



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

RAMON DE SOUZA SAMPAIO

**ESTUDO EM REGIME PERMANENTE DE UM INVERSOR BIFÁSICO USANDO
DUAS MODULAÇÕES SPWM**

FORTALEZA

2022

RAMON DE SOUZA SAMPAIO

ESTUDO EM REGIME PERMANENTE DE UM INVERSOR BIFÁSICO USANDO DUAS
MODULAÇÕES SPWM

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Tecnologia da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do grau de bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. René Pastor T. Bascopé.

FORTALEZA

2022

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Biblioteca Universitária
Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

S186e Sampaio, Ramon de Souza.

Estudo em regime permanente de um inversor bifásico usando duas modulações SPWM / Ramon de Souza Sampaio. – 2022.
156 f. : il. color.

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Curso de Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2022.

Orientação: Prof. Dr. René Pastor Torrico Bascopé.

1. Inversor bifásico. 2. Modulação unipolar. 3. Modulação bipolar. 4. Sistemas autônomos de energia. 5. Fontes de energia renováveis. I. Título.

CDD 621.3

RAMON DE SOUZA SAMPAIO

ESTUDO EM REGIME PERMANENTE DE UM INVERSOR BIFÁSICO USANDO DUAS
MODULAÇÕES SPWM

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Tecnologia da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do grau de bacharel em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 08 / 07 / 2022.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. René Pastor Torrico Bascopé. (Orientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Luiz Daniel Santos Bezerra
Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará (IFCE)

Prof. Dr. Dalton de Araújo Honório
Universidade Federal do Ceará (UFC)

A Deus.

Aos meus pais Benedito e Maria,

Aos meus professores, amigos e familiares.

AGRADECIMENTOS

A Deus por permitir e por ter me dado forças para conclusão de mais uma etapa importante em minha vida.

Aos meus pais, Benedito Vieira Sampaio e Maria Geruza de Souza, pela educação que me proporcionaram, mesmo diante de tantas adversidades me incentivaram e acreditaram, servindo de alicerce para as minhas realizações.

Ao Prof. Dr. René Pastor Torrico Bascopé, pela paciência e dedicação durante o período de orientação, sempre estando presente em todas as etapas, sanando dúvidas e passando valiosos conhecimentos.

A minha amiga de infância Lívia Poliana, pelas boas conversas e momentos alegres. Mesmo estando distante, dispõe-se a corrigir a tradução inglesa do resumo deste trabalho.

Aos meus amigos Demison Monteiro, Francisco Edenilson, Pedro Florencio, Daiane Soares, Matheus Marcondes e Ana Patrícia pela amizade e apoio nos momentos difíceis durante a graduação.

Aos meus amigos de trabalho Rafael Bastos, Ana Cristina, Maria Eduarda, Brena Farias, Ana Beatriz e Arthur Guilherme pela amizade e atenção dedicadas, colaborando para que eu me tornasse um profissional melhor.

À minha noiva e também colega de curso, Gabriela Casimiro, por sempre me apoiar e estar ao meu lado nas horas difíceis, por todo o crescimento e aprendizado proporcionado no decorrer da graduação.

Aos membros da banca examinadora pelas contribuições dadas à versão final deste trabalho, à Universidade Federal do Ceará e todo o seu corpo docente.

Deixem que o futuro diga a verdade e avalie cada um de acordo com o seu trabalho e realizações. O presente pertence a eles, mas o futuro pelo qual eu sempre trabalhei pertence a mim. (Nikola Tesla).

RESUMO

Neste trabalho é apresentado um estudo sobre a topologia de um inversor bifásico, composto por dois inversores monofásicos meia ponte, também conhecido como "*dual half-bridge inverter*". O inversor possui duas saídas de 110V, defasadas em 180° elétricos, que ao combiná-las gera uma terceira saída em 220V. São dimensionados dois inversores utilizando a estratégia de modulação chamada de *Sinusoidal Pulse Width Modulation* (SPWM): o primeiro com modulação bipolar e o segundo com modulação unipolar. Para analisar as vantagens e desvantagens que cada modulação apresenta, foram realizadas duas simulações em regime permanente, por meio do *software* PSIM. Na primeira simulação, os inversores são alimentados com duas fontes constantes de 200 V e conectados a cargas lineares e não-lineares equilibradas. Na segunda simulação, os inversores foram conectados a cargas desequilibradas, aplicando um divisor capacitivo simétrico na entrada do circuito alimentado por uma fonte constante de 400 V. Os inversores desenvolvidos possuem como especificações potências de saída de 1500 VA, para a opção de alimentação de 110V, e 3000 VA para cargas alimentadas em 220V, almejando uma distorção harmônica menor que 5%. O compensador de tensão utilizado nos circuitos foi o Proporcional Integral Derivativo (PID), que apresenta dois zeros e dois pólos em sua função de transferência. Para o inversor com modulação bipolar, foram desenvolvidas duas malhas de tensão para o monitoramento independente de cada saída de tensão. No inversor com modulação unipolar, foi aplicado uma malha de tensão única para o monitoramento de ambas as saídas. Ao final do trabalho, verifica-se que a modulação SPWM bipolar causa mais distorções nas formas de ondas de tensão quando aplicados a cargas equilibradas, porém apresenta melhores resultados quando aplicado a cargas desequilibradas. Conclui-se também que para opção de conexão da carga nas duas saídas do inversor, a modulação unipolar possui resultados melhores. Além disso, observou-se que, para o índice de modulação aplicado, o filtro LC para modulação bipolar é mais volumoso que o filtro LC para modulação unipolar. A motivação para este trabalho está na atuação dos inversores em sistemas autônomos de energia, pois a utilização de fontes renováveis vem crescendo no Brasil, principalmente as fontes de energia eólica e fotovoltaica.

Palavras-chaves: Inversor bifásico; Modulação unipolar; Modulação bipolar; Sistemas autônomos de energia; Fontes de energia renováveis.

ABSTRACT

The aim of this paper is to present the study of the topology of a biphasic inverter, based on two monophasic half-bridge inverters. The inverter has two 110 V outputs, lagged in 180° electrical degrees when combined generating a third 220 V output. Two inverters are dimensioned using the modulation strategy called Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM): the first with bipolar modulation and the second with unipolar modulation. To analyze the advantages and disadvantages that each modulation presents, two simulations were made in a steady-state through PSIM software. In the first simulation, the inverters are powered with two constant 200 V sources and connected to balance linear loads and non-linear loads. In the second simulation, the inverters were connected to unbalanced loads, applying a symmetrical capacitive divider at the input of a circuit powered by a constant source of 400 V. The developed inverters have output power specifications of 1500 VA, for the 110V power supply option, and 3000 VA for loads powered at 220V, aiming for a harmonic distortion lower than 5%. The voltage compensator used in the circuits was the Proportional Integral Derivative (PID), which has two zeros and two poles in its transfer function. To the inverter with bipolar modulation, two voltage loops were developed for independent monitoring of each voltage output. In the inverter with unipolar modulation, a single voltage loop was applied to monitor both outputs. In the end, it is verified that the bipolar SPWM modulation causes more distortions in the voltage waveforms when applied to balanced loads, however, it presents better results when applied to unbalanced loads. It is also concluded that with the load connecting option to the two inverter outputs, unipolar modulation has better results. Furthermore, it was observed that to the modulation index applied, the LC filter for bipolar modulation is larger than the LC filter for unipolar modulation. The motivation for this paper is in the performance of the inverters in stand-alone power systems, because the use of renewable sources has been growing in Brazil, especially wind and photovoltaic energy sources.

Keywords: Biphasic inverter; Unipolar modulation; Bipolar modulation; Stand-alone power systems; Renewable energy sources.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1.1 – Energia solar residencial <i>off-grid</i>	27
Figura 1.2 - Vida útil em uso cíclico.	28
Figura 1.3 - Detalhes construtivos de uma bateria de chumbo.....	29
Figura 1.4 – Fontes de energias renováveis: a) usina hidrelétrica de Itaipu, b) turbinas eólicas, c) usina maremotriz, d) usina geotermal, e) bagaço-de-cana de açúcar e f) painéis solares. ...	30
Figura 1.5 - Módulos fotovoltaicos: a) monocristalino, b) policristalino.....	31
Figura 1.6 - Componentes de um módulo fotovoltaico.	32
Figura 1.7 - Turbinas eólicas verticais: a) turbina <i>Darrieus</i> com pás helicoidais, b) turbina <i>Darrieus</i> com pás retas e c) turbina <i>Savonius</i>	34
Figura 1.8 – Turbinas eólicas horizontais: a) três pás e b) uma e duas pás.	34
Figura 1.9 - Aerogerador de grande porte.	35
Figura 1.10 – Controlador de carga.	36
Figura 1.11 – Inversor meia ponte.....	37
Figura 1.12 - Inversor ponte completa.	38
Figura 1.13 – Inversor <i>push-pull</i>	38
Figura 1.14 - Diagrama de blocos de sistemas autônomos de estágio único.	39
Figura 1.15 – Inversor <i>boost</i> proposto por Cáceres e Barbi.	40
Figura 1.16 – Inversor isolado bidirecional <i>buck-boost</i> de Kjær e Blaabjerg.	40
Figura 1.17 - Inversor <i>buck-boost</i> de Nagao e Harada.	41
Figura 1.18 – Inversor <i>buck-boost</i> proposto por Kusakawa <i>et al.</i>	41
Figura 1.19 – Diagrama de blocos de sistemas autônomos de dois estágios.....	42
Figura 1.20 – Conversor CC-CC <i>boost</i> em cascata com inversor alimentado em tensão.	42
Figura 1.21 – Conversor CC-CC <i>buck-bosst</i> em cascata com inversor alimentado em corrente.	43
Figura 1.22 – Conversor CC-CC <i>flyback</i> em cascata com inversor alimentado em corrente. .	43
Figura 1.23 – Modulação SPWM unipolar com uma onda moduladora.	44
Figura 1.24 – Modulação SPWM unipolar com duas ondas moduladoras.	44
Figura 1.25 – Modulação SPWM unipolar.....	44
Figura 1.26 – Modulação SPWM bipolar.	45
Figura 1.27 – Inversor bifásico.....	46
Figura 1.28 – Inversor com modulação bipolar.....	47
Figura 1.29 – Inversor com modulação unipolar.....	48

Figura 2.1 – Topologia do inversor bifásico.....	50
Figura 2.2 – Primeira etapa de operação.....	51
Figura 2.3 – Segunda etapa de operação.....	51
Figura 2.4 – Terceira etapa de operação.....	52
Figura 2.5 – Quarta etapa de operação.....	52
Figura 2.6 – Formas de onda da modulação bipolar em relação ao braço direito do inversor.	53
Figura 2.7 – Formas de onda da modulação bipolar em relação ao braço esquerdo do inversor.	54
Figura 2.8 – Principais formas de onda para modulação SPWM bipolar.....	55
Figura 2.9 – Variação da razão cíclica média instantânea para meio período da tensão de saída.....	56
Figura 2.10 – Circuito equivalente.....	57
Figura 2.11 – Variação da ondulação de corrente no indutor.....	59
Figura 2.12 – Derivada máxima de subida da corrente.....	60
Figura 2.13 - derivada máxima de descida da corrente.....	61
Figura 2.14 – Esquema adaptado ao circuito do inversor.....	66
Figura 2.15 – Diagrama de blocos do estágio de controle.....	66
Figura 2.16 – Modelo da chave PWM do conversor <i>buck</i>	67
Figura 2.17 – Circuito equivalente para um dos braços do inversor bipolar.....	67
Figura 2.18 – Circuito do compensador PID.....	69
Figura 2.19 – Diagrama de Bode da função $FTLAsc_v(s)$: (a) ganho, (b) fase.....	79
Figura 2.20 – Diagrama de Bode do compensador $C_v(s)$: (a) ganho, (b) fase.....	82
Figura 2.21 – Diagrama de Bode de $FTLAcc_v(s)$: (a) ganho, (b) fase.....	83
Figura 3.1 – Topologia do inversor bifásico.....	86
Figura 3.2 – Primeira etapa de operação.....	86
Figura 3.3 – Segunda etapa de operação.....	87
Figura 3.4 – Quarta etapa de operação.....	87
Figura 3.5 – Formas de onda utilizada para gerar a modulação SPWM unipolar.....	89
Figura 3.6 – SPWM unipolar.....	89
Figura 3.7 – Principais formas de onda para modulação SPWM unipolar.....	90
Figura 3.8 – Circuito equivalente.....	91
Figura 3.9 – Variação da ondulação de corrente no indutor.....	93
Figura 3.10 – Esquema adaptado ao circuito do inversor.....	96

Figura 3.11 – Diagrama de blocos do estágio de controle.....	97
Figura 3.12 - Circuito do compensador PID.....	98
Figura 3.13 – Variação da ondulação de corrente no indutor para $M = 0,78$	104
Figura 3.14 – Derivada máxima de subida da corrente.	105
Figura 3.15 – Diagrama de Bode da função $FTLAsc_v(s)$: (a) ganho, (b) fase.	109
Figura 3.16 – Diagrama de Bode do compensador $C_v(s)$: (a) ganho, (b) fase.	112
Figura 3.17 – Diagrama de Bode de $FTLAcc_v(s)$: (a) ganho, (b) fase.....	113
Figura 4.1 – Circuito de potência do inversor com modulação bipolar.	115
Figura 4.2 – Circuito de controle: a) modulação conectada ao braço esquerdo e b) modulação conectada ao braço direito.	116
Figura 4.3 – Formas de onda das tensões de referência aplicadas no inversor.	116
Figura 4.5 – Formas de onda das portadoras triangulares.	117
Figura 4.4 – Circuito divisor de tensão.....	117
Figura 4.6 – Forma de ondas utilizadas para modulação SPWM bipolar.	118
Figura 4.7 – Modulação SPWM bipolar: a) pulsos obtidos e b) detalhe da forma de onda. ...	118
Figura 4.8 – Tensão no interruptor S1: a) forma de onda e b) detalhe.....	119
Figura 4.9 – Comparação entre as formas de onda de tensão nos interruptores S1 e S2.	119
Figura 4.10 – Corrente no interruptor S1: a) forma de onda e b) detalhe.	120
Figura 4.12 – Forma de onda de corrente no capacitor de filtragem.....	120
Figura 4.11 – Corrente no indutor de filtragem: a) forma de onda e b) ondulação de corrente.	121
Figura 4.13 – Formas de onda de tensão de saída do inversor: Vo_1 e Vo_2	121
Figura 4.14 – Forma de onda da tensão de saída Vo_3	122
Figura 4.15 – Formas de onda da corrente de saída do inversor: Io_1 e Io_2	122
Figura 4.16 – Forma de onda da corrente de saída do inversor: Io_3	123
Figura 4.17 – Circuito utilizado para simulação com cargas não lineares.	123
Figura 4.18 – Formas de onda de tensão de saída do inversor para carga não-linear: Vo_1 e Vo_2	124
Figura 4.19 – Formas de onda de tensão de saída do inversor para carga não-linear: Vo_3 . .	124
Figura 4.20 – Formas de onda da corrente de saída do inversor para carga não-linear: Io_1 e Io_2	125
Figura 4.21 – Forma de onda da corrente de saída do inversor Io_3	125
Figura 4.22 – Circuito de potência do inversor com modulação bipolar.	127
Figura 4.23 – Circuito de controle: malha de tensão única.	127

Figura 4.24 – Tensão de referência aplicado a malha de controle do inversor.....	128
Figura 4.25 – Circuito divisor de tensão.....	128
Figura 4.26 – Formas de onda das portadoras triangulares.....	129
Figura 4.27 – Forma de ondas utilizadas para modulação SPWM bipolar.....	129
Figura 4.28 – Modulação SPWM unipolar: a) pulsos obtidos e b) detalhe da forma de onda.	130
Figura 4.29 – Tensão no interruptor S1: a) forma de onda e b) detalhe.	130
Figura 4.30 – Comparação entre as formas de onda de tensão nos interruptores S1 e S2.....	131
Figura 4.31 – Corrente no interruptor S1: a) forma de onda e b) detalhe.....	131
Figura 4.32 – Corrente no indutor de filtragem: a) forma de onda e b) ondulação de corrente.	132
Figura 4.33 – Forma de onda de corrente no capacitor de filtragem.	132
Figura 4.34 – Formas de onda de tensão de saída do inversor: Vo1 e Vo2.....	133
Figura 4.35 – Forma de onda da tensão de saída Vo3.	133
Figura 4.36 – Formas de onda da corrente de saída do inversor: Io1 e Io2.	134
Figura 4.37 – Formas de onda de tensão de saída do inversor para carga não-linear: Vo1 e Vo2.....	134
Figura 4.38 – Formas de onda da corrente de saída do inversor para carga não-linear: Io1 e Io2.	135
Figura 4.39 – Formas de onda de tensão de saída do inversor para carga não-linear: Vo3...	135
Figura 4.40 – Forma de onda da corrente de saída do inversor Io3.....	135
Figura 4.41 – Inversor com divisor capacitivo e modulação bipolar.....	138
Figura 4.42 – Forma de onda da tensão de saída Vo1.	138
Figura 4.43 – Forma de onda da corrente de saída Io1.	139
Figura 4.44 – Forma de onda da tensão de saída Vo2.	139
Figura 4.45 – Forma de onda da corrente de saída Io1.	139
Figura 4.46 – Forma de onda da tensão de saída Vo1 para carga não-linear.....	140
Figura 4.47 – Forma de onda da corrente de saída Io1 para carga não-linear.	140
Figura 4.48 – Forma de onda da tensão de saída Vo2 para carga não-linear.....	141
Figura 4.49 – Forma de onda da corrente de saída Io2 para carga não-linear	141
Figura 4.50 – Inversor bifásico com modulação unipolar e com divisor capacitivo.	142
Figura 4.51 – Forma de onda de tensão de saída Vo1 com carga linear.....	143
Figura 4.52 – Forma de onda de tensão de saída Io1 com carga linear.	143
Figura 4.53 – Forma de onda de tensão de saída Vo2 com carga linear.....	143

Figura 4.54 – Forma de onda de tensão de saída I_{o2} com carga linear.....	144
Figura 4.55 – Forma de onda da tensão de saída V_{o1} do inversor bifásico.....	144
Figura 4.56 – Forma de onda da corrente I_{o1}	144
Figura 4.57 – Forma de onda da tensão de saída V_{o2} do inversor bifásico.....	145
Figura 4.58 – Forma de onda da corrente I_{o2}	145
Figura B.1 – Retificador utilizado para simulações com cargas não-lineares.....	157

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Especificações para o projeto do inversor bifásico.	72
Tabela 2.2 – Especificações técnicas do IGBT IRGP50B60PD da IR	77
Tabela 2.3 – Valores iniciais adotados para o projeto de controle.	78
Tabela 2.4 – Valores utilizados para dimensionamento do compensador PID.....	81
Tabela 3.1 – Especificações para o projeto do inversor bifásico.	101
Tabela 3.2 – Especificações técnicas do IGBT IRGP50B60PD da IR.	107
Tabela 3.3 – valores iniciais adotados para o projeto de controle.	108
Tabela 3.4 – Valores utilizados para dimensionamento do compensador PID.....	111
Tabela 4.1 – Especificação da carga não-linear.	123
Tabela 4.2 – Comparação entre os principais parâmetros do inversor bifásico.....	126
Tabela 4.3 – Comparação entre os resultados simulados e calculados para carga linear.	126
Tabela 4.4 - Comparação entre os resultados simulados e calculados para carga não-linear.	126
Tabela 4.5 – Comparação entre os principais parâmetros do inversor bifásico.....	136
Tabela 4.6 – Comparação entre os resultados simulados e calculados para carga linear.	136
Tabela 4.7 – Comparação entre os resultados simulados e calculados para carga não-linear.	136
Tabela 4.8 – Especificações para o cálculo da capacitância Cin.	137
Tabela 4.9 – Especificação da carga não-linear conectada em Vo2.	140
Tabela 4.10 – Comparação entre as simulações para carga linear com modulação bipolar. .	141
Tabela 4.11 – Comparação entre as simulações para carga não-linear com modulação bipolar.	142
Tabela 4.12 – Comparação entre as simulações para carga linear com modulação unipolar.	145
Tabela 4.13 – Comparação entre as simulações para carga não-linear, modulação unipolar.	146
Tabela A.1 – Especificações técnicas para o dimensionamento do dissipador.	156
Tabela B.1 – Descrição das variáveis necessárias para o dimensionamento do retificador. .	157

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABRADEE	Associação Brasileira de Distribuidores de Energia Elétrica
AGM	<i>Absorbent Glass Mat</i>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
EPE	Empresa de Pesquisa Energética
EVA	Acetato-Vinilo de Etileno
PID	Proporcional Integral Derivativo
PROINFA	Programa de Incentivo às Fontes Alternativas de Energia Elétrica
PVC	Policloreto de Vinila
RMS	<i>Root Mean Square</i>
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i>
TEEH	Turbinas Eólicas de Eixo Horizontal
TEEV	Turbinas Eólicas de Eixo Vertical
VRLA	<i>Valve Regulated Lead Acid Batteries</i>
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

A_0, A_1, A_2	Ganhos determinados a partir de $FTL_{Asc}(s)$	
f_{corte}	Frequência de corte	Hz
C, C_o	Capacitância do filtro de saída	F
C_1	Capacitor do retificador de tensão	F
C_I, CFV_2	Capacitâncias utilizados no compensador de tensão	F
$C_v(s)$	Função de transferência do compensador de tensão	
D	Razão cíclica	
D_{med}	Razão cíclica média instantânea	
F_c	Fator de crista	
f_c	Frequência de cruzamento	Hz
$F_m(s)$	Ganho do modulador PWM	
F_p	Fator de potência	
f_{p1}, f_{p2}	Frequências dos polos para função de transferência $C_v(s)$	Hz
f_r	Frequência da tensão de saída	Hz
f_s	frequência de chaveamento	Hz
$FTL_{Acc}(s)$	Função de transferência do sistema de controle	
$FTL_{Asc}(s)$	Função de transferência em laço aberto	
$G_v(s)$	Função de transferência do inversor bifásico	
H_1	Parâmetros determinados a partir de A_1	dB
H_2	Parâmetros determinados a partir de A_2	dB
$H_v(s)$	Ganho de amostragem da tensão de saída do inversor bifásico	
$I_{C_{ef}}$	Valor eficaz da corrente do capacitor no filtro de saída	A
$I_{D_{ef}}$	Valor eficaz da corrente nos diodos de potência	A
$I_{D_{med}}$	Valor médio da corrente nos diodos de potência	A
$I_{L_{ef}}$	Valor eficaz da corrente no indutor do filtro de saída	A
$I_{L_{pico}}$	Valor de pico da corrente no indutor do filtro de saída	A
I_{cm}	Corrente máxima de pulso no coletor	A
I_{cn}	Corrente máxima no coletor	A
I_o	Corrente eficaz da saída do inversor bifásico	A
I_{onom}	Valor eficaz da corrente de saída do inversor bifásico	A
$I_{onom_{pico}}$	Valor de pico da corrente de saída do inversor bifásico	A

IS_{ef}	Valor eficaz corrente nas chaves de potência	V
IS_{med}	Valor médio da corrente nas chaves de potência	A
L, Lo	Indutância do filtro de saída	H
η	Rendimento do inversor	η
M	Índice de modulação de amplitude	
Mf	Índice de modulação de frequência	
Po	Potência ativa de saída para cargas lineares	W
Po_ind	Potência ativa de saída para cargas não-lineares	W
Q	Resistência equivalente da carga não-linear	Ω
Qrrn	Carga de recuperação reversa	C
R1	Resistor de saída do retificador de tensão	Ω
RIP,RIZ, RF	Valores de resistências utilizados no compensador de tensão	Ω
Rjcigt	Resistividade térmica entre a junção e a cápsula	$^{\circ}C/W$
rLo	Resistência interna do indutor do filtro de saída	
Ro	Valor da carga resistiva aplicada ao inversor bifásico	Ω
Roeq	Resistência equivalente da carga linear	Ω
Rs	Resistor de entrada do modelo da carga não-linear	Ω
S1-S4	Chaves de potência	
So	Potência aparente de saída do inversor bifásico	VA
TDHv	Taxa de distorção harmônica de tensão	%
tfn	Tempo de subida da tensão coletor-emissor	s
trn	Tempo de descida da tensão coletor-emissor	Ω
trrn	Tempo de recuperação reversa	s
Ts	Período de comutação	s
VAB	Tensão média do inversor antes do filtro de saída	
Vce	Tensão máxima no coletor	V
Vcemax	Valor máximo da tensão nas chaves de potência	V
Vcen	Tensão de saturação entre o emissor e o coletor	V
Vceo	Queda de tensão limiar no IGBT	V
VC_pico	Valor de pico da tensão do capacitor no filtro de saída	V
Vd	Valor de pico da onda portadora triangular	V
Vef	Valor de tensão eficaz	V
VGS	Tensão máxima entre Gate e Emissor	V

V _{imax}	Tensão de entrada máxima do inversor bifásico	V
V _{imin}	Tensão de entrada mínima do inversor bifásico	V
V _{in}	Tensão de entrada constante em inversores e conversores	V
V _{inom}	Tensão de entrada nominal do inversor bifásico	V
V _o	Tensão eficaz da saída do inversor bifásico	V
V _{oa}	Valor nominal da tensão de amostragem	V
V _{opico}	Amplitude da tensão fundamental de saída do inversor	V
V _{pico}	Valor de pico	V
V _{ref}	Amplitude da tensão de referência senoidal	V
V _{SEN}	Forma de onda moduladora	
V _{TRI}	Forma de onda portadora	
X _C	Reatância capacitiva	Ω
X _L	Reatância indutiva	Ω
ΔI_L	Ondulação de corrente no indutor do filtro de saída	A
$\Delta i_L(\omega t)$	Parametrização da variação de corrente no indutor do filtro	
Δt	Intervalo de condução da chave de potência	s
ω_0	Frequência natural	Hz

SUMÁRIO

INTRODUÇÃO GERAL	23
CAPÍTULO 1	
REVISÃO BIBLIOGRÁFICA E TEMA DO TCC	25
1.1 INTRODUÇÃO	25
1.2 MOTIVAÇÃO DO TCC.....	25
1.3 VALORES DE TENSÕES EFICAZES NO BRASIL	25
1.4 DEFINIÇÃO DE SISTEMA AUTÔNOMO DE ENERGIA ELÉTRICA	26
1.5 TIPOS DE BATERIAS PARA SISTEMAS AUTÔNOMOS	27
1.5.1 Baterias de chumbo-ácido	28
1.5.2 Baterias de lítio.....	29
1.6 FONTES RENOVÁVEIS DE ENERGIA PARA SISTEMAS AUTÔNOMOS.....	30
1.6.1 Energia fotovoltaica.....	31
1.6.2 Energia eólio-elétrica.....	33
1.7 CONTROLADOR DE CARGA	35
1.8 PORTARIA N° 140, DE 21 DE MARÇO DE 2022	36
1.9 TOPOLOGIAS BÁSICAS DE INVERSORES MONOFÁSICOS.....	36
1.9.1 Inversor meia ponte (<i>half bridge</i>).....	36
1.9.2 Inversor ponte completa (<i>full bridge</i>).....	37
1.9.3 Inversor <i>push -pull</i>	38
1.10 ALGUMAS TOPOLOGIAS DE SISTEMAS AUTÔNOMOS	38
1.10.1 Um estágio de processamento	39
1.10.2 Dois estágios de processamento	41
1.11 MODULAÇÕES SPWM UNIPOLAR E BIPOLAR.....	43
1.11.1 Modulação SPWM unipolar	43
1.11.2 Modulação SPWM bipolar	45
1.11.3 Índices de modulação e frequência.....	45
1.12 PROPOSTA DO TCC.....	46
1.13 CONCLUSÃO	48
CAPÍTULO 2	
ESTUDO DO INVERSOR BIFÁSICO BASEADO EM DOIS INVERSORES MEIA PONTE COM MODULAÇÃO BIPOLAR	49
2.1 INTRODUÇÃO	49

2.2 ANÁLISE QUALITATIVA.....	49
2.2.1 Topologia do inversor	49
2.2.2 Princípio de funcionamento.	50
2.2.3 Técnica de modulação - SPWM bipolar	53
2.3 RESUMO DAS EXPRESSÕES MATEMÁTICAS PARA DIMENSIONAMENTO	54
2.3.1 Circuito de potência	55
2.3.2 Circuito de controle.....	65
2.4 EXEMPLO DE PROJETO	72
2.4.1 Especificações e considerações de projeto.....	72
2.4.2 Dimensionamento do circuito de potência.....	73
2.3.2 Circuito de controle.....	77
2.5 CONSIDERAÇÕES.....	84

CAPÍTULO 3

ESTUDO DO INVERSOR BIFÁSICO BASEADO EM DOIS INVERSORES MEIA PONTE COM MODULAÇÃO UNIPOLAR..... 85

3.1 INTRODUÇÃO	85
3.2 ANÁLISE QUALITATIVA	85
3.2.1 Topologia do inversor	85
3.2.2 Princípio de funcionamento	86
3.2.3 Técnica de modulação SPWM	88
3.3 RESUMO DAS EXPRESSÕES MATEMÁTICAS PARA DIMENSIONAMENTO	89
3.3.1 Circuito de potência	89
3.3.2 Circuito de controle.....	96
3.4 EXEMPLO DE PROJETO	101
3.4.1 Especificações e considerações de projeto.....	101
3.4.2 Dimensionamento do circuito de potência.....	102
3.3.2 Circuito de controle.....	108
3.5 CONSIDERAÇÕES.....	114

CAPÍTULO 4

RESULTADOS DE SIMULAÇÃO EM REGIME PERMANENTE PARA AS MODULAÇÕES BIPOLAR E UNIPOLAR 115

4.1 INTRODUÇÃO	115
4.2 FORMAS DE ONDA EM REGIME PERMANENTE PARA FONTES DE ALIMENTAÇÃO CONSTANTES NA ENTRADA	115

4.2.1 Simulação com modulação bipolar.....	115
4.2.2 Simulação com modulação unipolar.....	127
4.3 FORMAS DE ONDA EM REGIME PERMANENTE PARA DIVISOR CAPACITIVO NA ENTRADA E CARGAS DESEQUILIBRADAS	137
4.3.1 Dimensionamento do divisor capacitivo	137
4.3.1 Simulação com modulação bipolar.....	138
4.3.2 Simulação com modulação unipolar.....	142
4.4 ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE AS MODULAÇÕES BIPOLAR E UNIPOLAR.	146
4.5 CONSIDERAÇÕES	147
CONCLUSÃO GERAL	148
REFERÊNCIAS	150
APÊNDICE A – DIMENSIONAMENTO DO DISIPADOR DE CALOR	155
APÊNDICE B – DIMENSIONAMENTO DA CARGA NÃO-LINEAR UTILIZADA NAS SIMULAÇÕES EM REGIME PERMANENTE.....	157

INTRODUÇÃO GERAL

Segundo o Balanço Energético Nacional de 2021 (ano base 2020) a geração de eletricidade no Brasil é constituída predominantemente de fontes de energias renováveis, com destaque para a energia hídrica que representa cerca de 65,2% da oferta interna de eletricidade. Levando em consideração a produção nacional mais as importações, as fontes renováveis representam 84,8% da matriz elétrica brasileira (EPE, 2021).

A fonte de energia solar vem crescendo nos últimos anos, principalmente para uso residencial. O custo de aquisição de equipamentos necessários para instalação do sistema fotovoltaico vem se tornando cada vez mais atrativo, devido ao surgimento de novas tecnologias e principalmente no desenvolvimento de placas fotovoltaicas mais baratas e eficientes.

Desde a criação do Programa de Incentivo às Fontes Alternativas de Energia Elétrica (PROINFA) em 2002, criou-se estímulos para expansão de fontes como a energia eólica no país, com o objetivo de aumentar a segurança de abastecimento de energia em períodos de crise hídrica (ESFERA ENERGIA, 2021). O Brasil vem demonstrando grande potencial eólico principalmente na região do nordeste, onde há maior escassez de chuvas no país.

As fontes de energia eólica e solar fomentaram a criação dos chamados prosumidores, que são consumidores que geram e consomem a própria eletricidade. Os prosumidores também podem injetar energia na rede elétrica, trazendo benefícios como redução da demanda e microgeração de energia limpa. Para que haja a conexão adequada com a rede elétrica e/ou para consumir a eletricidade gerada é necessário a utilização de inversores.

Inversores são dispositivos que possuem a função de transformar uma entrada de tensão e corrente contínua (CC) em uma saída de tensão e corrente alternada (AC). Também são capazes de sincronizarem com a frequência da rede (60 Hz) e de controlarem a tensão de saída.

Levando em consideração que no Brasil em sistemas monofásicos se trabalha com tensões eficazes de 127 V e 220 V, o tema escolhido visa descrever o projeto de um inversor baseado em dois inversores meia ponte com alimentação monofásica e possuindo duas saídas de 110 V defasadas em 180° (chamado de inversor bifásico), que ao combiná-las gera uma terceira saída em 220 V. O inversor tem como objetivo operar em sistemas autônomos de pequeno porte que utilizam fontes renováveis, principalmente através de energia eólica e fotovoltaica.

Além disso, o presente trabalho busca modelar e comparar dois inversores com duas topologias de modulação SPWM (*Sinusoidal Pulse Width Modulation*) distintas: a bipolar e a unipolar. O intuito é analisar e apresentar, através de simulações, as vantagens e desvantagens que cada modulação apresenta e os resultados obtidos, contribuindo para a realização e aprimoramento de outros projetos.

No capítulo 1 é apresentada uma revisão bibliográfica, iniciando os estudos sobre os principais dispositivos que estão presentes em sistemas autônomos de energia, as motivações do trabalho, uma breve descrição de fontes de energia renováveis solar fotovoltaica e eólica. É realizado também uma revisão sobre as topologias de inversores e sobre a técnica de modulação SPWM unipolar e bipolar.

O capítulo 2 trata-se de uma análise qualitativa e quantitativa do inversor bifásico com a modulação SPWM bipolar. É detalhado seu circuito descrevendo as equações utilizadas e os valores obtidos dos elementos para a montagem do inversor, realizando um exemplo de projeto.

No capítulo 3 é abordado o desenvolvimento do inversor aplicando a modulação SPWM unipolar, seguindo a mesma metodologia utilizada no capítulo 2, descrevendo e justificando a equações e os valores obtidos dos elementos para a modelagem do inversor.

No capítulo 4 são realizadas as simulações em regime permanente dos inversores descritos nos capítulos 2 e 3, com fontes de tensão constantes na entrada do inversor e com divisor capacitivo, exibindo seus comportamentos através de suas principais formas de onda e realizando uma análise comparativa entre os dois inversores.

Ademais, são exibidas as considerações finais, obtidas ao logo dos estudos realizados dos inversores desenvolvidos neste projeto, e as referências bibliográficas que embasaram esse trabalho acadêmico.

CAPÍTULO 1

REVISÃO BIBLIOGRÁFICA E TEMA DO TCC

1.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo é realizada uma revisão bibliográfica sobre os principais dispositivos presentes em sistemas autônomos de energia, como painéis fotovoltaicos, aerogeradores e baterias, destacando a utilização e importância das fontes de energia renováveis no Brasil, justificando a relevância do tema escolhido. É realizada uma breve apresentação sobre a técnica de modulação de largura de pulso senoidal e exibidas algumas topologias de inversores, destacando os estágios de operação que podem estar presentes em um sistema isolado e não isolado.

1.2 MOTIVAÇÃO DO TCC

Devido ao aumento de microgeração de eletricidade através de fontes de energia solar e eólica no Brasil, principalmente para uso residencial, e o surgimento de uma nova categoria de clientes chamados de prossumidores, viabilizou a produção de um projeto de pesquisa no tema que tem relevância social e econômica.

Com a utilização de baterias é possível armazenar parte da energia gerada e utilizá-la em momentos em que há pouca ou nenhuma geração. A maioria dos equipamentos de uso residencial que necessitam de eletricidade são adaptados para funcionarem com as mesmas características da rede elétrica. Dessa forma, a utilização de inversores é indispensável pois só a partir deles a eletricidade gerada se torna disponível para consumo.

A motivação para este trabalho está em produzir um material bibliográfico que descreve o dimensionamento de um inversor duplo meia ponte com duas saídas de 110 V, defasadas em 180° elétricos, de modo a produzirem uma terceira saída em 220V, analisando seu funcionamento com modulação SPWM bipolar e unipolar.

Além disso, a abrangência do tema destaca ainda mais sua importância, pois contempla várias áreas de estudo como eletrônica de potência, controle, conservação do meio ambiente por meio de energias renováveis e também no setor econômico.

1.3 VALORES DE TENSÕES EFICAZES NO BRASIL

O valor eficaz ou RMS (*root mean square*) de uma tensão periódica no tempo, representa o valor equivalente que uma tensão constante necessitaria para dissipar a mesma

potência média em um resistor. Esse conceito surgiu da necessidade de medir a eficácia de disponibilização de potência em fontes de tensão ou corrente quando conectados a cargas resistivas (ALEXANDRE; SADIKU, 2013). O valor eficaz é calculado a partir da equação (1.1), que é raiz quadrada da média do quadrado do sinal periódico.

$$V_{\text{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v(t)^2 dt} \quad [\text{V}] \quad (1.1)$$

Para a forma de onda da tensão elétrica senoidal, a relação entre o valor eficaz e o valor de pico é exibido através da equação (1.2).

$$V_{\text{pico}} = \sqrt{2} \cdot V_{\text{ef}} \quad [\text{V}] \quad (1.2)$$

O Brasil não possui um padrão de tensão eficaz estabelecido, porém na maioria dos estados predominam as tensões 127/220 V e 220/380 V (monofásico/trifásico). Esse fato ocorre porque no país, desde o início do século XX, cada concessionária de energia elétrica definiu o nível de tensão que utilizaria. Com o crescimento da rede e devido ao extenso território nacional tornou-se inviável economicamente de realizar uma padronização (UOL, 2020).

Atualmente existem cerca de 38 empresas concessionárias de distribuição de energia elétrica no Brasil (empresas públicas e privadas), responsáveis por administrar e fornecer energia sob a vigilância da Agência Nacional de Energia Elétrica (ABRADEE, 2021).

Existem cidades em que há três tipos de tensão nominal disponibilizadas, como é o caso de São Paulo e Rio de Janeiro onde é possível encontrar as seguintes faixas de tensão: 115 V, 127 V e 220 V para tensão monofásica e 230 V, 220 V e 380 V para tensão trifásica. Na cidade de Além Paraíba, localizado em Minas Gerais, existe um nível de tensão nominal a mais que é de 120 V para tensão monofásica e de 240 V para tensão trifásica, totalizando quatro níveis de tensões disponíveis na mesma cidade.

1.4 DEFINIÇÃO DE SISTEMA AUTÔNOMO DE ENERGIA ELÉTRICA

Um sistema autônomo de energia elétrica, também chamado se sistema *off-grid*, possui como característica a geração e o consumo de eletricidade sem estar conectado à rede elétrica. Além disso, parte da eletricidade gerada é armazenada em baterias, para serem utilizadas quando a fonte de energia não for capaz de suprir a demanda especificada.

A Figura 1.1 exibe uma residência alimentada por uma fonte de energia solar sem estar conectada à rede de distribuição de energia. Na imagem também é possível observar alguns elementos que compõem um sistema *off-grid*.

Figura 1.1 – Energia solar residencial *off-grid*.



Fonte: Solar Zone.

Esse tipo de sistema é uma solução para localidades remotas, onde há nenhum ou pouco acesso ao fornecimento de energia elétrica oferecido pelas concessionárias, como em áreas rurais por exemplo.

1.5 TIPOS DE BATERIAS PARA SISTEMAS AUTÔNOMOS

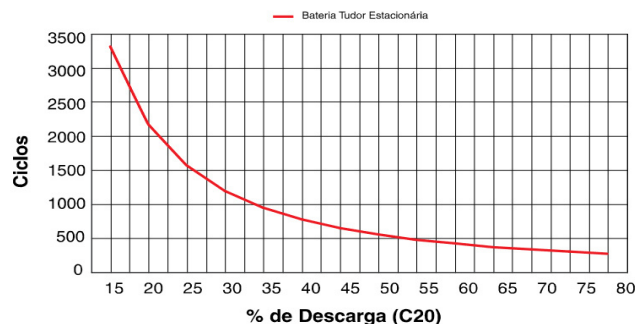
As baterias são dispositivos com a função de armazenar energia elétrica na forma de energia química por meio de um processo eletroquímico de oxidação e redução (redox). Elas são capazes de disponibilizar essa energia acumulada novamente em forma de eletricidade quando conectadas a uma carga, produzindo tensão e corrente contínua (CC). São formadas por um conjunto de células ou vasos eletroquímicos, conectados em série e/ou em paralelo (PINHO; GALDINO, 2014).

Utilizadas em sistemas autônomos, elas devem ser projetadas para suportar ciclos diários de carga e descarga profundas. Profundidade de descarga é a porcentagem de carga retirada de uma bateria. Essa porcentagem é medida a partir do estado de plena carga. A capacidade de uma bateria é medida em Ampere hora (Ah), sendo simbolizado por Cn. O índice n representa o tempo de descarga total em horas. Por exemplo, a remoção de 25 Ah de uma bateria de capacidade nominal de 100 Ah (C100) resulta em uma profundidade de descarga de 25 % (PINHO; GALDINO, 2014).

A Figura 1.2 exibe a relação entre o ciclo de vida e profundidade de descarga de uma bateria da marca Tudor C20, mostrando como a bateria é afetada à medida que essa

porcentagem é aumentada. Quanto maior essa profundidade menor será a longevidade da bateria.

Figura 1.2 - Vida útil em uso cíclico.



Fonte: Catálogo de baterias Tudor, 2017.

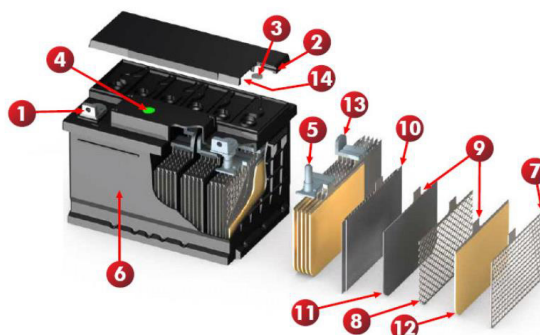
Dessa forma, a diferença entre a quantidade de energia retirada de uma bateria e a quantidade de energia armazenada deve ser pequena. Levando em consideração que o custo de aquisição desse dispositivo é significativo, é interessante que as baterias possuam uma vida longa.

Entre os tipos de baterias existentes no mercado as mais utilizadas para sistemas autônomos de pequeno porte são as de chumbo-ácido e as de lítio-íon. Baterias automotivas não são adequadas pois são projetadas para descargas rápidas, apresentando assim uma vida útil baixa.

1.5.1 Baterias de chumbo-ácido

São constituídas de uma placa positiva (catódica) e uma placa negativa (anódica), compostas por dióxido de chumbo PbO_2 e chumbo metálico (Pb) respectivamente. As placas são imersas em uma solução diluída de ácido sulfúrico (H_2SO_4) que constitui o eletrólito, que é uma substância que se dissocia em íons quando se dissolve ou derrete, tornando-o eletricamente condutor. Nesse tipo de bateria o eletrólito é composto geralmente por uma mistura de 27-37 % de ácido sulfúrico e 73-63% de água, em volume. Durante a descarga da bateria, os materiais positivos e negativos são transformados em sulfato de chumbo (PbSO_4) (PINHO; GALDINO, 2014). A Figura 1.3 exibe os principais componentes de uma bateria de chumbo.

Figura 1.3 - Detalhes construtivos de uma bateria de chumbo.



Fonte: Catálogo de baterias Tudor, 2017.

- | | | |
|------------------------|------------------------------------|--|
| 1. Terminal tipo “L”; | 6. Caixa Polipropileno; | 11. Material Ativo Negativo (Pb); |
| 2. Respiro; | 7. Grades Positivas; | 12. Material Ativo Positivo (PbO ₂); |
| 3. Filtro Anti-Chama; | 8. Grades Negativas; | 13. Conexão; |
| 4. Indicador de Teste; | 9. Terminal da placa centralizado; | 14. Labirinto; |
| 5. Poste Reforçado; | 10. Separador em Polietileno; | |

A bateria de chumbo ácido possui o menor custo de armazenamento de energia principalmente porque seus componentes eletroquímicos (chumbo e ácido sulfúrico) são comuns e por serem as mais antigas no mercado. São pesadas e volumosas, possuem um ciclo de carga e descarga baixo, limitando sua vida útil, e necessitam de manutenções constantes. Uma vantagem é que não precisam de um sistema de gerenciamento de carga sofisticado e possuem menor probabilidade de se incendiar e explodir quando há sobrecarga, pois, seu eletrólito não é inflamável como o das baterias de lítio por exemplo (PORTAL SOLAR, 2020).

Suas variações são as baterias ventiladas que usam eletrólito líquido, as baterias de gel reguladas por válvula chamadas de VRLA (*valve Regulated Lead Acid Batteries*) e as baterias com eletrólito embebido em manta de fibra de vidro chamadas de AGM (*absorbent glass mat*).

1.5.2 Baterias de lítio

As baterias de lítio também possuem duas placas. A placa positiva (catódica) é composta por lítio (Li), na forma LiMO_2 (placa positiva), em que M representa um metal de transição como por exemplo níquel (Ni), cobalto (Co), ou manganês (Mn), que produzem íons de lítio durante a descarga. A placa negativa (anódica) é formada por Carbono, designado por Cn, capaz de receber e acumular íons de lítio podendo ser de uma estrutura denominada fullereno (C₆₀) (PINHO; GALDINO, 2014).

