estudo foi possível construir um protótipo com potência nominal de 3 kW, que além do controle da corrente, apresenta uma malha de equilíbrio da tensão diferencial do barramento. Mediante construção desse protótipo, foram extraídos os resultados experimentais.

Palavras-chave: NPCm. Ponto Neutro Grampeado. Inversor. Inversor Fotovoltaico. Renovável.

ABSTRACT

The main subject of this work is the study of a 5 levels T-Type NPC inverter topology, which is applied in photovoltaic energy processing for power generation. The grid power injection is done controlling converter current, which is injected into grid. This work presents equations, component-designs and their validation, which are necessary for the Inverter's power structure implementation. Also inverter modeling and design of implemented controllers are described. Through this study, it was possible to build a 3 kW prototype, which besides the current control, has a system to balance the differential voltage of bus capacitors. Through the prototype, experimental results were acquired.

Key-words: NPCm. Neutral Point Clamped. Inverter. Photovoltaic Inverter. Renewable

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Fluxograma para a classificação dos inversores conectados à rede	38
Figura 2 – Modelo que representa a presença da capacitância parasita	39
Figura 3 – Topologia Ponte Completa	40
Figura 4 – Análise da tensão de modo comum na topologia Ponte Completa: (a) modulação bipolar e, (b) modulação unipolar	41
Figura 5 – Topologia H5	43
Figura 6 – Topologia HERIC	44
Figura 7 – Topologia FB-DCBP	45
Figura 8 – Topologia FB-ZVR	46
Figura 9 – Topologia NPC	47
Figura 10 – Topologia ANPC	47
Figura 11 – Topologia NPC-T	49
Figura 12 – Topologia NPCT-5N	51
Figura 13 – Representação da modulação AM	52
Figura 14 – Exemplo de circuito de modulação aplicado na eletrônica de potência	52
Figura 15 – Comportamento das moduladoras na modulação PWM implementada	53
Figura 16 – Estados lógicos de cada um dos interruptores do inversor em um período da rede	55
Figura 17 – Problema encontrado no instante de tempo morto	57
Figura 18 – Sinais de acionamento dos interruptores para a modulação implementada	58
Figura 19 – Tensão aplicada à rede, utilizando a modulação implementada	58
Figura 20 – Definição das regiões de operação	59
Figura 21 – Etapas da primeira região de operação	60
Figura 22 – Circuito equivalente da primeira região de operação	61
Figura 23 – Etapas da segunda região de operação	62
Figura 24 – Circuito equivalente da segunda região de operação	62
Figura 25 – Etapas da terceira região de operação	63
Figura 26 – Circuito equivalente da terceira região de operação	64
Figura 27 – Etapas da quarta região de operação	65
Figura 28 – Circuito equivalente da quarta região de operação	66

Figura 29 – Representação do valor médio quase instantâneo do ciclo de trabalho dos interruptores S_4 (a) e S_2 (b).....	69
Figura 30 – Circuito equivalente à primeira região de operação	74
Figura 31 – Circuito equivalente à segunda etapa de operação	76
Figura 32 – Circuito equivalente para o equacionamento da ondulação da tensão total do barramento de entrada.....	79
Figura 33 – Diagrama de blocos completo do sistema de controle.....	85
Figura 34 – Diagrama de blocos simplificado do sistema de controle..	85
Figura 35 – Diagrama de blocos do sistema de geração da referência da corrente.....	86
Figura 36 – Circuito equivalente para o estudo da dinâmica da corrente no indutor L	87
Figura 37 – Comparação do modulador PWM	89
Figura 38 – Circuito de instrumentação do sensor de corrente	89
Figura 39 – Circuito equivalente para a modelagem da planta de equilíbrio da tensão	91
Figura 40 – Diagrama de blocos do sistema de controle PLL	96
Figura 41 – Diagrama de blocos do sistema de controle PLL simplificado.....	96
Figura 42 – Diagrama de ligação do protótipo.....	100
Figura 43 – Vista superior do protótipo construído	100
Figura 44 – Vista lateral do protótipo construído	101
Figura 45 – Diagrama de Bode para validação da planta de corrente no domínio da frequência: modelo de planta deduzido (azul), circuito simulado (vermelho).	111
Figura 46 – Diagrama de Bode da planta do sistema de controle da corrente em malha aberta sem compensação ($G_{ma,nc}(w)$), da planta em malha aberta compensada ($G_{ma,c}(w)$) e da planta do compensador ($C(w)$) no plano W	113
Figura 47 – Diagrama de bode da FTMA do sistema de controle da corrente (já compensado) para análise da variação do valor da indutância da rede.....	115
Figura 48 – Diagrama de bode da FTMA do sistema de controle da corrente (já compensado) para análise da variação do valor da resistência da rede	116
Figura 49 – Validação da planta da malha de equilíbrio: diferença entre as tensões dos capacitores C_1 e C_2 (vermelho), modelo da planta de equilíbrio (azul).	117
Figura 50 – Diagrama de Bode da planta do sistema de controle de equilíbrio da tensão do barramento em malha aberta, sem	

compensação ($G_{ma,nc}(w)$), planta em malha aberta compensada ($G_{ma,c}(w)$) e planta do compensador ($C(w)$)..	120
Figura 51 – Ondulação da corrente de saída do conversor.....	124
Figura 52 – Ondulação da tensão individual dos capacitores do barramento	124
Figura 53 – Validação da ondulação da tensão total do barramento. Quadro superior: ondulação da tensão total do barramento (Vermelho). Quadro inferior: valor médio da corrente do painel fotovoltaico (azul). Ondulação da corrente de saída do painel fotovoltaico (Vermelho).	125
Figura 54 – Corrente no capacitor do barramento.....	126
Figura 55 – Esforço de tensão no interruptor S_1	126
Figura 56 – Esforço de tensão no interruptor S_5	127
Figura 57 – Avaliação da dinâmica de sincronismo do PLL em relação à variação da fase. Quadro superior: tensão da rede com harmônicos (vermelho), Quadro inferior: tensão da rede sem harmônicos (azul), saída do sistema PLL (vermelho)	129
Figura 58 – Avaliação da dinâmica de sincronismo do PLL em relação à variação da frequência: sinal gerado pelo PLL (vermelho), tensão da rede normalizada (azul).	129
Figura 59 – Avaliação da dinâmica do controlador de corrente.....	130
Figura 60 – Avaliação da dinâmica do controlador da malha de equilíbrio. (a): corrente de saída do inversor. (b): tensão do capacitor um (vermelho), tensão do capacitor dois (azul).	131
Figura 61 – Incremento gradual da corrente de saída do inversor no instante de partida.....	133
Figura 62 – Corrente da saída do inversor (Ch1 10A/div), tensão da rede (Ch2 100V/div).....	133
Figura 63 – Resposta do sistema de controle da corrente ao degrau aplicado na amplitude da referência de corrente.	134
Figura 64 – Análise da distorção harmônica total da corrente de saída do inversor	135
Figura 65 – Resposta da tensão dos capacitores de barramento ao degrau de valor médio aplicado na referência do sistema de controle da corrente: tensão do capacitor C_1 do barramento (verde), tensão do capacitor C_2 do barramento (rosa) e corrente de saída do inversor (azul).	136

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
ANPC	<i>Active Neutral Point Clamped</i>
APOD	<i>Alternative Phase Opposite Disposition</i>
B	Boro
CC	Corrente Contínua
CO	Monóxido de carbono
CO ₂	Dióxido de carbono
DHT	Distorção Harmônica Total
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
EMI	<i>Electromagnetic Interference</i>
FB-DCBP	Full-Bridge DC BayPass
FB-ZVR	<i>Full-Bridge Zero Voltage Rectifier</i>
FP	Fator de Potência
FTMA	Função de Transferência em Malha Aberta
FV	Fotovoltaico
HERIC	Highly Efficient and Reliable Inverter Concept
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IEEE	Instituto de Engenheiro Eletricistas e Eletrônicos
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
IPD	<i>In Phase Disposition</i>
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
MPP	<i>Maximum Power Point</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
NBR	Norma Brasileira
NPC	<i>Neutral Point Clamped</i>
NPC _m	<i>Modified Neutral Point Clamped</i>
P&O	<i>Perturb and Observe</i>
PLL	<i>Phase-locked Loop</i>
POD	<i>Phase Opposite Disposition</i>
PS	<i>Phase-Shifted</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RLC	Resistor Indutor e Capacitor
RMS	<i>Root Mean Square</i>
SFCR	Sistema fotovoltaico conectado à rede
SI	Silício
SO ₂	Dióxido de enxofre

SUMÁRIO

Agradecimentos.....	9
Resumo.....	13
Abstract.....	15
Lista de Ilustrações.....	17
Lista de Abreviaturas e Siglas.....	21
Sumário.....	23
1 Introdução.....	27
2 Normatização e estado da arte.....	31
2.1 Estudo das normas.....	31
2.1.1 Normas aplicadas na geração de sistemas fotovoltaicos.....	31
2.2 Inversores aplicados em SFCR.....	35
2.2.1 Classificação dos inversores aplicados aos SFCR.....	35
2.2.2 Estado da arte.....	37
2.3 Conclusão.....	49
3 Estudo do inversor NPC T-Type cinco níveis.....	51
3.1 Análise estática do conversor.....	51
3.1.1 Modulação.....	52
3.1.2 Tempo morto.....	56
3.2 Regiões e etapas de operação.....	59
3.2.1 Primeira região de operação.....	59
3.2.2 Segunda região de operação.....	61
3.2.3 Terceira região de operação.....	63
3.2.4 Quarta região de operação.....	64
3.3 Esforços nos semicondutores.....	65
3.3.1 Esforços de tensão nos semicondutores.....	66
3.3.2 Esforços de corrente nos semicondutores.....	67
3.3.3 Capacitores do barramento.....	73

3.3.4	Indutor do filtro de saída	80
3.4	Análise dinâmica do conversor	83
3.4.1	Considerações gerais do controle dinâmico do conversor.....	84
3.4.2	Estudo da estrutura de controle da corrente	86
3.4.3	Estudo da estrutura de controle da malha de equilíbrio	90
3.4.4	Estudo da estrutura de controle do sistema de sincronismo	94
3.5	Conclusão.....	97
4	Projeto do conversor.....	99
4.1	Memorial de cálculo do protótipo	101
4.1.1	Indutor	102
4.1.2	Capacitores de barramento	102
4.1.3	Dimensionamento dos semicondutores	106
4.2	Cálculo dos controladores	108
4.2.1	Transformada bilinear Tustin e projeto do controlador no plano W	108
4.2.2	Cálculo do compensador da corrente de saída do conversor.....	109
4.2.3	Projeto do compensador da malha de equilíbrio	116
4.2.4	Controlador PLL	119
4.3	Conclusão.....	121
5	Resultados obtidos	123
5.1	Resultados de simulação	123
5.1.1	Esforços nos componentes	123
5.1.2	Sincronismo com a rede	128
5.1.3	Resposta dinâmica do sistema de controle de corrente	130
5.1.4	Resposta dinâmica do sistema de controle da malha de equilíbrio	130
5.2	Resultados experimentais.....	132
5.2.1	Malha de corrente.....	132
5.2.2	Distorção harmônica total da corrente.....	134

5.2.3	Malha de equilíbrio.....	135
5.3	Conclusão	136
6	Conclusão geral e trabalhos futuros.....	139
	Referências.....	141

1 INTRODUÇÃO

A necessidade de fontes de energia renováveis é cada vez mais evidente nos dias atuais. Uma vez que o crescimento econômico de um país é pautado principalmente pelo seu crescimento industrial, é necessário que haja um aumento gradual da quantidade de energia gerada compatível com o crescimento econômico. Por outro lado, as reservas de energias não renováveis, que são a base do sistema de geração atual, são limitadas. Dentre as formas de geração de energia elétrica convencional podem-se destacar: hidrogenação, termogeração e a geração nuclear.

A geração de energia elétrica por meio de queda-d'água é atualmente considerada uma forma de geração de energia renovável. No entanto, a instalação de uma usina hidroelétrica requer que a hidrografia seja favorável, além disso, é necessário fazer um estudo dos impactos ambientais, em razão da grande quantidade de área alagada que se faz necessária. Ainda, essa forma de geração é muito sensível a períodos prolongados de estiagens. A geração de energia elétrica por meio de fissões nucleares é considerada uma forma de geração sem impactos ambientais, no entanto, o risco de vazamento de materiais radioativos é preocupante em virtude de suas consequências devastadoras. A geração termoeletrica (proveniente da queima de combustíveis fósseis) que pode ser um substituto do diesel para as edificações que necessitam de uma fonte de energia elétrica ininterrupta, por exemplo, em hospitais, onde a falta de energia elétrica pode colocar a vida de pessoas em risco. Da mesma forma, em empresas que possuem sua própria geração de energia em horários em que a tarifa diferenciada torna o investimento viável. Tal método de geração tem o principal agravante, a maneira como é gerada, pois é obtida pela queima de combustíveis fósseis, contribuindo com o aumento dos índices de SO_2 , CO e CO_2 , o que agrava o fenômeno do efeito estufa.

Por estes e outros motivos, a geração de energia elétrica utilizando fontes renováveis de energia vem crescendo muito (EPIA, 2012). São inúmeras as formas de geração utilizando recursos naturais renováveis, entre elas destacam-se: solar, eólica, geotérmica, marítima e o biogás. Das energia que foram citadas, a geração de energia elétrica por meio da radiação solar é sem dúvida a mais promissora. Já se sabe que no intervalo de uma hora, o sol disponibiliza na superfície terrestre a energia consumida em todo o planeta no período de um ano (ENERGIA SOLAR, 2012). Nessas proporções, o aproveitamento da energia solar pode auxiliar na diversificação da matriz energética de um país, evitando a

degradação do meio ambiente. Assim sendo, tem potencial para contribuir no crescimento econômico de forma sustentável.

Contudo, a principal característica que vem freando o desenvolvimento da tecnologia fotovoltaica é o baixo rendimento na transformação da energia solar em energia elétrica. Por isso, inúmeros estudos para aumentar sua eficiência estão sendo realizados no que se refere aos módulos fotovoltaicos e, principalmente, aos inversores de potência. Estudos vem sendo realizados em busca de novas topologias, entre elas, as topologias sem transformador de isolação, que prometem um aumento no rendimento total do sistema quando comparadas às topologias isoladas. Apesar disso, a utilização de sistemas não isolados dão origem à circulação de uma corrente de modo comum, por isso, faz-se necessário adotar soluções para evitar ou minimizar esse problema, como por exemplo a correta escolha da modulação. A topologia *NPC T-Type* de 5 níveis, que será o alvo de estudo deste trabalho, é uma topologia não isolada, que propõe a redução da corrente de modo comum. Além disso, a utilização de uma topologia multinível busca a redução do filtro de saída do inversor. Outra característica importante é sua conexão em ponte, que possibilita a redução da tensão de entrada do inversor, dessa forma, reduzindo o número de módulos fotovoltaicos conectados em série.

O objetivo deste trabalho é o estudo da topologia inversora não isolada *NPC T-Type* monofásica 5 níveis para a conexão com a rede de distribuição. Deste modo, foi estudada uma modulação, que tem o objetivo de reduzir a circulação da corrente de modo comum e as perdas nos semicondutores. Além disso, será apresentada a metodologia utilizada para o projeto de cada componente de potência (IGBT, filtro de saída e capacitores do barramento). Ainda neste trabalho, é apresentado o modelamento da malha de controle da corrente de saída, da malha de equilíbrio da tensão diferencial do barramento e da malha de sincronismo com a tensão da rede.

Na seção 2 é realizado o estudo do estado da arte dos conversores aplicados no processamento de energia fotovoltaica, onde são avaliadas e comparadas as características principais destes conversores para aplicações fotovoltaicas. Ainda na mesma seção é apresentado um resumo das principais normas que são aplicadas em sistemas fotovoltaicos conectados à rede. Na seção 3 é realizado o estudo do inversor *NPC T-Type* 5 níveis, bem como o equacionamento necessário para o projeto de seus componentes. Além disso, é apresentada a modelagem do sistema de controle aplicado no inversor *NPC T-Type* 5 níveis, quando o mesmo se

apresenta conectado à rede. A seção 4 destina-se ao projeto dos componentes do conversor e de seus compensadores. Por fim, na seção 5 são apresentados os resultados de simulação e experimentais.

2 NORMATIZAÇÃO E ESTADO DA ARTE

2.1 ESTUDO DAS NORMAS

Nesta seção um resumo das normas, bem como uma revisão do estado da arte das topologias não isoladas, aplicadas no processamento de energia fotovoltaica são apresentados.

No que diz respeito às normas, apenas aquelas que regulamentam os inversores conectados à rede de distribuição com potência menor que 10 kW foram estudadas.

Quanto às topologias apresentadas, o objetivo é classificá-las e apresentar uma breve comparação entre elas, com a finalidade de avaliar qualitativamente as vantagens e as desvantagens de cada uma quando aplicadas no processamento de energia solar fotovoltaica.

2.1.1 Normas aplicadas na geração de sistemas fotovoltaicos

Para que um inversor seja caracterizado como um sistema de processamento de energia fotovoltaica é preciso que contenha algumas funcionalidades como: estar em conformidade com os padrões de qualidade de energia para a conexão com a rede; conter dispositivos de proteção contra condições anormais de funcionamento da rede; sincronismo; operação segura em caso de ilhamento e Seguimento do Ponto de Máxima Potência do inglês *Maximum Power Point Tracking* (MPPT) (NETO, 2012).

Basicamente são duas as normas internacionais que regulamentam as conformidades dos padrões de qualidade de energia para sistemas de processamento com potência menor que 10 kW: IEEE 929 e IEC 61727. Esse nível de potência foi escolhido pois o protótipo desenvolvido visa à geração de energia elétrica em residências com potência instalada menor que 10 kW. Adicionalmente, a NBR 16149 é a norma Brasileira que define as características da interface de conexão com a rede elétrica de distribuição. Essa norma não define um limite de potência do inversor para a sua validade, no entanto, alguns parâmetros ao longo da norma são diferentemente definidos em três faixas de potência. Essas compreendem: potência menor que 3 kW, entre 3 kW e 6 kW e maior que 6 kW. Por meio destas normas é possível estudar os limites dos parâmetros de projeto de um inversor, que garantem o bom funcionamento da rede de distribuição, os quais são mostrados na Tabela 1.

Tabela 1 – Parâmetros de comparação entre as normas IEEE 929, IEC 61727 e NBR 16149

Parâmetros	IEEE 929	IEC 61727	NBR 16149
Injeção de Componente Contínua Máxima	0,5%	1%	0,5%
DHT_i	5%	5%	5%
Fator de Potência	85%	90%	90%
Tempo Máximo de Reconexão à Rede Após Falha	300s	300s	300s
Faixa de Frequência (Hz)	$59,3 < f < 60,5$	$59 < f < 61$	$57,5 < f < 62$
Tempo Máximo para Reconexão	0,1s	0,2s	0,2s
Faixa de Tensão (V)	$88 < V < 110$	$85 < V < 110$	$80 < V < 100$

Fonte: Produção do próprio autor

O parâmetro Injeção de Componente Contínua Máxima refere-se ao nível médio máximo de corrente que pode ser injetado na rede. A maior margem é obtida pela norma IEC 61727 a qual define que o nível médio da corrente a ser injetada à rede não deve ultrapassar 1% do seu valor eficaz.

DHT_i é a Distorção Harmônica Total. Esse parâmetro limita a distorção máxima da corrente injetada na rede pelo inversor. Os valores normatizados para tal parâmetro são unânimes para as três normas. Por meio delas, até 5% de distorção harmônica da corrente é aceito.

O parâmetro FP define o fator de potência mínimo do inversor, sendo a IEEE 929, a norma que admite maior variação (85%).

O Tempo Máximo para Reconexão com a rede após falha é igual nas três normas, no entanto, a IEC 61727 e NBR 16149 definem também um tempo mínimo de 20s para a reconexão do inversor à rede de distribuição.

A Faixa de Frequência refere-se à variação da frequência da rede em que o inversor deve se manter conectado. Fora desses níveis, o tempo máximo de desconexão do sistema de geração deve ser de 0,1 segundos de acordo com a norma IEEE 929 e de 0,2 segundos para as normas IEC 61727 e NBR 16149.

O parâmetro Faixa de Tensão diz respeito aos níveis de tensão que são definidos como operação normal do sistema. Dentro desses limites, o sistema de processamento de energia não deve interromper o

fornecimento de energia. Fora desses níveis de tensão, contudo, o sistema de processamento pode interromper o fornecimento de energia no intervalo de tempo exigido pela norma, como pode ser visto na Tabela 2 (IEEE 929), Tabela 3 (IEC 61727) e Tabela 4 (NBR 16149).

Tabela 2 – Tempo de operação para cada faixa de tensão pela norma IEEE 929

Tensão (%)	Tempo (s)
$V < 50\%$	0,1
$50\% \leq V < 88\%$	2
$88 \leq V \leq 110\%$	Operação Normal
$110\% < V < 137\%$	2
$V > 137\%$	0,033

Fonte: Produção do próprio autor

Tabela 3 – Tempo de operação para cada faixa de tensão pela norma IEC 61727

Tensão (%)	Tempo (s)
$V < 50\%$	0,1
$50\% \leq V < 85\%$	2
$85 \leq V \leq 110\%$	Operação Normal
$110\% < V \leq 135\%$	2
$V > 135\%$	0,05

Fonte: Produção do próprio autor

Tabela 4 – Tempo de operação para cada faixa de tensão pela norma NBR 16149

Tensão (%)	Tempo (s)
$V < 80\%$	0,4
$80 \leq V \leq 110\%$	Operação Normal
$110\% < V$	0,2

Fonte: Produção do próprio autor

Além disso, o inversor deve interromper a geração de energia à rede quando ela, por motivos de falha ou desligamento proposital, é desenergizada. Sendo assim, o inversor deve ser capaz de identificar o desligamento da rede de distribuição, evitando o funcionamento em ilha.

Duas abordagens podem justificar esta última afirmação: quando a rede é propositalmente desenergizada, por exemplo, em caso de manutenção, o Sistema Fotovoltaico Conectado à Rede (SFCR) deve interromper o fornecimento de energia e, assim, evitar possíveis acidentes com os profissionais que prestam manutenção. Por outro lado, quando o sistema é protegido pelo seccionamento de relés de proteção da rede no instante de falta, a continuação de uma fonte de geração de energia pode causar danos ao sistema de potência, aos equipamentos dos consumidores de energia ou até mesmo oferecer risco de choques elétricos.

A norma internacional que regulamenta os procedimentos de ensaios e descreve uma diretiva para avaliar o desempenho das medidas de prevenção de ilhamento é a IEC 62116. Nesta norma são abordados os equipamentos necessários, bem como sua precisão para os ensaios de proteção de anti-ilhamento. Nela, também, pode ser encontrada a descrição da carga utilizada para os ensaios. Esta norma avalia o tempo limite de desconexão do dispositivo sob várias condições de carregamento e também estabelece que o tempo de desconexão do inversor deve ser de até 2 segundos.

Quanto à carga necessária para os testes, a norma IEC 62116 descreve a necessidade de uma carga RLC paralela com fator de qualidade unitário. Outra norma, a IEEE 929, prevê a utilização da mesma carga RLC em paralelo, no entanto, com fator de qualidade de 2,5.

Como já abordado anteriormente, o inversor, aplicado em sistemas de processamento de energia fotovoltaica, deve possuir máxima eficiência. Para isso, além da utilização de componentes que reduzem as perdas é necessário a implantação de um sistema de seguimento do ponto de máxima potência. A norma europeia EN 50530 define o procedimento para a medição da eficiência desse rastreamento. Por meio da obtenção da eficiência estática e dinâmica do inversor é possível calcular a eficiência global do sistema (Eficiência Europeia). Ela prevê ainda, o ensaio da eficiência global do sistema para as diferentes condições de carregamento, por meio desses ensaios é calculado a média ponderada dos diferentes rendimentos em cada condição de carregamento, onde as respectivas ponderações podem ser consultadas na Tabela 5.

Por fim, o SFCR deve estar sincronizado à rede, pois a defasagem entre a tensão da rede e a corrente de saída do conversor define o fluxo da potência. Assim, para que o sistema de processamento de energia fotovoltaica possa ter o controle sobre o fluxo de potência injetada na rede, é necessário que ele possua um sistema de sincronismo da corrente do inversor com a tensão da rede. O *Phase-locked Loop* (PLL) deve ser

capaz de sincronizar a referência da variável controlada com a tensão da rede elétrica. Além disso, o sincronismo deve adaptar-se a possíveis variações da frequência da rede.

Tabela 5 - Ponderação das diferentes condições de carregamento para o cálculo do valor de eficiência global

Ponderações das diferentes condições de carregamento consideradas pela Eficiência Europeia						
Carregamento	5%	10%	20%	30%	50%	100%
Ponderação	0,03	0,06	0,13	0,1	0,48	0,2

Fonte: Produção do próprio autor

Como o objetivo deste trabalho é o estudo da topologia *NPC T-Type* no processamento de energia fotovoltaica e não o desenvolvimento de um produto, não serão apresentadas, aqui, as técnicas de proteção de anti-ilhamento e de rastreamento de máxima potência.

2.2 INVERSORES APLICADOS EM SFCR

2.2.1 Classificação dos inversores aplicados aos SFCR

Atualmente existem inúmeras topologias de conversores aplicados no processamento de energia fotovoltaica, por isso, com o intuito de revisar apenas às topologias similares ao *NPC T-Type*, é necessário classifica-las.

Neste trabalho o estudo é focado às topologias monofásicas conectadas à rede. Para classificá-las utilizam-se as seguintes subdivisões (KJAER, PEDERSEN e BLAABJERG, 2005):

- Número de estágios de processamento de energia;
- tipos de interconexões com a rede elétrica;
- tipos de interface de conexão com a rede.

A primeira subdivisão remete ao número de estágios de processamento de energia. Esta subdivisão pode ser resumida pelo número de conversores aplicados em cascata. Nesta subdivisão existem inúmeras aplicações onde apenas um estágio de potência (inversor) faz o processamento da energia fotovoltaica. Nesse caso a tensão de barramento do inversor deve ser conseguida a partir da associação dos módulos fotovoltaicos em série e o rastreamento da máxima potência

deve ser implementado no estágio de inversão, acrescentando assim, complexidade ao projeto.

Por outro lado, é possível cascatear conversores de potência pela necessidade de elevar a tensão dos módulos fotovoltaicos e a partir desta elevação, promover a conexão com a rede. Para isso são utilizados conversores CC-CC, como por exemplo, a topologia *Boost*, para elevar a tensão dos módulos e um inversor Ponte Completa, que possibilita a conexão com a rede de distribuição comercial.

No entanto, o cascateamento de conversores de potência reduz o rendimento total do processamento de energia, pois os rendimentos dos estágios são multiplicados. Em virtude das aplicações fotovoltaicas serem apontadas pelo alto rendimento em seu processamento, escolheu-se estudar os conversores que apresentam apenas um único estágio de processamento.

O segundo subgrupo trata dos tipos de interconexões com a rede elétrica, se possui isolamento galvânica ou não e, na possibilidade de existir isolamento, qual a sua característica.

A aplicação de transformadores de isolamento nos conversores utilizados no processamento da energia fotovoltaica pode envolver duas principais justificativas. A primeira justificativa baseia-se na necessidade de elevação da tensão dos módulos fotovoltaicos. Já a segunda tem como objetivo evitar o aparecimento da corrente de modo comum, proveniente da modulação aplicada a algumas topologias de inversores. Esta isolamento é apresentada de duas formas: utilizando transformadores que operam em alta ou em baixa frequência, sendo a principal diferença entre as duas configurações a densidade de potência processada. No entanto, a utilização de transformadores isoladores reduz consideravelmente o rendimento do conversor, justificando a necessidade do estudo de topologias de inversores não isolados.

A terceira e última classificação dos sistemas fotovoltaicos aborda dois principais tipos de sistemas conectados com a rede: os sistemas comutados pela rede (não autônomos) e os auto-comutados (autônomos). Nesta primeira subdivisão existem os inversores tiristorizados, dessa forma, devido à incapacidade de bloqueio dos tiristores, estes dependem da extinção de sua corrente para que sejam bloqueados. Em razão da baixa frequência de comutação desses inversores é possível afirmar que a sua principal característica é possuir um elevado índice de harmônicos. Uma solução que pode ser adotada é a adição de filtros que reduzem esses harmônicos. No entanto, essa prática remete à utilização de indutores e capacitores de grande volume,

reduzindo a densidade de processamento de energia do inversor (NETO, 2012). Existem ainda os inversores chamados de multipulsos, que utilizam transformadores com múltiplos enrolamentos defasados. A associação entre os inversores tiristorizados e esses transformadores, reduz o índice dos harmônicos da corrente injetada na rede. Entre as vantagens de se utilizar os inversores não autônomos está a redução do custo dos semicondutores, a redução das perdas de comutação, uma vez que estes inversores operam em baixa frequência, e a robustez desses dispositivos. Por outro lado, estes inversores possuem fator de potência dependente do ângulo de disparo dos tiristores e não podem operar em condições de ilhamento (BRIGHENTI, BATSCHAUER, *et al.*, 2014).

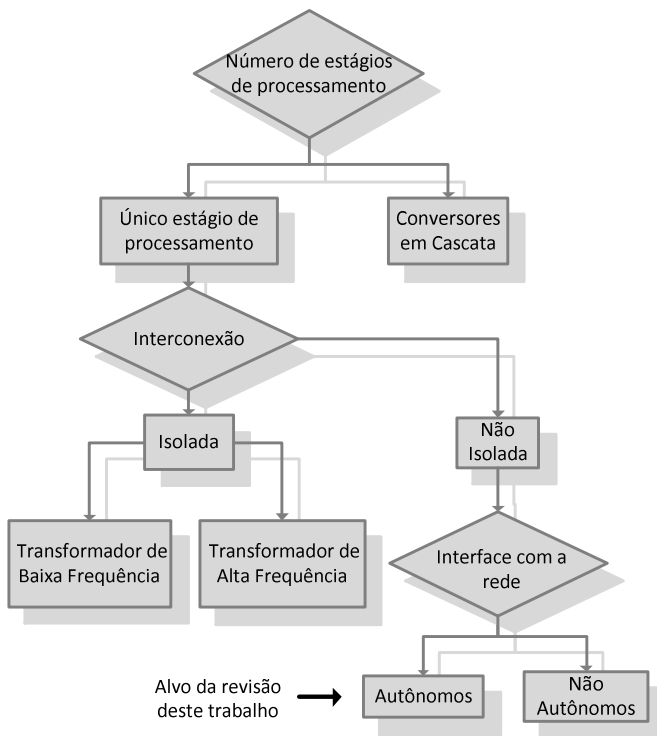
Os inversores auto-comutados ou autônomos possuem frequência de comutação maior que dez vezes a frequência da rede. Por isso, é necessário a utilização de modulação PWM e algoritmos de sincronismo, o que acrescenta complexidade no desenvolvimento do inversor. Em contrapartida, os inversores auto-comutados podem gerar correntes com baixa distorção harmônica, o que reduz o volume dos componentes do filtro de saída e outros componentes passivos, fator de potência próximo da unidade e se mantêm funcionando sob condição de ilhamento. Por esses e outros motivos, as topologias que serão apresentadas nesta revisão são topologias autônomas, com um único estágio de processamento e sem isolamento galvânica, como pode ser observado na Figura 1.

2.2.2 Estado da arte

Por meio da classificação das topologias apresentadas anteriormente foi possível restringir o estudo das mesmas, revisando apenas aquelas que pertencem ao grupo das topologias monofásicas, não isoladas e de um único estágio de processamento.

