



**UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
“JÚLIO DE MESQUITA FILHO”**



**Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica**

**Estudo de um Inversor Fotovoltaico para
Controle e Compensação de Reativos e Harmônicos**

WALLACE GABRIEL DE SOUZA

Bauru - SP

2018



**UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
“JÚLIO DE MESQUITA FILHO”**

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**Estudo de um Inversor Fotovoltaico para
Controle e Compensação de Reativos e Harmônicos**

WALLACE GABRIEL DE SOUZA

Dissertação apresentada ao programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia de Bauru (FEB) – UNESP, para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Paulo José Amaral Serni

Coorientadores: Prof. Dr. Alceu Ferreira Alves
Prof. Dr. André Luiz Andreoli

Bauru - SP

2018

Souza, Wallace Gabriel de.

Estudo de um Inversor Fotovoltaico para Controle e
Compensação de Reativos e Harmônicos / Wallace G. de
Souza, 2018
145 f.

Orientador: Prof. Dr. Paulo José Amaral Serni

Dissertação (Mestrado) – Universidade Estadual
Paulista. Faculdade de Engenharia, Bauru, 2018

1. Geração de energia fotovoltaica. 2. Compensação
de reativos. 3. Compensação de harmônicos. 4. Qualidade
de energia. I. Universidade Estadual Paulista.
Faculdade de Engenharia. II. Título.

ATA DA DEFESA PÚBLICA DA DISSERTAÇÃO DE MESTRADO DE WALLACE GABRIEL DE SOUZA, DISCENTE DO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA, DA FACULDADE DE ENGENHARIA - CÂMPUS DE BAURU.

Aos 18 dias do mês de maio do ano de 2018, às 10:00 horas, no(a) Anfiteatro da Diretoria Técnica de Informática, reuniu-se a Comissão Examinadora da Defesa Pública, composta pelos seguintes membros: Prof. Dr. PAULO JOSÉ AMARAL SERNI - Orientador(a) do(a) Engenharia de Controle e Automação / Instituto de Ciência e Tecnologia/UNESP/Sorocaba, Prof. Dr. PAULO SERGIO DA SILVA do(a) Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Bauru, Prof. Dr. JOSÉ ANTENOR POMÍLIO do(a) Departamento de Engenharia Elétrica / Universidade de Campinas, sob a presidência do primeiro, a fim de proceder a arguição pública da DISSERTAÇÃO DE MESTRADO de WALLACE GABRIEL DE SOUZA, intitulada **ESTUDO DE UM INVERSOR FOTOVOLTAICO PARA CONTROLE E COMPENSAÇÃO DE REATIVOS E HARMÔNICOS**. Após a exposição, o discente foi arguido oralmente pelos membros da Comissão Examinadora, tendo recebido o conceito final: APROVADO. Nada mais havendo, foi lavrada a presente ata, que após lida e aprovada, foi assinada pelos membros da Comissão Examinadora.

Prof. Dr. PAULO JOSÉ AMARAL SERNI

Prof. Dr. PAULO SERGIO DA SILVA

Prof. Dr. JOSÉ ANTENOR POMÍLIO



AGRADECIMENTOS

A Deus, nosso Pai, por mais esta conquista.

Ao Prof. Dr. Paulo José Amaral Serni, pela amizade, paciência, dedicação e apoio ao longo deste trabalho de mestrado, principalmente pela confiança nesta pesquisa e por compartilhar a sua sabedoria em função das minhas dúvidas e necessidades, com seus ensinamentos e conselhos durante a sua orientação.

Ao Prof. Dr. Alceu Ferreira Alves, meu coorientador, pela amizade, paciência e por acreditar no meu potencial em realizar este trabalho. Agradeço por todos os seus ensinamentos, conselhos, disponibilidades e oportunidades que me foram dadas ao longo desta jornada, principalmente os aprendizados que levarei durante minha vida pessoal.

Ao Prof. Dr. André Luiz Andreoli, também meu coorientador, pela amizade e por me acolher em seu grupo de pesquisa e laboratório, contribuindo no desenvolvimento deste trabalho. Agradeço por compartilhar a sua experiência profissional e acadêmica, assim como as oportunidades dadas ao longo deste mestrado, sendo de fundamental importância para a conclusão do mesmo.

Ao Prof. Dr. Paulo Sérgio da Silva, pela amizade e companheirismo durante este mestrado, principalmente pela paciência e disponibilidade em tirar minhas dúvidas para concluir este trabalho.

Aos meus pais Antônio e Rosineya, pelo incentivo e apoio em nunca parar de estudar e seguir o seu sonho.

Ao meu amigo e companheiro de laboratório Eng. Marco Aurélio Rocha, pela amizade e por sempre estar presente no auxílio para o término deste trabalho.

A todos os colegas da pós-graduação em Engenharia Elétrica da Unesp/Bauru, em especial ao Eng. Danilo Ecidir Budoya, pela amizade que remonta aos tempos da graduação.

Aos técnicos do laboratório Edson Oshiro e Osmar Luiz Martinelli, que acompanharam as dificuldades encontradas e ofereceram preciosas sugestões.

A todos os funcionários e professores do Departamento de Engenharia Elétrica da Unesp/Bauru e da Sessão Técnica de Pós-Graduação.

À Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo, FAPESP, pelo apoio financeiro para execução deste trabalho, através de uma bolsa de mestrado acadêmico - Processo FAPESP nº 2016/03734-3.

“A primeira coisa que um bom cientista faz quando está diante de uma descoberta importante é tentar provar que ela está errada.”

Albert Camus

RESUMO

Esta dissertação apresenta o desenvolvimento e as simulações computacionais de um inversor fotovoltaico de 2,0 kVA para o controle da potência reativa na rede de distribuição, de modo que haja compensação ativa do fator de potência e aumento da qualidade da energia no local da instalação da planta. Para atingir este objetivo, por meio do ambiente de desenvolvimento do MATLAB/Simulink[®], o controle da potência ativa foi realizado pelo ajuste do ângulo entre a tensão da rede e a tensão gerada pelo inversor, por meio do equilíbrio do potencial do barramento CC (proveniente do gerador fotovoltaico). A potência reativa, por sua vez, foi ajustada pela amplitude da tensão do ponto de acoplamento de uma carga local. Além disto, utilizaram-se controladores proporcionais-ressonantes nas malhas de tensão e corrente do conversor trifásico, com finalidade de mitigar as correntes harmônicas de cargas não-lineares que podem depreciar o fator de potência. Foi implementado, também, um conversor CC-CC isolado *full-bridge* do tipo *boost* com potência nominal de 1,8 kW, responsável por rastrear o ponto de máxima potência dos módulos fotovoltaicos. Os resultados obtidos permitiram a avaliação do desempenho dos controladores e a observação da conservação, pelo inversor, do fator de potência da rede próximo da unidade para situações com variações acentuadas da carga e da irradiação solar, bem como para os casos com a presença de cargas não-lineares no sistema. Com isso, o perfil de tensão entregue à carga é aproximadamente senoidal, com baixa distorção harmônica.

Palavras-chave: geração de energia fotovoltaica, compensação de reativos, compensação de harmônicos e qualidade de energia elétrica.

ABSTRACT

This dissertation presents the development and computational simulations of a 2.0 kVA photovoltaic inverter for the control of the reactive power in the distribution network, so that there is active power factor compensation and an increase in the quality of the energy at the installation site plant. In order to reach this objective, the MATLAB/Simulink[®] development environment was used to control the active power by adjusting the angle between the grid voltage and the voltage generated by the inverter, by means of the potential balance of the DC (from the photovoltaic generator). The reactive power, in turn, was adjusted by the amplitude of the voltage of the coupling point of a local load. In addition, resonant-proportional controllers were used in the voltage and current loops of the three-phase converter, in order to mitigate the harmonic currents of non-linear loads that may depreciate the power factor. A full-bridge, full-bridge boost converter with nominal power of 1.8 kW was also implemented, responsible for tracking the maximum power point of the photovoltaic modules. The results obtained allowed the evaluation of the performance of the controllers and the observation of the conservation by the inverter of the power factor of the network close to the unit for situations with marked variations of the load and the solar irradiation, as well as for the cases with the presence of loads in the system. Thus, the voltage profile delivered to the load is approximately sinusoidal, with low harmonic distortion.

Keywords: photovoltaic power generation, reactive compensation, harmonic compensation and electric power quality.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Física da Célula Solar	5
Figura 2 - Circuito Equivalente do Modelo do Diodo Único de um Módulo Solar.....	6
Figura 3 - Curvas Características de um Módulo Fotovoltaico (a) Corrente <i>versus</i> Tensão (b) Potência <i>versus</i> Tensão	8
Figura 4 - Fluxograma do Algoritmo P&O	9
Figura 5 - Fluxograma do Algoritmo da Condutância Incremental	10
Figura 6 - Fluxograma do Algoritmo da Tensão Constante.....	11
Figura 7 - Conversor <i>Buck</i>	14
Figura 8 - Conversor <i>Boost</i>	14
Figura 9 - Conversor <i>Buck-Boost</i>	15
Figura 10 - Conversor <i>Flyback</i>	16
Figura 11 - Conversor <i>Forward</i>	17
Figura 12 - Conversor <i>Push-Pull</i>	17
Figura 13 - Conversor <i>Half-Bridge</i> Abaixador	18
Figura 14 - Conversor <i>Full-Bridge</i> Abaixador.....	19
Figura 15 - Conversor Trifásico de Dois Níveis	20
Figura 16 - Estados de Comutação e Caminhos de Condução para uma Perna do Conversor de Dois Níveis.....	21
Figura 17 - Conversor Trifásico de Três Níveis.....	22
Figura 18 - Inversor em Cascata	23
Figura 19 - Modulação PWM Senoidal.....	24
Figura 20 - Representação Vetorial da SVM Trifásica	25
Figura 21 - Estrutura da SRF-PLL	28
Figura 22 - Estrutura da DSOGI-PLL	28
Figura 23 - Estrutura da DDSRF-PLL	29
Figura 24 - Estrutura da SRF-PLL Fuzzy	30
Figura 25 - Topologias de Filtros para Inversores Fotovoltaicos.....	31
Figura 26 - Diagrama Geral do Sistema.....	32
Figura 27 - Configuração do Sistema Fotovoltaico de Entrada	33
Figura 28 - Conversor <i>Full-Bridge-Boost</i>	35
Figura 29 - Estado dos Transistores e Diodos do Conversor <i>Full-Bridge-Boost</i>	36
Figura 30 - Formas de Onda do Conversor <i>Full-Bridge-Boost</i>	36

Figura 31 - Diagrama em Blocos da Malha do Controlador de Partida do <i>Link-CC</i>	45
Figura 32 - Resposta ao Degrau do Controlador de Partida.....	46
Figura 33 - Implementação Digital do Controlador de Partida.....	47
Figura 34 - Filtro LC de Saída do Inversor	48
Figura 35 - Estrutura do Controlador Lógico <i>Fuzzy</i> Proposto	50
Figura 36 - Função de Pertinência da Entrada do Erro	51
Figura 37 - Função de Pertinência da Entrada da Diferença do Erro.....	51
Figura 38 - Função de Pertinência da Saída de Frequências.....	52
Figura 39 - Realização Discreta do MAF.....	53
Figura 40 - Tetraedro de Potências de Budeanu	55
Figura 41 - Malha de Controle da Corrente do Inversor	58
Figura 42 - Diagrama de Bode do Controlador de Corrente do Inversor.....	60
Figura 43 - Resposta Senoidal-Harmônica do Malha de Corrente do Inversor com Controlador PR.....	61
Figura 44 - Implementação Digital do Controlador de Corrente do Inversor	62
Figura 45 - Malha de Controle da Tensão do Inversor	64
Figura 46 - Diagrama de Bode do Controlador de Tensão do Inversor	66
Figura 47 - Resposta Senoidal-Harmônica do Malha de Tensão do Inversor com Controlador PR.....	67
Figura 48 - Implementação Digital do Controlador de Tensão do Inversor	68
Figura 49 - Conexão do Indutor de Acoplamento com à Rede.....	68
Figura 50 - Diagrama Fasorial do Fluxo de Potência do Inversor	70
Figura 51 - Malha de Controle da Tensão do <i>Link-CC</i> do Inversor.....	73
Figura 52 - Resposta ao Degrau do Controlador do Ângulo de Defasagem	74
Figura 53 - Implementação Digital do Controlador de Ângulo de Defasagem	75
Figura 54 - Malha de Controle da Potência Reativa	77
Figura 55 - Resposta ao Degrau do Controlador de Potência Reativa	78
Figura 56 - Implementação Digital do Controlador de Potência Reativa	79
Figura 57 - Gerador de Tensão de Referência do Capacitor <i>C2</i>	79
Figura 58 - Irradiação Solar Variável ao Longo do Tempo	81
Figura 59 - Partida do <i>Link-CC</i> com Inversor e MPPT.....	81
Figura 60 - Caso 1: Comportamento das Potências Ativas Instantâneas	82
Figura 61 - Caso 1: Comportamento das Potências Reativas Instantâneas.....	83
Figura 62 - Caso 1: Tensão e Corrente da Rede (fase a).....	84