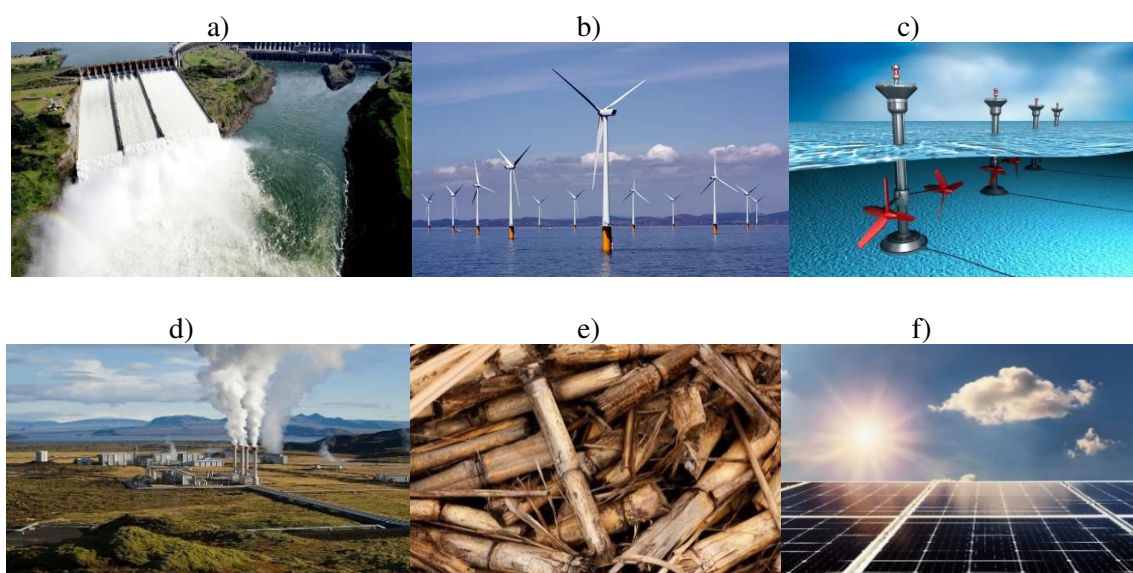
Seu eletrólito é composto por sais de lítio podendo incendiar-se em altas temperaturas. Para aumentar a segurança, é necessário um sistema de controle e monitoramento de sua temperatura. Apresentam baixo coeficiente de autodescarga e suportam um maior número de ciclos de carga e descarga, porém possuem um preço mais elevado que as baterias de chumbo ácido (CANAL SOLAR, 2021).

As baterias de lítio se danificam menos por permitirem descargas mais profundas. São leves e menos volumosas, apresentando assim uma alta densidade energética (maior quantidade de energia armazenada por volume), além de possuir uma tecnologia que ainda está em evolução. São largamente utilizadas em produtos eletrônicos como *Smartphones*, *notebooks*, câmeras fotográficas e veículos elétricos, por apresentarem alta eficiência energética.

1.6 FONTES RENOVÁVEIS DE ENERGIA PARA SISTEMAS AUTÔNOMOS

Fontes de energias renováveis são recursos considerados inesgotáveis pois são repostas imediatamente pela natureza. A Figura 1.4 exibe algumas fontes de energias limpas.

Figura 1.4 – Fontes de energias renováveis: a) usina hidrelétrica de Itaipu, b) turbinas eólicas, c) usina maremotriz, d) usina geotermal, e) bagaço-de-cana de açúcar e f) painéis solares.



Fonte: a) agencia brasil – Itaipu, b) Negócios – geração de energia eólica, c) Brasil escola - energia das marés, d) portal solar, e) trilho ambiental e f) portal solar.

Entre as fontes de energias renováveis destacam-se a energia hídrica, que obtém eletricidade através de usinas hidrelétricas; as usinas eólicas, que convertem as massas de ar em

eletricidade; a Biomassa, que é uma fonte de energia renovável que utiliza elementos orgânicos como restos de alimento; radiação solar por meio de painéis fotovoltaicos; o calor do oriundo do interior da Terra, a energia geotermal; e a energia proveniente do movimento das marés, chamado de energia maremotriz.

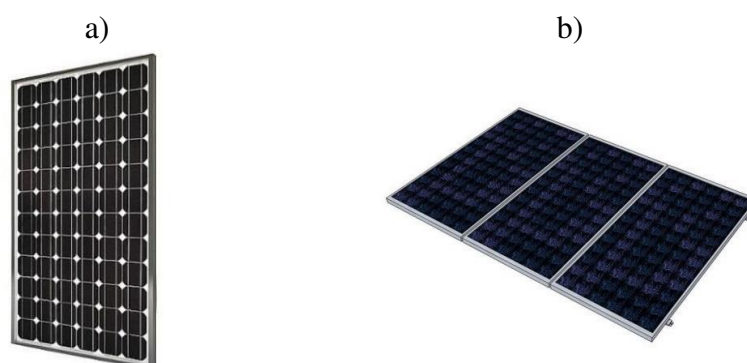
Em sistemas autônomos, entre as fontes de energia que podem ser utilizadas, no Brasil destacam-se as fontes de energia solar, através de módulos fotovoltaicos, e a eólica.

1.6.1 Energia fotovoltaica

A energia solar fotovoltaica é obtida através da conversão de radiação solar em eletricidade. A conversão é realizada por células fotovoltaicas que são constituídos por um material semicondutor. Ela apresenta algumas vantagens como baixa manutenção e rápida instalação.

O conjunto de células fotovoltaicas interligadas eletricamente e encapsuladas formam os módulos (chamados popularmente de painéis ou placas), que são montados em uma única estrutura (fabricados em alumínio). O silício é o principal elemento químico utilizado, representando quase 80% dos painéis fabricados no mundo, apresentando variações como o silício monocristalino (m-Si) e o silício policristalino (p-Si), como exibido na Figura 1.5. A eficiência de um módulo fotovoltaico é medida em porcentagem de energia solar que atinge sua superfície e que é transformada em eletricidade (PINHO; GALDINO, 2014).

Figura 1.5 - Módulos fotovoltaicos: a) monocristalino, b) policristalino.



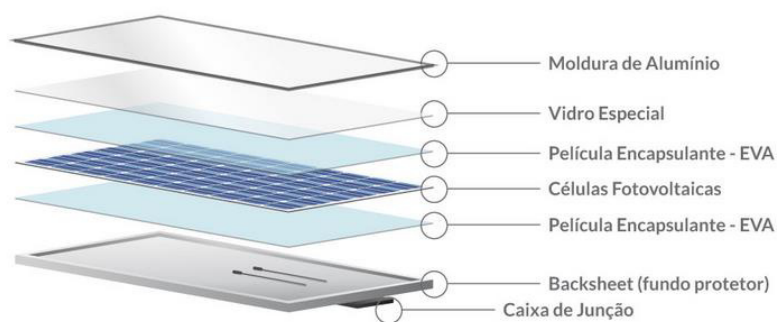
Fonte: Canal Solar.

Os módulos fotovoltaicos de silício policristalino dominam o mercado por apresentarem preços mais baratos, enquanto que os construídos com silício monocristalino são os que oferecem maior eficiência de geração de energia.

O encapsulamento das células fotovoltaicas deve ser resistente devido as altas temperaturas e pôr está convertendo radiação solar em eletricidade, construída com acetato-vinilo de etileno (EVA). A parte superior do módulo (voltado ao sol) deve ser protegido por um material transparente, permitindo assim a passagem de luz até as células (BLUE SOL ENERGIA SOLAR, 2019).

A parte inferior, chamado de *backsheet* é fabricado em Fluoreto de Polivinila (PVDF), que é um composto químico semelhante ao Policloreto de Vinila (PVC). A moldura é feita por um material leve, firme e resistente a corrosão sendo o alumínio o material mais utilizado (BLUE SOL ENERGIA SOLAR, 2019). A Figura 1.6 exhibe os principais componentes que compõem um módulo fotovoltaico.

Figura 1.6 - Componentes de um módulo fotovoltaico.



Fonte: Blue Sol Energia Solar.

Segundo o Balanço Energético Nacional (ano base: 2020), a fonte de energia solar fotovoltaica vem crescendo desde 2012 em relação a sua participação na matriz elétrica brasileira, como pode ser observado na Tabela 1.1. A partir de 2014 essa fonte de energia apresentou números expressivos, gerando 10.748 GWh em 2020, equivalente a 1,66% da oferta interna de eletricidade. sendo 4.790 GWh oriundos de sistemas autônomos, como pode ser observado na Tabela 1.2. Entre as fontes renováveis é a que mais vem crescendo.

Tabela 1.1- Produção total de energia elétrica em Gwh a partir de fontes renováveis.

FONTE	2012	2013	2014	2015	2016	2017	2018	2019	2020
Lenha	1.582	1.735	1.952	2.180	1.970	2.139	2.360	2.274	2.362
Bagaço de cana	25.066	29.871	32.557	34.163	35.236	35.656	35.435	36.827	38.776
Lixívia	8.014	8.073	10.478	11.051	12.031	12.946	14.081	13.010	14.475
Biodiesel	472	500	695	643	294	283	391	432	555
Outras	632	792	1.397	1.843	1.804	1.889	2.116	2.377	2.574
Eólica	5.050	6.578	12.210	21.626	33.489	42.373	48.475	55.986	57.051
Solar	2	5	16	59	85	832	3.461	6.655	10.748

Fonte: Balanço Energético Nacional (ano base: 2020).

Tabela 1.2 - Autoprodução de energia elétrica em Gwh a partir de fontes renováveis.

FONTE	2011	2012	2013	2014	2015	2016	2017	2018	2019	2020
Lenha	1.444	1.373	1.436	1.637	1.874	1.769	1.844	2.039	1.941	2.057
Bagaço de cana	22.24	25.06	29.87	32.55	34.16	35.23	35.65	35.43	36.82	38.77
	0	6	1	7	3	6	6	5	7	6
Lixívia	7.861	8.014	8.073	10.47	11.05	12.03	12.94	14.08	13.01	14.47
				8	1	1	6	1	0	5
Biodiesel	31	31	17	27	35	26	31	38	28	31
Outras	335	231	347	850	1.184	1.076	1.042	1.220	1.275	1.456
Eólica	0	0	3	3	3	3	21	17	32	40
Solar	0	0	2	8	43	59	182	544	1.677	4.790

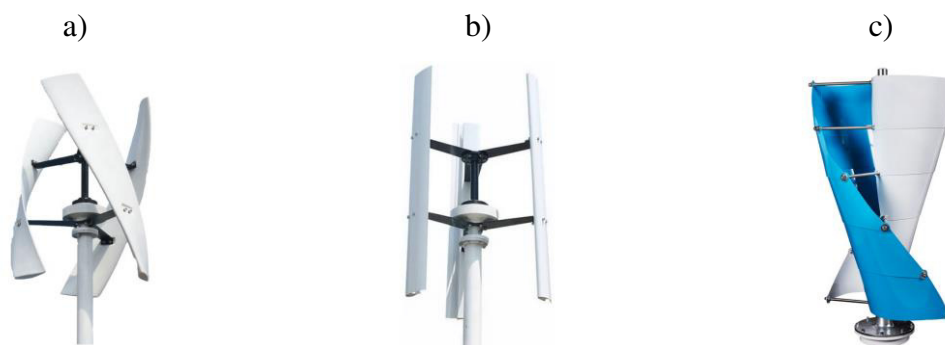
Fonte: Balanço Energético Nacional (ano base: 2020).

1.6.2 Energia eólio-elétrica

A energia eólica é obtida através da conversão da energia cinética contida nas massas de ar em movimento (vento) em eletricidade por meio de turbinas eólicas, também conhecidas como aerogeradores. A força aerodinâmica move as hélices (pás), que por sua vez faz girar o rotor, fazendo com que a intensidade do campo magnético oscile induzindo tensão nos seus terminais. Existem dois tipos de turbinas: turbinas eólicas de eixo vertical (TEEV) e as turbinas eólicas de eixo horizontal (TEEH). Entre os tipos de turbinas verticais destacam-se turbinas tipo *Darrieus* e tipo *Savonius*.

As turbinas tipo *Darrieus*, constituem-se de hélices de pás helicoidais, Figura 1.7 a), ou retas, Figura 1.7 b), possuindo duas ou três pás. Seus rotores podem atingir altas velocidades com um torque de partida aproximadamente nulo. Sua desvantagem está na complexidade de projeto e fabricação devido ao seu *design* de suas hélices (OAK ENERGIA, 2021).

Figura 1.7 - Turbinas eólicas verticais: a) turbina *Darrieus* com pás helicoidais, b) turbina *Darrieus* com pás retas e c) turbina *Savonius*.

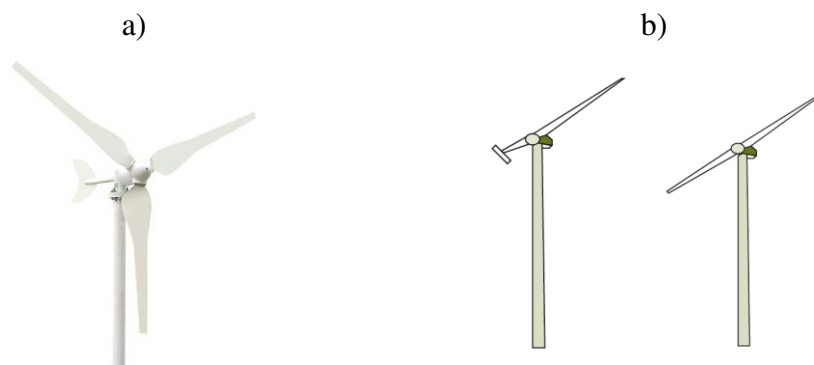


Fonte: a) Alibaba - hélice vertical, b) AliExpress - gerador eólico e c) Alibaba – turbina eólica vertical.

O rotor da turbina *Savonius*, Figura 1.7 c), atua sob as forças de arrasto e de sustentação, as quais proporcionam a rotação da turbina. Através dessa combinação a turbina é capaz de desenvolver alto torque de partida estando em baixas velocidades de vento. Suas vantagens são baixo custo de instalação e reduzidos impactos ambientais (OAK ENERGIA, 2021).

As turbinas eólicas de eixo horizontal podem possuir uma, duas, três, ou múltiplas pás, como exibidas na Figura 1.8. As turbinas que possuem uma pá são menos utilizadas pois necessitam de um contrapeso para eliminar a vibração. As turbinas com duas pás se tornam atrativas pela simplicidade e baixo custo quando comparadas as turbinas com três pás. As turbinas construídas com três pás apresentam maior estabilidade, pois distribuem melhor as tensões durante a rotação da máquina para acompanhar a direção do vento (RODRIGUES, 2011).

Figura 1.8 – Turbinas eólicas horizontais: a) três pás e b) uma e duas pás.



Fonte: a) Amazon, Turbina eólica e b) Rodrigues, 2011.

As turbinas de eixo vertical permitem que os equipamentos possam ser instalados no nível do solo, pois a direção do vento não um fator preponderante para o seu funcionamento, enquanto que as turbinas de eixo horizontal são instaladas em torres, pois necessitam que o rotor esteja posicionado na direção do vento para um melhor rendimento (RODRIGUES, 2011).

As turbinas de eixo horizontal possuem custo mais elevados que as turbinas de eixo vertical, porém apresentam eficiência e rendimento maiores. Assim, são os mais utilizados na geração de energia elétrica. Como precisam estarem posicionados na direção do vento, necessitam de um sistema de controle para mover o rotor além de se localizarem em alturas elevadas, extraíndo dessa forma a maior quantidade de energia eólica possível.

Em 2020, o Brasil aumentou sua geração de energia elétrica em 4.618 MW, obtendo 174.737 MW. Dessa expansão 38% se deve as contribuições de centrais eólicas. Essa fonte de energia representa 8,8% da matriz elétrica interna brasileira (EPE, 2021). Porém, em sistemas autônomos vem apresentando um baixo crescimento nos últimos 6 anos, quando comparado com a fonte de energia fotovoltaica no mesmo período, como pode ser observado na Tabela 1.2. Dessa forma, sua maior geração se encontra através de aerogeradores de eixo horizontal de grande escala, Figura 1.9.

Figura 1.9 - Aerogerador de grande porte.



Fonte: WEG, 2021.

1.7 CONTROLADOR DE CARGA

É um dispositivo com função de controlar a carga de baterias, mantendo as mesmas em níveis seguros. Foram desenvolvidos para administrar quando a bateria está sendo carregada e quando a bateria está sendo drenada, para alimentar alguma carga de saída. Para o garantir seu funcionamento, os controladores devem possuir sempre uma tensão superior à da bateria conectada. A Figura 1.10 exhibe um exemplo de controlador de carga.

Figura 1.10 – Controlador de carga.



Fonte: Embrar, 2021.

1.8 PORTARIA Nº 140, DE 21 DE MARÇO DE 2022

No dia 21 de março de 2022, o Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia (INMETRO) publicou a Portaria 140/2022, que aprova o regulamento técnico da qualidade e os requisitos de avaliação da conformidade para equipamentos de geração, condicionamento e armazenamento de energia elétrica em sistemas fotovoltaicos.

O documento determina os requisitos obrigatórios, em relação à segurança e desempenho dos produtos. Os fornecedores de Equipamentos de Geração, Condicionamento e Armazenamento de Energia Elétrica em Sistemas Fotovoltaicos deverão cumprir o regulamento, garantindo assim a segurança do usuário (PORTARIA Nº 140, 2022).

O documento destaca que todos os produtos deverão possuir o disponibilizar de forma visível ao consumidor a Etiqueta Nacional de Conservação de Energia (ENCE), tanto no produto quanto em sites de vendas.

1.9 TOPOLOGIAS BÁSICAS DE INVERSORES MONOFÁSICOS

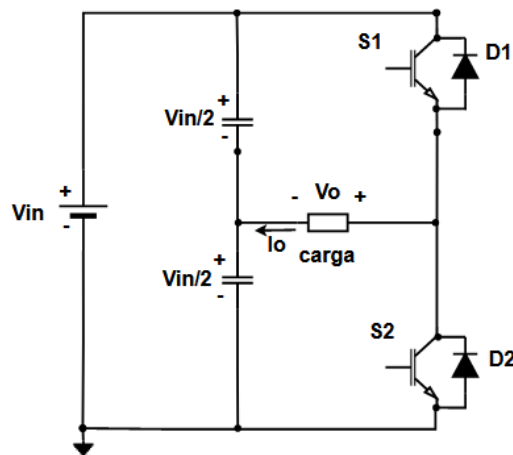
Nessa seção serão abordadas três topologias básicas de inversores monofásicos que são bastantes difundidos na literatura: a inversor meia ponte, o inversor ponte completa e o inversor *push-pull*.

1.9.1 Inversor meia ponte (*half bridge*)

O inversor meia ponte, Figura 1.11, possui apenas um braço com um par de interruptores que devem funcionar de forma complementar entre si, conectados com diodos em

anti-paralelo. Exige um barramento CC que pode ser dividido em duas fontes CC ou através de dois capacitores, com tensão total equivalente ao dobro da tensão de pico de saída. A tensão sobre a carga é igual metade da tensão de entrada ($V_{in}/2$) e a tensão máxima sobre os interruptores é igual a tensão sobre o barramento CC. Suas chaves podem ser comandadas apenas por modulação em dois níveis.

Figura 1.11 – Inversor meia ponte.

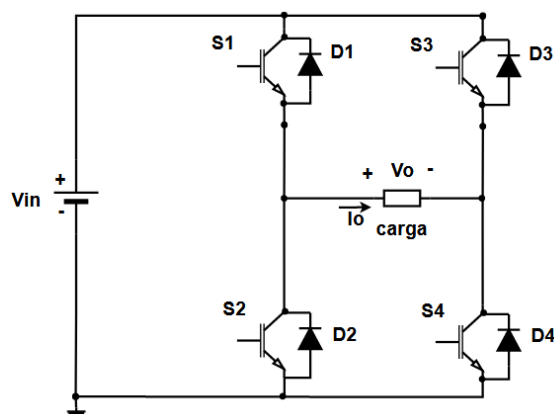


Fonte: adaptado de Bascopé, 2021.

1.9.2 Inversor ponte completa (*full bridge*)

O inversor ponte completa, Figura 1.12, possui dois braços, cada um com um par de interruptores conectados com diodos em anti-paralelo. O circuito se baseia em acionar os dois braços do inversor de forma cruzada, fazendo com que as chaves S1 e S4 estejam em condução enquanto que as chaves S2 e S3 estão em bloqueio. Dessa forma, as chaves S1 e S2, assim como S3 e S4, são complementares entre si. Em comparação com o inversor meia ponte, com a mesma tensão de entrada no barramento CC a tensão de saída obtida é o dobro. Além disso, necessita apenas de uma fonte de tensão CC na entrada e suas chaves podem ser comandadas por modulação em dois ou três níveis.

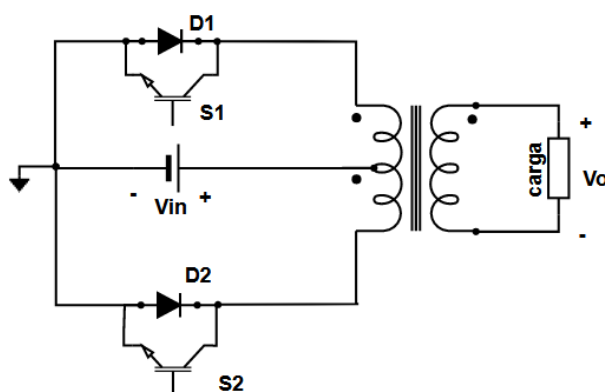
Figura 1.12 - Inversor ponte completa.



Fonte: adaptado de Bascopé, 2021.

1.9.3 Inversor *push-pull*

O inversor *push-pull*, Figura 1.13, possui dois interruptores conectados com diodos em anti-paralelo responsáveis por garantir a continuidade do fluxo de corrente no primário do transformador. As chaves S1 e S2 funcionam de maneira complementar, fazendo com que haja uma tensão alternada em virtude do duplo enrolamento no primário. Normalmente é empregado em projetos com baixa potência. É caracterizado por possuir um transformador com um ponto médio em seu primário. A tensão máxima sobre as chaves é o dobro da fonte CC.

Figura 1.13 – Inversor *push-pull*.

Fonte: adaptado de Bascopé, 2021.

1.10 ALGUMAS TOPOLOGIAS DE SISTEMAS AUTÔNOMOS

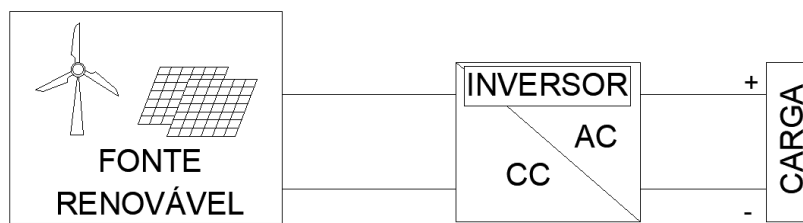
Grande parte dos inversores encontrados na literatura possuem múltiplos estágios de processamento de energia, formados por outras topologias de inversores, apresentando entre

seus estágios algum componente armazenador de energia. Esta seção apresenta alguns inversores monofásicos desenvolvidos para aplicações em pequeno porte.

1.10.1 Um estágio de processamento

Os sistemas autônomos de estágio único (CC/CA) utilizam apenas o inversor para adequar o fornecimento de energia às necessidades da carga. Sua vantagem está no número reduzido de componentes, quando comparado com outras topologias, tornando sua configuração mais simples e barata, apresentando alta confiabilidade e robustez (GOPINATH *et al.*, 2004). A Figura 1.14 exibe um diagrama de blocos de um sistema autônomo com estágio único.

Figura 1.14 - Diagrama de blocos de sistemas autônomos de estágio único.



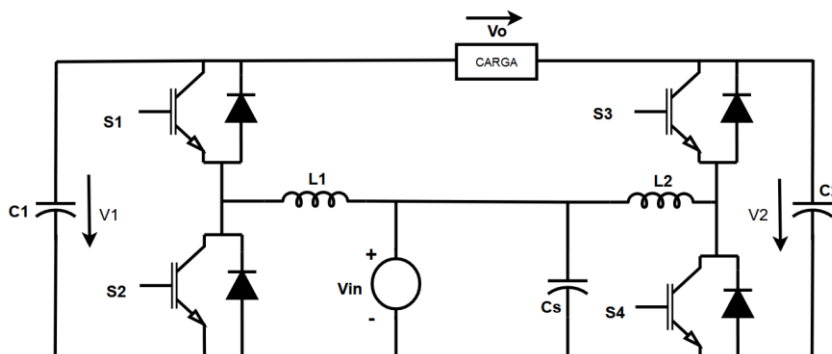
Fonte: próprio autor.

Os inversores utilizados em sistemas de um único estágio de potência propostos na literatura são o *boost* e o *buck-boost*. Esses inversores usam indutores ou transformadores *flyback* para armazenamento de energia, em que os transformadores também possuem a função de isolamento elétrico conforme a necessidade do projeto por razões de segurança (XUE *et al.*, 2004).

Topologias de inversores com um estágio de processamento

Um exemplo de inversor *boost* não isolado é apresentado na Figura 1.15, proposto por Cáceres e Barbi. A configuração é composta por dois conversores *boost* conectados em paralelo, bidirecionais em corrente, em que a carga é alimentada através das duas saídas. Cada conversor é modulado produzindo uma saída senoidal unipolar com uma componente CC (CÁCERES, 1997).

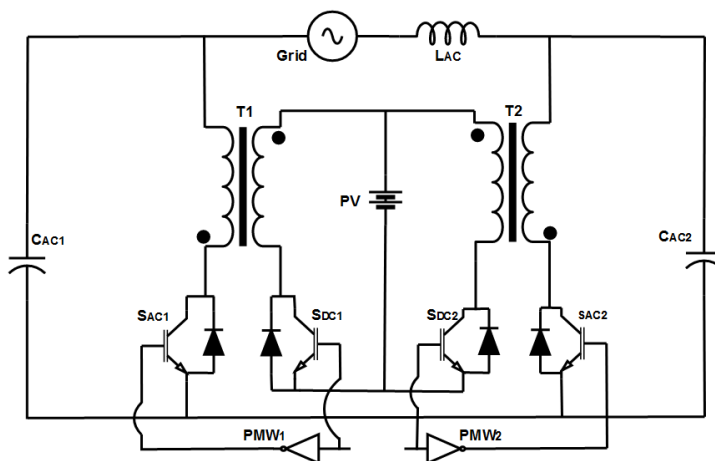
Figura 1.15 – Inversor *boost* proposto por Cáceres e Barbi.



Fonte: adaptado de Cáceres.

Um exemplo de inversor *buck-boost* isolado foi apresentado por Kjær e Blaabjerg. Sua configuração consiste em dois conversores *flyback* bidirecionais conectados em paralelo com a fonte de alimentação. A carga é conectada às duas saídas e esse inversor possui o modo de operação semelhante ao inversor exibido na Figura 1.16. Possui como vantagem o isolamento proveniente dos transformadores, o que eleva os custos do inversor (XUE *et al.*, 2004).

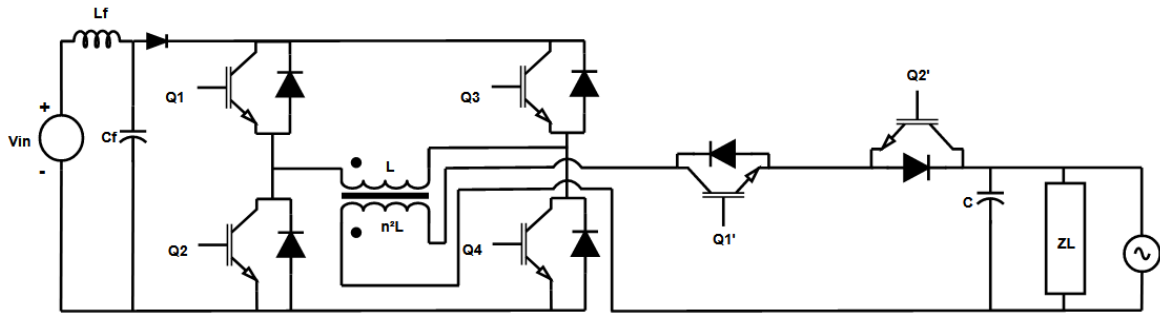
Figura 1.16 – Inversor isolado bidirecional *buck-boost* de Kjær e Blaabjerg.



Fonte: adaptado de Xue *et al.*, 2004.

Nagao e Harada sugeriram um inversor isolado, *flyback*, composto por dois conversores *buck-boost*, Figura 1.17. O inversor possui uma ponte de quatro interruptores com dois adicionais, utilizados para realizar a comutação síncrona a cada meio período de saída CA (NAGAO *et al.*, 1997).

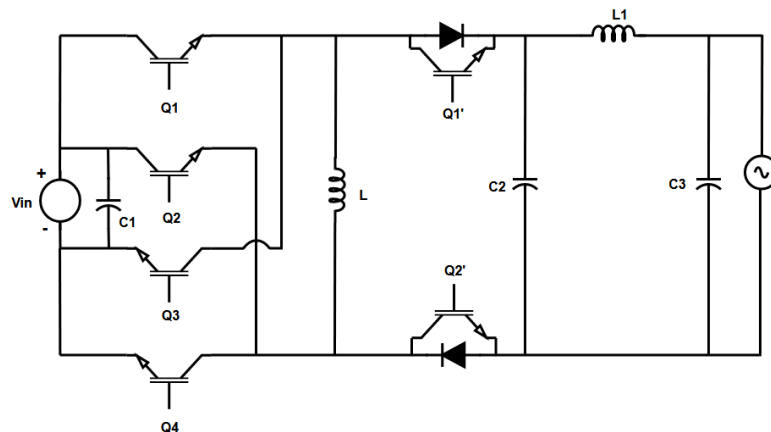
Figura 1.17 - Inversor *buck-boost* de Nagao e Harada.



Fonte: adaptado de Nagao *et al.*, 1997.

Uma topologia de conversor não isolado foi apresentada por Kusakawa, Nagayoshi, Kamisako e Kurokawa, Figura 1.18. O indutor L armazena energia, independente do sentido da corrente, fornecendo uma saída alternada. Seu tamanho é apropriado para sistemas fotovoltaicos (KUSAKAWA *et al.*, 2001).

Figura 1.18 – Inversor *buck-boost* proposto por Kusakawa *et al.*



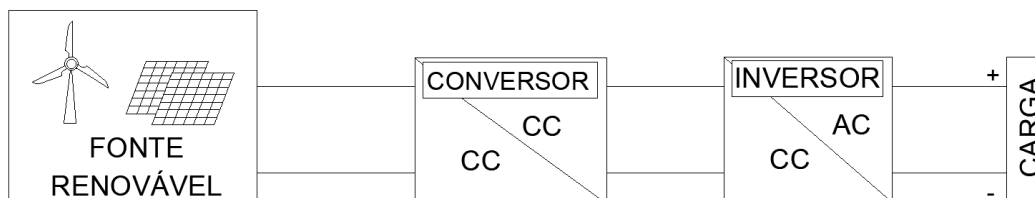
Fonte: adaptado de Kusakawa *et al.*, 1997.

1.10.2 Dois estágios de processamento

O sistema de dois estágios de potência possui dois conversores em cascata. O primeiro estágio é responsável por elevar a tensão de entrada alimentando um barramento de tensão CC, pois necessitam de níveis CC maiores que a tensão de pico da saída do inversor, enquanto que o segundo estágio possui a função de realizar a conversão CC/CA. Cada estágio

pode ser controlado de maneira síncrona ou de forma independente. A Figura 1.19 exibe um diagrama de blocos de um sistema autônomo com dois estágios.

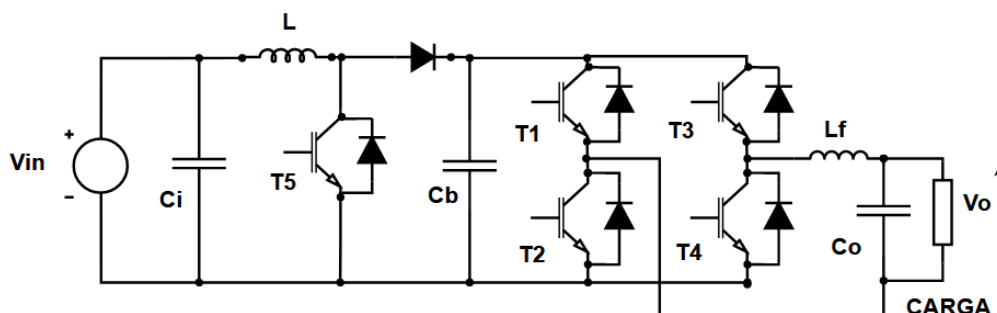
Figura 1.19 – Diagrama de blocos de sistemas autônomos de dois estágios.



Fonte: próprio autor.

Utilizando a combinação de conversor *boost* no estágio inicial e um inversor alimentado em tensão no estágio final, chega-se na configuração de um inversor exibida na Figura 1.20.

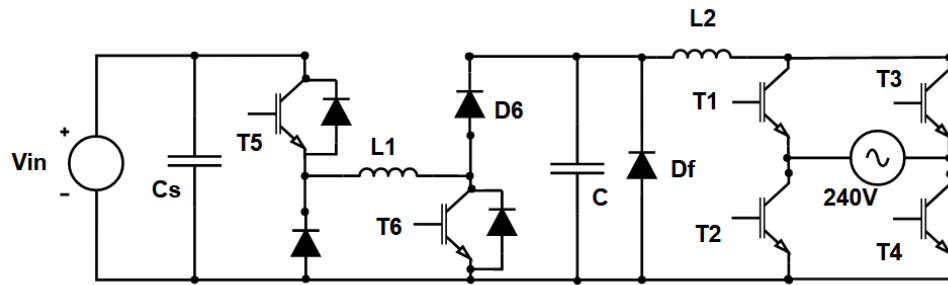
Figura 1.20 – Conversor CC-CC *boost* em cascata com inversor alimentado em tensão.



Fonte: adaptado de Xue *et al.*, 2004.

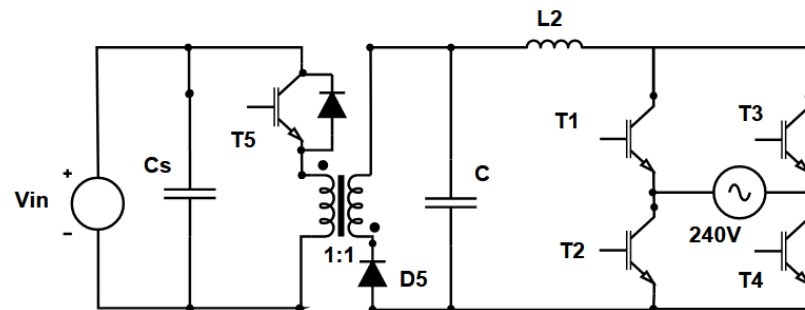
Na Figura 1.21 é exibido uma configuração projetada para sistemas conectados à rede elétrica operando com tensão máxima de 100 V em corrente contínua, proposta por Saha e Sundarsingh. O primeiro estágio é composto por um conversor CC-CC *buck-boost*. O segundo estágio é um inversor alimentado em corrente que injeta energia na rede. Em aplicações de topologias isoladas, como exibido na Figura 1.22, a utilização de transformadores de alta frequência podem extrair energia mesmo que a tensão gerada por energias renováveis seja baixa (XUE *et al.*, 2004)..

Figura 1.21 – Conversor CC-CC *buck-bosst* em cascata com inversor alimentado em corrente.



Fonte: adaptado de Xue *et al.*, 2004.

Figura 1.22 – Conversor CC-CC *flyback* em cascata com inversor alimentado em corrente.



Fonte: adaptado de Xue *et al.*, 2004.

1.11 MODULAÇÕES SPWM UNIPOLAR E BIPOLAR

A modulação de largura de pulso senoidal (*Sinusoidal Pulse Width Modulation - SPWM*) consiste em comparar uma forma de onda triangular, também chamada de onda portadora, com uma forma de onda moduladora senoidal (imagem da tensão de saída). A frequência da onda portadora, f_p , define a frequência de chaveamento dos semicondutores enquanto que frequência da onda moduladora, f_m , define a frequência fundamental da tensão de saída do inversor (MOHAN,1995).

A modulação SPWM é uma técnica que apresenta duas configurações para realizar a comparação entre os sinais: a modulação unipolar e a modulação bipolar.

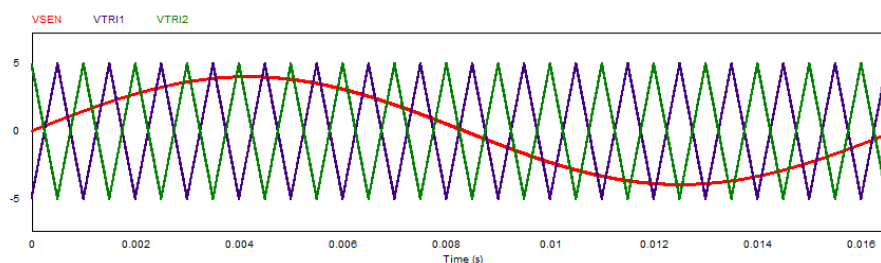
1.10.1 Modulação SPWM unipolar

A modulação unipolar, também chamada de modulação de três níveis, pode ser gerada de duas formas:

- A partir da comparação de duas ondas portadoras defasadas em 180° elétricos com uma onda moduladora, como exibido na Figura 1.23;
- Através da comparação de uma onda portadora com duas ondas moduladoras defasadas em 180° elétricos, como exibido na Figura 1.24.

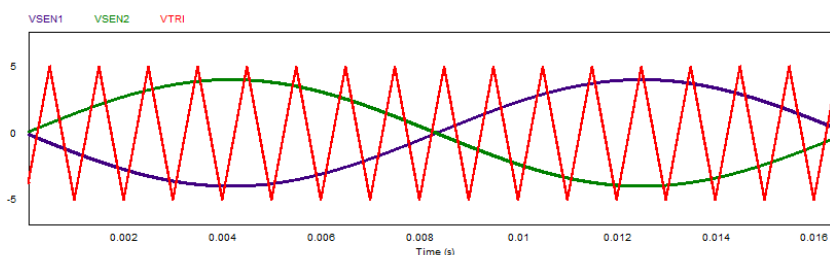
O sinal sintetizado apresenta três valores de tensão: $+V_i$, 0 e $-V_i$, como mostra a Figura 1.25. Quando a onda senoidal da saída do inversor está em seu semiciclo positivo, o sinal sintetizado apresenta níveis de tensão V_i e 0. Porém, quando o semiciclo da onda senoidal é negativo o sinal sintetizado apresenta níveis de tensão 0 e $-V_i$.

Figura 1.23 – Modulação SPWM unipolar com uma onda moduladora.



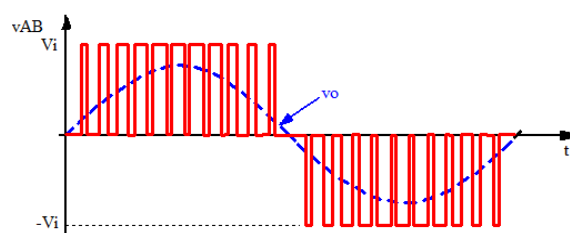
Fonte: autoria própria.

Figura 1.24 – Modulação SPWM unipolar com duas ondas moduladoras.



Fonte: autoria própria.

Figura 1.25 – Modulação SPWM unipolar

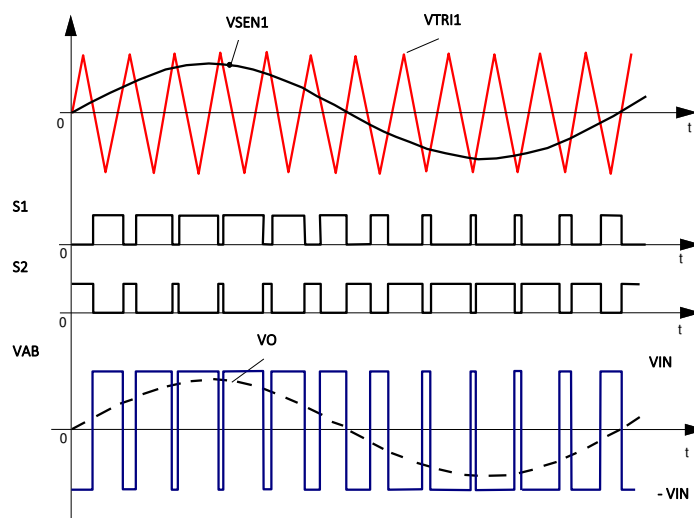


Fonte: adaptado de Bascopé, 2021.

1.11.2 Modulação SPWM bipolar

A modulação bipolar, também chamada de modulação de dois níveis, é gerada a partir da comparação entre uma onda portadora com uma onda moduladora, como exibido na Figura 1.26. Essa modulação apresenta dois valores de tensão: V_i e $-V_i$. Quando a amplitude da onda senoidal é superior a amplitude da onda triangular, o sinal sintetizado é positivo. Quando a amplitude da onda senoidal é inferior à da onda triangular o sinal sintetizado é negativo, como pode ser observa na Figura 1.26, por exemplo.

Figura 1.26 – Modulação SPWM bipolar



Fonte: adaptado de Bascopé, 2021.

1.10.2 Índices de modulação e frequência

Para o SPWM são caracterizados dois índices: o índice de modulação de amplitude e o índice de modulação de frequência.

O índice de modulação de amplitude (M), é a razão entre a amplitude do sinal modulante (V_m), e o sinal da portadora (V_p), como pode ser observado na equação (1.3).

$$M = \frac{V_m}{V_p} \quad (1.3)$$

Para valores de $M \leq 1$, a amplitude da tensão fundamental de saída do inversor (V_{Opico}) relaciona-se com o índice de modulação através da equação (1.4), onde V_{in} é a tensão no barramento CC do inversor.

$$M = \frac{V_{o\text{pico}}}{V_{in}} \quad (1.4)$$

O índice de modulação de frequência (Mf) é a razão entre a frequência do sinal da modulante (fm), e a frequência do sinal da portadora (fp) exibido na equação (1.5).

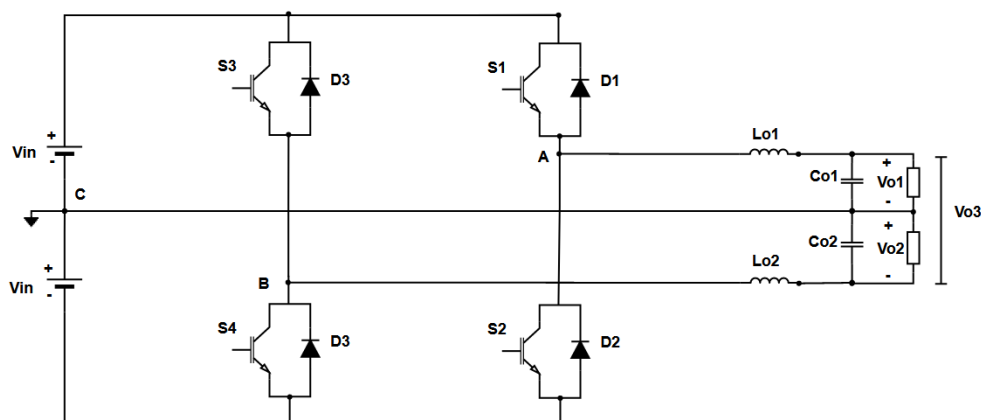
$$Mf = \frac{f_p}{f_m} \quad (1.5)$$

Esse índice influencia a formação de harmônicos na saída do inversor. Assim, em aplicações de eletrônica de potência, habitua-se a trabalhar com frequências de chaveamento a partir de 10 kHz, evitando o surgimento de diversos componentes harmônicos de baixas frequências.

1.12 PROPOSTA DO TCC

O tema escolhido visa descrever o projeto de dois inversores monofásico, um com modulação bipolar e o outro com modulação unipolar, para aplicação em sistemas autônomos com energias renováveis de pequeno porte. A topologia dos inversores estudados é exibida na Figura 1.27.

Figura 1.27 – Inversor bifásico.



Fonte: adaptado de Branco, 2004.

Essa topologia é baseada na junção de dois inversores meia ponte. O inversor disponibiliza duas saídas defasadas em 180° elétricos, que ao combiná-las gera uma terceira saída. Por possuir duas saídas o inversor é chamado de inversor duplo meia ponte ou de inversor bifásico.

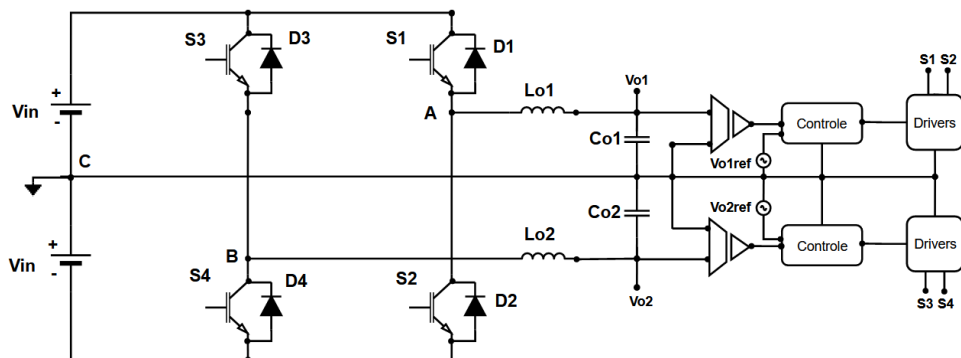
Esse inversor é encontrado na literatura por meio da dissertação de mestrado em engenharia elétrica: “Sistema Ininterrupto de Energia de Dupla Conversão, Não Isolado, com Tensões de Entrada e Saída Universais” do professor Carlos Gustavo C. Branco, defendido em 2004, pela Universidade Federal do Ceará; e do artigo *Development of a Low Cost Fuel Cell Inverter System With DSP Control* (Desenvolvimento de uma célula de combustível de baixo custo Sistema Inversor com Controle DSP), dos autores Rajesh Gopinath, Sangsun Kim, Jae-Hong Hahn, Prasad N. Enjeti, Mark B. Yeary e Jo W. Howze, publicado em 2004 pela IEEE (Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos).

O módulo 8 do PRODIST estabelece valores para todos os parâmetros relativos ao fornecimento ou consumo da energia elétrica, com o objetivo de regular os padrões de qualidade e manter o setor elétrico em constante evolução. Por meio deste módulo são apresentadas metodologias para cálculo dos indicadores de qualidade do produto, como também os fenômenos relativos à conformidade da onda de tensão em regime permanente e transitório (ANEEL, 2022).

Levando em consideração que no Brasil em sistemas monofásicos se trabalha com tensões eficazes de 127 V e 220 V, neste trabalho será descrito o dimensionamento dos inversores possuindo duas saídas de 110 V, de modo a produzirem uma terceira saída em 220V.

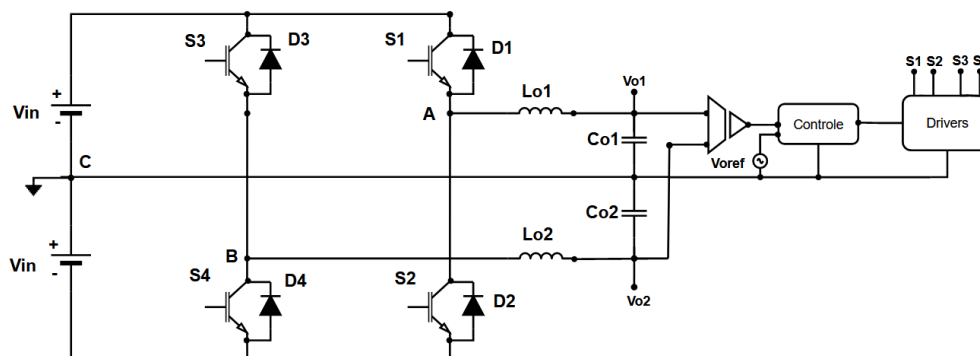
O inversor com modulação bipolar estudado possui duas malhas de tensão, uma para cada braço do inversor, exibido na Figura 1.28. O inversor com modulação unipolar possui uma malha tensão única, monitorando as duas saídas de tensão, como exibido na Figura 1.29.