A utilização de topologias não isoladas no processamento de energia fotovoltaica dá origem ao problema de circulação de corrente de modo comum, em virtude da necessidade de aterramento dos módulos compostos por uma armação metálica que envolve suas várias camadas, promovendo rigidez mecânica e capacidade de sustentação. Pela norma IEC 60364-7-712, as armações metálicas de todos os módulos fotovoltaicos devem ser aterradas para prover segurança contra possíveis choques elétricos. Dessa maneira, algumas topologias de inversores, além de elevada eficiência, objetivam reduzir a circulação da corrente de modo comum através do inversor.

Figura 1 – Fluxograma para a classificação dos inversores conectados à rede



Fonte: Produção do próprio autor

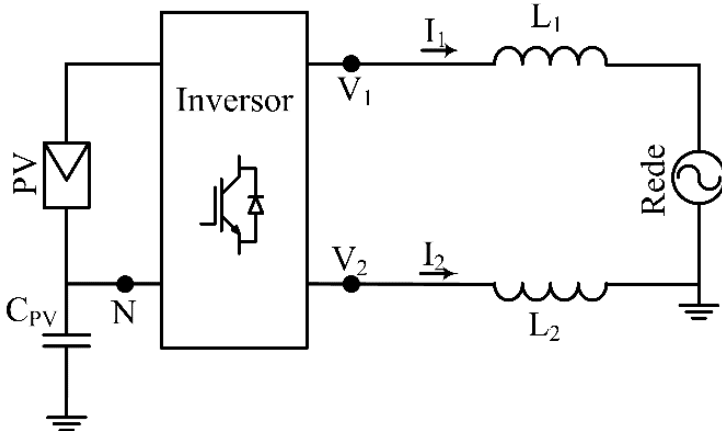
2.2.2.1 Problema da circulação de corrente de modo comum em inversores para SFCR

A circulação de corrente de modo comum ocorre mediante capacitâncias parasitas que surgem entre o potencial positivo ou negativo dos módulos fotovoltaicos e sua armação metálica, a qual deve ser aterrada (SPAGNUOLO, PETRONE, *et al.*, 2010). O modelo que representa a capacitância parasita dos módulos fotovoltaicos é definido por capacitores posicionados entre os terminais de saída dos módulos e a referência de terra da rede elétrica de distribuição. No entanto, uma simplificação pode ser feita, posicionando um único capacitor equivalente entre o terminal negativo do módulo fotovoltaico e a referência de terra,

como é mostrado na Figura 2. Esta figura representa um inversor genérico conectado à rede por meio de um filtro indutivo, composto por L_1 e L_2 .

O aparecimento da corrente de modo comum, que circula por intermédio da capacitância dos módulos fotovoltaicos, é resultado da variação da tensão do capacitor C_{PV} , mostrado na Figura 2.

Figura 2 – Modelo que representa a presença da capacitância parasita



Fonte: Produção do próprio autor

Para calcular tal variação de tensão, é feita uma média entre as tensões V_1 e V_2 referenciadas ao ponto N, como é mostrado em (2.1) (GUBÃA, SANCHIS, *et al.*, 2007). Dessa forma, é imperativo que a média da tensão sobre o capacitor seja constante para todo o período de funcionamento do inversor, uma vez que o aparecimento de corrente de modo comum sobre o capacitor parasita é diretamente proporcional às derivadas de tensão sobre o mesmo.

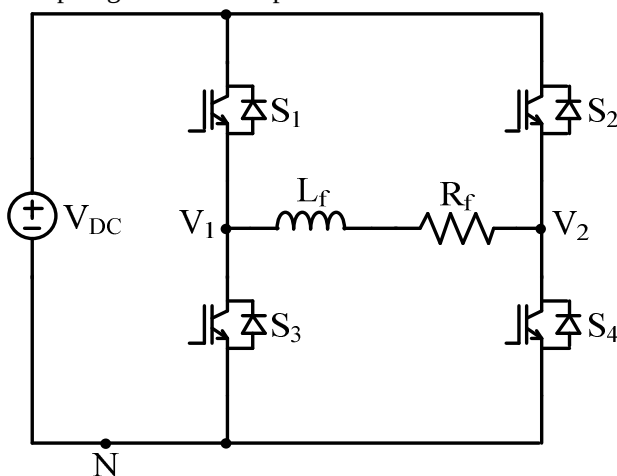
$$V_{MC} = \frac{V_{1N} + V_{2N}}{2} \quad (2.1)$$

Com base nessa análise, é possível avaliar as topologias de inversores sem transformador. A primeira topologia estudada para aplicações de condicionamento de energia fotovoltaica é a topologia Ponte Completa. Ela foi introduzida em 1965 por W. McMurray e pode ser vista na Figura 3 (MCMURRAY, 1965). A topologia Ponte Completa

foi muito usada no campo de acionamento de motores e é uma topologia muito utilizada nos dias atuais.

A topologia Ponte Completa é comumente modulada de três formas distintas: modulação bipolar, unipolar e híbrida. A modulação bipolar consiste na comutação simultânea dos interruptores S_1 e S_4 , também S_2 e S_3 . Ambos os grupos comutam complementarmente, entre si. Essa modulação aplica sobre os terminais de saída do inversor dois níveis de tensão, definidos como $+V_{DC}$ e $-V_{DC}$. Para analisar a corrente de modo comum que circula pelo inversor pertinente à modulação bipolar, faz-se a média das tensões V_{1N} e V_{2N} , vistas na Figura 3. A Figura 4 (a) representa a tensão de saída do inversor, bem como a tensão dos pontos V_{1N} e V_{2N} , resultando na média entre tais tensões. A referida figura mostra que a tensão sobre o capacitor parasita é constante, sem derivadas de tensão, sendo assim, a corrente de modo comum que circula por ele é desprezível.

Figura 3 – Topologia Ponte Completa



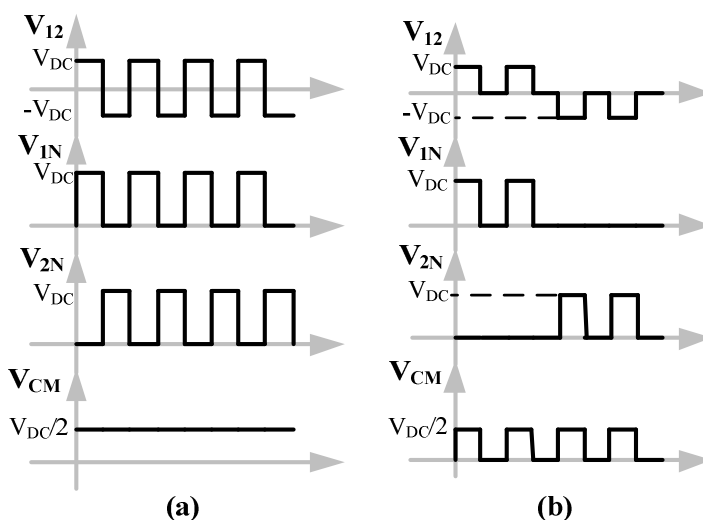
Fonte: Produção do próprio autor

A segunda forma de modulação (unipolar) aplica três níveis de tensão sobre a carga. Ela utiliza as mesmas etapas de operação que a modulação bipolar, com a adição de uma etapa que impõe nível zero sobre a carga. Tal etapa é alcançada comutando-se os interruptores S_1 e S_2 ou S_3 e S_4 simultaneamente. O resultado dessa modulação são três níveis de

tensão, que podem ser aplicados à carga e definidos como $+V_{DC}$, $-V_{DC}$ e 0. A mesma análise realizada para obter a tensão de modo comum na modulação bipolar pode ser aplicada para a modulação unipolar, como pode ser visto na Figura 4 (b), a partir da qual é possível observar que, nas etapas em que o inversor impõe nível zero sobre a carga, a tensão de modo comum é igualmente zero. Esse fato resulta no aumento da ondulação da tensão do capacitor parasita, na frequência de comutação do conversor.

A terceira forma de modulação citada é a modulação híbrida, que comuta os interruptores de um dos braços em baixa frequência. Essa modulação, igualmente à modulação unipolar, aplica três níveis de tensão sobre a carga ($+V_{DC}$, $-V_{DC}$ e 0) e a análise da tensão de modo comum é idêntica à modulação unipolar.

Figura 4 – Análise da tensão de modo comum na topologia Ponte Completa: (a) modulação bipolar e, (b) modulação unipolar



Fonte: Produção do próprio autor

Observando apenas o resultado da análise da tensão de modo comum, conclui-se que a melhor modulação a ser aplicada em SFCR é a modulação bipolar. No entanto, outros parâmetros devem ser considerados. Por exemplo, a modulação bipolar possui menos níveis de

tensão na saída do inversor, o que resulta na necessidade de filtros de saída maiores para uma mesma especificação de ondulação da corrente, reduzindo assim a densidade de potência processada.

Considerando iguais os valores das capacitâncias em ambas as modulações, os esforços de corrente são maiores nos capacitores e menores nos interruptores no caso da modulação bipolar. Esse fato compromete o rendimento final do inversor, uma vez que a resistência série dos capacitores é maior do que a dos interruptores atuais, sendo uma característica não desejável para aplicações em SFCR.

Com isso, conclui-se que a aplicação de vários níveis de tensão sobre a carga diminui os esforços de tensão sobre o filtro de saída, o que permite reduzi-lo e diminui também os esforços de corrente no capacitor de barramento. No entanto, a aplicação do nível zero de tensão, bem como a aplicação de níveis diferentes da tensão do barramento, pode provocar uma ondulação na tensão de modo comum, o que aumenta consideravelmente os níveis dessa corrente. Para resolver esse problema várias topologias de inversores foram criadas, tornando esse, o assunto da revisão bibliográfica deste trabalho.

2.2.2.2 Topologias aplicadas em SFCR

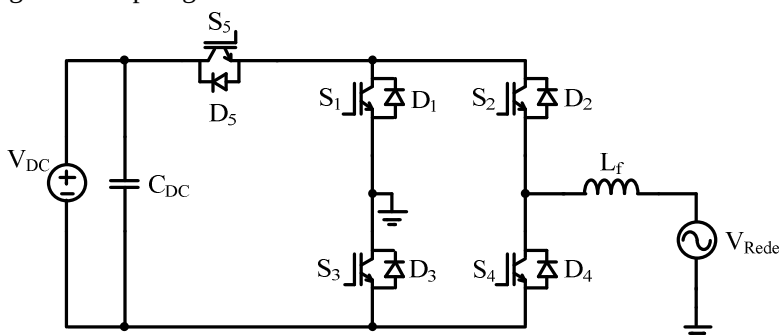
Como já foi dito a indústria de inversores aplicados no processamento de energia solar fotovoltaica é baseada no alto rendimento, que por sua vez, motivou inúmeros estudos de topologias não isoladas. Essa prática pode aumentar o rendimento do inversor em até 2%, além de reduzir o volume do inversor e aumentar a sua densidade de processamento. Contudo, uma questão é levantada quanto à circulação de corrente de modo comum, que com a utilização de um transformador isolador não é levada em consideração. Sendo assim, as topologias que são apresentadas na sequência trazem como seu principal objetivo a redução da circulação da corrente de modo comum (TEODORESCU, LISERRE e RODRÍGUEZ, 2011).

a) Inversor H5

A topologia H5 foi criada e patenteada pela empresa SMA em 2005 para solucionar o problema de circulação de corrente de modo comum na topologia Ponte Completa, também chamada de H4 (VICTOR, GREIZER, *et al.*, 2005). Mostrada na Figura 5, a modulação aplicada aos inversores H5 é idêntica à modulação aplicada à topologia Ponte Completa (modulação bipolar). No entanto, no instante em que o inversor

impõe nível zero de tensão sobre a rede, a topologia H5 interrompe a passagem de corrente de modo comum por meio da abertura do interruptor S_5 .

Figura 5 –Topologia H5



Fonte: Produção do próprio autor

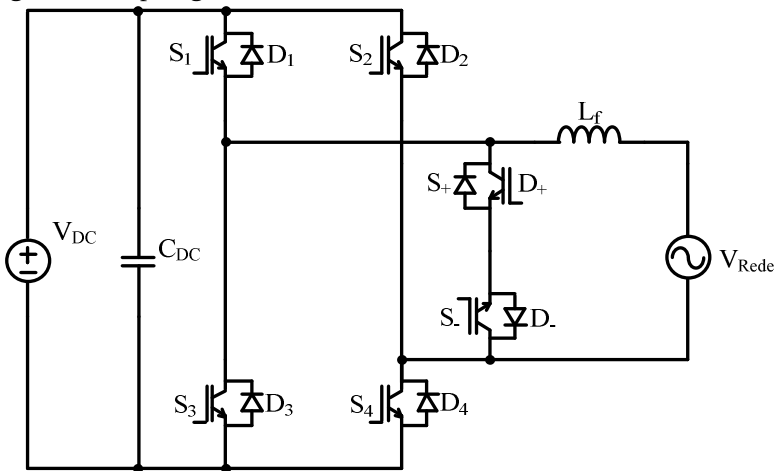
No entanto, a utilização de mais um interruptor que comuta em alta frequência acrescenta perdas de comutação ao sistema. Além disso, devido ao interruptor estar posicionado na entrada do circuito, a corrente que é fornecida para a rede deve passar pelo interruptor S_5 durante todo o tempo em que a fonte fornece energia à rede. Isso faz com que as perdas por condução nesse componente não sejam desprezíveis.

b) *Inversor Highly Efficient and Reliable Inverter Concept (HERIC)*

A topologia HERIC foi criada e patenteada pela Sunways em 2006 e também tem o objetivo de reduzir a corrente de modo comum por meio do seu seccionamento, isolando os módulos fotovoltaicos da rede no instante em que o inversor impõe tensão zero em sua saída (SCHMIDT, SIEDLE e KETTERER, 2006). Para isso, a topologia HERIC utiliza dois interruptores posicionados em anti-série (como mostra a Figura 6), que aplica nível de tensão zero sobre a rede, evitando a circulação de corrente de modo comum.

Entre as vantagens do inversor HERIC está a condução de apenas dois interruptores simultaneamente, o que reduz as perdas nos semicondutores, comparado com a topologia H5. A sua desvantagem é o custo de dois interruptores extras, em relação à topologia Ponte Completa.

Figura 6 – Topologia HERIC



Fonte: Produção do próprio autor

c) Inversor *Full-Bridge with DC BayPass* (FB-DCBP)

A topologia FB-DCBP foi criada pela empresa Injeteam (GONZALEZ, COLOMA, *et al.*, 2008), também com base na topologia Ponte Completa. O FB-DCBP aplica nível zero de tensão sobre a rede e a separa dos módulos fotovoltaicos por meio de dois diodos de grampeamento (D_+ e D_-), localizados do lado CC do inversor, conforme ilustra Figura 7. A desconexão dos módulos fotovoltaicos por meio desses diodos garante que a referência da rede mantenha-se no ponto médio dos capacitores do barramento, o que não ocorre nas topologias H5 e HERIC.

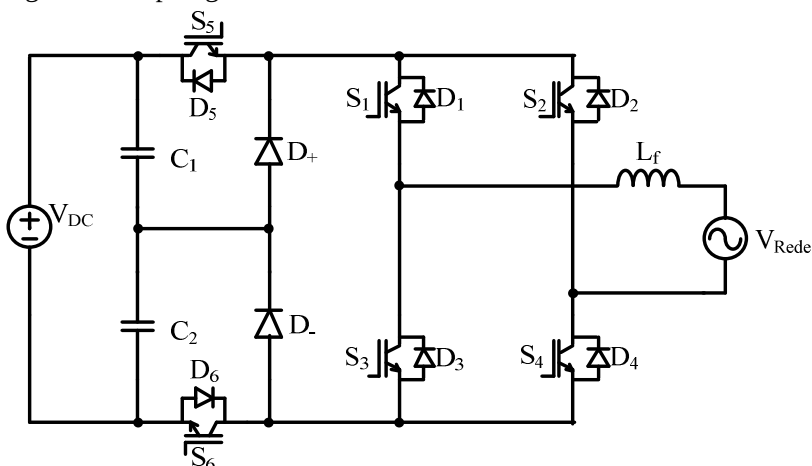
Da mesma forma que a topologia H5, os interruptores S_5 e S_6 conduzem toda a corrente fornecida à rede. Essa característica, somada à comutação em alta frequência dos interruptores, reduz o rendimento global do sistema, quando comparado com a topologia H5.

d) Inversor *Full-Bridge Zero Voltage Rectifier* (FB-ZVR)

A topologia FB-ZVR, também criada com base na topologia Ponte Completa, utiliza a mesma abordagem da topologia HERIC (KEREKES, TEODORESCU, *et al.*, 2011). Tal topologia impõe nível zero de tensão à rede utilizando um único interruptor e um retificador a diodo, posicionados de forma a retificar o sentido da corrente que circula

pelo interruptor S_5 , conforme a Figura 8, o que torna possível a utilização de um único interruptor, para impor nível zero de tensão à rede. Tal topologia também realiza a conexão ao ponto médio do barramento, o que evita que a rede permaneça com seu potencial flutuando em relação à referência. Em contrapartida, a utilização de cinco diodos e mais um interruptor acrescenta custo ao projeto, além do aumento das perdas nos semicondutores, comparado com a topologia HERIC.

Figura 7 – Topologia FB-DCBP



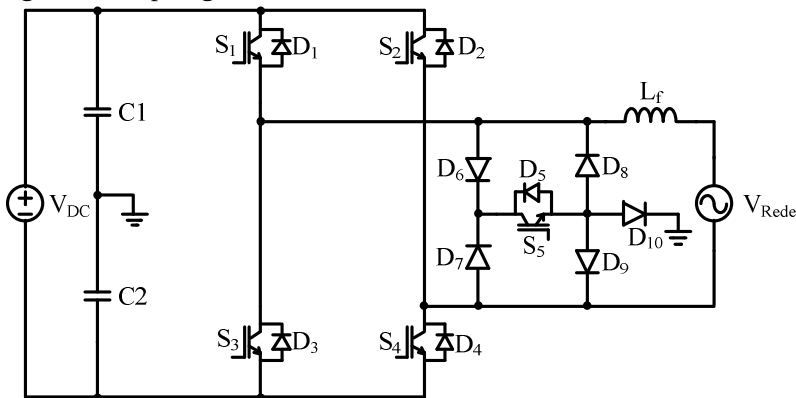
Fonte: Produção do próprio autor

e) Inversor *Neutral Point Clamped* (NPC)

A topologia NPC foi introduzida por Baker em 1979 (BAKER, 1979), e mais tarde chamada de *Neutral-Point-Clamped* (NPC) por A. Nabae (NABAE, TAKAHASHI e AKAGI, 1981). Essa topologia tem sido bastante utilizada no processamento de energia fotovoltaica, devido à circulação de corrente de modo comum ser reduzida, como no caso das topologias H5, HERIC e FB-DCBP, além da vantagem de se reduzir os esforços de tensão nos interruptores em um quarto da tensão do barramento. Adicionalmente, o inversor NPC grampeia a tensão da rede, no instante de imposição do nível zero, ao ponto médio dos capacitores de barramento. A topologia NPC pode ser vista na Figura 9.

A topologia NPC é capaz de aplicar 3 níveis de tensão sobre a rede, sendo eles definidos por: $+V_{DC}/2$, $-V_{DC}/2$ e 0. Dessa forma, observa-se que apenas a metade da tensão total do barramento pode ser aplicada à rede.

Figura 8 – Topologia FB-ZVR



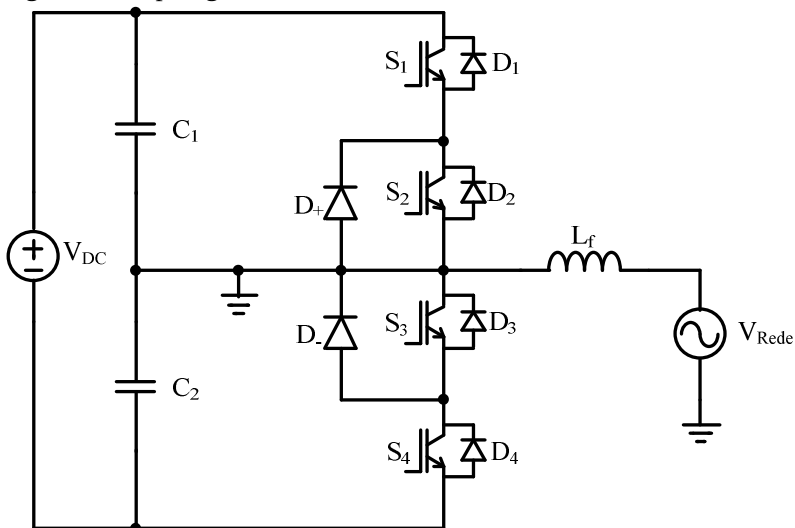
Fonte: Produção do próprio autor

f) Inversor Active Neutral Point Clamped (ANPC)

A topologia ANPC foi introduzida por Bruckner em 2001 com o objetivo de melhorar a distribuição das perdas do inversor NPC (BRUCKNER e BEMET, 2001). Essa topologia utiliza dois interruptores no lugar dos dois diodos de grampeamento do inversor NPC, como é mostrado na Figura 10. Isso permite que seja feito o controle de forma ativa do grampeamento da tensão de saída do inversor, permitindo o balanceamento das perdas dos semicondutores.

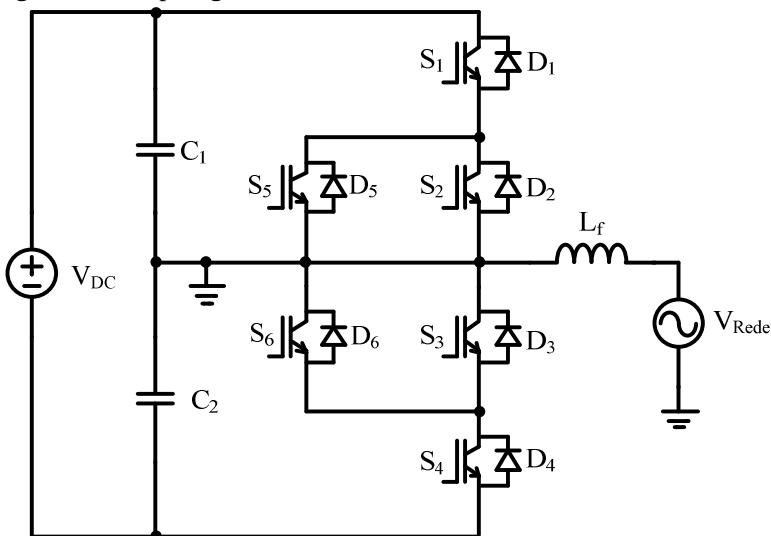
Em aplicações fotovoltaicas o inversor ANPC oferece alta eficiência e baixa corrente de modo comum, contudo, a eficiência desse inversor, comparada ao *NPC T-Type*, é ligeiramente menor, uma vez que no estado ativo de sua modulação, o ANPC mantém dois interruptores conduzindo ao invés de apenas um, como é o caso do inversor *NPC T-type*. No entanto, em aplicações de potência mais elevada, a característica de balanceamento das perdas nos interruptores se torna mais atrativa (MA, KERKES, *et al.*, 2009).

Figura 9 – Topologia NPC



Fonte: Produção do próprio autor

Figura 10 – Topologia ANPC



Fonte: Produção do próprio autor

g) Inversor NPC T-Type

A topologia NPC T-Type foi introduzida em 1977 primeiramente utilizando tiristores (HOLTZ, 1977). Em 2007, essa topologia foi patenteada pela empresa Conergy e chamada de Conergy NPC (KNAUP, 2007) e finalmente mais tarde foi chamado de NPC T-Type, como é conhecido atualmente. Outra referência atual o chama de *Modified Neutral Point Clamped* (NPCm) (HEERDT, 2013), quando utiliza o inversor NPC T-Type em sua configuração trifásica. Criado como uma alternativa para o inversor NPC ele não necessita dos dois diodos adicionais de grampeamento, fazendo uso apenas de um interruptor bidirecional que conecta o ponto médio do barramento de entrada com o ponto médio dos interruptores do braço principal, formando assim um T pelos seus interruptores, como pode ser visto na Figura 11.

Essa topologia apresenta as mesmas características do inversor NPC convencional, com exceção dos esforços de tensão aplicados aos interruptores. Essa última característica aumenta as derivadas de tensão sobre os interruptores S_1 e S_2 , aumentando assim as perdas de comutação. Outra observação importante é o fato de a tensão do barramento não ser aplicada integralmente à rede.

Prevendo a conexão do sistema de processamento de energia fotovoltaica à rede, a necessidade de uma quantidade muito grande de módulos fotovoltaicos conectados em série é evidente, fato que torna o sistema de geração muito susceptível ao fenômeno de sombreamento dos painéis (SHAN XU, LAI, *et al.*, 2009). Com base nestes fatos, é estudada a topologia NPC T-Type 5 níveis, como pode ser visto na Figura 12.

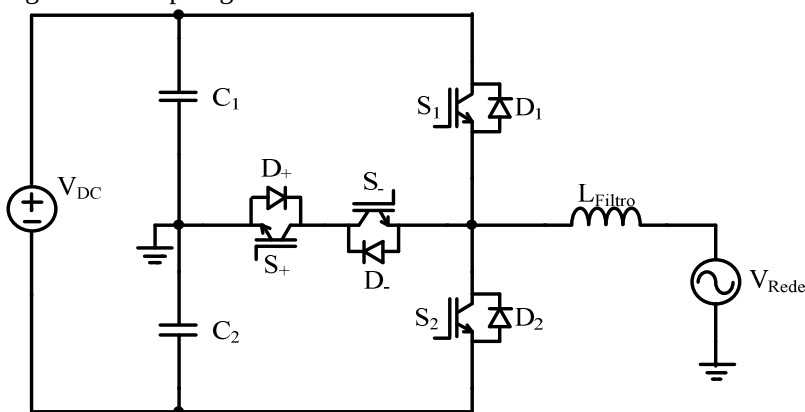
h) Inversor NPC T-Type 5 níveis

O inversor NPC T-Type 5 níveis, que neste trabalho será representado pela sigla NPCT-5N, foi introduzido por Coccia *et al.* (2010), (COCCIA, CANALES, *et al.*, 2010), conforme Figura 12. Tal configuração é capaz de sintetizar cinco níveis de tensão sobre a rede, o que faz com que as derivadas de tensão sobre o filtro de saída sejam menores, implicando redução do volume do filtro de saída e outros componentes passivos. Esta topologia também possui tensão de modo comum constante durante todo o período de oscilação da rede, assim como a topologia NPC T-Type em meia ponte, a topologia NPCT-5N não possui variações abruptas da tensão sobre o capacitor parasita, o que reduz a corrente de modo comum que circula pelo inversor. Por fim, em razão

da configuração do inversor ser em ponte, a tensão total do barramento de entrada do inversor pode ser aplicada tanto no semiciclo positivo quanto no negativo.

Sendo assim, utilizando a topologia NPCT-5N níveis, é possível reduzir a tensão total do barramento de entrada pela metade, comparado às topologias NPC e *NPC T-Type* em meia ponte. Essa característica é desejável nas aplicações fotovoltaicas, uma vez que a utilização de grande quantidade de módulos conectados em série deixa o sistema vulnerável a sombreamentos parciais (HECKTHEUER, 2001).

Figura 11 – Topologia NPC-T



Fonte: Produção do próprio autor

2.3 CONCLUSÃO

Na seção 2 é realizada uma breve revisão das normativas que definem o funcionamento dos inversores conectados à rede de distribuição. O foco desta revisão são os sistemas de processamento de energia fotovoltaica de até 10 kW, visando à aplicação dos sistemas de processamento de energia fotovoltaica em residências monofásicas com baixo consumo de energia. Por meio dessa revisão é possível conhecer os limites dos parâmetros referentes à qualidade de energia da rede, como fator de potência, distorção harmônica máxima da corrente e o nível de corrente média máxima permitido. Entre as três normas estudadas que tratam da qualidade de energia da rede, a norma IEC 929 apresentou-se a

mais restrita em relação as outras, enquanto que a norma NBR 16149 mostrou-se a mais genérica.

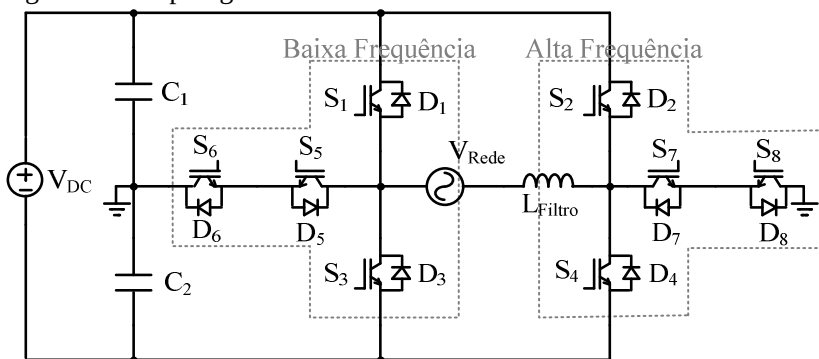
Apresentadas as normas que regulamentam o funcionamento dos inversores aplicados no processamento de energia fotovoltaica, uma revisão das principais topologias utilizadas foi realizada. Inicialmente, caracterizam-se os diferentes tipos de inversores utilizados no processamento da energia fotovoltaica, para que seja restringido o estudo das inúmeras topologias já existentes. Por meio deste estudo foi possível definir um tipo específico de inversor a ser abordado: monofásico, sem transformador isolador e com um único estágio de processamento. Tal escolha convergiu para o estudo dos inversores H5, HERIC, FB-DCBP, FB-ZVR, NCP, ANPC e *NPC T-Type*. Sendo escolhida a topologia NPCT-5N como objeto de estudo deste trabalho. Essa topologia abrange várias vantagens dos inversores apresentados na revisão bibliográfica, como, por exemplo, o grampeamento da tensão da rede do lado CA do inversor (característica do inversor HERIC). Ainda no instante de grampeamento, é mantida a referência da rede no ponto médio do inversor, como é feito na topologia FB-ZVR. Além disso, a característica de ponte completa do inversor NPC-5N possibilita a utilização de uma tensão de barramento menor. Todas essas características, juntamente com a baixa circulação da corrente de modo comum, tornam essa topologia uma ótima escolha para aplicações em sistemas de processamento da energia fotovoltaica.

3 ESTUDO DO INVERSOR NPC T-TYPE CINCO NÍVEIS

Esta seção destina-se ao estudo do conversor NPCT-5N, que pode ser visto na Figura 12.

Para facilitar o estudo do conversor e a designação de seus componentes, algumas nomenclaturas foram adotadas. O conversor NPC-T em meia ponte possui dois interruptores conectados em série que são conectados aos terminais do barramento (definidos aqui como interruptores do “Braço Principal”) e dois interruptores em anti-série que são conectados ao ponto médio do barramento (definidos neste texto como “Braço do Ponto Médio”). A esse conjunto de interruptores atribuiu-se o nome de “Braço do NPC-T”. Sendo assim, o conversor NPCT-5N é composto por dois Braços do NPC-T, conectados em ponte.

Figura 12 – Topologia NPCT-5N



Fonte: Produção do próprio autor

3.1 ANÁLISE ESTÁTICA DO CONVERSOR

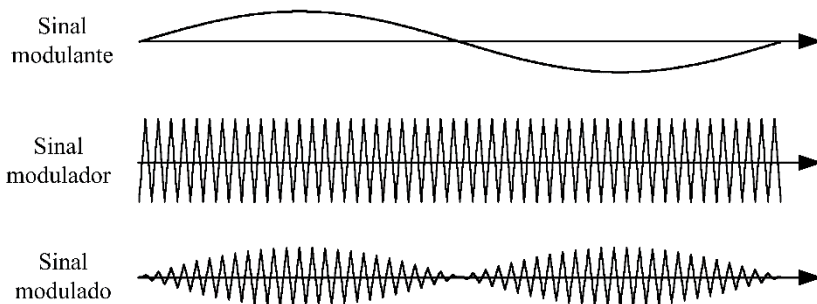
O estudo do conversor NPCT-5N inicia-se pela análise estática, que compreende o funcionamento do conversor já em regime permanente. Assim, todos os componentes que armazenam energia, como os capacitores e indutores, já se encontram carregados e funcionando em um ponto de operação determinado. Nesta seção é apresentado o estudo da modulação do conversor, o estudo das regiões de operação do conversor NPCT-5N e os esforços de tensão e de corrente dos semicondutores.