Figura 63 - Caso 1: Tetraedro de Potências	84
Figura 64 - Caso 1: Destaque das Correntes da Rede, Inversor e Carga.....	85
Figura 65 - Caso 1: Destaque da Tensão e da Referência do Capacitor $C2$	85
Figura 66 - Caso 1: Tensão do <i>Link-CC</i>	86
Figura 67 - Caso 1: Ângulo de Defasagem da Tensão do Capacitor $C2$	86
Figura 68 - Caso 1: Espectro de Frequências da Tensão do Capacitor $C2$	87
Figura 69 - Caso 1: Espectro de Frequências da Corrente da Rede	87
Figura 70 - Caso 2: Comportamento das Potências Ativas Instantâneas	88
Figura 71 - Caso 2: Comportamento das Potências Reativas Instantâneas.....	89
Figura 72 - Caso 2: Tensão e Corrente da Rede (fase a).....	90
Figura 73 - Caso 2: Tetraedro de Potências	90
Figura 74 - Caso 2: Destaque das Correntes da Rede, Inversor e Carga.....	91
Figura 75 - Caso 2: Destaque da Tensão e da Referência do Capacitor $C2$	91
Figura 76 - Caso 2: Tensão do <i>Link-CC</i>	92
Figura 77 - Caso 2: Ângulo de Defasagem da Tensão do Capacitor $C2$	92
Figura 78 - Caso 2: Espectro de Frequências da Tensão do Capacitor $C2$	93
Figura 79 - Caso 2: Espectro de Frequências da Corrente da Rede	93
Figura 80 - Torque de Carga do Motor de Indução Trifásico	95
Figura 81 - Caso 3: Comportamento das Potências Ativas Instantâneas	95
Figura 82 - Caso 3: Comportamento das Potências Reativas Instantâneas.....	96
Figura 83 - Caso 3: Tensão e Corrente da Rede (fase a).....	97
Figura 84 - Caso 3: Tetraedro de Potências	97
Figura 85 - Caso 3: Destaque das Correntes da Rede, Inversor e Carga.....	98
Figura 86 - Caso 3: Destaque da Tensão e da Referência do Capacitor $C2$	98
Figura 87 - Caso 3: Tensão do <i>Link-CC</i>	99
Figura 88 - Caso 3: Ângulo de Defasagem da Tensão do Capacitor $C2$	99
Figura 89 - Caso 3: Espectro de Frequências da Tensão do Capacitor $C2$	100
Figura 90 - Caso 3: Espectro de Frequências da Corrente da Rede	100
Figura 91 - Caso 4: Comportamento das Potências Ativas Instantâneas	101
Figura 92 - Caso 4: Comportamento das Potências Reativas Instantâneas à 60 Hz	102
Figura 93 - Caso 4: Tensão e Corrente da Rede (fase a).....	103
Figura 94 - Caso 4: Tetraedro de Potências	103
Figura 95 - Caso 4: Destaque das Correntes da Rede, Inversor e Carga.....	104

Figura 96 - Caso 4: Destaque da Tensão e da Referência do Capacitor C_2	104
Figura 97 - Caso 4: Tensão do <i>Link-CC</i>	105
Figura 98 - Caso 4: Ângulo de Defasagem da Tensão do Capacitor C_2	105
Figura 99 - Caso 4: Espectro de Frequências da Tensão do Capacitor C_2	106
Figura 100 - Caso 4: Espectro de Frequências das Correntes da Rede e Carga.....	106
Figura 101 - Caso 5: Comportamento das Potências Ativas Instantâneas	107
Figura 102 - Caso 5: Comportamento das Potências Reativas Instantâneas.....	108
Figura 103 - Caso 5: Tensão e Corrente da Rede (fase a).....	109
Figura 104 - Caso 5: Tetraedro de Potências	109
Figura 105 - Caso 5: Destaque das Correntes da Rede, Inversor e Carga.....	110
Figura 106 - Caso 5: Destaque da Tensão e da Referência do Capacitor C_2	110
Figura 107 - Caso 5: Tensão do <i>Link-CC</i>	111
Figura 108 - Caso 5: Ângulo de Defasagem da Tensão do Capacitor C_2	112
Figura 109 - Caso 5: Espectro de Frequências da Tensão do Capacitor C_2	112
Figura 110 - Caso 5: Espectro de Frequências da Corrente da Rede e Carga.....	113
Figura 111 - Irradiação Solar com Transição para uma Operação Noturna.....	113
Figura 112 - Caso 6: Comportamento das Potências Ativas Instantâneas	114
Figura 113 - Caso 6: Comportamento das Potências Reativas Instantâneas.....	115
Figura 114 - Caso 6: Tensão e Corrente da Rede (fase a).....	115
Figura 115 - Caso 6: Tetraedro de Potências	116
Figura 116 - Caso 6: Destaque das Correntes da Rede, Inversor e Carga.....	116
Figura 117 - Caso 6: Destaque da Tensão e da Referência do Capacitor C_2	117
Figura 118 - Caso 6: Tensão do <i>Link-CC</i>	117
Figura 119 - Caso 6: Ângulo de Defasagem da Tensão do Capacitor C_2	118
Figura 120 - Caso 6: Espectro de Frequências da Tensão do Capacitor C_2	118
Figura 121 - Caso 6: Espectro de Frequências da Corrente da Rede	119
Figura 122 - Instrumentação, Montagem e Conversão das Grandezas do Inversor.....	129
Figura 123 - PLL, Cálculo das Potências Ativa, Reativa e do Fator de Potência	130
Figura 124 - Instrumentação do Conversor CC-CC (fonte fotovoltaica e <i>link-CC</i>)	131
Figura 125 - Inversor, Carga Local e Rede (PAC).....	132
Figura 126 - Conversor CC-CC e <i>Link-CC</i>	133
Figura 127 - Controlador de Partida e MPPT	134

Figura 128 - Controladores de Potência Ativa, Reativa e de Geração da Tensão de Referência do Capacitor C_2	135
Figura 129 - Controlador Ressonante de Tensão	136
Figura 130 - Controlador Ressonante de Corrente.....	137
Figura 131 - Gerador de Referências para o PWM Senoidal do Inversor.....	138
Figura 132 - Filtro de Média Móvel.....	139
Figura 133 - PLL <i>Fuzzy</i>	140
Figura 134 - Carga Utilizada no Caso 1	143
Figura 135 - Carga Utilizada no Caso 2.....	143
Figura 136 - Carga Utilizada no Caso 3.....	144
Figura 137 - Carga Utilizada no Caso 4.....	144
Figura 138 - Carga Utilizada no Caso 5.....	145
Figura 139 - Carga Utilizada no Caso 6.....	145

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Comparativo das Topologias de Conversores CC-CC.....	13
Tabela 2 - Estado das Chaves na Modulação SVM Trifásica	26
Tabela 3 - Parâmetros do Gerador Fotovoltaico	34
Tabela 4 - Resumo do Projeto do Conversor CC-CC	41
Tabela 5 - Projeto do Controlador de Partida do <i>Link-CC</i>	46
Tabela 6 - Resumo do Projeto do Filtro LC	49
Tabela 7 - Regras Base do Sistema de Inferência <i>Fuzzy</i>	50
Tabela 8 - Projeto do Controlador PI de Corrente do Inversor	59
Tabela 9 - Projeto do Controlador PI de Tensão do Inversor.....	65
Tabela 10 - Projeto do Controlador PI do Ângulo de Defasagem	74
Tabela 11 - Projeto do Controlador PI da Potência Reativa	77
Tabela 12 - Variação das Cargas RL Série ao Longo do Tempo	82
Tabela 13 - Parâmetros por Fase da Máquina de Indução	94

LISTA DE SIGLAS E DEFINIÇÕES

<i>ANEEL</i>	Agência Nacional de Energia Elétrica
<i>APF</i>	<i>Active Power Filter</i> (Filtro Ativo de Potência)
<i>C</i>	Capacitor
<i>CA</i>	Corrente Alternada
<i>CC</i>	Corrente Contínua
<i>D</i>	Diodo Genérico
<i>DDSRF</i>	<i>Decoupled Double Synchronous Reference Frame</i>
<i>dq0</i>	Sistema de Coordenadas Rotativas
<i>DSOGI</i>	<i>Dual Second Order Generalized Integrator</i>
<i>FPB</i>	<i>Filtro Passa-Baixas</i>
<i>FLC</i>	<i>Fuzzy Logic Controller</i> (Controlador de Lógica Fuzzy)
<i>GD</i>	Geração Distribuída
<i>I-V</i>	Curva de Corrente <i>versus</i> Tensão de um Módulo Fotovoltaico
<i>L</i>	Indutor Genérico
<i>LC</i>	Filtro de Segunda Ordem Indutivo-Capacitivo
<i>LCL</i>	Filtro de Terceira Ordem Indutivo-Capacitivo-Indutivo
<i>MAF</i>	<i>Moving Average Filter</i> (Filtro de Média Móvel)
<i>MPP</i>	<i>Maximum Power Point</i> (Ponto de Máxima Potência)
<i>MPPT</i>	<i>Maximum Power Point Tracking</i> (Rastreador do Ponto de Máxima Potência)
<i>P&O</i>	Algoritmo Perturbar e Observar
<i>PAC</i>	Ponto de Acoplamento Comum
<i>PD</i>	Controlador Proporcional-Derivativo
<i>PI</i>	Controlador Proporcional-Integral
<i>PLL</i>	<i>Phase Locked-Loop</i>
<i>PR</i>	Controlador Proporcional-Ressonante
<i>P-V</i>	Curva de Potência <i>versus</i> Tensão de um Módulo Fotovoltaico
<i>PWM</i>	<i>Pulse-Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso)
<i>Q</i>	Transistor Genérico
<i>R</i>	Resistor Genérico
<i>SRF</i>	<i>Synchronous Reference Frame</i> (Plano de Referência Síncrona)
<i>STATCOM</i>	<i>Static Synchronous Compensator</i> (Compensador Estático Síncrono)
<i>SVM</i>	<i>Space Vector Modulation</i> (Modulação por Vetores Espaciais)

<i>THD</i>	<i>Total Harmonic Distortion</i> (Distorção Harmônica Total)
<i>ZOH</i>	<i>Zero Order Holder</i> (Segurador de Ordem Zero)
$\alpha\beta 0$	Sistema de Coordenadas Estacionárias

LISTA DE SÍMBOLOS

Símbolo	Descrição	Unidade
C_1	Capacitor do Conversor <i>Full Bridge</i>	H
C_2	Capacitor do Filtro LC do Inversor	F
C_{pv}	Capacitor de Saída da Planta Fotovoltaica	F
d	Ciclo de Trabalho de um Conversor CC-CC	-
$D_{3\phi}$	Potência de Distorção Trifásica	VA
dI/dV	Derivada da Corrente em Relação à Tensão	A/V
d_{nom}	Ciclo de Trabalho Nominal do Conversor <i>Full Bridge</i>	-
dP/dV	Derivada da Potência em Relação à Tensão	W/V
$d[\square]/dt$	Derivada no Tempo de um Sinal Qualquer	$[\square]/s$
$\hat{d}$	Valor Médio do Ciclo de Trabalho do Conversor <i>Full-Bridge</i>	-
$\tilde{d}$	Oscilação em Torno do Valor Médio do Ciclo de Trabalho do Conversor <i>Full-Bridge</i>	-
δ	Ângulo de Defasagem entre a Tensão da Rede e a Tensão do Capacitor C_2	rad
Δd	Variação do Ciclo de Trabalho de um Conversor CC-CC	-
$\Delta e(k)$	Variação da Amostra do Erro da Tensão Direta da Rede em um instante k qualquer	V/s
$\Delta i_{L_{2ab}}$	Ondulação na Corrente do Indutor L_2	A
Δi_{L_1}	Ondulação na Corrente do Indutor L_1	A
$\Delta v_{C_{2ab}}$	Ondulação na Tensão do Capacitor C_2	V
Δv_{dc}	Ondulação na Tensão do Capacitor C_1 ou do <i>link-CC</i>	V
$\Delta \omega$	Ondulação na Frequência Angular Nominal da Rede	rad/s
$\Delta \theta$	Ondulação no Ângulo de Fase da Rede	rad
$e_{i_{L_2}}(t)$	Erro da Corrente no Indutor L_2	A
$e_{Q_r}(t)$	Erro da Potência Reativa da Rede	VAr
$e_{v_{C_2}}(t)$	Erro da Tensão do Capacitor C_2	V
$e_{v_{dc}}(t)$	Erro da Tensão do <i>Link-CC</i>	V
$e(k)$	Amostra do Erro da Tensão Direta da Rede em um instante k qualquer	V
f_c	Frequência de Chaveamento ou Comutação	Hz
f_{co}	Frequência de Corte do Filtro Passa-Baixas CC	Hz

f_{maf}	Frequência de Amostragem do Filtro de Média Móvel	Hz
$f_{p3\phi}$	Fator de Potência Trifásico	-
f_r	Frequência da Rede de Distribuição	Hz
$G_{dv_{ref}}(s)$	Função de Transferência do Ciclo de Trabalho em Relação à Tensão de Referência do Conversor <i>Full-Bridge</i>	-
$G_{eq_i}(s)$	Função de Transferência Equivalente da Malha de Controle de Corrente	-
$G_{fil}(s)$	Função de Transferência do Filtro Passa Baixas CC	-
$G_{h_{iL_2}}(s)$	Função de Transferência do Controlador PR da Corrente do Indutor L_2 em Função da Ordem Harmônica h	-
$G_{h_{iL_2}}(z)$	Função de Transferência Discreta do Controlador PR da Corrente do Indutor L_2 em Função da Ordem Harmônica	-
$G_{h_{vC_2}}(s)$	Função de Transferência do Controlador PR da Tensão do Capacitor C_2 em Função da Ordem Harmônica h	-
$G_{h_{vC_2}}(z)$	Função de Transferência Discreta do Controlador PR da Tensão do Capacitor C_2 em Função da Ordem Harmônica	-
$G_{i_{L_2d}}(s)$	Função de Transferência da Corrente do Indutor L_2 em Relação ao Ciclo de Trabalho do Inversor	-
$G_{intg}(z)$	Função de Transferência de um integrador Discreto	-
$G_{partida}(z)$	Função de Transferência do Controlador de Partida do <i>Link-CC</i>	-
$G_{pi}(s)$	Função de Transferência de um Controlador PI	-
$G_{pr}(s)$	Função de Transferência de um Controlador PR	-
$G_{pwm}(s)$	Função de Transferência do Módulo de PWM (Atraso)	-
$G_{Q_r v_{C_2}}(z)$	Função de Transferência Discreta que Relaciona a Potência Reativa da Rede com a Derivada no Tempo da Tensão do Capacitor C_2	-
$G_{v_{C_2} i_{L_2}}(s)$	Função de Transferência da Tensão do Capacitor C_2 em Relação à Corrente do Indutor L_2	-
$G_{v_{dcd}}(s)$	Função de Transferência da Tensão do <i>Link-CC</i> em Relação ao Ciclo de Trabalho do Conversor <i>Full-Bridge</i>	-
$G_{v_{dc}\delta}(z)$	Função de Transferência Discreta que Relaciona a Tensão do <i>Link-CC</i> com o Ângulo de Defasagem das Tensões (Equilíbrio da Potência Ativa)	-
h	Índice da Ordem Harmônica	-
i_a, i_b, i_c	Correntes das Fases a, b e c Trifásica	A
i_{c1}	Corrente do Capacitor C_1	A
i_{c2}	Corrente Eficaz do Capacitor C_2	A