Figura 1.28 – Inversor com modulação bipolar.



Fonte: adaptado de Bascopé, 2021.

Figura 1.29 – Inversor com modulação unipolar.



Fonte: adaptado de Bascopé, 2021.

Será realizado um estudo comparativo entre os dois inversores, através de duas simulações em regime permanente. A primeira simulação, os inversores são alimentados com duas fontes contínuas de 200 V e conectados a cargas lineares e não-lineares equilibradas. Na segunda simulação os inversores são alimentados por uma fonte contínua de 400 V e será aplicado um divisor capacitivo simétrico na entrada do circuito, conectando todas as saídas de tensão a cargas desequilibradas.

1.13 CONSIDERAÇÕES

Este capítulo fez uma breve introdução sobre a utilização de fontes de energias renováveis, em especial sobre o uso de sistemas fotovoltaicos e eólicos no Brasil. Foram estudados os principais dispositivos que compõem um sistema autônomo de energia, mostrando a importância dos inversores.

Foram apresentadas algumas topologias de inversores encontradas na literatura. A maioria dos inversores possuem mais de um estágio de processamento de energia, sendo combinações de conversores CC-CC com conversores CC-CA que necessitam de um componente armazenador de energia entre os dois estágios.

Foi apresentado a técnica de modulação senoidal SPWM e suas duas configurações (unipolar e bipolar), que serão utilizadas para o controle das chaves de potência dos dois inversores que serão desenvolvidos e comparados neste trabalho.

CAPÍTULO 2

ESTUDO DO INVERSOR BIFÁSICO BASEADO EM DOIS INVERSORES MEIA PONTE COM MODULAÇÃO BIPOLAR

2.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo é abordado o desenvolvimento do projeto do inversor bifásico, composto por dois inversores monofásicos meia ponte, também conhecido como "*dual half-bridge inverter*". O inversor fornece duas saídas de 110 V (V_{o1} e V_{o2}) defasadas em 180° elétricos e uma saída de 220 V (V_{o3}), oriunda da junção das saídas V_{o1} e V_{o2} , com frequências de 60 Hz.

A modulação utilizada para o controle das chaves é a modulação bipolar SPWM: em ambos os braços do inversor a modulação é gerada com uma onda portadora triangular, porém com duas moduladoras senoidais deslocadas em 180 graus elétricos entre si.

O projeto de controle é feito para cada inversor meia ponte, monitorando a tensão de cada saída do inversor bipolar. Para conversores da família *buck*, ao qual pertence os inversores de tensão (VSI - *Voltage Source Inverter*), o compensador que melhor se adapta é o Proporcional Integral Derivativo (PID), que apresenta dois zeros e dois polos em sua função de transferência.

Esse capítulo apresenta a análise quantitativa e qualitativa do inversor bifásico estudando sua topologia, os equacionamentos para os dimensionamentos dos seus componentes, como os semicondutores e os elementos passivos, e o projeto da malha de controle para o inversor.

2.2 ANÁLISE QUALITATIVA

2.2.1 Topologia do inversor

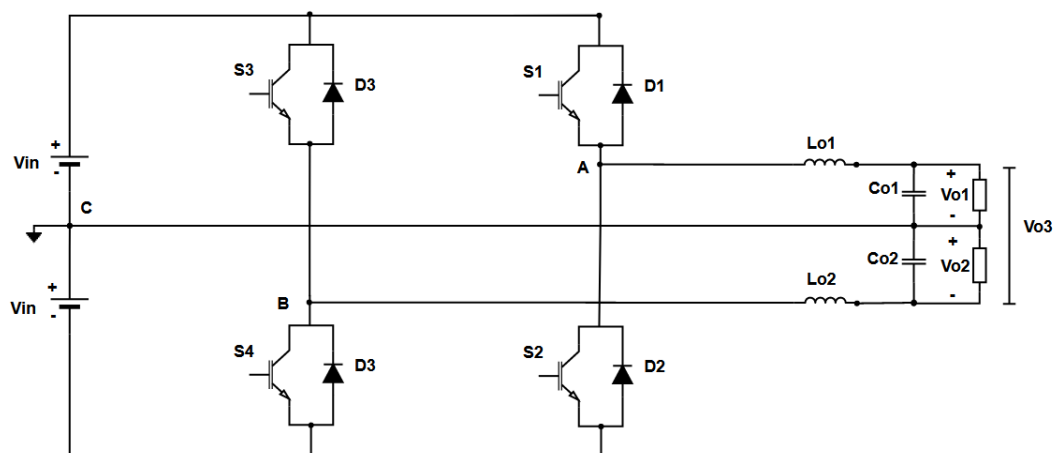
A topologia do inversor bifásico não isolado é mostrada na Figura 2.1, composta por 4 chaves denominadas S1, S2, S3 e S4. Os filtros LC em cada saída são formados pelos indutores L_{o1} e L_{o2} e pelos capacitores C_{o1} e C_{o2} , com o objetivo de minimizar a taxa de distorção harmônica.

O inversor disponibiliza uma saída em cada braço, com potências e tensões iguais. Além disso, o inversor disponibiliza uma terceira saída ao conectar a carga em ambos os braços. Assim, a carga pode ser alimentada com duas tensões diferentes.

As tensões de entrada do inversor, representadas por fontes de tensão contínua (V_{in}), substituem um divisor capacitivo formado por C1 e C2, que serão dimensionados no

capítulo 4, simplificando assim a análise de funcionamento do inversor em relação a presença de ondulação de tensão na entrada do circuito.

Figura 2.1 – Topologia do inversor bifásico.



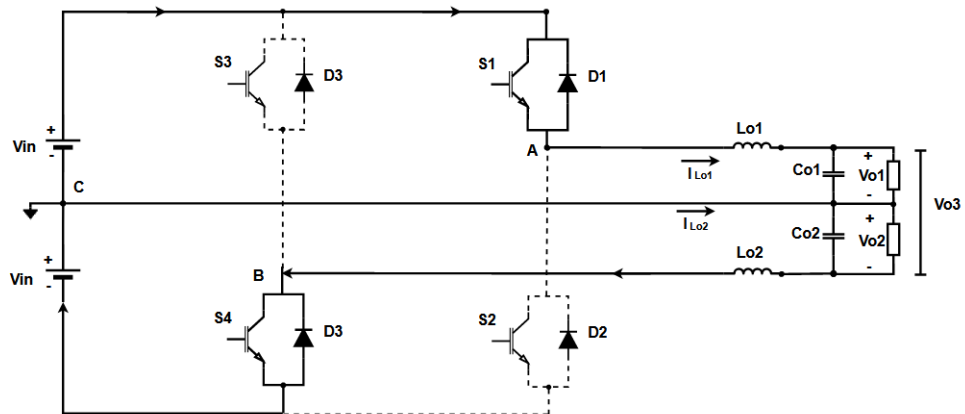
Fonte: adaptado de Branco, 2004.

2.2.2 Princípio de funcionamento.

Neste inversor cada braço apresenta 4 etapas operação, duas para cada semiciclo de tensão de saída. Para o controle dos semicondutores, o SPWM é aplicado em cada um dos braços, com a única diferença de deslocamento de fase em 180 graus elétricos entre as ondas moduladoras e portadoras. Para análise a seguir, todos os elementos foram considerados como ideais e foi desprezado o tempo “morto” presente nas chaves de potência.

Primeira etapa de operação (semiciclo positivo da tensão de saída): as chaves S1 e S4 são comandados a conduzir simultaneamente enquanto que as chaves S2 e S3 se encontram em bloqueio, como ilustrado na Figura 2.2. As correntes dos indutores L_{o1} e L_{o2} são positivas, fluindo para as cargas. As fontes de tensão CC transferem energia para os filtros de saída. Os pontos A-C e C-B possuem o mesmo valor que as fontes CC (+ V_{in}).

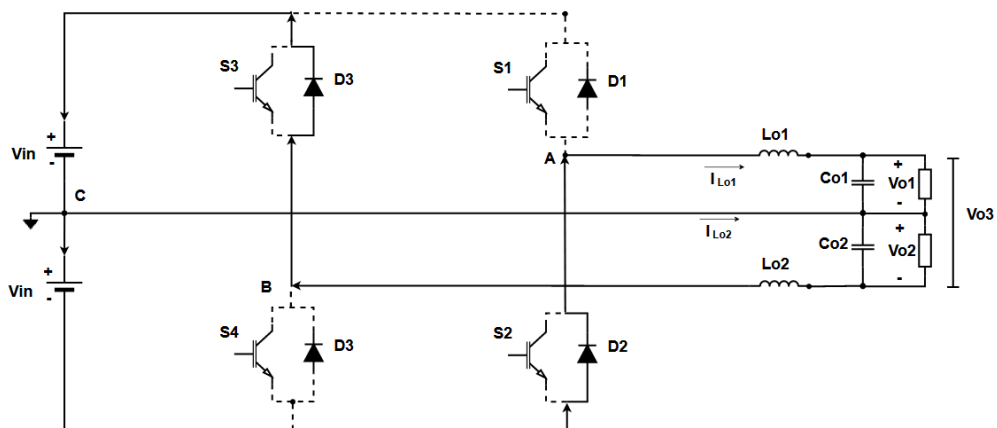
Figura 2.2 – Primeira etapa de operação.



Fonte: adaptado de Branco, 2004.

Segunda etapa de operação (semiciclo positivo da tensão de saída): durante essa etapa todas as quatro chaves do conversor encontram-se em bloqueio, conforme ilustrado na Figura 2.3. As correntes dos indutores $Lo1$ e $Lo2$ são positivas e continuam no mesmo sentido (em direção a carga) polarizando os diodos $D2$ e $D3$, criando um caminho para circulação das correntes, transferindo assim a energia armazenadas pelos indutores para as fontes de tensão. Dessa forma, o valor das correntes decresce ao longo do tempo. Os pontos A-C e C-B possuem o valor de $-V_{in}$.

Figura 2.3 – Segunda etapa de operação.

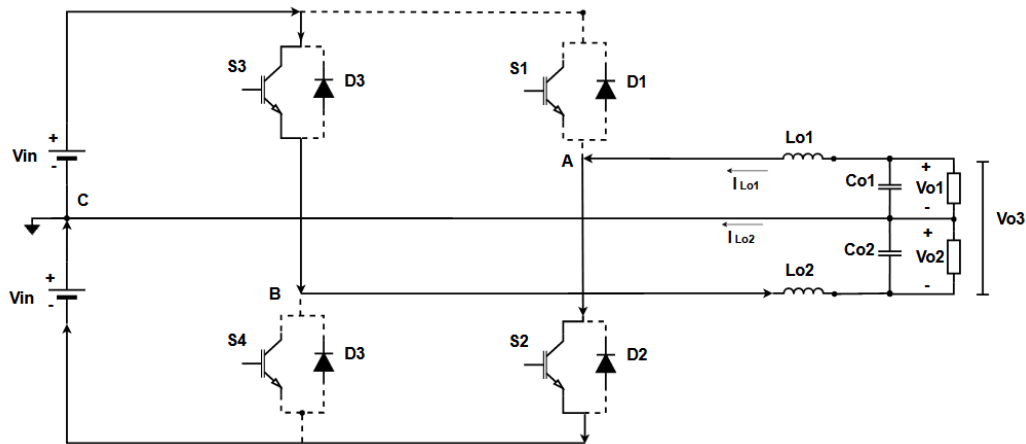


Fonte: adaptado de Branco, 2004.

Terceira etapa de operação (semiciclo negativo da tensão de saída): durante essa etapa as chaves $S2$ e $S3$ se encontram em condução, enquanto $S1$ e $S4$ em bloqueio. As correntes dos indutores $Lo1$ e $Lo2$ mudam de sentido tornando-se negativas, como exibido na Figura 2.4. As fontes de

tensão transferem energia para os filtros de saída. As tensões presentes nos pontos A-B e C-B possuem o mesmo valor médio que as fontes de tensão, porém com polaridade invertida ($-V_{in}$).

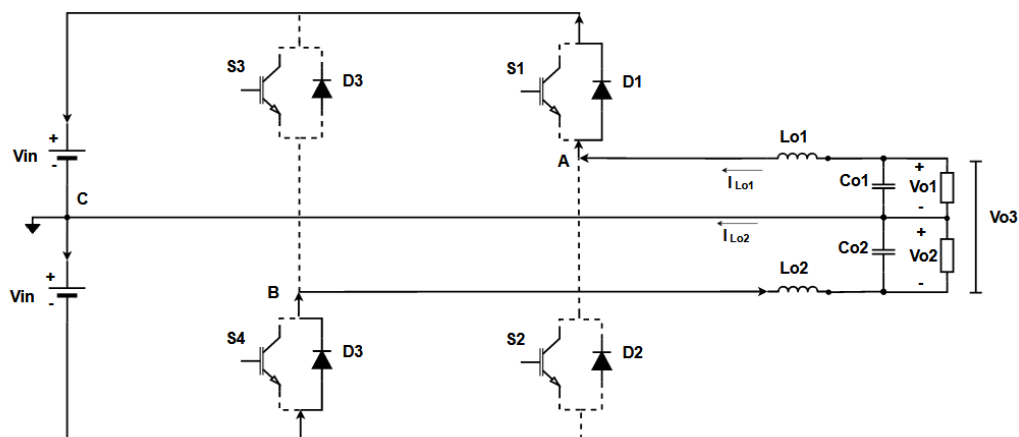
Figura 2.4 – Terceira etapa de operação.



Fonte: adaptado de Branco, 2004.

Quarta etapa de operação (semiciclo negativo da tensão de saída): Nesta etapa de operação as chaves S2 e S3 são comandadas a bloquear. As correntes nos indutores $Lo1$ e $Lo2$ continuam negativas polarizando assim os diodos D1 e D4. O valor das correntes decrescem ao longo do tempo pois os indutores estão transferindo energia para as fontes de tensão CC. A Figura 2.5 exibe o processo de operação dessa etapa.

Figura 2.5 – Quarta etapa de operação.



Fonte: adaptado de Branco, 2004.

2.2.3 Técnica de modulação - SPWM bipolar

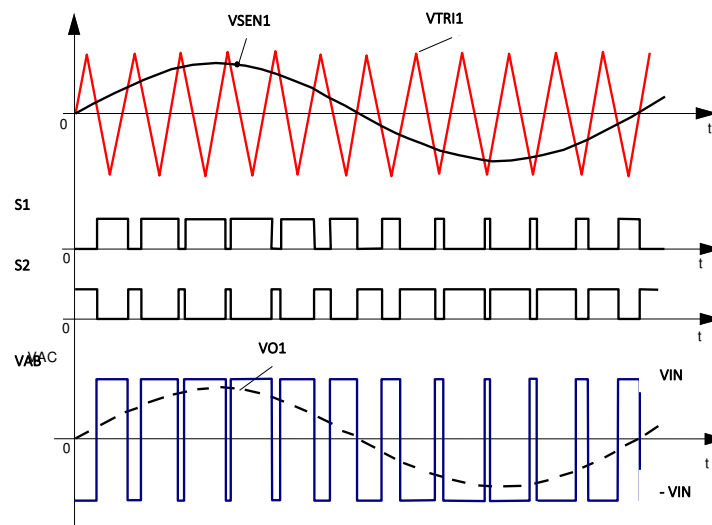
A estratégia de modulação SPWM consiste em acionar as chaves do mesmo braço de forma complementar entre si, ou seja, a segunda chave recebe um sinal defasado em 180° elétricos quando comparada com a primeira chave.

A técnica também se baseia em acionar os dois braços do inversor de forma cruzada: enquanto as chaves S1 e S4 estão em condução as chaves S2 e S3 estão em bloqueio. O sinal que comanda as chaves é gerado através da comparação de um sinal senoidal (moduladora) com um sinal triangular (portadora). O cruzamento entre as chaves pode ser realizado de duas formas:

- As chaves S1 e S4 são comandados pelo mesmo sinal enquanto que S2 e S3 são comandados pelo seu complemento.
- São gerados dois sinais SPWM, um destinado a cada braço. Dessa forma, a chave S2 é comandada pelo complemento do sinal S1, enquanto que a chave S4 é comandada pelo complemento do sinal S3.

O comando independente das chaves em cada braço, como descrito na segunda opção permite que cargas desbalanceadas possam ser conectadas em cada uma das saídas do inversor. Neste projeto a segunda opção será implementada. A Figura 2.6 exhibe as formas de onda para a modulação bipolar referentes ao braço direito do inversor.

Figura 2.6 – Formas de onda da modulação bipolar em relação ao braço direito do inversor.

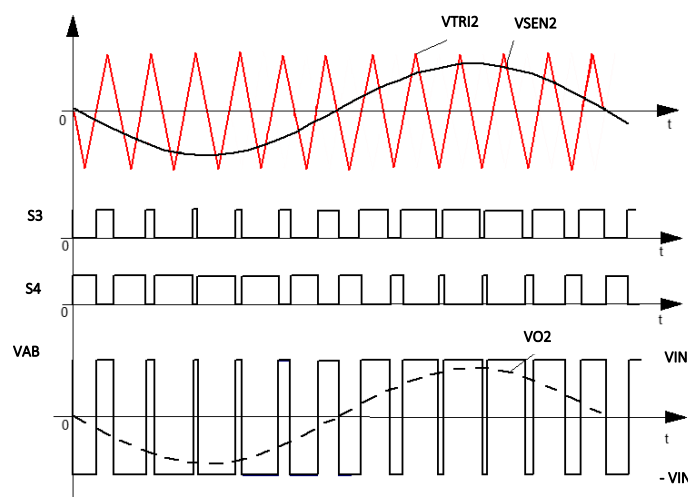


Fonte: adaptado de Bascope, 2021.

O sinal triangular, denominado de V_{TRI1} , determina a frequência de comutação das chaves, enquanto que o sinal da moduladora senoidal, V_{SEN1} , define a frequência da saída do inversor. Nota-se que a tensão entre os pontos A e B possui valores de $+V_{in}$ e $-V_{in}$. Por esse motivo, essa modulação também é chamada modulação de dois níveis.

De forma semelhante, a Figura 2.7 ilustra as formas de onda da modulação bipolar aplicado ao braço esquerdo do inversor. A moduladora senoidal e a onda portadora são deslocadas em 180° graus elétricos, em relação as ondas aplicadas ao braço direito. Se a forma onda triangular for a mesma aplicada em ambos os braços o conversor apresentará características presentes na modulação unipolar.

Figura 2.7 – Formas de onda da modulação bipolar em relação ao braço esquerdo do inversor.



Fonte: adaptado de Bascopé, 2021.

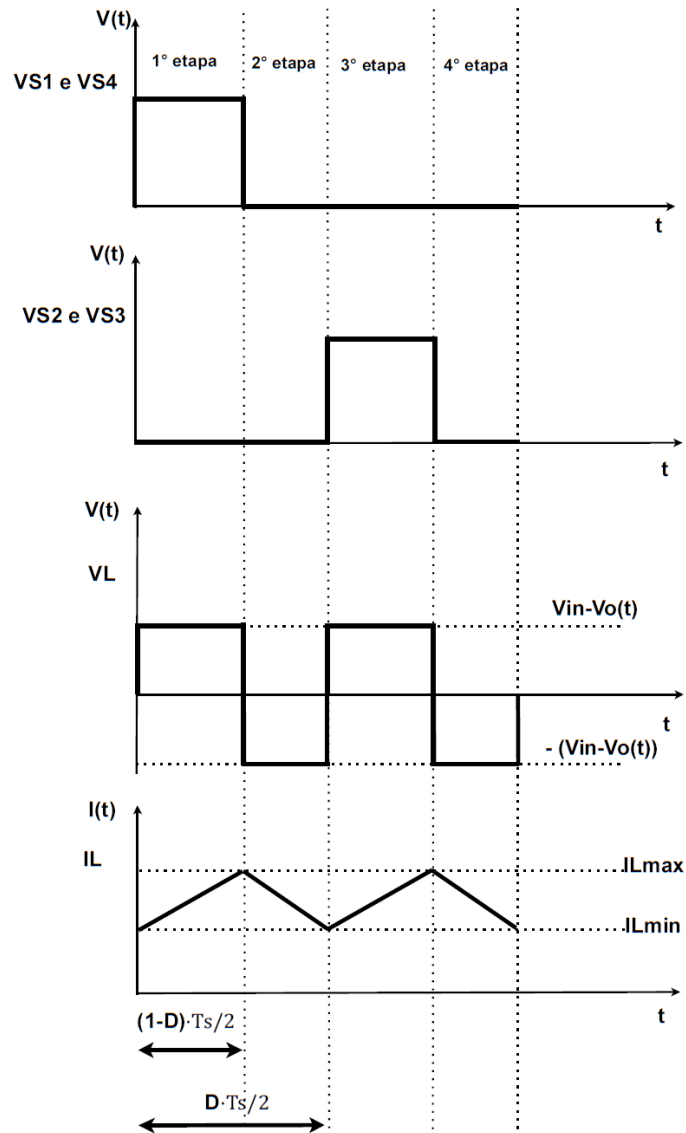
2.3 RESUMO DAS EXPRESSÕES MATEMÁTICAS PARA DIMENSIONAMENTO

Nesta seção é apresentado o dimensionamento dos semicondutores e dos elementos passivos que compõem o circuito de potência e o circuito de controle do inversor, realizando um exemplo de projeto com as equações obtidas. Como ambos os braços do inversor apresentam a mesma potência e tensão de saída, o dimensionamento será realizado para apenas um dos braços.

2.3.1 Circuito de potência

A Figura 2.8 exibe as principais formas de onda do inversor operando com modulação bipolar.

Figura 2.8 – Principais formas de onda para modulação SPWM bipolar.



Fonte: adaptado de Bascopé, 2021.

a) Característica estática

A tensão média entre os pontos A e B, presentes na Figura 2.2, pode ser obtida através da equação (2.1). A relação entre a tensão de entrada e tensão média entre os pontos A e B é obtido em (2.2).

$$V_{AB} = \frac{V_{in} \cdot D \cdot T_s - (1 - D) \cdot V_{in} \cdot T_s}{T_s} \quad [V] \quad (2.1)$$

$$\frac{V_{AB}}{V_{in}} = 2 \cdot D - 1 \quad (2.2)$$

Considerando apenas a componente fundamental da saída do inversor:

$$V_{AB} = V_{o_pico} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad [V] \quad (2.3)$$

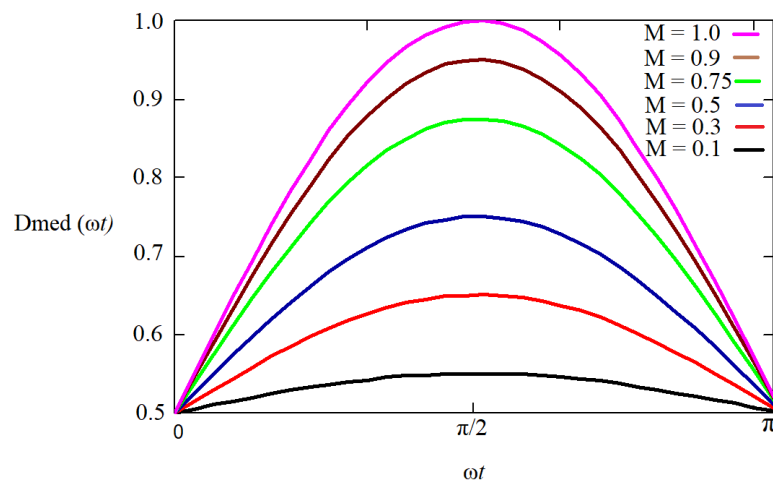
Substituindo (2.3) em (2.2) é obtido a equação (2.4). Isolando a variável D e aplicando a equação (1.4) chega-se à razão cíclica média instantânea, determinada pela equação (2.5).

$$\frac{V_{o_pico} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)}{V_{in}} = 2 \cdot D - 1 \quad (2.4)$$

$$D_{med}(\omega \cdot t) = 0,5 \cdot (M \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) + 1) \quad (2.5)$$

Dessa forma, a Figura 2.9 ilustra uma análise gráfica a partir da equação (2.5) aplicando diferentes valores para o índice de modulação.

Figura 2.9 – Variação da razão cíclica média instantânea para meio período da tensão de saída.



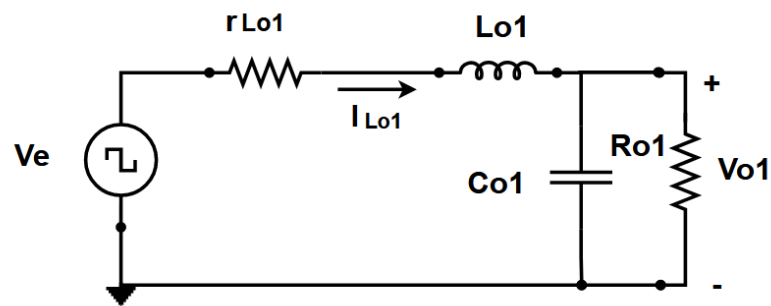
Fonte: próprio autor.

De acordo com a equação, quando o sinal da referência senoidal se encontra em $\pi/2$ os pulsos alcançam seu valor máximo e quando se encontra em 0 ou π a expressão apresenta seu valor mínimo.

b) Dimensionamento dos indutores do filtro de saída (L_{o1} , L_{o2})

O circuito equivalente de uma das saídas do inversor com o filtro LC e com uma carga resistiva é apresentado na Figura 2.10.

Figura 2.10 – Circuito equivalente.



Fonte: próprio autor.

A tensão V_e é modelada como uma fonte de tensão de onda quadrada, possuindo como valores $+V_{in}$ e $-V_{in}$. O resistor r_{Lo1} representa a resistência interna do indutor L_{o1} . Não foi considerado a resistência equivalente do Capacitor C_{o1} pois os capacitores aplicados a esses projetos são os de polipropileno, apresentando baixos valores de resistência.

Considerando umas das etapas de operação, quando a chave é comandada a conduzir para o funcionamento do inversor, a tensão aplicada sobre o indutor é expressa pela equação (2.6), onde Δt é o intervalo de condução da chave. A tensão de saída do inversor é dada pela equação (2.7).

$$L_{o1} \cdot \frac{\Delta i_{L_{o1}}(\omega \cdot t)}{\Delta t} + r_{L_{o1}} \cdot i_{L_{o1}}(\omega \cdot t) + V_o(t) = V_{in} \quad [V] \quad (2.6)$$

$$V_o(t) = V_{o_{pico}} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad [V] \quad (2.7)$$

Substituindo o valor de $V_o(t)$ na equação (2.6) chega-se à expressão (2.8):

$$L_{o1} \cdot \frac{\Delta i_{L_{o1}}(\omega \cdot t)}{\Delta t} + r_{L_{o1}} \cdot i_{L_{o1}}(\omega \cdot t) + V_{o_{pico}} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) = V_{in} \quad [V] \quad (2.8)$$

Como o intervalo de condução da chave é Δt e a razão cíclica média instantânea é expressa pela equação (2.5), fazendo as substituições, Δt é dado pela equação (2.9).

$$\Delta t = D_{med}(\omega \cdot t) \cdot T_s \quad [s] \quad (2.9)$$

Substituindo a equação (2.9) na equação (2.8), obtém-se uma expressão para a tensão no indutor L_{o1} . Levando em consideração que a resistência do indutor é pequena quando comparada com as demais grandezas, a queda de tensão no indutor é expressa pela equação (2.10).

$$L_{o1} \cdot \frac{\Delta i_{L_{o1}}(\omega \cdot t)}{D_{med}(\omega \cdot t) \cdot T_s} = V_{in} - V_{o_{pico}} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad [V] \quad (2.10)$$

Resolvendo-se a equação anterior, sabendo T_s pode ser definido como o inverso da frequência de chaveamento (f_s), a ondulação de corrente no indutor L_{o1} é expressar por:

$$\Delta i_{L_{o1}}(\omega \cdot t) = \frac{(V_{in} - V_{o_{pico}} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)) \cdot (1 + M \cdot \text{sen}(\omega \cdot t))}{2L_{o1} \cdot f_s} \quad [A] \quad (2.11)$$

A relação entre o valor de pico da saída do inversor e a tensão de entrada é exibido na equação (2.12). Substituindo (2.12) em (2.11) e isolando V_{in} , chega-se à equação (2.13).

$$V_{o_{pico}} = M \cdot V_{in} \quad [V] \quad (2.12)$$

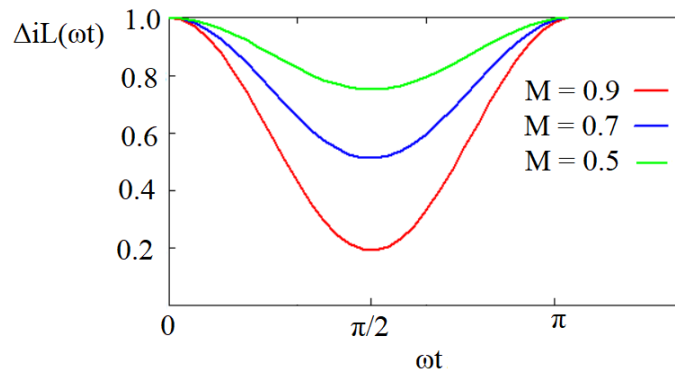
$$\frac{\Delta i_{L_{o1}}(\omega \cdot t) \cdot 2L_{o1} \cdot f_s}{V_{in}} = (1 - M \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)) \cdot (1 + M \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)) \quad (2.13)$$

Parametrizando o lado esquerdo da equação (2.13) por $\Delta i_L(\omega t)$ e manipulando a equação, é obtido a equação (2.14):

$$\Delta i_L(\omega \cdot t) = 1 - (M \cdot \text{sen}(\omega \cdot t))^2 \quad [\text{A}] \quad (2.14)$$

Com a equação da variação de corrente no indutor definida, é realizada uma análise gráfica para diferentes coeficientes de modulação, exibida na Figura 2.11.

Figura 2.11 – Variação da ondulação de corrente no indutor.



Fonte: próprio autor.

É importante destacar que a capacitância do filtro de saída pode ser determinada em função da máxima ondulação de tensão, que está relacionado a máxima ondulação de corrente no indutor, pois a ondulação de corrente através do indutor será a mesma através do capacitor.

Analisando o gráfico, percebe-se que a máxima ondulação de corrente ocorre quando $(\omega \cdot t)$ é igual a zero ou quando seus valores são múltiplos de π . Adotando $(\omega \cdot t)$ igual a zero e substituindo na equação (2.11), a máxima ondulação de corrente no indutor L_{o1} é expressar pela equação (2.15).

$$\Delta i_{L_{o1}}(\omega \cdot t)(\text{máximo}) = \frac{V_{in}}{2L_{o1} \cdot f_s} \quad [\text{A}] \quad (2.15)$$

Dessa forma, manipulando a equação anterior, a equação que define o dimensionamento dos indutores de saída do inversor (L_{o1} e L_{o2}) é expressa por:

$$L = \frac{V_{in}}{2\Delta i_{L_{o1}}(\text{máximo}) \cdot f_s} \quad [\text{H}] \quad (2.16)$$

Restrição do indutor de filtragem

Levando em consideração que a maioria dos equipamentos eletrônicos são cargas não-lineares, faz-se necessário conhecer suas características para a escolha adequada do indutor do filtro de saída do inversor. Um retificador com filtro capacitivo, exemplo de carga não-linear, drena uma elevada corrente em um curto espaço de tempo para carregar seu capacitor, apresentando derivadas de subida e descida elevadas. Essa propriedade pode gerar uma queda de tensão no indutor de tal maneira que a forma de onda na saída do inversor seja distorcida (GERENT, 2005).

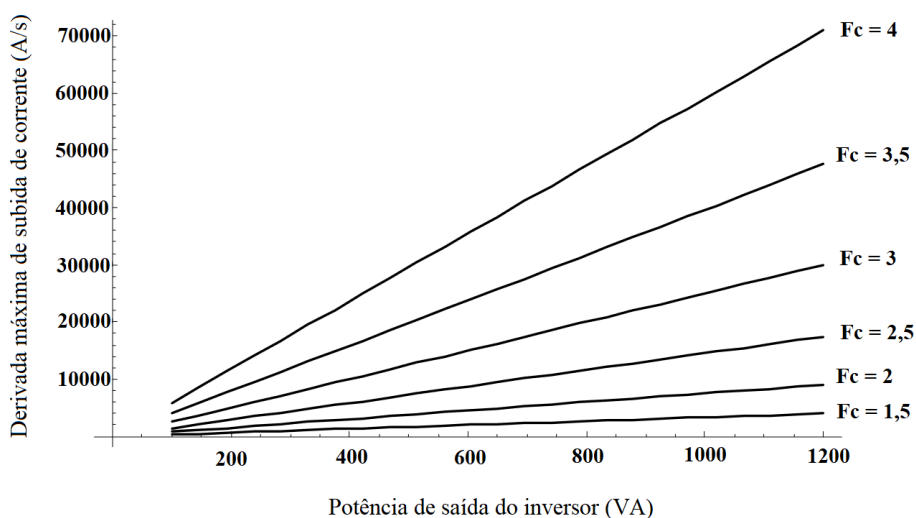
Para o dimensionamento correto do indutor de filtro de saída, baseado nos estudos realizados por Gerent, optou-se por utilizar as seguintes restrições:

Máxima derivada de subida: essa restrição, exibida na equação (2.17), é válida para índices de modulação elevados. V_{imin} representa a tensão mínima no barramento de entrada do inversor e V_{opico} representa o valor de pico da tensão de saída. É imposta uma razão cíclica máxima de 0,9 como margem de segurança no controle dos interruptores.

$$L < \frac{0,9 \cdot V_{imin} - V_{opico}}{\frac{d}{dt} i_{Lo}(t)} \quad [H] \quad (2.17)$$

Subida

Figura 2.12 – Derivada máxima de subida da corrente.



Fonte: adaptado de Gerent, 2005.

O denominador representa o valor da máxima derivada de subida da corrente na carga, obtido através do ábaco exibido na Figura 2.12, determinado através da potência fornecida na saída do inversor e do fator de crista.

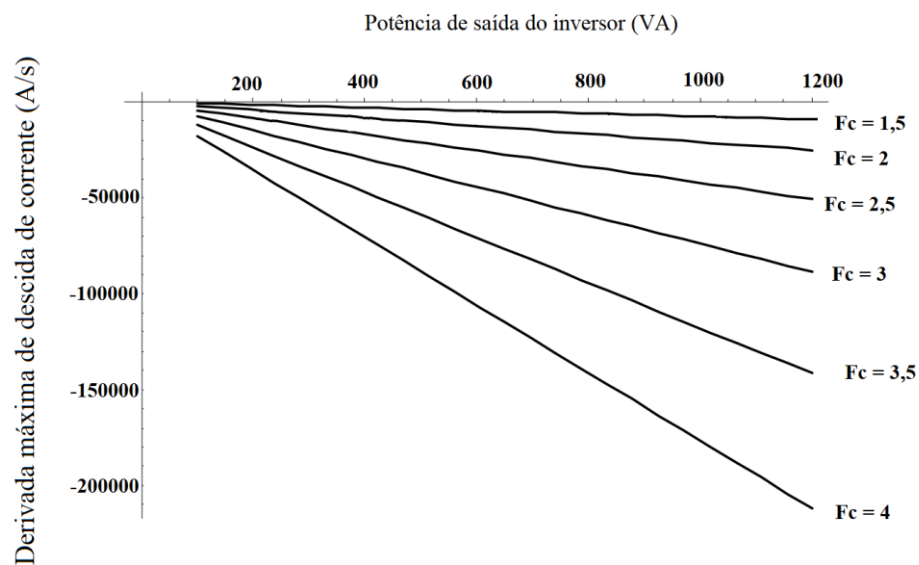
Máxima derivada de descida: essa restrição, exibida na equação (2.19), é válida para baixos índices de modulação. O fator k é a razão entre o valor de pico da saída do inverso e a tensão de saída do retificador. Definido a largura do pulso de corrente como Δt , a relação entre Δt e k é encontrada na equação (2.18). O valor absoluto de Δt é calculado através da equação (2.20).

$$k = \frac{\sqrt{1 - 2 \cdot \cos(\omega \cdot \Delta t) + \cos^2(\omega \cdot \Delta t)}}{\sqrt{1 + (\omega \cdot \Delta t)^2 - 2 \cdot \cos(\omega \cdot \Delta t) + \cos^2(\omega \cdot \Delta t) - 2 \cdot \omega \cdot \Delta t \cdot \sin(\omega \cdot \Delta t) + \sin^2(\omega \cdot \Delta t)}} \quad (2.18)$$

$$L > \frac{0,9 \cdot V_{\text{imin}} + V_{\text{Opico}} \cdot \text{sen}(\text{arcseno}(k) + \Delta t)}{\frac{d}{d(t)} i_{\text{Lo}}(t)_{\text{Descida}}} \quad [\text{H}] \quad (2.19)$$

$$\Delta t = 0,0192101311 \cdot F_c^{-2,0002201689} \quad [\text{s}] \quad (2.20)$$

Figura 2.13 - derivada máxima de descida da corrente.



Fonte: adaptado de Gerent, 2005.

O denominador da equação (2.19) representa o valor da máxima derivada de descida da corrente na carga, obtido através do ábaco exibido na Figura 2.13. O fator de crista, F_c , é a relação entre o valor de pico e o valor eficaz de qualquer forma de onda.

$$F_c = \frac{\text{Valor_de_pico}}{\text{Valor_eficaz}} \quad (2.21)$$

c) Dimensionamento dos capacitores do filtro de saída (C_{o1} , C_{o2})

Para o cálculo do valor da capacitância foi utilizado o conceito de frequência de ressonância (ou frequência natural) descrito pela equação (2.22), que consiste em igualar o valor das reatâncias indutiva, equação (2.23), e capacitiva, equação (2.24).

$$\omega_0 = 2\pi \cdot f_s \quad [\text{Hz}] \quad (2.22)$$

$$X_L = 2\pi \cdot f_s \cdot L \quad [\Omega] \quad (2.23)$$

$$X_C = \frac{1}{2\pi \cdot f_s \cdot C} \quad [\Omega] \quad (2.24)$$

Para o projeto do filtro, a frequência de corte foi considerada como 20 vezes menor que à frequência dos pulsos de tensão à entrada do filtro (frequência de comutação), ou seja:

$$f_{\text{corte}} = \frac{f_s}{20} \quad [\text{Hz}] \quad (2.25)$$

Assim, utilizando as equações acima, obtém-se a equação de dimensionamento do capacitor do filtro LC.

$$C = \frac{\left(\frac{20}{2\pi \cdot f_s}\right)^2}{L} \quad [\text{F}] \quad (2.26)$$

d) Esforços nos semicondutores e elementos passivos

Esforços nos capacitores do filtro LC

A corrente eficaz no capacitor pode ser simplificada considerando-se igual ao valor médio da ondulação máxima de corrente no indutor, pois essa ondulação é absorvida pelo mesmo. Dessa forma:

$$I_{C_{ef}} = \frac{\Delta i_L(\text{máximo})}{2} \quad [\text{A}] \quad (2.27)$$

A tensão máxima no capacitor é igual ao valor de pico da tensão de saída:

$$V_{C_{pico}} = \sqrt{2} \cdot V_o \quad [\text{V}] \quad (2.28)$$

Esforços nos indutores do filtro LC

A corrente eficaz no indutor, considerando uma carga resistiva, é determinada através da equação (2.30), pela soma quadrática da corrente eficaz de saída e da corrente eficaz no capacitor de filtro. A corrente eficaz da saída do inversor é obtida pela equação (2.29), em que S_o representa a potência aparente de saída.

$$I_o = \frac{S_o}{V_o} \quad [\text{A}] \quad (2.29)$$

$$I_{L_{ef}} = \sqrt{I_o^2 + I_{C_{ef}}^2} \quad [\text{A}] \quad (2.30)$$

A corrente de pico no indutor é obtida pela equação:

$$I_{L_{pico}} = I_{L_{ef}} \cdot \sqrt{2} + \frac{\Delta i_L(\text{máximo})}{2} \quad [\text{A}] \quad (2.31)$$

Esforços nos interruptores de potência

A corrente média nos interruptores de potência é dada pela relação da corrente instantânea do indutor do filtro de saída, exibida na equação (2.32), para um ciclo de comutação:

$$IS(\omega \cdot t) = IL_{ef} \cdot \sqrt{2} \cdot \text{sen}(\omega \cdot \Delta t) \cdot D_{med}(\omega \cdot t) \quad [A] \quad (2.32)$$

Utilizando a definição de valor médio e aplicando a equação (2.5) na equação (2.32) obtém-se a equação (2.33). Dessa forma, resolvendo a expressão, a corrente média dos interruptores de potência é calculado a partir da equação (2.34).

$$IS_{med} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} IL_{ef} \cdot \sqrt{2} \cdot \text{sen}(\omega \cdot \Delta t) \cdot 0,5 \cdot (M \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) + 1) d(\omega \cdot t) \quad [A] \quad (2.33)$$

$$IS_{med} = IL_{ef} \cdot \sqrt{2} \cdot \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{M}{8} \right) \quad [A] \quad (2.34)$$

O valor eficaz da corrente nos interruptores de potência é calculado através da equação (2.35).

$$IS_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} (IL_{ef} \cdot \sqrt{2} \cdot \text{sen}(\omega \cdot \Delta t) \cdot 0,5 \cdot (M \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) + 1))^2 d(\omega \cdot t)} \quad [A] \quad (2.35)$$

Substituindo a equação (2.5) na equação (2.35), chega-se à equação ao valor eficaz da corrente nos interruptores de potência, que é dado por:

$$IS_{ef} = \frac{IL_{ef}}{24} \sqrt{6 \cdot \left(12 + \frac{64 \cdot M}{\pi} + 9 \cdot M^2 \right)} \quad [A] \quad (2.36)$$

As chaves são submetidas a uma tensão máxima de:

$$V_{cmax} = 2 \cdot V_{in} \quad [V] \quad (2.37)$$

Esforços nos diodos

A corrente média nos diodos é calculada através da equação (2.38), através da relação entre a corrente instantânea da saída de um dos braços do inversor e a razão cíclica média instantânea:

$$ID_{med} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} IL_{ef} \cdot \sqrt{2} \cdot \text{sen}(\omega \cdot \Delta t) \cdot (1 - D_{med}(\omega \cdot t)) \, d(\omega \cdot t) \quad [A] \quad (2.38)$$

Substituindo a equação (2.5) em (2.38), e simplificando a equação, tem -se:

$$ID_{med} = IL_{ef} \cdot \sqrt{2} \cdot \left(\frac{1}{2\pi} - \frac{M}{8} \right) \quad [A] \quad (2.39)$$

A corrente eficaz no diodo é definida pela equação (2.40). Aplicando a equação (2.5) e resolvendo a equação, chega-se à equação (2.41):

$$ID_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} (IL_{ef} \cdot \sqrt{2} \cdot \text{sen}(\omega \cdot \Delta t) \cdot (1 - D_{med}(\omega \cdot t)))^2 \, d(\omega \cdot t)} \quad [A] \quad (2.40)$$

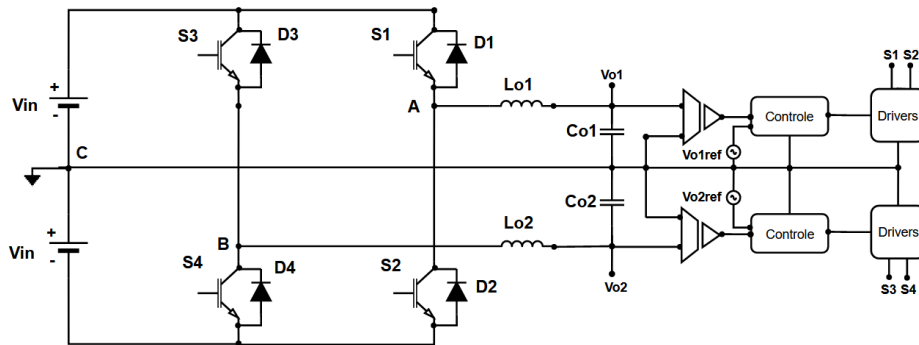
$$ID_{ef} = \frac{IL_{ef}}{24} \sqrt{6 \cdot \left(12 - \frac{64 \cdot M}{\pi} + 9 \cdot M^2 \right)} \quad [A] \quad (2.41)$$

2.3.2 Circuito de controle

A técnica de controle utilizada no inversor é conhecida como controle de tensão, que consiste em monitorar a tensão de saída instantânea de cada braço e compará-la com uma tensão de referência. A variável de controle é a razão cíclica das chaves, realizando assim as alterações necessárias para que as saídas do inversor apresentem os valores especificados. Dessa forma, busca-se desenvolver uma função que relacione a tensão de saída com a variável de controle.

A Figura 2.14 exibe um esquema simplificado do inversor bipolar, constando duas malhas de tensão para o monitoramento das tensões de saída. Como as tensões de saída são simétricas e possuem as mesmas potências, o projeto de controle é realizado para uma saída.

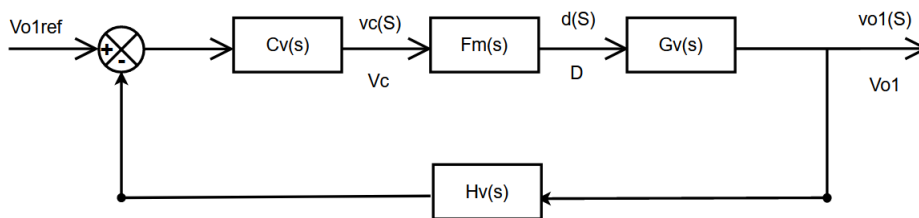
Figura 2.14 – Esquema adaptado ao circuito do inversor.



Fonte: adaptado de Bascopé, 2021.

A Figura 2.15 exibe o diagrama de blocos para o estágio de controle, em que $C_v(s)$ representa a função de transferência do compensador de tensão, $F_m(s)$ representa o ganho do modulador PWM, $G_v(s)$ é a função de transferência do inversor bipolar e $H_v(s)$ é o ganho de amostragem.

Figura 2.15 – Diagrama de blocos do estágio de controle.



Fonte: adaptado de Bascopé, 2021.