3.1.1 Modulação

O conceito de modulação pode ser definido como a modificação de um sinal modulante por meio de um sinal modulador, o que dá origem a um sinal modulado, como é mostrado na Figura 13.

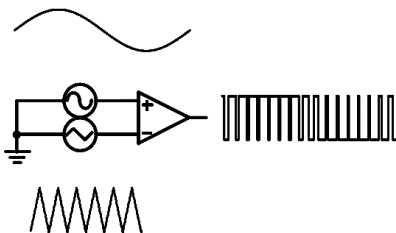
A modulação aplicada na eletrônica de potência, no entanto, possui uma abordagem diferenciada. A modulação de um conversor de potência é responsável por transformar um sinal de referência, que na teoria pode variar entre 0 e 100%, em um ou mais sinais booleanos (0 ou 1), que serão utilizados no acionamento dos interruptores do conversor. A forma de modulação mais conhecida e aplicada atualmente é a modulação PWM, que consiste na comparação direta entre um sinal modulante e uma portadora, como pode ser visto na Figura 14.

Figura 13 – Representação da modulação AM



Fonte: Produção do próprio autor

Figura 14 – Exemplo de circuito de modulação aplicado na eletrônica de potência



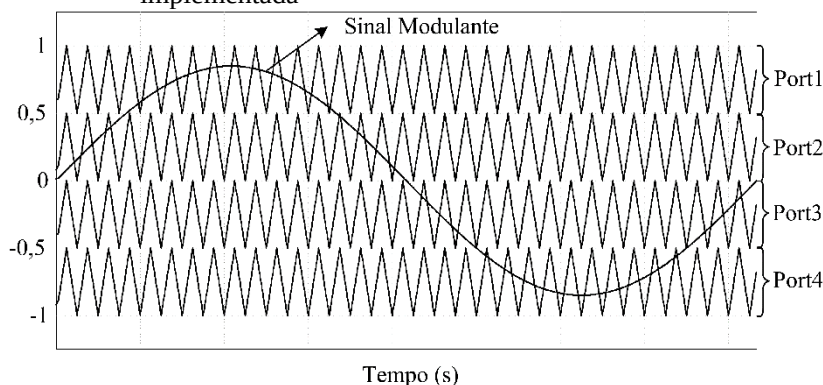
Fonte: Produção do próprio autor

Existem vários tipos de modulação PWM, as mais comuns são: *In Phase Disposition* (IPD), *Phase Opposition Disposition* (POD), *Alternative Phase Opposition Disposition* (APOD) e *Phase Shifted* (PS), diferenciadas principalmente pela forma como as portadoras são dispostas. Além disso, existe a modulação PWM híbrida, que é definida dessa forma, pois, além da comparação direta entre as portadoras e o sinal modulante, possui sinais modulados de baixa frequência, que são resultantes da comparação entre o sinal modulante e, por exemplo, um valor constante.

A modulação escolhida foi a modulação híbrida, proposta em Coccia et al. (2010), (COCCIA, CANALES, *et al.*, 2010), pois existem várias peculiaridades que devem ser consideradas na modulação do conversor NPCT-5N quando este é aplicado em sistemas fotovoltaicos de processamento de energia. Esses assuntos serão discutidos ao longo desta seção.

Na modulação híbrida escolhida, existem 4 portadoras defasadas em amplitude e em fase, como pode ser visualizado na Figura 15. Exatamente como no caso da modulação IPD, no entanto, essa modulação é considerada híbrida em razão de alguns interruptores que comutam em baixa frequência.

Figura 15 – Comportamento das moduladoras na modulação PWM implementada



Fonte: Produção do próprio autor

A utilização de diferentes técnicas de modulação PWM em eletrônica de potência pode aprimorar alguns quesitos do conversor, como: distorção harmônica total (DHT), perdas por condução e

comutação, tensão de modo comum e eficiência. Em sistemas fotovoltaicos conectados à rede, quando não há a presença de um transformador isolador entre o conversor de potência e a rede elétrica, o aparecimento de uma corrente de modo comum é verificado (como já citado na seção 2.2.2.1), por isso, a escolha dos vetores que compõem a sequência de comutação dos semicondutores é tão importante. A Tabela 6 apresenta quais vetores foram escolhidos para sintetizar os cinco níveis de tensão possíveis do inversor NPCT-5N. Na tabela, apenas os interruptores que são comandados a conduzir são mostrados. O motivo da escolha destes vetores é a manutenção da tensão de modo comum constante. Como pode ser visto na Tabela 6, todos os vetores escolhidos compartilham a mesma tensão de modo comum. Assim, ela se mantém igual em todo o período da senoide. Essa prática evita o aparecimento de grandes derivadas de tensão sobre o capacitor parasita e, consequentemente, reduz a corrente de modo comum circulante pelo aterramento da instalação.

Tabela 6 – Escolha dos interruptores a serem acionados

Vetor	Interruptores acionados	Tensão na rede	Tensão de modo comum
V_1	S_1, S_4	V_{DC}	$V_{DC}/2$
V_2	S_2, S_3	$-V_{DC}$	$V_{DC}/2$
V_3	S_6, S_4	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$
V_4	S_1, S_8	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$
V_5	S_7, S_3	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$
V_6	S_5, S_2	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$
V_7	S_6, S_7	0	$V_{DC}/2$
V_8	S_5, S_8	0	$V_{DC}/2$

Fonte: Produção do próprio autor

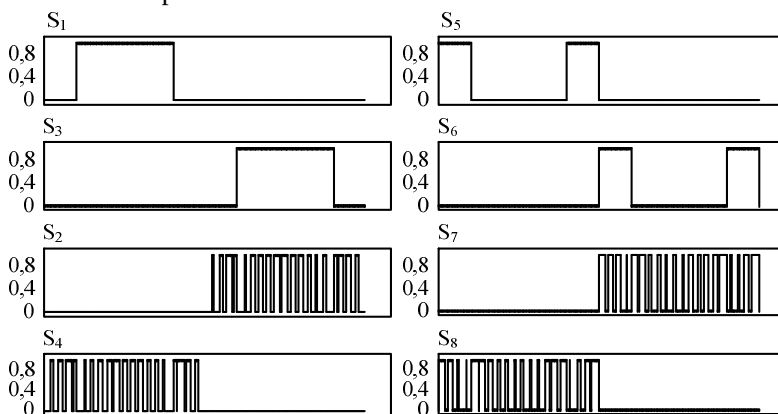
Outra característica importante, muito desejada em sistemas fotovoltaicos conectados à rede é o alto rendimento do inversor de potência. A modulação, como foi proposta em Coccia et al. (2010), (COCCIA, CANALES, *et al.*, 2010), promete diminuir o número de comutações, fazendo um dos braços do NPC-T comutar em baixa frequência. Isso reduz consideravelmente o número de comutações dos semicondutores e, consequentemente, diminui as perdas referidas. Outra grande vantagem é permitir a utilização de semicondutores de menor custo.

Na Figura 16 são apresentados os estados lógicos que foram escolhidos para cada um dos interruptores do inversor em um período completo da rede, onde a frequência de comutação foi reduzida para permitir a visualização da largura dos pulsos.

Como se pode ver, os quatro interruptores dos quadros superiores (S_1 , S_3 , S_5 e S_6), pertencentes a um dos braços do conversor, comutam em baixa frequência e os 4 interruptores dos quadros inferiores (S_2 , S_4 , S_7 , e S_8), pertencentes a o segundo braço, comutam em alta frequência.

Os sinais dos interruptores S_1 e S_5 são complementares e resultado da comparação direta entre o sinal modulante senoidal e um sinal modulador contínuo de amplitude 0,5, o que representa a passagem entre níveis do semiciclo positivo. Da mesma forma, o sinal modulante senoidal é comparado com uma moduladora fixa de valor -0,5, o que dá origem aos sinais modulados de S_3 e S_6 , que também são complementares.

Figura 16 – Estados lógicos de cada um dos interruptores do inversor em um período da rede



Fonte: Produção do próprio autor

O sinal modulado do interruptor S_4 , que comuta em alta frequência, é obtido pela comparação das portadoras 1 e 2 com o sinal modulante. Como pode ser visto na Figura 16, o sinal modulado de S_4 está dividido em duas regiões de operação, estas são limitadas pela área de comparação das portadoras 1 e 2. Nas duas regiões, a comparação do sinal modulante com a portadora é feita de forma direta, utilizando um comparador, como aquele que é mostrado na Figura 14. Sendo assim, a

razão cíclica do interruptor S_4 inicia o ciclo da senoide com 0% e assume o valor 100%, neste momento o sinal modulante é comparado com a portadora 2. No instante em que o sinal modulante assume valor igual a 0,5, a razão cíclica do interruptor é novamente iniciada em 0%, como pode ser visto na Figura 16.

O sinal de acionamento do interruptor S_8 é complementar ao sinal de S_4 , no entanto, como no semiciclo negativo o interruptor S_4 é mantido comandado ao bloqueio, é preciso que o interruptor S_8 também seja mantido bloqueado. O acionamento dos interruptores S_2 e S_7 segue o mesmo raciocínio.

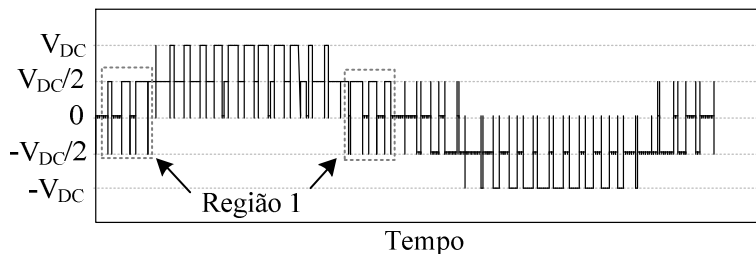
3.1.2 Tempo morto

Os conversores em meia ponte, em ponte completa e o conversor NPCT-5N possuem conjuntos de interruptores que são conectados entre os terminais do barramento. Esses interruptores não podem ser acionados simultaneamente para evitar curto-circuito no barramento CC. Geralmente, o acionamento desses interruptores é complementar, no entanto, os transitórios do estado de bloqueio para o estado de condução dos semicondutores não são instantâneos, o que torna necessária a aplicação de um intervalo de tempo onde os dois interruptores se encontrem desligados, evitando, assim, o curto-circuito.

A utilização do tempo morto no conversor NPCT-5N é imprescindível pelos mesmos motivos apresentados no parágrafo anterior. No entanto, após a implementação dessa modulação em um simulador foi possível perceber um problema nos níveis de tensão no instante do tempo-morto. Na região 1, que é indicada pela Figura 17, é possível perceber um pulso de pequena duração, com nível de tensão incoerente para a região em que o inversor está operando. Este fenômeno ocorre em virtude da característica indutiva da rede, que por sua vez, precisa manter o seu sentido de circulação da corrente. Sendo assim, no instante de tempo morto, exatamente quando S_4 é comandado ao bloqueio, a corrente, que deve manter o sentido positivo, circula pelo diodo D_2 e impõe tensão de $-V_{DC}/2$ sobre a rede. A análise das outras regiões de operação é análoga.

A presença destes picos de tensão provoca distorções na corrente de saída, uma vez que distorções na tensão de saída do inversor afetam a tensão aplicada ao indutor. Além disso, existe um aumento dos índices de EMI, devido ao aparecimento dessas derivadas na tensão de saída do inversor.

Figura 17 – Problema encontrado no instante de tempo morto



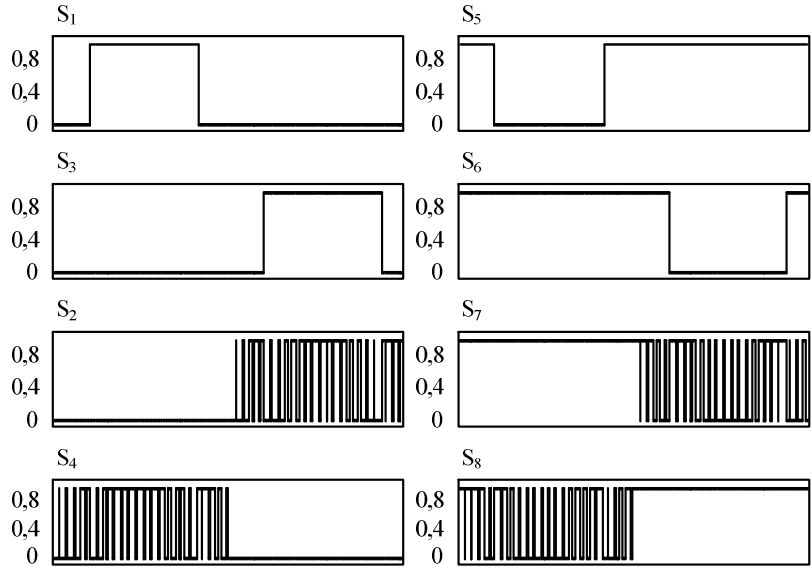
Fonte: Produção do próprio autor

Com o objetivo de manter os níveis das tensões coerentes com as etapas de operação em que estão inseridos, mesmo no instante de tempo morto, criaram-se caminhos para a circulação da corrente do indutor (também chamados de caminhos de roda livre), de modo que não sejam alteradas as tensões de saída no instante de tempo morto. Como pode ser visto na Figura 18 os interruptores S_5 , S_6 , S_7 e S_8 ficam comandados à condução durante a metade do período da senoide em que os mesmos interruptores estão comandados ao bloqueio na Figura 16.

Novamente, analisando a primeira região de operação, no instante de tempo morto onde os interruptores S_4 e S_8 são comandados ao bloqueio, o interruptor S_7 está comandado a conduzir, o que permite a passagem de corrente através dele, nesse pequeno período de tempo, mantendo o nível de tensão na rede em zero. O resultado dessa modificação pode ser visto na Figura 19.

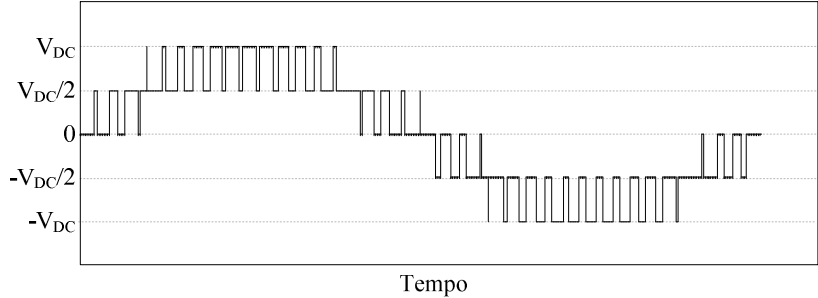
Em virtude do número de níveis que o inversor NPCT-5N pode sintetizar e das diferentes possibilidades de acionar os semicondutores, dividiu-se os níveis de tensão de saída do conversor em regiões. Isso torna possível a análise das etapas de operação para cada uma das regiões. Na primeira, são aplicados os níveis de tensão 0 e $V_{DC}/2$, na segunda, $V_{DC}/2$ e V_{DC} , na terceira, aplicam-se 0 e $-V_{DC}/2$, e na quarta região de operação, aplicam-se os níveis $-V_{DC}/2$ e $-V_{DC}$; conforme pode ser visto na Figura 20.

Figura 18 – Sinais de acionamento dos interruptores para a modulação implementada



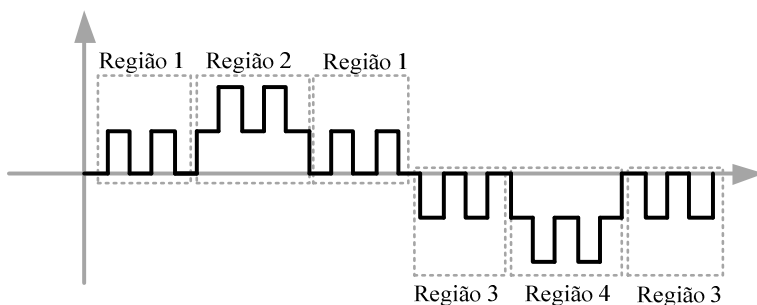
Fonte: Produção do próprio autor

Figura 19 – Tensão aplicada à rede, utilizando a modulação implementada



Fonte: Produção do próprio autor

Figura 20 – Definição das regiões de operação



Fonte: Produção do próprio autor

3.2 REGIÕES E ETAPAS DE OPERAÇÃO

Nesta seção é descrito o funcionamento do inversor NPCT-5N em cada uma das etapas para cada uma das regiões de operação que caracterizam o funcionamento do conversor em modo de condução contínua.

3.2.1 Primeira região de operação

A primeira região de operação é limitada pela comparação da portadora 2 (definida pela Figura 15). Nessa região de operação os interruptores S_5 , S_6 e S_7 são mantidos comandados à condução, enquanto que os interruptores S_4 e S_8 comutam complementarmente, aplicando os níveis 0 e $V_{DC}/2$ sobre a rede. Essa região foi dividida em 4 etapas de operação, onde as etapas 2 e 4 representam o circuito equivalente de roda livre no intervalo de tempo morto do inversor, como pode ser visto na Figura 21.

A primeira etapa de operação aplica nível zero de tensão sobre a rede e inicia-se no momento de acionamento do interruptor S_8 . Nesta etapa a corrente do indutor decresce linearmente.

A segunda etapa de operação inicia quando o interruptor S_8 é comandado a bloquear. Essa etapa de operação representa o intervalo de tempo morto. Se considerada a presença de um indutor no filtro de saída do inversor, a corrente permanecerá circulando no mesmo sentido, o que

faz com que o diodo D_8 permaneça em condução e a tensão imposta sobre a rede permaneça nula.

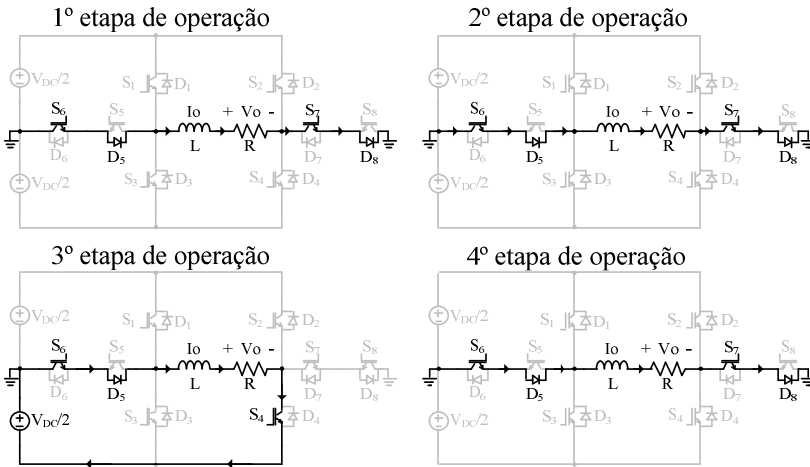
A terceira etapa de operação inicia com o acionamento do interruptor S_4 . Neste instante é imposto sobre a rede o nível de tensão $V_{DC}/2$, o que faz com que a corrente no indutor cresça linearmente.

Por fim, a quarta etapa de operação é iniciada com o bloqueio do interruptor S_4 . Essa etapa comporta-se de forma idêntica à segunda.

Observando o funcionamento do inversor nesta região, foi possível criar um circuito equivalente à primeira região de operação do inversor NPCT-5N, que facilita seu estudo. Como pode ser visto na Figura 22, o inversor NPCT-5N operando na primeira região de operação é muito similar ao funcionamento do conversor *Buck*. Sendo assim, o ganho estático obtido para esta região de operação também é idêntico, como é mostrado em (3.1).

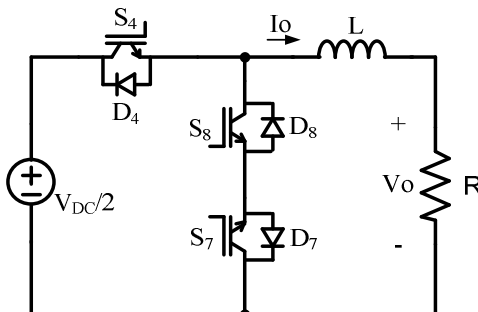
$$\frac{V_0(t)}{V_{DC}/2} = d_4^{R1}(t) \quad (3.1)$$

Figura 21 – Etapas da primeira região de operação



Fonte: Produção do próprio autor

Figura 22 – Circuito equivalente da primeira região de operação



Fonte: Produção do próprio autor

3.2.2 Segunda região de operação

A segunda região de operação compreende a comparação entre o sinal modulante e a portadora 1. Nesta região de operação dois níveis de tensão podem ser obtidos, $V_{DC}/2$ e V_{DC} . Para isso, os interruptores S_1 e S_7 permanecem todo o tempo comandados, enquanto os interruptores S_4 e S_8 comutam complementarmente. A Figura 23 mostra as 4 etapas desta região de operação, onde na segunda e na quarta etapa é possível verificar o instante de tempo morto do conversor NPCT-5N.

A primeira etapa desta região de operação inicia-se quando os interruptores S_1 e S_8 são comandados a conduzir. Durante esse intervalo, a tensão imposta à rede pelo conversor é de $V_{DC}/2$. Nesse instante, o indutor é descarregado. A primeira etapa de operação termina quando o interruptor S_8 é comandado a bloquear.

Na segunda etapa de operação, em virtude da presença da indutância de saída do conversor, a corrente tende a manter seu sentido de circulação, fazendo com que o diodo D_8 permaneça conduzindo, mantendo, assim, a tensão da rede igual a $V_{DC}/2$.

Na terceira etapa de operação o interruptor S_4 é comandado a conduzir e o inversor impõe a tensão total do barramento sobre a rede (V_{DC}). Durante esse intervalo de tempo, o indutor é carregado. A terceira etapa termina quando o interruptor S_4 é comandado ao bloqueio.

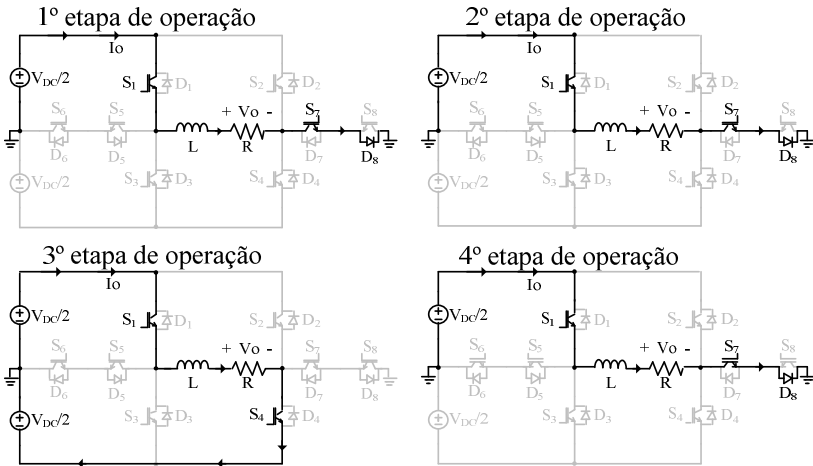
A quarta etapa de operação inicia-se com o bloqueio do interruptor S_4 e comporta-se da mesma maneira que a segunda etapa de operação.

Observando o funcionamento dessa região de operação, foi possível criar um circuito equivalente que resume o funcionamento do

inversor, como pode ser visto na Figura 24, e por meio dessa, o ganho estático pode ser deduzido (3.2).

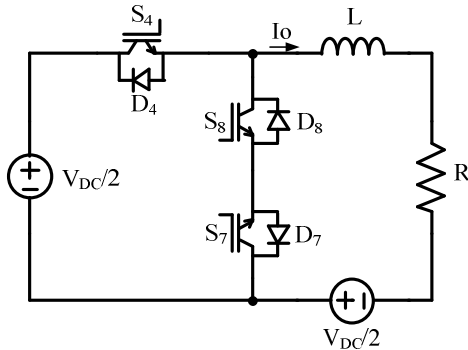
$$\frac{V_0(t)}{V_{DC}/2} = 1 + d_4^{R2}(t) \quad (3.2)$$

Figura 23 – Etapas da segunda região de operação



Fonte: Produção do próprio autor

Figura 24 – Circuito equivalente da segunda região de operação



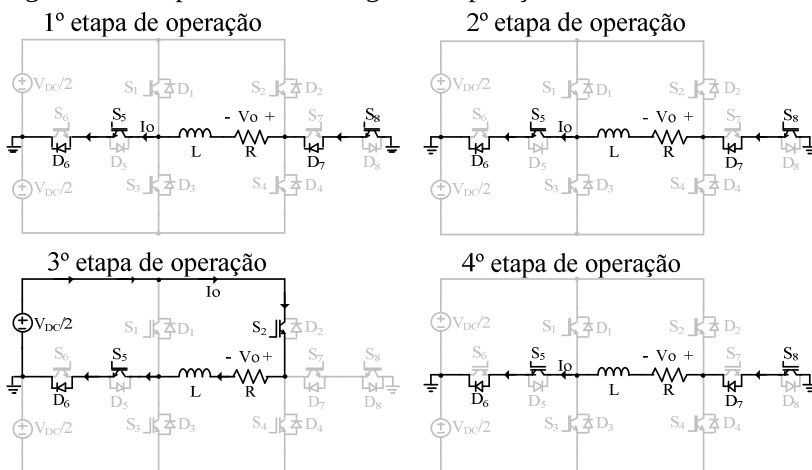
Fonte: Produção do próprio autor

3.2.3 Terceira região de operação

A terceira região de operação compreende a comparação entre o sinal modulante e a portadora 3. Nessa região de operação os interruptores S_5 , S_6 e S_8 permanecem comandados a conduzir todo o tempo, enquanto os interruptores S_2 e S_7 comutam complementarmente. Nessa etapa de operação dois níveis de tensão são aplicados à carga, 0 e $-V_{DC}/2$. A Figura 25 apresenta as quatro etapas de operação do conversor NPCT-5N, que representam a terceira região de operação. A segunda e a quarta etapa de operação representam o instante de tempo morto.

A primeira etapa de operação inicia-se com o acionamento do interruptor S_7 , o que assegura o nível de tensão zero sobre a carga, independentemente do sentido da corrente. Nesse instante a corrente do indutor decresce.

Figura 25 – Etapas da terceira região de operação



Fonte: Produção do próprio autor

Na segunda etapa de operação o interruptor S_7 é comandado ao bloqueio, no entanto, a corrente da carga tende a manter seu sentido, em razão da presença da indutância, fazendo com que o diodo D_7 permaneça conduzindo e a tensão na carga seja mantida em zero.

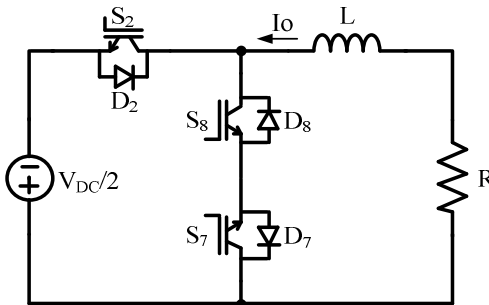
A terceira etapa de operação inicia-se quando o interruptor S_2 é acionado e, neste momento, o inversor impõe o nível de tensão $-V_{DC}/2$

sobre a carga. Nesta etapa a corrente do indutor cresce linearmente e seu fim ocorre com o bloqueio do interruptor S_2 , dando início à quarta e última etapa, que é idêntica à segunda.

O funcionamento da terceira região de operação do inversor NPCT-5N é resumida ao circuito equivalente que pode ser visto na Figura 26. Sendo assim, o ganho estático do inversor NPCT-5N que representa a terceira região de operação pode ser obtido de (3.3).

$$\frac{V_0(t)}{V_{DC}/2} = -d_2^{R3}(t) \quad (3.3)$$

Figura 26 – Circuito equivalente da terceira região de operação



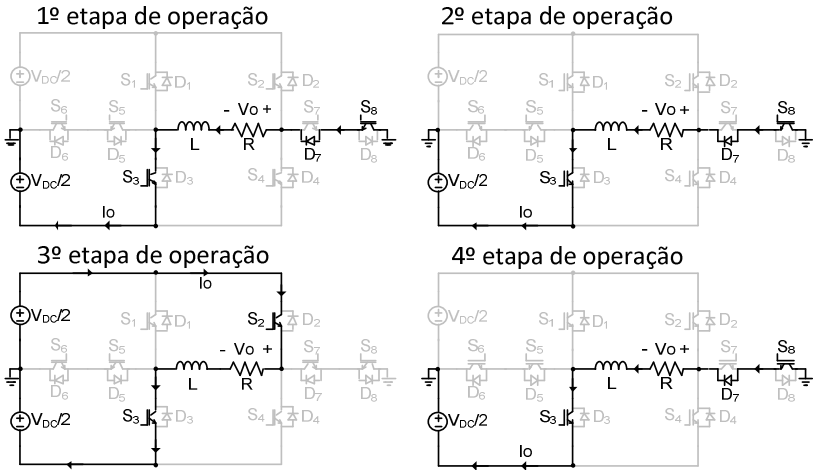
Fonte: Produção do próprio autor

3.2.4 Quarta região de operação

A quarta região de operação compreende a região de comparação entre o sinal modulante e a portadora 4 (definida pela Figura 15). Nessa região de operação, dois níveis de tensão podem ser sintetizados sobre a carga, $(-V_{DC}/2$ e $-V_{DC})$. Para isso, os interruptores S_3 e S_8 são mantidos acionados durante todo o tempo de duração da quarta região de operação. A Figura 27 mostra as quatro etapas, que compreendem a quarta região de operação. Entre essas etapas a segunda e a quarta, representam os intervalos de tempo morto do conversor.

A primeira etapa de operação é iniciada quando o interruptor S_7 é comandado a conduzir. Neste instante a tensão imposta sobre a carga é $-V_{DC}/2$. Essa etapa de operação termina quando o interruptor S_7 é comandado ao bloqueio.

Figura 27 – Etapas da quarta região de operação



Fonte: Produção do próprio autor

A segunda etapa de operação compreende o instante de tempo morto do conversor. Nessa etapa de operação o nível de tensão imposto pelo conversor é $-V_{DC}/2$, pois o sentido de circulação da corrente no indutor é negativo, o que faz com que o diodo D_7 permaneça conduzindo.

Na terceira etapa de operação o interruptor S_2 é comandado a conduzir, impondo, assim, um nível de tensão de $-V_{DC}$ sobre a carga. A quarta etapa de operação termina quando o interruptor S_2 é desligado. Esta etapa é exatamente igual à segunda.

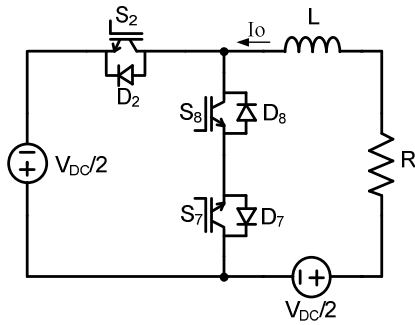
O circuito equivalente dessa região é apresentado na Figura 28. Sendo assim, seu ganho estático de operação pode ser obtido por meio de:

$$\frac{V_o(t)}{V_{DC}/2} = -1 - d_2^{R4}(t) \quad (3.4)$$

3.3 ESFORÇOS NOS SEMICONDUTORES

Esta seção destina-se a dar suporte para o dimensionamento dos semicondutores do inversor NPCT-5N, por meio da análise dos esforços de corrente e de tensão: valor máximo de tensão, valor eficaz de corrente, valor médio de corrente e valor máximo de corrente.