i_{inv}	Corrente Entregue ao Ponto de Acoplamento da Carga Local	A
i_{invP}	Parcela Ativa da Corrente Entregue ao Ponto de Acoplamento da Carga Local	A
i_{invQ}	Parcela Reativa da Corrente Entregue ao Ponto de Acoplamento da Carga Local	A
i_{L_1}	Corrente do Indutor L_1	A
i_{L_2}	Corrente Eficaz do Indutor L_2	A
$i_{L_{ac}}$	Corrente no Indutor de Acoplamento L_{ac} ou Corrente da Rede	A
i_p	Corrente de Primário no Transformador do Conversor <i>Full Bridge</i>	A
i_{r_1}	Corrente do Resistor R_1 do Conversor <i>Full Bridge</i>	A
i_s	Corrente de Secundário no Transformador do Conversor <i>Full Bridge</i>	A
I_{cc}	Corrente de Curto-Circuito de um Módulo Fotovoltaico	A
I_{fg}	Corrente Fotogerada	A
I_k	Amostra de Corrente em um instante k qualquer	A
I_{k-1}	Amostra de Corrente em um instante $k - 1$ qualquer	A
I_{mp}	Corrente no Ponto de Máxima Potência de um Módulo Fotovoltaico	A
I_o	Corrente de Saturação Reversa do Diodo do Módulo Fotovoltaico	A
$\hat{i}_{L_1}$	Valor Médio da Corrente do Indutor L_1	A
$\tilde{i}_{L_1}$	Oscilação em Torno do Valor Médio da Corrente do Indutor L_1	A
j	Número Complexo: $\sqrt{-1}$	-
k_B	Constante de Boltzmann	m^2kg/s^2K
k_i	Ganho Integral do Controlador PI	-
k_{i_h}	Ganho Integral por Ordem Harmônica h Qualquer	-
k_p	Ganho Proporcional do Controlador PI	-
L_1	Indutor do Conversor <i>Full Bridge</i>	H
L_2	Indutor do Filtro LC do Inversor	H
L_{ac}	Indutor de Acoplamento entre o Inversor e à Rede	H
m	Índice de Modulação do Inversor	-
m_D	Fator de Idealidade do Diodo do Módulo Fotovoltaico	-
$M_{11}, M_{12}, \dots, M_{24}$	Conjunto de Módulos Fotovoltaicos	-

n	Relação de Espiras do Transformador do Conversor <i>Full-Bridge</i>	-
N_{maf}	Número de Amostras do Filtro de Média Móvel	-
N_p	Número de Espiras de um Enrolamento Primário em um Transformador	-
N_r	Número de Espiras de um Enrolamento de Reinicialização	-
n_s	Número de Células Solares Associadas em Série	-
N_s	Número de Espiras de um Enrolamento Secundário em um Transformador	-
$P_{3\phi}$	Potência Ativa Trifásica	W
P_{carga}	Potência Ativa Consumida pela Carga Local	W
P_{dc}	Potência Ativa Disponível na Entrada do Inversor	W
P_{k-1}	Potência Calculada no instante $k-1$	W
P_k	Potência Calculada no instante k	W
P_{mp}	Ponto de Máxima Potência de um Módulo Fotovoltaico	W
P_{pv}	Potência Nominal da Planta Fotovoltaica	W
P_r	Potência Ativa Entregue ou Fornecida pela Rede	W
q	Carga do Elétron	C
$Q_{3\phi}$	Potência Reativa Trifásica	VAr
Q_r	Potência Reativa Entregue ou Fornecida pela Rede	VAr
Q_{ref}	Potência Reativa de Referência da Rede	VAr
R_1	Resistor do Conversor <i>Full Bridge</i>	H
R_p	Resistência Paralelo de um Módulo Fotovoltaico	Ω
R_s	Resistência Série de um Módulo Fotovoltaico	Ω
s	Variável Complexa no domínio da Frequência (Transformada de Laplace)	-
$S_{3\phi}$	Potência Aparente Trifásica	VA
T	Temperatura do Módulo Fotovoltaico	K
T_1, T_2	Tempo de Atividade dos Setores da Modulação SVM	s
T_a	Tempo de Assentamento ou Estabilização	s
T_c	Período de Chaveamento ou Comutação	s
T_{maf}	Período de Amostragem do Filtro de Média Móvel	s
T_s	Período de Amostragem	s
θ	Posição Angular ou Ângulo de Fase da Tensão da Rede	rad
v_a, v_b, v_c	Tensões das Fases a, b e c Trifásica	V

v_a, v_b, v_c	Tensões das Fases a, b e c Trifásica	V
v_{ab}, v_{bc}, v_{ca}	Tensões de Linha Trifásicas	V
v_{C_2}	Tensão de Fase Eficaz do Capacitor C_2 ou do Ponto de Acoplamento da Carga Local	V
v_{C_2ab}	Tensão de Linha Eficaz do Capacitor C_2	V
v_{C_2d}, v_{C_2q}	Tensão do Capacitor C_2 nos Eixos Direto e em Quadratura	V
v_d, v_q	Tensão no Eixo Direto e Quadratura	V
v_{dc}	Tensão do Barramento CC ou <i>Link-CC</i> do Inversor	V
$v_{dc_{ref}}$	Tensão de Referência do <i>Link-CC</i>	V
v_{inv}	Tensão do de Saída do Inversor (PWM)	V
v_{L_1}	Tensão sobre o Indutor L_1	V
v_{neutro}	Potencial de Neutro para um Inversor Trifásico de Três Níveis	V
v_p	Tensão sobre o Enrolamento Primário do Transformador do Conversor <i>Full Bridge</i>	V
v_{por}	Tensão da Portadora do Conversor CC-CC	V
v_{port}	Tensão de Portadora na Modulação PWM Senoidal	V
v_{pv}	Tensão Terminal da Planta Fotovoltaica	V
v_r	Tensão de Fase Eficaz da Rede	V
v_{ref}	Tensão de Referência	V
$v_{refa}, v_{refb}, v_{refc}$	Tensões de Referência das Fases a, b e c Trifásica	V
v_α, v_β	Tensões no Eixo de Referências Estacionárias	V
$\hat{v}_{ab1}$	Tensão de Linha de Pico Fundamental do PWM do Inversor	V
$\hat{v}_{dc}$	Valor Médio da Tensão do <i>Link-CC</i>	V
$\hat{v}_{C_2ab}$	Tensão de Linha de Pico do Capacitor C_2	V
$\hat{v}_{pv}$	Valor Médio da Tensão de Saída da Planta Fotovoltaica	V
$\hat{v}_{ref}$	Valor Médio da Tensão de Referência do Conversor <i>Full-Bridge</i>	V
$\tilde{v}_{dc}$	Oscilação em Torno do Valor Médio da Tensão do <i>Link-CC</i>	V
$\tilde{v}_{pv}$	Oscilação em Torno do Valor Médio da Tensão de Saída da Planta Fotovoltaica	V
$\tilde{v}_{ref}$	Oscilação em Torno do Valor Médio da Tensão de Referência do Conversor <i>Full-Bridge</i>	V

$\dot{V}_{C_2}$	Derivada no Tempo da Tensão do Capacitor C_2	V/s
$V_1, V_2, \dots, V_7$	Vetor da Sequência de Chaveamento do SVM	-
V_{ca}	Tensão de Circuito Aberto de um Módulo Fotovoltaico	V
V_e	Tensão de Entrada do Conversor CC-CC	V
V_k	Amostra de Tensão em um instante k qualquer	V
V_{k-1}	Amostra de Tensão em um instante $k - 1$ qualquer	V
V_{mp}	Tensão no Ponto de Máxima Potência de um Módulo Fotovoltaico	V
V_s	Tensão de Média de Saída do Conversor CC-CC	V
X_{ac}	Impedância do Indutor de Acoplamento	Ω
ω	Frequência Angular da Tensão da Rede	rad/s
ω_b	Largura de Banda do Controlador Proporcional-Ressonante	rad
ω_{nom}	Frequência Angular da Nominal da Tensão da Rede	rad/s
ω_r	Frequência Angular da Rede de Distribuição	rad/s
z	Variável Complexa no domínio da Frequência Discreta (Transformada Z)	-
z_c	Zero do Controlador PI	-
$[\square]_{abc}$	Vetor Trifásico Referente a uma Determinada Grandeza em Função das Fases a, b e c	-
$[\square]_{\alpha\beta 0}$	Vetor Trifásico Referente a uma Determinada Grandeza em Função Sistema de Coordenadas Estacionárias	-
$[\square]_{\alpha\beta 0_{ref}}$	Vetor Trifásico Referente a uma Determinada Grandeza em Função Sistema de Coordenadas Estacionárias de Referência	-

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1. INTRODUÇÃO	1
1.1. Objetivos Gerais	3
1.2. Objetivos Específicos	3
1.3. Organização do Trabalho	4
CAPÍTULO 2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....	5
2.1. Células Solares	5
2.1.1. Circuito Elétrico Equivalente	5
2.1.2. Curvas Características dos Módulos Fotovoltaicos.....	7
2.1.3. Rastreamento do Ponto de Máxima Potência (MPPT).....	8
2.1.3.1. Algoritmo de Perturbar e Observar	8
2.1.3.2. Condutância Incremental.....	10
2.1.3.3. Tensão Constante	11
2.1.3.4. Corrente Constante	12
2.2. Conversores CC-CC	12
2.2.1. Conversor <i>Buck</i>	13
2.2.2. Conversor <i>Boost</i>	14
2.2.3. Conversor <i>Buck-Boost</i>	15
2.2.4. Conversor <i>Flyback</i>	15
2.2.5. Conversor <i>Forward</i>	16
2.2.6. Conversor <i>Push-Pull</i>	17
2.2.7. Conversores <i>Half-Bridge</i> e <i>Full-Bridge</i>	18
2.3. Conversores CC-CA	19
2.3.1. Principais Topologias e Formas de Comutação	20
2.3.1.1. Inversor de Dois Níveis.....	20
2.3.1.2. Inversor de Três Níveis	22
2.3.1.3. Inversor em Cascata	23
2.3.1.4. Modulação PWM Senoidal	24
2.3.1.5. Modulação SVM	25
2.3.2. Sincronização de Inversores - PLLs	26
2.3.2.1. SRF-PLL	27
2.3.2.2. DSOGI-PLL	28
2.3.2.3. DDSRF-PLL.....	29

2.3.2.4. <i>Fuzzy PLLs</i>	30
2.3.3. Filtros de Saída do Inversor.....	30
CAPÍTULO 3. METODOLOGIA	32
3.1. Configuração do Sistema Fotovoltaico de Entrada	33
3.2. Projeto do Conversor CC-CC.....	35
3.2.1. Projeto do Controlador de Partida do <i>Link-CC</i>	42
3.3. Projeto do Filtro LC de Saída do Inversor.....	47
3.4. Projeto do Algoritmo de Sincronização com a Rede - PLL	49
3.4.1. Filtro de Média Móvel - MAF	52
3.5. Método de Leitura das Potências Ativa, Reativa, Distorção e Aparente.....	53
3.6. Projeto do Controlador de Corrente do Inversor	56
3.7. Projeto do Controlador de Tensão do Inversor.....	62
3.8. Projeto do Indutor de Acoplamento com a Rede.....	68
3.9. Projeto do Controlador de Potência Ativa do Inversor	71
3.10. Projeto do Controlador de Potência Reativa da Rede à 60 Hz.....	75
3.11. Geração da Tensão de Referência do Inversor.....	79
CAPÍTULO 4. RESULTADOS COMPUTACIONAIS E DISCUSSÃO	80
4.1. Caso 1 - Comutação de Cargas RL Série e Irradiação Solar Constante.....	81
4.2. Caso 2 - Carga RL Série Constante e Irradiação Solar Variável.....	88
4.3. Caso 3 - Motor de Indução Trifásico com Irradiação Solar Constante	94
4.4. Caso 4 - Retificador Trifásico com Carga RL e Irradiação Solar Variável.....	101
4.5. Caso 5 - Retificador Trifásico com Carga RC e Irradiação Solar Variável	107
4.6. Caso 6 - Motor de Indução Trifásico com Irradiação Solar Nula	113
CONCLUSÃO	120
PUBLICAÇÕES	121
Trabalho Submetido à Periódico	121
Trabalho Submetido em Anais de Congresso	121
Trabalho Completo Publicado em Anais de Congresso	121
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	122
APÊNDICE A	129
APÊNDICE B	141
APÊNDICE C	143

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

Nos últimos anos, a importância e a utilização de fontes de energia renováveis têm ganhado um grande destaque na matriz energética mundial, não somente pela redução da dependência de combustíveis fósseis, mas principalmente por razões ambientais relacionadas com as alterações climáticas e os seus efeitos para a humanidade. Consequentemente, a energia solar vem despertando interesse em diversos países por ser uma tecnologia considerada limpa, inesgotável e com menor impacto ambiental em relação as fontes tradicionais de energia (BLOCK, SALAMANCA, *et al.*, 2014).

Dentro deste contexto, o *smart grid* é um conceito que foi amplamente difundido no ambiente dos futuros sistemas de energia que irão atender à crescente demanda do planeta no atual cenário de sua transição para uma matriz energética sustentável, impondo diferenças notáveis em relação a concepção e no modo de operação dos sistemas tradicionais em vários aspectos, uma vez que terá que otimizar critérios como custo e créditos de energia, fluxo de potência, estabilidade do sistema e qualidade da tensão e corrente aplicadas na rede (HAUGAN e TEDESCHI, 2015).