Ganho de amostragem – $H_v(s)$

O valor do ganho do sensor de tensão, também denominado de ganho de amostragem, é calculado a partir da equação (2.42), onde V_{ref} é a tensão de referência e V_{onom} é a tensão nominal de saída de um dos braços do inversor.

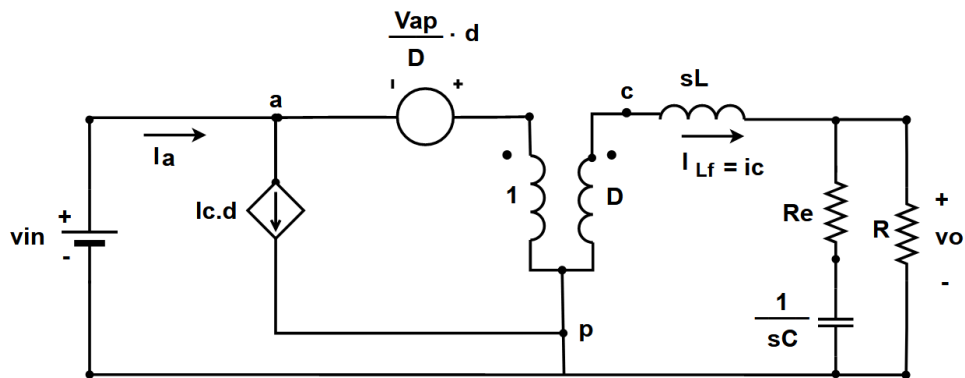
$$H(s) = \frac{V_{ref}}{\frac{V_{onom} \cdot \sqrt{2}}{2}} \quad (2.42)$$

Função de transferência do inversor – $G_v(s)$

O método utilizado para obtenção da função de transferência do inversor foi o modelo da chave PWM, proposto por Vatché Vorpérian. A análise foi realizada com base no

modelo de pequenos sinais do conversor *buck* operando em modo contínuo. De acordo com a Figura 2.16, o ponto “a” corresponde ao terminal ativo do modelo, que representa o terminal que está conectado à chave do conversor *buck*. O ponto “p” corresponde ao terminal passivo no modelo, representando terminal que está conectado ao diodo. Por fim, o ponto “c” é chamado de terminal comum, que se conecta com o indutor. Esse modelo analisa os valores médios de tensão e corrente da chave.

Figura 2.16 – Modelo da chave PWM do conversor *buck*.

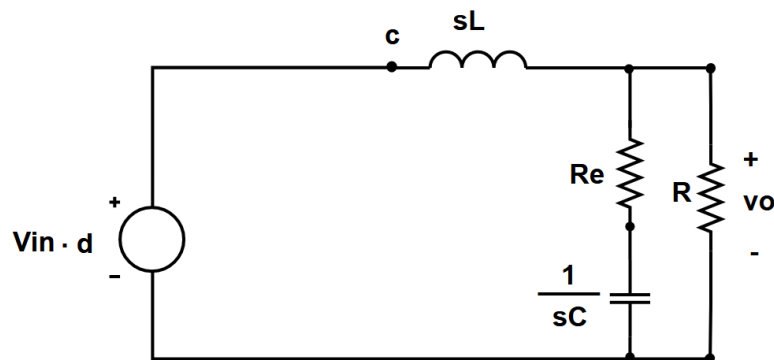


Fonte: adaptado de Bascope, 2021.

Para o projeto das malhas de tensão deseja-se encontrar a função de transferência para controle da tensão de saída em função da variação da razão cíclica, obtida através da equação (2.43).

$$G_v(s) = \left. \frac{V_o(s)}{d} \right|_{v_{in} = 0} \quad (2.43)$$

Figura 2.17 – Circuito equivalente para um dos braços do inversor bipolar.



Fonte: adaptado de Bascope, 2021.

Analisando a Figura 2.17, o resultando da função de transferência do inversor é exibido na equação (2.44), onde $G(s)$ relaciona a tensão de saída em função da razão cíclica e R_e representa a resistência equivalente do indutor L e do capacitor C .

$$G_v(s) = V_{in} \cdot \frac{R_e \cdot C \cdot s + 1}{C \cdot L \cdot \left(1 + \frac{R_e}{R}\right) \cdot s^2 + \left(\frac{L}{R} + R_e \cdot C\right) \cdot s + 1} \quad (2.44)$$

Como a resistência equivalente R_e é pequena quando comparada com as outras grandezas presentes na função de transferência, despreza-se seu valor obtendo a equação (2.45).

$$G_v(s) = \frac{V_{in}}{C \cdot L \cdot s^2 + \frac{L}{R} \cdot s + 1} \quad (2.45)$$

Ganho do modulador PWM – $F_m(s)$

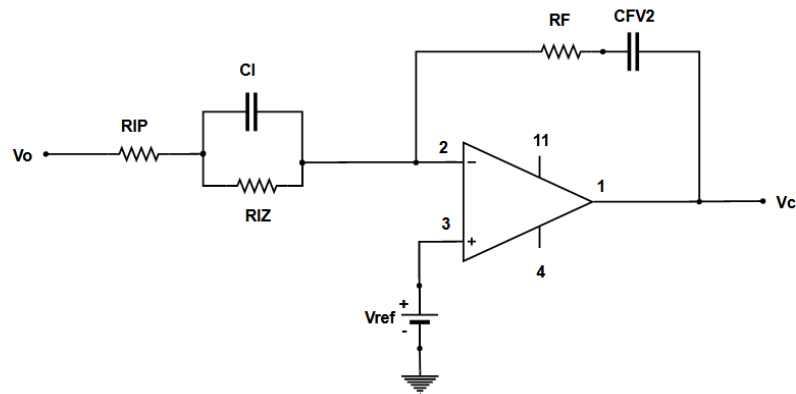
O ganho do modulador PWM é obtida através da equação (2.46), em que V_d é a amplitude da onda portadora.

$$F_m(s) = \frac{1}{V_d} \quad (2.46)$$

Função de transferência do compensador de tensão - $C_v(s)$

O controlador escolhido para o projeto do inversor bipolar foi do tipo PID (proporcional integral derivativo). O compensador aplicado possui dois polos, sendo um polo na origem com o objetivo de minimizar o erro estático, e dois zeros. O segundo polo é utilizado para evitar amplificações em alta frequência. A implementação do compensador é realizada através do circuito exibido na Figura 2.18. Toda teoria para o dimensionamento do compensador é baseada no livro “Projetos de Fontes Chaveadas” (BARBI, 2007).

Figura 2.18 – Circuito do compensador PID.



Fonte: adaptado de Bascopé, 2021.

Analisando o circuito, a função de transferência do compensador PID é exibido na equação (2.48).

$$s = j \cdot \omega \quad (2.47)$$

$$C_v(s) = \frac{R_F}{R_{IP}} \cdot \frac{(s + \frac{1}{R_F \cdot C_{FV2}}) \cdot (s + \frac{1}{R_{IZ} \cdot C_I})}{s(s + \frac{R_{IP} + R_{IZ}}{C_I \cdot R_{IP} \cdot R_{IZ}})} \quad (2.48)$$

Dessa forma, o próximo passo é dimensionar os elementos utilizados no circuito. As frequências dos zeros podem ser determinadas a partir das equações (2.49) e (2.50).

$$f_{z1} = \frac{1}{2\pi \cdot R_F \cdot C_{FV2}} \quad [\text{Hz}] \quad (2.49)$$

$$f_{z2} = \frac{1}{2\pi \cdot C_I \cdot R_{IZ}} \quad [\text{Hz}] \quad (2.50)$$

Propondo que os dois zeros sejam colocados na frequência de ressonância, pode-se garantir que o cruzamento pelo zero da função de transferência tenha uma inclinação de -20 dB/década. Assim, temos:

$$f_{z2} = f_{z1} \quad [\text{Hz}] \quad (2.51)$$

Situando um dos polos na origem, o segundo polo pode ser calculado a partir da equação (2.53).

$$f_{p1} = 0 \quad [\text{Hz}] \quad (2.52)$$

$$f_{p2} = \frac{(R_{IP} + R_{IZ})}{2\pi \cdot C_I \cdot R_{IP} \cdot R_{IZ}} \quad [\text{Hz}] \quad (2.53)$$

A literatura recomenda que a frequência de cruzamento seja menor ou igual a um quarto da frequência natural. Desta forma o sistema irá apresentar uma largura de banda bastante ampla, permitindo uma dinâmica de rastreamento de uma senoide com frequência f_{sin} . Caso a frequência de cruzamento fique próxima a frequência da senoide de referência, o erro de rastreamento será considerável, deformando a tensão de saída. Nesse projeto, adotou-se a frequência do segundo polo igual a dez vezes a frequência de ressonância. Dessa maneira, obtém-se as seguintes equações da frequência de cruzamento e da frequência do segundo polo:

$$f_c = \frac{f_s}{4} \quad [\text{Hz}] \quad (2.54)$$

$$f_{p2} = 10 \cdot \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}} \quad [\text{Hz}] \quad (2.55)$$

Com base nas equações (2.49) e (2.50), os capacitores C_I e C_{FV2} são calculados através das seguintes equações:

$$C_I = \frac{1}{2\pi \cdot f_{z2} \cdot R_{IZ}} \quad [\text{F}] \quad (2.56)$$

$$C_{FV2} = \frac{1}{2\pi \cdot R_F \cdot f_{z1}} \quad [\text{F}] \quad (2.57)$$

Para que o compensador alcance a frequência de cruzamento determinado, o mesmo necessita de um ganho A_0 , obtido através da equação (2.59). Esse ganho é determinado a partir da função de transferência em laço aberto, expresso na equação (2.58).

$$FTLA_{scv}(s) = Gv(s) \cdot Hv(s) \cdot Fm(s) \quad (2.58)$$

$$A_0 = 10^{\frac{|20 \cdot \log(|FTLA_{scv}(2\pi \cdot fc)|)|}{20}} \quad (2.59)$$

Dessa maneira é possível calcular os resistores do compensador, calculando-se inicialmente os parâmetros A_1 e A_2 , a partir das seguintes equações:

$$A_2 = 10^{\frac{H_2}{20}} \quad (2.60)$$

$$A_1 = 10^{\frac{H_1}{20}} \quad (2.61)$$

Onde H_1 e H_2 são obtidos através das equações (2.62) e (2.63):

$$H_1 = |A_0| - 20 \cdot \log\left(\frac{fp_2}{fc}\right) \quad [\text{dB}] \quad (2.62)$$

$$H_2 = |A_0| + 20 \cdot \log\left(\frac{fp_2}{fc}\right) \quad [\text{dB}] \quad (2.63)$$

Dessa maneira, os resistores R_{IP} e R_{IZ} são calculados a partir das equações (2.64) e (2.65). O resistor R_F foi adotado para esse projeto com o valor de $100 \text{ K}\Omega$.

$$R_{IP} = \frac{R_F}{A_2} \quad [\Omega] \quad (2.64)$$

$$R_{IZ} = \frac{R_F}{A_1} - R_{IP} \quad [\Omega] \quad (2.65)$$

$$R_F = 100 \quad [K\Omega] \quad (2.66)$$

Função de transferência do sistema de controle – $FTL_{Accv}(s)$

Por fim é obtido a função de transferência com o compensador de tensão, através da equação (2.67).

$$FTL_{scv}(s) = G_v(s) \cdot H_v(s) \cdot F_m(s) \quad (2.67)$$

2.4 EXEMPLO DE PROJETO

Nesta seção é realizado um projeto de um inversor bifásico com modulação bipolar, dimensionando os circuitos do estágio de potência e do estágio de controle. Como o inversor apresenta duas saídas semelhantes o dimensionamento dos seus elementos é análogo, diferenciando apenas que a tensão de referência da saída Vo1 é o inverso da tensão de referência da saída Vo2.

2.4.1 Especificações e considerações de projeto

O projeto visa obter uma tensão de saída de 220 V através da combinação das duas saídas disponíveis no inversor. As especificações e os parâmetros adotados para o projeto do circuito de potência do inversor bifásico estão dispostas na Tabela 2.1.

Tabela 2.1 – Especificações para o projeto do inversor bifásico.

Especificação	Valor
Potência aparente de saída	$S_o = 3000 \text{ VA}$
Potência ativa de saída (carga não-linear)	$P_{o_ind} = 2100 \text{ W}$
Potência ativa de saída (carga linear)	$P_o = 3000 \text{ W}$
Tensão de entrada nominal	$V_{inom} = 400 \text{ V}$
Tensão de entrada mínima	$V_{imin} = 380 \text{ V}$
Tensão de entrada máxima	$V_{imax} = 420 \text{ V}$
Tensão de saída nominal	$V_{onom} = 220 \text{ V}$
Frequência da senoide de saída	$f_r = 60 \text{ Hz}$
Frequência de comutação das chaves	$f_s = 20000 \text{ Hz}$
Ondulação de corrente no indutor	$\Delta I_L = 0,16 \cdot I_{onompico}$
Rendimento do inversor	$\eta = 0,9$
Fator de potencia	$F_p = 0,7$
Taxa de distorção harmônica	$TDH_v < 5\%$
Fator de crista	$F_c = 3$

Fonte: próprio autor.

2.4.2 Dimensionamento do circuito de potência

Índice de modulação

O índice de modulação é calculado através da equação (1.4):

$$M = \frac{V_{\text{onom}} \cdot \sqrt{2}}{V_{\text{inom}}} = \frac{220 \cdot \sqrt{2}}{400} = 0,78$$

Determinação das Grandezas Gerais

A tensão de pico na saída do inversor:

$$V_{\text{o_pico}} = V_{\text{onom}} \cdot \sqrt{2} = 220 \cdot \sqrt{2} = 311,33 \quad [\text{V}] \quad (2.68)$$

Corrente eficaz de saída do inversor, considerando uma carga linear:

$$I_{\text{onom}} = \frac{S_o}{V_{\text{onom}}} = \frac{3000}{220} = 13,64 \quad [\text{A}] \quad (2.69)$$

Corrente eficaz de saída do inversor, considerando uma carga não-linear:

$$I_{\text{onom_ind}} = \frac{S_o \cdot F_p}{V_{\text{onom}}} = \frac{3000 \cdot 0,7}{220} = 9,55 \quad [\text{A}] \quad (2.70)$$

Corrente de pico de saída do inversor, considerando uma carga não-linear:

$$I_{\text{onom_ind_pico}} = I_{\text{onom_ind}} \cdot F_c = 28,64 \quad [\text{A}] \quad (2.71)$$

Corrente de pico de saída do inversor, considerando uma carga linear:

$$I_{\text{onom_ind_pico}} = I_{\text{onom}} \cdot \sqrt{2} = 13,64 \cdot \sqrt{2} = 19,28 \quad [\text{A}] \quad (2.72)$$

Potência ativa de entrada do inversor considerando uma carga não-linear:

$$P_{\text{in_ind}} = \frac{S_o \cdot F_p}{\eta} = \frac{3000 \cdot 0,7}{0,9} = 2333,33 \quad [\text{W}] \quad (2.73)$$

Potência ativa de entrada do inversor considerando uma carga linear:

$$P_{\text{in_ind}} = \frac{S_o \cdot F_p}{\eta} = \frac{3000}{0,9} = 3333,33 \quad [\text{W}] \quad (2.74)$$

Corrente nominal média de entrada do inversor considerando uma carga linear:

$$I_{\text{inom_med}} = \frac{P_{\text{in}}}{V_{\text{inom}}} = \frac{3000}{400} = 8,33 \quad [\text{A}] \quad (2.75)$$

Corrente mínima média de entrada do inversor considerando uma carga linear:

$$I_{\min_{\text{med}}} = \frac{P_{\text{in}}}{V_{\min}} = \frac{3000}{380} = 8,77 \quad [\text{A}] \quad (2.76)$$

Corrente máxima média de entrada do inversor considerando uma carga linear:

$$I_{\max_{\text{med}}} = \frac{P_{\text{in}}}{V_{\max}} = \frac{3000}{420} = 7,94 \quad [\text{A}] \quad (2.77)$$

Corrente nominal média de entrada do inversor considerando uma carga não-linear:

$$I_{\text{nom_ind}_{\text{med}}} = \frac{P_{\text{in_ind}}}{V_{\text{inom}}} = \frac{2333,33}{400} = 5,83 \quad [\text{A}] \quad (2.78)$$

Corrente mínima média de entrada do inversor considerando uma carga não-linear:

$$I_{\min_ind_{\text{med}}} = \frac{P_{\text{in_ind}}}{V_{\min}} = \frac{2333,33}{380} = 6,14 \quad [\text{A}] \quad (2.79)$$

Corrente máxima média de entrada do inversor considerando uma carga não-linear:

$$I_{\max_ind_{\text{med}}} = \frac{P_{\text{in_ind}}}{V_{\max}} = \frac{2333,33}{420} = 5,56 \quad [\text{A}] \quad (2.80)$$

Dimensionamento da carga linear resistiva e da carga não-linear indutiva

A resistência equivalente da carga linear:

$$R_{\text{oeq}} = \frac{V_{\text{onom}}^2}{P_{\text{o}}} = \frac{220^2}{3000} = 16,13 \quad [\Omega] \quad (2.81)$$

A resistência equivalente da carga não-linear indutiva:

$$Q = S_{\text{o}} \cdot \text{sen}(\arccos(F_{\text{p}})) = 3000 \cdot \text{sen}(\arccos(0,7)) = 2142,43 \quad [\Omega] \quad (2.82)$$

$$R_{\text{o}} = \frac{S_{\text{o}} \cdot F_{\text{p}}}{I_{\text{onom_ind}}^2} = \frac{3000 \cdot 0,7}{9,55^2} = 23,05 \quad [\Omega] \quad (2.83)$$

$$X_{\text{o}} = \frac{Q}{I_{\text{onom_ind}}^2} = \frac{2142,43}{9,55^2} = 23,51 \quad [\Omega] \quad (2.84)$$

$$L_{out} = \frac{X_o}{2\pi \cdot 60} = \frac{11,52}{2\pi \cdot 60} = 62,37 \quad [\text{mH}] \quad (2.85)$$

Dimensionamento do filtro de saída

A ondulação de corrente no indutor é calculada através da equação:

$$\Delta I_L = 0,16 \cdot I_{onom} \cdot \sqrt{2} = 0,16 \cdot 13,64 \cdot \sqrt{2} = 3,09 \quad [\text{A}] \quad (2.86)$$

Utilizando a equação (2.16), a indutância de filtragem, para cada braço do inversor, é calculada:

$$L = \frac{V_{in}}{2\Delta I_L \cdot f_s} = \frac{\frac{420}{2}}{2 \cdot 3,09 \cdot 20000} = 1,7 \quad [\text{mH}]$$

Sabendo que o índice de modulação é elevado, a restrição que deve ser verificado para o correto dimensionamento do indutor é o da máxima derivada de subida, utilizando a equação (2.17). Observando o ábaco exibido na Figura 2.12, as curvas apresentadas obedecem a uma relação linear. Dessa forma, estimando uma derivada de subida para uma potência de 1500 VA e um fator de crista igual a 3, o indutor escolhido para o projeto foi de 400 μH .

$$L < \frac{0,9 \cdot V_{imin} - V_{o_{pico}}}{\frac{d}{d(t)} i_{Lo(t)} \text{ Subida}} = \frac{0,9 \cdot \frac{380}{2} - \frac{311,33}{2}}{37500} = 411,64 \quad [\mu\text{H}]$$

A capacitância do filtro do inversor (C_{o1} e C_{o2}) é calculada através da equação (2.26). Assim, o capacitor a ser utilizado para o projeto possui o valor de 60 μF .

$$C = \frac{\left(\frac{20}{2\pi \cdot f_s}\right)^2}{L} = \frac{\left(\frac{20}{2\pi \cdot 20000}\right)^2}{400 \cdot 10^{-6}} = 63,3 \quad [\mu\text{F}]$$

Esforços nos capacitores do filtro LC

A corrente eficaz no capacitor é obtida através da equação (2.27):

$$I_{C_{ef}} = \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{3,09}{2} = 1,54 \quad [\text{A}]$$

A tensão máxima no capacitor é calculada por meio da equação (2.28):

$$V_{C_{\text{pico}}} = \sqrt{2} \cdot \frac{V_{\text{onom}}}{2} = \sqrt{2} \cdot \frac{220}{2} = 155,56 \quad [\text{V}]$$

Esforços nos indutores do filtro LC

A corrente eficaz no indutor, é obtida através equação (2.30):

$$I_{L_{\text{ef}}} = \sqrt{I_o^2 + I_{C_{\text{ef}}}^2} = \sqrt{13,64^2 + 1,54^2} = 13,72 \quad [\text{A}]$$

A corrente de pico é calculada pela equação (2.31):

$$I_{L_{\text{pico}}} = I_{L_{\text{ef}}} \cdot \sqrt{2} + \frac{\Delta i_L}{2} = 13,72 \cdot \sqrt{2} + \frac{3,09}{2} = 20,95 \quad [\text{A}]$$

Esforços nos interruptores

O valor médio da corrente nos interruptores de potência, que é calculado pela equação (2.34):

$$I_{S_{\text{med}}} = I_{L_{\text{ef}}} \cdot \sqrt{2} \cdot \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{M}{8} \right) = 13,72 \cdot \sqrt{2} \cdot \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{0,78}{8} \right) = 4,98 \quad [\text{A}]$$

O valor eficaz da corrente nos interruptores de potência, que é calculado pela equação (2.36):

$$I_{S_{\text{ef}}} = \frac{I_{L_{\text{ef}}}}{24} \sqrt{6 \cdot \left(12 + \frac{64 \cdot M}{\pi} + 9 \cdot M^2 \right)} = \frac{13,72}{24} \sqrt{6 \cdot \left(12 + \frac{64 \cdot 0,78}{\pi} + 9 \cdot 0,78^2 \right)} = 8,08 \quad [\text{A}]$$

A tensão máxima sobre os interruptores é calculada por meio da equação (2.37):

$$V_{c_{\text{max}}} = V_{i_{\text{max}}} = 420 \quad [\text{V}]$$

Esforços nos diodos

A corrente média nos diodos é calculada através da equação (2.39):

$$I_{D_{\text{med}}} = I_{L_{\text{ef}}} \cdot \sqrt{2} \cdot \left(\frac{1}{2\pi} - \frac{M}{8} \right) = 13,72 \cdot \sqrt{2} \cdot \left(\frac{1}{2\pi} - \frac{0,78}{8} \right) = 1,2 \quad [\text{A}]$$

A corrente eficaz no diodo é obtida pela equação (2.41):

$$I_{D_{ef}} = \frac{I_{L_{ef}}}{24} \sqrt{6 \cdot \left(12 - \frac{64 \cdot M}{\pi} + 9 \cdot M^2 \right)} = \frac{13,72}{24} \sqrt{6 \cdot \left(12 - \frac{64 \cdot 0,78}{\pi} + 9 \cdot 0,78^2 \right)} \quad [A]$$

Dimensionamento dos interruptores (S1-S4)

Para o projeto foi escolhido o IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) IRGP50B60PD da IR, cujas especificações são apresentadas a seguir. Este transistor, possui um diodo antiparalelo e apresenta baixa capacitância parasita.

Tabela 2.2 – Especificações técnicas do IGBT IRGP50B60PD da IR

Valor		Especificação
Vce = 600	[V]	Tensão máxima entre coletor e emissor.
Vce = 600	[V]	Tensão máxima entre coletor e emissor.
Icn = 42	[A]	Corrente máxima no coletor @ Tc = 100 [°C].
Icm = 150	[A]	Corrente máxima de pulso no coletor.
VGS = +/-20	[V]	Tensão máxima entre Gate e Emissor, @ Tj = 100 [°C] e Ic =33 [A].
Vcen = 2,6	[V]	Tensão de saturação entre o emissor e o coletor.
tfn = 26	[ns]	Tempo de subida da tensão coletor-emissor.
trn = 50	[ns]	Tempo de descida da tensão coletor-emissor.
Rjcigbrt = 0,32	[°C/W]	Resistividade térmica entre a junção e a cápsula.
trrn =120	[ns]	Tempo de Recuperação Reversa.
Qrrn = 420	[nC]	Carga de Recuperação Reversa:

Fonte: Datasheet, International Rectifier - IR , IGBT, 2007.

2.3.2 Circuito de controle

Como as tensões de saída são simétricas e possuem as mesmas potências, o projeto de controle é realizado para uma saída do inversor. Para o projeto foi adotado os seguintes parâmetros:

Tabela 2.3 – Valores iniciais adotados para o projeto de controle.

Valor	Especificação
Vd = 5 [V]	Valor de pico da onda portadora triangular.
Vref = 4 [V]	Amplitude da tensão de referência senoidal.

Fonte: próprio autor.

Função de transferência do inversor Gv(s) em laço aberto

Em seguida é obtido a função de transferência de laço aberto da malha de tensão do inversor, através da equação (2.44):

$$G_v(s) = 210 \cdot \frac{1}{400 \times 10^{-6} \cdot 60 \times 10^{-6} \cdot s^2 \cdot \frac{400 \times 10^{-6}}{8,07} \cdot s + 1}$$

Ganho de amostragem Hv(s)

O ganho do sensor de tensão é determinado por meio da equação (2.42):

$$H(s) = \frac{4}{110 \cdot \sqrt{2}} = 0,03$$

Ganho do modulador Fm(s)

O ganho do modulador PWM é obtida através da equação (2.46):

$$F_m(s) = \frac{1}{5} = 0,2$$

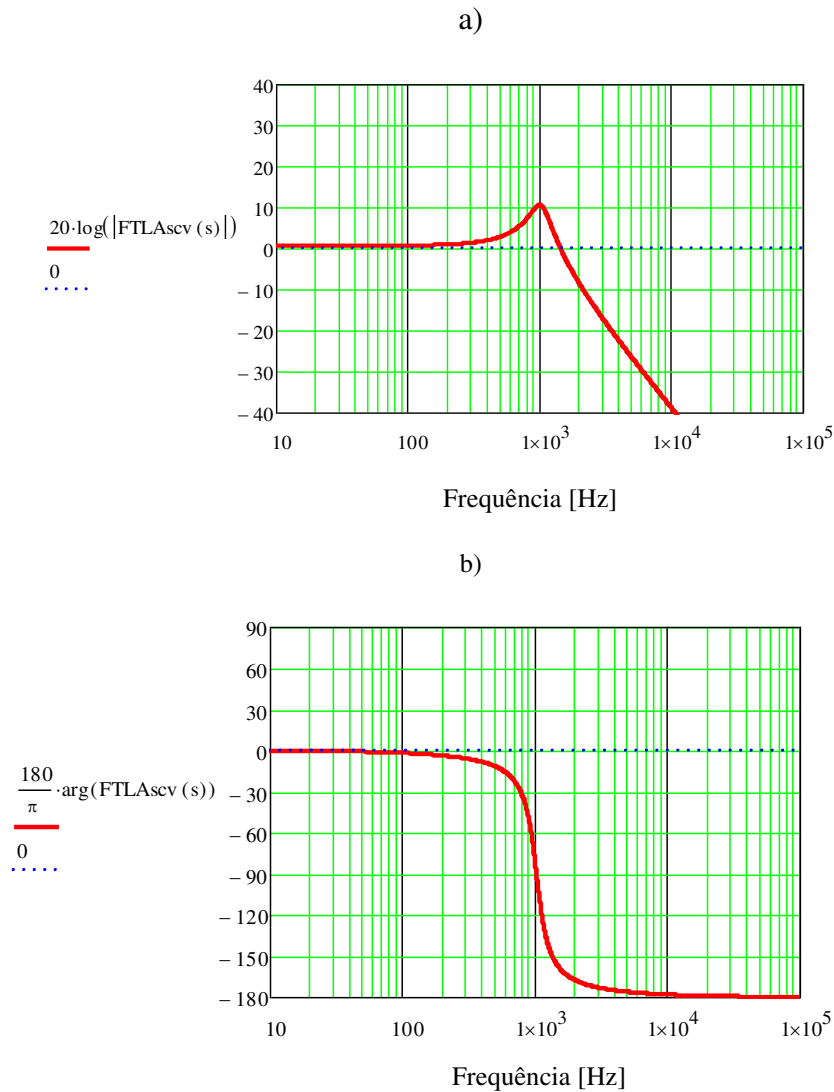
Função de transferência do sistema de controle FTLAsc(s) em laço aberto

Determinado a partir da função de transferência em laço aberto sem o compensador, a função de transferência é obtida por meio da equação (2.58):

$$FTL_{Asc}(s) = \frac{210 \cdot 0,03 \cdot 0,2}{400 \times 10^{-6} \cdot 60 \times 10^{-6} \cdot s^2 \cdot \frac{400 \times 10^{-6}}{8,07} \cdot s + 1}$$

Os diagramas de módulo e fase da função de transferência FTLAsc(s) em laço aberto são exibidos na Figura 2.19.

Figura 2.19 – Diagrama de Bode da função $FTLAsc_v(s)$: (a) ganho, (b) fase.



Fonte: próprio autor.

Dimensionamento do compensador PID

Segundo recomendações da teoria de controle, a frequência de cruzamento da função de transferência de laço aberto $FTLAv(s)$ deve ser quatro vezes menor que a frequência de comutação, como indicado pela equação (2.54). Portanto:

$$f_c = \frac{f_s}{4} = \frac{20000}{4} = 5000 \quad [\text{Hz}]$$

Para alcançar esta frequência de cruzamento o compensador deve ter um ganho A_0 , obtido através da equação (2.59).

$$A_0 = 10^{\frac{|20 \cdot \log(|FTL_{A_{scv}}(2\pi \cdot f_c))|}{20}} = 21,06$$

Os zeros do compensador são colocados na frequência natural de oscilação, como determinados pelas equações:

$$f_{z1} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} = 1021,34 \quad [\text{Hz}]$$

$$f_{z2} = 1021,34 \quad [\text{Hz}]$$

O primeiro polo do compensador é colocado na origem para minimizar o erro estático. O segundo polo é colocado em 10 vezes a frequência natural, como determinados pelas equações (2.52) e (2.53).

$$f_{p1} = 0 \quad [\text{Hz}]$$

$$f_{p2} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} = \frac{10}{2\pi \cdot \sqrt{400 \times 10^{-6} \cdot 60 \times 10^{-6}}} = 10273,41 \quad [\text{Hz}]$$

Os parâmetros H_2 e H_1 , são obtidos a partir das equações (2.63) e (2.62) respectivamente, enquanto que os parâmetros A_1 e A_2 são calculados por meio de (2.60) e (2.61):

$$H_2 = |A_0| + 20 \cdot \log\left(\frac{f_{p2}}{f_c}\right) = 21,06 + 20 \cdot \log\left(\frac{10273,41}{5000}\right) = 27,31 \quad [\text{dB}]$$

$$H_1 = |A_0| + 20 \cdot \log\left(\frac{f_{p2}}{f_c}\right) = 21,06 - 20 \cdot \log\left(\frac{10273,41}{5000}\right) = 7,31 \quad [\text{dB}]$$

$$A1 = 10^{\frac{7,31}{20}} = 2,32$$

$$A1 = 10^{\frac{27,31}{20}} = 23,21$$

A partir dos parâmetros calculados, são escolhidos os elementos do compensador PID. Os resistores RIP e RIZ são calculados a partir das equações (2.64) e (2.65). Para o resistor RF foi adotado o valor de 100 KΩ. Por fim, os capacitores CI e CFV2 são calculados através das seguintes equações (2.56) e (2.57):

$$RIP = \frac{RF}{A2} = \frac{100}{23,21} = 4,31 \quad [K\Omega]$$

$$RIZ = \frac{RF}{A1} - RIP = \frac{100}{2,32} - 4,31 = 38,78 \quad [K\Omega]$$

$$RF = 100 \quad [K\Omega]$$

$$CI = \frac{1}{2\pi \cdot fz2 \cdot RIZ} = \frac{1}{2\pi \cdot 1021,34 \cdot 38780} = 3,99 \quad [nF]$$

$$CFV2 = \frac{1}{2\pi \cdot RF \cdot fz1} = \frac{1}{2\pi \cdot 100000 \cdot 1021,34} = 1,55 \quad [nF]$$

Dessa forma, os valores escolhidos para o dimensionamento do compensador PID são exibidos na Tabela 2.4. O valor de CFV2 foi adotado com o objetivo de melhorar a margem de fase.

Tabela 2.4 – Valores utilizados para dimensionamento do compensador PID.

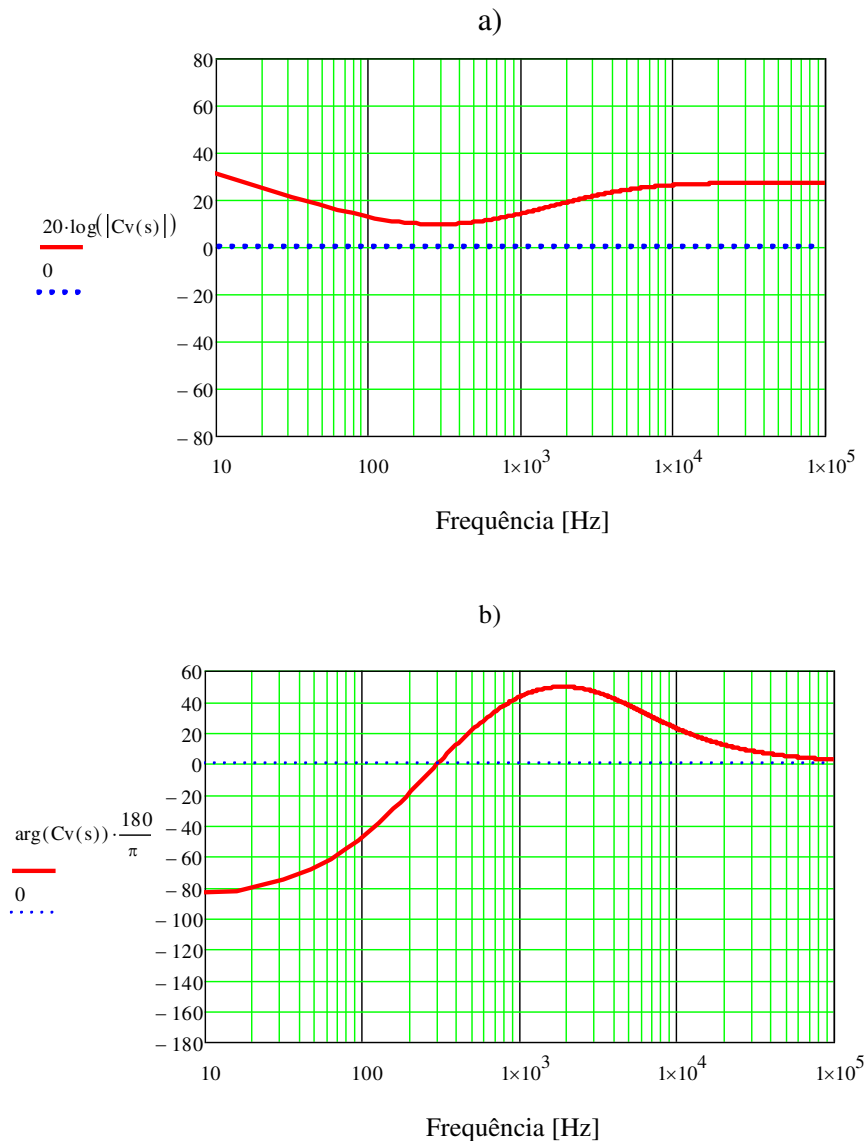
Componente	Valor escolhido	Valor calculado	Unidade
RIP	4,3	4,31	[KΩ]
RIZ	39	38,78	[KΩ]
RF	100	-	[KΩ]
CI	8,2	3,99	[nF]
CFV2	10	1,55	[nF]

Fonte: próprio autor.

Assim, a função de transferência do compensador de tensão pode ser escrita por meio da equação (2.48). O diagrama de Bode do compensador $C_v(s)$ é apresentado na Figura 2.20.

$$C_v(s) = \frac{100 \times 10^3}{4,3 \times 10^3} \cdot \frac{\left(s + \frac{1}{100 \times 10^3 \cdot 10 \times 10^{-9}}\right) \cdot \left(s + \frac{1}{39 \times 10^3 \cdot 8,3 \times 10^{-9}}\right)}{s \cdot \left(s + \frac{4,3 \times 10^3 + 39 \times 10^3}{8,3 \times 10^{-9} \cdot 4,3 \times 10^3 \cdot 39 \times 10^3}\right)}$$

Figura 2.20 – Diagrama de Bode do compensador $C_v(s)$: (a) ganho, (b) fase.

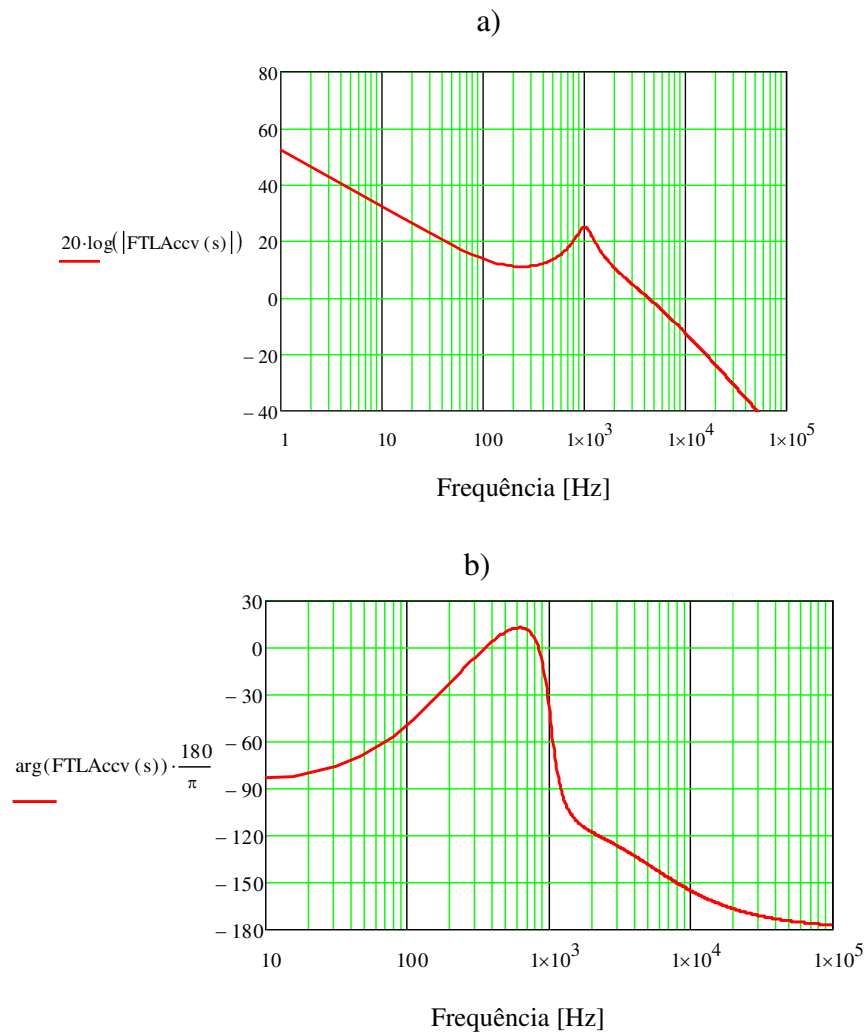


Fonte: próprio autor.

Portanto, a função de transferência do sistema de controle com o regulador de tensão é determinada pela equação (2.67). O diagrama de Bode da função de transferência $FTL_{Accv}(s)$ é apresentado na Figura 2.21.

$$FTL_{Accv}(s) = FTL_{scv}(s) \cdot Cv(s)$$

Figura 2.21 – Diagrama de Bode de $FTL_{Accv}(s)$: (a) ganho, (b) fase.



Fonte: próprio autor.

Observa-se que a frequência de cruzamento ficou próxima de 4,3 kHz. O valor ficou abaixo do valor especificado devido à utilização dos valores comerciais de resistores e capacitores no compensador. A margem de fase ficou nem torno de $41,42^\circ$. Os resultados mostram que a malha de tensão é estável.

2.5 CONSIDERAÇÕES

Neste capítulo foi estudado o funcionamento e o dimensionamento do inversor bifásico com modulação bipolar. Foram apresentadas as expressões matemáticas utilizadas para os projetos dos estágios de potência e de controle do inversor, exibindo as deduções das equações dos esforços de tensão e corrente dos semicondutores e dos elementos passivos.

A configuração de controle independente das chaves em cada braço do inversor sugere seu funcionamento adequado para cargas desbalanceadas e balanceadas.

Pode se observar também que o critério adotado para o dimensionamento do indutor de filtragem apresentou um valor menor que o calculado, o que representa economia em relação a construção de um projeto físico.

CAPÍTULO 3

ESTUDO DO INVERSOR BIFÁSICO BASEADO EM DOIS INVERSORES MEIA PONTE COM MODULAÇÃO UNIPOLAR

3.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo é abordado o desenvolvido do projeto do inversor bifásico operando com modulação unipolar. O inversor possui a mesma configuração e especificações estudadas no capítulo 2: duas saídas de 110 V (V_{o1} e V_{o2}) defasadas em 180° elétricos e uma saída de 220 V (V_{o3}), oriunda da junção das saídas V_{o1} e V_{o2} , com frequências de 60 Hz.

A modulação unipolar SPWM é gerada a partir da sintetização de duas ondas portadoras triangulares com uma onda moduladora senoidal. Como cada braço do inversor possui duas chaves, é necessário que haja um deslocamento de 180 graus elétricos entre as duas ondas portadoras aplicadas em cada braço.

O projeto utiliza uma única malha de controle que deve monitorar a tensão eficaz de saída total de 220 V e esperar que naturalmente ocorra a divisão de tensão de saída com valores de tensão simétricos. O compensador aplicado é o Proporcional Integral Derivativo (PID), que apresenta dois zeros e dois polos em sua função de transferência.

Além disso, é realizado uma análise quantitativa e qualitativa do inversor bifásico estudando sua topologia, os equacionamentos para os dimensionamentos dos seus componentes e o projeto da malha de controle para o inversor.

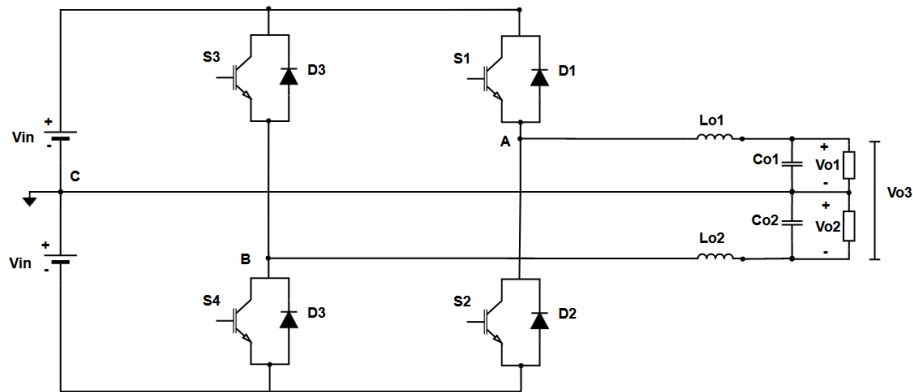
3.2 ANÁLISE QUALITATIVA

3.2.1 Topologia do inversor

A topologia do inversor bifásico não isolado é mostrada na Figura 3.1, onde a mesma consta de duas fontes de tensão de entrada simétricas, cada uma com metade da tensão de entrada (V_{in}), quatro chaves controladas denominadas de S1, S2, S3 e S4. Os filtros LC são formados pelos indutores L_{o1} e L_{o2} e pelos capacitores C_{o1} e C_{o2} .

Para o bom funcionamento do inversor bifásico é fundamental que a tensão de entrada em ambas as fontes seja a mesma. O inversor disponibiliza uma saída em cada braço, com potências e tensões iguais. Além disso, disponibiliza uma terceira saída ao conectar a carga em ambos os braços.

Figura 3.1 – Topologia do inversor bifásico.



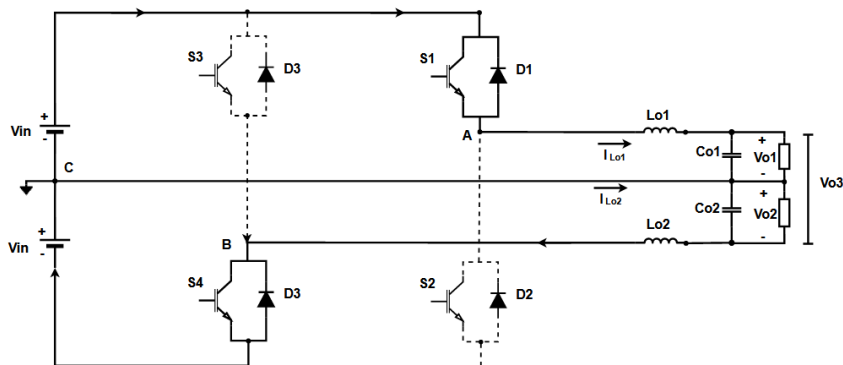
Fonte: adaptado de Branco, 2004.

3.2.2 Princípio de funcionamento

O inversor bipolar apresenta oito etapas de operação, quatro para cada semiciclo de tensão de saída. A análise foi realizada considerando o semiciclo positivo da tensão de saída, pois as quatro etapas referentes ao semiciclo negativo são análogas. Todos os elementos foram considerados como ideais, desprezando-se o tempo “morto” presente nas chaves de potência.

Primeira etapa de operação: As chaves S1 e S4 são comandados a conduzir simultaneamente enquanto que as chaves S2 e S3 se encontram em bloqueio, como ilustrado na Figura 3.2. Os indutores L_{o1} e L_{o2} armazenam energia e possuem correntes positivas, fluindo em direção as cargas. As fontes de tensão CC fornecem energia para o circuito. Os pontos A-C e C-B possuem o mesmo valor que as fontes CC ($+V_{in}$).

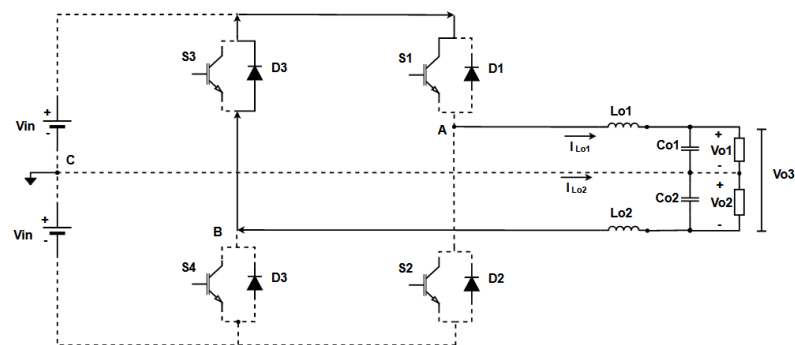
Figura 3.2 – Primeira etapa de operação.



Fonte: adaptado de Branco, 2004.