Figura 28 – Circuito equivalente da quarta região de operação



Fonte: Produção do próprio autor

3.3.1 Esforços de tensão nos semicondutores

Para determinar o valor máximo da tensão de bloqueio dos semicondutores utilizou-se o estudo feito na seção 3.2. Nele é possível observar a tensão de cada um dos interruptores em cada uma das etapas de operação das 4 regiões de operação e, assim, obter a Tabela 7.

Tabela 7 – Tabela de esforços das tensões nos semicondutores

Reg. Op.	1º		2º		3º		4º	
	1º	3º	1º	3º	1º	3º	1º	3º
S ₁	V _{dc} /2	V _{dc} /2	0	0	V _{dc} /2	V _{dc} /2	V _{dc}	V _{dc}
S ₂	V _{dc} /2	V _{dc}	V _{dc} /2	V _{dc}	V _{dc} /2	0	V _{dc} /2	0
S ₃	V _{dc} /2	V _{dc} /2	V _{dc}	V _{dc}	V _{dc} /2	V _{dc} /2	0	0
S ₄	V _{dc} /2	0	V _{dc} /2	0	V _{dc} /2	V _{dc}	V _{dc} /2	V _{dc}
S ₅	0	0	V _{dc} /2	V _{dc} /2	0	0	0	0
S ₆	0	0	0	0	0	0	V _{dc} /2	V _{dc} /2
S ₇	0	0	0	0	0	V _{dc} /2	0	V _{dc} /2
S ₈	0	V _{dc} /2	0	V _{dc} /2	0	0	0	0

Fonte: Produção do próprio autor

Conclui-se que o valor máximo de tensão dos interruptores que compõe o braço principal é igual à tensão total do barramento, enquanto que o valor máximo da tensão dos semicondutores que compõem o braço

do ponto médio é metade da tensão do barramento. Isso possibilita a utilização de semicondutores com menor capacidade de bloqueio de tensão nos braços do ponto médio. Esta prática reduz as perdas de condução dos interruptores do ponto médio.

3.3.2 Esforços de corrente nos semicondutores

Para o estudo dos esforços de corrente nos semicondutores do conversor NPCT-5N, será necessário o entendimento do conceito de valor quase-instantâneo.

O valor médio quase-instantâneo da corrente em um semicondutor é obtido por meio do cálculo do valor médio em um período de comutação do conversor, como pode ser visto em (3.5). De forma análoga, o valor da corrente eficaz quase-instantânea pode ser calculado, conforme (3.6).

$$\langle I_{Sx}^{md}(\theta) \rangle = \frac{1}{T_s} \int_{t_0}^{t_0 + d_x^{Rx}(\theta)T_s} I_L(\theta) d\tau = d_x^{Rx}(\theta) I_L(\theta) \quad (3.5)$$

$$\langle I_{Sx}^{ef}(\theta) \rangle = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_{t_0}^{t_0 + d_x^{Rx}(\theta)T_s} I_L(\theta)^2 d\tau} = \sqrt{d_x^{Rx}(\theta)} I_L(\theta) \quad (3.6)$$

De posse do valor médio e eficaz quase instantâneo da corrente dos interruptores é preciso equacionar o valor médio e eficaz em um período completo da rede. As equações (3.7) e (3.8) representam os valores médio e eficaz de corrente, respectivamente, em um período completo da rede.

$$I_{Sx}^{md} = \frac{1}{2\pi} \int_{\theta_i}^{\theta_f} \langle I_{Sx}^{md}(\theta) \rangle d\theta = \frac{1}{2\pi} \int_{\theta_i}^{\theta_f} d_x^{Rx}(\theta) I_L(\theta) d\theta \quad (3.7)$$

$$I_{Sx}^{ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\theta_i}^{\theta_f} \langle I_{Sx}^{ef}(\theta) \rangle^2 d\theta} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\theta_i}^{\theta_f} \left(\sqrt{d_x^{Rx}(\theta)} I_L(\theta) \right)^2 d\theta} \quad (3.8)$$

Em razão da comutação de alguns dos semicondutores ocorrer em baixa frequência, foi necessário analisar os esforços de corrente

separadamente, considerando cada região de operação como uma nova função a ser integrada. Para isso, são calculados 2 ângulos principais. O primeiro (θ_1) define a passagem do sinal modulante da primeira região de operação para a segunda (3.9), enquanto o segundo ângulo (θ_2) define a passagem da terceira para a quarta região de operação (3.10).

$$\theta_1 = \arcsen\left(\frac{1}{2m_a}\right) \quad (3.9)$$

$$\theta_2 = \pi - \theta_1 \quad (3.10)$$

Os cálculos dos esforços de corrente foram realizados com base em três variáveis do inversor, a corrente de saída do conversor (I_L), a ação de controle (A_c) e o ciclo de trabalho dos interruptores S_2 e S_4 . Estas duas últimas são relacionadas.

Como é mostrado anteriormente na Figura 18, o interruptor S_2 atua no semiciclo negativo e o interruptor S_4 no semiciclo positivo, sempre sintetizando o maior nível possível independente da região em que o conversor estiver operando, caracterizando assim estes interruptores, como os responsáveis pelas etapas de operações ativas, onde é feita a entrega de energia da fonte para a carga.

A variável corrente de saída é representada por (3.11). Onde I_{Lp} representa o valor máximo da corrente a ser controlada pelo conversor, θ representa a variável a ser integrada e φ representa o atraso da corrente de saída em relação à tensão de saída do conversor.

$$I_L(\theta) = I_{Lp} \text{sen}(\theta - \varphi) \quad (3.11)$$

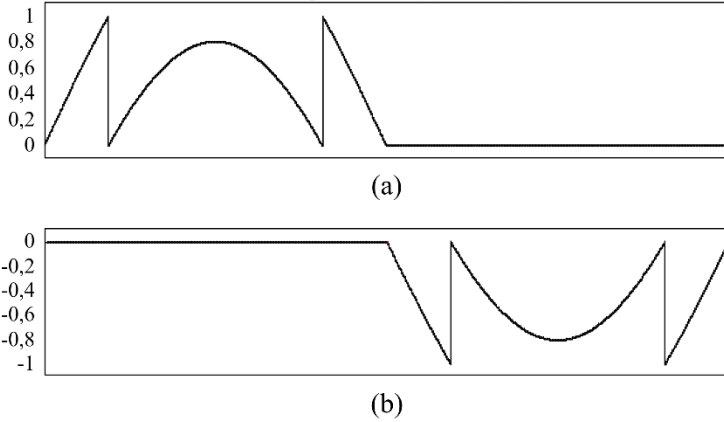
Para as deduções que se seguem será suprimida a variável φ , pois o atraso entre a corrente de saída do conversor e a tensão da rede é dependente do valor da indutância do filtro. Considerando-o muito pequeno, é possível desconsiderar a contribuição dessa variável nos cálculos.

A variável ação de controle, que é a resposta do controlador e é usada como referência para a modulação, pode ser equacionada por uma senoide com amplitude igual ao índice de modulação em que o conversor está operando, como visto em (3.12).

$$A_c(\theta) = m_a \text{sen}(\theta) \quad (3.12)$$

A variável razão cíclica por sua vez, possui um comportamento diferente em cada região de operação, sendo necessário dividir o equacionamento em regiões de operação. Para exemplificar, essa afirmação é mostrada na Figura 29.

Figura 29 – Representação do valor médio quase instantâneo do ciclo de trabalho dos interruptores S_4 (a) e S_2 (b)



Fonte: Produção do próprio autor

Nesta figura é mostrado o valor médio quase-instantâneo do ciclo de trabalho dos interruptores S_2 e S_4 , respectivamente. Observa-se que ocorre uma variação abrupta na função da razão cíclica. Esta variação pode ser verificada quando o sinal da ação de controle passa a ser comparado pela portadora 1 e não mais pela portadora 2 (caso do interruptor S_4), como é mostrado na Figura 15.

Sendo assim, com base no que foi descrito anteriormente, uma relação entre as razões cíclicas de cada um dos interruptores e a ação de controle pode ser encontrada em (3.13) e (3.14), onde são representadas tais relações para a primeira e segunda regiões de operação, respectivamente.

$$d_{2/4}^{R1}(\theta) = 2A_c(\theta) \quad (3.13)$$

$$d_{2/4}^{R2}(\theta) = 2(A_c(\theta) - 1/2) \quad (3.14)$$

Em posse destes resultados é possível estudar os esforços de corrente dos interruptores do conversor NPCT-5N. Para esse estudo foi

desconsiderada a presença de nível médio nas variáveis supracitadas. Esta escolha foi feita tendo como base às normativas que estabelecem parâmetros para a injeção de corrente na rede elétrica de distribuição. As normas IEEE 929 e IEEE 1547, que são aplicadas para potências de até 10 kW e 10 MVA respectivamente, determinam que o nível médio máximo da corrente injetada na rede deve ser menor que 0,5%, enquanto a normativa IEC 61727, que é aplicada a sistemas de potência de até 10 kW, determina que o nível médio máximo não deve exceder 1% da corrente injetada na rede. Em virtude disso o nível médio da corrente na carga e também da razão cíclica são desconsiderados.

3.3.2.1 Equações dos esforços de corrente dos semicondutores do braço principal, comutado em baixa frequência

A corrente que circula pelos interruptores (S_1 e S_3) é a própria corrente de saída do conversor (I_L). No entanto, esses interruptores são comandados a conduzir apenas nas regiões 2 e 4, respectivamente. Em virtude da ausência de nível médio na corrente de saída e, consequentemente, nas variáveis de razão cíclica, os esforços de corrente nos interruptores S_1 e S_3 são iguais, sendo possível analisar apenas os esforços dos interruptores que comutam no semiciclo positivo.

Integrando a equação da corrente do indutor entre o intervalo de θ_1 e θ_2 é possível equacionar o valor médio da corrente que circula nos interruptores S_1 e S_3 . Como pode ser visto em (3.15).

Para o equacionamento do valor eficaz de corrente dos interruptores S_1 e S_3 utilizou-se a equação (3.16).

$$I_{S1/S3}^{md} = \frac{1}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} I_L(\theta) d\theta \quad (3.15)$$

$$I_{S1/S3}^{ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} (I_L(\theta))^2 d\theta} \quad (3.16)$$

3.3.2.2 Equações dos esforços de corrente dos semicondutores do braço do ponto médio, comutado em baixa frequência

Os interruptores S_5 e S_6 também comutam em baixa frequência, sendo assim, o cálculo dos esforços de corrente não dependem da razão cíclica. Assim como os interruptores S_1 e S_3 , os esforços de corrente nos interruptores S_5 e S_6 são iguais, podendo ser calculados apenas os esforços de corrente do interruptor que entra em condução no semiciclo positivo (S_5). Os esforços de corrente dos diodos D_5 e D_6 também podem ser obtidos através deste cálculo, pois os diodos D_5 e D_6 encontram-se em série com os interruptores S_6 e S_5 , respectivamente.

O equacionamento do valor médio e eficaz da corrente dos interruptores S_5 e S_6 são calculados da mesma forma que os interruptores S_1 e S_3 , no entanto, os limitantes das integrais mudam, devido à condução dos interruptores S_5 e S_6 ocorrer nas regiões de operação 1 e 3, respectivamente, de acordo com (3.17) e (3.18).

$$I_{S5/S6}^{md} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\theta_1} I_L(\theta) d\theta + \frac{1}{2\pi} \int_{\theta_2}^{\pi} I_L(\theta) d\theta \quad (3.17)$$

$$I_{S5/S6}^{ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\int_0^{\theta_1} (I_L(\theta))^2 d\theta + \int_{\theta_2}^{\pi} (I_L(\theta))^2 d\theta \right)} \quad (3.18)$$

3.3.2.3 Equações dos esforços de corrente dos semicondutores do braço principal, comutado em alta frequência

Os semicondutores S_2 e S_4 estão posicionados no braço principal. Para o cálculo dos esforços de corrente destes dois componentes foi preciso dividir as funções a serem integradas em regiões de operação, uma vez que o comportamento da razão cíclica é diferente para a primeira e segunda regiões de operação. Os esforços de corrente nos interruptores S_2 e S_4 se assemelham muito, em virtude da ausência de valor médio, sendo o interruptor S_4 responsável pela condução da corrente no indutor no semiciclo positivo e o interruptor S_2 no semiciclo negativo.

O cálculo dos esforços médio e eficaz de corrente foram aplicados à corrente que circula pelo interruptor S_4 multiplicada pela razão cíclica dela. Como o comportamento da razão cíclica varia dentro

de um ciclo da rede, foi necessário fragmentar o ciclo da rede em 3 partes. O primeiro período compreende o intervalo de 0 a θ_1 , onde a razão cíclica se comporta como em (3.13). O segundo período de integração é definido entre θ_1 e θ_2 , esse período de integração é referente à segunda região de operação, onde o comportamento da razão cíclica pode ser expresso por (3.14). O terceiro período de integração pode ser calculado da mesma forma que o primeiro. O equacionamento do valor médio e eficaz da corrente do interruptor S_4 pode ser visto em (3.19) e (3.20), respectivamente.

$$I_{S2/S4}^{md} = \frac{1}{2\pi} \left(\int_0^{\theta_1} I_L(\theta) 2A_c(\theta) d\theta + \dots \right. \\ \left. + \int_{\theta_1}^{\theta_2} I_L(\theta) 2 \left(A_c(\theta) - \frac{1}{2} \right) d\theta + \dots \right. \\ \left. + \int_{\theta_2}^{\pi} I_L(\theta) 2A_c(\theta) d\theta \right) \quad (3.19)$$

$$I_{S2/S4}^{ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\int_0^{\theta_1} \left(I_L(\theta) \sqrt{2A_c(\theta)} \right)^2 d\theta + \dots \right.} \\ \left. + \int_{\theta_1}^{\theta_2} \left(I_L(\theta) \sqrt{2 \left(A_c(\theta) - \frac{1}{2} \right)} \right)^2 d\theta + \dots \right.} \\ \left. + \int_{\theta_2}^{\pi} \left(I_L(\theta) \sqrt{2A_c(\theta)} \right)^2 d\theta \right) \quad (3.20)$$

3.3.2.4 Equações dos esforços de corrente dos semicondutores do braço de ponto médio, comutado em alta frequência

Os semicondutores S_7 e S_8 estão localizados no braço do ponto médio. As mesmas análises dos esforços de corrente de S_2 e S_4 também são aplicadas nessa seção. No entanto, devido à comutação dos interruptores S_7 e S_8 serem complementares aos interruptores S_2 e S_4 , respectivamente, uma diferença no cálculo dos esforços desses dois conjuntos é encontrada. Uma vez que a razão cíclica dos interruptores S_2 e S_4 são complementares aos interruptores S_7 e S_8 , faz-se o período de

comutação total subtraído da razão cíclica de S_2 e S_4 , como é visto em (3.21).

$$d_{7/8}^{R1/R2}(\theta) = 1 - d_{2/4}^{R1/R2}(\theta) \quad (3.21)$$

Dessa forma, as equações que calculam os esforços médio e eficaz de corrente são mostradas em (3.22) e (3.23).

Os esforços de corrente dos diodos D_7 e D_8 podem ser calculados por meio das mesmas equações, uma vez que o diodo D_7 está em série com o interruptor S_8 e o interruptor S_7 em série com o diodo D_8 .

$$\begin{aligned} I_{S7/S8}^{md} = \frac{1}{2\pi} & \left(\int_0^{\theta_1} I_L(\theta)(1 - 2A_c(\theta)) d\theta + \dots \right. \\ & + \int_{\theta_2}^{\theta_1} I_L(\theta) \left[1 - 2 \left(A_c(\theta) - \frac{1}{2} \right) \right] d\theta + \dots \\ & \left. + \int_{\theta_2}^{\pi} I_L(\theta) (1 - 2A_c(\theta)) d\theta \right) \end{aligned} \quad (3.22)$$

$$I_{S7/S8}^{ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\int_0^{\theta_1} \left(I_L(\theta) \sqrt{1 - 2A_c(\theta)} \right)^2 d\theta + \dots \right.} \quad (3.23)$$

$$\left. + \int_{\theta_1}^{\theta_2} \left(I_L(\theta) \sqrt{1 - 2(A_c(\theta) - 1/2)} \right)^2 d\theta + \dots \right. \\ \left. + \int_{\theta_2}^{\pi} \left(I_L(\theta) \sqrt{1 - 2A_c(\theta)} \right)^2 d\theta \right)$$

3.3.3 Capacitores do barramento

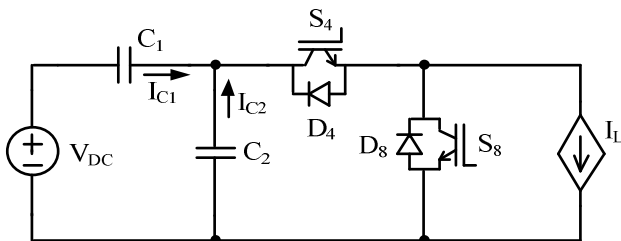
Esta seção é destinada ao estudo e projeto dos capacitores de barramento e dos esforços de tensão e de corrente a eles aplicado. Primeiramente, é estudado o esforço de corrente nos capacitores de barramento, considerando o comportamento da corrente em cada região de operação. Na sequência é apresentado o equacionamento para o dimensionamento dos capacitores do barramento, com base na ondulação

máxima da tensão de cada capacitor e também da ondulação máxima da tensão do barramento.

3.3.3.1 Equacionamento do valor eficaz da corrente do capacitor de barramento

A Figura 30 mostra o circuito equivalente da primeira região de operação do conversor NPCT-5N. Nela, a carga e o filtro de saída do conversor foram substituídos por uma fonte de corrente I_L , definida por (3.11). Para o cálculo do valor eficaz da corrente considerou-se as resistências série dos capacitores iguais a zero. Considerou-se também que o circuito se encontra operando em regime permanente, sem desequilíbrios de tensão entre os capacitores. São analisadas, nesse instante, apenas a primeira e a terceira etapa de operação de cada uma das regiões, pois a segunda e a quarta etapa compreendem o período de roda livre.

Figura 30 – Circuito equivalente à primeira região de operação



Fonte: Produção do próprio autor

a) Primeira região de operação

Na primeira etapa de operação o interruptor S_4 encontra-se comandado ao bloqueio, isso faz com que os capacitores do barramento fiquem isolados da saída do conversor. Nesse momento a tensão sobre cada um dos capacitores é igual à metade da tensão do barramento, e a corrente que circula nos capacitores é nula.

Na terceira etapa de operação o interruptor S_4 é comandado a conduzir, nesse momento, a soma das correntes dos capacitores do barramento é igual à corrente I_L .

Com base nas análises dessas duas etapas de operação é possível calcular o valor eficaz da corrente dos capacitores de barramento para a primeira região de operação. Como pode ser visto em (3.24).

$$\langle I_{Cx}^{ef} \rangle_{R1} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_{t_0}^{t_0 + d_4^{R1}(\theta) T_s} \left(\frac{I_L(\theta)}{2} \right)^2 d\tau} = \frac{I_L(\theta)}{2} \sqrt{2A_c(\theta)} \quad (3.24)$$

b) Segunda região de operação

Para equacionar o valor eficaz da corrente dos capacitores do barramento na segunda região de operação, um circuito equivalente a esta etapa é mostrado na Figura 31.

Na primeira etapa de operação o interruptor S_4 encontra-se bloqueado e a somatória das correntes dos capacitores de barramento é igual à corrente de roda-livre do indutor.

Na terceira etapa de operação, o interruptor S_4 encontra-se comandado à condução e, nesse momento, a corrente do diodo de roda livre é interrompida e a corrente nos capacitores C_1 e C_2 é igual a zero. Assim, o valor da corrente eficaz de um dos capacitores pode ser expresso por (3.25).

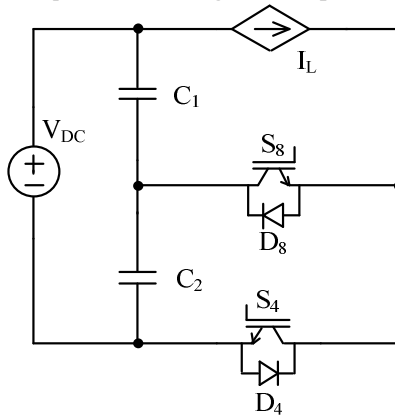
$$\begin{aligned} \langle I_{Cx}^{ef} \rangle_{R2} &= \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_{t_0}^{t_0 + d_4^{R2}(\theta) T_s} \left(\frac{I_L(\theta)}{2} \right)^2 d\tau} \\ &= \frac{I_L(\theta)}{2} \sqrt{2(1 - A_c(\theta))} \end{aligned} \quad (3.25)$$

Os esforços de corrente na terceira e quarta regiões de operação são iguais à primeira e segunda região de operação, respectivamente.

Sendo assim, considerando que os esforços eficazes na primeira e segunda região são iguais à terceira e quarta, é possível calcular os esforços de corrente eficaz em meio período da rede devido a sua simetria. Através de (3.26) é possível calcular o valor eficaz da corrente nos capacitores de barramento do conversor NPCT-5N.

$$I_{Cx}^{ef} = \sqrt{\frac{2}{T} \left(\int_0^{\theta_1} \langle I_{Cx}^{ef} \rangle_{R1}^2 d\theta + \dots + \int_{\theta_1}^{\theta_2} \langle I_{Cx}^{ef} \rangle_{R2}^2 d\theta + \dots + \int_{\theta_2}^{\pi} \langle I_{Cx}^{ef} \rangle_{R1}^2 d\theta \right)} \quad (3.26)$$

Figura 31 – Circuito equivalente à segunda etapa de operação



Fonte: Produção do próprio autor

3.3.3.2 Cálculo da ondulação de tensão individual dos capacitores do barramento

Nesta seção é calculado a máxima ondulação de tensão nos capacitores de barramento do conversor NPCT-5N. Esta análise será feita desconsiderando as resistências dos cabos que conectam a fonte C.C. aos capacitores de barramento. O fato de existirem pequenas resistências nos cabos que ligam os capacitores de entrada à fonte de tensão C.C., faz com que as derivadas de corrente de carga e descarga dos capacitores sejam reduzidas e, conseqüentemente, sua ondulação de tensão fique reduzida.

Como estudado na seção 3.2, a modulação PWM divide a tensão de saída do conversor em 4 regiões de operação e, em cada região de operação um capacitor é escolhido para fornecer energia à carga, enquanto o outro capacitor é carregado. Esta escolha é feita

alternadamente entre as regiões de operação, para que um dos capacitores não seja descarregado por um período maior que o outro, evitando assim um desequilíbrio nas tensões do barramento.

A seleção dos capacitores do barramento pela modulação, é feita no instante que o conversor aplica metade do barramento à carga, seja ele positivo ou negativo. Logo na primeira região de operação, o capacitor C_2 é selecionado para fornecer energia à carga. Durante toda a primeira etapa de operação apenas o capacitor C_2 irá fornecer essa energia, nesse intervalo o capacitor C_1 mantém-se carregando. Na segunda etapa de operação o capacitor C_1 é selecionado para fornecer energia à carga, enquanto o capacitor C_2 é carregado. Em seguida, a primeira região de operação se repete fazendo com que o capacitor C_2 forneça energia à carga. Na Tabela 8 é possível ver cada uma das regiões de operação e qual capacitor é escolhido para fornecer energia à carga.

Tabela 8 - Seleção dos capacitores de barramento em razão da região de operação

Região de operação	Capacitor selecionado
1ª região	C_2
2ª região	C_1
3ª região	C_1
4ª região	C_2

Fonte: Produção do próprio autor

Para o estudo da ondulação máxima da tensão dos capacitores do barramento observou-se que nas regiões de operação 2 e 4, os capacitores permanecem por mais tempo sendo carregados ou descarregados, fazendo com que a ondulação neste intervalo de tempo seja maior e tornando esta região o objetivo de estudo desta seção.

Sabe-se que a corrente de um capacitor é proporcional à sua capacitância e a derivada da tensão a ele aplicada. Com base nesta afirmação é possível calcular ΔV_{Cx} , usando a equação (3.27).

$$\Delta V_{Cx} = \frac{1}{C_x} \int_{t_i}^{t_f} \langle I_{Cx}^{md}(t) \rangle dt = \frac{1}{C_x \omega} \int_{\theta_i}^{\theta_f} \langle I_{Cx}^{md}(\theta) \rangle d\theta \quad (3.27)$$

Sabendo que a variação da tensão de um capacitor depende do valor inverso de sua capacitância e do tempo em que uma dada corrente

circula por ele, é possível projetar o valor da capacitância do barramento em virtude da variação da tensão que se deseja obter. Para isso é necessário identificar uma relação entre a corrente que circula pelo capacitor ($I_{Cx}(\theta)$) e a corrente que é injetada na rede pelo conversor ($I_L(\theta)$). Utilizando o estudo que já foi apresentado em 3.3.3.1 é possível verificar que na primeira etapa de operação, onde o interruptor S_4 encontra-se bloqueado, as correntes nos capacitores são iguais e, somando-as, resultam na corrente da carga, como é mostrado em (3.28).

Na terceira etapa de operação, onde o interruptor S_4 é comandado à condução, a corrente que circula sobre os capacitores de barramento é nula. Com base nessas informações é possível calcular o valor médio quase-instantâneo da corrente nos capacitores de barramento. Como mostra (3.29).

$$I_{C1}(\theta) = I_{C2}(\theta) = \frac{I_L(\theta)}{2} \quad (3.28)$$

$$\langle I_{Cx}^{md}(\theta) \rangle = \frac{1}{T_S} \int_{t_0}^{t_0 + (1-d_4^{R2}(\theta))T_S} \frac{I_L(\theta)}{2} d\tau = \frac{I_L(\theta)}{2} (1 - d_4^{R2}(\theta)) \quad (3.29)$$

Substituindo (3.29) em (3.27), obtém-se a relação entre o valor da capacitância de um dos capacitores do barramento CC e a ondulação de tensão desejada, como é mostrado em (3.30).

$$\begin{aligned} C_x &= \frac{1}{\Delta V_{Cx} \omega} \int_{\theta_1}^{\theta_2} \frac{I_L(\theta)}{2} [1 - d_4^{R2}(\theta)] d\theta \\ &= \frac{1}{\Delta V_{Cx} \omega} \int_{\theta_1}^{\theta_2} I_L(\theta) [1 - A_c(\theta)] d\theta \end{aligned} \quad (3.30)$$

Onde ΔV_{Cx} é a variação da tensão máxima no capacitor x do barramento, onde x significa o índice do capacitor.

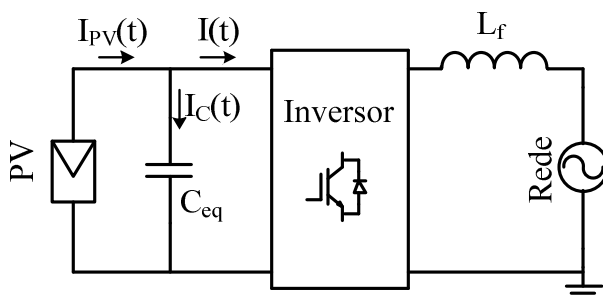
3.3.3.3 Cálculo da ondulação total do barramento para aplicações fotovoltaicas

Ao se utilizar uma fonte de alimentação como um painel fotovoltaico em inversores conectados à rede e que não apresentam um

estágio de elevação da tensão do barramento, é evidente a necessidade de associação de módulos em série. Essa prática provoca o aumento da resistência série do painel, resultando no aumento da ondulações da tensão total do barramento. Desse modo, é preciso considerar a ondulação total da tensão do barramento no projeto dos capacitores do barramento.

Com o objetivo de obter a ondulação máxima da tensão do barramento em razão da capacitância de entrada do inversor, é apresentado a Figura 32, onde é possível perceber que, a fonte de alimentação do inversor representado foi substituída por um painel fotovoltaico e o capacitor do barramento foi simplificado a um único capacitor equivalente. Dessa forma é possível obter o comportamento da corrente que circula por ele (C_{eq}), e assim, obter sua ondulação de tensão.

Figura 32 – Circuito equivalente para o equacionamento da ondulação da tensão total do barramento de entrada



Fonte: Produção do próprio autor

A equação que representa a relação entre a corrente que circula através do capacitor do barramento e sua variação de tensão é representada em (3.31)

$$I_c(t) = C \frac{dv_c(t)}{dt} \quad (3.31)$$

Considerando (3.32) como uma solução para a equação diferencial (3.31), obtém-se:

$$I_c(t) = I_{cp} \cdot \text{sen}(2\omega t) \quad (3.32)$$

Considera-se que a corrente média quase instantânea, que circula pelo capacitor equivalente do barramento, é senoidal. Com amplitude igual a I_{Cp} e frequência de oscilação duas vezes maior que a frequência de oscilação da rede, uma vez que a ondulação da tensão do barramento CC também é duas vezes maior que a frequência de oscilação da rede.

O valor máximo da corrente do capacitor (I_{Cp}) ocorre no instante em que a corrente $I(t)$ é zerada, fazendo com que toda a corrente do painel circule pelo capacitor equivalente do barramento, o que torna possível obter (3.33):

$$I_{Cp} = I_{PV} \quad (3.33)$$

Reorganizando (3.31), obtém-se:

$$\Delta v_C = \frac{1}{C} \int_{t_i}^{t_f} I_C(t) dt \quad (3.34)$$

Os valores de t_i e t_f são calculados para representarem o pico e o vale da senoide, respectivamente. E finalmente, substituindo (3.33) em (3.34) e resolvendo a integral, obtém-se (3.35), que representa o valor da capacitância equivalente em razão da ondulação máxima da tensão total do barramento.

$$C_{eq} = \frac{I_{PV}}{\Delta v_C \cdot 2\pi \cdot f} \quad (3.35)$$

Sendo I_{PV} o valor médio da corrente de saída do painel fotovoltaico e f a frequência de oscilação da rede.

3.3.4 Indutor do filtro de saída

Para o projeto do filtro de saída, puramente indutivo, observou-se a ondulação máxima de corrente, que é descrita nesta seção. Por meio do estudo individual da ondulação de corrente em cada região de operação é possível calcular uma relação entre o valor da indutância do filtro de saída e a ondulação de corrente.

Como já é conhecida, a tensão nos terminais do indutor é proporcional à sua indutância e a derivada de corrente a ele aplicado. Considerando que as cargas e descargas da indutância sejam lineares e, também, que a tensão aplicada sobre os terminais do indutor seja

constante em um intervalo de tempo Δt , uma simplificação pode ser feita, como é mostrado em (3.36). Onde $\langle V_{Lmed} \rangle$ é o valor da tensão média quase instantânea do indutor em um período de comutação.

$$L = \frac{\langle V_{Lmed} \rangle \Delta t}{\Delta i} \quad (3.36)$$

Para conhecer a relação entre a ondulação de corrente e o valor da indutância de saída, que sugere a equação (3.36), basta conhecer a tensão média aplicada nos terminais do indutor em cada uma das etapas de operação para cada uma das regiões de operação. Caso o comportamento da ondulação de corrente seja diferente para cada uma das regiões de operação, assume-se o pior caso. Caso o comportamento da ondulação de corrente seja igual em cada uma das regiões de operação, esta será a relação adotada.

Apenas as regiões 1 e 2 são mostradas nesta seção, pois as etapas 3 e 4 são simétricas e cabe a estas etapas a mesma análise feita em 1 e 2.

3.3.4.1 Primeira região de operação

Como já discutido na seção 3.2.1 o conversor NPCT-5N operando na primeira região de operação comporta-se como o conversor *Buck*. Desse modo, cabe ao conversor NPCT-5N as mesmas análises para a ondulação de corrente a ele aplicada.

A Figura 22 mostra um circuito equivalente ao funcionamento da primeira região de operação do conversor NPCT-5N, esse foi utilizado para analisar o comportamento da tensão entre os terminais do indutor. Novamente, as etapas 2 e 4 são desconsideradas nessa análise, pois simbolizam a etapa de tempo morto do conversor.

Na primeira etapa de operação o interruptor S_4 encontra-se bloqueado e a tensão sobre os terminais do indutor é a própria tensão de saída, devido ao interruptor S_7 e o diodo D_8 funcionarem como um diodo de roda livre para o indutor.