Atualmente, o uso de cargas não lineares tais como retificadores, circuitos tiristorizados, cicloconversores e fontes chaveadas, aumentam a injeção de correntes harmônicas na rede de distribuição. Os seus efeitos são: a distorção da tensão de alimentação, o aumento das perdas e o aquecimento de equipamentos elétricos, a perturbação no torque dos motores, gerando ruídos e vibrações, o mau funcionamento e as falhas de equipamentos sensíveis a variações de tensões, as ressonâncias das linhas de transmissão e dos bancos de capacitores para correção do fator de potência e a interferência eletromagnética e o envelhecimento prematuro dos equipamentos eletrônicos. Devido a isso, a qualidade da energia tornou-se um tema estratégico em sistemas de distribuição. Consequentemente, as fontes renováveis de energia, como por exemplo a solar, por meio da geração distribuída, irão desempenhar um papel importante para otimizar o número de estratégias de desenvolvimento da rede e melhorar a qualidade de energia, uma vez que os sistemas fotovoltaicos podem reduzir as perdas no sistema de distribuição e aliviar o carregamento de transformadores durante os horários de pico (DOMINGOS, XAVIER, *et al.*, 2015; AMIRULLAH, PENANGSANG e SOEPRIJANTO, 2015; KANDIL, FARAG, *et al.*, 2015).

A fim de conseguir uma melhor utilização da energia gerada, a qualidade de energia em sistemas de distribuição vem sendo o alvo de estudos nestes últimos anos. Neste cenário

várias soluções vêm sendo propostas, entre as quais, encontram-se a compensação de energia reativa e de correntes harmônicas. Estes dois tipos de operação podem ser feitos por meio de componentes passivos ou por conversores eletrônicos de potência, tais como os Compensadores Síncronos Estáticos (do inglês, *Static Synchronous Compensator* - STATCOM) e os Filtros de Ativos de Potência (do inglês, *Active Power Filter* - APF). Por outro lado, devido à natureza da geração de energia fotovoltaica, dispositivos eletrônicos de potência são necessários para converter a tensão CC em tensão alternada. Entre as topologias existentes para injeção de energia, muitos são os trabalhos que as utilizam a fim de unir duas funcionalidades em um único dispositivo, propiciando a injeção de potência ativa e melhoria da qualidade de energia em um único conversor (GONZÁLEZ, PÉREZ-RAMÍREZ e BERISTÁIN, 2015).

O uso generalizado ou específico das unidades de geração distribuída (GD) através das fontes renováveis de energia cria novos problemas para as concessionárias que administram o sistema elétrico devido ao planejamento, controle e gerenciamento do sistema de distribuição, tais como a perda de coordenação em sistemas de proteção devido à sobrecorrentes, religamentos instantâneos e operações em ilhamento. Estas questões envolvem a qualidade da energia gerada no local da planta, além dos problemas associados com a inserção inadequada dessas novas fontes de energia no sistema elétrico de potência (CAMPOCCIA, COCCHIARA, *et al.*, 2013; CATALIOTTI, COCCHIARA, *et al.*, 2008; CHAITUSANEY e YOKOYAMA, 2005; DUGAN e MCDERMOTT, 2002). Como resultado, o inversor fotovoltaico com o fornecimento de energia reativa tem um papel muito importante nos sistemas que envolvam a energia solar. O número de sistemas integrados à rede de baixa tensão é mais elevado do que nas redes de distribuição de média ou alta tensão. Logo, entre os dispositivos convencionais de compensação de energia reativa, alguns são aplicáveis neste tipo de rede por meio de um compensador estático síncrono. Este dispositivo contribui para a melhoria da resposta transitória da rede de distribuição em caso de falhas e distúrbios, aliviando a rede no transporte de reativos e proporcionado que o seu fornecimento seja feito o mais próximo dos consumidores ou das cargas (SUYATA, PO-NGAM e TARASANTISUK, 2014; RAFI, HOSSAIN e LESKARAC, 2015; THARANI e DAHIYA, 2014).

Com a proliferação do uso da geração distribuída e de sua conexão na rede, diversas normas e padrões internacionais foram criados e adotados para minimizar os impactos causados nos sistemas de distribuição, tais como critérios que regulam as baixas distorções harmônicas da tensão gerada, além da sua amplitude e frequência de acordo com os valores da rede no ponto de acoplamento comum (PAC). Em abril de 2012, a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) lançou a resolução normativa nº 482 no Diário Oficial da União estabelecendo as

condições gerais para o acesso a microgeração e minigeração distribuída, destacando-se também os sistemas de compensação de energia elétrica (GONÇALVES, 2015).

1.1. Objetivos Gerais

Considerando o contexto exposto, que apresenta as questões e desafios relacionados à qualidade da energia elétrica nas redes de distribuição, esta dissertação apresenta um estudo e implementação computacional de uma topologia de inversores fotovoltaicos para o controle da potência reativa injetada na rede, compensando de forma ativa o fator de potência e aumentando a qualidade de energia no local da instalação da planta.

1.2. Objetivos Específicos

- Descrever e analisar matematicamente o modelo elétrico das células solares;
- Caracterizar o estado da arte das principais topologias de rastreadores de máxima potência e definir o algoritmo utilizado para aplicá-lo em um conversor CC-CC para a extração da máxima potência;
- Caracterizar os principais tipos de conversores CC-CC que podem ser empregados como estágio intermediário entre a planta fotovoltaica e o inversor trifásico, apresentando a modelagem matemática e as equações diferenciais que definem o comportamento do conversor escolhido para seu controle;
- Caracterizar as principais topologias de conversores CC-CA e suas formas de comutação, destacando a modelagem matemática em função do filtro de saída para o controle da estrutura empregada nesta dissertação;
- Estudar e definir um algoritmo de sincronização da tensão gerada pelo inversor com o sistema de distribuição de energia;
- Desenvolver um sistema fotovoltaico completo de dois estágios, conversores CC-CC e CC-CA, no ambiente de simulação do MATLAB/Simulink®;
- Desenvolver um sistema de controle para a regulação do fluxo de potência ativa do inversor e compensação da energia reativa vista pela rede, reduzindo o conteúdo harmônico injetado na mesma e aumentando o fator de potência;
- Analisar os resultados computacionais obtidos;

1.3. Organização do Trabalho

A organização desta dissertação pode ser dividida em quatro tópicos:

- No Capítulo 2 é apresentada a Revisão Bibliográfica sobre o conteúdo deste trabalho, em que se discute a modelagem matemática das células solares, os principais algoritmos de rastreamento de máxima potência, algumas topologias de conversores CC-CC e CC-CA, bem como os algoritmos mais básicos de sincronização com a rede de distribuição e as formas de comutação das chaves do inversor e os filtros empregados em sua saída;
- No Capítulo 3 é mostrada a metodologia dos sistemas de controle empregada no inversor fotovoltaico, em que apresenta a modelagem matemática dos conversores e o projeto dos compensadores;
- No Capítulo 4 são discutidos os resultados obtidos com o sistema de controle proposto para diferentes perfis de cargas locais aplicadas após o filtro LC do inversor, podendo-se analisar a eficiência do sistema para compensação de reativos e harmônicos;
- Por fim, conclui-se o trabalho discutindo as vantagens e desvantagens do esquema de controle proposto, além de abordar os trabalhos futuros;

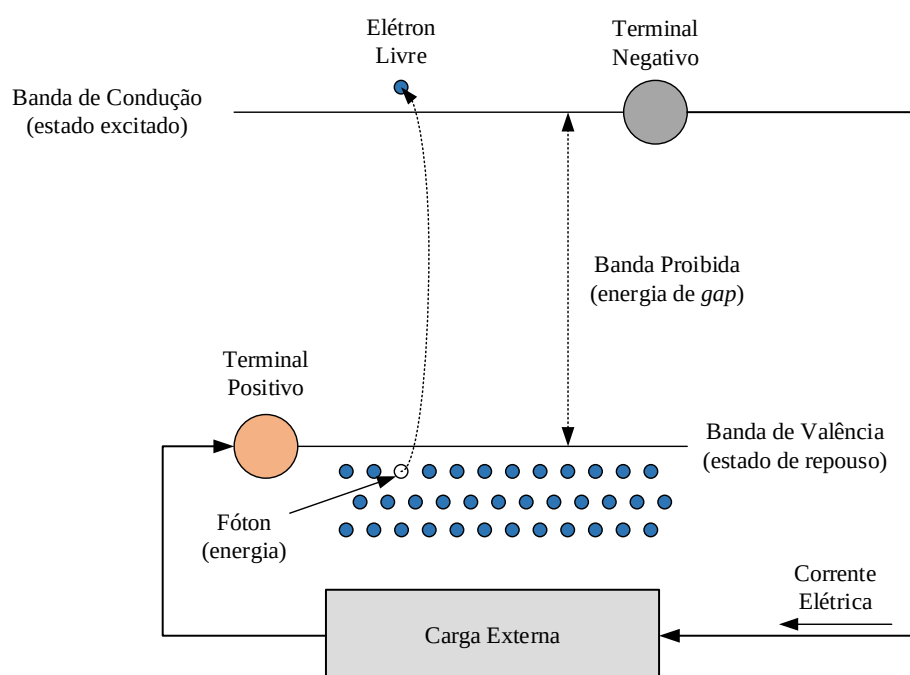
CAPÍTULO 2

REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1. Células Solares

As células solares são dispositivos semicondutores que convertem a energia eletromagnética da luz solar em energia elétrica através do efeito fotovoltaico; constituem em um tipo de tecnologia que gera uma corrente contínua quando iluminada por fótons, sendo frequentemente composta por materiais que possuem elétrons em estado de repouso, porém semilivres, que ocupam a banda de valência da estrutura. Quando os fótons incidem sobre o semicondutor, uma determinada quantidade de energia (energia de *gap*) é aplicada nos elétrons e as ligações na camada de valência são quebradas, levando-os a se moverem para a banda de condução (NAYAN e ULLAH, 2015; NEZAMI e SARWAR, 2015). Se uma carga externa for conectada, os elétrons passam a se movimentar, ocasionando a circulação de corrente elétrica no sistema, conforme apresenta a Figura 1.

Figura 1 - Física da Célula Solar



Fonte: Adaptado de Nayan e Ullah (2015).

2.1.1. Circuito Elétrico Equivalente

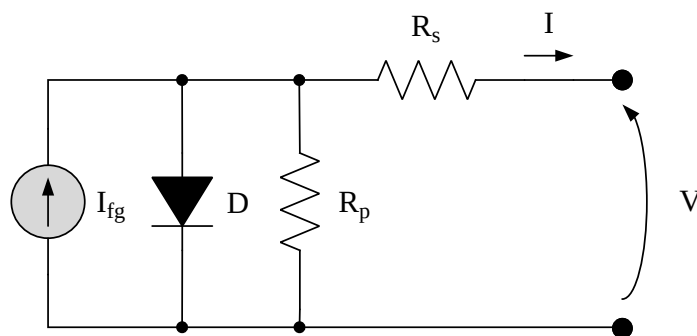
A modelagem de dispositivos fotovoltaicos utilizando um circuito elétrico equivalente (modelo de parâmetros concentrados) é de particular interesse, uma vez que permite realizar a

simulação conjunta de um dispositivo fotoelétrico com interfaces nos sistemas de eletrônica de potência. Tais simulações permitem otimizar o projeto de painéis solares e sistemas de energia, além de fornecer uma assistência valiosa durante o desenvolvimento de algoritmos de rastreamento do ponto de máxima potência sem experimentos caros, mas usando apenas modelos de computador (LINEYKIN, AVERBUKH e KUPERMAN, 2014).

O fator chave que afeta os resultados da simulação e a exatidão na representação das características não-lineares do sistema fotovoltaico é a modelagem. Existem diferentes tipos de modelos paramétricos apresentados em várias literaturas nas últimas décadas, como modelo do diodo único, dois diodos, três diodos, modelo com considerações de sombreamento parcial, entre outros. Os modelos mais utilizados são o do diodo único e o do duplo diodo, pois proporcionam melhores relações com uma célula solar prática. Tendo em mente a simplicidade na implementação e o baixo tempo computacional gasto na extração dos parâmetros, bem como nas suas curvas características, apresentam um erro mínimo com respeito às propriedades da célula solar de acordo com a folha de dados do fabricante (TAMRAKAR, GUPTA e SAWLE, 2015).

Uma maneira bastante empregada para se obter a relação de tensão e corrente de um módulo fotovoltaico é através da representação da junção *pn* como uma fonte de corrente ligada em paralelo com um diodo, representando a corrente fotogerada através da conversão eletromagnética da luz solar em energia elétrica e o efeito da recombinação dos portadores de carga da junção semicondutora, além da corrente de saturação reversa do módulo, respectivamente. A Figura 2 mostra o circuito elétrico equivalente de um módulo solar real, modelo do diodo único *D*, considerando as resistências parasitas envolvidas no seu processo de fabricação (BARROSO, CORREIA, *et al.*, 2014; TAN, TAI e MOK, 2013):

Figura 2 - Circuito Equivalente do Modelo do Diodo Único de um Módulo Solar



Fonte: Adaptado de Marinkovik (2013)

O desempenho de uma célula solar é reduzido devido à influência de vários mecanismos de perda de energia. Para maximizar a conversão fotovoltaica, as perdas nas células solares devem ser minimizadas de acordo com a sua origem, sendo classificadas em dois grandes grupos: perdas devido a corrente de fuga do diodo, que são associadas as imperfeições da junção *pn* que envolvem as impurezas do cristal, modeladas por uma resistência paralela, e perdas ôhmicas, associadas as perdas no material semiconductor, malha de metalização e contatos das células solares, representada por uma resistência série. A Equação (1) apresenta a relação entre a corrente e a tensão geradas de um módulo fotovoltaico a partir dos parâmetros do seu circuito elétrico equivalente de um diodo (MARINKOVIC, 2013; EBERHARDT, 2005; TAMRAKAR, GUPTA e SAWLE, 2015):

$$I = I_{fg} - I_o \left(e^{\frac{q(V + IR_s)}{m_D n_s k_B T}} - 1 \right) - \frac{V + IR_s}{R_p} \quad (1)$$

em que R_s e R_p representam as resistências série e paralela do módulo completo, I_{fg} a corrente fotogerada, I_o a corrente de saturação reversa da junção *pn*, n_s o número de células solares associadas em série, m_D o fator de idealidade do diodo da junção *pn*, q a carga do elétron, k_B a constante de Boltzmann e T a temperatura do módulo em Kelvin.