Segunda etapa de operação: As chaves S1 e S3 são comandadas a conduzir, porém S1 e D3 conduzem conforme ilustrado na Figura 3.3. Os indutores $Lo1$ e $Lo2$ fornecem energia para as cargas, possuindo correntes positivas e sem mudança de sentido, decrescendo ao longo do tempo. As fontes de entrada se encontram em estado de “flutuação” (não recebem e não transferem energia para o circuito). Os pontos A-C e C-B possuem o valor de 0 V.

Figura 3.3 – Segunda etapa de operação.

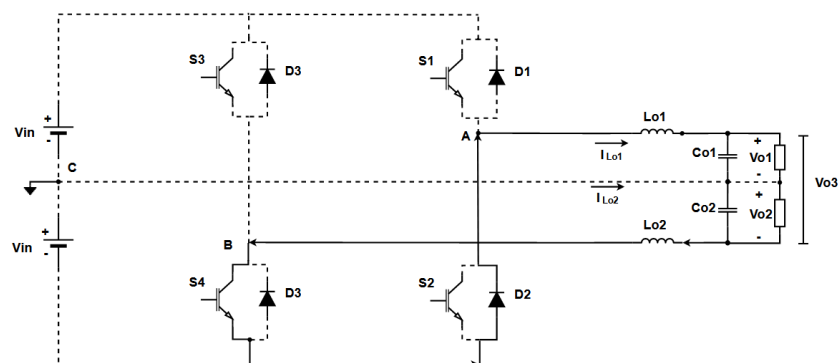


Fonte: adaptado de Branco, 2004.

Terceira etapa de operação: Essa etapa de operação possui as mesmas características apresentadas na primeira etapa de operação.

Quarta etapa de operação: As chaves S2 e S4 são comandadas a conduzir, porém apenas S4 e D2 conduzem, conforme ilustrado na Figura 3.4. Os indutores $Lo1$ e $Lo2$ fornecem energia para as cargas possuindo correntes positivas e sem mudança de sentido, decrescendo ao longo do tempo. As fontes de entrada se encontram em estado de “flutuação”. Os pontos A-C e C-B possuem o valor de 0 V.

Figura 3.4 – Quarta etapa de operação.



Fonte: adaptado de Branco, 2004.

3.2.3 Técnica de modulação SPWM

A estratégia de modulação SPWM unipolar tem como característica deslocar o conteúdo harmônico para frequências elevadas. Os interruptores S1 e S3, assim como S2 e S4, entram em condução simultaneamente em uma das etapas de funcionamento. Apresenta como característica principal a variação de tensão em três níveis: 0V, -Vin e +Vin.

Esta técnica necessita de duas ondas portadoras triangulares, defasados em 180° elétricos (VTRI1 e VTRI2), para gerar os pulsos de comando para os interruptores. A onda moduladora senoidal é comparada ao primeiro sinal triangular (VTR1), sintetizando assim os pulsos necessários para comandar as chaves de um dos braços do inversor. A partir do sinal SPWM obtido, é gerado um segundo sinal complementar. Os sinais sintetizados são conectados a cada interruptor. Os pulsos de comando criados para os interruptores do segundo braço do inversor são oriundos da comparação da forma de onda moduladora com a segunda onda portadora triangular (VTR2).

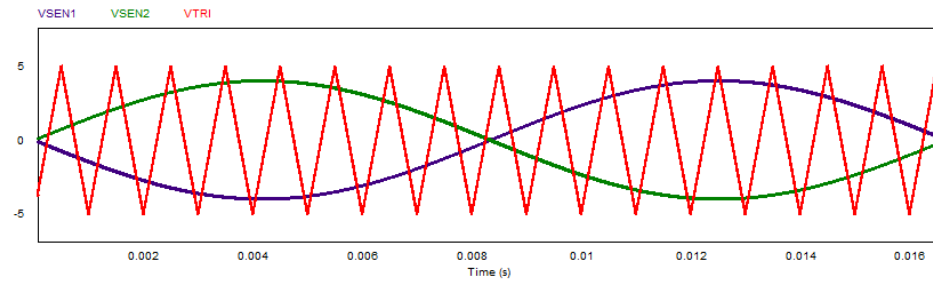
Os interruptores de potência presentes no inversor bifásico podem ser controladas de duas maneiras:

- As chaves S1 e S4 são comandados pelo mesmo sinal enquanto que S2 e S3 são comandados pelo seu complemento.
- São gerados dois sinais SPWM, um destinado a cada braço. Dessa forma, a chave S2 é comandada pelo complemento do sinal S1, enquanto que a chave S4 é comandada pelo complemento do sinal S3.

Neste projeto será implementado uma única malha de tensão para saída total do inversor, fazendo com que as cargas ao serem conectadas sejam balanceadas, garantindo assim o pleno funcionamento do inversor.

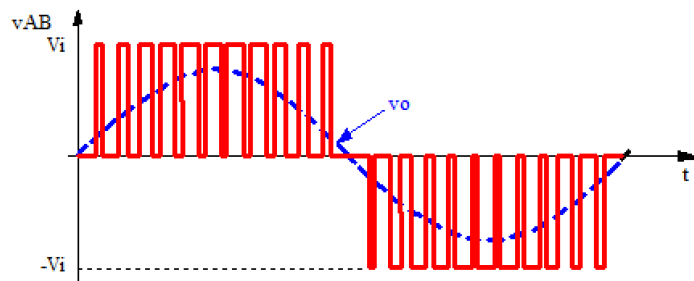
Para o projeto, foi escolhido a segunda opção para ser aplicada ao inversor. A Figura 3.5 exemplifica as formas de onda utilizadas para gerar o sinal PWM senoidal unipolar, enquanto que a Figura 3.6 exhibe a modulação unipolar a ser implementada.

Figura 3.5 – Formas de onda utilizadas para gerar a modulação SPWM unipolar.



Fonte: autoria própria.

Figura 3.6 – SPWM unipolar.



Fonte: adaptado de Branco, 2004.

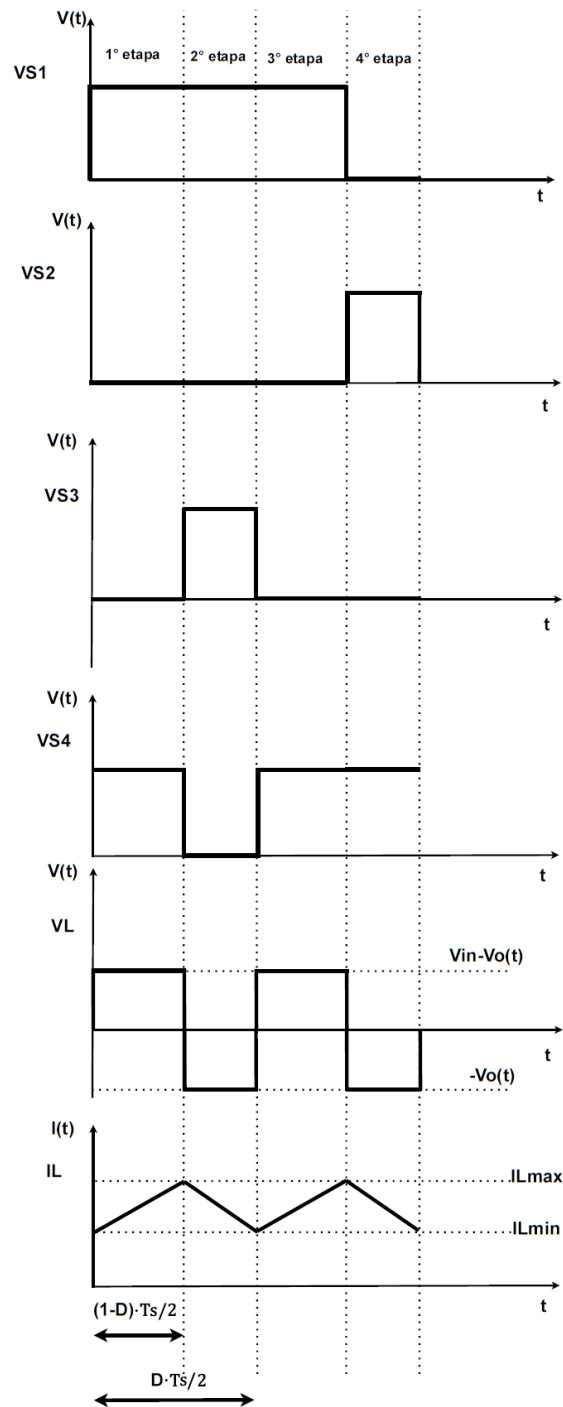
3.3 RESUMO DAS EXPRESSÕES MATEMÁTICAS PARA DIMENSIONAMENTO

Nesta seção é apresentado o dimensionamento dos semicondutores e dos elementos passivos que compõem o circuito de potência do inversor. Como ambos os braços do inversor apresentam a mesma potência e tensão de saída, o dimensionamento será realizado para apenas um dos braços. Também será descrito o dimensionamento do circuito de controle, composto por uma malha de tensão única para o monitoramento da tensão de saída.

3.3.1 Circuito de potência

A Figura 3.7 exibe as principais formas de onda do inversor operando com modulação unipolar.

Figura 3.7 – Principais formas de onda para modulação SPWM unipolar.



Fonte: adaptado de Bascopé, 2021.

a) Característica estática

A tensão média entre os pontos A e B, presentes na Figura 3.1, é obtida por meio da equação (3.1). A relação entre a tensão de entrada e tensão média entre os pontos A e B é obtido em (3.2).

$$V_{AB} = \frac{V_{in} \cdot D \cdot \frac{T_s}{2}}{\frac{T_s}{2}} \quad [V] \quad (3.1)$$

$$\frac{V_{AB}}{V_{in}} = D \quad [V] \quad (3.2)$$

Considerando apenas a componente fundamental da saída do inversor, utilizando as equações (1.4) e (3.2) é obtido a razão cíclica média instantânea para a modulação unipolar:

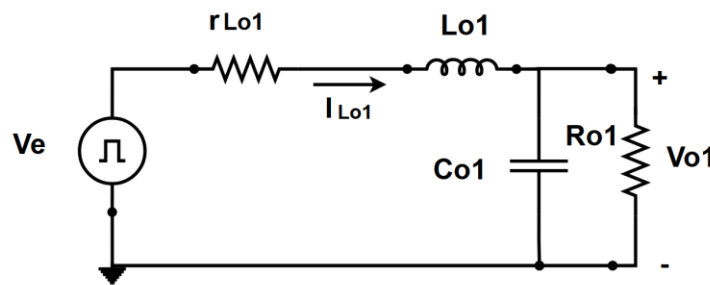
$$D_{med}(\omega \cdot t) = M \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (3.3)$$

A partir da equação (3.3) observa-se que: quando o sinal de referência senoidal se encontra em $\pi/2$ os pulsos alcançam seu valor máximo e quando se encontra em 0 ou π a expressão apresenta seu valor mínimo.

b) Dimensionamento dos indutores do filtro de saída (L_{o1} , L_{o2})

A Figura 3.8 exibe o circuito equivalente de uma das saídas do inversor considerando o semiciclo positivo da tensão de saída, com o filtro LC e com uma carga resistiva.

Figura 3.8 – Circuito equivalente.



Fonte: próprio autor.

A tensão V_e é modelada como uma fonte de tensão de onda quadrada, possuindo como valores $+V_{in}$ e 0. O resistor r_{Lo1} representa a resistência interna do indutor L_{o1} . Não foi considerado a resistência equivalente do Capacitor C_{o1} pois os capacitores aplicados a esses projetos são os de polipropileno, apresentando baixos valores de resistência.

Considerando uma das etapas de operação, a tensão de saída do inversor é dada pela equação (3.4):

$$L_{o1} \cdot \frac{\Delta i_{L_{o1}}(\omega \cdot t)}{\Delta t} + r_{L_{o1}} \cdot i_{L_{o1}}(\omega \cdot t) + V_{o_{pico}} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) = V_{in} \quad [V] \quad (3.4)$$

A relação entre a razão cíclica média instantânea e o intervalo de condução da chave durante um período de comutação T_s é descrita por (3.5). Como o intervalo de condução da chave é Δt , levando em consideração que a resistência do indutor é pequena quando comparada com as demais grandezas, a queda de tensão no indutor é expressa pela equação (3.6).

$$\Delta t = D_{med}(\omega \cdot t) \cdot \frac{T_s}{2} \quad [s] \quad (3.5)$$

$$2L_{o1} \cdot \frac{\Delta i_{L_{o1}}(\omega \cdot t)}{D_{med}(\omega \cdot t) \cdot T_s} = V_{in} - V_{o_{pico}} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad [V] \quad (3.6)$$

Resolvendo-se a equação anterior, sabendo T_s pode ser definido como o inverso da frequência de chaveamento, a ondulação de corrente no indutor L_{o1} é expressar por:

$$\Delta i_{L_{o1}}(\omega \cdot t) = \frac{(V_{in} - V_{o_{pico}} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)) \cdot M \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)}{2L_{o1} \cdot f_s} \quad [A] \quad (3.7)$$

A equação (3.7) pode ser reescrita como:

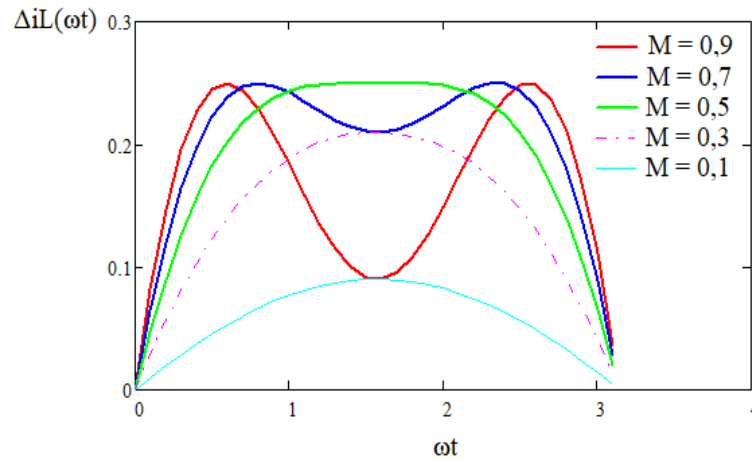
$$\frac{\Delta i_{L_{o1}}(\omega \cdot t) \cdot 2L_{o1} \cdot f_s}{V_{in}} = (1 - M \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)) \cdot M \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (3.8)$$

Parametrizando o lado esquerdo da equação (3.8) por $\Delta i_L(\omega t)$:

$$\Delta i_L(\omega \cdot t) = M \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) - (M \cdot \text{sen}(\omega \cdot t))^2 \quad [A] \quad (3.9)$$

A Figura 3.9 exibe uma análise gráfica para diferentes coeficientes de modulação, a partir da equação da variação da corrente no indutor:

Figura 3.9 – Variação da ondulação de corrente no indutor.



Fonte: próprio autor.

A capacitância do filtro de saída pode ser determinada em função da máxima ondulação de corrente no indutor, pois a ondulação de corrente através do indutor será a mesma através do capacitor.

Analisando o gráfico, percebe-se que a máxima ondulação de corrente varia de acordo com a curva determinada pelo índice de modulação. Isolando a variável L_{o1} da expressão (3.8) e substituindo o termo parametrizado na equação (3.9), a equação que define o dimensionamento dos indutores de saída do inversor (L_{o1} e L_{o2}) é expressa por:

$$L = \frac{V_{in} \cdot \Delta i_{Lmax}}{2 \Delta i_{L_{o1}}(\omega \cdot t) \cdot f_s} \quad [H] \quad (3.10)$$

Restrição do indutor de filtragem

Como mencionado no Capítulo 2, cargas não-lineares podem causar distorções na forma de onda da saída do inversor. Assim, para a escolha adequada do indutor do filtro de saída, baseado nos estudos realizados por Gerent, optou-se por utilizar as seguintes restrições: máxima derivada de subida, equação (3.11), e máxima derivada de descida, equação (3.12).

$$L < \frac{0,9 \cdot V_{imin} - V_{O_{pico}}}{\frac{d}{d(t)} i_{Lo(t)}_{Subida}} \quad [H] \quad (3.11)$$

$$L > \frac{0,9 \cdot V_{\text{imin}} + V_{\text{opico}} \cdot \text{sen}(\text{arcseno}(k) + \Delta t)}{\frac{d}{d(t)} i_{L_o}(t)} \quad [\text{H}] \quad (3.12)$$

Descida

c) Dimensionamento dos capacitores do filtro de saída (Co1, Co2)

O dimensionamento do capacitor foi realizado através do conceito de frequência de ressonância (ou frequência natural).

$$C = \frac{1}{L \cdot (2\pi \cdot f)^2} \quad [\text{F}] \quad (3.13)$$

Para o projeto do filtro, a frequência de corte foi considerada como 40 vezes menor à frequência dos pulsos de tensão à entrada do filtro. Os pulsos indicados apresentam o dobro da frequência de comutação dos transistores quando é usada a modulação unipolar, ou seja:

$$f_{\text{corte}} = \frac{2 \cdot f_s}{40} \quad [\text{Hz}] \quad (3.14)$$

Aplicando a equação (3.14) na equação (3.13), obtém-se a equação de dimensionamento do capacitor do filtro LC.

$$C = \frac{\left(\frac{40}{4\pi \cdot f_s}\right)^2}{L} \quad [\text{F}] \quad (3.15)$$

d) Esforços nos semicondutores e elementos passivos

Esforços nos capacitores do filtro LC

Levando em consideração que a ondulação máxima de corrente no indutor é absorvida pelo capacitor de filtragem, a corrente eficaz no capacitor pode ser aproximada pela equação (3.16):

$$I_{C_{\text{ef}}} = \frac{\Delta i_L(\text{máximo})}{2} \quad [\text{A}] \quad (3.16)$$

A tensão máxima no capacitor é igual ao valor de pico da tensão de saída:

$$V_{C_{\text{pico}}} = \sqrt{2} \cdot V_o \quad [\text{V}] \quad (3.17)$$

Esforços nos indutores do filtro LC

A corrente eficaz no indutor, considerando uma carga resistiva, é determinada através da equação (3.18).

$$I_{L_{\text{ef}}} = \sqrt{I_o^2 + I_{C_{\text{ef}}}^2} \quad [\text{A}] \quad (3.18)$$

A corrente de pico no indutor é obtida pela equação:

$$I_{L_{\text{pico}}} = I_{L_{\text{ef}}} \cdot \sqrt{2} + \frac{\Delta i_L(\text{máximo})}{2} \quad [\text{V}] \quad (3.19)$$

Esforços nos interruptores

A corrente média nos interruptores de potência é dada pela relação da corrente instantânea do indutor do filtro de saída, equação (3.20), para um ciclo de comutação.

$$i_S(\omega \cdot t) = I_{L_{\text{ef}}} \cdot \sqrt{2} \cdot \text{sen}(\omega \cdot \Delta t) \cdot D_{\text{med}}(\omega \cdot t) \quad [\text{A}] \quad (3.20)$$

Utilizando a definição de valor médio e aplicando a equação (3.3) na equação (3.20) obtém-se a equação da corrente média dos interruptores de potência, calculado a partir da equação (3.21).

$$I_{S_{\text{med}}} = \frac{I_{L_{\text{ef}}} \cdot \sqrt{2} \cdot M}{4} \quad [\text{A}] \quad (3.21)$$

O valor eficaz da corrente nos interruptores de potência é calculado através da equação (3.22).

$$I_{S_{\text{ef}}} = M \cdot I_{L_{\text{ef}}} \sqrt{\frac{3}{8}} \quad [\text{A}] \quad (3.22)$$

As chaves são submetidas a uma tensão máxima de:

$$V_{cemax} = 2 \cdot V_{in} \quad [V] \quad (3.23)$$

Esforços nos diodos

A corrente média nos diodos é calculada através da equação (3.24), enquanto que a corrente eficaz no diodo é definida pela equação (3.25):

$$I_{D_{med}} = \frac{I_{L_{ef}} \cdot \sqrt{2}}{2\pi} \cdot \left(2 - \frac{\pi M}{2}\right) \quad [A] \quad (3.24)$$

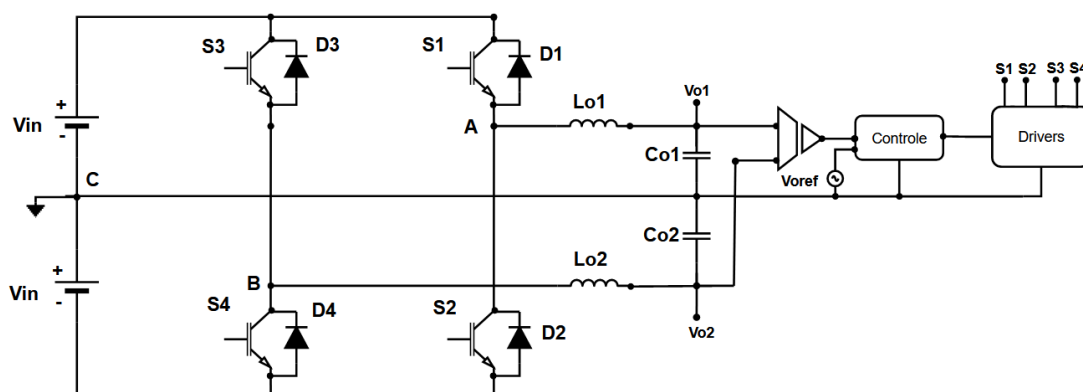
$$I_{D_{ef}} = I_{L_{ef}} \cdot \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{8M}{3\pi} + \frac{3M^2}{8}} \quad [A] \quad (3.25)$$

3.3.2 Circuito de controle

A técnica de controle utilizada no projeto do inversor com modulação unipolar é a mesma aplicada no capítulo 2. A técnica consiste em monitorar as tensões de saída, disponíveis em cada braço do inversor, comparando-as com uma tensão de referência senoidal.

Figura 3.10 exibe um esquema simplificado do inversor bipolar, possuindo uma única malha de tensão para o monitoramento da tensão total de saída.

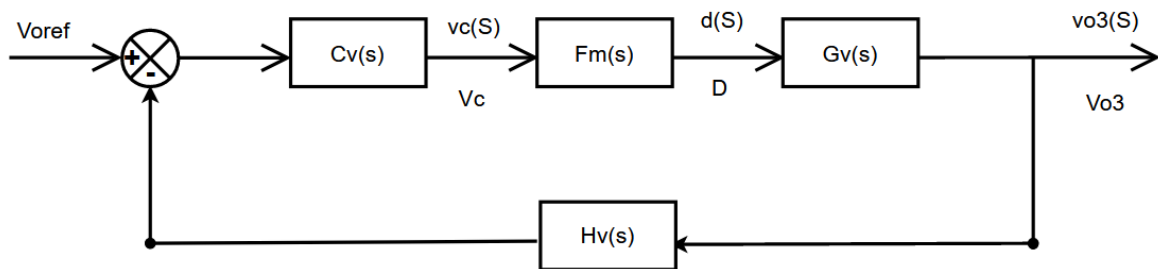
Figura 3.10 – Esquema adaptado ao circuito do inversor.



Fonte: adaptado de Bascopé, 2021.

A Figura 3.11 apresenta o diagrama de blocos para o estágio de controle. Assim como apresentado no Capítulo 2, a função de transferência do compensador de tensão é representada por $C_v(s)$, $F_m(s)$ representa o ganho do modulador PWM, $G_v(s)$ é a função de transferência do inversor bipolar e $H_v(s)$ é o ganho de amostragem.

Figura 3.11 – Diagrama de blocos do estágio de controle.



Fonte: adaptado de Bascopé, 2021.

Com este tipo de controle é garantido a divisão balanceada das tensões de saída para todas as combinações de carga. Para conseguir este objetivo é fundamental que as tensões de entrada estejam equilibradas.

Ganho de amostragem – $H_v(s)$

O valor do ganho de amostragem é calculado a partir da equação (3.26), onde V_{ref} é a tensão de referência e V_{onom} é a tensão nominal de saída de um dos braços do inversor.

$$H(s) = \frac{V_{ref}}{\frac{V_{onom} \cdot \sqrt{2}}{2}} \quad (3.26)$$

Função de transferência do inversor – $G_v(s)$

O método utilizado para obtenção da função de transferência do inversor foi o modelo da chave PWM, proposto por Vatché Vorpérian, que analisa os valores médios de tensão e corrente das chaves de potência. A análise foi realizada com base no modelo de pequenos sinais do conversor *buck* operando em modo contínuo.

Dessa forma, para o projeto da malha de tensão, a função de transferência que relaciona o controle da tensão de saída em função da variação da razão cíclica, obtida através da equação (3.27).

$$G_v(s) = \frac{V_{in}}{C \cdot L \cdot s^2 + \frac{L}{R} \cdot s + 1} \quad (3.27)$$

Ganho do modulador PWM – $F_m(s)$

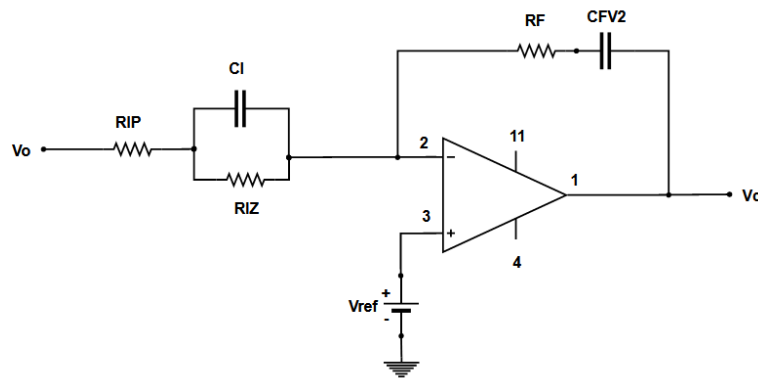
O ganho do modulador PWM é obtida através da equação (2.46). O parâmetro V_d representa a amplitude da onda portadora triangular.

$$F_m(s) = \frac{1}{V_d} \quad (3.28)$$

Função de transferência do Compensador de tensão – $C_v(s)$

Para o projeto do inversor bipolar foi dimensionado o compensador de tensão tipo PID (proporcional integral derivativo), possuindo dois polos e dois zeros. A implementação do compensador analógico é exibida na Figura 3.12. Toda teoria para o dimensionamento do compensador é baseada no livro “Projetos de Fontes Chaveadas” (BARBI, 2007).

Figura 3.12 - Circuito do compensador PID.



Fonte: adaptado de Bascopé, 2021.

A partir do circuito do compensador PID, a função de transferência é exibida na equação (3.29)

$$s = j \cdot \omega \quad (3.29)$$

$$C_v(s) = \frac{RF}{RIP} \cdot \frac{(s + \frac{1}{RF \cdot CFV2}) \cdot (s + \frac{1}{RIZ \cdot CI})}{s(s + \frac{RIP + RIZ}{CI \cdot RIP \cdot RIZ})} \quad (3.30)$$

Para que os dois zeros sejam colocados na frequência de ressonância da planta do inversor, pode-se garantir que o cruzamento pelo zero da função de transferência tenha uma inclinação de -20 dB/década. Dessa forma, os zeros da função de transferência foram obtidos através de (3.31) e (3.32):

$$f_{z1} = \frac{1}{2\pi \cdot RF \cdot CFV2} \quad [\text{Hz}] \quad (3.31)$$

$$f_{z2} = f_{z1} \quad [\text{Hz}] \quad (3.32)$$

Situando um dos polos na origem, o segundo polo é calculado a partir da equação (3.34).

$$f_{p1} = 0 \quad [\text{Hz}] \quad (3.33)$$

$$f_{p2} = \frac{(RIP + RIZ)}{2\pi \cdot CI \cdot RIP \cdot RIZ} \quad [\text{Hz}] \quad (3.34)$$

A literatura recomenda que a frequência de cruzamento seja menor ou igual a um quarto da frequência natural, como exibido na equação (3.35). Desta forma o sistema irá apresentar uma largura de banda bastante ampla, permitindo uma dinâmica de rastreamento de uma senoide com frequência f_{sin} . Caso a frequência de cruzamento fique próxima a frequência da senoide de referência, o erro de rastreamento será considerável, deformando a tensão de saída. A frequência do segundo polo foi adotada como dez vezes a frequência de ressonância, calculada por meio da na equação (3.36).

$$f_c = \frac{f_s}{4} \quad [\text{Hz}] \quad (3.35)$$

$$f_{p2} = 10 \cdot \frac{1}{2\pi \sqrt{L \cdot C}} \quad [\text{Hz}] \quad (3.36)$$

Os capacitores CI e CFV2 são calculados através das seguintes equações:

$$CI = \frac{1}{2\pi \cdot fz2 \cdot RIZ} \quad [F] \quad (3.37)$$

$$CFV2 = \frac{1}{2\pi \cdot RF \cdot fz1} \quad [F] \quad (3.38)$$

Para que o compensador alcance a frequência de cruzamento determinado, o mesmo necessita de um ganho A0, calculado por meio da equação (3.40), que é determinado a partir da função de transferência em laço aberto, expresso na equação (3.39).

$$FTLA_{scv}(s) = Gv(s) \cdot Hv(s) \cdot Fm(s) \quad (3.39)$$

$$A0 = 10^{\frac{|20 \cdot \log(|FTLA_{scv}(2\pi \cdot fc)|)|}{20}} \quad (3.40)$$

Os parâmetros A1 e A2, a partir das seguintes equações:

$$A2 = 10^{\frac{H2}{20}} \quad (3.41)$$

$$A1 = 10^{\frac{H1}{20}} \quad (3.42)$$

Onde H1 e H2 são obtidos através das equações (3.43) e (3.44):

$$H1 = |A0| - 20 \cdot \log\left(\frac{fp2}{fc}\right) \quad [dB] \quad (3.43)$$

$$H2 = |A0| + 20 \cdot \log\left(\frac{fp2}{fc}\right) \quad [dB] \quad (3.44)$$

Os resistores RIP e RIZ são calculados a partir das equações (3.45) e (3.46). O resistor RF foi adotado para esse projeto com o valor de 100 KΩ.

$$RIP = \frac{RF}{A2} \quad [\Omega] \quad (3.45)$$

$$RIZ = \frac{RF}{A1} - RIP \quad [\Omega] \quad (3.46)$$

$$RF = 100 \quad [K\Omega] \quad (3.47)$$

Função de transferência do sistema de controle – FTL_{Accv}(s)

A função de transferência com o compensador de tensão é exibida na equação (3.48).

$$FTL_{scv}(s) = Gv(s) \cdot Hv(s) \cdot Fm(s) \quad (3.48)$$

3.4 EXEMPLO DE PROJETO

Nesta seção é realizado um exemplo de projeto de um inversor bipolar, dimensionando os circuitos do estágio de potência e do estágio de controle. Como o inversor apresenta duas saídas semelhantes, o dimensionamento dos seus elementos é análogo.

3.4.1 Especificações e considerações de projeto

O projeto visa obter uma tensão de saída de 220 V através da combinação das duas saídas disponíveis no inversor. As especificações e os parâmetros adotados para o projeto do circuito de potência do inversor bifásico estão dispostas na Tabela 3.1.

Tabela 3.1 – Especificações para o projeto do inversor bifásico.

Especificação	Valor
Potência aparente de saída	So = 3000 VA
Potência ativa de saída (carga não-linear)	Po_ind = 2100 W
Potência ativa de saída (carga linear)	Po = 3000 W
Tensão de entrada nominal	Vinom = 400 V
Tensão de entrada mínima	Vimin = 380 V
Tensão de entrada máxima	Vimax = 420 V
Tensão de saída nominal	Vonom = 220 V
Frequência da senoide de saída	fr = 60 Hz
Frequência de comutação das chaves	fs = 20000 Hz
Ondulação de corrente no indutor	$\Delta IL = 0,16 \cdot I_{onompico}$
Rendimento do inversor	$\eta = 0,9$
Fator de potencia	Fp = 0,7
Taxa de distorção harmônica	TDHv < 5%
Fator de crista	Fc = 3

Fonte: próprio autor.

3.4.2 Dimensionamento do circuito de potência

Índice de modulação

O índice de modulação é calculado através da equação (1.4):

$$M = \frac{V_{\text{onom}} \cdot \sqrt{2}}{V_{\text{inom}}} = \frac{220 \cdot \sqrt{2}}{400}$$

Determinação das Grandezas Gerais

A tensão de pico na saída do inversor:

$$V_{\text{O}_{\text{pico}}} = V_{\text{onom}} \cdot \sqrt{2} = 220 \cdot \sqrt{2} = 311,33 \quad [\text{V}] \quad (3.49)$$

Corrente eficaz de saída do inversor, considerando uma carga linear:

$$I_{\text{onom}} = \frac{S_o}{V_{\text{onom}}} = \frac{3000}{220} = 13,64 \quad [\text{A}] \quad (3.50)$$

Corrente eficaz de saída do inversor, considerando uma carga não-linear:

$$I_{\text{onom_ind}} = \frac{S_o \cdot F_p}{V_{\text{onom}}} = \frac{3000 \cdot 0,7}{220} = 9,55 \quad [\text{A}] \quad (3.51)$$

Corrente de pico de saída do inversor, considerando uma carga não-linear:

$$I_{\text{onom_ind}_{\text{pico}}} = I_{\text{onom_ind}} \cdot F_c = 28,64 \quad [\text{A}] \quad (3.52)$$

Corrente de pico de saída do inversor, considerando uma carga linear:

$$I_{\text{onom_ind}_{\text{pico}}} = I_{\text{onom}} \cdot \sqrt{2} = 13,64 \cdot \sqrt{2} = 19,28 \quad [\text{A}] \quad (3.53)$$

Potência ativa de entrada do inversor considerando uma carga não-linear:

$$P_{\text{in_ind}} = \frac{S_o \cdot F_p}{\eta} = \frac{3000 \cdot 0,7}{0,9} = 2333,33 \quad [\text{W}] \quad (3.54)$$

Potência ativa de entrada do inversor considerando uma carga linear:

$$P_{\text{in_ind}} = \frac{S_o \cdot F_p}{\eta} = \frac{3000}{0,9} = 3333,33 \quad [\text{W}] \quad (3.55)$$

Corrente nominal média de entrada do inversor considerando uma carga linear:

$$I_{\text{inomed}} = \frac{P_{\text{in}}}{V_{\text{inomed}}} = \frac{3000}{400} = 8,33 \quad [\text{A}] \quad (3.56)$$

Corrente mínima média de entrada do inversor considerando uma carga linear:

$$I_{\text{iminmed}} = \frac{P_{\text{in}}}{V_{\text{imin}}} = \frac{3000}{380} = 8,77 \quad [\text{A}] \quad (3.57)$$

Corrente máxima média de entrada do inversor considerando uma carga linear:

$$I_{\text{imaxmed}} = \frac{P_{\text{in}}}{V_{\text{imax}}} = \frac{3000}{420} = 7,94 \quad [\text{A}] \quad (3.58)$$

Corrente nominal média de entrada do inversor considerando uma carga não-linear:

$$I_{\text{inomed_ind}} = \frac{P_{\text{in_ind}}}{V_{\text{inomed}}} = \frac{2333,33}{400} = 5,83 \quad [\text{A}] \quad (3.59)$$

Corrente mínima média de entrada do inversor considerando uma carga não-linear:

$$I_{\text{imin_indmed}} = \frac{P_{\text{in_ind}}}{V_{\text{imin}}} = \frac{2333,33}{380} = 6,14 \quad [\text{A}] \quad (3.60)$$

Corrente máxima média de entrada do inversor considerando uma carga não-linear:

$$I_{\text{imax_indmed}} = \frac{P_{\text{in_ind}}}{V_{\text{imax}}} = \frac{2333,33}{420} = 5,56 \quad [\text{A}] \quad (3.61)$$

Dimensionamento da carga linear resistiva e da carga não-linear indutiva

A resistência equivalente da carga linear:

$$R_{\text{oeq}} = \frac{V_{\text{onom}}^2}{P_{\text{o}}} = \frac{220^2}{3000} = 16,13 \quad [\Omega] \quad (3.62)$$

A resistência equivalente da carga não-linear indutiva:

$$Q = S_{\text{o}} \cdot \text{sen}(\arccos(F_{\text{p}})) = 3000 \cdot \text{sen}(\arccos(0,7)) = 2142,43 \quad [\Omega] \quad (3.63)$$

$$R_{\text{o}} = \frac{S_{\text{o}} \cdot F_{\text{p}}}{I_{\text{onom_ind}}^2} = \frac{3000 \cdot 0,7}{9,55^2} = 23,05 \quad [\Omega] \quad (3.64)$$

$$X_o = \frac{Q}{I_{\text{onm_ind}}^2} = \frac{2142,43}{9,55^2} = 23,51 \quad [\Omega] \quad (3.65)$$

$$L_{\text{out}} = \frac{X_o}{2\pi \cdot 60} = \frac{11,52}{2\pi \cdot 60} = 62,37 \quad [\text{mH}] \quad (3.66)$$

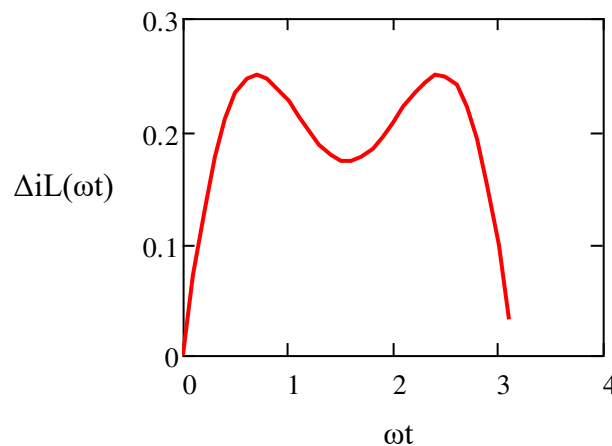
Dimensionamento do filtro de saída

A ondulação de corrente no indutor é calculada através da equação:

$$\Delta i_L = 0,16 \cdot I_{\text{onm}} \cdot \sqrt{2} = 0,16 \cdot 13,64 \cdot \sqrt{2} = 3,09 \quad [\text{A}] \quad (3.67)$$

Utilizando a equação (3.9) é plotado o gráfico do parâmetro $\Delta i_L(\omega t)$ para o índice de modulação aplicado ao projeto.

Figura 3.13 – Variação da ondulação de corrente no indutor para $M = 0,78$.



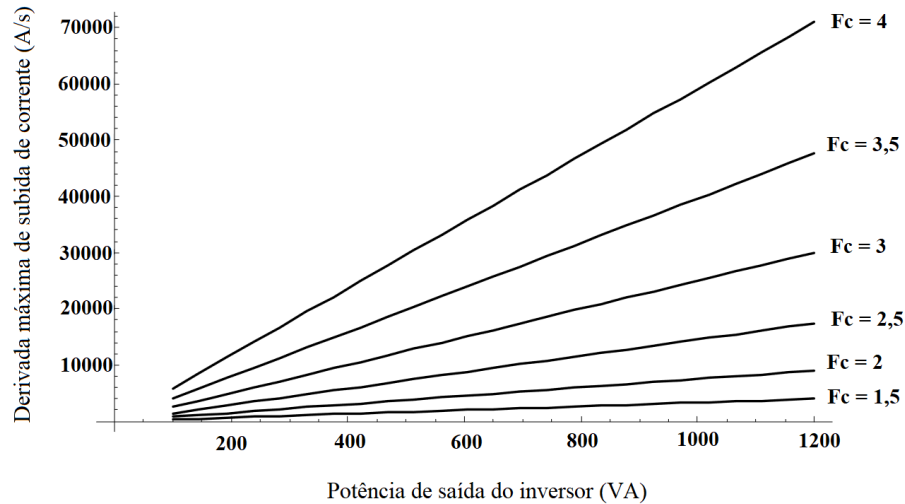
Fonte: próprio autor.

Analisando o gráfico, percebe-se que a máxima ondulação de corrente ($\Delta i_{L\text{max}}$), para o índice de modulação igual a 0,78, é de aproximadamente 0,25 A. Dessa forma, a equação que define o dimensionamento dos indutores de saída do inversor (L_{o1} e L_{o2}) é expressa pela equação (3.68):

$$L = \frac{V_{\text{in}}}{8\Delta i_L \cdot f_s} = \frac{\frac{420}{2}}{8 \cdot 3,09 \cdot 20000} = 425,37 \quad [\text{mH}] \quad (3.68)$$

Sabendo que o índice de modulação é elevado, a restrição que deve ser verificado para o correto dimensionamento do indutor é o da máxima derivada de subida, utilizando a equação (3.11).

Figura 3.14 – Derivada máxima de subida da corrente.



Fonte: adaptado de Gerent, 2005.

A derivada de subida é estimada através da Figura 3.14. Dessa forma, para uma potência de 1500 VA e um fator de crista igual a 3, o indutor escolhido para o projeto foi de 400 μH .

$$L < \frac{0,9 \cdot V_{\text{imin}} - V_{\text{opico}}}{\frac{d}{d(t)} i_{\text{Lo}}(t)_{\text{Subida}}} = \frac{0,9 \cdot \frac{380}{2} - \frac{311,33}{2}}{37500} = 411,64 \quad [\mu\text{H}]$$

A capacitância do filtro do inversor (C_{o1} e C_{o2}) é calculada através da equação (3.15). Assim, o capacitor a ser utilizado para o projeto possui o valor de 60 μF .

$$C = \frac{\left(\frac{40}{4\pi \cdot f_s}\right)^2}{L} = \frac{\left(\frac{40}{4\pi \cdot 20000}\right)^2}{400 \cdot 10^{-6}} = 59,55 \quad [\mu\text{F}]$$

Esforços nos capacitores do filtro LC

A corrente eficaz no capacitor é obtida através da equação (3.16):

$$I_{C_{ef}} = \frac{\Delta iL}{2} = \frac{3,09}{2} = 1,54 \quad [A]$$

A tensão máxima no capacitor é calculada por meio da equação (3.17):

$$V_{C_{pico}} = \sqrt{2} \cdot \frac{V_{onom}}{2} = \sqrt{2} \cdot \frac{220}{2} = 155,56 \quad [V]$$

Esforços nos indutores do filtro LC

A corrente eficaz no indutor, é obtida através equação (3.18):

$$I_{L_{ef}} = \sqrt{I_o^2 + I_{C_{ef}}^2} = \sqrt{13,64^2 + 1,54^2} = 13,72 \quad [A]$$

A corrente de pico é calculada pela equação (3.19):

$$I_{L_{pico}} = I_{L_{ef}} \cdot \sqrt{2} + \frac{\Delta iL}{2} = 13,72 \cdot \sqrt{2} + \frac{3,09}{2} = 20,95 \quad [A]$$

Esforços nos interruptores

O valor médio da corrente nos interruptores de potência, que é calculado pela equação (3.21):

$$I_{S_{med}} = \frac{I_{L_{ef}} \cdot \sqrt{2} \cdot M}{4} = \frac{13,72 \cdot \sqrt{2} \cdot 0,78}{4} = 3,77 \quad [A]$$

O valor eficaz da corrente nos interruptores de potência, que é calculado pela equação (3.22):

$$I_{S_{ef}} = M \cdot I_{L_{ef}} \sqrt{\frac{3}{8}} = 0,78 \cdot 13,72 \sqrt{\frac{3}{8}} = 6,55 \quad [A]$$

A tensão máxima sobre os interruptores é calculada por meio da equação (3.23):

$$V_{cmax} = V_{imax} = 420 \quad [V]$$

Esforços nos diodos

A corrente média nos diodos é calculada por meio da equação (3.24):

$$I_{D_{med}} = \frac{I_{L_{ef}} \cdot \sqrt{2}}{2\pi} \cdot \left(2 - \frac{\pi M}{2}\right) = \frac{13,72 \cdot \sqrt{2}}{2\pi} \cdot \left(2 - \frac{\pi \cdot 0,78}{2}\right) = 2,40 \quad [A]$$

A corrente eficaz no diodo é obtida pela equação (3.25):

$$I_{D_{ef}} = I_{L_{ef}} \cdot \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{8M}{3\pi} + \frac{3M^2}{8}} = 13,72 \cdot \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{8 \cdot 0,78}{3\pi} + \frac{3 \cdot 0,78^2}{8}} = 3,54 \quad [A]$$

Dimensionamento dos interruptores (S1-S4)

Para o projeto foi escolhido o IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) IRGP50B60PD da IR. As especificações do interruptor são apresentadas na Tabela 3.2. Este transistor, possui um diodo antiparalelo e apresenta baixa capacitância parasita.

Tabela 3.2 – Especificações técnicas do IGBT IRGP50B60PD da IR.

Valor		Especificação
Vce = 600	[V]	Tensão máxima entre coletor e emissor.
Icn = 42	[A]	Corrente máxima no coletor @ Tc = 100 [°C].
Icm = 150	[A]	Corrente máxima de pulso no coletor.
VGS = +/-20	[V]	Tensão máxima entre Gate e Emissor, @ Tj = 100 [°C] e Ic = 33 [A].
Vcen = 2,6	[V]	Tensão de saturação entre o emissor e o coletor.
tfn = 26	[ns]	Tempo de subida da tensão coletor-emissor.
trn = 50	[ns]	Tempo de descida da tensão coletor-emissor.
Rjcgbrt = 0,32	[°C/W]	Resistividade térmica entre a junção e a cápsula.
trrn = 120	[ns]	Tempo de Recuperação Reversa.
Qrrn = 420	[nC]	Carga de Recuperação Reversa:
Vceo = 1	[V]	Queda de tensão limiar no IGBT.

Fonte: Datasheet, International Rectifier - IR , IGBT, 2007.

3.3.2 Circuito de controle

Para o projeto foi adotado os parâmetros exibidos na Tabela 3.3:

Tabela 3.3 – valores iniciais adotados para o projeto de controle.

Valor	Especificação
Vd = 5 [V]	Valor de pico da onda portadora triangular.
Vref = 4 [V]	Amplitude da tensão de referência senoidal.

Fonte: próprio autor.