Na terceira região de operação, o interruptor S_4 é comandado a conduzir e a tensão sobre os terminais do indutor é a diferença entre a tensão de entrada e a tensão de saída. Sendo assim, calculando o valor médio quase-instantâneo da tensão entre os terminais do indutor, obtém-se (3.37).

$$\langle V_{LMed} \rangle = \frac{1}{d_4 T_S} \int_{t_0}^{t_0 + d_4 T_S} \frac{V_{DC}}{2} - V_0 dt = \frac{V_{DC}}{2} - V_0 \quad (3.37)$$

Substituindo (3.1), que representa o ganho estático do conversor NPCT-5N para a primeira região de operação, em (3.37), obtém-se (3.38);

$$\langle V_{LMed} \rangle = \frac{V_{DC}}{2} - \frac{d_4}{2} V_{dc} = \frac{V_{DC}}{2} (1 - d_4) \quad (3.38)$$

Substituindo também (3.38) em (3.36), obtém-se a equação que relaciona o valor do indutor de saída em função da razão cíclica, para uma ondulação de corrente constante. Como é deduzido em (3.39).

$$L = \frac{\Delta t}{\Delta i} \frac{V_{DC}}{2} (1 - d_4) = \frac{d_4 T_S}{\Delta i} \frac{V_{DC}}{2} (1 - d_4) = \frac{V_{DC}}{2 \Delta i f_S} d_4 (1 - d_4) \quad (3.39)$$

Como o que se deseja é calcular uma relação da ondulação máxima da corrente na rede em virtude do valor da indutância do filtro de saída, e também, sabendo que a ondulação máxima da corrente de saída é obtida quando o mesmo comuta com ciclo de trabalho de 50%, substituindo-se este valor em (3.39) obtém-se (3.40).

$$L = \frac{V_{DC}}{8 \Delta i_{Max} f_S} \quad (3.40)$$

3.3.4.2 Segunda região de operação

Para o estudo da ondulação de corrente na segunda região de operação analisa-se a Figura 24. As mesmas considerações feitas na primeira etapa de operação são utilizadas nesta seção, incluindo a equação (3.36). Por isso, cabe aqui apenas o estudo do valor médio quase instantâneo da tensão entre os terminais do indutor.

Na primeira etapa de operação, o interruptor S_4 encontra-se comandado ao bloqueio, fazendo com que o interruptor S_7 e o diodo D_8 entrem em condução, servindo como um diodo de roda livre. Neste momento, a tensão nos terminais do indutor é igual a diferença entre a metade da tensão do barramento e a tensão de saída.

Na terceira etapa de operação o interruptor S_4 é comandado à condução. Nesse instante a tensão sobre os terminais do indutor é a

diferença entre a tensão total do barramento e a tensão de saída. Com base nesta informação é possível calcular o valor médio quase instantâneo da tensão entre os terminais do indutor. Como é mostrado em (3.41).

$$\langle V_{LMed} \rangle = \frac{1}{d_4 T_S} \int_{t_0}^{d_4 T_S} V_{DC} - V_0 dt = V_{DC} - V_0 \quad (3.41)$$

Substituindo-se (3.2), que representa o ganho estático do conversor NPCT-5N na segunda região de operação, em (3.41), obtém-se (3.42).

$$\langle V_{LMed} \rangle = V_{DC} - \left(\frac{1}{2} + \frac{d_4}{2} \right) V_{DC} = V_{DC} \left(\frac{1}{2} - \frac{d_4}{2} \right) \quad (3.42)$$

Também substituindo-se (3.42) em (3.36), encontra-se a relação (3.43):

$$L = \frac{\Delta t}{\Delta i} V_{DC} \left(\frac{1}{2} - \frac{d_4}{2} \right) = \frac{d_4 T_S}{\Delta i} V_{DC} \left(\frac{1}{2} - \frac{d_4}{2} \right) = \frac{V_{DC}}{2 \Delta i f_S} d_4 (1 - d_4) \quad (3.43)$$

Com o objetivo de calcular a ondulação máxima de corrente na carga, adota-se a razão cíclica igual a 50%, obtendo assim a expressão (3.44).

$$L = \frac{V_{DC}}{8 \Delta i_{Max} f_S} \quad (3.44)$$

Com as análises das regiões de operação 1 e 2 foi possível perceber que a variação da corrente no indutor, representadas pelas equações (3.40) e (3.44), são idênticas. Assim, a ondulação de corrente que é aplicada à carga, pode ser calculada por intermédio dessas equações.

3.4 ANÁLISE DINÂMICA DO CONVERSOR

Esta seção do trabalho está destinada à análise dinâmica do sistema de controle do inversor NPCT-5N. A primeira dinâmica que é estudada menciona o controle de injeção de potência na rede. Uma vez que se escolheu controlar a corrente de saída do conversor para a injeção

de potência, é necessário o estudo da dinâmica desse sistema, que compreende o comportamento da corrente de saída do conversor em razão de sua variável de controle no domínio da frequência.

A segunda dinâmica estuda o comportamento da diferença das tensões nos capacitores de barramento. Uma vez que há cinco níveis de tensão na saída do conversor é preciso dividir o barramento em dois níveis de tensão para que eles possam ser aplicados separadamente à carga. Devido a algumas não idealidades dos circuitos de comando, como, por exemplo, atrasos nos pulsos de gatilho dos interruptores, pode ocorrer o desequilíbrio das tensões dos capacitores do barramento. Com o objetivo de evitar tal desequilíbrio, um sistema de controle para o equilíbrio das tensões individuais de cada capacitor do barramento foi implementado.

A terceira dinâmica a ser estudada é o algoritmo de PLL, responsável pelo sincronismo da corrente controlada pelo conversor com a tensão da rede elétrica de distribuição. Para isso, o algoritmo de PLL utiliza a tensão da rede e gera um sinal senoidal de referência sincronizada para o controlador da corrente.

O controle da tensão total do barramento não será apresentado, pois exige o estudo e implementação de uma técnica de MPPT, que não é o foco do trabalho.

3.4.1 Considerações gerais do controle dinâmico do conversor

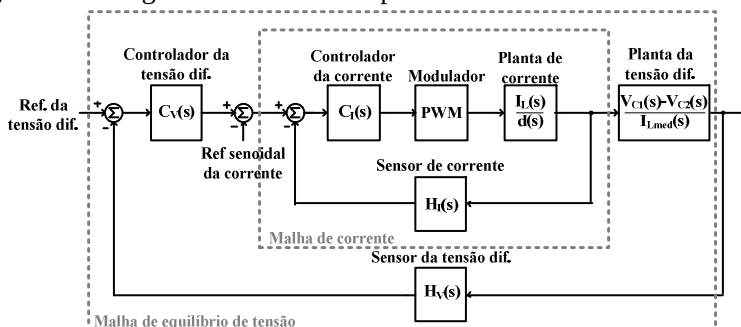
A partir da Figura 33 é possível ter uma visão geral do sistema de controle implementado neste trabalho. A malha interna de controle é responsável pela dinâmica da corrente injetada na rede. Esta malha contempla um controlador calculado para obter a dinâmica desejada, um modelo de planta que representa o ganho do modulador PWM, um modelo de planta da corrente de saída do conversor em função do ciclo de trabalho do conversor e, por fim, o ganho do sensor de corrente. Externamente à esta malha existe uma segunda malha de controle, que atua para regular a diferença de tensão entre os capacitores do barramento. Para o cálculo do controlador da malha de equilíbrio, considera-se que a malha interna tenha uma frequência de cruzamento por zero muito maior que a malha externa. Sendo assim, a malha interna responde mais rapidamente que a malha externa, o que torna possível simplificar o diagrama de blocos e facilitar o projeto da malha de equilíbrio. Como pode ser visto na Figura 34, que representa a simplificação adotada da malha de corrente, a malha interna foi substituída por um ganho, igual ao inverso do ganho do sensor de corrente da malha interna.

Nesta malha de controle é importante observar que um somador foi adicionado para somar a ação de controle da malha de equilíbrio com uma referência senoidal, uma vez que a ação de controle gerada pela malha de equilíbrio representa o valor médio da referência de corrente.

A referência senoidal da malha de corrente é criada a partir do algoritmo de PLL e do valor da amplitude de corrente desejada (definida pelo algoritmo de MPPT), como é mostrado na Figura 35. O PLL é responsável por gerar uma referência senoidal de amplitude unitária, que por sua vez está sincronizada com a rede elétrica de distribuição, tanto em fase quanto em frequência. Em aplicações fotovoltaicas a amplitude da corrente a ser controlada é obtida por meio de um algoritmo de MPPT, no entanto, neste trabalho será considerada constante.

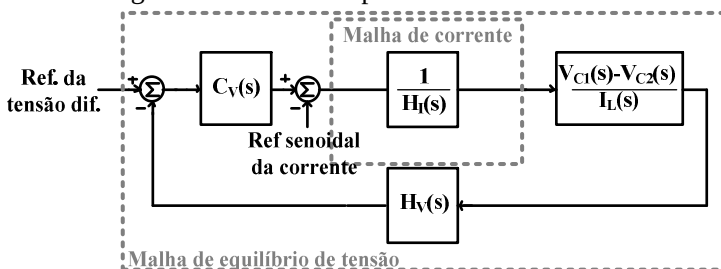
Na sequência são discutidas as estruturas de controle, bem como a modelagem de cada um de seus componentes.

Figura 33 – Diagrama de blocos completo do sistema de controle



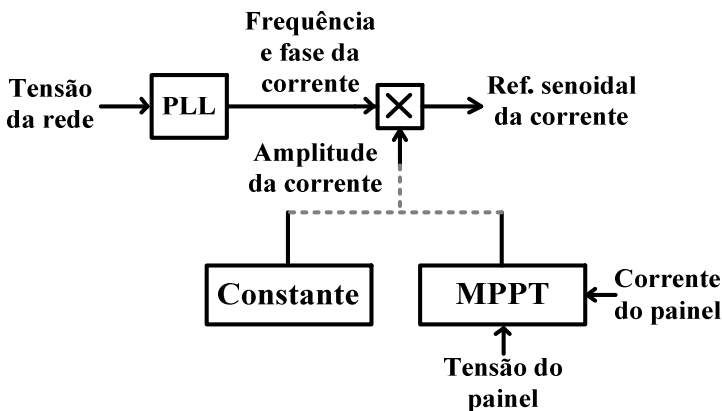
Fonte: Produção do próprio autor

Figura 34 – Diagrama de blocos simplificado do sistema de controle



Fonte: Produção do próprio autor

Figura 35 – Diagrama de blocos do sistema de geração da referência da corrente



Fonte: Produção do próprio autor

3.4.2 Estudo da estrutura de controle da corrente

Esta seção trata do modelamento da malha de controle da corrente de saída do inversor. Para este estudo é necessário obter um modelo para o comportamento da corrente de saída do inversor em função do ciclo de trabalho, para o modulador PWM e para o sensor de corrente, que são apresentados na ordem citada.

3.4.2.1 Modelagem da planta de corrente

Com o objetivo de fornecer energia elétrica para a rede de distribuição, duas variáveis do conversor podem ser controladas para garantir a injeção de potência, isto pode ser feito mediante o controle da tensão de saída do conversor ou pelo controle da corrente injetada à rede.

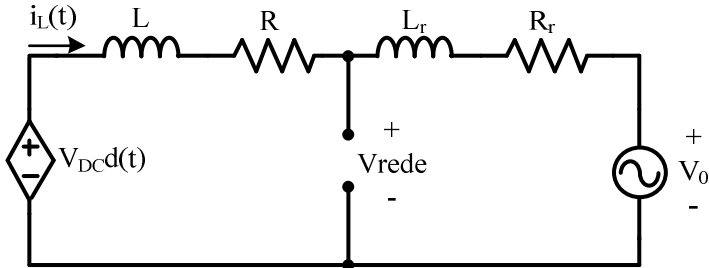
Considerando que o filtro de saída do conversor é um filtro indutivo puro, a saída do conversor terá características de fonte de corrente. Sendo assim, uma boa opção de injeção de potência à rede é o controle da corrente que é injetada.

Por se tratar de um inversor com saída em corrente, será feito o estudo dinâmico do comportamento da corrente de saída do conversor (corrente do indutor) em relação ao ciclo de trabalho do conversor.

A Figura 36 representa o circuito equivalente do conversor NPCT-5N para o estudo dinâmico da corrente do indutor. Nessa figura, L

foi considerado como o valor da indutância de saída do inversor, R a resistência série do indutor, L_r a indutância equivalente da rede elétrica e R_r a resistência equivalente da rede. Com esse circuito é possível calcular o comportamento da corrente de saída do indutor em virtude do ciclo de trabalho do inversor.

Figura 36 – Circuito equivalente para o estudo da dinâmica da corrente no indutor L



Fonte: Produção do próprio autor

Fazendo a análise de malha no circuito da Figura 36 é possível obter a equação (3.45).

$$V_{DC}d(t) = V_L + Ri_L(t) + V_{L_r} + R_r i_L(t) + V_0 \quad (3.45)$$

Reorganizando as variáveis obtém-se a equação (3.46), que é a representação da planta de tensão no domínio do tempo.

$$L \frac{di_L(t)}{dt} + Ri_L(t) + L_r \frac{di_L(t)}{dt} + R_r i_L = V_{DC}d(t) - V_0 \quad (3.46)$$

Fazendo a transformada de Laplace e rearranjando (3.46) obtém-se (3.47).

$$I_L(s) = \frac{V_{DC}D(s) - V_0}{(Ls + L_r s) + R + R_r} \quad (3.47)$$

Sabendo que V_0 oscila na frequência da rede (baixa frequência), considera-se que o mesmo seja um valor constante para o período de comutação (alta frequência), neste caso é possível desconsiderar sua

influência em (3.47). O resultado dessa simplificação pode ser visto em (3.48).

$$\frac{I_L(s)}{D(s)} = \frac{V_{DC}}{(L + L_r)s + R + R_r} \quad (3.48)$$

3.4.2.2 Modelagem do modulador PWM

Como foi explicado anteriormente na seção 3.1.1 o modulador compara um sinal contínuo no tempo com uma portadora em alta frequência e o resultado é um sinal booleano (0 ou 1) que aciona os interruptores do conversor. O objetivo do modulador PWM é transformar a amplitude de um sinal analógico em um percentual do tempo total de comutação, em que os sinais booleanos permanecem em 1. O quadro superior da Figura 37 mostra o sinal modulante, bem como o sinal modulador, enquanto o quadro inferior mostra o resultado da comparação destes sinais.

Considerando um sistema em que sua entrada é o sinal modulante e a saída é o tempo em que o sinal booleano permanece no nível lógico 1, é possível calcular a seguinte relação:

$$\frac{V_T}{A_C} = \frac{T_s}{t_a + t_b} \quad (3.49)$$

Onde t_a, t_b, T_s e V_T representam os intervalos de tempo mostrados na Figura 37. Considerando o ciclo de trabalho como o período de tempo em que a saída do modulador permanece em nível lógico alto durante um período de comutação, é possível calcular a seguinte relação:

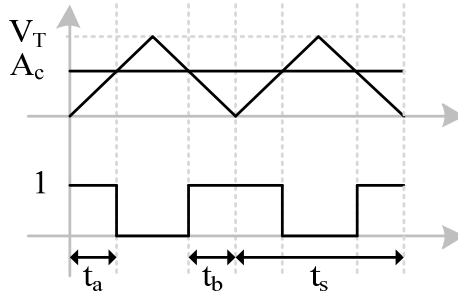
$$d = \frac{t_a + t_b}{T_s} \quad (3.50)$$

Substituindo (3.50) em (3.49) obtém-se o seguinte resultado:

$$\frac{d(s)}{A_c(s)} = \frac{1}{V_T} \quad (3.51)$$

A equação (3.51) mostra que o ganho do modulador PWM é constante e depende da amplitude da portadora (V_T).

Figura 37 – Comparação do modulador PWM



Fonte: Produção do próprio autor

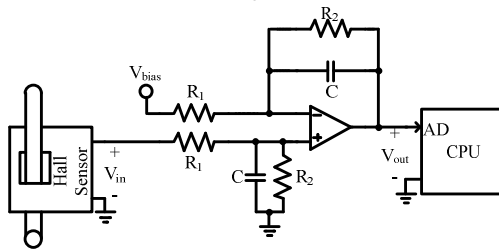
3.4.2.3 Modelagem do circuito de medição da corrente

Para o estudo da análise dinâmica do circuito do sensor de corrente de efeito Hall é apresentado o circuito equivalente na Figura 38. A eletrônica aplicada para o condicionamento do sinal do sensor de corrente é um filtro *Anti-aliasing*, o qual reduz os ruídos de alta frequência do sinal que se deseja fazer a aquisição, por isso seu comportamento no domínio da frequência deve ser considerado na modelagem da malha de controle.

Fazendo a análise nodal dos pontos A e B do circuito da Figura 38, obtém-se a seguinte equação para o nó A:

$$\frac{V_A - V_{Bias}}{R_1} + \frac{V_A - V_{out}}{R_2} + (V_A - V_{out})Cs = 0 \quad (3.52)$$

Figura 38 – Circuito de instrumentação do sensor de corrente



Fonte: Produção do próprio autor

Reorganizando (3.52) obtém-se:

$$V_A \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + Cs \right) = \frac{V_{bias}}{R_1} + \frac{V_{out}}{R_2} + V_{out}Cs \quad (3.53)$$

Fazendo a análise do nó B obtém-se:

$$\frac{V_B - V_{in}}{R_1} + \frac{V_B}{R_2} + V_B Cs = 0 \quad (3.54)$$

Reorganizando (3.54) obtém-se:

$$V_B \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + Cs \right) = \frac{V_{in}}{R_1} \quad (3.55)$$

Fazendo $V_A = V_B$ obtém-se a seguinte função de transferência.

$$\frac{V_{out}}{V_{in} - V_{bias}} = \frac{1}{\left(\frac{R_1}{R_2} + R_1 Cs \right)} = \frac{1/R_1 C}{\left(s + \frac{1}{R_2 C} \right)} \quad (3.56)$$

Onde V_{bias} é o valor médio da tensão medida pela CPU. Através da função de transferência obtida em (3.56) é possível concluir que a frequência de corte do filtro passa-baixa é dada por (3.57)

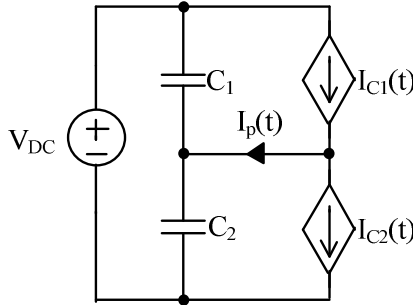
$$f_c = \frac{1}{2\pi R_2 C} \quad (3.57)$$

3.4.3 Estudo da estrutura de controle da malha de equilíbrio

Como já descrito anteriormente o conversor NPCT-5N sintetiza 5 níveis de tensão em sua saída. No entanto, os níveis intermediários de tensão como $V_{DC}/2$ e $-V_{DC}/2$ são conseguidos por meio da divisão do barramento total em duas partes sendo utilizados capacitores de barramento. A Figura 39 apresenta o circuito equivalente utilizado para a modelagem da malha de equilíbrio. Como o comportamento da razão cíclica do conversor se difere para cada uma das regiões de operação, é possível analisar separadamente cada região de operação do conversor e, no final, considerar apenas o comportamento médio do conversor em um

período da rede. Isto somente é possível de ser considerado em virtude da dinâmica da malha de equilíbrio ser ao menos dez vezes mais lenta que a dinâmica da malha de controle da corrente de saída.

Figura 39 – Circuito equivalente para a modelagem da planta de equilíbrio da tensão



Fonte: Produção do próprio autor

Por meio da Figura 39, é apresentada a variável de controle da tensão dos capacitores de barramento, sendo que a variação desta corrente permite fazer o controle da tensão dos capacitores de barramento. Sendo assim, observa-se que a diferença entre as correntes I_{C1} e I_{C2} dá origem a corrente $I_p(t)$. Como é representado em (3.58).

$$I_{C1}(t) - I_{C2}(t) = I_p(t) \quad (3.58)$$

A corrente que circula em um capacitor é definida por:

$$I_c = C \frac{dv}{dt} \quad (3.59)$$

Assim, substituindo (3.58) em (3.59), obtém-se:

$$C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} - C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} = I_p(t) \quad (3.60)$$

Considerando que o valor da capacitância C_1 é igual à C_2 e aplicando a transformada de Laplace, obtém-se:

$$V_{C1}(s) - V_{C2}(s) = \frac{I_P}{sC_1} \quad (3.61)$$

Assim, basta calcular o valor I_P médio em um período da rede e obter o comportamento da malha de controle. É importante ressaltar que I_P somente pode ser considerado constante em razão da banda da malha de equilíbrio da tensão ser dez vezes menor que a frequência da rede.

3.4.3.1 Primeira região de operação

Com o objetivo de deduzir a equação que modela o comportamento da diferença entre as tensões dos capacitores de entrada, utilizou-se o circuito equivalente da Figura 30. Por intermédio dessa figura é possível perceber que na terceira etapa de operação, instante em que o interruptor S_4 é comandado à condução, a corrente que circula entre um dos capacitores é numericamente igual à metade da corrente que circula pelo indutor de saída. Desse modo, é possível calcular o valor médio quase instantâneo das correntes I_{C1} e I_{C2} . Como é mostrado em (3.62).

$$\langle I_{C1}^{md} \rangle = -\langle I_{C2}^{md} \rangle = -\frac{1}{T_S} \int_{t_0}^{t_0 + d_4^{R1} T_S} \frac{I_L}{2} dt = -\frac{I_L}{2} d_4^{R1} \quad (3.62)$$

Dessa forma, o valor médio quase instantâneo de I_P , pode ser definido por (3.63).

$$\begin{aligned} \langle I_P \rangle_{R1} &= \langle I_{C1}^{md} \rangle - \langle I_{C2}^{md} \rangle = 2\langle I_{C1}^{md} \rangle = \frac{1}{T_S} \int_{t_0}^{t_0 + d_4^{R1} T_S} I_L dt = I_L d_4^{R1} \\ &= 2I_L A_c \end{aligned} \quad (3.63)$$

3.4.3.2 Segunda região de operação

O circuito equivalente da segunda região de operação é mostrado na Figura 31. Da mesma forma que foi analisada a primeira região de operação, deve-se analisar a segunda. Assim, no instante em que o interruptor S_4 está comandado ao bloqueio (primeira etapa de operação), a corrente do indutor é dividida entre o capacitor C_2 e o capacitor C_1 através da fonte de alimentação. Na terceira etapa de operação a corrente

circula pelo interruptor S_4 , fazendo com que não circule corrente pelos capacitores. Desse modo, pode-se obter o valor médio quase instantâneo das correntes I_{C1} e I_{C2} , como é mostrado em (3.64).

$$\langle I_{C1}^{md} \rangle = -\langle I_{C2}^{md} \rangle = \frac{1}{T_S} \int_{t_0}^{t_0 + d_4^{R2} T_S} \frac{I_L}{2} dt = \frac{I_L}{2} d_4^{R2} \quad (3.64)$$

Sendo assim, é possível calcular a relação do valor médio quase instantâneo de I_P através de (3.65).

$$\begin{aligned} \langle I_P \rangle_{R2} &= \langle I_{C1}^{md} \rangle - \langle I_{C2}^{md} \rangle = 2\langle I_{C1}^{md} \rangle = \frac{1}{T_S} \int_{t_0}^{t_0 + d_4^{R2} T_S} I_L dt = I_L d_4^{R2} \\ &= 2I_L \left(Ac - \frac{1}{2} \right) \end{aligned} \quad (3.65)$$

Tendo posse das equações (3.63) e (3.65) é possível calcular a média destes sinais para metade do período da rede, uma vez que o comportamento das regiões 1 e 2 é simétrico à 3 e 4.

$$I_{pMed} = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_1} \langle I_P \rangle_{R1} dt + \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_2} \langle I_P \rangle_{R2} dt + \frac{2}{T} \int_{t_2}^{t_3} \langle I_P \rangle_{R1} dt \quad (3.66)$$

Substituindo as equações (3.63) e (3.65) em (3.66), obtém-se o valor médio da corrente no ponto médio em meio ciclo da rede, como pode ser melhor visualizado em (3.67)

$$\begin{aligned} I_{pMed} &= I_L \left[\frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_1} -2Ac dt + \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_2} 2 \left(Ac - \frac{1}{2} \right) dt + \dots \right. \\ &\quad \left. + \frac{2}{T} \int_{t_2}^{t_3} -2Ac dt \right] \end{aligned} \quad (3.67)$$

Com a equação (3.67) é possível verificar que a variável I_{pMed} é igual à corrente de saída do conversor (I_L), ponderada por um ganho, que será aqui definido como K_{dif} . Assim, uma relação pode ser obtida e é demonstrada em (3.68).

$$I_{pMed} = I_L K_{dif} \quad (3.68)$$

Igualando as equações (3.67) e (3.68), obtém-se a seguinte relação:

$$K_{dif} = \left[\frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_1} 2Ac \, dt + \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_2} 2 \left(Ac - \frac{1}{2} \right) dt + \frac{2}{T} \int_{t_2}^{t_3} 2Ac \, dt \right] \quad (3.69)$$

Desconsiderando o nível médio da variável, Ação de Controle, é possível obter a relação (3.70):

$$K_{dif} = \frac{2 \cdot \left[2 \cdot m_a - \pi + 2 \cdot \arcsen \left(\frac{1}{2m_a} \right) \right]}{\pi} \quad (3.70)$$

Finalmente, substituindo (3.68) em (3.61), obtém-se a planta da malha de equilíbrio do conversor NPCT-5N. Como é mostrado em (3.71).

$$\frac{V_{C1}(s) - V_{C2}(s)}{I_L} = \frac{K_{dif}}{sC_1} \quad (3.71)$$

3.4.4 Estudo da estrutura de controle do sistema de sincronismo

A estrutura de PLL utilizada no sincronismo do conversor NPCT-5N aplica o conceito de funções ortogonais, bem como o conceito de filtros digitais, como é o caso do filtro de média móvel (OPPENHEIM, SCHAFER e BUCK, 1999). A partir desta estrutura é possível sincronizar a fase da referência de controle à tensão da rede. A estrutura do PLL que foi implementada também é capaz de rastrear e sincronizar a frequência da referência do controle de corrente, desde que a frequência da tensão da rede tenha uma pequena variação da sua frequência nominal. O diagrama de blocos da Figura 40 mostra a malha de controle completa do PLL. O objetivo dessa malha é sintetizar uma referência senoidal unitária ortogonal ao sinal de entrada do PLL, em condições de regime permanente. Para isso, é necessário estudar a definição de ortogonalidade entre funções.

3.4.4.1 Definição de ortogonalidade

Duas funções são ditas ortogonais se a integral do produto entre elas, limitadas a um período, for igual a zero. Como pode ser visto em (3.72).

$$\overline{u \cdot v} = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} u(t) \cdot v(t) dt = 0 \quad (3.72)$$

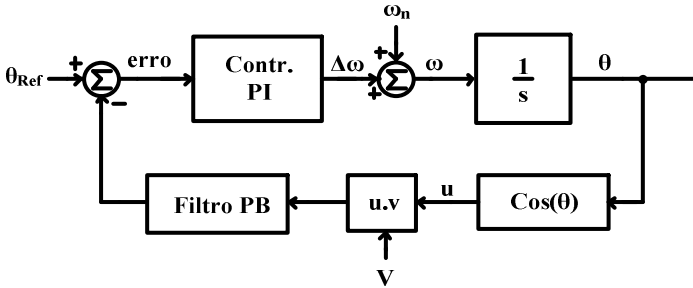
Considerando que o algoritmo de PLL será implementado digitalmente, a equação (3.72) pode ser escrita como mostra (3.73).

$$\overline{u \cdot v}(k) = \frac{1}{m\Delta} \sum_{i=1}^m u_{(k-i\Delta)} \cdot v_{(k-i\Delta)} = 0 \quad (3.73)$$

Sendo “ Δ ” o intervalo de amostragem, “ m ” o número de amostras por período, “ k ” o contador e “ i ” o indicador circular da média móvel. Dessa forma, a equação (3.73) pode ser entendida como a média móvel do produto dos dois sinais.

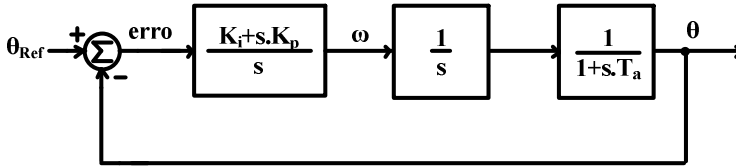
Com base nessa informação, na Figura 40 é possível ver como é aplicado o conceito anterior na estrutura PLL. Primeiramente, obtém-se a função em quadratura do ângulo “ θ ”, que neste caso é a função cosseno. Na sequência, faz-se o produto escalar da tensão da rede, com amplitude normalizada, pela função em quadratura calculada. Por fim, um filtro de média móvel completa o conceito de ortogonalidade. O sinal resultante do filtro de média móvel (filtro passa baixa) é comparado com uma referência nula, gerando assim um sinal de erro. A ação de controle gerada pelo controlador PI dá origem a uma variação da frequência de oscilação fundamental que será sincronizada. Essa ação de controle é somada com a frequência nominal da rede, dando origem à frequência fundamental. Tal valor deve ser previamente estabelecido, pois a faixa de correção da frequência que o controlador PI atua é reduzida. Por fim, o ângulo “ θ ” sincronizado com a rede é obtido por meio de uma simples integração da frequência “ ω ”.

Figura 40 – Diagrama de blocos do sistema de controle PLL



Fonte: Produção do próprio autor

Figura 41 – Diagrama de blocos do sistema de controle PLL simplificado



Fonte: Produção do próprio autor

Visando à implementação desse sistema de controle, criou-se um diagrama de blocos simplificado, que pode ser visto na Figura 41. Considerando que sua implementação será digital, é previsto o atraso do amostrador na malha de controle. Dessa forma, o modelo resultante será de terceira ordem. No entanto, observando que a frequência do polo referente à amostragem é muito maior que os dois primeiros polos citados, é possível desconsiderar a presença desse polo sem comprometer a dinâmica da malha de controle, o que torna a função de transferência de malha fechada, um sistema de segunda ordem, que é mostrado em (3.74).

$$H_{CL}(s) = \frac{k_p s + k_i}{s^2 + k_p s + k_i} \quad (3.74)$$

Através de (3.74) é possível fazer o projeto do controlador para obter o comportamento dinâmico desejado.

3.5 CONCLUSÃO

Nesta seção foram apresentadas as análises estática e dinâmica do conversor NPCT-5N. Na análise estática, foi apresentada uma modulação PWM híbrida, criada com o objetivo de reduzir as perdas por comutação, minimizar a circulação da corrente de modo comum, permitir ao inversor operar nos quatro quadrantes e inibir o aparecimento de níveis de tensão indesejados nas etapas de tempo morto. Na sequência, dividiu-se o funcionamento do conversor em quatro regiões de operação, o que tornou possível analisar separadamente cada etapa do conversor em cada região de operação, com isso foi possível criar circuitos equivalentes às regiões de operação, o que facilitou as análises apresentadas no decorrer da seção.

Analisado o funcionamento das regiões de operação, bem como suas etapas, e utilizando os circuitos equivalentes, foi possível equacionar os esforços de tensão e corrente em cada componente de potência do conversor. Onde foi possível constatar que os interruptores dos braços do ponto médio possuem um menor esforço de tensão, comparado aos interruptores dos braços principais. Além disso, a característica híbrida da modulação permite que sejam escolhidos interruptores que possuam menores perdas, de comutação para os braços que comutam em alta frequência e menores perdas de condução para os braços que comutam em baixa frequência. Ainda, em virtude de a concentração das perdas de condução e comutação serem maiores no braço principal, que comuta em alta frequência, é possível escolher interruptores que possuam tecnologia mais avançada, com reduzidas perdas de comutação e condução.