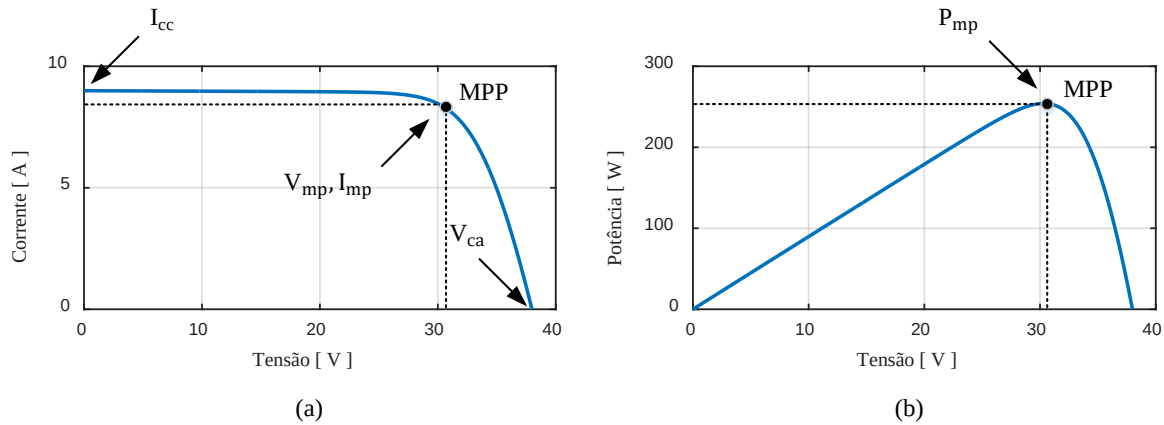
2.1.2. Curvas Características dos Módulos Fotovoltaicos

A determinação das curvas características de um dispositivo fotovoltaico é de suma importância para a obtenção dos parâmetros matemáticos envolvidos no seu circuito elétrico equivalente, pois é por meio delas que se obtêm as informações necessárias sobre o desempenho elétrico do gerador fotovoltaico, a respeito dos projetos que envolvem a integração com a eletrônica de potência (BÜHLER, 2011).

A Figura 3 traduz graficamente as características elétricas dos módulos fotovoltaicos através das curvas da corrente *versus* tensão (I-V) e potência *versus* tensão (P-V). A primeira é regida pela Equação (1), para uma condição fixa de irradiação solar e temperatura, que na prática influencia no aumento ou diminuição da corrente de curto-circuito e da tensão terminal; a segunda é obtida multiplicando cada valor de tensão pelo correspondente valor de corrente. Nota-se que a potência é variável ao longo da tensão, apresentando um valor máximo na região do joelho da curva I-V. Além disto, I_{cc} é a corrente de curto-circuito, V_{ca} é a tensão de circuito aberto e *MPP* é o ponto de máxima potência da curva (do inglês, *Maximum Power Point*), em

que P_{mp} é a potência máxima gerada em watts; V_{mp} e I_{mp} são a tensão e corrente fornecidas correspondentes ao ponto da máxima potência (BÜHLER, 2007).

Figura 3 - Curvas Características de um Módulo Fotovoltaico
(a) Corrente versus Tensão (b) Potência versus Tensão



Fonte: autoria própria

2.1.3. Rastreamento do Ponto de Máxima Potência (MPPT)

A Equação (1) mostra que as características de saída dos módulos fotovoltaicos são não lineares e dependem, exclusivamente, da intensidade da luz solar, da temperatura ambiente e das condições da carga que é aplicada em seus terminais. Isto significa que o gerador fotovoltaico pode operar com diferentes valores de tensão de saída, porém em apenas em um determinado valor de tensão, a potência fornecida é capaz de atingir o seu máximo valor; ponto pelo qual se denomina de máxima potência (SHENG-QING, BIN, *et al.*, 2014).

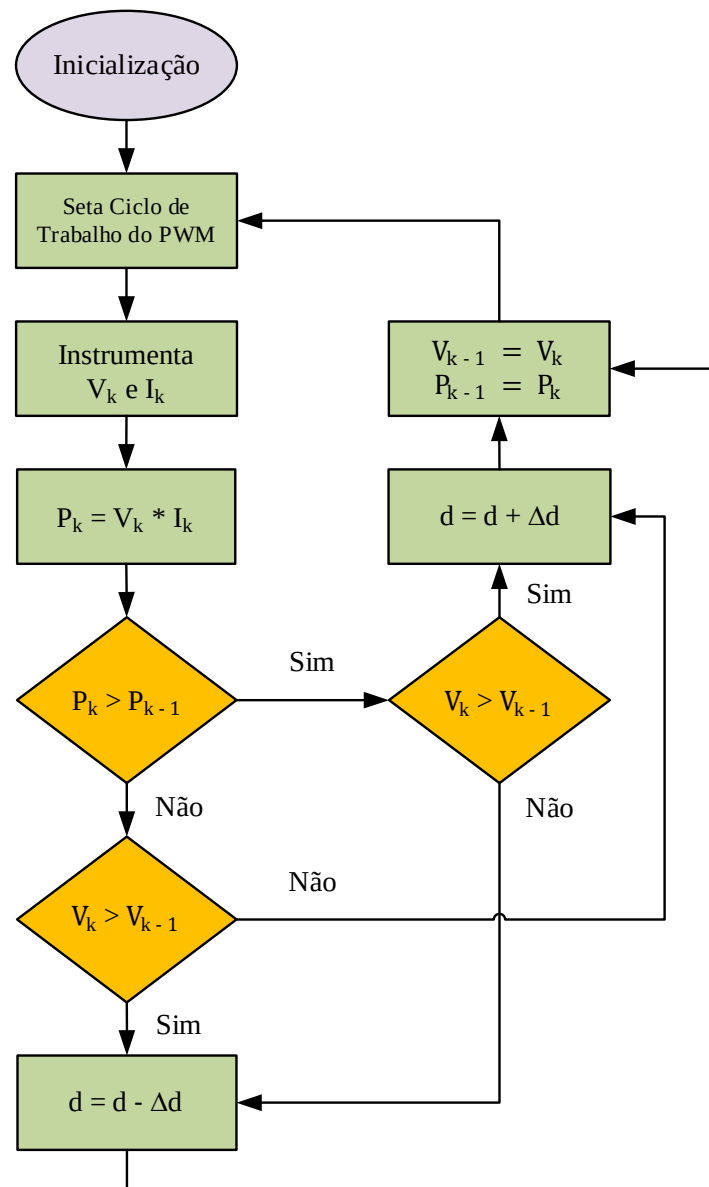
A fim de aumentar a eficiência do sistema, métodos são empregados para realizar a máxima transferência de energia entre a fonte e a carga. Um destes métodos é o do rastreamento do ponto de máxima potência (do inglês, *Maximum Power Point Tracking* - MPPT), que consiste em obter a máxima energia a partir de uma fonte variável de tensão. Em sistemas fotovoltaicos, isto ocorre através de um conversor CC-CC, em que a forma de acionamento da chave semicondutora depende dos algoritmos empregados em sua implementação. Os métodos mais conhecidos são: perturbar e observar, condutância incremental, tensão constante e corrente constante (SATPATHY, 2012).

2.1.3.1. Algoritmo de Perturbar e Observar

O algoritmo de Perturbar e Observar (P&O) é a estratégia de MPPT mais utilizada e mais simples de ser implementada. O seu funcionamento consiste em periodicamente perturbar

(aumentar ou diminuir) a tensão de saída do módulo fotovoltaico através da variação do ciclo de trabalho d do conversor CC-CC. Sempre que este é variado, calcula-se o novo valor de potência do módulo e este é comparado com o valor anteriormente existente. Se o valor da tensão mudar e existir um aumento na potência produzida, o controlador move o MPP nesta direção, sendo que a próxima perturbação também vai ocorrer nesse mesmo sentido e, caso a potência de saída diminua, o próximo ciclo efetua-se no sentido inverso. Assim, o módulo opera sempre em torno do ponto de máxima potência, isto é, quando a derivada da potência gerada em relação da tensão é nula ou próxima de zero (BONIFÁCIO, 2010; VERMA, NEMA, *et al.*, 2016). O fluxograma da Figura 4 mostra o funcionamento básico do algoritmo do P&O:

Figura 4 - Fluxograma do Algoritmo P&O

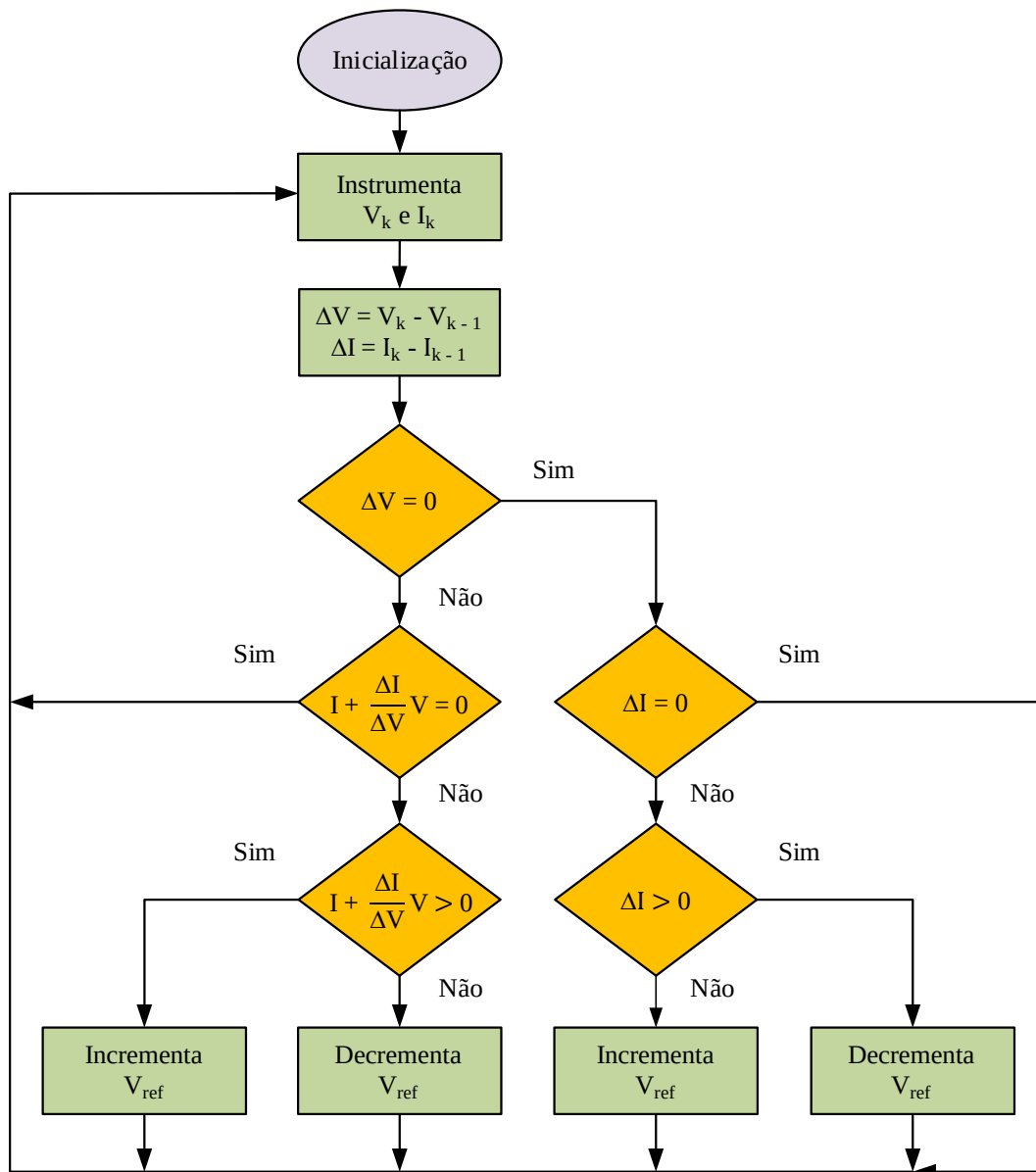


Fonte: adaptado de Verma, Nema, *et al.* (2016)

2.1.3.2. Condutância Incremental

O algoritmo da Condutância Incremental determina a tensão de máxima potência por meio do sinal da expressão da derivada da curva P-V do gerador fotovoltaico; é possível mostrar que $dP/dV = I + V * dI/dV$. Portanto, este método pode determinar que o MPPT atingiu o ponto de máxima potência e parar de perturbar o ponto de operação, uma vez que a derivada é nula. Se esta condição não for satisfeita, a direção na qual o ponto operacional do MPPT deve ser perturbado pode ser determinada por meio da relação entre $dI/dV = -i/v$, que corresponde a condutância vista pelo sistema. O fluxograma da Figura 5 mostra o funcionamento básico do algoritmo descrito (SERA, KERKES, *et al.*, 2006; HUSSEIN, MUTA, *et al.*, 1995):

Figura 5 - Fluxograma do Algoritmo da Condutância Incremental



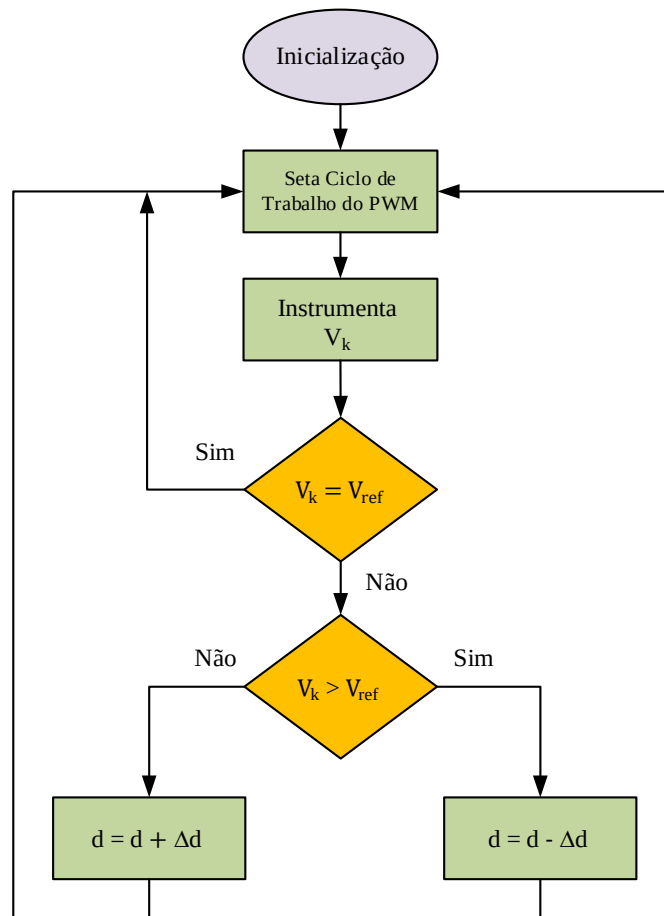
Fonte: adaptado de Hussein, Muta, *et al.* (1995)

A Condutância Incremental pode acompanhar rapidamente as condições de irradiação crescente e decrescente com maior exatidão do que o algoritmo P&O. No entanto, a presença de ruídos e erros devidos à medição e quantização, faz com este método gere oscilações ao redor do ponto de máxima potência, além de poder ser confundido em condições atmosféricas de rápida variação. Outra desvantagem deste algoritmo é a maior complexidade quando comparada com o P&O, uma vez que o tempo computacional é maior e ocasiona um retardo na frequência de amostragem da tensão e da corrente da matriz fotovoltaica (SERA, KEREKES, *et al.*, 2006).