Função de transferência do inversor Gv(s) em laço aberto

A função de transferência de laço aberto da malha de tensão do inversor, é calculada por meio da equação (3.27):

$$G_v(s) = 210 \cdot \frac{1}{400 \times 10^{-6} \cdot 60 \times 10^{-6} \cdot s^2 \cdot \frac{400 \times 10^{-6}}{8,07} \cdot s + 1}$$

Ganho de amostragem Hv(s)

O ganho de amostragem é determinado por meio da equação (3.26):

$$H(s) = \frac{4}{110 \cdot \sqrt{2}} = 0,03$$

Ganho do modulador Fm(s)

O ganho do modulador PWM é obtida através da equação (3.28):

$$F_m(s) = \frac{1}{5} = 0,2$$

Função de transferência do sistema de controle FTLAsc(s) em laço aberto

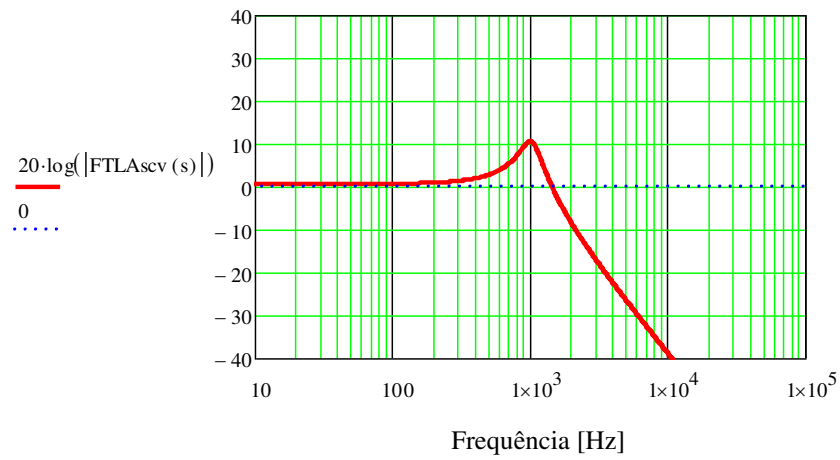
Determinado a partir da função de transferência em laço aberto sem o compensador, a função de transferência é obtida por meio da equação (3.39):

$$FTL_{Asc}(s) = \frac{210 \cdot 0,03 \cdot 0,2}{400 \times 10^{-6} \cdot 60 \times 10^{-6} \cdot s^2 \cdot \frac{400 \times 10^{-6}}{8,07} \cdot s + 1}$$

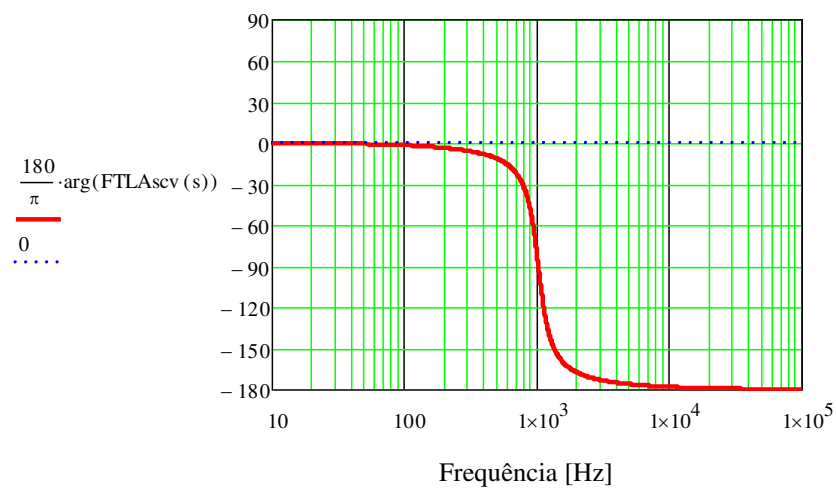
Os diagramas de módulo e fase da função de transferência FTLAsc(s) em laço aberto são exibidos na Figura 3.15.

Figura 3.15 – Diagrama de Bode da função FTLAsc_v(s): (a) ganho, (b) fase.

a)



b)



Fonte: próprio autor.

Dimensionamento do compensador PID

A frequência de cruzamento da função de transferência de laço aberto FTLA_v(s) é obtida por meio da equação (3.35).

$$f_c = \frac{f_s}{4} = \frac{20000}{4} = 5000 \quad [\text{Hz}]$$

O ganho A do compensador é obtido através da equação (3.40).

$$A0 = 10^{\frac{|20 \cdot \log(|FTLA_{scv}(2\pi \cdot f_c)|)|}{20}} = 21,06$$

Os zeros do compensador são colocados na frequência natural de oscilação, como determinados pelas equações (3.31) e (3.32):

$$fz1 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} = 1021,34 \quad [\text{Hz}]$$

$$fz2 = 1021,34 \quad [\text{Hz}]$$

O primeiro polo do compensador é colocado na origem, minimizando o erro estático, enquanto que o segundo polo é colocado em 10 vezes a frequência natural, como determinados pela equação (3.34).

$$fp1 = 0 \quad [\text{Hz}]$$

$$fp2 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} = \frac{10}{2\pi \cdot \sqrt{400 \times 10^{-6} \cdot 60 \times 10^{-6}}} = 10273,41 \quad [\text{Hz}]$$

Os parâmetros H2, H1, A1 e A2, são obtidos a partir equações (3.43), (3.44), (3.41) e (3.42) respectivamente:

$$H2 = |A0| + 20 \cdot \log\left(\frac{fp2}{fc}\right) = 21,06 + 20 \cdot \log\left(\frac{10273,41}{5000}\right) = 27,31 \quad [\text{dB}]$$

$$H1 = |A0| + 20 \cdot \log\left(\frac{fp2}{fc}\right) = 21,06 - 20 \cdot \log\left(\frac{10273,41}{5000}\right) = 7,31 \quad [\text{dB}]$$

$$A1 = 10^{\frac{7,31}{20}} = 2,32$$

$$A1 = 10^{\frac{27,31}{20}} = 23,21$$

Dessa forma, por meio dos parâmetros calculados, é realizado o dimensionamento dos elementos do compensador PID. Os resistores RIP e RIZ são calculados a partir das equações (3.45) e (3.46). Para o resistor RF foi adotado o valor de 10 KΩ. Por fim, os capacitores CI e CFV2 são calculados através das seguintes equações (3.37) e (3.38):

$$RIP = \frac{RF}{A2} = \frac{100}{A2} = 4,31 \quad [K\Omega]$$

$$RIZ = \frac{RF}{A1} - RIP = \frac{100}{2,32} - 4,31 = 38,78 \quad [K\Omega]$$

$$RF = 100 \quad [K\Omega]$$

$$CI = \frac{1}{2\pi \cdot fz2 \cdot RIZ} = \frac{1}{2\pi \cdot 1021,34 \cdot 38780} = 3,99 \quad [nF]$$

$$CFV2 = \frac{1}{2\pi \cdot RF \cdot fz1} = \frac{1}{2\pi \cdot 100000 \cdot 1021,34} = 1,55 \quad [nF]$$

Dessa formar, os valores escolhidos para o dimensionamento do compensador PID são exibidos na Tabela 3.4.

Tabela 3.4 – Valores utilizados para dimensionamento do compensador PID.

Componente	Valor escolhido	Valor calculado	Unidade
RIP	4,3	4,31	[KΩ]
RIZ	39	38,78	[KΩ]
RF	100	-	[KΩ]
CI	8,2	3,99	[nF]
CFV2	10	1,55	[nF]

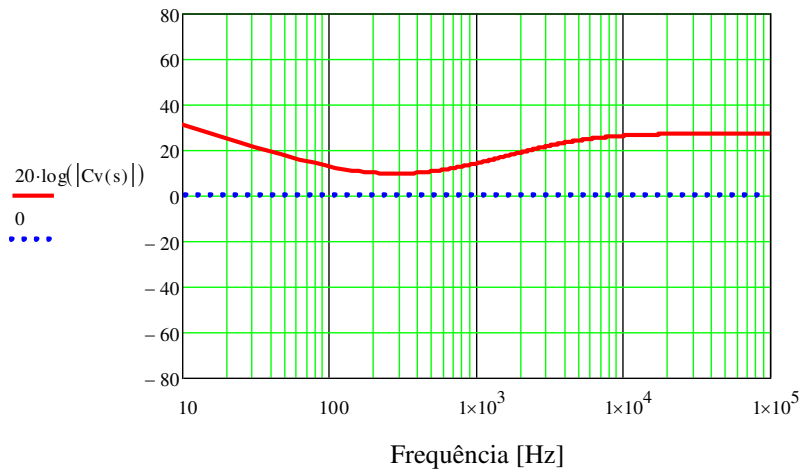
Fonte: próprio autor.

A função de transferência do compensador de tensão pode ser escrita por meio da equação(3.30). O diagrama de Bode do compensador $Cv(s)$ é apresentado na Figura 3.16.

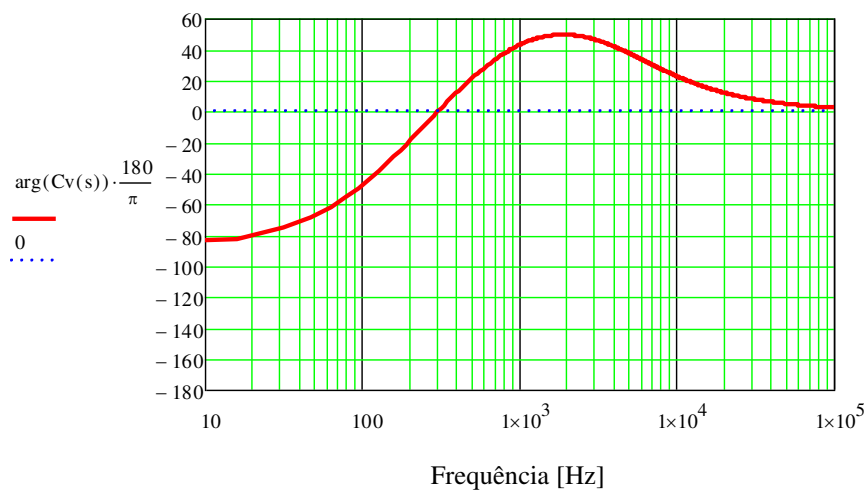
$$Cv(s) = \frac{100 \times 10^3}{4,3 \times 10^3} \cdot \frac{(s + \frac{1}{100 \times 10^3 \cdot 10 \times 10^{-9}}) \cdot (s + \frac{1}{39 \times 10^3 \cdot 8,3 \times 10^{-9}})}{s \cdot (s + \frac{4,3 \times 10^3 + 39 \times 10^3}{8,3 \times 10^{-9} \cdot 4,3 \times 10^3 \cdot 39 \times 10^3})}$$

Figura 3.16 – Diagrama de Bode do compensador $C_v(s)$: (a) ganho, (b) fase.

a)



b)

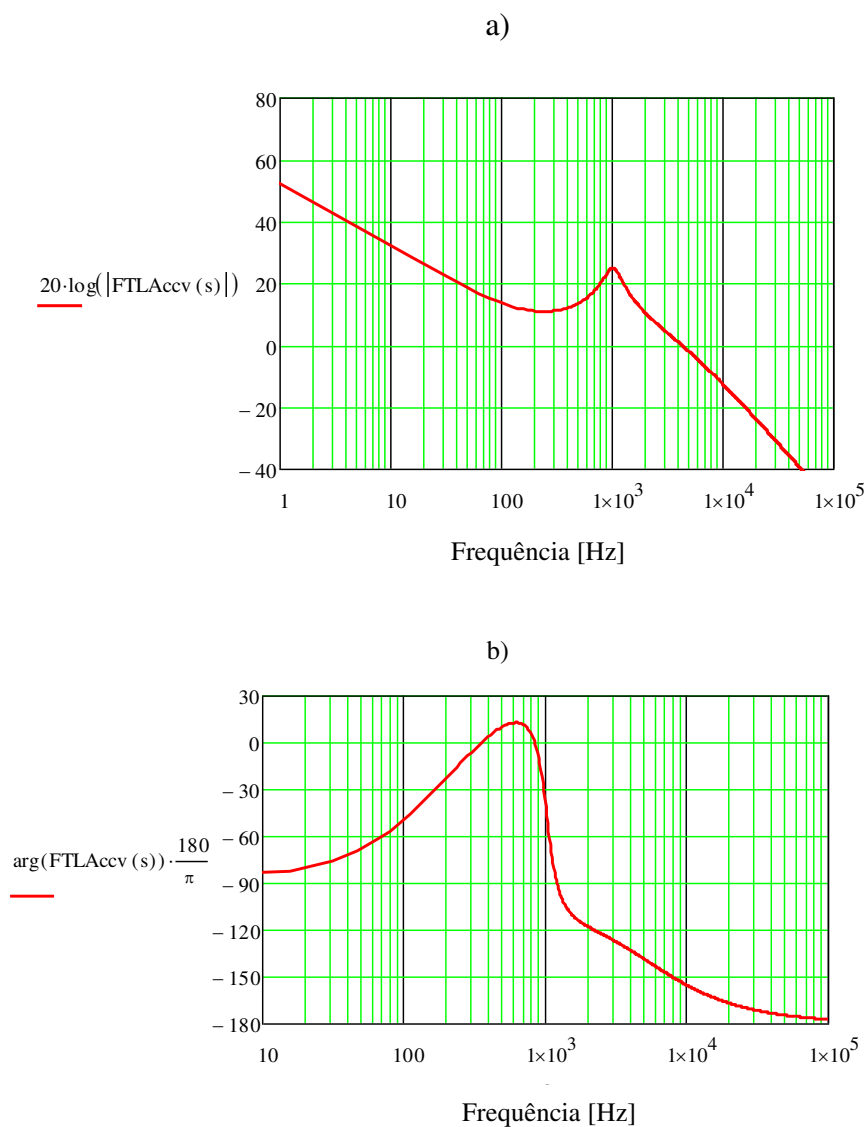


Fonte: próprio autor.

Por fim, a função de transferência do sistema de controle com o regulador de tensão é determinada pela equação (3.48). O diagrama de Bode da função de transferência $FTL_{Accv}(s)$ é apresentado na Figura 3.17.

$$FTL_{Accv}(s) = FTL_{scv}(s) \cdot C_v(s)$$

Figura 3.17 – Diagrama de Bode de $FTL_{Accv}(s)$: (a) ganho; (b) fase.



Fonte: próprio autor.

Observa-se que a frequência de cruzamento ficou próxima de 4,3 kHz. O valor ficou abaixo do valor especificado devido à utilização dos valores comerciais de resistores e capacitores no compensador. A margem de fase ficou nem torno de $41,42^\circ$. Os resultados mostram que a malha de tensão é estável.

3.5 CONSIDERAÇÕES

Neste capítulo foi estudado o funcionamento e o dimensionamento do inversor bifásico com modulação unipolar. Foram apresentadas as expressões matemáticas utilizadas para os projetos dos estágios de potência e de controle do inversor. Foram exibidas as deduções das equações dos esforços de tensão e corrente dos semicondutores e dos elementos passivos, realizando um exemplo de projeto.

A configuração de uma única malha de controle tensão para monitorar as saídas do inversor sugere seu funcionamento adequado apenas para cargas balanceadas. O modelo matemático do filtro de saída mostra que, para o índice de modulação aplicado, a indutância dimensionada foi quatro vezes quando comparada ao filtro da modulação bipolar, sendo esta uma das vantagens da modulação unipolar.

Pode se observar também que o critério adotado para o dimensionamento do indutor de filtragem apresentou um valor próximo ao calculado.

CAPÍTULO 4

RESULTADOS DE SIMULAÇÃO EM REGIME PERMANENTE PARA AS MODULAÇÕES BIPOLAR E UNIPOLAR

4.1 INTRODUÇÃO

Nesta seção são apresentados os resultados de simulação em malha fechada dos inversores projetados, utilizando as técnicas modulação bipolar e unipolar. Nestes capítulos são exibidas suas formas de onda, os valores obtidos dos principais parâmetros do inversor e o funcionamento da malha de controle, realizando uma análise comparativa entre os projetos.

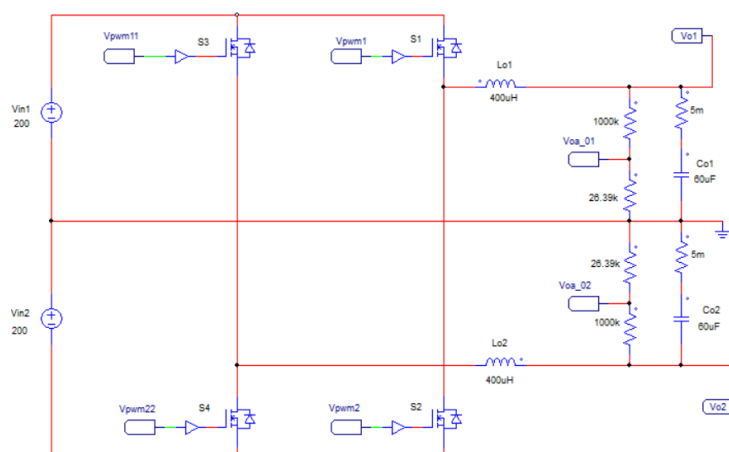
4.2 FORMAS DE ONDA EM REGIME PERMANENTE PARA FONTES DE ALIMENTAÇÃO CONSTANTES NA ENTRADA

Neste tópico serão realizadas simulações em regime permanente. O circuito é alimentado com duas fontes contínuas de 200V. As cargas conectadas em cada braço do inversor são equilibradas. As simulações foram realizadas no *software* PSIM.

4.2.1 Simulação com modulação bipolar

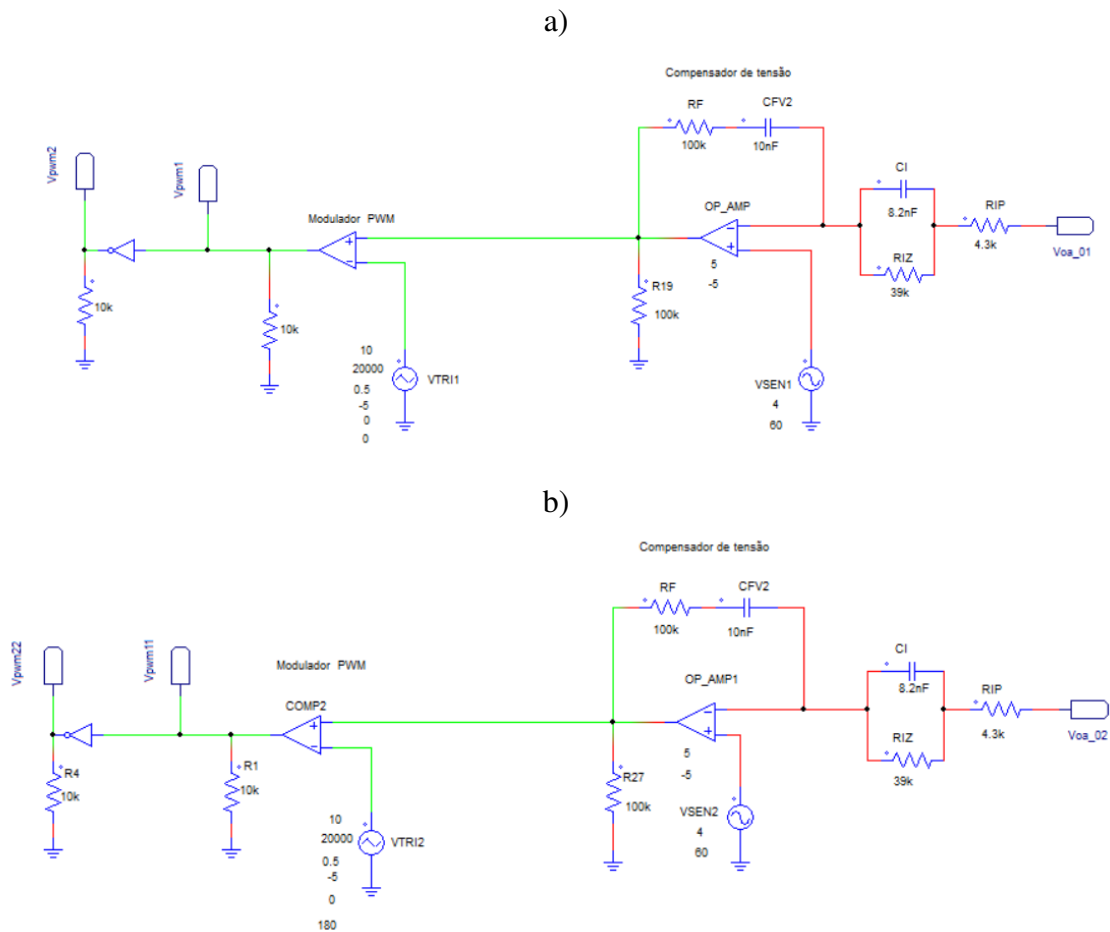
A Figura 4.1 exibe o circuito de potência utilizado para realizar as simulações. A Figura 4.2 mostra o circuito de controle utilizado para o controle das chaves de cada braço do inversor, cada circuito possui duas saídas complementares (uma para cada chave). O valor de amostragem é representado por V_{oa} .

Figura 4.1 – Circuito de potência do inversor com modulação bipolar.



Fonte: próprio autor.

Figura 4.2 – Circuito de controle: a) modulação conectada ao braço esquerdo e b) modulação conectada ao braço direito.

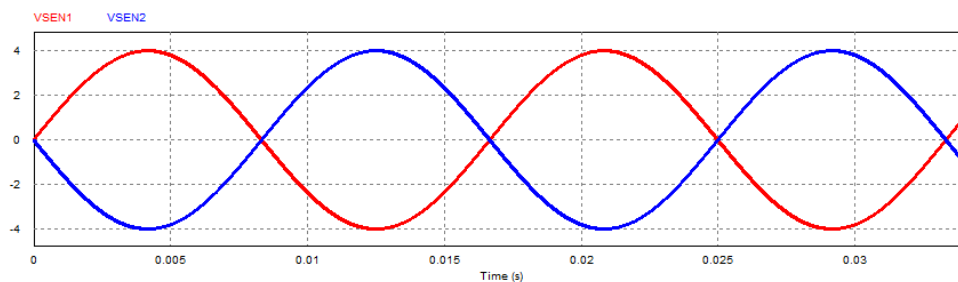


Fonte: próprio autor.

Senoide de referência

A senoide de referência utilizada para malha de controle e para modulação dos interruptores possui uma tensão de pico de 4 V e frequência de 60 Hz, como exibido na Figura 4.3.

Figura 4.3 – Formas de onda das tensões de referência aplicadas no inversor.



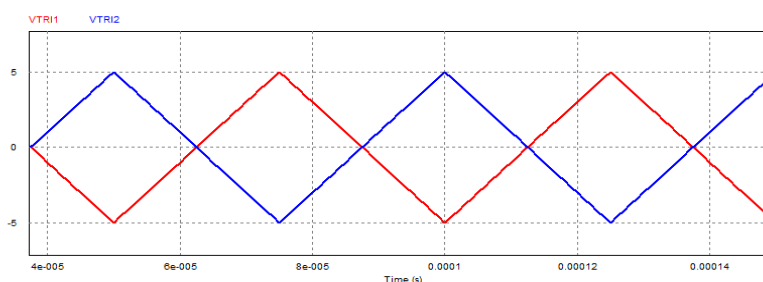
Fonte: próprio autor.

Como o inversor apresenta duas saídas, a tensão de referência aplicada ao braço esquerdo do inversor (VSEN1) é deslocada em 180° elétricos em relação a tensão de referência aplicada ao braço esquerdo (VSEN2).

Portadora triangular

O sinal triangular utilizado para o controle das chaves possui uma frequência de 20000 Hz e uma tensão de pico de 5 V, como exibido na Figura 4.4. A forma de onda triangular utilizada para sintetizar o sinal SPWM do braço esquerdo é deslocada em 180° elétricos em relação ao utilizado para gerar o sinal SPWM do braço direito. Caso seja utilizado o mesmo sinal triangular para ambos os braços, o inversor irá apresentar as mesmas características da modulação unipolar.

Figura 4.4 – Formas de onda das portadoras triangulares.



Fonte: próprio autor.

Amostragem da tensão de saída do inversor

O fundo de escala dimensionado para a amostragem de saída do inversor foi: para uma tensão de pico de 200V corresponde a uma tensão de pico de 5 V. A Figura 4.5 exibe o circuito divisor de tensão utilizado para obter o valor de amostragem para a entrada do compensador.

Figura 4.5 – Circuito divisor de tensão



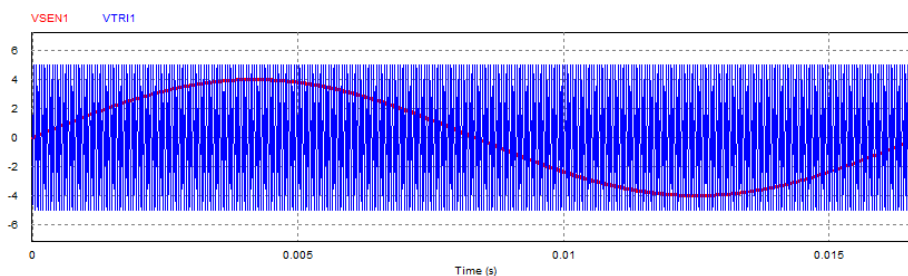
Fonte: próprio autor.

Dessa forma, para uma tensão de pico de saída de 155,56 V (tensão eficaz de 110 V) a tensão de pico de amostragem é aproximadamente igual 3,89 V.

Modulação SPWM bipolar

A Figura 4.6 exibe as formas de onda utilizadas para sintetizar a modulação bipolar. Os pulsos gerados conforme a modulação SPWM com índice de modulação de 0,78 são exibidos na Figura 4.7. Como pode ser observado, a forma de onda apresenta dois níveis de tensão.

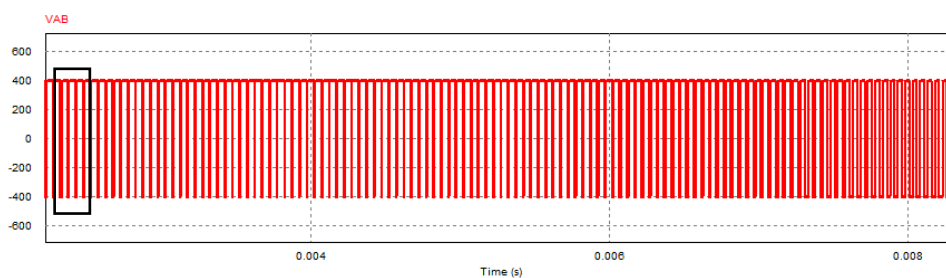
Figura 4.6 – Forma de ondas utilizadas para modulação SPWM bipolar.



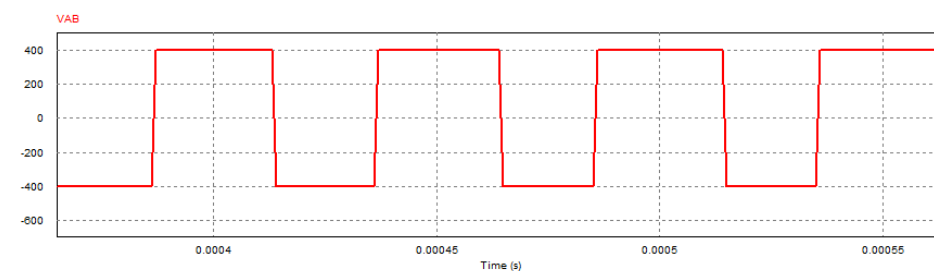
Fonte: próprio autor.

Figura 4.7 – Modulação SPWM bipolar: a) pulsos obtidos e b) detalhe da forma de onda.

a)



b)

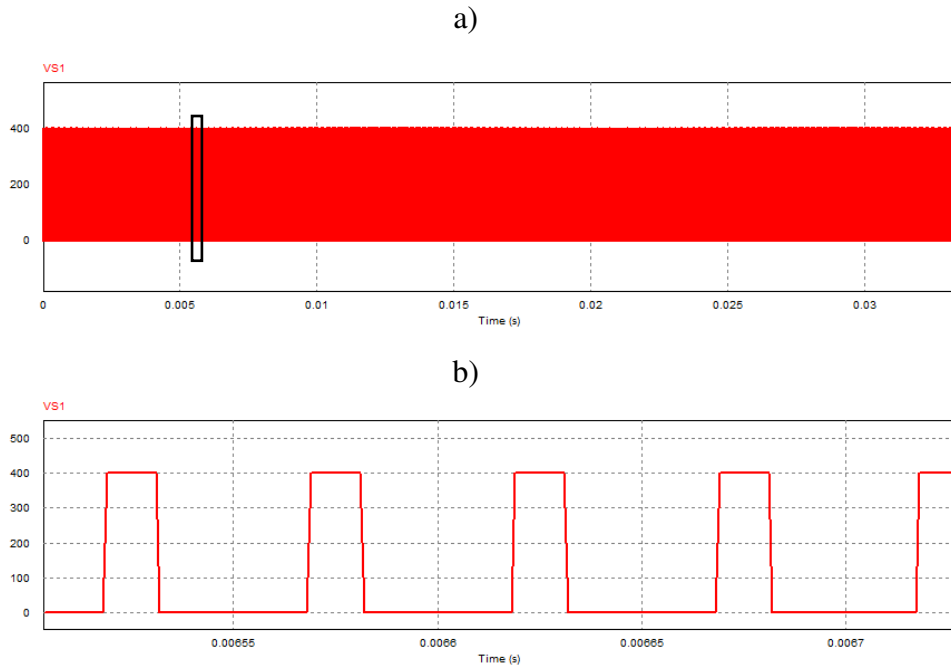


Fonte: próprio autor.

Comportamento dos interruptores S1-S4

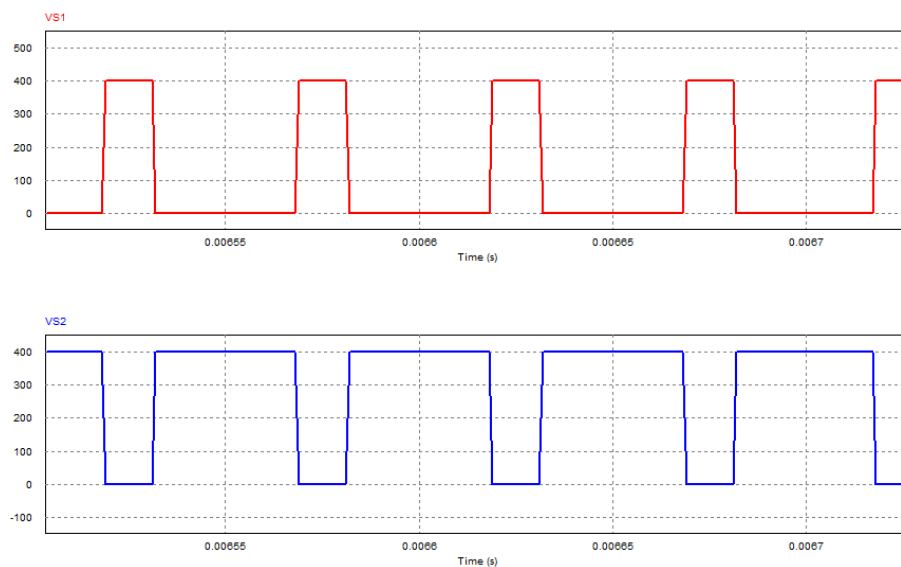
Na Figura 4.8 é apresentado a forma de onda de tensão do interruptor S1. Na Figura 4.9 é exibido as formas de onda de tensão nos interruptores S1 e S2.

Figura 4.8 – Tensão no interruptor S1: a) forma de onda e b) detalhe.



Fonte: próprio autor.

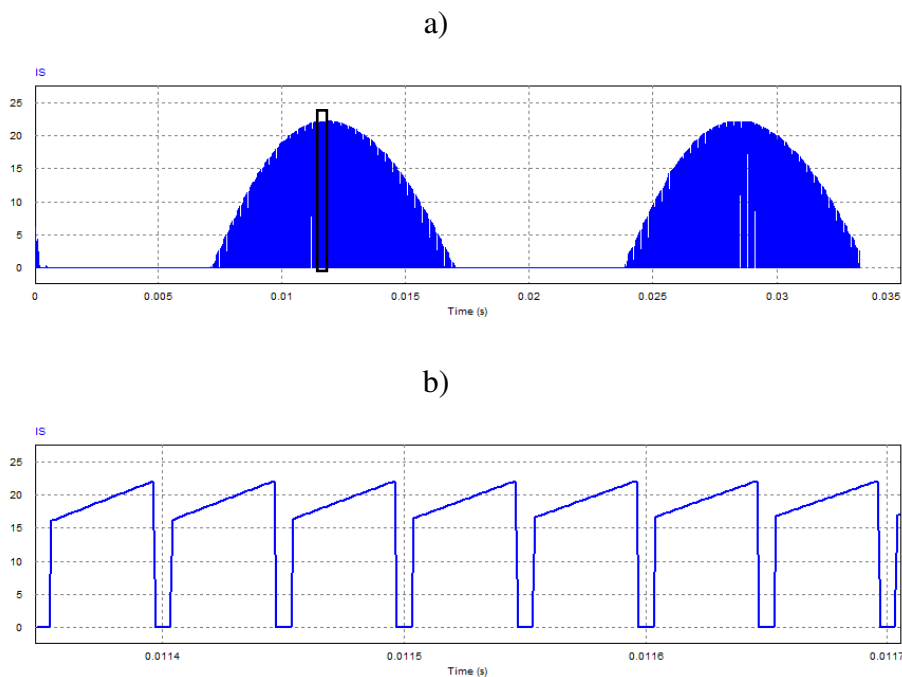
Figura 4.9 – Comparação entre as formas de onda de tensão nos interruptores S1 e S2.



Fonte: próprio autor.

Observa-se que um é complemento do outro e que a tensão máxima submetida é de 400 V. A mesmas formas de onda são encontradas nos interruptores S4 e S3, respectivamente. A Figura 4.10 exibe a forma de onda da corrente no interruptor S1 do inversor.

Figura 4.10 – Corrente no interruptor S1: a) forma de onda e b) detalhe.



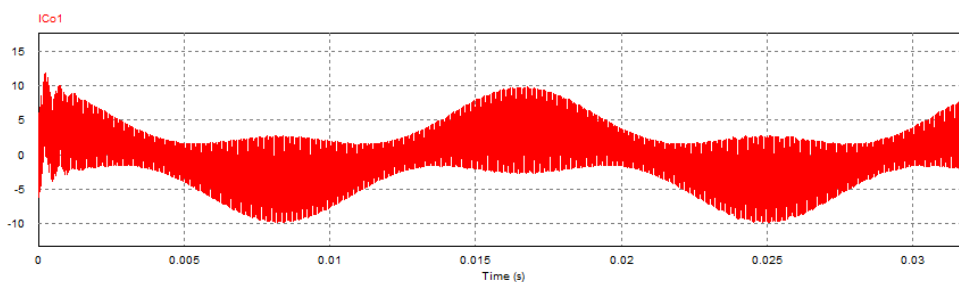
Fonte: próprio autor.

De acordo com a simulação, as chaves estão submetidas a uma corrente média de 5,08 A e uma corrente eficaz de 9,09 A.

Comportamento dos capacitores do filtro de saída

A Figura 4.11 exibe a forma de onda da corrente no capacitor do filtro de saída. De acordo com a simulação, o capacitor apresenta uma corrente eficaz de 1,52 A.

Figura 4.11 – Forma de onda de corrente no capacitor de filtragem.

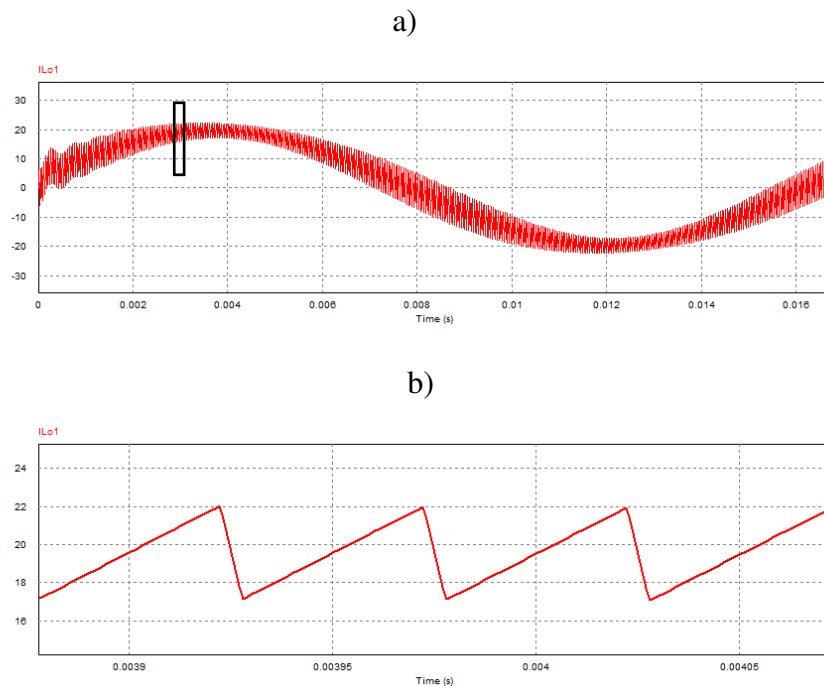


Fonte: próprio autor.

Comportamento dos indutores do filtro de saída

A Figura 4.12 exibe a forma de onda da ondulação de corrente no indutor de filtragem. De acordo com a simulação, a ondulação máxima possui aproximadamente 4,87 A. A forma de onda da corrente no indutor do filtro de saída possui uma corrente eficaz de 14,13 A. A corrente de pico possui aproximadamente 22 A.

Figura 4.12 – Corrente no indutor de filtragem: a) forma de onda e b) ondulação de corrente.

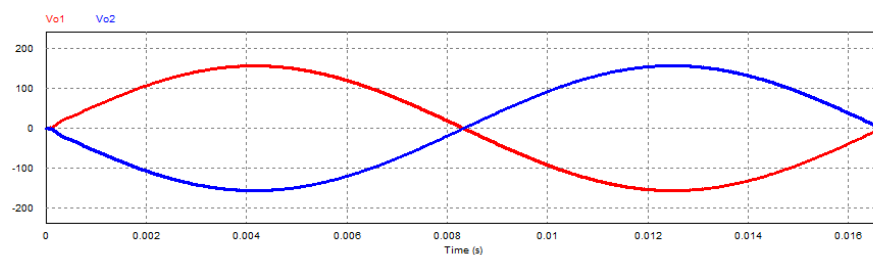


Fonte: próprio autor.

a) Resultados de simulação com cargas equilibradas puramente resistivas

A Figura 4.13 apresenta as formas de onda da tensão de saída Vo1 e Vo2 do inversor bifásico para uma carga puramente resistiva: foram conectadas duas resistências de $8,1 \Omega$ em cada saída do inversor.

Figura 4.13 – Formas de onda de tensão de saída do inversor: Vo1 e Vo2.

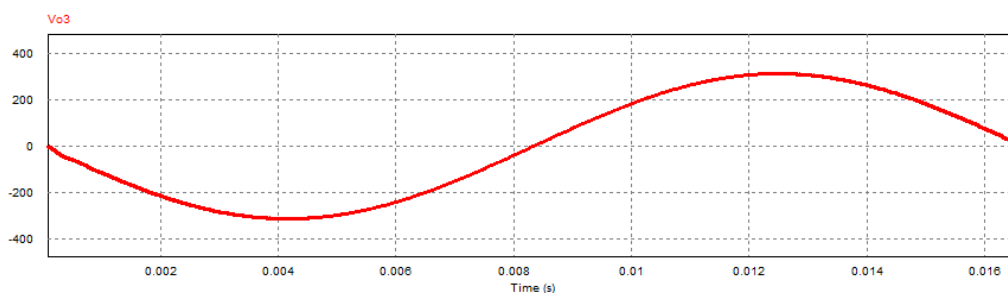


Fonte: próprio autor.

Pode se observar que as formas de onda são complementares. Com base na simulação, as saídas apresentam: tensão eficaz igual a 110,66 V, valor de pico de 156,35 V e frequência de 60 Hz.

A Figura 4.11 exibe a forma de onda da tensão de saída Vo3, oriunda da junção das saídas Vo1 e Vo2.

Figura 4.14 – Forma de onda da tensão de saída Vo3.

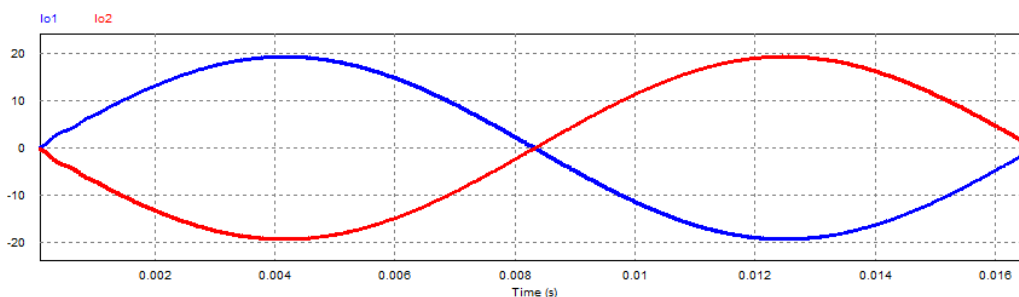


Fonte: próprio autor.

Assim, a forma de onda apresenta tensão eficaz de 223,71 V, tensão de pico de 312,46 V e frequência de 60 Hz.

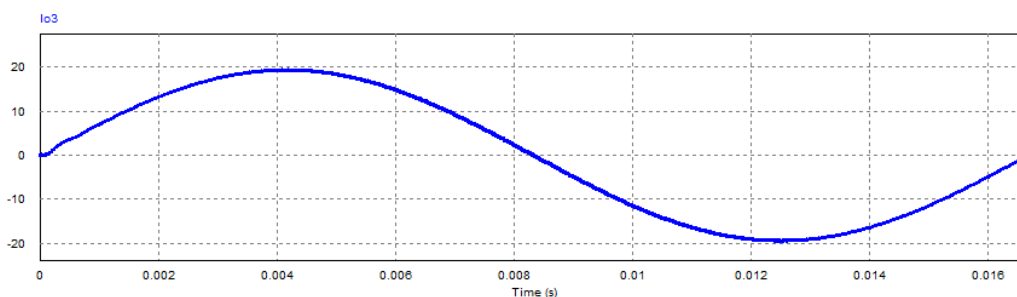
As formas de onda da corrente de saída Io1, Io2 são exibidas na Figura 4.15. A Figura 4.16 apresenta a forma de onda da corrente de saída Io3. Através dos gráficos percebe-se que as formas de onda estão em fase com as respectivas tensões de saída. De acordo com a simulação, as formas de onda apresentam: valor eficaz igual a 13,66 A, valor de pico de 19,33 A e frequência de 60 Hz.

Figura 4.15 – Formas de onda da corrente de saída do inversor: Io1 e Io2.



Fonte: próprio autor.

Figura 4.16 – Forma de onda da corrente de saída do inversor: I_{o3} .

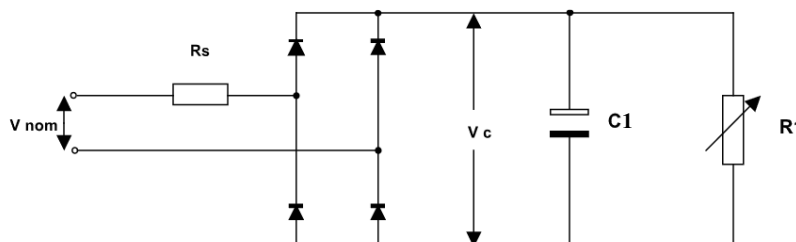


Fonte: próprio autor.

b) Resultados de simulação com cargas equilibradas não-lineares

Segundo a NBR 15204 de 2005, para realização da simulação com carga não-linear deve-se implementar um circuito retificador de tensão em ponte completa com filtro capacitivo, como exibido na Figura 4.17. O dimensionamento dos elementos é apresentado no Apêndice B.

Figura 4.17 – Circuito utilizado para simulação com cargas não-lineares.



Fonte: NBR 15204 – conversor a semicondutor, 2005.

A Tabela 4.1 exibe os valores dos elementos utilizados para realizar as simulações do inversor bifásico. Foram dimensionados duas cargas não-lineares: uma para as saídas V_{o1} e V_{o2} e outra para a saída V_{o3} .

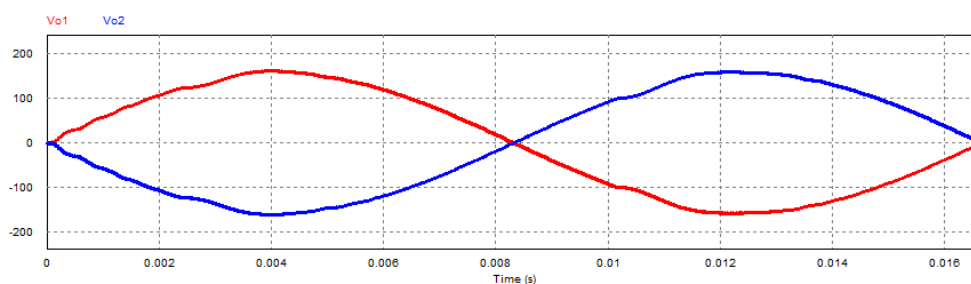
Tabela 4.1 – Especificação da carga não-linear.

Componente	Valor utilizado para as saídas V_{o1} e V_{o2}	Valor utilizado para a saídas V_{o3}	Unidade
R_s	0,32	0,65	$[\Omega]$
C	687	344	$[\mu F]$
R_1	18,19	36,38	$[\Omega]$

Fonte: próprio autor.

A Figura 4.18 apresenta as formas de onda da tensão de saída Vo1 e Vo2 do inversor bifásico para uma não-linear, com fator de potência de 0,7. Pode se observar que as formas de onda apresentam pequenas distorções devido a presença de componentes harmônicos. Com base na simulação, as formas de onda apresentam: tensão eficaz igual a 110,55 V e valor de pico de 157,09V.

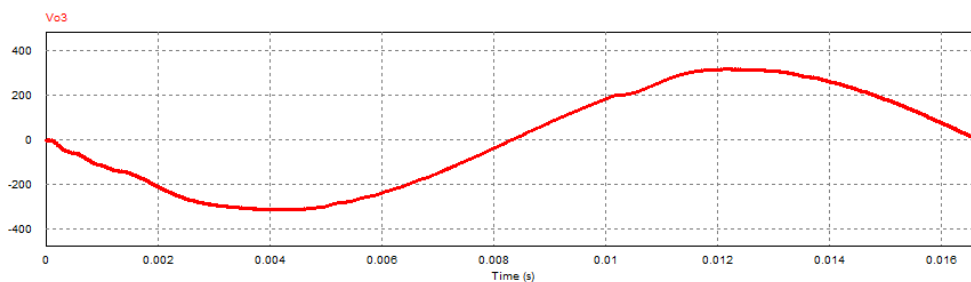
Figura 4.18 – Formas de onda de tensão de saída para carga não-linear: Vo1 e Vo2.



Fonte: próprio autor.

A Figura 4.19 a exibe a forma de onda da tensão de saída Vo3, oriunda da junção das saídas Vo1 e Vo2, apresentando tensão eficaz de 221,38 V, tensão de pico de 315,19 V e frequência de 60 Hz.