Na análise dinâmica do conversor foi apresentado o equacionamento das plantas do sistema de controle da corrente de saída do inversor, da malha de equilíbrio dos capacitores e do sistema de sincronismo com a rede. Um sistema de controle para a tensão total do barramento não foi apresentado neste trabalho, pois, em sistemas fotovoltaicos ele faz parte da estrutura de MPPT, que não é o foco deste trabalho.

4 PROJETO DO CONVERSOR

Nesta seção inicialmente são apresentados o projeto e a escolha dos componentes de potência: semicondutores, capacitores de barramento e o indutor do filtro de saída do conversor NPCT-5N. Para isso, utiliza-se o estudo feito na seção 3. Na segunda parte deste capítulo são projetados os compensadores do sistema de controle, incluindo o projeto do controlador da malha de corrente, controlador da malha de equilíbrio e controlador do PLL.

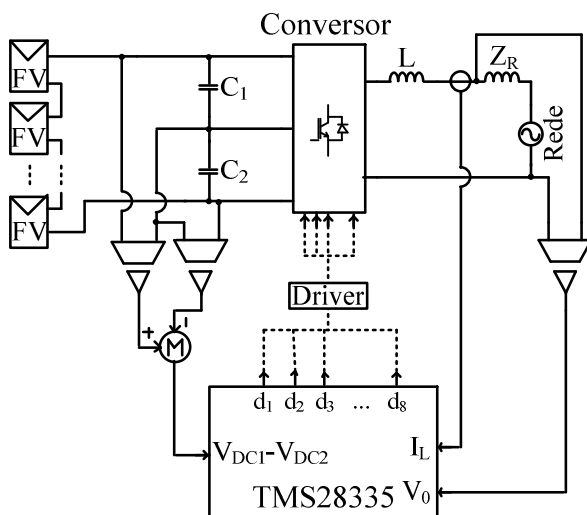
Na Figura 42 é apresentado um diagrama de blocos do protótipo construído. A partir dessa figura é possível verificar de que forma são feitas as conexões ao DSP TMS28335. O sensor de corrente utilizado é o LTSR 25-NP (sensor de efeito Hall), por meio dele é possível controlar a corrente injetada à rede. A medição da tensão de saída do inversor também é feita por meio de um circuito de instrumentação de alta impedância. O sinal da tensão de saída medido é utilizado no algoritmo PLL para gerar a defasagem da referência da corrente a ser controlada. Por fim, a diferença entre as tensões dos capacitores C_1 e C_2 é medida, como mostra a Figura 42. As aquisições são feitas pelo DSP, onde são processadas, e por intermédio das leis de controle são gerados os pulsos de acionamento dos interruptores, os quais são enviados aos circuitos de acionamento dos interruptores.

A Figura 43 apresenta a visão superior do protótipo construído, onde é possível observar os componentes de potência utilizados. Na Figura 44, que mostra a vista lateral do protótipo, é possível observar o posicionamento dos semicondutores de potência e dos capacitores de barramento. Para facilitar a visualização, estes componentes foram enumerados, sendo apresentada a lista dos componentes na sequência:

- 1 *Drivers*,
- 2 Indutor do filtro,
- 3 Capacitores de barramento,
- 4 Fonte auxiliar,
- 5 Fontes dos *drivers*,
- 6 Dissipadores e interruptores de potência.

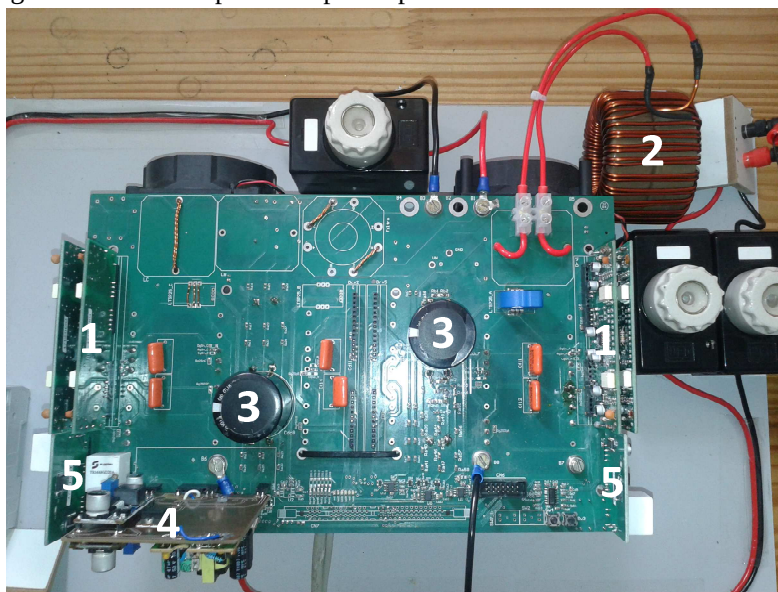
O protótipo desenvolvido foi criado para transferência de potência ativa à rede por meio do processamento da energia solar fotovoltaica. No entanto, em razão da indisponibilidade dos módulos solares no laboratório, optou-se por alimentar o protótipo com uma fonte de tensão isolada.

Figura 42 – Diagrama de ligação do protótipo



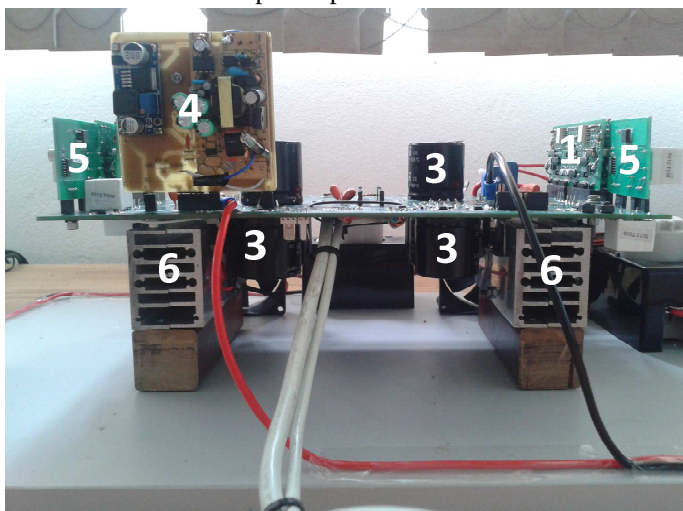
Fonte: Produção do próprio autor

Figura 43 – Vista superior do protótipo construído



Fonte: Produção do próprio autor

Figura 44 – Vista lateral do protótipo construído



Fonte: Produção do próprio autor

4.1 MEMORIAL DE CÁLCULO DO PROTÓTIPO

Com o objetivo de projetar os componentes de potência utilizados no protótipo, criaram-se algumas especificações de projeto que são mostradas na Tabela 9. A partir dessas especificações é possível calcular os esforços de tensão e de corrente nos semicondutores, tornando possível selecioná-los adequadamente. São mostrados também os cálculos dos esforços dos capacitores de barramento e do indutor de saída.

Tabela 9 – Especificações de projeto do conversor

Parâmetro	Valor
Potência de saída do conversor	3 kW
Tensão eficaz da rede	220 V
Tensão de entrada	360 V
Frequência de comutação	40 kHz
Ondulação máxima da tensão nos capacitores de barramento	5%
Ondulação máxima da corrente no indutor de saída	10%

Fonte: Produção do próprio autor

4.1.1 Indutor

A escolha do valor da indutância do filtro de saída foi realizada a partir da especificação da máxima ondulação da corrente de saída. Como já estudado na seção 3.2, o comportamento do inversor NPCT-5N é descrito para cada etapa de operação através de um circuito equivalente. A partir deste estudo é possível calcular o valor da indutância do filtro de saída com base na ondulação de corrente desejada, conforme a expressão (3.44).

Com base na Tabela 9 é possível calcular a ondulação máxima de corrente como segue:

$$\Delta i_{Max} = \Delta i_{Max\%} \cdot \frac{P_0}{V_0} = \frac{10}{100} \cdot \frac{3 \cdot 10^3}{220} = 1,36 \text{ A} \quad (4.1)$$

Onde: $\Delta i_{Max\%}$ é o percentual do valor RMS da corrente de saída desejada, P_0 é a potência de saída nominal do conversor e V_{Rede} é o valor RMS da tensão de saída do conversor. Assim, é possível calcular o valor da indutância necessária para uma ondulação de 1,36 A, como mostrado em (4.2).

$$L = \frac{V_{DC}}{8 \Delta i_{Max} f_s} = \frac{360}{8 \cdot 1,36 \cdot 40020} = 826 \mu H \quad (4.2)$$

Em razão da disponibilidade em laboratório, foi escolhido um indutor de 890 μH e resistência série medida de 0,1 Ω . Assim, a ondulação máxima da corrente de saída do conversor pode ser recalculada, como é mostrado a seguir:

$$\Delta i_{Max} = \frac{V_{DC}}{8 L f_s} = \frac{360}{8 \cdot 890 \mu \cdot 40020} = 1,26 \text{ A} \quad (4.3)$$

4.1.2 Capacitores de barramento

Como já foi abordado em 3.3.3.2, a metodologia usada para o projeto dos capacitores de barramento foi a ondulação máxima da tensão em cada um dos capacitores e para a tensão total, sendo assim, o valor do capacitor escolhido deve ser maior do que o valor obtido pela equação (3.27) e (3.35). Para resolver esta equação, considera-se que o conversor

será conectado à rede elétrica, fornecendo energia à rede com fator de potência unitário. Dessa forma, a ação de controle e a corrente de saída do indutor podem ser relacionadas por (4.4). Essa equação pode ser deduzida a partir da somatória das tensões do circuito, conforme Figura 36.

$$A_c(t) = \frac{I_L(t)R + V_0(t)}{V_{DC}} \quad (4.4)$$

Em (4.4) desconsiderou-se a tensão dos indutores (L e L_r), pois em regime permanente o valor médio deles ao término de um período de comutação é nulo. Sendo a frequência de comutação do conversor múltipla da frequência da rede, a contribuição da tensão dos indutores se mantém igual a zero. Também desconsiderou-se a resistência da rede de distribuição em virtude do pequeno impacto que a utilização deste parâmetro causa no resultado final da equação.

Considerando que a corrente de saída e ação de controle estejam em fase é possível encontrar o índice de modulação em razão da corrente de saída. É importante ressaltar que somente é possível considerar nula a defasagem entre a ação de controle e a corrente de saída, devido ao valor do indutor ser pequeno, o que é típico para inversores multiníveis com elevada frequência de comutação. Sendo assim, uma vez que a variável ação de controle representa o índice de modulação no instante em que a mesma está no ponto máximo da senoide, obtém-se (4.5).

$$m_a = \frac{I_{Lp}R + V_{0p}}{V_{DC}} \quad (4.5)$$

Para calcular o índice de modulação, considera-se a resistência do indutor utilizado ($0,1 \, \Omega$), também é necessário calcular o valor máximo da corrente (I_{Lp}), com o conversor operando em potência nominal. Como pode ser visto em (4.6).

$$I_{Lp} = \frac{P_{nom}}{V_0} \sqrt{2} = \frac{3 \cdot 10^3}{220} \sqrt{2} = 19,3 \, A \quad (4.6)$$

Calculando o índice de modulação definido por (4.5), obtém-se:

$$m_a = \frac{I_{Lp}R + V_{0p}}{V_{DC}} = \frac{19,3 \cdot 0,1 + 311}{360} = 0,87 \quad (4.7)$$

Por fim calculam-se os ângulos θ_1 e θ_2 , tendo como base as equações (3.9) e (3.10):

$$\theta_1 = \text{asin}\left(\frac{1}{2m_a}\right) = \text{asin}\left(\frac{1}{2 \cdot 0,87}\right) = 0,61 \text{ rad} = 34,95^\circ \quad (4.8)$$

$$\theta_2 = \pi - \theta_1 = 3,1415 - 0,61 = 2,53 \text{ rad} = 144,95^\circ \quad (4.9)$$

4.1.2.1 Cálculo do valor da capacitância do barramento

De posse desses resultados é possível calcular o valor da capacitância necessária para que se tenha uma ondulação individual máxima de 5%, como especificado na Tabela 9, utilizando a equação (3.30). A mesma foi resolvida por meio da utilização de ferramentas de soluções numéricas. O resultado pode ser visto em (4.10).

$$C_x = \frac{1}{\Delta V_{Cx}} \int_{t_1}^{t_2} I_{L(t)} [1 - A_{C(t)}] dt = 1,120 \text{ mF} \quad (4.10)$$

Uma vez que a corrente I_{PV} varia de acordo com a radiação solar e também com a carga do conversor e, considerando que a ondulação máxima do barramento total depende desse valor, considerou-se que o inversor está operando no *Maximum Power Point* (MPP) e na condição de maior irradiação (1000 W/m^2) e menor temperatura (25°C) prevista pela folha de dados do painel (*Sunmodule SW130 poly*). Dessa maneira $I_{PV} = 7,3 \text{ A}$. Considerando a mesma ondulação de 5% para o barramento total é possível realizar o cálculo da capacitância total do barramento, como segue:

$$C_{eq} = \frac{I_{PV}}{\Delta v_C \cdot 2\pi \cdot f} = \frac{7,3}{5\% \cdot 360 \cdot 2\pi \cdot 60} = 1,07 \text{ mF} \quad (4.11)$$

Sendo:

$$C_x = 2 \cdot C_{eq} = 2,15 \text{ mF} \quad (4.12)$$

Em resumo o capacitor escolhido através do método de ondulação de tensão individual do barramento é $C_x = 1,12$ mF, enquanto que, para o método de ondulação da tensão total do barramento, o capacitor escolhido é $C_x = 2,14$ mF. De acordo com esses resultados, o capacitor escolhido para compor o barramento de entrada, deve ser maior que 2,14 mF, para que, em aplicações fotovoltaicas, o inversor obtenha uma ondulação da tensão total e individual menor que 5%. No entanto, devido a indisponibilidade dos módulos fotovoltaicos, os ensaios no protótipo serão conduzidos com uma fonte de tensão ao invés dos módulos, o que permite a utilização de capacitores menores, uma vez que a tensão total do barramento pode ser fixada pela fonte de alimentação. Devido à disponibilidade de componentes em laboratório, foi escolhido o capacitor EETUQ2E821HJ para compor os capacitores do barramento. Este possui capacitância de 820 μ F, tensão de isolamento de 250 V e seu limite de corrente eficaz é 2,77 A à 85°C. Assim, a ondulação individual resultante da escolha deste novo capacitor é aproximadamente 24,6 V, o que significa uma ondulação de 6,8% da tensão do barramento. Este valor é aceitável para a construção do protótipo.

4.1.2.2 Cálculo do valor eficaz da corrente do capacitor

A partir do estudo que foi apresentado na seção 3.3.3.1 e dos resultados das equações (4.6), (4.7), (4.8) e (4.9) é possível calcular o valor eficaz da corrente dos capacitores de barramento e avaliar a possibilidade de utilização dos capacitores escolhidos.

Substituindo (3.24) e (3.25) em (3.26) obtém-se (4.13).

$$I_{Cx}^{ef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\int_0^{\theta_1} \left(\frac{I_L(\theta)}{2} \sqrt{2A_c(\theta)} \right)^2 d\theta + \dots + \int_{\theta_1}^{\theta_2} \left(\frac{I_L(\theta)}{2} \sqrt{2(1 - A_c(\theta))} \right)^2 d\theta + \dots + \int_{\theta_2}^{\pi} \left(\frac{I_L(\theta)}{2} \sqrt{2A_c(\theta)} \right)^2 d\theta \right)} \quad (4.13)$$

$$= 4,728 \text{ A}$$

Resolvendo a equação (4.13), obtém-se o valor eficaz da corrente dos capacitores de barramento sobre condições nominais. No entanto, como visto anteriormente, o valor máximo da corrente suportada pelo

capacitor escolhido é 2,77 A, sendo necessária uma associação, evitando a redução da sua vida útil. A solução adotada compreende a associação paralela dos capacitores de barramento, sendo ainda necessário associar outros dois capacitores, de mesma especificação, em série, de modo a manter o valor da capacitância em 820 μ F e a tensão de isolamento de 500 V.

4.1.3 Dimensionamento dos semicondutores

Nesta seção é apresentado o cálculo dos esforços nos semicondutores presentes no conversor NPCT-5N. Assim, tornar-se possível dimensioná-los. Para isso, é utilizado o estudo apresentado na seção 3.3.

4.1.3.1 Esforços de corrente nos semicondutores

Fazendo uso das equações (3.15), (3.17), (3.19) e (3.22) é possível calcular o valor médio da corrente dos interruptores S_1 , S_5 , S_2 e S_7 respectivamente. Enquanto, fazendo uso das equações (3.16), (3.18), (3.20) e (3.22) é possível calcular o valor eficaz da corrente desses interruptores. Os resultados dessas equações podem ser vistos na Tabela 10.

Tabela 10 – Esforços de corrente nos semicondutores

Semicondutor	Valor médio (A)	Valor eficaz (A)
S_1 e S_3	5,02	9,20
S_2 e S_4	3,36	7,26
S_5 , S_6 , D_5 e D_6	1,12	2,90
S_7 , S_8 , D_7 e D_8	2,78	6,35

Fonte: Produção do próprio autor

Da mesma forma que os interruptores S_1 , S_4 , S_5 e S_7 entram em condução no semiciclo positivo da senoide de referência, os interruptores S_3 , S_2 , S_6 e S_7 entram em condução no semiciclo negativo. Levando em consideração que há uma simetria na condução da corrente nesses dois semiciclos, é possível considerar os esforços de corrente iguais entre os interruptores S_1 e S_3 , S_2 e S_4 , S_5 e S_6 e, por fim, S_7 e S_8 .

4.1.3.2 Esforços de tensão nos semicondutores

Na seção 3.3.1 foram estudados os esforços de tensão nos semicondutores de potência, onde foi possível concluir que a máxima tensão de bloqueio dos semicondutores que compõem o braço principal é resultado da tensão máxima do barramento total, ou seja $V_{DC} = 360 \text{ V}$, enquanto, no braço do ponto médio a tensão máxima é definida como metade da tensão do barramento (180 V). No entanto, em virtude da ondulação de tensão dos capacitores de barramento, a tensão máxima dos interruptores do ponto médio deve ser calculada conforme mostrado em (4.14).

$$V_{Sx}^{Max} = \frac{V_{DC}^{Max}}{2} + \frac{\Delta V_{C_{1/2}}}{2} = \frac{360}{2} + \frac{24,6}{2} = 192,3 \text{ V} \quad (4.14)$$

Com base nos estudos feitos neste trabalho é possível escolher os semicondutores que serão utilizados no protótipo construído. Reiterando que o conversor NPCT-5N é composto por dois braços do *NPC T-Type*, sendo que um dos braços comuta em alta frequência e o outro comuta em baixa frequência. A partir desta afirmação é possível escolher semicondutores diferentes para compor cada um desses braços, visando melhorar a eficiência do conversor, atuando nas perdas de comutação do braço que comuta em alta frequência e nas perdas de condução do braço que comuta em baixa frequência.

O braço que comuta em baixa frequência pode ser composto por interruptores mais lentos, os quais, por sua vez, possuem maiores perdas de comutação, mas que tenham menores perdas de condução. Outra conclusão que se pode chegar é que os interruptores que compõem o braço do ponto médio possuem esforços de tensão menores que os interruptores do braço principal. Isso permite a aplicação de semicondutores com menor tensão de bloqueio, que possuem menores perdas, comparados aos interruptores com maior tensão de bloqueio. A terceira e última conclusão que se pode obter é o fato de a tensão de barramento ser totalmente aplicada à carga, tanto no semiciclo positivo quanto no negativo. Este fato se justifica em virtude da característica em ponte do conversor, onde a carga é conectada entre os braços do *NPC T-Type*. Por isso, duas vantagens devem ser destacadas: a primeira delas é a redução da tensão de barramento para injeção de potência à rede. Uma vez escolhido o nível de tensão da rede de distribuição que se deseja injetar potência, o nível de tensão aplicada pelo barramento, é maior que a tensão da rede. No caso

do inversor *NPC T-Type* meia ponte apenas metade da tensão do barramento pode ser aplicada em sua saída. Por isso, comparado com o inversor *NPC T-Type* em meia ponte é possível conseguir uma redução na tensão do barramento para aplicação de um mesmo nível de tensão da rede. Este comportamento é uma vantagem em aplicações fotovoltaicas, onde são necessários muitos módulos em série para compor o barramento de entrada, visando à injeção de potência à rede.

A segunda vantagem é a utilização de semicondutores que possuem tensão de bloqueio menor. Estes interruptores, em sua maioria, apresentam menores perdas de condução, quando comparadas aos interruptores de maior tensão de bloqueio.

Para o protótipo foram escolhidos os IGBTs do fabricante *International Rectifier* de modelo IRGP50B60PD1. Os componentes são sobredimensionados em relação aos esforços discutidos nesta mesma seção. No entanto, estes componentes foram utilizados devido à disponibilidade do laboratório.

4.2 CÁLCULO DOS CONTROLADORES

Esta seção destina-se ao cálculo das malhas de controle estudadas na seção 3.4 e de seus respectivos controladores. O sistema de controle do protótipo foi implementado no DSP TMS28335 fabricado pela Texas Instruments. Desta forma, o projeto dos compensadores do sistema de controle deve considerar os atrasos provenientes da amostragem dos sistemas discretos. Para isso, é preciso fazer uso de técnicas de projeto de sistemas digitais.

4.2.1 Transformada bilinear Tustin e projeto do controlador no plano W

Para tornar possível o projeto do controlador em tempo discreto é preciso considerar os tempos de amostragem na planta do sistema de controle. Primeiramente, é feita a representação do modulador PWM considerando os atrasos provenientes da amostragem do sistema discreto, para isso utiliza-se (4.15).

$$G_{ZOH}(s) = \frac{1 - e^{-sT_a}}{s} G(s) \quad (4.15)$$

Sendo que T_a representa o período de amostragem. A representação do sistema de controle em tempo discreto pode ser aproximada pela transformada Z da função de transferência da planta em malha aberta, que é multiplicada pela função de transferência do retentor de ordem zero, como é apresentado em (4.16).

$$G(Z) = Z[G_{ZOH}(s)G(s)] \quad (4.16)$$

As técnicas de controle aplicadas ao plano Z são distintas das aplicadas ao plano s, o que torna o projeto dos controladores mais complexo. Assim, para facilitar seu projeto, utilizou-se o método de transformação Tustin, que converte as funções de transferências do plano Z para o plano W, permitindo que o projeto dos controladores seja realizado com as mesmas técnicas aplicadas ao plano s. A transformada Tustin é obtida por meio da substituição da variável Z por (4.17).

$$Z = \frac{1 + \frac{T_a}{2} w}{1 - \frac{T_a}{2} w} \quad (4.17)$$

Uma vez representada a planta que se deseja controlar no plano W, procede-se o projeto do controlador. Este pode ser realizado por intermédio de métodos, como: lugar das raízes ou utilizando o diagrama de Bode. Após realizar o cálculo do controlador no plano W, deve-se convertê-lo novamente para o plano Z. Para isso, substitui-se a variável W por (4.18).

$$W = \frac{2 Z - 1}{T_a Z + 1} \quad (4.18)$$

O resultado do controlador obtido no plano Z é descrito em forma de equação a diferenças. Dessa forma, pode-se implementar o controlador em uma plataforma digital.

4.2.2 Cálculo do compensador da corrente de saída do conversor

A seção que se apresenta destina-se ao cálculo do controlador da malha de corrente de saída do inversor. Para isso, primeiramente é mostrado o cálculo das plantas que fazem parte da malha de controle interna: planta de corrente, planta do modulador PWM e o ganho do

sensor de corrente, que são estudadas na seção 3.4.2. Com estes resultados é possível obter a FTMA do sistema de controle da corrente e aplicando o processo de digitalização e transformada Tustin é possível obter sua representação no plano W. Assim, após o cálculo do controlador de corrente no plano W, aplica-se novamente a transformada bilinear Tustin e o resultado é a função de transferência do controlador de corrente representado no plano Z, o que torna possível a implementação em sistemas digitais.

4.2.2.1 Cálculo das plantas do sistema de controle da corrente de saída do inversor

Observando o estudo da planta da corrente de saída realizada na seção 3.4.2.1, pode-se calcular a função de sua transferência, como pode ser visto em (4.19).

$$\frac{I_L(s)}{D(s)} = \frac{V_{DC}}{(L + L_R)s + R + R_R} = \frac{360}{(826 \cdot 10^{-6})s + 0,1} \quad (4.19)$$

Em (4.19) foi desconsiderada a impedância da rede, por esse motivo, é realizada uma análise de seu impacto no sistema de controle da corrente de saída.

Com o objetivo de validar o equacionamento da planta da corrente em função do ciclo de trabalho do inversor, foi realizada uma simulação em que foi possível comparar o diagrama de Bode da planta calculada com o diagrama de Bode das variações de pequenos sinais do circuito simulado. O resultado pode ser observado na Figura 45.

Por meio da Figura 45, foi possível validar o equacionamento da planta de corrente, uma vez que as curvas dos diagramas de Bode do circuito simulado e da planta calculada, sobrepuseram-se, tanto na representação da fase quanto em seu ganho. Contudo, uma pequena variação da fase é percebida a partir de 1.000 Hz. Essa diferença entre os gráficos ocorreu pela dificuldade que o circuito simulado possui de representar frequências muito próximas da frequência de comutação do circuito.

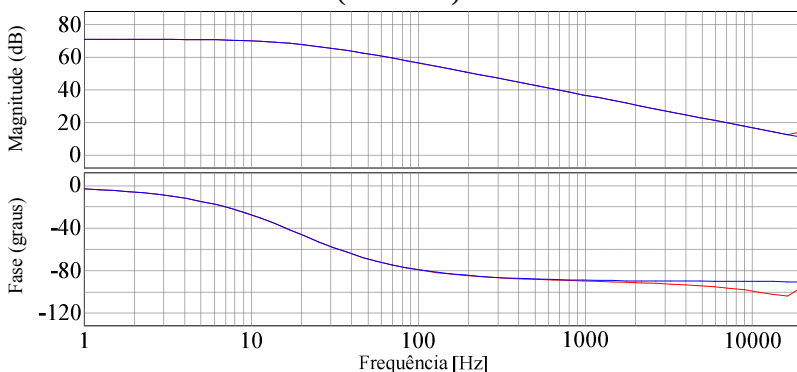
Devido à utilização de um filtro de *anti-aliasing* sintonizado próximo da metade da frequência de comutação do conversor, é necessário considerar a sua dinâmica no controle da corrente de saída. O estudo do ganho do sensor de corrente é apresentado na seção 3.4.2.3 e pode ser calculado por (4.20). Onde $R_1=10 \text{ k}\Omega$, $R_2=15 \text{ k}\Omega$ e $C=330 \text{ pF}$.

$$\frac{V_{out}}{V_{in} - V_{bias}} = \frac{1}{\left(\frac{R_1}{R_2} + R_1 C s\right)} = \frac{1}{(3,3 \cdot 10^{-6} \cdot s + 0,66)} \quad (4.20)$$

Por fim, é apresentado o cálculo da planta do modulador PWM, que, na seção 3.4.2.2 é representado por (3.51), onde V_T corresponde à amplitude das portadoras. Como é mostrado em (4.21) o valor arbitrado para V_T é 0,5.

$$\frac{d(s)}{A_c(s)} = \frac{1}{V_T} = \frac{1}{0,5} = 2 \quad (4.21)$$

Figura 45 – Diagrama de Bode para validação da planta de corrente no domínio da frequência: modelo de planta deduzido (azul), circuito simulado (vermelho).



Fonte: Produção do próprio autor

Com os ganhos das plantas do sistema de controle da corrente é possível calcular a função de transferência em malha aberta e aplicar as transformadas mostradas na seção 4.2.1, obtendo a representação da função de transferência em malha aberta no plano W. Como é mostrado em (4.22).

$$G_{ma}(W) = \frac{-0,11417 \cdot (W + 129,7 \cdot 10^3) \cdot (W - 80,04 \cdot 10^3)}{(W + 79,02 \cdot 10^3) \cdot (W + 111,1)} \quad (4.22)$$

Por meio da equação (4.22) é possível observar a existência de um zero no semiplano direito na FTMA do sistema de controle da corrente. Isto ocorre em virtude da inclusão do atraso de amostragem do retentor de ordem zero à planta.

4.2.2.2 Cálculo do controlador de corrente

Feito o cálculo da FTMA do sistema de controle da corrente do conversor é possível calcular um compensador que tem como objetivo adequar o comportamento do sistema de controle a algumas especificações.

O controlador foi projetado para manter uma margem de fase de 50° , banda passante 10 vezes menor que a frequência de amostragem (4 kHz) e conseguir o menor atraso possível entre a fase da corrente de saída sintetizada e a tensão da rede de distribuição. Para isso, fez-se uso de um controlador ressonante, onde um polo ressonante é aplicado na frequência que se deseja reproduzir (frequência da rede elétrica 60 Hz). Esse controlador foi escolhido com o objetivo de melhorar o fator de potência do inversor e se aproximar ao máximo do fator de potência unitário.

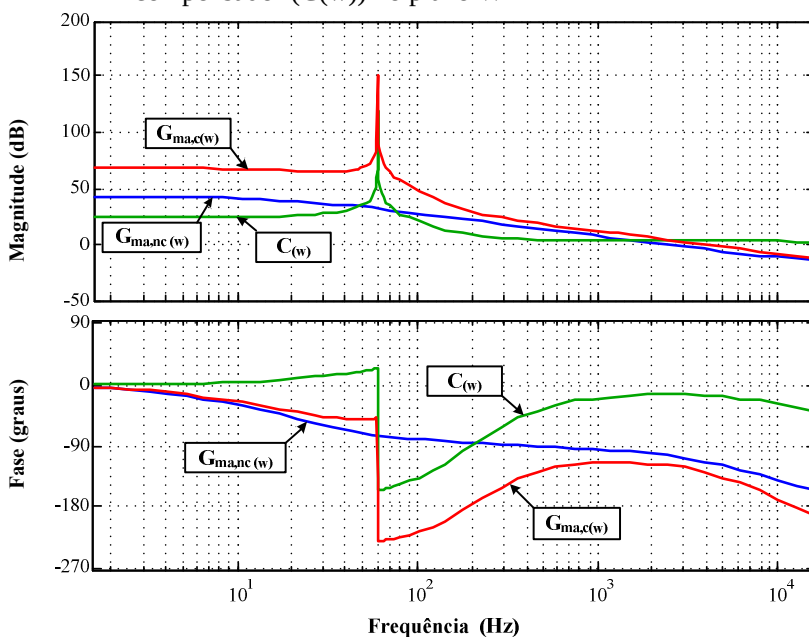
Para o projeto do controlador utilizou-se a ferramenta de projeto e análise de controle, Sisotool/Matlab.

O controlador ressonante é constituído de dois polos complexos conjugados na frequência de 60Hz, com amortecimento de $0,1 \cdot 10^{-6}$. Isso faz com que a margem de fase para os componentes de alta frequência seja prejudicada em virtude da utilização de dois polos posicionados na frequência de 60 Hz, por isso faz-se necessário a utilização de dois zeros também complexos conjugados, que são localizados em 200 Hz, com amortecimento de 0,7. Por fim, um polo em alta frequência é adicionado (20 kHz). Este último polo não contribui significativamente para a dinâmica do sistema, porém, em malha fechada este polo acrescenta atenuação nas altas frequências. O controlador utilizado é apresentado em (4.23).

$$G_{C(z)} = \frac{1,041z^3 - 0,9949z^2 - 1,04z + 0,9959}{z^3 - 1,778z^2 + 0,5564z + 0,2218} \quad (4.23)$$

A Figura 46 mostra o diagrama de bode da FTMA do sistema de controle da corrente sem compensador $G_{ma,nc}(w)$, com compensador $G_{ma,c}(w)$ e a função de transferência do compensador calculado $C(w)$. O resultado da aplicação do controlador é uma FTMA com ganho de 67 dB para baixas frequências, ganho de 150 dB na frequência de 60 Hz, banda passante de 3,97 kHz, com atenuação de 20 dB/dec e margem de fase de 51°.