2.1.3.3. Tensão Constante

Baseia-se na observação de que o MPP ocorre entre 72% e 78% da tensão de circuito aberto do módulo fotovoltaico para uma condição atmosférica padrão; o ciclo de trabalho do conversor CC-CC é ajustado para se obter a tensão desejada. O algoritmo é simples, rápido e de fácil desenvolvimento, podendo ser observado na Figura 6 (VERMA, NEMA, *et al.*, 2016):

Figura 6 - Fluxograma do Algoritmo da Tensão Constante



Fonte: adaptado de Verma, Nema, *et al.* (2016)

O algoritmo da Tensão Constante apresenta uma exatidão limitada, uma vez que é necessário ler a tensão de circuito aberto do módulo em intervalos regulares, sendo usado apenas quando a variação de temperatura é lenta; uma célula piloto pode ser inserida para resolver a questão da desconexão do módulo fotovoltaico do sistema, já que a leitura da tensão de circuito aberto é feita externamente. Por outro lado, a célula utilizada tem de ser selecionada cuidadosamente para que possa refletir corretamente o comportamento do módulo utilizado; além disto, devido à sua localização, a mesma pode não estar nas mesmas condições gerais que o resto do sistema (sujidade, sombra), o que pode levar a um MPP errado (VERMA, NEMA, *et al.*, 2016; BONIFÁCIO, 2010).

2.1.3.4. Corrente Constante

O método da Corrente Constante apresenta o mesmo princípio de funcionamento do algoritmo descrito na Figura 6, baseando-se no fato de que a relação entre a corrente no MPP e a corrente de curto-circuito é controlada por um fator de relação praticamente linear para diferentes níveis de radiação. Assim, o ponto de máxima potência é determinado através de uma corrente de referência que varia entre 78% a 92% da corrente de curto-circuito do módulo fotovoltaico (BONIFÁCIO, 2010; VERMA, NEMA, *et al.*, 2016).

2.2. Conversores CC-CC

Os conversores CC-CC são circuitos eletrônicos de potência que convertem uma tensão contínua para outro valor de saída regulável e estável; são amplamente utilizados nos equipamentos de fornecimento de energia para a maioria dos instrumentos eletrônicos, bem como em aplicações especializadas de alta potência, como carregamento de baterias, inversores de frequência, filtros ativos, compensadores síncronos, soldagem, entre outras. Além da transformação de tensão contínua controlável e idealmente sem perdas, os conversores CC-CC também podem fornecer isolamento galvânico por meio da incorporação de um pequeno transformador de alta frequência. As diversas topologias de circuitos variam dos conversores de *buck*, *boost* e *buck-boost* de um único transistor a configurações mais complexas que compreendem dois ou quatro dispositivos e que empregam técnicas de comutação suave ou de ressonância para controlar as perdas de comutação. Contudo, métodos semelhantes de análise e controle são aplicados a muitos destes conversores (FORSYTH e MOLLOV, 1998; HART, 2010).

Os vários arranjos dos componentes, e seu funcionamento, determinarão as características do conversor CC-CC, resultando, assim, em muitas topologias diferentes. É a colocação

estratégica dos componentes que os sujeitarão a determinado estresse elétrico e térmico, associada também ao volume, ao peso e ao custo do total sistema. Em um esforço para minimizar estes fatores, o projetista é obrigado a encontrar um equilíbrio entre o desempenho do conversor e os níveis de potência e da tensão a serem transferidas. Algumas topologias selecionadas e suas características são apresentadas Tabela 1 (ALAVI e DOLATABADI, 2015; ANUPAMA, HUSSAISAR, *et al.*, 2014), enquanto que os subtópicos que se seguem descrevem o modo de operação destes conversores em condução contínua. Os modos crítico e descontínuo não serão abordados neste trabalho.

Tabela 1 - Comparativo das Topologias de Conversores CC-CC

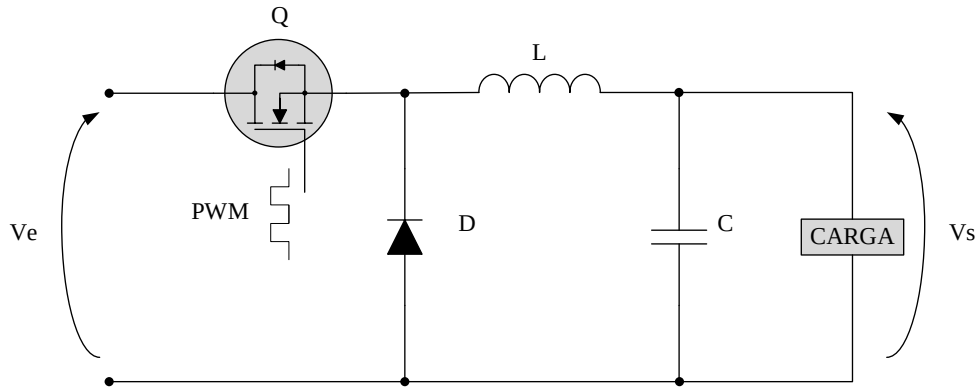
Topologia	Potência (W)	Tensão de Entrada (V)	Transformador (isolação)	Eficiência (%)	Custo Relativo
<i>Buck</i>	0-1000	5-1000	Não	78	1,0
<i>Boost</i>	0-150	5-600	Não	80	1,0
<i>Buck-Boost</i>	0-150	5-600	Não	80	1,0
<i>Flyback</i>	0-150	5-500	Sim	80	1,2
<i>Forward</i>	0-150	5-600	Sim	78	1,4
<i>Push-Pull</i>	100-1000	50-1000	Sim	75	2,0
<i>Half-Bridge</i>	100-500	50-1000	Sim	75	2,2
<i>Full-Bridge</i>	400-2000	50-1000	Sim	73	2,5

Fonte: adaptado de Alavi e Dolatabadi (2015); Anupama, Hussaisar, *et al.* (2014)

2.2.1. Conversor *Buck*

Em um regulador *buck*, a tensão média de saída V_s é menor do que a de entrada V_e . O transistor Q atua como uma chave controlada, enquanto que o diodo D atua como um interruptor não controlado. Os dispositivos operam como duas chaves bidirecionais de um polo e dois terminais. A tensão de saída é regulada utilizando a modulação de largura de pulsos (do inglês, *Pulse-Width Modulation* – PWM) com frequência fixa e ciclo ativo de trabalho (d) variável. O princípio de funcionamento do circuito pode ser dividido em duas etapas: no modo 01, o transistor está ligado, a corrente de entrada cresce, fluindo através do indutor, capacitor e da carga; no modo 02, o transistor é desligado e o diodo de roda-livre (do inglês, *freewheeling diode*) é acionado para descarregar a energia do indutor no capacitor e na carga, diminuindo a corrente até o instante em que transistor for acionado novamente. A Figura 7 apresenta a topologia do conversor *buck* e a Equação (2) reproduz a sua característica (RASHID, 2014; HART, 2010; ERICKSON e MAKSIMOVIC, 2001; MOHAN, UNDELAND e ROBBINS, 1995):

Figura 7 - Conversor *Buck*



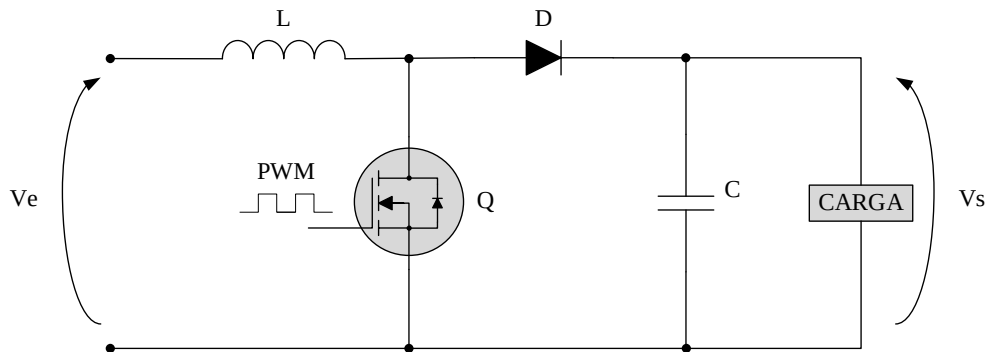
Fonte: autoria própria

$$V_s = dV_e \quad (2)$$

2.2.2. Conversor *Boost*

Em um regulador *boost*, a tensão média de saída V_s é maior do que a de entrada V_e . O transistor Q atua como uma chave controlada, enquanto que o diodo D atua como um interruptor não controlado. O princípio de funcionamento do circuito pode ser dividido em duas etapas: no modo 01, o transistor está ligado, a corrente de entrada cresce, fluindo através do indutor, enquanto que o capacitor mantém a tensão e corrente da carga; no modo 02, o transistor é desligado, acionando o diodo, que permite o indutor descarregar sua energia armazenada no capacitor e na carga, diminuindo a corrente até o instante em que transistor for acionado novamente. A Figura 8 apresenta a topologia do conversor *boost* e a Equação (3) reproduz a sua característica (RASHID, 2014; HART, 2010; ERICKSON e MAKSIMOVIC, 2001; MOHAN, UNDELAND e ROBBINS, 1995):

Figura 8 - Conversor *Boost*



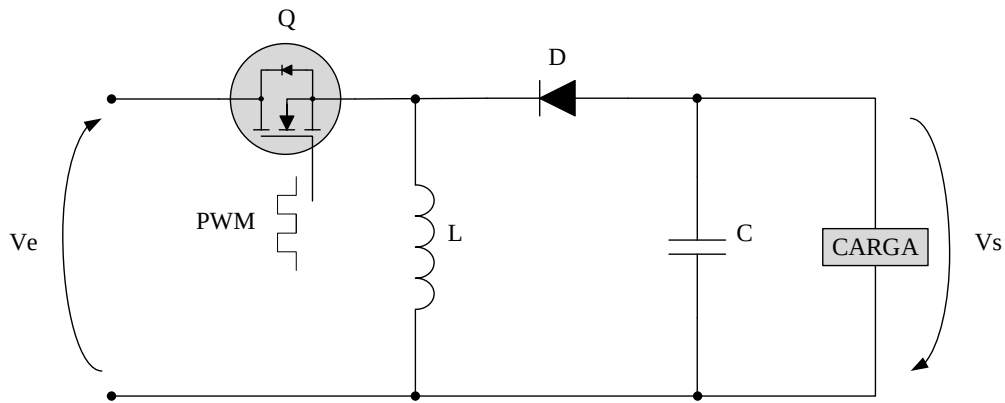
Fonte: autoria própria

$$V_s = \frac{V_e}{1 - d} \quad (3)$$

2.2.3. Conversor *Buck-Boost*

Um regulador *buck-boost* fornece uma tensão de saída que pode ser menor ou maior do que a tensão de entrada. Como a tensão de saída é oposta à da entrada, esse regulador é conhecido como regulador inversor. O princípio de funcionamento do circuito pode ser dividido em duas etapas: no modo 01, o transistor está ligado, a corrente de entrada cresce, fluindo através do indutor, enquanto que o capacitor mantém a tensão e corrente da carga; no modo 02, o transistor é desligado, acionando o diodo, que permite o indutor descarregar sua energia armazenada no capacitor e na carga, diminuindo a corrente até momento em que transistor for acionado novamente. Entretanto, diferente dos demais conversores apresentados, o fluxo de carga no capacitor é no sentido inverso, o que implica a inversão de polaridade do sistema sem a utilização de um transformador. A Figura 9 apresenta a topologia do conversor *buck-boost* e a Equação (4) reproduz a sua característica (RASHID, 2014; HART, 2010; ERICKSON e MAKSIMOVIC, 2001; MOHAN, UNDELAND e ROBBINS, 1995):

Figura 9 - Conversor *Buck-Boost*



Fonte: autoria própria

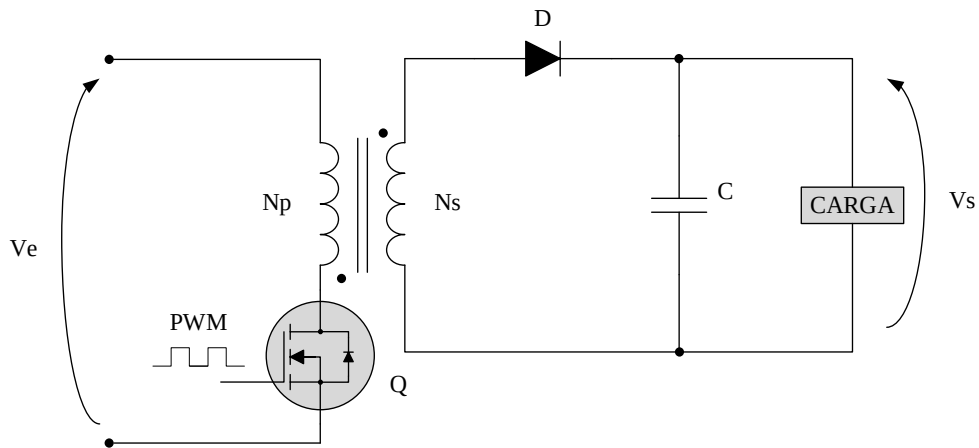
$$V_s = -\left(\frac{d}{1 - d}\right) V_e \quad (4)$$