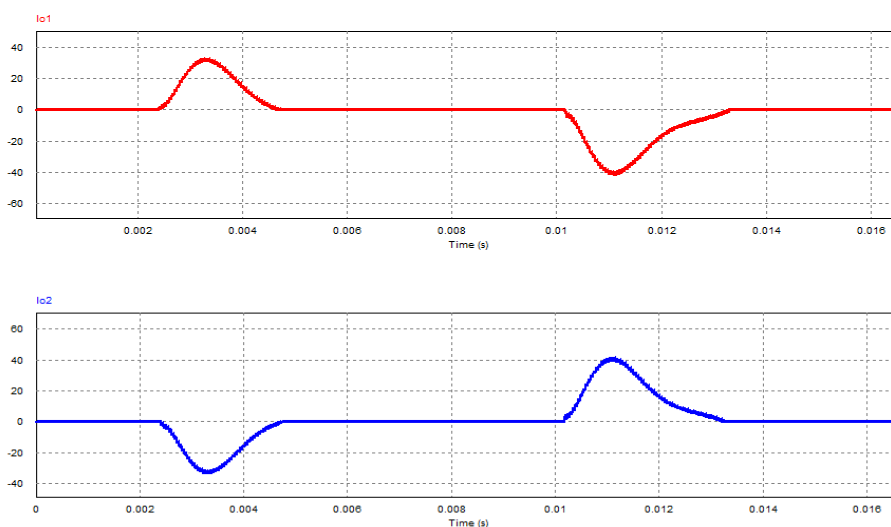
Figura 4.19 – Formas de onda de tensão de saída do inversor para carga não-linear: Vo3.



Fonte: próprio autor.

A Figura 4.20 exibe as formas de onda das correntes de saída Io1 e Io2. Através dos gráficos percebe-se que as formas apresentam distorções devido a presença de componentes harmônicos. Além disso, observa-se a característica não-linear da carga. As correntes de saída apresentam: valor eficaz igual a 13,48 A, valor de pico de 40,72 A.

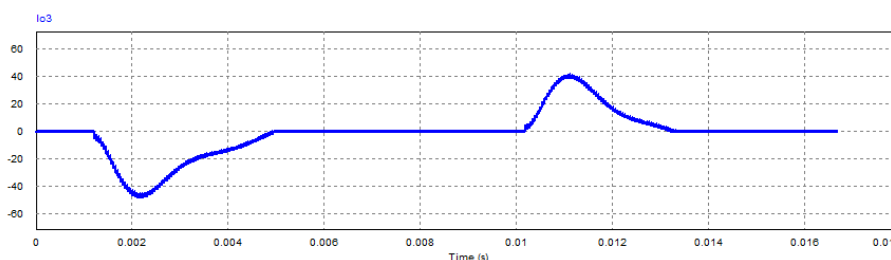
Figura 4.20 – Formas de onda da corrente de saída para carga não-linear: Io1 e Io2.



Fonte: próprio autor.

Por fim, a Figura 4.21 exibe a forma de onda da corrente da saída Io3, apresentando valor eficaz de 15,83 A e valor de pico de 47,55 A. A carga possui um fator de crista igual a 3.

Figura 4.21 – Forma de onda da corrente de saída do inversor Io3.



Fonte: próprio autor.

Taxa de distorção harmônica

Visando atender os requisitos do módulo 8 do PRODIST, o inversor foi projetado para apresentar uma distorção harmônica menor que 5%. De acordo com as simulações, as saídas Vo1 e Vo2 que disponibilizam uma tensão eficaz de 110 V apresentam uma taxa de distorção harmônica de 2,37% enquanto que a saída Vo3 apresenta 2,57%.

Comparação entre os valores calculados e simulados

A Tabela 4.2 compara os resultados simulados e os valores calculados dos principais parâmetros especificados para o dimensionamento do inversor. A Tabela 4.3 exibem

as comparações entre os resultados simulados e os valores calculados para a cargas lineares. A Tabela 4.4 exhibe a mesma comparação para cargas não-lineares.

Tabela 4.2 – Comparação entre os principais parâmetros do inversor bifásico.

Variável	Calculado	Simulado	Unidade
$I_{S_{med}}$	4,98	5,08	[A]
$I_{S_{ef}}$	8,08	9,09	[A]
ΔI_L	3,09	4,87	[A]
$I_{L_{ef}}$	13,72	14,13	[A]
$I_{L_{pico}}$	20,95	22,02	[A]
$I_{C_{ef}}$	1,54	1,52	[A]

Fonte: próprio autor.

Tabela 4.3 – Comparação entre os resultados simulados e calculados para carga linear.

Variável	Especificado	Simulado	Unidade
Tensão eficaz: Vo1 e Vo2	110,00	110,66	[V]
Tensão eficaz: Vo3	220,00	223,71 V	[V]
Tensão de pico: Vo1 e Vo2	155,56	156,35	[V]
Tensão de pico: Vo3	311,13	312,46	[V]

Fonte: próprio autor.

Tabela 4.4 - Comparação entre os resultados simulados e calculados para carga não-linear.

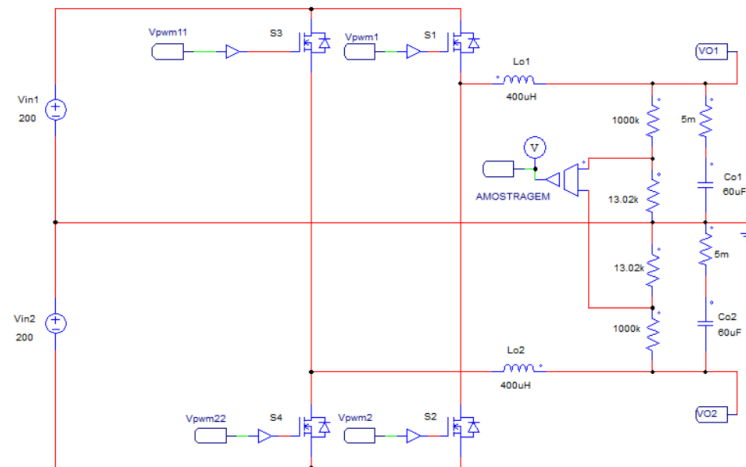
Variável	Especificado	Simulado	Unidade
Tensão eficaz: Vo1 e Vo2	110,00	110,55	[V]
Tensão eficaz: Vo3	220,00	221,38	[V]
Tensão de pico: Vo1 e Vo2	155,56	157,09	[V]
Tensão de pico: Vo3	311,13	315,19	[V]
TDHv (110)	< 5,00	2,37	[%]
TDHv (220)	< 5,00	2,57	[%]

Fonte: próprio autor.

4.2.2 Simulação com modulação unipolar

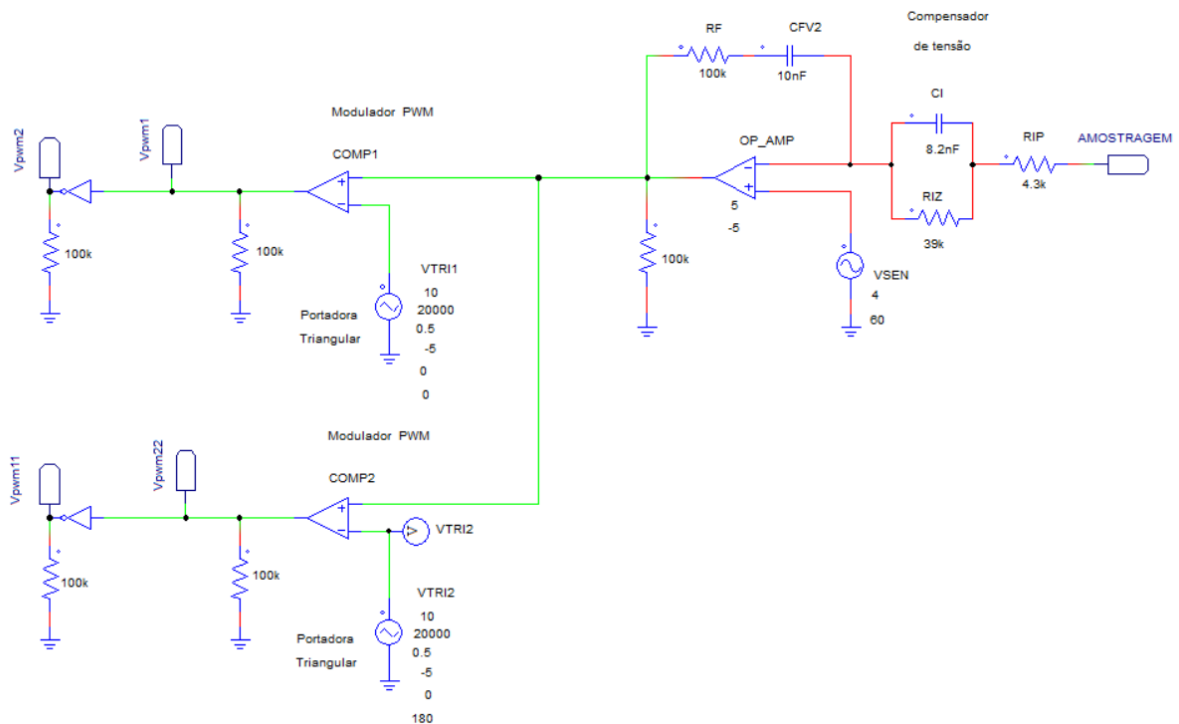
A Figura 4.22 exibe o circuito de potência utilizado para realizar as simulações, enquanto que a Figura 4.23 exibe o circuito de controle.

Figura 4.22 – Circuito de potência do inversor com modulação unipolar.



Fonte: próprio autor.

Figura 4.23 – Circuito de controle: malha de tensão única.



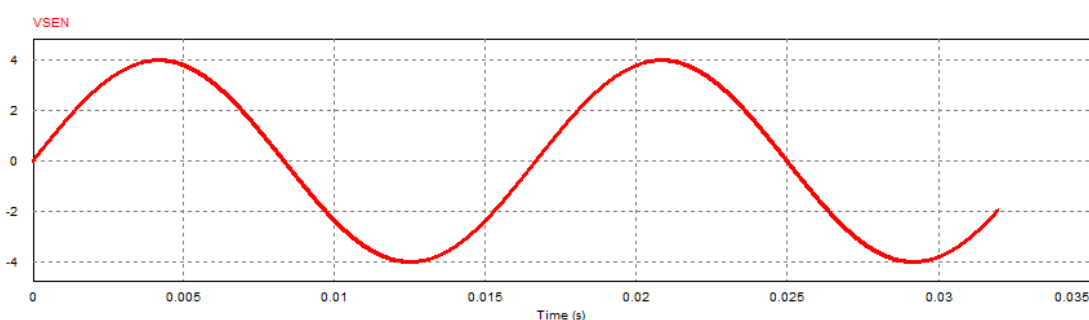
Fonte: próprio autor.

O circuito de controle possui duas saídas, uma para cada braço do inversor. Cada saída disponibiliza dois pulsos complementares (uma para cada chave).

Senoide de referência

A senoide referência utilizada para malha de controle e para modulação dos interruptores possui uma tensão de pico de 4 V e frequência de 60 Hz, como exibido na Figura 4.24

Figura 4.24 – Tensão de referência aplicado a malha de controle do inversor.

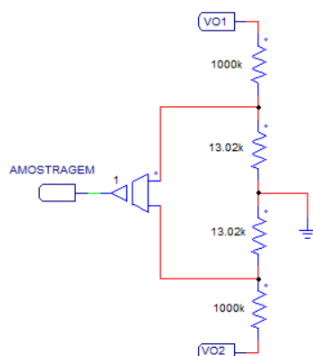


Fonte: próprio autor.

Amostragem da tensão de saída do inversor

O fundo de escala dimensionado para a amostragem de saída do inversor foi: para uma tensão de pico de 388V corresponde a uma tensão de pico de 5 V. A Figura 4.25 exibe o circuito divisor de tensão utilizado para obter o valor de amostragem para a entrada do compensador.

Figura 4.25 – Circuito divisor de tensão.



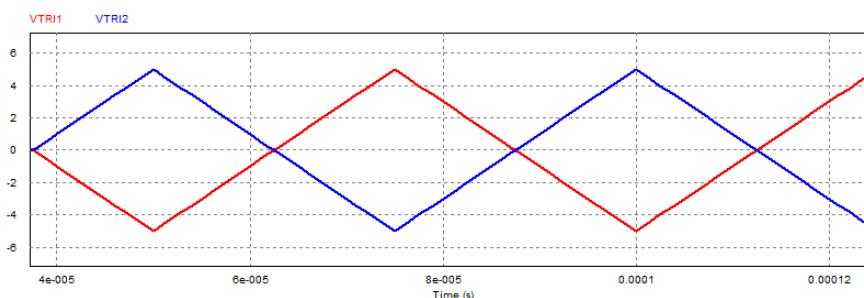
Fonte: próprio autor.

Dessa forma, para uma tensão de pico de saída de 311,13 V (tensão eficaz de 220 V) a tensão de pico de amostragem é aproximadamente 4V.

Portadora triangular

Os sinais triangulares (VTRI1 e VTRI2), utilizados para o controle dos interruptores, possuem frequências de 20000 Hz e tensão de pico de 5 V, como exibido na Figura 4.26. A formas de onda triangular utilizada para sintetizar o sinal SPWM da saída Vo1 é deslocada em 180° elétricos em relação ao utilizado para gerar o sinal SPWM da saída Vo2.

Figura 4.26 – Formas de onda das portadoras triangulares.

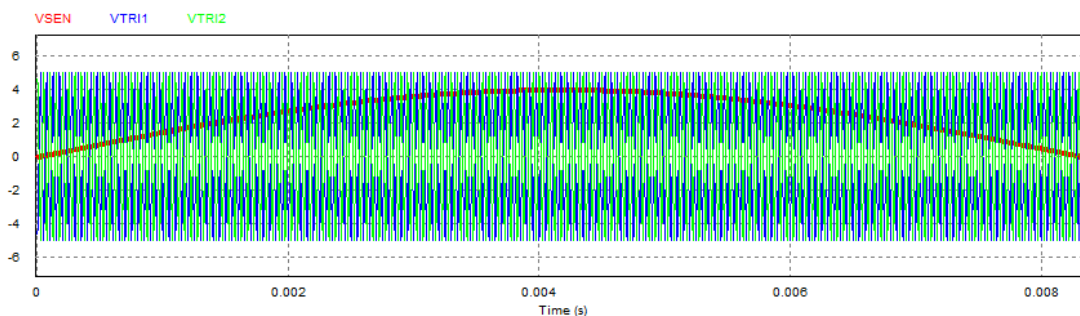


Fonte: próprio autor.

Modulação SPWM unipolar

A Figura 4.27 exibe as formas de onda utilizadas para sintetizar a modulação unipolar. Os pulsos gerados conforme a modulação SPWM com índice de modulação de 0,78 são exibidos na Figura 4.28. Como pode ser observado, a forma de onda apresenta três níveis de tensão.

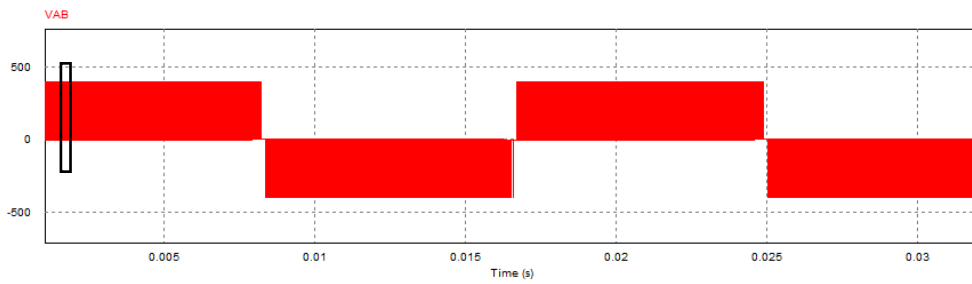
Figura 4.27 – Forma de ondas utilizadas para modulação SPWM bipolar.



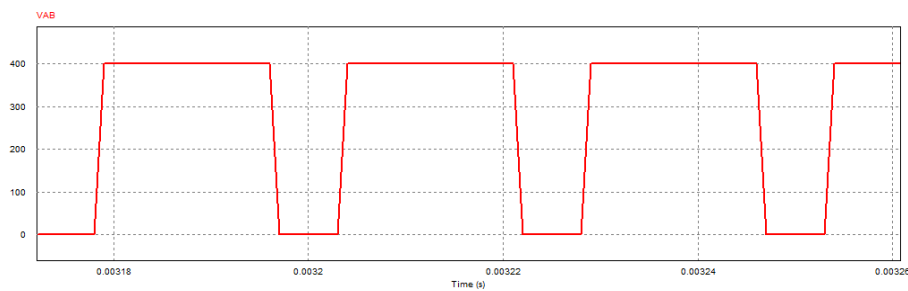
Fonte: próprio autor.

Figura 4.28 – Modulação SPWM unipolar: a) pulsos obtidos e b) detalhe da forma de onda.

a)



b)



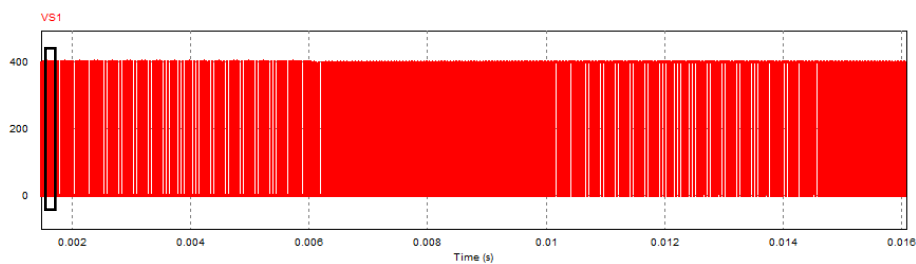
Fonte: próprio autor.

Comportamento dos interruptores S1-S4

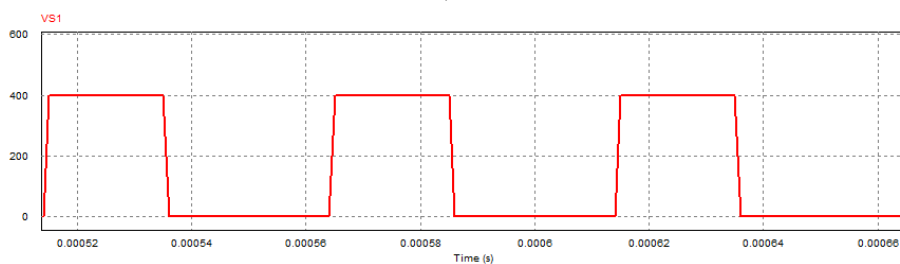
A Figura 4.29 apresenta a forma de onda de tensão do interruptor S1.

Figura 4.29 – Tensão no interruptor S1: a) forma de onda e b) detalhe.

a)



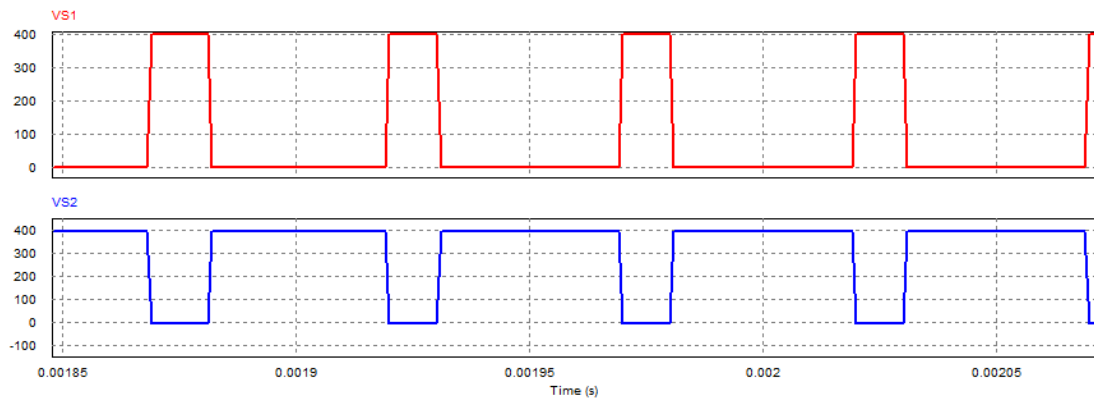
b)



Fonte: próprio autor.

A Figura 4.30 exibe as formas de onda de tensão nos interruptores S1 e S2. Assim como na modulação bipolar, as formas de onda são complementares e a tensão máxima submetida nas chaves é de 400 V. A mesmas formas de onda são encontradas nos interruptores S4 e S3, respectivamente. A Figura 4.31 exibe a forma de onda da corrente no interruptor S1 do inversor. De acordo com a simulação, as chaves estão submetidas a uma corrente média de 4,23 A e uma corrente eficaz de 8,27 A.

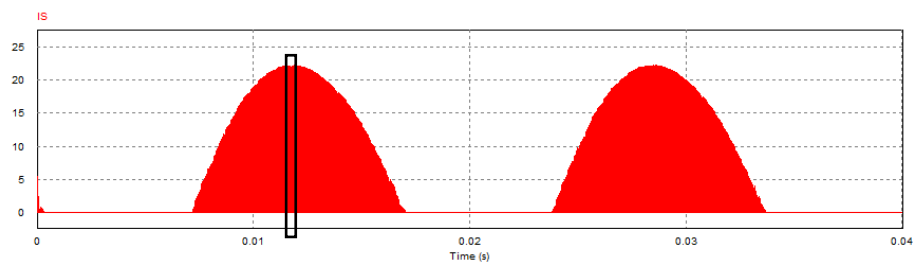
Figura 4.30 – Comparação entre as formas de onda de tensão nos interruptores S1 e S2.



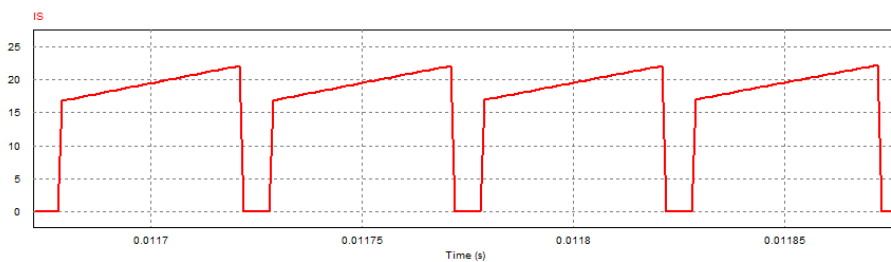
Fonte: próprio autor.

Figura 4.31 – Corrente no interruptor S1: a) forma de onda e b) detalhe.

a)



b)

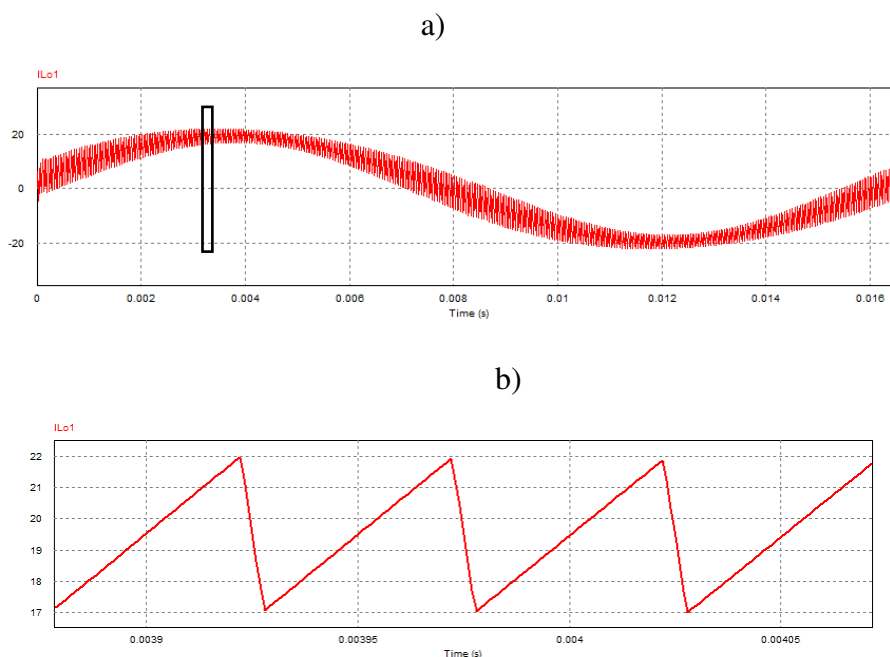


Fonte: próprio autor.

Comportamento dos indutores do filtro de saída

A Figura 4.32 exibe a forma de onda da ondulação de corrente no indutor de filtragem. De acordo com a simulação, a ondulação máxima possui aproximadamente 4,84 A. A forma de onda da corrente no indutor do filtro de saída possui uma corrente eficaz de 14,10 A. A corrente de pico possui aproximadamente 22 A.

Figura 4.32 – Corrente no indutor de filtragem: a) forma de onda e b) ondulação de corrente.

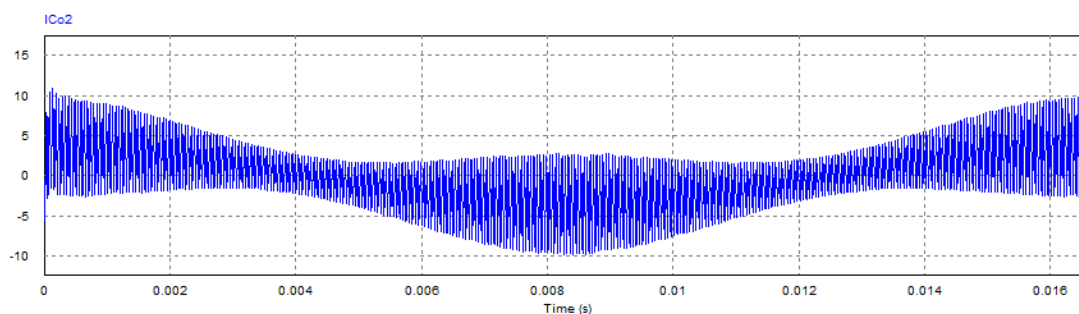


Fonte: próprio autor.

Comportamento dos capacitores do filtro de saída

A Figura 4.33 exibe a forma de onda da corrente no capacitor do filtro de saída. De acordo com a simulação, o capacitor apresenta uma corrente eficaz de 1,82 A.

Figura 4.33 – Forma de onda de corrente no capacitor de filtragem.

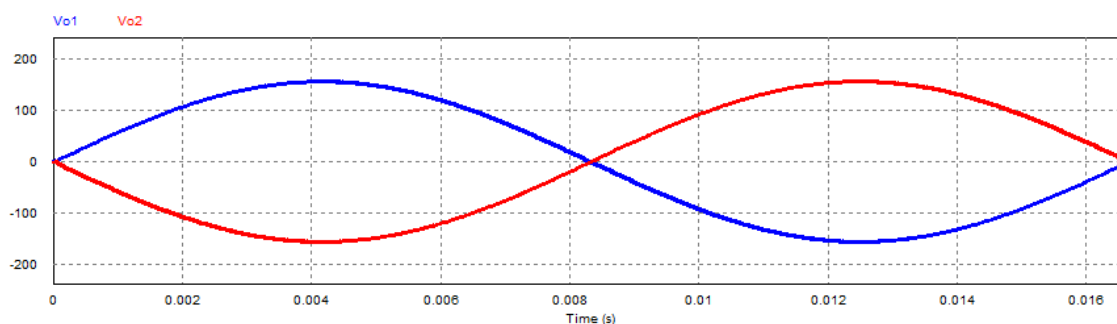


Fonte: próprio autor.

a) Resultados de simulação com cargas equilibradas puramente resistivas

A Figura 4.34 apresenta as formas de onda da tensão de saída Vo1 e Vo2 do inversor bifásico. Para realizar a simulação foram conectadas duas resistências de $8,1 \Omega$ em cada saída do inversor. Com base na simulação, as saídas apresentam: tensão eficaz igual a 110,41 V, valor de pico de 156,65 V e frequência de 60 Hz.

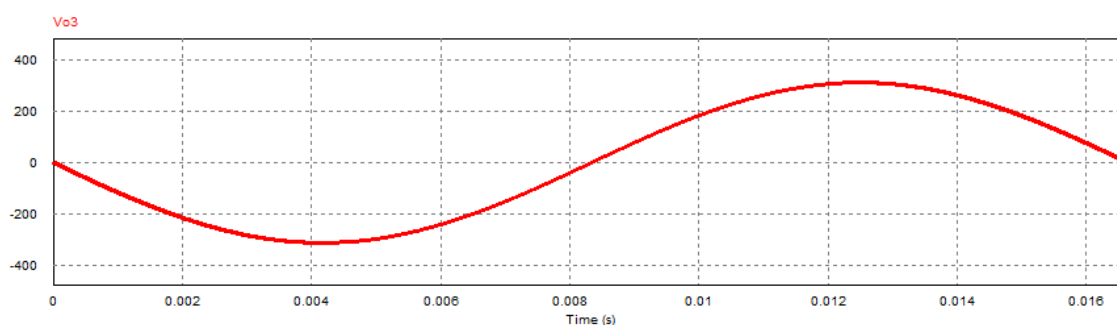
Figura 4.34 – Formas de onda de tensão de saída do inversor: Vo1 e Vo2.



Fonte: próprio autor.

A Figura 4.35 exibe a forma de onda da tensão de saída Vo3. Portanto, a forma de onda apresenta tensão eficaz de 220,92 V, tensão de pico de 312,01 V e frequência de 60 Hz. A Figura 4.36 exibe a forma de onda da corrente de saída Vo3.

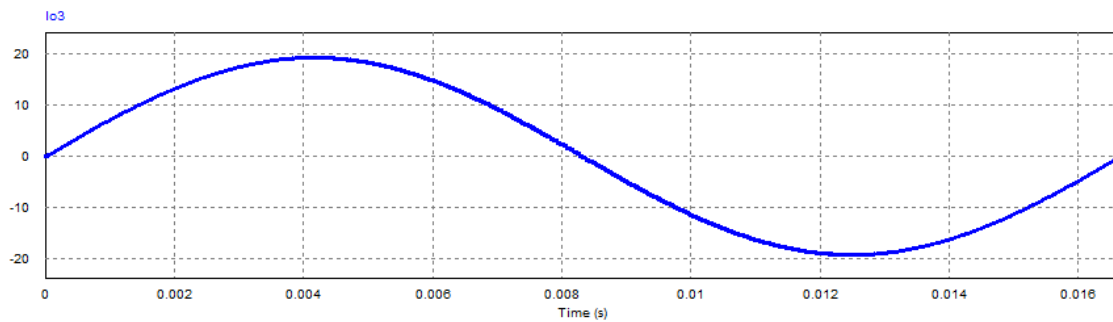
Figura 4.35 – Forma de onda da tensão de saída Vo3.



Fonte: próprio autor.

A Figura 4.36 exibe a forma de onda da corrente Io3. De acordo com a simulação, a corrente Io3 apresenta valor eficaz de 13,61 A e valor de pico de 19,33 A.

Figura 4.36 – Formas de onda da corrente de saída do inversor: I_{o1} e I_{o2} .



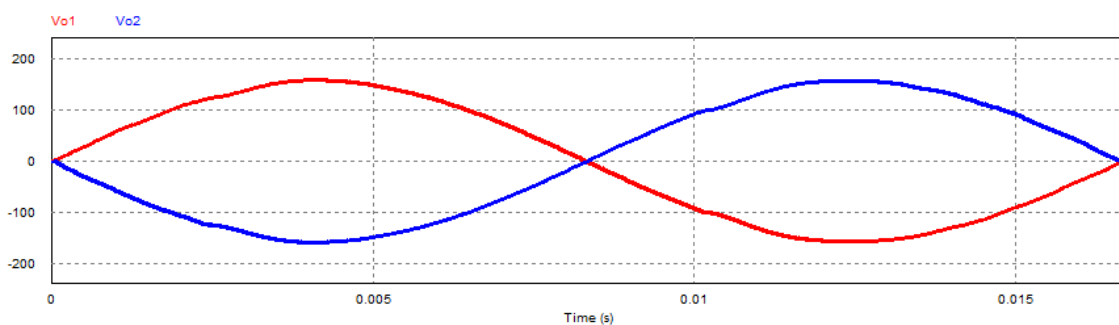
Fonte: próprio autor.

b) Resultados de simulação com cargas equilibradas não-lineares

Para realizar a simulação foram utilizadas as mesmas cargas não-lineares empregadas nas simulações do inversor bifásico com modulação unipolar.

A Figura 4.37 apresenta as formas de onda da tensão de saída V_{o1} e V_{o2} . Pode-se observar que as formas de onda apresentam distorções devido a presença de componentes harmônicos. Com base na simulação, as formas de onda apresentam: tensão eficaz igual a 110,43 V e valor de pico de 157,28V.

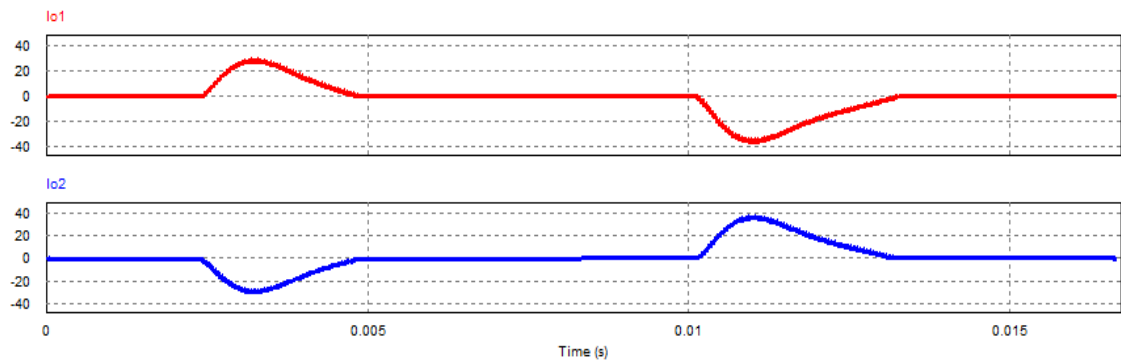
Figura 4.37 – Formas de onda de tensão de saída do inversor para carga não-linear: V_{o1} e V_{o2} .



Fonte: próprio autor.

A Figura 4.38 exibe as formas de onda das correntes de saída I_{o1} e I_{o2} . As correntes de saída apresentam: valor eficaz igual a 11,77 A, valor de pico de 37,09 A. a carga apresentou um fator de crista igual a 3,15.

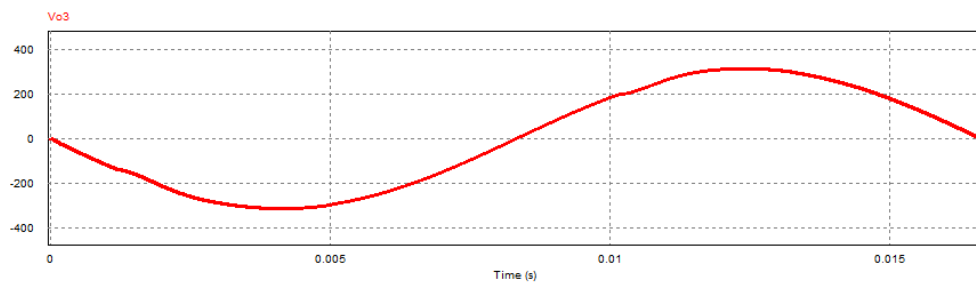
Figura 4.38 – Formas de onda da corrente de saída para carga não-linear: I_{o1} e I_{o2} .



Fonte: próprio autor.

A Figura 4.39 a exibe a forma de onda da tensão de saída V_{o3} , que apresenta uma tensão eficaz de 220,95 V, tensão de pico de 314,72 V e frequência de 60 Hz.

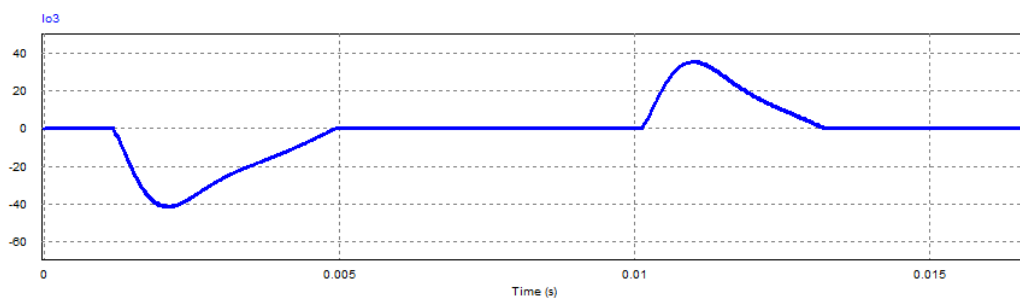
Figura 4.39 – Formas de onda de tensão de saída do inversor para carga não-linear: V_{o3} .



Fonte: próprio autor.

Por fim, a Figura 4.40 exibe a forma de onda da corrente da saída I_{o3} . Com base na simulação, a forma de onda apresenta: valor eficaz de 15,26 A e valor de pico de 41,60 A. A carga apresentou um fator de crista igual a 2,73.

Figura 4.40 – Forma de onda da corrente de saída do inversor I_{o3} .



Fonte: próprio autor.

Comparação entre os valores calculados e simulados

A Tabela 4.5 apresenta uma comparação entre os resultados obtidos via simulação os valores calculados dos principais parâmetros especificados, enquanto que as Tabelas 4.6 e 4.7 exibem as mesmas comparações para cargas lineares e não-lineares, respectivamente.

Tabela 4.5 – Comparação entre os principais parâmetros do inversor bifásico.

Variável	Calculado	Simulado	Unidade
IS_{med}	3,77	4,23	[A]
IS_{ef}	6,55	8,27	[A]
ΔIL	3,09	4,84	[A]
IL_{ef}	13,72	14,10	[A]
IL_{pico}	20,95	22,00	[A]
IC_{ef}	1,54	1,82	[A]

Fonte: próprio autor.

Tabela 4.6 – Comparação entre os resultados simulados e calculados para carga linear.

Variável	Especificado	Simulado	Unidade
Tensão eficaz: Vo1 e Vo2	110,00	110,41	[V]
Tensão eficaz: Vo3	220,00	220,92	[V]
Tensão de pico: Vo1 e Vo2	155,56	156,65	[V]
Tensão de pico: Vo3	311,13	312,01	[V]

Fonte: próprio autor.

Tabela 4.7 – Comparação entre os resultados simulados e calculados para carga não-linear.

Variável	Especificado	Simulado	Unidade
Tensão eficaz: Vo1 e Vo2	110,00	110,55	[V]
Tensão eficaz: Vo3	220,00	221,38	[V]
Tensão de pico: Vo1 e Vo2	155,56	157,09	[V]
Tensão de pico: Vo3	311,13	315,19	[V]
TDHv (110)	< 5,00	1,44	[%]
TDHv (220)	< 5,00	1,47	[%]

Fonte: próprio autor.

4.3 FORMAS DE ONDA EM REGIME PERMANENTE PARA DIVISOR CAPACITIVO NA ENTRADA E CARGAS DESEQUILIBRADAS

Neste tópico serão realizadas simulações utilizando capacitores como fontes de alimentação simétricas. Alguns sistemas autônomos utilizam circuitos para balancear e manter o equilíbrio da tensão de entrada CC em inversores, por meio de chaves e elementos armazenadores de energia, reduzindo a ondulação de tensão.

4.3.1 Dimensionamento do divisor capacitivo

O método utilizado para dimensionar os capacitores é conhecido como “tempo de retenção” (*hold-up time*). O método leva em consideração o tempo que o capacitor pode suportar a potência nominal do inversor sem interferir no formato senoidal de saída, alimentando o sistema por um período de tempo caso haja uma falta de alimentação momentânea (TODD, 1999). Para dimensionar a capacitância (C_{in}) foi utilizada a equação (4.1).

$$C_{in} = \frac{2 \cdot P_{in} \cdot t}{V_{inom}^2 - V_{imin}^2} \quad [F] \quad (4.1)$$

O divisor capacitivo a ser conectado na entrada do inversor possui dois capacitores. A Tabela 4.8 exibe os parâmetros utilizados para o cálculo da capacitância. Foi considerado a potência ativa de entrada para o inversor alimentando cargas não lineares. Dessa forma, cada capacitor deve possuir 3000 μF .

Tabela 4.8 – Especificações para o cálculo da capacitância C_{in} .

Variável	Valor	Unidade
Potência aparente de saída	$S_o = 3000$	[VA]
Potência ativa de saída	$Po_ind = 2100$ (carga não-linear)	[W]
Tensão de entrada nominal	$V_{inom} = 400$	[V]
Tensão de entrada mínima	$V_{imin} = 380$	[V]
Rendimento do inversor	$\eta = 0,9$	[%]
Fator de potencia	$Fp = 0,7$	-
Potência ativa de entrada	$P_{in} = Po_ind \cdot Fp / \eta$	[%]
<i>hold-up time</i>	$t = 0,02$	[s]

Fonte: próprio autor.

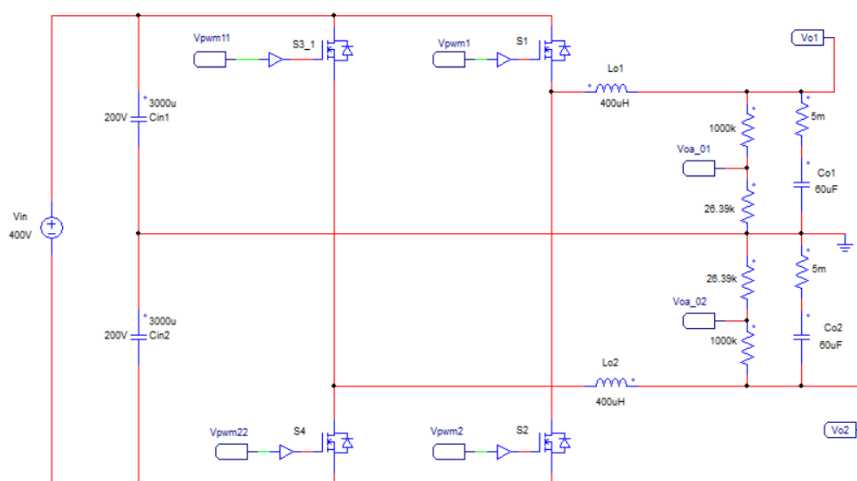
4.3.1 Simulação com modulação bipolar

a) Resultados de simulação com cargas desequilibradas e puramente resistivas.

Para realizar a simulação, projetou-se um cenário em que a saída Vo2 fornece uma potência menor que a saída Vo1 (cerca de 100 W). para isso, a saída Vo1 permaneceu com a carga linear de $8,1 \Omega$ e a saída Vo2 foi conectada a um resistor de 121Ω .

A Figura 4.41 exibe o inversor com divisor capacitivo utilizado para realizar as simulações.

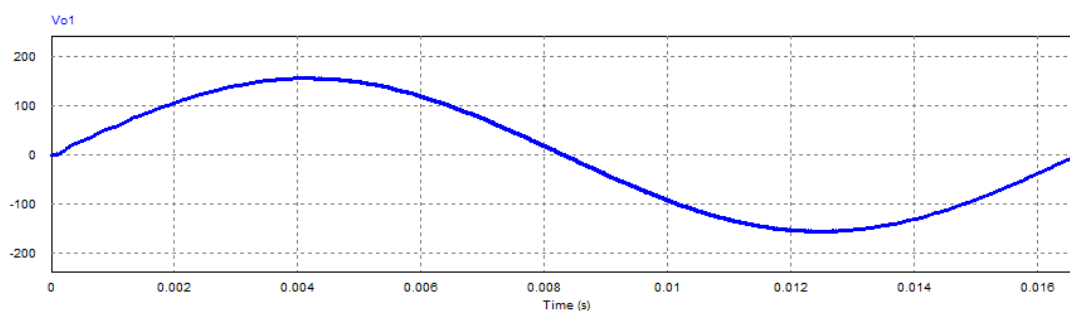
Figura 4.41 – Inversor com divisor capacitivo e modulação bipolar.



Fonte: próprio autor.

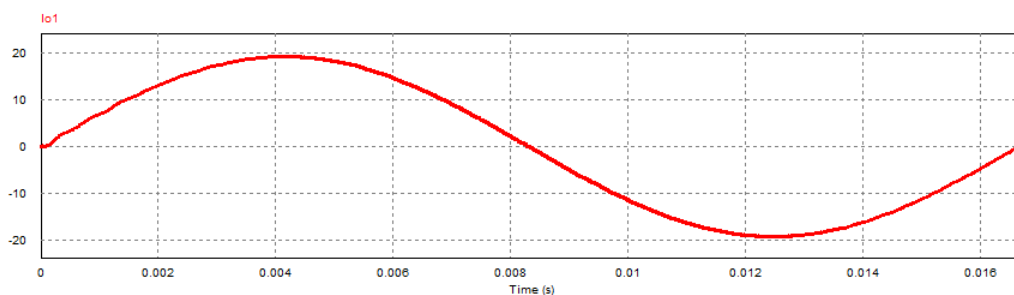
A Figura 4.42 mostra a forma de onda da tensão de saída Vo1, possuindo valor eficaz de 109,58 V e tensão de pico de 156,43 V. A Figura 4.43 apresenta a forma de onda da corrente Io1 que possui valor eficaz de 13,53 A e valor de pico 19,31 A.

Figura 4.42 – Forma de onda da tensão de saída Vo1.



Fonte: próprio autor.

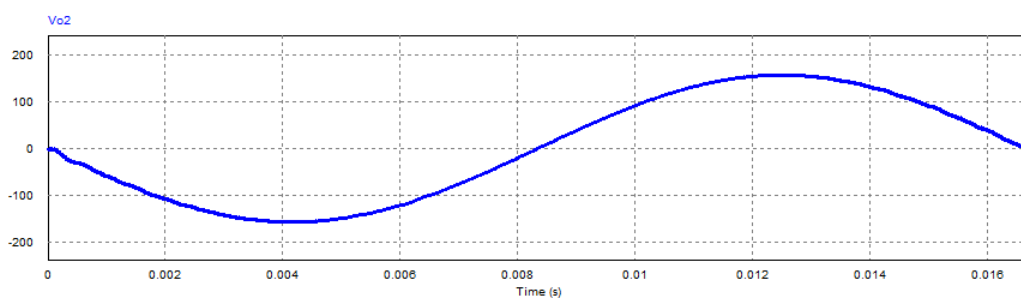
Figura 4.43 – Forma de onda da corrente de saída I_{o1} .



Fonte: próprio autor.