Figura 46 – Diagrama de Bode da planta do sistema de controle da corrente em malha aberta sem compensação ($G_{ma,nc}(w)$), da planta em malha aberta compensada ($G_{ma,c}(w)$) e da planta do compensador ($C(w)$) no plano W



Fonte: Produção do próprio autor

O controlador, como se apresenta, possui ganho de 150 dB em sua frequência de ressonância (60 Hz). É previsto em norma que essa frequência da rede pode variar, como já foi mostrado em 2.1.1, nestes casos é necessário que seja feito um estudo para reduzir o amortecimento dos polos ressonantes do controlador, para que o ganho nas frequências

vizinhas a 60 Hz também possam elevado ganho, permitindo, assim, que o controlador ressonante mantenha seu funcionamento sob condições de pequenas variações na frequência da rede. A consequência para se aumentar o amortecimento dos polos ressonantes é a diminuição do ganho na frequência de ressonância. Sendo assim, é preciso calcular um valor para o amortecimento, em que as frequências vizinhas a 60 Hz possam ter um alto ganho, mas, ao mesmo tempo, é preciso manter o ganho da frequência nominal em um valor adequado.

4.2.2.3 Análise da variação dos parâmetros da rede

Os parâmetros da rede são, muitas vezes, de difícil estimativa. Como estudado na seção 3.4.2.1, os parâmetros de conexão com a rede interferem diretamente no ganho da planta de controle da corrente de saída do inversor. Por isso, é importante o estudo das possíveis variações desses parâmetros. Na Figura 47 é mostrada a função de transferência em malha aberta do sistema de controle da corrente de saída já compensado. Para isso, desconsiderou-se a resistência da rede, neste primeiro estudo, e variou-se apenas o valor da indutância da rede. Os valores de indutância escolhidos para a análise foram arbitrados de forma a observar a tendência de mudança da planta em malha aberta. Na primeira curva considerou-se o valor da indutância da rede, nula. A segunda curva que foi criada considerou o valor da indutância igual a 100 μH e a terceira comparação considerou este valor igual a 500 μH .

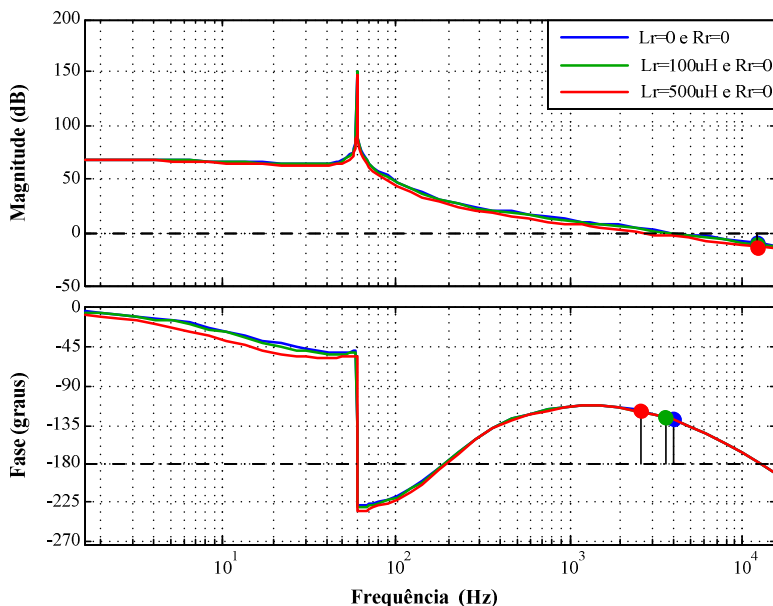
O resultado desta comparação mostra que para estas variações da indutância da rede o controlador se mantém estável. Sendo que, no primeiro caso a banda passante para a qual o controlador foi projetado é de 3,9 kHz, com margem de fase 51°. Enquanto que para o terceiro caso em que o maior valor de indutância foi considerado, o sistema de controle da corrente resultou em uma margem de fase de 61° com banda passante de 2,56 kHz. Sendo assim, com a variação do parâmetro da rede comercial o controlador permaneceu estável. Porém, a banda de passagem do controle foi reduzida.

O segundo parâmetro a ser estudado é a resistência série da rede. Neste estudo desconsiderou-se a indutância da rede e arbitraram-se alguns valores diferentes para o valor da resistência da rede, com o objetivo de verificar qual é o impacto que a adição do resistor série da rede causa no sistema de controle da corrente de saída do inversor. A Figura 48 mostra o diagrama de Bode da malha de corrente, já compensada, do sistema de controle da corrente de saída. Foram utilizados três valores para a

resistência da rede. Na primeira considerou-se a resistência da rede nula, dessa forma, é possível observar o diagrama de Bode do sistema de controle, como foi projetado. No segundo e terceiro teste acrescentou-se um resistor de 0,5 e 1,0 Ohm, respectivamente. Com esse estudo é possível constatar que com o acréscimo de resistência o polo dominante da planta de corrente é distanciado da origem, isso reduz o ganho da FTMA para as baixas frequências, como pode ser visto na Figura 48.

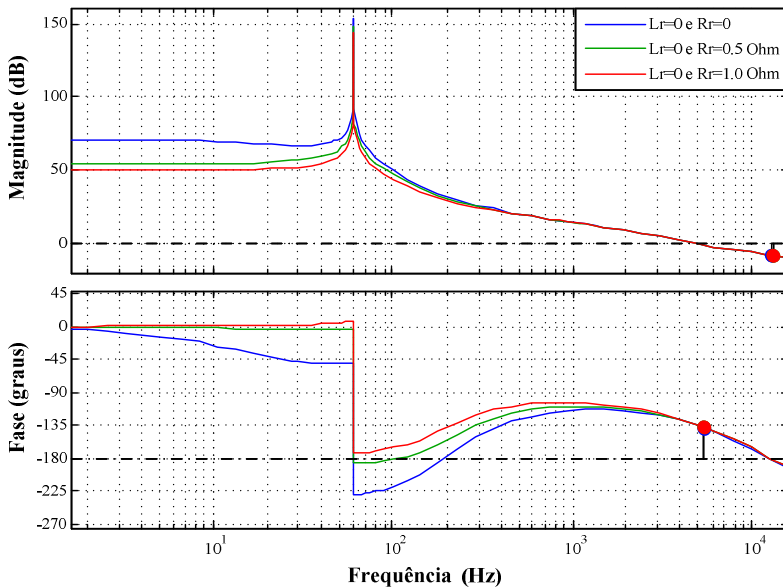
Para o gráfico em que se desconsiderou a resistência da rede, a FTMA mostrou ganho de 70 dB em 1 Hz, enquanto que para o caso onde se acrescentou uma resistência de 1 Ohm, o ganho da FTMA foi de 49 dB na mesma frequência. Ainda, observa-se que para os valores estudados, os limites marginais de estabilidade não foram alterados.

Figura 47 – Diagrama de bode da FTMA do sistema de controle da corrente (já compensado) para análise da variação do valor da indutância da rede



Fonte: Produção do próprio autor

Figura 48 – Diagrama de bode da FTMA do sistema de controle da corrente (já compensado) para análise da variação do valor da resistência da rede



Fonte: Produção do próprio autor

4.2.3 Projeto do compensador da malha de equilíbrio

Esta seção destina-se ao cálculo do controlador da malha de controle da tensão diferencial dos capacitores de barramento. Foi realizado o cálculo individual das plantas que compõem a função de transferência de malha aberta do sistema de controle da tensão diferencial dos capacitores de barramento e fazendo uso do estudo realizado na seção 4.2.1, é possível calcular o controlador da malha de equilíbrio.

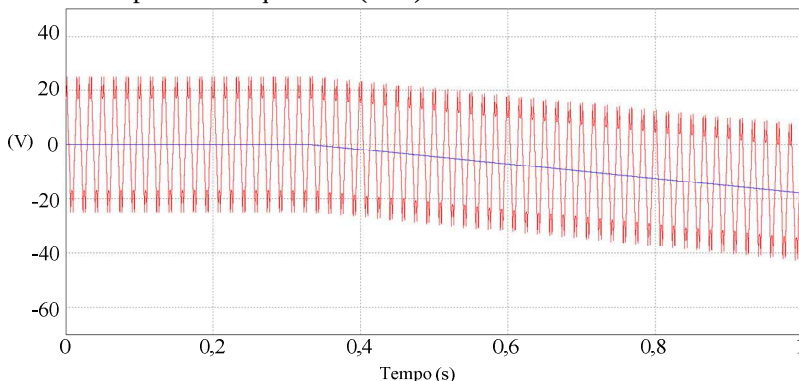
4.2.3.1 Cálculo das plantas do sistema de controle de equilíbrio da tensão diferencial dos capacitores de barramento

Por meio do estudo realizado na seção 3.4.3 é possível calcular a planta de equilíbrio da tensão diferencial dos capacitores em função da corrente de saída. Para isso, calcula-se a integral da equação (3.67) e obtém-se (4.24).

$$\frac{V_{C1}(s) - V_{C2}(s)}{I_L} = \frac{K_{dif}}{sC_1} = \frac{-0,11}{820 \cdot 10^{-6} \cdot s} \quad (4.24)$$

Com o objetivo de validar o equacionamento da planta de equilíbrio, desconsideraram-se as ondulações provenientes da comutação do inversor. Além disso, em virtude de a malha de equilíbrio operar em baixa frequência, fica inviável a simulação desse circuito, com o objetivo de representá-lo no domínio da frequência. Assim, optou-se por validar a planta de equilíbrio do conversor no domínio do tempo, como pode ser visto na Figura 49. Para isso, foi aplicado um degrau na referência da corrente no, instante 0,3 s, com amplitude igual a 0,5% da corrente nominal. Desse modo, o resultado obtido apresenta duas curvas, que podem ser comparadas. Na primeira, em vermelho, foi simulada a diferença entre as tensões dos capacitores C_1 e C_2 , na segunda, em azul, foi apresentada a resposta ao degrau da planta calculada. Dessa forma, foi possível validar o equacionamento da planta de equilíbrio, uma vez que o modelo calculado apresentou exatamente o mesmo comportamento do circuito simulado, em termos de valores médios.

Figura 49 – Validação da planta da malha de equilíbrio: diferença entre as tensões dos capacitores C_1 e C_2 (vermelho), modelo da planta de equilíbrio (azul).



Fonte: Produção do próprio autor

Para o cálculo do controlador de tensão, considera-se que a função de transferência de malha fechada do sistema de controle da

corrente seja um valor constante, já que a banda passante da malha de corrente é muito maior que a banda passante da malha de equilíbrio. Esta última afirmação remete à velocidade de atuação das duas malhas. Uma vez que a malha interna de corrente atua com velocidade pelo menos dez vezes maior que a malha externa, é possível simplificar o cálculo da última. Para isso, considera-se a FTMF da malha interna como um simples ganho, que pode ser calculado pelo inverso do ganho do sensor de corrente obtido na mesma frequência do sinal de referência da corrente (60 Hz). Desse modo, calcula-se o ganho do sensor de corrente, como é mostrado em (4.25).

$$\frac{1}{G_{inst} G_{sens}} = \frac{\sqrt{\left(\frac{R_1}{R_2}\right)^2 + (2\pi R_1 C)^2}}{G_{sens}} = 26,67 \frac{V}{A} \quad (4.25)$$

Sendo G_{inst} o ganho do circuito de instrumentação aplicado à frequência de 60 Hz e G_{sens} o ganho do sensor de efeito *Hall* (25 mV/A).

Uma vez calculadas as funções de transferência da malha de equilíbrio da tensão dos capacitores em função da corrente de saída do inversor, do ganho simplificado da malha interna e do ganho do sensor de tensão (0,003 V/V), é possível, por meio do método de digitalização já discutido, obter a representação da FTMA no plano W , como pode ser visto em (4.26).

$$G_{ma}(W) = \frac{-0,008 \cdot (w - 1,2 \cdot 10^3)}{w} \quad (4.26)$$

Em (4.26) é possível perceber a presença de um zero localizado no semiplano positivo do plano W . Este ocorre em razão do processo de digitalização e representação no plano W a qual é submetida à planta de equilíbrio da tensão diferencial dos capacitores do barramento.

4.2.3.2 Cálculo do compensador da malha de equilíbrio

Obtidas as plantas que compõem a malha de equilíbrio do conversor foi possível calcular a FTMA representada no plano W , o que permite realizar o projeto do compensador utilizando as mesmas técnicas aplicadas na teoria de controle clássico.

O cálculo do compensador foi realizado com auxílio do programa Sisotool/Matlab, para que a resposta do sistema atendesse às seguintes especificações: contenha margem de fase maior que 50°, erro nulo nas baixas frequências e a escolha da banda passante seja limitada em uma frequência menor que dez vezes a frequência da rede (6 Hz).

Com o objetivo de aumentar o ganho do sistema nas baixas frequências e reduzir o erro a zero para estímulos de primeira ordem, foi adicionado um polo localizado na origem do plano W (integrador). Devido a isso, a margem de fase do sistema torna-se reduzida, tornando o sistema instável, por esse motivo, utilizou-se um compensador denominado avanço de fase. Este controlador posiciona um zero e um polo aproximadamente uma década antes e uma década depois, respectivamente, da frequência central que se deseja incrementar a fase. Nesse caso, a posição do polo e do zero foram escolhidas para se obter a margem de fase desejada. O controlador calculado, já representado no plano Z, é mostrado em (4.27).

$$C(Z) = \frac{1,9 \cdot 10^{-3} z^2 + 2,7 \cdot 10^{-6} z + 1,9 \cdot 10^{-3}}{z^2 + 1,985z + 0,9853} \quad (4.27)$$

Com a aplicação do compensador calculado o sistema resultante possui uma margem de fase de 55°, banda passante de 0,4 Hz e inclinação de 20 dB na frequência de cruzamento do ganho por 0 dB. A banda passante foi escolhida mediante experimentação, visando reduzir a ondulação da corrente e, ao mesmo tempo, obter uma resposta suficientemente adequada aos distúrbios, também possibilitar a utilização de uma malha de controle da tensão total do barramento, operando uma década acima da malhada de equilíbrio da tensão (6 Hz).

A Figura 50 apresenta o diagrama de Bode das funções de transferência de malha aberta do sistema compensado ($G_{ma,c}(w)$), do sistema não compensado ($G_{ma,nc}(w)$) e do controlador ($C(w)$).

4.2.4 Controlador PLL

O controlador PLL é calculado com base no estudo mostrado em Marafão et al. (2005). (MARAFÃO, DECKMANN, *et al.*, 2005). Estes utilizam a simplificação que foi mostrada na seção 3.4.4 para o projeto do controlador. Considerando que a função de transferência de malha aberta do sistema de controle do PLL possa ser representada por um sistema de segundo grau, como é mostrado em (3.74), é possível calcular seu

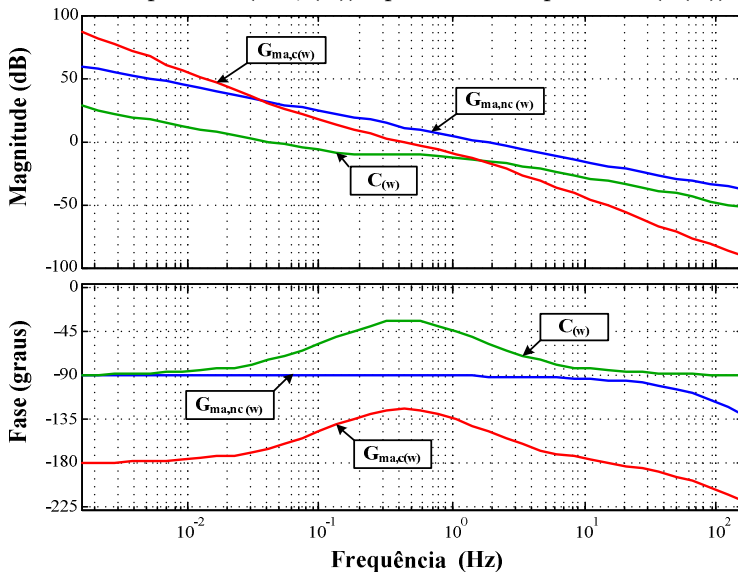
controlador. Para isso, são calculados os valores das constantes k_p e k_i que são definidas em (4.28) e (4.29), respectivamente.

$$k_p = 2\xi\omega_n = 2 \cdot 0,7 \cdot 25 = 35 \quad (4.28)$$

$$k_i = \omega_n^2 = 25^2 = 625 \quad (4.29)$$

Sendo ξ o fator de amortecimento, definido em 0,7, e ω_n a frequência de corte desejada, definida em 25 rad/s ou aproximadamente 4 Hz.

Figura 50 – Diagrama de Bode da planta do sistema de controle de equilíbrio da tensão do barramento em malha aberta, sem compensação ($G_{ma,nc}(w)$), planta em malha aberta compensada ($G_{ma,c}(w)$) e planta do compensador ($C(w)$)



Fonte: Produção do próprio autor

4.3 CONCLUSÃO

Nesta seção apresentou-se o projeto dos componentes utilizados no protótipo construído, bem como a obtenção dos modelos das plantas do conversor, que tornou possível calcular seus respectivos compensadores.

Inicialmente, obteve-se o valor da indutância do filtro de saída, que resultou na escolha de um indutor de $890 \mu\text{H}$. Este valor é considerado pequeno, visto que o filtro de saída é puramente indutivo. Isso ocorre em virtude da alta frequência de comutação, dos cinco níveis aplicados à carga e a baixa tensão imposta entre estes níveis, devido à aplicação em ponte.

Na sequência foi calculado o valor da capacitância utilizada no barramento CC do conversor, cujo valor baseou-se na escolha da ondulação da tensão máxima individual dos capacitores do barramento, o que permitiu a escolha de um capacitor de $820 \mu\text{F}$, que resultou em uma ondulação de 6,8%. Por meio do cálculo de esforço de corrente no capacitor foi possível perceber que a máxima corrente suportada pelo capacitor (de acordo com a folha de dados) era menor que o esforço de corrente eficaz. Por isso, foi necessário associar capacitores em paralelo, permitindo, assim, a utilização deles. No entanto, por se tratar de um protótipo, o barramento do conversor foi projetado para suportar o dobro da tensão nominal, afim de evitar eventuais queimas em virtude de um possível desequilíbrio acidental do barramento. Por isso, utilizaram-se mais dois capacitores em série. Sendo assim associaram-se quatro capacitores em série e paralelo para que estes mantivessem o valor da capacitância calculada e, igualmente, suportassem os esforços de corrente e tensão calculados.

A seção projeto dos componentes de potência termina com o projeto dos semicondutores, ou seja os interruptores e os diodos de potência do conversor. O projeto dos mesmos se baseou no estudo apresentado na seção 3.3. A escolha dos semicondutores foi feita de forma a utilizar os componentes disponíveis no laboratório. Por isso, optou-se por utilizar os IGBTs IRGP50B60PD1.

Na segunda subseção apresentou-se o cálculo da planta de corrente, planta de equilíbrio dos capacitores de barramento e do PLL, também seus respectivos compensadores.

A seção 4.2 apresenta a metodologia utilizada para o cálculo dos compensadores utilizados no protótipo. Fazem parte destes: compensador de corrente, compensador da malha de equilíbrio e o compensador do

PLL. O compensador de corrente escolhido aplicou os conceitos de controladores ressonantes. Isso possibilitou reduzir a defasagem entre a corrente controlada e a tensão da rede. Este fato incrementa o fator de potência, permitindo que ele se aproxime da unidade.

O controlador aplicado à malha de equilíbrio é chamado de avanço de fase. Este se fez necessário após o posicionamento do integrador, que reduziu a margem de fase do sistema.

Os controladores de corrente e tensão foram projetados no plano W e aplicou-se a eles a metodologia apresentada em 4.2.1. No entanto, o controlador do PLL foi calculado com base em Marafão et al. 2005 (MARAFÃO, DECKMANN, *et al.*, 2005). A metodologia aplicada para o cálculo do controlador do PLL não considera o atraso da amostragem, pois, a frequência em que a tensão de saída do conversor é amostrada (40 kHz) é muito maior do que a banda passante do sistema de controle do PLL, por isso, é possível utilizar uma metodologia simplificada, desconsiderando os atrasos de amostragem incluídos no sistema em razão da implementação digital.

5 RESULTADOS OBTIDOS

A seção 5 destina-se à apresentação dos resultados experimentais e de simulação, que validam os estudos que foram realizados neste trabalho.

A primeira análise apresentada refere-se aos esforços de corrente e tensão dos componentes do conversor. Estes resultados são validados apenas por simulação. O objetivo dessa análise é a validação do equacionamento apresentado na seção 3 e dos cálculos apresentados na seção 4.

A segunda análise feita nesta seção avalia a dinâmica dos controladores projetados. Para isso, resultados experimentais e de simulação são apresentados.

5.1 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nesta seção são apresentados os resultados de simulação do inversor NPCT-5N. Primeiramente são apresentados os resultados dos esforços dos componentes do conversor, com o objetivo de validação e, em seguida, são apresentados os resultados de simulação que comprovam o funcionamento do sistema de controle.

Na validação dos esforços dos componentes, foram utilizados os parâmetros nominais de projeto, mostrados na Tabela 11.

Tabela 11 – Parâmetros utilizados para simulação e validação dos esforços nos componentes de potência

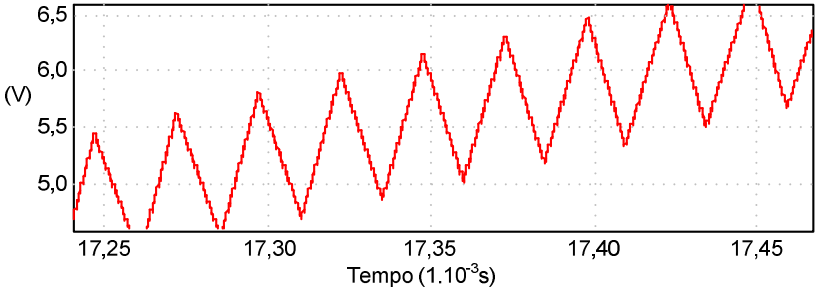
Parâmetro	Valor
Potência de saída do conversor	3 kW
Tensão eficaz da rede	220 V
Tensão de entrada	360 V
Frequência de comutação	40 kHz
Corrente de pico da saída	19,3 A
Carga do inversor	Rede

5.1.1 Esforços nos componentes

O cálculo da ondulação de corrente máxima apresentado na seção 4.1.1 pode ser validado pela Figura 51. Por meio dela, é possível perceber que para uma razão cíclica aproximada de 50% (condição de maior ondulação de corrente), a ondulação de corrente apresentada é de

1,23 A. A ondulação máxima prevista em projeto é de 1,26 A, sendo assim, o equacionamento foi validado.

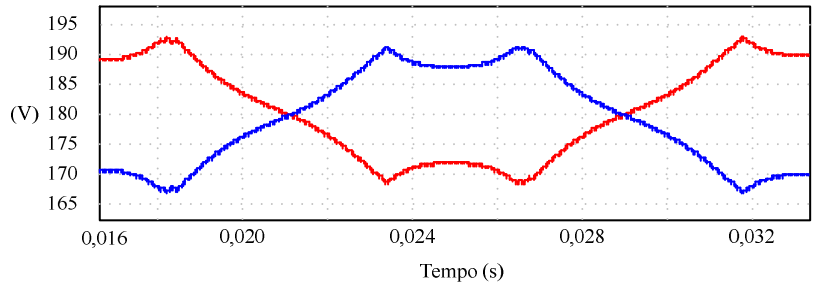
Figura 51 – Ondulação da corrente de saída do conversor



Fonte: Produção do próprio autor

A Figura 52 apresenta a tensão dos capacitores do barramento de entrada. Por meio dela, é possível avaliar o cálculo da ondulação de tensão máxima dos capacitores de barramento. Os valores obtidos pela simulação mostram que a ondulação máxima nos capacitores do barramento é de 24,3 V, similar ao cálculo teórico apresentado na seção 4.1.2, que previu a máxima ondulação de tensão de 24,6 V.

Figura 52 – Ondulação da tensão individual dos capacitores do barramento

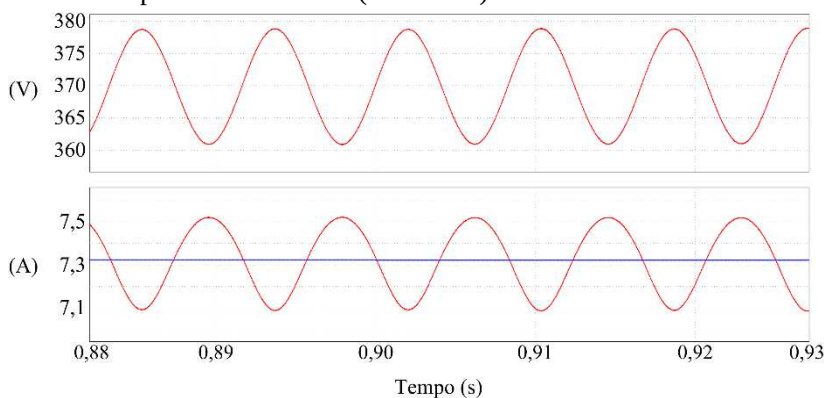


Fonte: Produção do próprio autor

A Figura 53 representa a ondulação da tensão do barramento total, onde pode ser observado que para uma corrente média de saída do

painel de aproximadamente 7,3 A, a ondulação da tensão do barramento total, apresentou 17,74 V, enquanto que o valor previsto em cálculo, na seção 3.3.3.3, é 18 V.

Figura 53 – Validação da ondulação da tensão total do barramento. Quadro superior: ondulação da tensão total do barramento (Vermelho). Quadro inferior: valor médio da corrente do painel fotovoltaico (azul). Ondulação da corrente de saída do painel fotovoltaico (Vermelho).

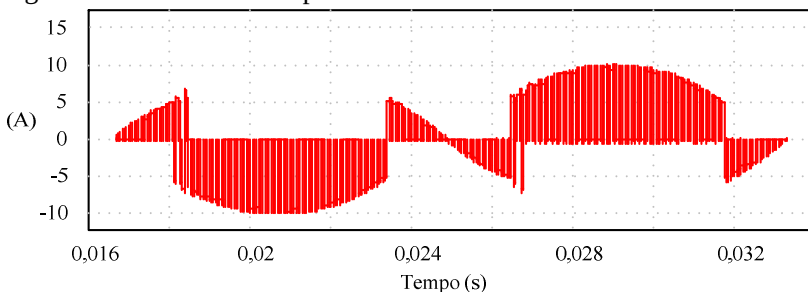


Fonte: Produção do próprio autor

Na Figura 54 é apresentada a corrente que circula em um dos capacitores do barramento. Por meio de simulação é possível obter o valor eficaz da corrente dos capacitores de barramento (4,8 A), enquanto o esforço de corrente teórico calculado na seção 4.1.2.2 é de 4,72 A. Desse modo, o valor simulado se aproximou bastante do valor teórico calculado. Esta diferença aparece em virtude da distorção da corrente que ocorre durante a passagem entre a primeira e a segunda região de operação, e, também, entre a terceira e a quarta.

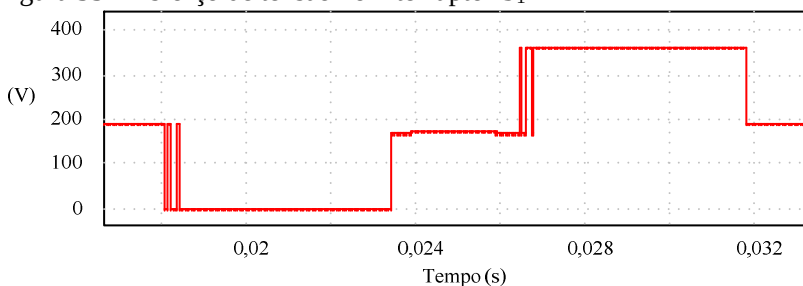
O resultado apresentado na Figura 55 mostra que a máxima tensão sobre o interruptor S_1 é também a tensão máxima aplicada no barramento CC. O interruptor S_1 foi escolhido para validar os esforços de tensão dos interruptores que compõem os braços principais, que operam tanto em alta quanto em baixa frequência, pois os esforços de tensão são iguais para esses interruptores.

Figura 54 – Corrente no capacitor do barramento



Fonte: Produção do próprio autor

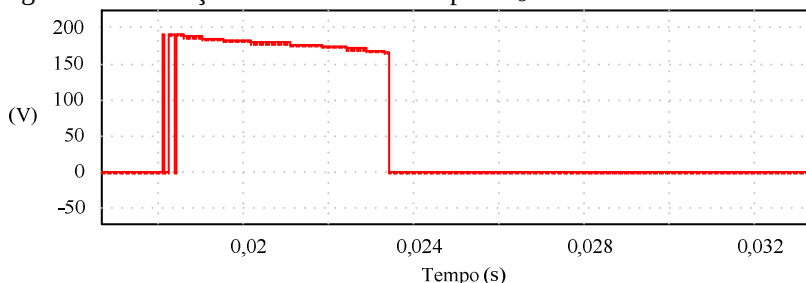
Ainda nessa figura é possível perceber que o interruptor S_1 comuta em alta frequência durante um curto período de tempo, que corresponde à passagem entre as regiões de operação 1 e 2, por exemplo. Nesse instante ocorre um transitório na corrente de saída do inversor, que por sua vez provoca a alternância da modulação entre as regiões de operação 1 e 2. Assim, o emprego de interruptores mais lentos neste caso, pode ser comprometido. Como o aparecimento desse fenômeno é decorrente de um transitório indesejável da corrente, é necessário que ele seja anulado ou minimizado. Uma solução é a aplicação de níveis de comparação com histerese na modulação do inversor, que, por sua vez, impedirá que a modulação transite entre as regiões de operação de forma errônea. No entanto, essa alteração na modulação não será implementada, uma vez que o protótipo foi construído apenas com interruptores rápidos o suficiente para operarem na frequência de comutação.

Figura 55 – Esforço de tensão no interruptor S_1 

Fonte: Produção do próprio autor

Para os interruptores do ponto médio, o interruptor S_5 foi escolhido para representar os esforços de tensão. Com base na Figura 56 é possível validar o estudo da tensão máxima de bloqueio dos interruptores do ponto médio, apresentado em 4.1.3.2. Nele é calculada que a máxima tensão aplicada aos interruptores do ponto médio é de 192,3 V, enquanto, mediante a Figura 56, é possível verificar que a tensão máxima aplicada ao interruptor S_5 é de 192 V. Dessa forma, a tensão máxima calculada representa o esforço de tensão simulado.

Figura 56 – Esforço de tensão no interruptor S_5



Fonte: Produção do próprio autor

Com o objetivo de validar os cálculos dos valores médio e eficaz, de corrente criou-se a Tabela 12. Por meio de simulação, foi possível medir os valores de médio e eficaz da corrente em cada um dos interruptores, e informá-los nesta tabela.

Tabela 12 – Esforços de corrente nos interruptores obtidos mediante simulação

Semicondutor	Valor médio (A)	Valor eficaz (A)
S_1 e S_3	5,11	9,34
S_2 e S_4	3,35	7,31
S_5 , S_6 , D_5 e D_6	1,13	2,93
S_7 , S_8 , D_7 e D_8	2,86	6,49

Fonte: Produção do próprio autor

Pela comparação entre a Tabela 10 e a Tabela 12, que representam os esforços de corrente calculados e simulados

respectivamente, foi possível apresentar a Tabela 13, que representa o módulo do erro percentual da comparação entre os dois valores, considerando como base o valor simulado. Como resultado dessa comparação, o maior erro encontrado ocorre para a corrente dos semicondutores S_7 , S_8 , D_7 e D_8 , que resultou em um erro de 2,8%. Em razão do pequeno índice de erro, é validada a metodologia de cálculo dos esforços de corrente nos semicondutores.