2.2.4. Conversor *Flyback*

O princípio de funcionamento do conversor *flyback* é semelhante ao do conversor *buck-boost*, em que a energia é armazenada em indutor magneticamente acoplado através do enrolamento primário, quando o transistor opera como chave fechada, sendo transferida para o

capacitor e carga por meio do secundário, quando o mesmo deixa de conduzir. O enrolamento do indutor acoplado é realizado com polaridade invertida para garantir um fluxo de carga no capacitor no sentido direto, isto é, a tensão é mantida positiva durante a conversão. A Figura 10 apresenta a topologia do conversor *flyback* e a Equação (5) reproduz a sua característica (RASHID, 2014; HART, 2010; ERICKSON e MAKSIMOVIC, 2001; MOHAN, UNDELAND e ROBBINS, 1995):

Figura 10 - Conversor *Flyback*



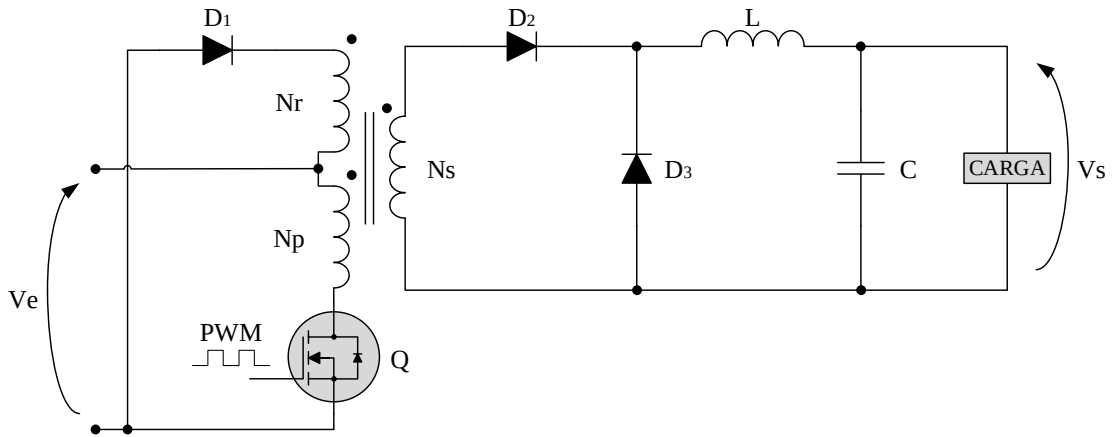
Fonte: autoria própria

$$V_s = \left(\frac{d}{1-d} \right) \left(\frac{N_s}{N_p} \right) V_e \quad (5)$$

2.2.5. Conversor *Forward*

O conversor *forward* possui um funcionamento semelhante ao *flyback*. O núcleo do indutor é descarregado através de um enrolamento de reinicialização, em que a energia armazenada é devolvida para a fonte, enquanto que o indutor de saída recarrega o capacitor e mantém a corrente da carga. A configuração do circuito permite apenas que o indutor transfira energia quando a tensão sobre o enrolamento primário é positiva, isto é, quando o transistor atua como chave ligada. A tensão de saída é analisada como a de um conversor *buck*, isto é, como uma abaixador de tensão. A Figura 10 apresenta a topologia do conversor *forward*, em que a Equação (6) reproduz a sua característica; em outras topologias, são utilizados dois transistores como chave e o enrolamento de reinicialização é removido, simplificando o projeto do transformador de alta frequência. Além disto, neste tipo de conversor, o ciclo ativo de trabalho é limitado no intervalo de operação de 0 a 50% (RASHID, 2014; HART, 2010; ERICKSON e MAKSIMOVIC, 2001; MOHAN, UNDELAND e ROBBINS, 1995):

Figura 11 - Conversor *Forward*



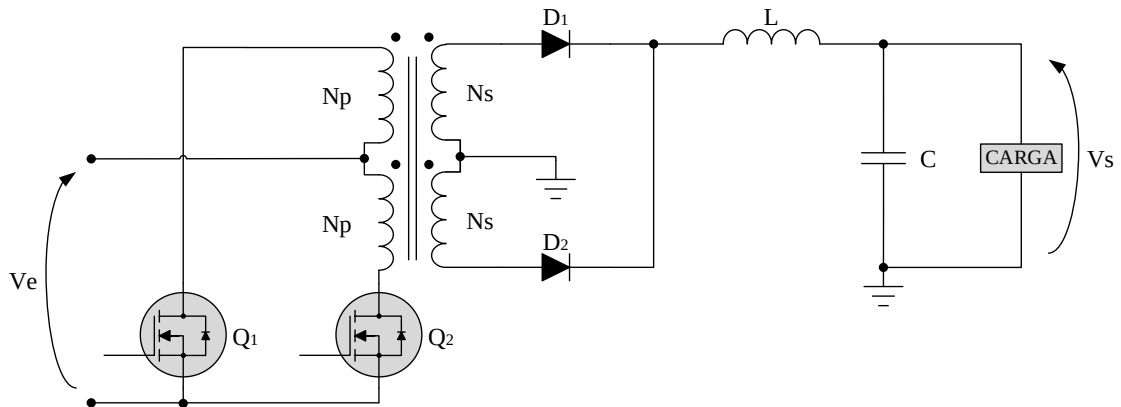
Fonte: autoria própria

$$V_s = d \left(\frac{N_s}{N_p} \right) V_e \quad (6)$$

2.2.6. Conversor *Push-Pull*

O conversor *push-pull* possui um princípio de funcionamento semelhante ao conversor *forward* e pode ser dividido em duas etapas: no modo 01, o transistor Q_1 é acionado fazendo com seja induzida corrente no enrolamento secundário através do diodo D_2 , carregando o indutor; o modo 02 é semelhante, porém o transistor Q_2 é acionado e a corrente flui através de D_1 . O circuito opera como um conversor buck e a Figura 12 apresenta a topologia do conversor *push-pull*, em que a Equação (7) reproduz a sua característica (RASHID, 2014; HART, 2010; ERICKSON e MAKSIMOVIC, 2001; MOHAN, UNDELAND e ROBBINS, 1995):

Figura 12 - Conversor *Push-Pull*



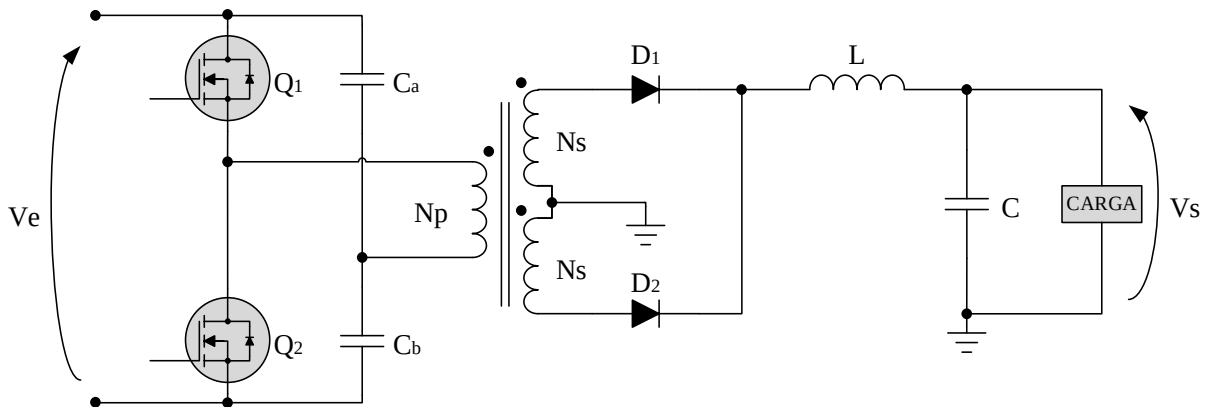
Fonte: autoria própria

$$V_s = 2d \left(\frac{N_s}{N_p} \right) V_e \quad (7)$$

2.2.7. Conversores *Half-Bridge* e *Full-Bridge*

O conversor *half-bridge* (meia ponte) pode ser visto como dois conversores *forward* conectados em *back-to-back*, alimentados pela mesma tensão de entrada; cada um deles fornece energia para carga alternadamente a cada semiciclo. Nesta topologia, dois capacitores são conectados entre os terminais de entrada com um polo do enrolamento primário, a fim de permitir que tensão aplicada sobre o mesmo seja metade da fonte. Quatro etapas regem a operação deste conversor: no modo 01, apenas o transistor Q_1 está ligado e, conseqüentemente, o diodo D_1 está diretamente polarizado, carregando o indutor; no modo 02, as chaves estão desligas e os diodos D_1 e D_2 são forçados a conduzir a corrente de magnetização do modo anterior; no modo 03, somente o transistor Q_2 está ligado e diodo D_2 conduz, semelhante ao modo 01; o modo 04 é idêntico ao modo 02. O conversor de meia ponte pode operar tanto como abaixador ou elevador de tensão, bastando apenas realocar o indutor de filtro na saída ou na entrada do sistema, respectivamente. A Figura 13 apresenta a topologia do conversor *half-bridge-buck*, em que a Equação (8) reproduz a sua característica (RASHID, 2014; HART, 2010; ERICKSON e MAKSIMOVIC, 2001; SEVERNS e BLOOM, 1985):

Figura 13 - Conversor *Half-Bridge* Abaixador



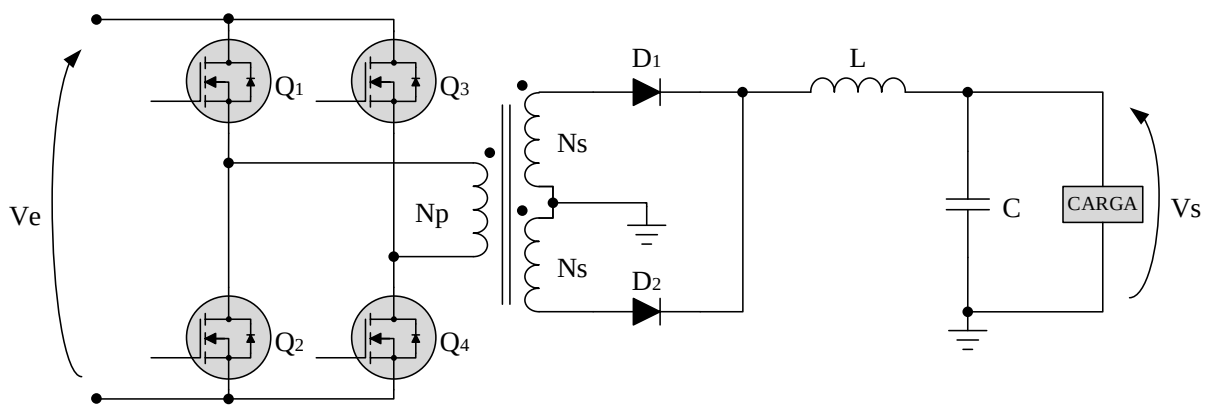
Fonte: autoria própria

$$V_s = 2d \left(\frac{N_s}{N_p} \right) V_e \quad (8)$$

O conversor *full-bridge* (ponte completa) opera de modo semelhante ao conversor *half-bridge*, entretanto utiliza quatro chaves e o enrolamento primário recebe integralmente a

tensão de entrada. Quatro etapas também regem a operação deste conversor: no modo 01, os transistores Q_1 e Q_4 estão ligados e, conseqüentemente, o diodo D_1 está diretamente polarizado, carregando o indutor; no modo 02, as chaves estão desligas e os diodos D_1 e D_2 são forçados a conduzir a corrente de magnetização do modo anterior; no modo 03, somente os transistores Q_2 e Q_3 estão ligados e diodo D_2 conduz, semelhante ao modo 01; o modo 04 é idêntico ao modo 02. Assim como no conversor de meia ponte, o ponto completa pode operar como abaixador ou elevador de tensão. A Figura 14 apresenta a topologia do conversor *full-bridge-buck* e a Equação (7) também reproduz a sua característica (RASHID, 2014; HART, 2010; ERICKSON e MAKSIMOVIC, 2001; SEVERNS e BLOOM, 1985):

Figura 14 - Conversor *Full-Bridge* Abaixador



Fonte: autoria própria

No conversor de ponte completa, assim como no de meia ponte, os quatro transistores podem ser acionados ao mesmo tempo para descarregar transformador, uma vez que a fonte é protegida pelo indutor de filtro e armazenamento de energia da entrada; em ambas as topologias, o transformador pode ter o enrolamento secundário simplificado para apenas uma bobina sem tomada central, por meio da utilização de uma ponte retificadora de onda completa (quatro diodos) (ERICKSON e MAKSIMOVIC, 2001).

2.3. Conversores CC-CA

Os conversores CC-CA são conhecidos como inversores. A função de um inversor consiste em converter uma tensão de entrada contínua em uma tensão de saída alternada simétrica de amplitude e frequência desejadas. Uma tensão variável de saída pode ser obtida variando-se a amplitude da tensão CC de entrada e mantendo-se o ganho do inversor constante. Por outro lado, se a tensão for fixa e não-controlável, uma tensão variável pode ser obtida através da variação do ganho do inversor, a qual é normalmente realizada pelo controle PWM; o ganho

do inversor pode ser definido como a relação entre a tensão de linha de saída alternada e a tensão de entrada contínua, chamado de índice de modulação (RASHID, 2014; AHMED, 2000). Neste trabalho, o inversor trifásico utilizado irá operar com três fios na saída.