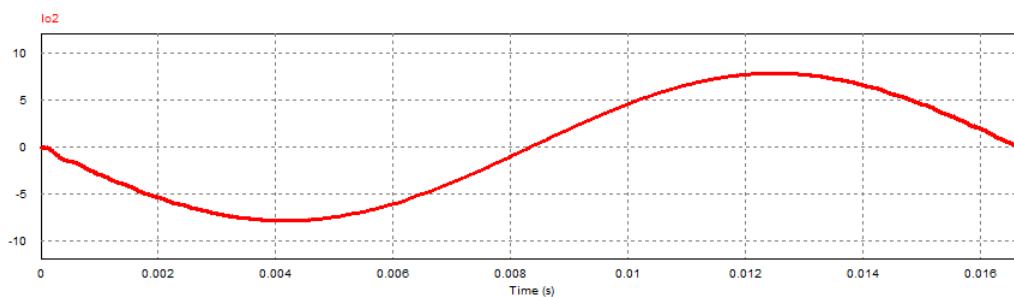
As Figura 4.44 e Figura 4.45 exibem as formas de onda de tensão e corrente, V_{o2} e I_{o2} respectivamente. De acordo com a simulação, V_{o1} apresenta valor eficaz de 111,34 V e valor de pico de 157,94, enquanto de a corrente de saída possui valor eficaz de 0,92 A e valor de pico de 1,31 A.

Figura 4.44 – Forma de onda da tensão de saída V_{o2} .



Fonte: próprio autor.

Figura 4.45 – Forma de onda da corrente de saída I_{o2} .



Fonte: próprio autor.

b) Resultados de simulação com cargas desequilibradas não-lineares.

Para realizar a simulação, conectou-se uma carga linear menor na saída Vo2 com uma potência de saída de 100 W, dimensionado de acordo com a Tabela 4.9. A carga conectada a saída Vo1 permanece a mesma.

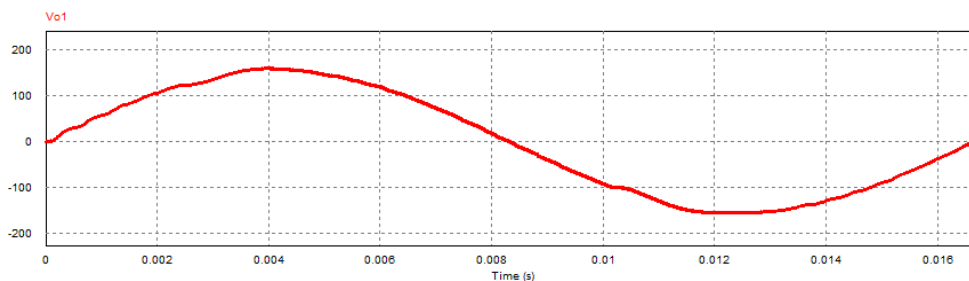
Tabela 4.9 – Especificação da carga não-linear conectada em Vo2.

Componente	Valor utilizado para a saída Vo2	Unidade
Rs	4,84	[Ω]
C	458	[μF]
R1	273	[Ω]

Fonte: próprio autor.

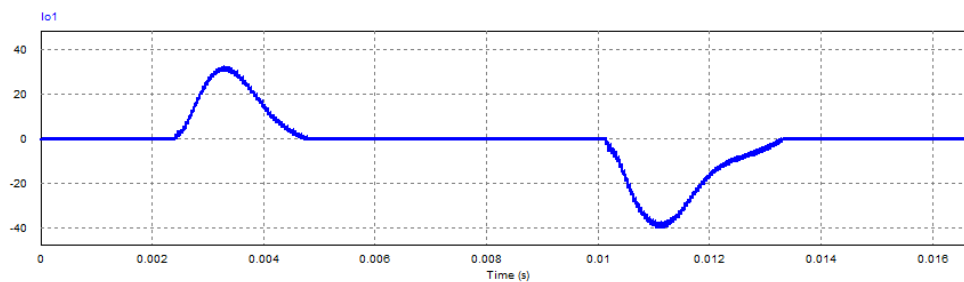
A Figura 4.46 exibe a forma de onda da tensão de saída Vo1. Por meio da simulação a tensão de saída apresenta: valor eficaz de 109,85 V, tensão de pico de 159,73 V e uma taxa de distorção harmônica de 2,11%. A Figura 4.47 apresenta a forma de onda da corrente de saída Io3, que possui um valor eficaz de 12,95 A e valor de pico de máximo de 40,64 A.

Figura 4.46 – Forma de onda da tensão de saída Vo1 para carga não-linear.



Fonte: próprio autor.

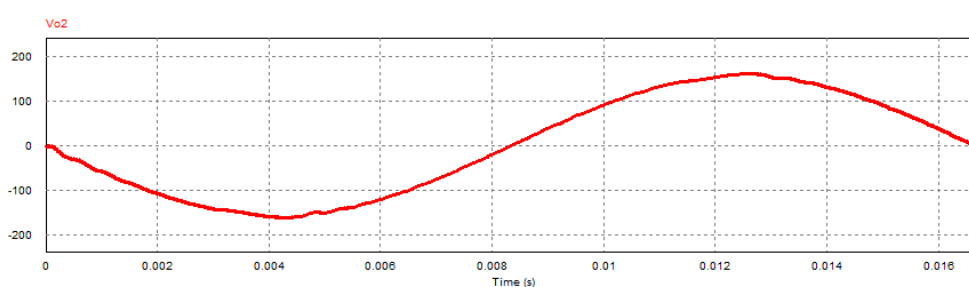
Figura 4.47 – Forma de onda da corrente de saída Io1 para carga não-linear.



Fonte: próprio autor.

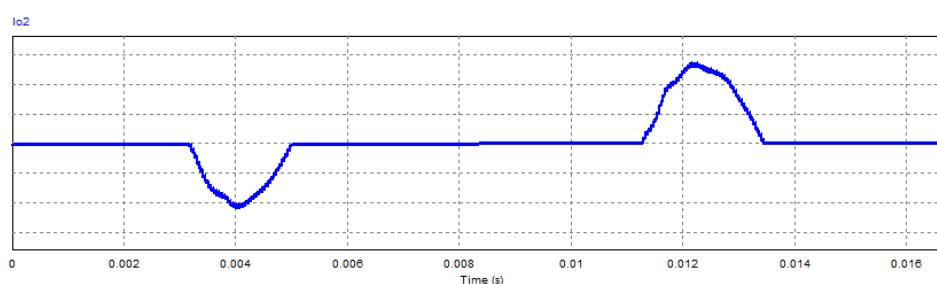
A Figura 4.48 mostra a forma da tensão de saída Vo2, que possui tensão eficaz de 111,01 V e valor de pico de 157,99 V. Além disso, a forma de onda apresenta uma taxa de distorção harmônica de 0,84%. A Figura 4.49 exibe a forma de onda da corrente Io2 que possui valor eficaz de 0,84 A e valor de pico máximo de 2,74 A. A carga apresenta um fator de crista igual a 3,26.

Figura 4.48 – Forma de onda da tensão de saída Vo2 para carga não-linear.



Fonte: próprio autor.

Figura 4.49 – Forma de onda da corrente de saída Io2 para carga não-linear



Fonte: próprio autor.

Comparação entre as simulações com cargas equilibradas e desequilibradas

A Tabela 4.10 apresenta uma comparação entre os resultados obtidos via simulação com o inversor conectado com cargas lineares equilibradas e desequilibradas.

Tabela 4.10 – Comparação entre as simulações para carga linear com modulação bipolar.

Variável	Carga equilibrada	Carga desequilibrada	Unidade
Tensão eficaz: Vo1	110,66	109,58	[V]
Tensão eficaz: Vo2	110,66	111,34	[V]
Tensão de pico: Vo1	156,35	156,43	[V]
Tensão de pico: Vo2	156,35	157,94	[V]

Fonte: próprio autor.

A Tabela 4.11 faz a mesma comparação com o inversor conectado a cargas não-lineares.

Tabela 4.11 – Comparação entre as simulações para carga não-linear com modulação bipolar.

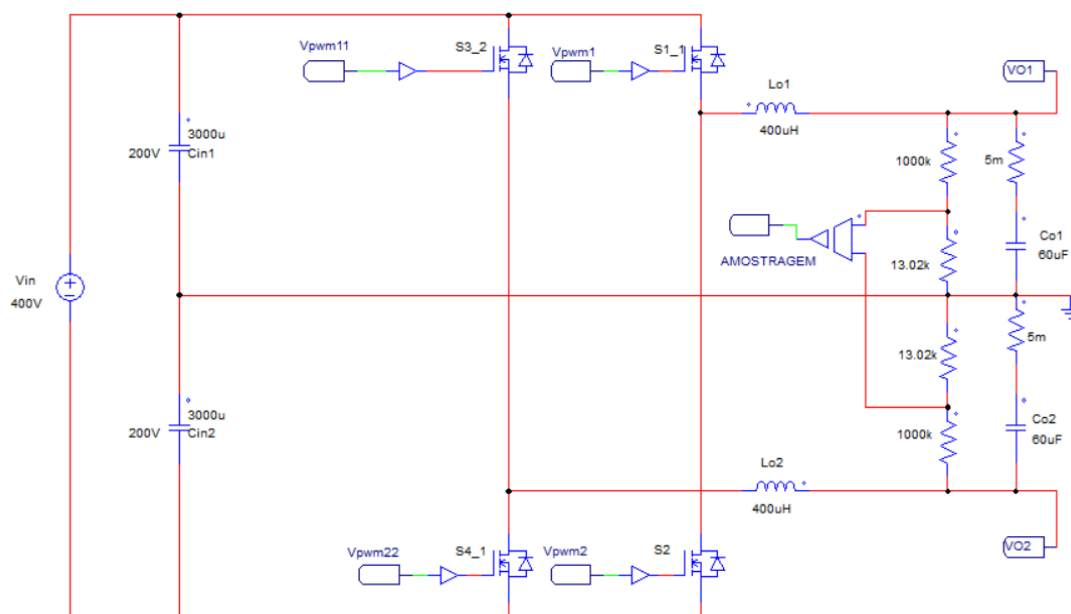
Variável	Carga equilibrada	Carga desequilibrada	Unidade
Tensão eficaz: Vo1	110,55	109,85	[V]
Tensão eficaz: Vo2	110,55	111,01	[V]
Tensão de pico: Vo1	157,09	159,73	[V]
Tensão de pico: Vo2	157,09	157,99	[V]
TDHv Vo1	2,37	2,11	[%]
TDHv Vo2	2,37	0,84	[%]

Fonte: próprio autor.

4.3.2 Simulação com modulação unipolar

A Figura 4.50 exibe o circuito do inversor com divisor capacitivo e com o controle dos interruptores realizado através de modulação unipolar. As simulações foram realizadas sob as mesmas condições que o inversor com modulação bipolar: na saída de tensão Vo2 conectou-se cargas com potências de 100W.

Figura 4.50 – Inversor bifásico com modulação unipolar e com divisor capacitivo.

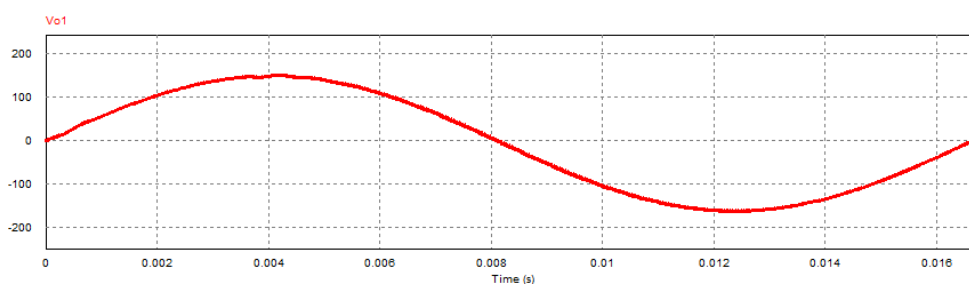


Fonte: próprio autor.

a) Resultados de simulação com cargas desequilibradas e puramente resistivas

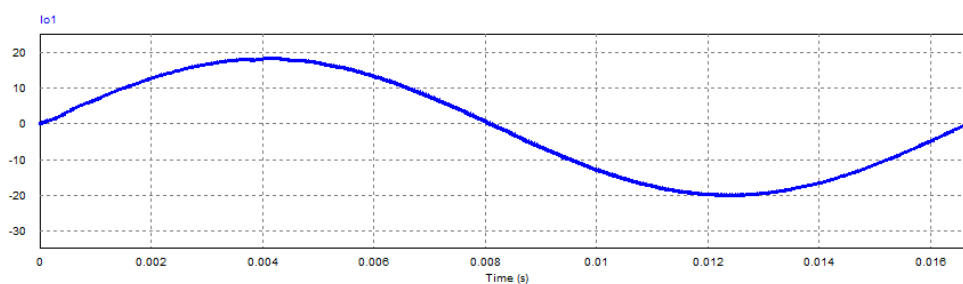
A Figura 4.51 exibe a forma de onda da tensão de saída Vo1. Segundo a simulação, a saída Vo1 apresenta valor eficaz de 109,72 V e valor de pico de 150,62. A Figura 4.52 mostrar o resultado da simulação para a corrente Io2, que possui valor eficaz de 13,55 e valor de pico de 18,60.

Figura 4.51 – Forma de onda de tensão de saída Vo1 com carga linear.



Fonte: próprio autor.

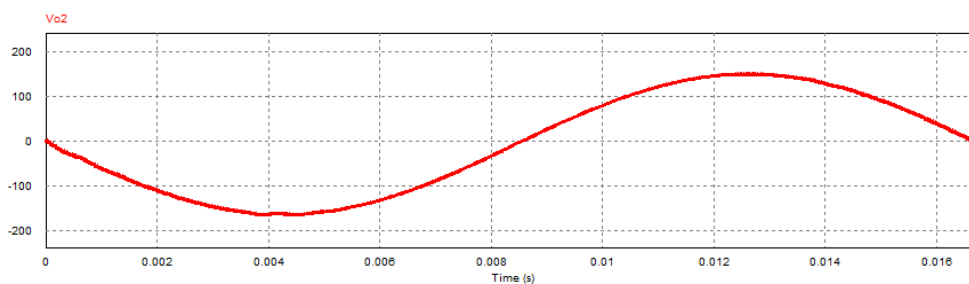
Figura 4.52 – Forma de onda de tensão de saída Io1 com carga linear.



Fonte: próprio autor.

A Figura 4.53 exibe a forma de onda da tensão de saída Vo2, que possui valor eficaz de 111,43 V e valor de pico 151,17.

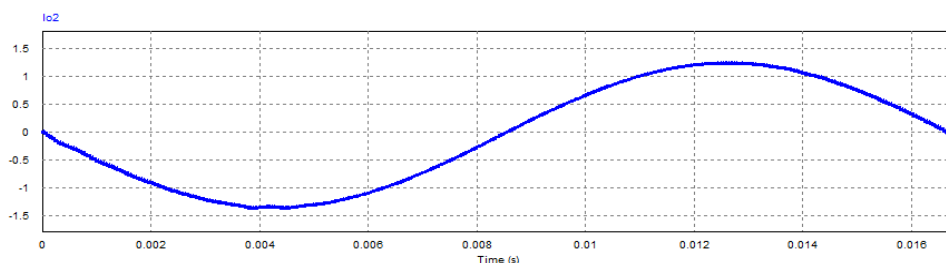
Figura 4.53 – Forma de onda de tensão de saída Vo2 com carga linear.



Fonte: próprio autor.

A Figura 4.54 mostra a forma de onda da corrente I_{o2} , apresentando valor eficaz de 0,92 A e valor de pico de 1,23 A.

Figura 4.54 – Forma de onda de tensão de saída I_{o2} com carga linear.

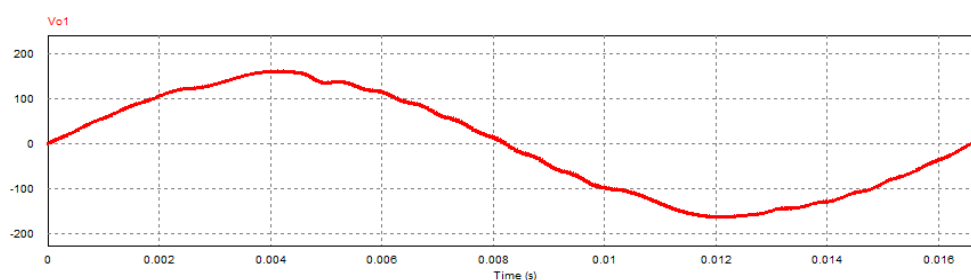


Fonte: próprio autor.

b) Resultados de simulação com cargas desequilibradas não-lineares.

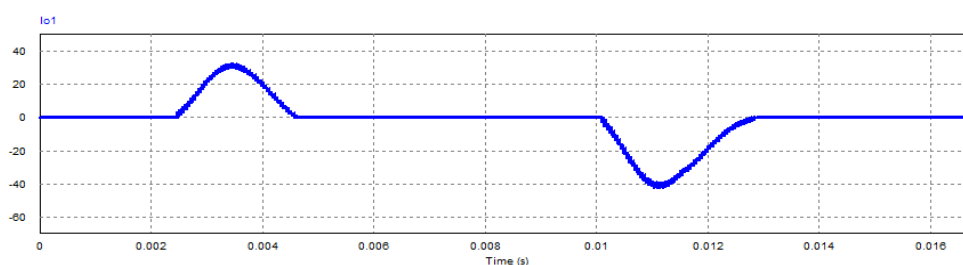
A Figura 4.55 apresenta a forma de onda da tensão de saída V_{o1} conectado a uma carga não-linear. De acordo com a simulação, essa forma de onda possui valor eficaz de 109,71, valor de pico de 162,42 e taxa de distorção harmônica de 4,12%. A Figura 4.56 exibe a forma de onda da corrente I_{o2} , que possui valor eficaz 12,63 A e valor de pico máximo 42,39 A. A carga apresentou um fator de crista igual a 3,36.

Figura 4.55 – Forma de onda da tensão de saída V_{o1} do inversor bifásico.



Fonte: próprio autor.

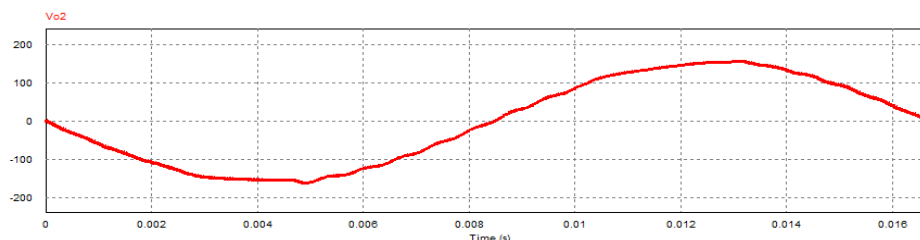
Figura 4.56 – Forma de onda da corrente I_{o1} .



Fonte: próprio autor.

A Figura 4.57 mostra a forma de onda da saída de tensão V_{o2} . De acordo com a simulação, a forma de onda apresenta: valor eficaz de 111,14 V, valor de pico de 157,98 V e taxa de distorção harmônica de 3,04%.

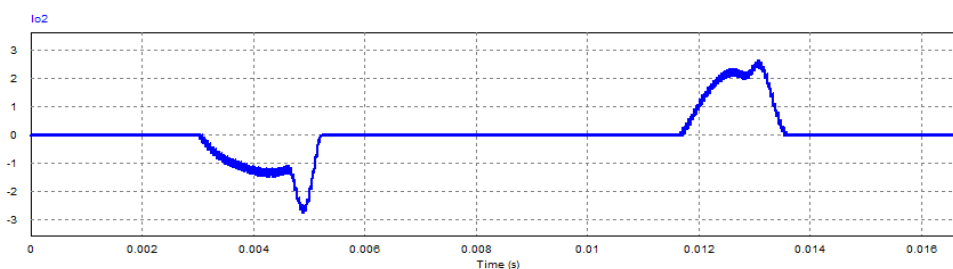
Figura 4.57 – Forma de onda da tensão de saída V_{o2} do inversor bifásico.



Fonte: próprio autor.

A Figura 4.58 apresenta a forma de onda da corrente I_{o2} , que possui valor eficaz de 0,75 A e valor máximo de pico de 2,78 A.

Figura 4.58 – Forma de onda da corrente I_{o2} .



Fonte: próprio autor.

Comparação entre as simulações com cargas equilibradas e desequilibrada

A Tabela 4.12 apresenta uma comparação entre os resultados obtidos do inversor bifásico conectado com cargas lineares equilibradas e desequilibradas.

Tabela 4.12 – Comparação entre as simulações para carga linear com modulação unipolar.

Variável	Carga equilibrada	Carga desequilibrada	Unidade
Tensão eficaz: V_{o1}	110,41	109,72	[V]
Tensão eficaz: V_{o2}	110,41	111,43	[V]
Tensão de pico: V_{o1}	156,65	150,62	[V]
Tensão de pico: V_{o2}	156,65	151,17	[V]

Fonte: próprio autor.

A Tabela 4.11 faz a mesma comparação com o inversor conectado a cargas não-lineares.

Tabela 4.13 – Comparação entre as simulações para carga não-linear, modulação unipolar.

Variável	Carga equilibrada	Carga desequilibrada	Unidade
Tensão eficaz: Vo1	110,55	109,71	[V]
Tensão eficaz: Vo2	110,55	111,04	[V]
Tensão de pico: Vo1	157,09	162,42	[V]
Tensão de pico: Vo2	157,09	157,98	[V]
TDHv Vo1	1,44	4,12%	[%]
TDHv Vo2	1,44	3,04%	[%]

Fonte: próprio autor.

4.4 ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE AS MODULAÇÕES BIPOLAR E UNIPOLAR

Na modulação bipolar o conteúdo harmônico em alta frequência surge na frequência de chaveamento, enquanto que o conteúdo harmônico na modulação unipolar surge no dobro da frequência de chaveamento. Assim, para uma mesma frequência de comutação o filtro de saída do inversor com modulação unipolar pode ser menor, sendo está uma vantagem em relação a modulação bipolar.

Analisando o modelo matemático dos filtros dimensionados para ambas modulações, descritos nos Capítulos 2 e 3, pode-se observa que a indutância do filtro bipolar é quatro vezes maior que a indutância do filtro unipolar. Porém, por meio do critério da máxima derivada de subida e dos diferentes valores escolhidos para a frequência de corte, o mesmo filtro LC é aplicado em ambos os circuitos.

Assim, com base nas simulações realizadas, o inversor com modulação SPWM unipolar quando conectado a cargas equilibradas nas duas saídas (Vo1 e Vo2), apresentou valores mais próximos aos especificados e taxas de distorções menores, tanto para cargas lineares e não-lineares.

O inversor com modulação bipolar apresentou resultados melhores quando conectado a cargas desequilibradas, possuindo uma taxa de distorção harmônica menor. Esse fato pode ser explicado devido ao inversor com modulação unipolar projetado possuir uma malha de tensão única para monitorar as duas saídas, enquanto que o inversor com modulação bipolar possui duas malhas de tensão independentes.

Entretendo os resultados obtidos para ambos os circuitos estão de acordo com os valores esperados, atendendo as especificações desejadas. Se a carga for conectada nas duas saídas do inversor, a modulação unipolar possuirá resultados melhores.

4.5 CONSIDERAÇÕES

Os resultados de simulação mostram que o projeto dos circuitos de potência e controle são adequados. As três saídas do inversor apresentam valores de tensão eficaz próximos do especificado: 110 V para as saídas Vo1 e Vo2 e 220 V para a saída Vo3, respeitando os valores pré-estabelecidos como fator de potência e potência de saída.

As formas de ondas senoidais obtidas nas três saídas dos inversores indicam que a malha de tensão foi corretamente dimensionada, sugerindo seu funcionamento adequado tanto para cargas balanceadas quanto para cargas desbalanceadas, conectadas as duas saídas de tensão.

Dessa forma, de acordo com o que foi exposto, os resultados apresentados atingiram aos valores pré-estabelecidos, comprovando assim o seu correto dimensionamento e funcionamento.

CONCLUSÃO GERAL

Neste trabalho foi estudado a topologia de um inversor bifásico, composto por dois inversores monofásicos meia ponte, também conhecido como "*dual half-bridge inverter*". A escolha do tema se baseou na importância social e econômica deste dispositivo eletrônico, para aplicação em sistemas autônomos com energias renováveis de pequeno porte.

Foram desenvolvidos dois projetos de inversores monofásicos: um com modulação unipolar e o outro com modulação bipolar. Levando em consideração que o sistema elétrico brasileiro opera, em sua maioria, com tensões eficazes de 110 V e 220V, o inversor estudado fornece duas saídas de 110 V (V_{o1} e V_{o2}) defasadas em 180° elétricos e uma saída de 220 V (V_{o3}), oriunda da junção das saídas V_{o1} e V_{o2} , com frequências de 60 Hz.

No Capítulo 1 foi apresentado a técnica de modulação SPWM, além de estudar algumas topologias de inversores encontradas na literatura, os principais dispositivos utilizados em sistemas autônomos e a relevância do tema escolhido.

Nos Capítulos 2 e 3 realizou-se a modelagem matemáticas dos inversores, buscando descrever de forma objetiva todo o dimensionamento dos circuitos de potência de controle, desenvolvendo exemplos de projetos ao final de cada capítulo. O compensador de tensão aplicado aos projetos foi o Proporcional Integral Derivativo (PID), que apresenta dois zeros e dois polos em sua função de transferência.

No Capítulo 4 foram realizadas simulações em regime permanente, com fontes de tensão constantes na entrada do inversor e com divisor capacitivo, com o objetivo de analisar os circuitos dimensionados nos capítulos anteriores e comparar as estratégias de modulação empregadas. Os inversores foram submetidos a cargas puramente resistivas e cargas não lineares, de forma equilibrada e desequilibrada. Ademais, foi utilizado o mesmo filtro LC em ambos os inversores.

No inversor bifásico com modulação bipolar foram usadas duas malhas de controle para o monitoramento independente das tensões de saída V_{o1} e V_{o2} , e naturalmente sendo controlada a tensão de saída total V_{o3} . Por outro lado, no inversor bifásico com modulação unipolar foi usando uma única malha de controle para o monitoramento da tensão de saída total V_{o3} , deixando sem monitorar as tensões de saída V_{o1} e V_{o2} . Com ambas as modulações foram alimentadas cargas lineares (resistiva pura) e cargas não-lineares formados por um retificador de diodos de onda completa com filtro capacitivo projetado de acordo as recomendações da Norma NBR 15204. Os resultados mostram que com ambos os tipos de cargas, sendo

equilibradas e desequilibradas, os inversores estudados se comportaram adequadamente obedecendo a PORTARIA Nº 140, DE 21 DE MARÇO DE 2022.

Porém neste trabalho, os inversores citados não foram analisados com cargas não-lineares do tipo meia onda com filtro capacitivo, que segundo a Norma NBR 15204 não são recomendadas para no-breaks ou UPS (*Uninterruptible Power Systems*). Este último tipo de carga é mais exigente para o controle em concomitância com o problema de desequilíbrio de tensão sobre os capacitores em série de entrada ou do barramento CC. Então, o estudo aprofundado será realizado em outro trabalho de conclusão de curso (TCC).

Como sugestão para trabalhos posteriores, seria interessante realizar estudos e projeto do circuito de equilíbrio do divisor capacitivo de entrada, desenvolver o protótipo em laboratório para verificação de resultados teóricos, mudar o controle analógico por controle um digital e estudar inversores bifásicos usando células de comutação NPC (*Neutral Point Clamped*).

REFERÊNCIAS

- AEROGERADORES. **Weg, 2021**. Disponível em: < <https://www.weg.net/institucional/BR/pt/news/feiras-e-eventos/weg-apresenta-lancamento-no-maior-evento-de-energia-eolica-da-america-latina> >. Acesso em: 16 de nov. 2021
- ALEXANDRE, Charles K.; SADIKU, Matthew N. O. **Fundamentos de Circuitos Elétricos**. 5. ed. Porto Alegre: AMGH, 2013.
- ALVARENGA, CARLOS A. **Como dimensionar um gerador fotovoltaico com baterias**. Belo Horizonte – MG, 2014.
- ANEEL Agência Nacional de Energia Elétrica, 2016. Tensões nominais. Disponível em: < <https://www.aneel.gov.br/tensoes-nominais> >. Acesso em: 8 de nov. 2021.
- Applications and Design**. 3. ed. New York: John Wiley & Sons, 2002.
- AS 5 PRINCIPAIS QUESTÕES SOBRE O MÓDULO FOTOVOLTAICO RESPONDIDAS PARA VOCÊ ENTENDER TUDO. **Blue Sol Energia Solar**, 2019. Disponível em: < <https://blog.bluesol.com.br/modulo-fotovoltaico/>>. Acesso em: 15 de nov. 2021.
- ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. **Conversor a semicondutor - Sistema de alimentação de potência ininterrupta com saída em corrente alternada (nobreak) – Segurança e desempenho**. ABNT. Rio de Janeiro. 2005. (NBR 15204).
- BALANÇO ENERGÉTICO NACIONAL 2021. **Empresa de Pesquisa Energética**, 2021. Disponível em: < <https://www.epe.gov.br/pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/balanco-energetico-nacional-2021>>. Acesso em: 28 de out. 2021.
- BARBI, Ivo. **“Projetos de Fontes Chaveadas”**, Florianópolis: Edição do autor. 3ª edição, 2007.
- BASCOPE, René Pastor Torrico. **“Notas de aula de Eletrônica de Potência”**, Fortaleza, 2021. Graduação em Engenharia Elétrica – Universidade Federal do Ceará.
- BASCOPE, René Pastor Torrico. PERIN, Arnaldo José. **“O Transistor IGBT Aplicado em Eletrônica de Potência”**. Porto Alegre: Sagra Luzzatto, 1997. 259p.
- BRANCO, Carlos Gustavo C., **“Sistema Ininterrupto de Energia de Dupla Conversão, Não Isolado, com Tensões de Entrada e Saída Universais”**, Fortaleza, 2004. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal do Ceará, Fortaleza.
- CÁCERES, Ramón Oswaldo. **“Família de conversores CC-CA, derivados dos conversores CC-CC fundamentais”**. Florianópolis, 1997. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis.

CONHEÇA O PROINFA, PROGRAMA DE INCENTIVO ÀS FONTES ALTERNATIVAS DE ENERGIA ELÉTRICA. **Esfera energia**, 2021. Disponível em: <<https://esferaenergia.com.br/mercado-livre-energia/proinfa/>>. Acesso em: 30 de out. 2021.

CONTROLADOR DE CARGA SOLAR PWM 30A 12/24V - CERTIFICADO ISO9001:2008. **Embrar**, 2021. Disponível em: <<https://www.embrar.com.br/L>>. Acesso em: 01 de jan. de 2022.

DISTRIBUIDORAS E ORIGEM DE CAPITAL. **Associação Brasileira de Distribuidores de Energia Elétrica**, 2021. Disponível em: <<https://www.abradee.org.br/setor-de-distribuicao/distribuidoras-e-origem-de-capital/>>. Acesso em: 8 de nov. 2021.

ENERGIA ACUMULADA POR ITAIPU ABASTECERIA O MUNDO POR 43 DIAS. **Agência Brasil**, 2020. Disponível em: <<https://agenciabrasil.ebc.com.br/economia/noticia/2020-02/energia-acumulada-por-itaipu-abasteceria-o-mundo-por-43-dias>>. Acesso em: 01 de jan. de 2022.

ENERGIA DAS MARÉS. **UOL**, 2020. Disponível em: <<https://brasilecola.uol.com.br/geografia/energia-das-mares.htm>>. Acesso em: 01 de jan. de 2022.

ENERGIA DE BIOMASSA. **Trilho Ambiental**, 2021. Disponível em: <<https://www.trilhoambiental.org/post/energia-de-biomassa>>. Acesso em: 01 de jan. de 2022.

ENERGIA SOLAR X ENERGIA GEOTÉRMICA. **Portal Solar**, 2021. Disponível em: <<https://www.portalsolar.com.br/energia-solar-x-energia-geotermica>>. Acesso em: 01 de jan. de 2022.

ESTACIONÁRIA: BATERIAS PARA PROFISSIONAL. **Catálogo de baterias Tudor, 2017**. Disponível em: <http://tudor.com.br/assets/upload/layout_catalogo_tudor_estacionarias.pdf>. Acesso em: 13 de nov. 2021.

ESTOFANERO, Hugo. HAUSMANN, Romeu. LAZZARIN, Telles. BARBI, Ivo. “**Projeto de inversor monofásico**”. Florianópolis, 2007. Programa de pós graduação em Engenharia Elétrica – Universidade Federal de Santa Catarina.

FLYT-GERADOR EÓLICO DE BAIXAS RPM, TURBINA EÓLICA VERTICAL DE 800W, 12V, 24V E 48V COM GERADOR ALTERNATIVO DE ÍMÃ PERMANENTE. **AliExpress**, 2021. Disponível em: <https://pt.aliexpress.com/item/1005002652147017.html?src=google&aff_fcid=e9a71da95cf64e1a903f74a53a354b86-1636903937532-00803-UneMJZVf&aff_fsk=UneMJZVf&aff_platform=aaf&sk=UneMJZVf&aff_trace_key=e9a71da95cf64e1a903f74a53a354b86-1636903937532-00803-UneMJZVf&terminal_id=15beb48cea7d44adb1c72144c6ca297b>. Acesso em: 13 de nov. 2021.

GERAÇÃO DE ENERGIA EÓLICA CRESCE 53% DE JANEIRO A MAIO, DIZ CCEE. **Globo.com**, 2016. Disponível em: < <https://epocanegocios.globo.com/Brasil/noticia/2016/07/geracao-de-energia-eolica-cresce-53-de-janeiro-maio-diz-ccee.html>>. Acesso em: 01 de jan. de 2022.

GERENT, Fernando H. “**Metodologia de projeto de inversores monofásicos de tensão para cargas não-lineares**”, Florianópolis, 2005. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina.

GOPINATH, R. et al. **Development of a Low Cost Fuel Cell Inverter System with Dsp Control**. In: IEEE Transactions of Power electronics, Vol. 19, Nº 5, 2004. pp. 1256-1262.

GUIA DE NORMALIZAÇÃO DE TRABALHOS ACADÊMICOS DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ. **Universidade Federal do Ceará**, 2021. Biblioteca Universitária, Comissão de Normalização. – Fortaleza, 2021.76 p.

HÉLIXE VERTICAL 12V 24V 48V 400W 600W 1000W, TURBINA EÓLICA PERMANENTE, GERADOR DE TURBINA EÓLICA. **Alibaba.com**, 2021. <https://portuguese.alibaba.com/product-detail/vertical-helix-wind-turbine-12v-24v-48v-400w-600w-1000w-permanent-magnet-wind-turbine-generator-62592309952.html?spm=a2700.wholesale.maylikeexp.7.3a7d63fbj99h9b> >. Acesso em: 13 de nov. 2021.

IGBT IRGP50B60PD. **International Rectifier - IR**. 2008. Disponível em: < https://alltransistors.com/adv/pdfview.php?doc=irgp50b60pd.pdf&dire=_international_rectifier >. Acesso em: fev. 2022.

JÚNIOR, Cleomon da Silva Júnior. “**Estudo de um conversor CA-CC boost bridgeless monofásico com CFP e adição de um divisor capacitivo balanceado na saída**”. Fortaleza, 2017. Dissertação – Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - Universidade Federal do Ceará.

JUNIOR, Julio Cesar dos Santos. “**projeto, análise e simulação computacional de um conversor cc-cc e cc-ca para alimentação de cargas ca a partir de uma máquina cc**”. Urbelândia, 2019. Trabalho de Conclusão de Curso - Graduação em Engenharia Elétrica - Universidade Federal de Urbelândia.

KUSAKAWA, Masato et al. “**Further improvement of a transformerless, voltage-boosting inverter for ac modules**”, Solar Energy Mater. Solar Cells, vol. 67, pp. 379–387, Mar. 2001.

LARA, Rodrigo. 110 V ou 220 V: afinal, por que temos os dois padrões no Brasil?. **UOL**, 2020, ano. Disponível em: < <https://www.uol.com.br/tilt/noticias/redacao/2020/08/17/110-v-ou-220-v-afinal-por-que-temos-os-dois-padroes-no-brasil.htm> >. Acesso em: 8 de nov. 2021.

MACCARINI, Mateus Costa. “**Inversor monofásico sincronizado Para a conexão de um gerador eólico à rede elétrica: estudo, Projeto e implementação**”. Florianópolis, 2009. Dissertação – Mestrado em Engenharia Elétrica - Universidade Federal de Santa Catarina.

NAGAO, Michihiko; HARADA, Koosuke. “**Power flow of photovoltaic system using buck-boost PWM power inverter**”. IEEE PEDS 97, Singapore, pp. 144–149. Mai, 1997.

MOHAN, Ned T. M. Undeland, W. P. Robbins. “**Power Electronics – Converter, applications and design**” – Willey – 2ª edição – 2003.

PORTARIA Nº 140, DE 21 DE MARÇO DE 2022. **Imprensa nacional**, 2022. Disponível em: < <https://www.in.gov.br/en/web/dou/-/portaria-n-140-de-21-de-marco-de-2022-389587680>>. Acesso em: 13 de jul. de 2022.

PINHO, João T.; GALDINO, Marcos A. **Manual de Engenharia para Sistemas Fotovoltaicos**. 1. ed. Rio de Janeiro: CEPTEL – CRESESB, 2014.

RODRIGUES, Paulo Roberto. **Energias Renováveis: energia eólica**. Organizadores: José Baltazar Salgueirinho Osório de Andrade Guerra Youssef Ahmad Youssef Consórcio de Universidades Europeias e Latino-Americanas em Energias Renováveis JELARE. Editora Unisul, 2011.

ROSSI, Cristiano. “**Inversor de frequência: modulação senoidal pwm unipolar**”, Londrina, 2011. Trabalho de Conclusão de Curso - Graduação em Engenharia Elétrica - Universidade Estadual de Londrina.

SISTEMA FOTOVOLTAICO “OFF GRID”. **Solar Zone**, 2017. Disponível em: < <https://consultrevisolar.com.br/sistema-fotovoltaico-off-grid/>>. Acesso em: 01 de jan. de 2022.

TENSÕES NOMINAIS. **Agência Nacional de Energia Elétrica**, ano. Disponível em: < <https://antigo.aneel.gov.br/tensoes-nominais> >. Acesso em: 8 de nov. 2021.

TIPOS DE PAINEL SOLAR FOTOVOLTAICO. **Canal Solar**, 2021. Disponível em: < <https://www.portalsolar.com.br/tipos-de-painel-solar-fotovoltaico.html> >. Acesso em: 13 de nov. 2021.

TODD, Philip C. et al. “**UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design**”. UNITRODE application note, U134. Energy and Power Engineering, Vol.5 No.4B, November 11, 2013.

TURBINA EÓLICA VERTICAL, 100W 12V 24V. **Alibaba.com**, 2021. Disponível em: < <https://portuguese.alibaba.com/product-detail/100w-12v-24v-vertical-wind-turbine-60425364147.html>>. Acesso em: 13 de nov. 2021.

TURBINA EÓLICA. **Amazon**, 2021. Disponível em: < <https://www.amazon.com.br/alimenta%C3%A7%C3%A3o-gerador-turbina-Turbinas-velocidade/dp/B0967DYGDS> >. Acesso em: 16 de nov. 2021.

TURBINAS EÓLICAS OU AEROGERADORES. OAK energia, 2021. Disponível em: < <https://oakenergia.com.br/blog/turbinas-eolicas> >. Acesso em: 15 de nov. 2021.

VORPÉRIAN, Vatché. **“Simplified Analysis of PWM Converters Using Model of PWM Switch Part I: Continuous Conduction Mode”**. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 24, No. 3 May 1990, pp. 490-496.

XUE, Yaosuo et al. **“Topologies of Single-Phase Inverters for Small Distributed Power Generators: An Overview”**. Power Electronics, IEEE Transactions on, Volume 19, Issue 5, Set. 2004.

APÊNDICE A – DIMENSIONAMENTO DO DISIPADOR DE CALOR

Para o projeto dos inversores bifásicos foi dimensionado um dissipador para os quatro transistores IGBT.

Perdas nos interruptores (S1-S4)

As perdas nos IGBTs S2, S3 e S4 são iguais as perdas no IGBT S1. Dessa forma, a análise é realizada para um IGBT. As expressões das perdas foram obtidas através do livro “O Transistor IGBT Aplicado em Eletrônica de Potência”.

A perda de condução no IGBT é dada pela equação (A.1):

$$P_{conS1} = \left(\frac{1}{8} + \frac{M}{3 \cdot \pi} \right) \cdot \frac{V_{cen} - V_{ceo}}{I_{cn}} \cdot I_{onom}^2 + \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} + \frac{M}{8} \cdot F_p \right) \cdot V_{ceo} \cdot I_{onr} \quad [W] \quad (A.1)$$

Utilizando as especificações definidas nos Capítulos 2 e 3, temos:

$$P_{conS1} = \left(\frac{1}{8} + \frac{0,78}{3 \cdot \pi} \right) \cdot \frac{2,6 - 1}{42} \cdot (13,64)^2 + \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} + \frac{M}{8} \cdot F_p \right) \cdot 1 \cdot 13,64 = 4,57 \quad [W]$$

A perda de comutação no IGBT é dada pela soma da perda de entrada de condução e perda por bloqueio.

Perda de Entrada de Condução

Perda por entrada de condução é calculado por meio da equação (A.4), resultando em 3,3 W:

$$a = \left(\frac{1}{8} \cdot V_{inomp} \cdot t_{rn} \cdot \frac{I_{onom}^2}{I_{cn}} \cdot f_s \right) \quad (A.2)$$

$$b = \left[0,28 + \frac{0,38}{\pi} \cdot \frac{I_{onom}}{I_{cn}} + 0,015 \cdot \left(\frac{I_{onom}}{I_{cn}} \right)^2 \right] \quad (A.3)$$

$$P_{onS1} = a + \frac{2}{3} \cdot V_{inomp} \cdot \left[b \cdot Q_{rrn} + \left(\frac{0,8}{\pi} + 0,05 \cdot \frac{I_{onomp}}{I_{cn}} \right) \cdot I_{onomp} \cdot t_{rrn} \right] \cdot f_s \quad [W] \quad (A.4)$$

Perda por Bloqueio

A perda de bloqueio no IGBT é dada por (A.5):

$$P_{offS1} = V_{in} \cdot I_{on} \cdot t_{fn} \cdot f_s \cdot \left(\frac{I_{on}}{I_{cn}} + \frac{1}{24} + \frac{1}{3\pi} \right) \quad [W] \quad (A.5)$$

$$P_{offS1} = 400 \cdot 13,64 \cdot 29 \times 10^{-9} \cdot 20000 \cdot \left(\frac{13,64}{42} + \frac{1}{24} + \frac{1}{3\pi} \right) = 1,34 \quad [W]$$

Perda total

A perda total no IGBT é dada por:

$$P_{totS1} = P_{conS1} + P_{onS1} + P_{offS1} = 4,57 + 3,3 + 1,34 = 9,21 \quad [W] \quad (A.6)$$

Dimensionamento do dissipador de calor

Para o projeto foi dimensionado um dissipador para os quatro transistores IGBT.

Para o dimensionamento, segue os seguintes dados disponíveis na Tabela A.1:

Tabela A.1 – Especificações técnicas para o dimensionamento do dissipador.

Valor	Unidade	Especificação
$T_j = 100$	[°C]	Temperatura de junção.
$T_a = 40$	[°C]	Temperatura ambiente.
$R_{cdigbt} = 0,34$	[°C/W]	Resistência térmica de junção encapsulamento (IGBT).
$R_{cdiodo} = 0,64$	[°C/W]	Resistência térmica de junção-encapsulamento (diodo).

Fonte: Datasheet, International Rectifier - IR, IGBT, 2007.

A temperatura de cápsula do conjunto IGBT e diodo é obtido por meio da equação

(A.7):

$$T_{dS1} = T_j - (R_{jcigbt} + R_{cdigbt}) \cdot P_{totS1} = 100 - (0,34 + 0,64) \cdot 9,21 = 93,92 \quad [°C] \quad (A.7)$$

A resistência térmica do dissipador deve ser menor ou igual ao valor obtido em

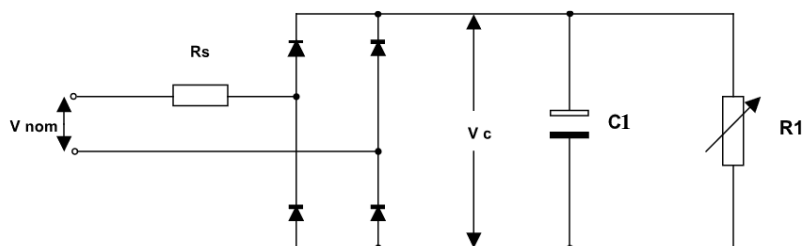
(A.8):

$$R_{da} = \frac{T_{dS1} - T_a}{4 \cdot P_{totS1}} = \frac{93,92 - 40}{4 \cdot 9,21} = 1,46 \quad [°C/W] \quad (A.8)$$

APÊNDICE B – DIMENSIONAMENTO DA CARGA NÃO-LINEAR UTILIZADA NAS SIMULAÇÕES EM REGIME PERMANENTE

Para realização da simulação com carga não linear foi dimensionado um retificador a diodos em ponte, como exibido na Figura B.1.

Figura B.1 – Retificador utilizado para simulações com cargas não-lineares.



Fonte: adaptado de NBR 15204, conversor a semiconductor - 2005.

A Tabela B.1 exibe as variáveis utilizadas para o dimensionamento do retificador de tensão em ponte.

Tabela B.1 – Descrição das variáveis necessárias para o dimensionamento do retificador.

Especificação	Variável	Unidade
Frequência da senoide de saída	fr	[Hz]
Potência aparente de saída em	So	[W]
Tensão nominal da saída do inversor	Vo	[V]
Tensão retificada	Vc	[V]
Resistor ajustado para dissipar 66% da potência aparente de saída	R1	[Ω]
Resistor responsável por dissipar 4% da potência aparente de saída	Rs	[Ω]
Capacitor	C1	[F]

Fonte: adaptado de NBR 15204, conversor a semiconductor - 2005.

A tensão retificada foi calculada por meio da equação (B.1):

$$V_c = 1,22 \cdot V_o \quad [V] \tag{B.1}$$

Os resistores R_s e R_1 e o capacitor C_1 foram dimensionados por meio das equações (B.2), (B.3) e (B.4) respectivamente:

$$R_s = 0,04 \cdot \frac{V_o^2}{S_o} \quad [\Omega] \quad (\text{B.2})$$

$$R_1 = \frac{V_c^2}{0,66 \cdot S_o} \quad [\Omega] \quad (\text{B.3})$$

$$C_1 = \frac{7,5}{f_r \cdot R_1} \quad [\text{F}] \quad (\text{B.4})$$