Tabela 13 – Erro percentual entre os esforços de corrente, calculado e simulado, dos interruptores

Semicondutor	Erro valor médio (%)	Erro valor eficaz (%)
S_1 e S_3	1,8	1,5
S_2 e S_4	0,3	0,7
S_5 , S_6 , D_5 e D_6	0,9	1,0
S_7 , S_8 , D_7 e D_8	2,8	2,2

Fonte: Produção do próprio autor

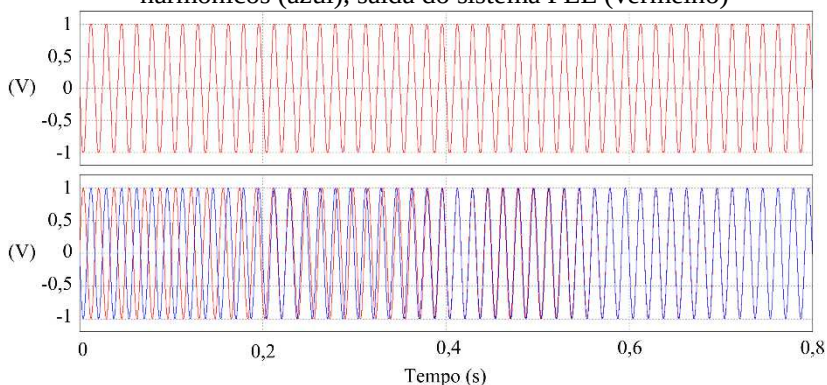
5.1.2 Sincronismo com a rede

Para validação do sistema de controle do PLL foi realizada uma simulação que mostra a evolução da resposta do sistema, quando submetido a uma variação de fase em sua entrada. Para isso, aplicou-se um degrau de 180° no instante zero da simulação. Para este algoritmo, o sinal de entrada deve ter amplitude próxima da unidade. Com o objetivo de dificultar o sincronismo com a tensão da rede foram somados componentes harmônicos de terceira (5%) e quinta ordem (5%) no sinal de entrada do sistema de PLL, como pode ser visto no quadro superior da Figura 57. O resultado do teste de sincronismo é evidenciado no quadro inferior da mesma figura, onde podem ser vistos os sinais da entrada e a saída do sistema PLL. O resultado mostra que para um degrau de 180° o sistema convergiu em 0,6 segundos.

Ainda avaliando a dinâmica do sistema PLL, avaliou-se seu comportamento quando submetido a uma pequena variação da frequência da rede. Para isso foi aplicada uma variação abrupta da frequência fundamental da rede e avaliado seu comportamento. Essa variação foi escolhida com base no máximo valor permitido entre as normas que foram estudadas na seção 2.1. Assim, a NBR 16149 admite, como operação normal, a elevação da frequência da rede em até 2 Hz. O

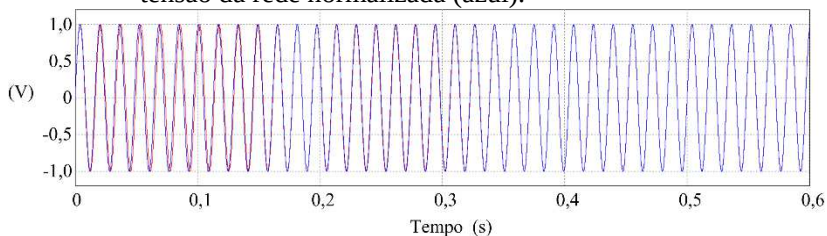
resultado da simulação é apresentado na Figura 58, onde é possível perceber que a saída do sistema PLL (vermelho) encontra-se inicialmente com uma frequência diferente da frequência do sinal de entrada (azul). Após 0,35 s a referência da corrente é ajustada pelo controlador do PLL e a frequência da referência da corrente de saída e a frequência da tensão da rede tornam-se iguais, validando, assim, o algoritmo do PLL, para variações da frequência da rede.

Figura 57 – Avaliação da dinâmica de sincronismo do PLL em relação à variação da fase. Quadro superior: tensão da rede com harmônicos (vermelho), Quadro inferior: tensão da rede sem harmônicos (azul), saída do sistema PLL (vermelho)



Fonte: Produção do próprio autor

Figura 58 – Avaliação da dinâmica de sincronismo do PLL em relação à variação da frequência: sinal gerado pelo PLL (vermelho), tensão da rede normalizada (azul).

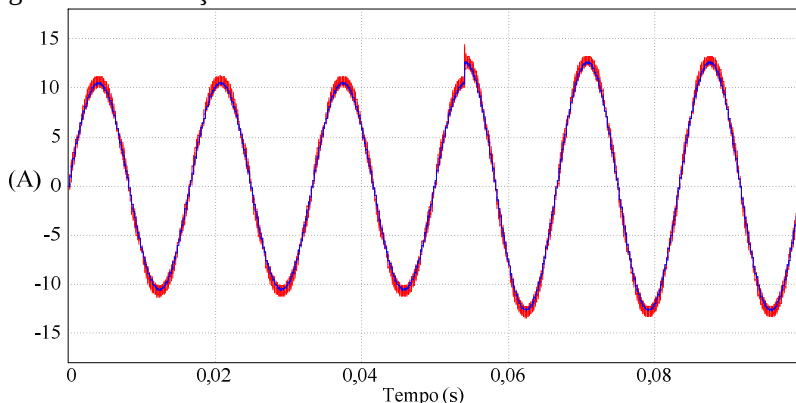


Fonte: Produção do próprio autor

5.1.3 Resposta dinâmica do sistema de controle de corrente

Para avaliar a dinâmica do controlador de corrente foi modificada a amplitude da referência de corrente durante o funcionamento do inversor, verificando-se a resposta. A Figura 59 mostra o resultado desta perturbação. Primeiramente, uma referência senoidal de 60 Hz com amplitude de 10 A foi definida. Após 0,055s, a amplitude da referência é alterada instantaneamente, resultando em uma corrente de 12 A. Como pode ser visto na Figura 59, a corrente da saída do conversor respondeu quase que instantaneamente à imposição da nova referência. A velocidade de resposta do sistema de controle é dependente da banda passante do sistema de controle em malha aberta, que para o controlador em questão é de 4 kHz. Isso mostra que a banda passante do sistema de controle calculado é suficiente para aplicações que exigem variações rápidas da referência da corrente.

Figura 59 – Avaliação da dinâmica do controlador de corrente



Fonte: Produção do próprio autor

5.1.4 Resposta dinâmica do sistema de controle da malha de equilíbrio

Com o objetivo de validar o funcionamento do sistema de equilíbrio das tensões do barramento, foi adicionado um componente de valor médio na referência da malha de corrente (Figura 60 (a)). Uma vez desequilibradas as tensões dos capacitores de barramento, o sistema de

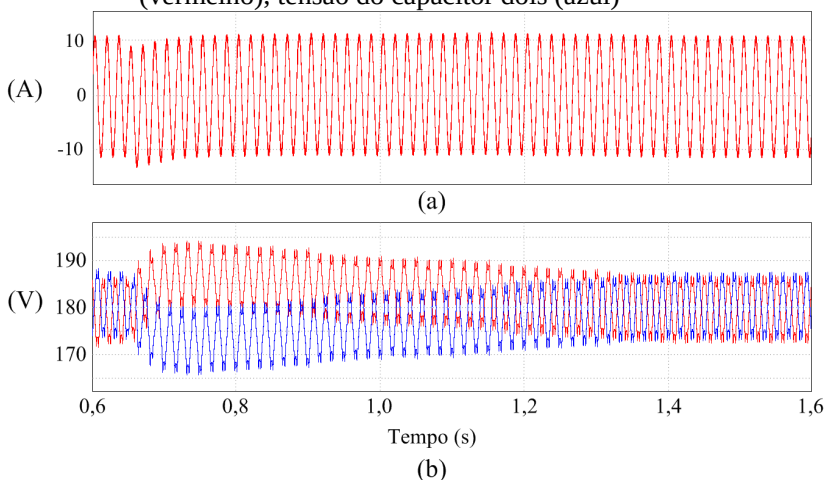
controle da tensão do barramento deve atuar de forma contrária à imposição do nível médio da corrente e, novamente, reestabelecer o equilíbrio, como pode ser visto na Figura 60 (b).

Apesar do nível médio imposto pela referência de corrente, a mesma não sustenta este nível, pois a malha de controle de equilíbrio atua de maneira oposta, com o objetivo de manter a diferença entre as duas tensões dos capacitores do barramento igual a zero. Como esta malha não pode atuar corrigindo a ondulação da corrente (60 Hz), ela deve ter uma banda passante menor que dez vezes a frequência de ondulação dos capacitores de barramento. Por isso, esse controlador tem um tempo transitório mais elevado, comparado ao transitório do sistema de controle da corrente. Na Figura 60 é possível observar que entre o degrau de nível médio da corrente e o instante em que a diferença entre as tensões dos capacitores se anularam decorreu-se 0,6 segundos.

Este sistema além de regular a tensão sobre os capacitores de barramento ainda mantém o nível médio de corrente que é injetada à rede igual a zero.

Figura 60 – Avaliação da dinâmica do controlador da malha de equilíbrio.

(a): corrente de saída do inversor. (b): tensão do capacitor um (vermelho), tensão do capacitor dois (azul)



Fonte: Produção do próprio autor

5.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Esta seção destina-se a mostrar os resultados experimentais obtidos com o protótipo desenvolvido, o objetivo é validar o funcionamento dos sistemas de controle do protótipo construído, sendo o primeiro deles o sistema de controle da corrente injetada na rede. Para avaliar o desempenho do controlador calculado é necessário observar o comportamento da corrente em regime permanente (potência nominal), bem como sua dinâmica quando submetida a um grau de amplitude.

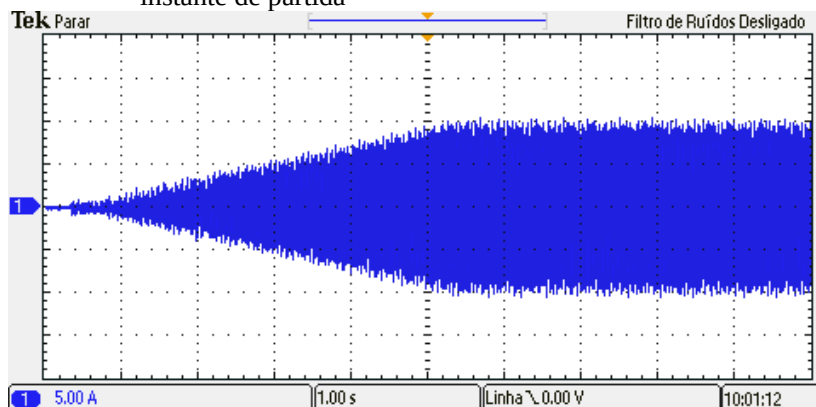
5.2.1 Malha de corrente

Para a injeção de potência à rede foi criado um procedimento de conexão do sistema de geração de energia. Primeiramente, os capacitores de entrada se encontram descarregados, sendo o primeiro passo, o carregamento deles por meio de uma fonte de tensão isolada. Este carregamento pode ser feito mediante circuitos de pré-carga, por exemplo. Depois de estabelecida a tensão do barramento de entrada é realizada a conexão física entre os terminais de saída do inversor e a rede elétrica de distribuição. Neste instante, os interruptores encontram-se comandados ao bloqueio, promovendo, assim, a isolamento entre o barramento de entrada e a rede elétrica. Após aguardar o sincronismo da referência de corrente vinda do PLL é iniciado o controle da corrente de saída do inversor. O início da comutação dos interruptores deve ocorrer no instante em que a tensão da rede é próxima de zero. Esta prática evita surtos de corrente no instante em que os interruptores são acionados. Além disso, a amplitude da corrente de saída do inversor deve ser incrementada lentamente, evitando possíveis danos ao circuito de potência. Desse modo, a Figura 61 representa a corrente de saída do inversor no instante da partida. Tal figura apresenta o incremento gradual da amplitude de corrente injetada à rede até o instante em que ela é mantida constante.

Uma vez mantida constante a amplitude da corrente injetada na rede, é possível avaliar o seu comportamento em regime permanente de funcionamento, como apresentado na Figura 62. Essa figura mostra no canal 1 a corrente de saída do inversor e, no canal dois, a tensão da rede de distribuição. É possível perceber que a defasagem entre a tensão da rede e a corrente de saída do inversor é praticamente nula. Isto ocorre em razão da implementação do controlador ressonante. Por meio do valor RMS do canal um, que é mostrado na Figura 62, pode ser calculada a

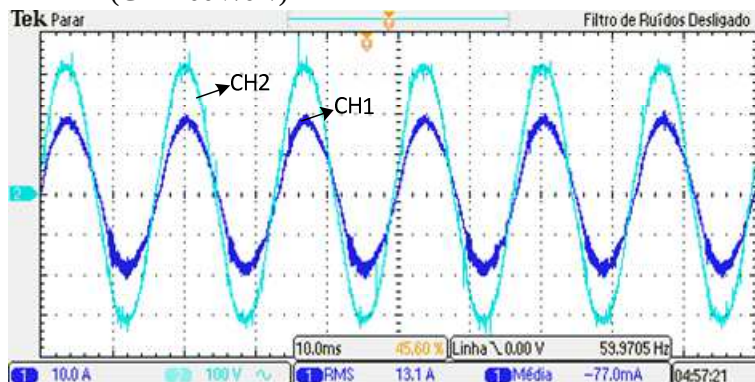
potência de operação do conversor. Sendo assim, o valor eficaz da corrente injetada na rede é 13,1 A. Considerando a tensão da rede igual 220 V RMS, a potência injetada à rede foi de 2.882 W. Outro parâmetro medido por meio do osciloscópio foi o valor médio da corrente injetada na rede, para o qual foi obtido -77 mA, valor menor que 0,4% do valor eficaz da corrente. Lembrando que a norma IEEE 929 define uma corrente média máxima de 0,5%.

Figura 61 – Incremento gradual da corrente de saída do inversor no instante de partida



Fonte: Produção do próprio autor

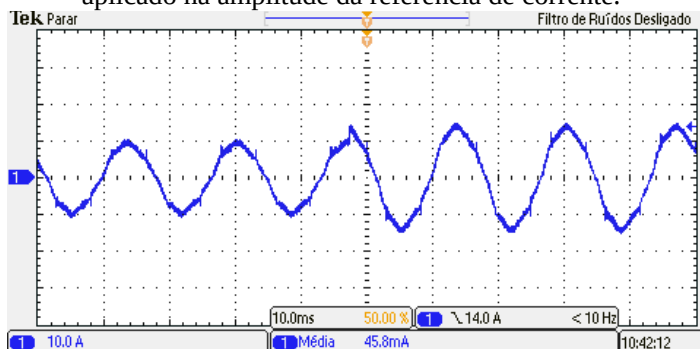
Figura 62 – Corrente da saída do inversor (Ch1 10A/div), tensão da rede (Ch2 100V/div)



Fonte: Produção do próprio autor

Para avaliar a dinâmica da corrente e a capacidade de seguir a referência, aplicou-se um degrau de amplitude na referência da corrente injetada na rede (2 A), conforme mostrado na seção anterior, onde são apresentados os resultados de simulação. O resultado pode ser visto na Figura 63, de onde se verifica que se aproximou muito do de simulação. No entanto, a corrente de saída do inversor apresentou distorções, principalmente, na quarta região de operação.

Figura 63 – Resposta do sistema de controle da corrente ao degrau aplicado na amplitude da referência de corrente.



Fonte: Produção do próprio autor

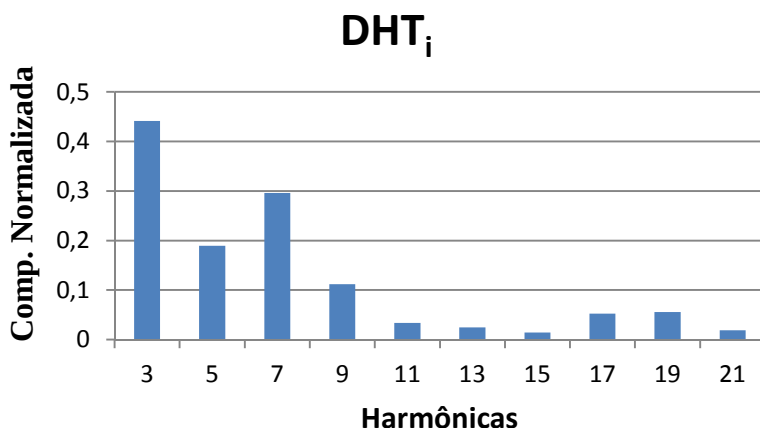
5.2.2 Distorção harmônica total da corrente

Devido à presença das distorções citadas no parágrafo anterior, foi necessário medir a distorção harmônica total da corrente injetada na rede, que é regulada por norma. A Figura 64 representa o gráfico dos componentes harmônicos normalizados (componente da frequência fundamental igual 100%) em virtude da ordem dos harmônicos. A partir dela, foi possível obter a DHT da corrente injetada na rede, o resultado foi $DHT_i = 6,05\%$. Comparando com as normas IEEE 929, IEC 61727 e NBR 16149, onde a DHT_i máxima deve ser menor que 5% a distorção harmônica máxima de corrente do protótipo desenvolvido excede o limite definido pela norma. Além disso, por meio da Figura 64 foi possível obter o Fator de Deslocamento da corrente de saída ($FD_i = 9,55^\circ$), que juntamente com a DHT_i tornou possível o cálculo do Fator de Potência ($FP=98,8$).

A solução para a redução da Distorção Harmônica Total da corrente de saída do conversor é o aumento do ganho da FTMA do

sistema, nas frequências que apresentam maior distorção (terceira, quinta e sétima). Esse aumento do ganho nas frequências múltiplas pode ser feito adicionando picos de ressonância em cada uma das frequências desejadas, uma vez que a implementação digital permite a utilização de um controlador de ordem elevada.

Figura 64 – Análise da distorção harmônica total da corrente de saída do inversor

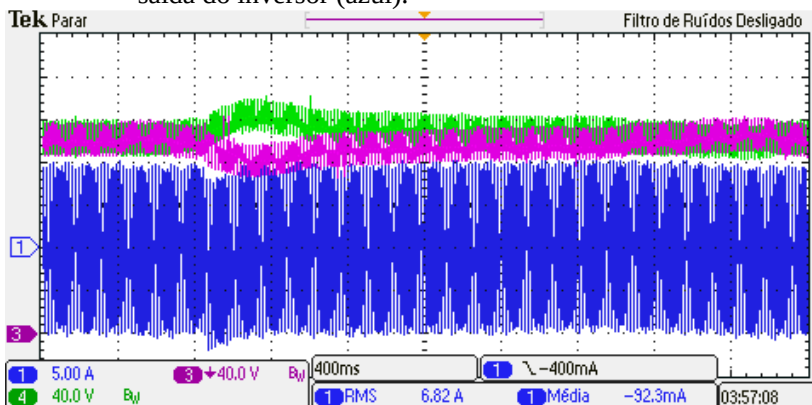


Fonte: Produção do próprio autor

5.2.3 Malha de equilíbrio

A dinâmica do sistema de controle da tensão diferencial dos capacitores que compõem o barramento de entrada é avaliada por meio do degrau de corrente média (Figura 65), como explicado nos resultados simulados. O resultado desta dinâmica é apresentado na Figura 65, a partir da qual é possível perceber que o sistema encontrava-se em equilíbrio, quando foi aplicada uma perturbação por intermédio da corrente de saída do inversor, que é controlada. Com a ação do controlador da malha de equilíbrio da tensão do barramento, o nível médio da corrente é zerado e a diferença entre as tensões dos capacitores retorna ao equilíbrio em aproximadamente 2 segundos, como pode ser visto na Figura 65.

Figura 65 – Resposta da tensão dos capacitores de barramento ao degrau de valor médio aplicado na referência do sistema de controle da corrente: tensão do capacitor C_1 do barramento (verde), tensão do capacitor C_2 do barramento (rosa) e corrente de saída do inversor (azul).



Fonte: Produção do próprio autor

5.3 CONCLUSÃO

A seção 5 apresentou os resultados de simulação e experimentais do inversor NPCT-5N. O conteúdo da seção iniciou-se com a validação dos esforços de tensão e corrente dos componentes projetados. Na sequência, foi mostrado o desempenho dos sistemas de controle que foram implementados. Tais resultados foram validados e comparados mediante simulação e de experimentos realizados no protótipo desenvolvido.

Primeiramente validaram-se os esforços de corrente e tensão, por meio de simulações. Escolheu-se validar tais esforços dessa forma, pois alguns resultados, como esforços de corrente, são parâmetros de difícil acesso no protótipo utilizado. Os resultados obtidos nas simulações aproximaram-se bastante dos valores calculados, sendo que o maior índice de erro entre as comparações feitas foi de 2,8%, validando, assim, os cálculos dos esforços de tensão e corrente e, também, o projeto dos componentes escolhidos.

Quanto à dinâmica do sistema de controle PLL do conversor, foi realizada uma simulação que mostra o tempo necessário para o sincronismo do algoritmo PLL. Nesta mesma simulação aplicaram-se

distorções harmônicas no sinal de entrada do sistema de controle do PLL, com o objetivo de dificultar o sincronismo. O resultado simulado obtido é um tempo de sincronismo menor que um segundo.

As seções 5.1.3 e 5.2.1 destinam-se à validação do sistema de controle da corrente de saída do conversor. Na seção 5.1.3 apresentou-se o resultado de simulação para um degrau de carga aplicado na referência da corrente. Essa mesma validação foi feita no protótipo desenvolvido, onde foi possível obter o resultado apresentado na seção 5.2.1. O comportamento do transitório da corrente foi idêntico em ambas as situações. A mesma seção ainda apresenta o procedimento de inicialização do controle da corrente de saída do inversor. Por meio deste resultado é possível perceber que a corrente injetada na rede não possui nenhum transitório indesejável no instante de início da comutação dos interruptores, pois, o início da rampa de referência da corrente coincide com a passagem por zero da tensão da rede. Uma vez mantida constante a amplitude da referência de corrente é possível avaliar o funcionamento do sistema de controle da corrente em regime permanente. Por meio do resultado obtido, foi possível comparar os níveis de valor médio da corrente e a sua distorção harmônica total, previstos em norma.

Por fim, foi avaliado o desempenho do sistema de controle das tensões dos capacitores do barramento. Em ambos os resultados, simulação e experimental, o tempo de assentamento do sistema de controle foi, aproximadamente, 0,6 segundos.

6 CONCLUSÃO GERAL E TRABALHOS FUTUROS

A crescente demanda por energia é um fator evidente nos dias atuais. Considerando que as reservas de energias não renováveis são limitadas, fica evidente a necessidade de se estudar formas de geração de energias renováveis, sendo a geração de energia solar fotovoltaica, aquela com maior potencial, uma vez que só depende da incidência da luz solar (fonte inesgotável de energia). O inversor de potência é um dos componentes do sistema de processamento de energia solar fotovoltaica que tem evoluído consideravelmente nos últimos anos, sendo criadas várias novas topologias que têm como o principal objetivo a eficiência no processamento da energia solar.

Neste trabalho é apresentado o estudo da topologia monofásica NPCT-5N no processamento da energia solar fotovoltaica. Na revisão bibliográfica são mostradas algumas topologias que foram criadas exclusivamente para aplicações fotovoltaicas. Por meio do estudo dessas topologias é possível compará-las de forma qualitativa. Para isso, primeiramente, foram classificados os diferentes grupos de inversores fotovoltaicos e definido, como objetivo de estudo, os inversores monofásicos que possuem um único estágio de processamento e que não possuem transformador isolador em sua topologia. Ainda, nessa mesma seção, foi discutido o problema da corrente de modo comum, proveniente da utilização de topologias não isoladas. Foi apresentada, também, uma revisão das principais normas internacionais que definem as regras do funcionamento dos inversores fotovoltaicos conectados à rede.

O estudo da topologia NPCT-5N iniciou-se com a escolha da modulação. A sequência de acionamento dos interruptores é escolhida visando uma redução da corrente de modo comum, para aplicações em sistemas de processamento de energia solar fotovoltaica. A partir desse estudo foi possível analisar as diferentes etapas de operação em diferentes regiões de operação. Uma vez analisadas as diferentes etapas de operação, é necessário estudar os esforços dos componentes de potência, visando o projeto deles. Feito o estudo estático do inversor, é apresentado o sistema de controle implementado com o objetivo de controlar a corrente injetada na rede e manter a tensão dos capacitores do barramento equilibrada. Além disso, para que fosse possível a conexão com a rede, um sistema de controle PLL foi implementado. A modelagem e o estudo da implementação desses sistemas são apresentados neste trabalho.

A seção 3 é destinada ao projeto do inversor NPCT-5N. Esta seção foi dividida em duas partes: a primeira detalha o projeto estático do

conversor, onde são calculados os esforços nos componentes de potência e, a partir disso, são escolhidos os componentes que fazem parte do protótipo. O projeto dos componentes foi feito de forma a utilizar os componentes que estavam disponíveis no laboratório. A segunda parte mostra os cálculos das plantas que compunham cada malha de controle do conversor e também dos seus controladores.

Por fim, a seção 5 apresenta os resultados experimentais e de simulação do conversor, sendo os esforços dos componentes de potência e o funcionamento dos sistemas de controle validados por meio de resultados de simulação e experimentais, respectivamente.

Por meio deste trabalho foi possível demonstrar as vantagens do conversor NPCT-5N em aplicações fotovoltaicas, entre elas, a utilização de um barramento duas vezes menor, comparado às topologias meia ponte. A aplicação de 5 níveis de tensão à rede diminui as derivadas de tensão sobre o filtro de saída, o que permitiu a utilização de um filtro puramente indutivo com um valor de indutância não muito elevado e, igualmente, a utilização de interruptores com tensão máxima de bloqueio menor.

A partir do trabalho também foi possível validar a modelagem e verificar o funcionamento do sistema de controle. Os resultados experimentais obtidos mostraram que a corrente injetada na rede obteve uma DHT_i de 6% e valor médio de -77 mA, operando em condição nominal (conectado à rede gerando aproximadamente 3 kW). A malha de controle da tensão diferencial apresentou um tempo de estabilidade de 0,6 segundos e um pequeno erro em regime.

Algumas sugestões podem ser citadas para trabalhos futuros:

- Redução da distorção harmônica total da corrente;
- Estudo do rendimento do inversor para as diferentes configurações de carga aplicadas pelo MPPT, o que permite avaliar o inversor quanto à eficiência Europeia;
- Análise de eficiência utilizando RBIGBT no braço central,
- Implementação de uma técnica de MPPT que possibilite a conexão efetiva do inversor à rede, utilizando módulos fotovoltaicos;
- Implementação do protótipo utilizando módulos solares,
- Aplicação de filtros de EMI para a medição da corrente de modo comum do inversor;
- Implementação de técnicas de anti-ilhamento.

REFERÊNCIAS

BAKER, R. H. **Bridge converter circuit**. 4270163, 26 may 1979. US Patent.

BRIGHENTI, L. L. et al. **Uso de Conversores Multipulsos na Cogeração Fotovoltaica**. CBA. Belo Horizonte: [s.n.]. 2014.

BRUCKNER, T.; BEMET, S. **Loss balancing in three-level voltage source inverters applying active NPC switches**. Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual. [S.l.]: [s.n.]. 2001. p. 1135-1140.

COCCIA, A. et al. **Five-level inverter**. 09154085.6, 8 September 2010.

ENERGIA SOLAR. **Direção-Geral de Energia e Geologia**, 2012. Disponível em: <<http://www.dgeg.pt/>>. Acesso em: 1 ago 2014.

EPIA. **Global Market Outlook for PV Until 2016**, 2012. Disponível em: <http://www.epia.org/fileadmin/user_upload/Publications/Global-Market-Outlook-2016.pdf>. Acesso em: 13 jul 2014.

GONZALEZ, S. R. et al. **Single-phase inverter circuit for conditioning and converting dc electrical energy into ac electrical energy**. WO2008015298, 7 February 2008.

GUBÃA, E. et al. Ground currents in single-phase transformerless photovoltaic systems. **Progress in Photovoltaics: Research and Applications**, v. 15, n. 7, p. 629-650, 2007. ISSN 1099-159X DOI: 10.1002/pip.761.

HECKTHEUER, L. A. **Análise de associações de módulos fotovoltaicos**. UFRGS. Porto Alegre. 2001.

HEERDT, J. A. **Carga Eletrônica Ativa Trifásica**. Tese (Doutorado) Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis. 2013.

HOLTZ,. **Selbstgeführte Wechselrichter mit treppenförmiger Ausgangsspannung für grosse Leistung und hoh Frequenz**. Siemens Forschungs- undEntwicklungs-Berichte 6. [S.l.]: [s.n.]. 1977. Nr. 3, p. 164-171.

KEREKES, T. et al. A New High-Efficiency Single-Phase Transformerless PV Inverter Topology. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**, v. 58, n. 1, p. 184-191, jan 2011. ISSN 0278-0046 DOI: 10.1109/TIE.2009.2024092.

KJAER, S. B.; PEDERSEN, J. K.; BLAABJERG, F. A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules. **Industry Applications, IEEE Transactions on**, v. 41, n. 5, p. 1292-1306, sept.-oct. 2005. ISSN 0093-9994 DOI: 10.1109/TIA.2005.853371.

KNAUP, P. **Inverter**. WO 2007048420 A1, 3 Maio 2007.

MA, L. et al. **The high efficiency transformer-less PV inverter topologies derived from NPC topology**. Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on. [S.l.]: [s.n.]. Sept 2009. p. 1-10.

MARAFÃO, F. P. et al. Metodologia de Projeto e Análise de Algoritmos de Sincronismo PLL. **Eletrônica de Potência**, v. 10, n. 1, p. 90, 1 jun 2005. ISSN 1414-8862.

MCMURRAY, W. **Inverter Circuit**. 3,207,974, 21 set 1965.

NABAE, A.; TAKAHASHI, I.; AKAGI, H. A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter. **Industry Applications, IEEE Transactions on**, v. IA-17, n. 5, p. 518-523, Sept 1981. ISSN 0093-9994 DOI: 10.1109/TIA.1981.4503992.

NETO, A. F. **Qualificação e Etiquetagem de Inversores para Sistemas Fotovoltaicos Conectados à Rede**. Dissertação (Mestrado) Universidade de São Paulo. São Paulo. 2012.

OPPENHEIM, A. V.; SCHAFER, R. W.; BUCK, J. R. **Discrete-Time Signal Processing**. 2. ed. [S.l.]: [s.n.], 1999.

SCHMIDT, H.; SIEDLE, C.; KETTERER, J. **DC/AC converter to convert direct electric voltage into alternating voltage or into alternating current**. US Patent 7,046,534, 16 maio 2006.

SHAN XU, Q. et al. **Hybrid behaviors analysis of photovoltaic array performance**. Machine Learning and Cybernetics, 2009 International Conference on. [S.l.]: [s.n.]. July 2009. p. 3448-3456.

SPAGNUOLO, G. et al. Renewable Energy Operation and Conversion Schemes: A Summary of Discussions During the Seminar on Renewable Energy Systems. **Industrial Electronics Magazine, IEEE**, v. 4, n. 1, p. 38-51, march 2010. ISSN 1932-4529 DOI: 10.1109/MIE.2010.935863.

TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRÍGUEZ, P. **Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems**. [S.l.]: John Wiley and Sons, 2011.

VICTOR, M. et al. **Method of converting a direct current voltage from a source of direct current voltage, more specifically from a photovoltaic couse of direct current voltage, into a alternating current voltage**, 29 dec 2005. US Patent App. 11/154,094.