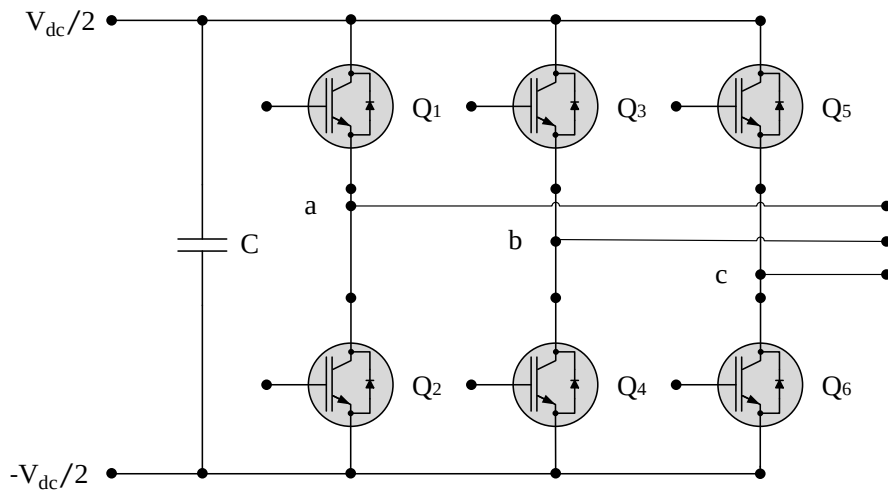
2.3.1. Principais Topologias e Formas de Comutação

Os inversores trifásicos podem ser classificados de acordo com a topologia empregada, isto é, por meio da disposição das chaves semicondutoras e da fonte CC, como os conversores de dois níveis, três níveis (com neutro acessível) ou em cascata, e com os princípios de comutação empregados, tais como o PWM senoidal e Modulação por Vetores Espaciais (do inglês, *Space Vector Modulation - SVM*) (AHMED, 2000; SHARKH, ABUSARA, *et al.*, 2014).

2.3.1.1. Inversor de Dois Níveis

A topologia de inversor mais utilizada é o conversor trifásico de dois níveis que pode ser observado na Figura 15; consiste em três braços ou pernas (a, b, c), cada uma composta por um par de transistores com um diodo em antiparalelo. As três pernas do conversor estão ligadas através de um capacitor que armazena energia em forma de tensão contínua, *link-CC*, que proporciona um percurso de baixa indutância para as correntes que variam rapidamente através das chaves semicondutoras (SHARKH, ABUSARA, *et al.*, 2014).

Figura 15 - Conversor Trifásico de Dois Níveis



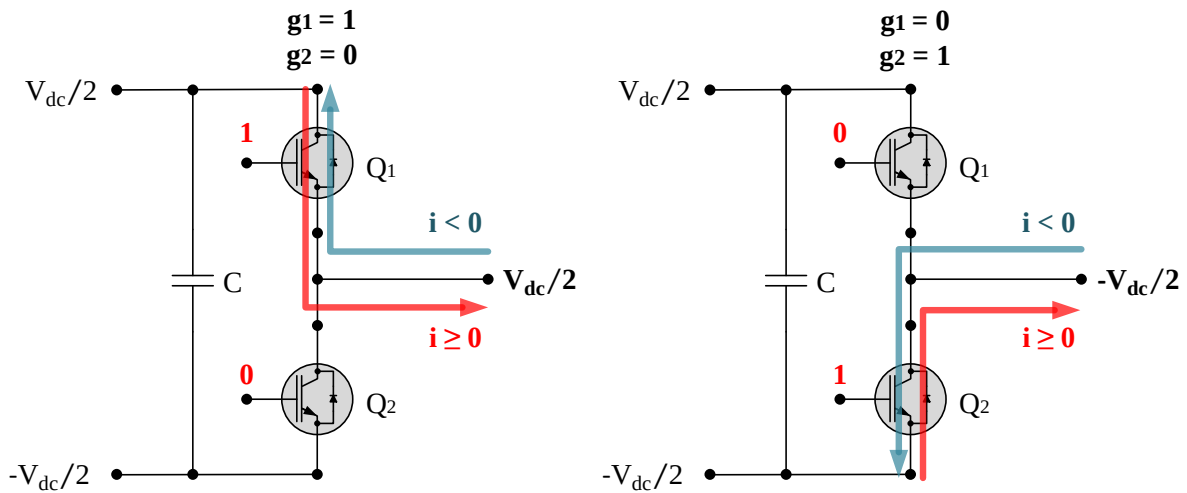
Fonte: autoria própria

A comutação ativa das chaves é controlada através dos sinais transmitidos aos controladores dos módulos dos transistores. Os sinais de bloqueio para os pares Q_1Q_2 , Q_3Q_4 e Q_5Q_6

serão simbolizados como g_1g_2 , g_3g_4 e g_5g_6 , respectivamente; cada sinal de abertura pode ser igual a zero (interruptor desligado) ou a unidade (interruptor ligado). No entanto, o chaveamento dos módulos nunca deve ser feito ao mesmo tempo, pois isso ocasionaria o curto-circuito do capacitor do *link-CC*. Durante a operação do conversor, as chaves de cada perna devem operar de modo complementar, além de curtos intervalos de tempo morto, durante os quais ambos os sinais são definidos como zero. Como a tensão de saída desejada é uma onda senoidal, um sinal do mesmo tipo é utilizado como moduladora; a largura dos pulsos enviados às chaves varia de acordo com amplitude da mesma em função da tensão da portadora, normalmente uma onda triangular que define a frequência de chaveamento do sistema ou por um sistema de vetores espaciais que define setores específicos para disparar os pulsos nos transistores (SHARKH, ABUSARA, *et al.*, 2014; RASHID, 2014).

A Figura 16 ilustra os estados possíveis das chaves semicondutoras para cada perna do conversor trifásico, definindo a combinação dos sinais de disparo. Em um inversor de dois níveis, cada braço possui apenas duas combinações: ligado ou desligado, em que a tensão de saída vale $v_{dc}/2$ ou $-v_{dc}/2$, respectivamente; para um dado estado, o caminho de condução varia de acordo com a direção da corrente, contudo a tensão de fase é exclusivamente dependente dos sinais de passagem, isto é, não é afetada pela corrente de fase (SHARKH, ABUSARA, *et al.*, 2014).

Figura 16 - Estados de Comutação e Caminhos de Condução para uma Perna do Conversor de Dois Níveis

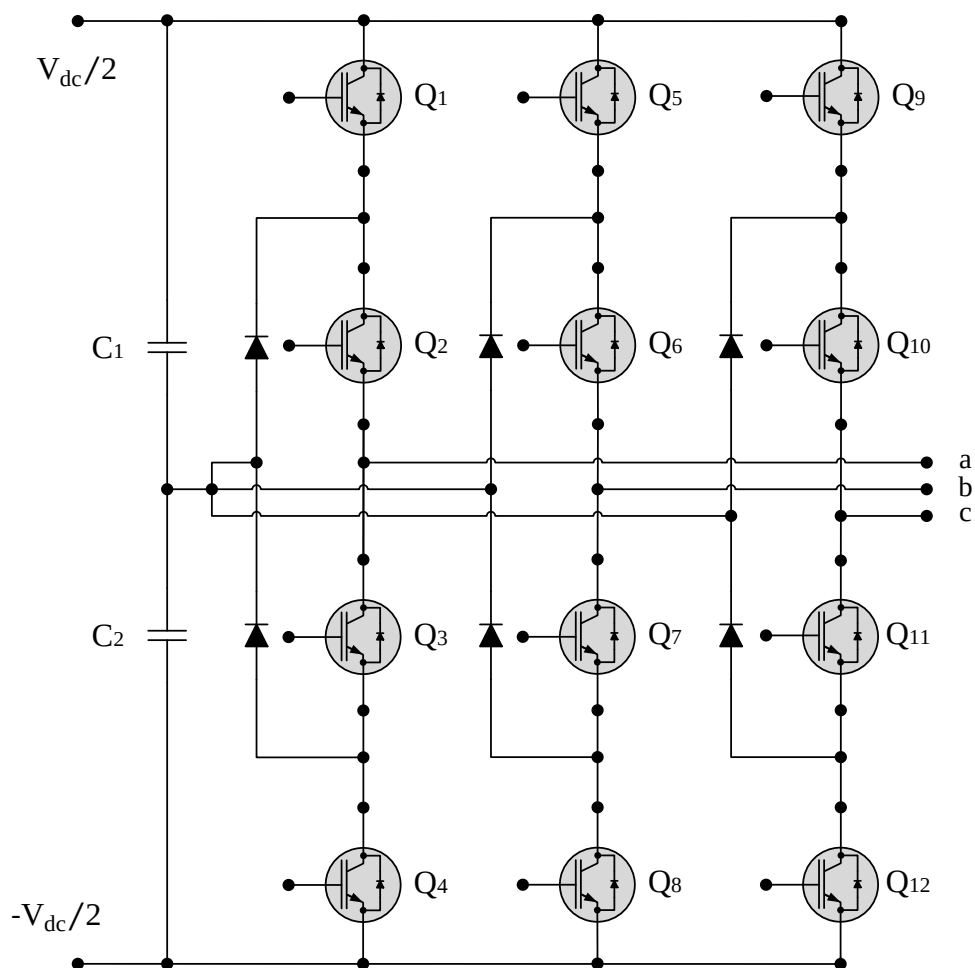


Fonte: adaptado de Sharkh e Abusara, *et al.* (2014)

2.3.1.2. Inversor de Três Níveis

O inversor de três níveis, apresentado na Figura 17, contém quatro chaves semicondutoras com dois diodos em antiparalelo no par de transistores centrais, em que o barramento CC é composto por dois capacitores conectados no ponto de neutro do conversor; se a tensão dos mesmos for simétrica, o potencial de neutro é nulo e, quando acionados, o grampeiam na tensão de fase de saída. O princípio de funcionamento deste conversor é similar ao de dois níveis, com a diferença de que há três estados de operação por braço e os transistores são acionados aos pares. Analisando o primeiro braço, quando $Q_1 Q_2$ estão ligados, a tensão de fase assume o valor de $v_{dc}/2$; quando $Q_2 Q_3$ são acionados, a saída é v_{neutro} ; e quando $Q_3 Q_4$ estão ativos, $-v_{dc}/2$. O sentido de condução da corrente não interfere no potencial de saída (SHARKH, ABUSARA, *et al.*, 2014; YAZDANI e IRAVANI, 2010).

Figura 17 - Conversor Trifásico de Três Níveis

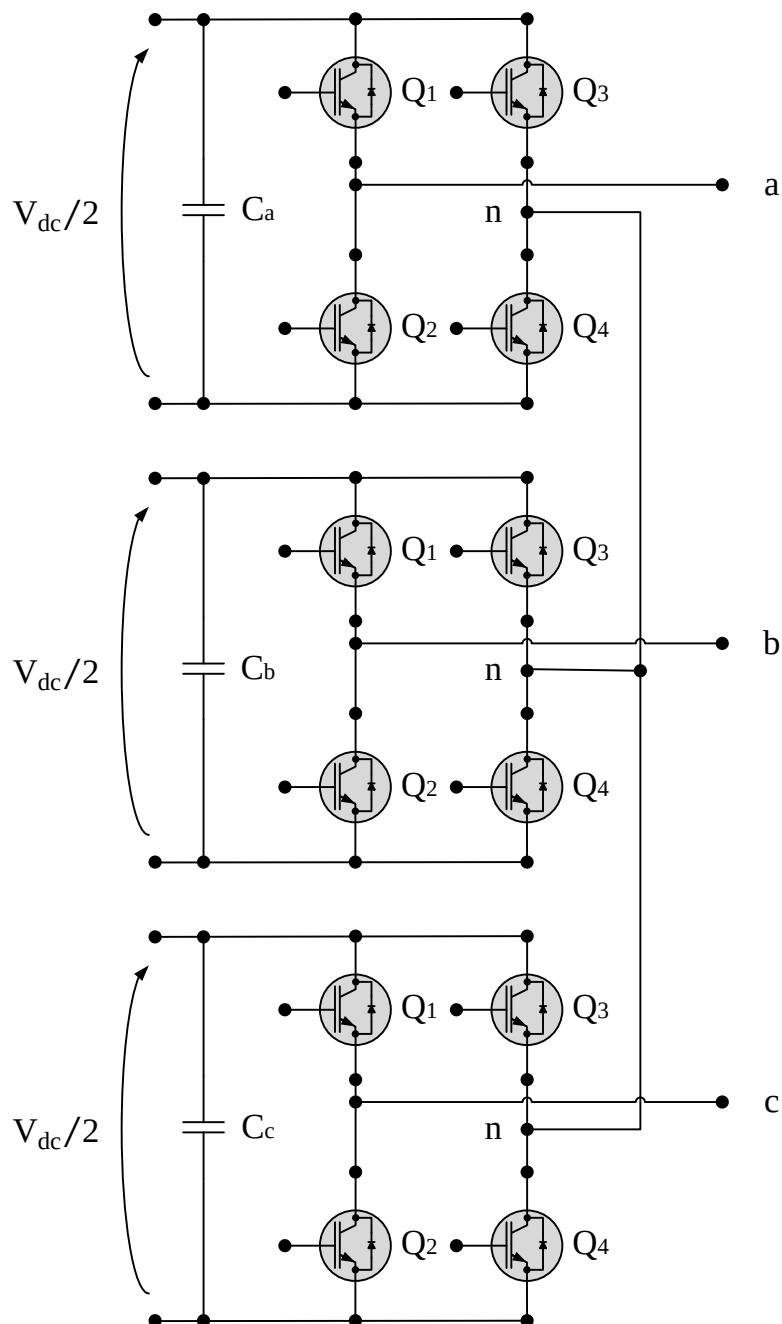


Fonte: autoria própria

2.3.1.3. Inversor em Cascata

Ao contrário dos inversores de dois e três níveis, o conversor em cascata não é composto de três braços conectados a um mesmo barramento CC. Em vez disso, é baseado em três células de ponte H monofásicas, cada uma com seu próprio *link-CC* isolado que, em comparação com os demais tipos de conversores apresentados, precisa ter metade da tensão CC para ser capaz de gerar a mesma forma de onda fundamental de saída; as três células são conectadas em um neutro comum, n , conforme mostra a Figura 18 (SHARKH, ABUSARA, *et al.*, 2014).

Figura 18 - Inversor em Cascata



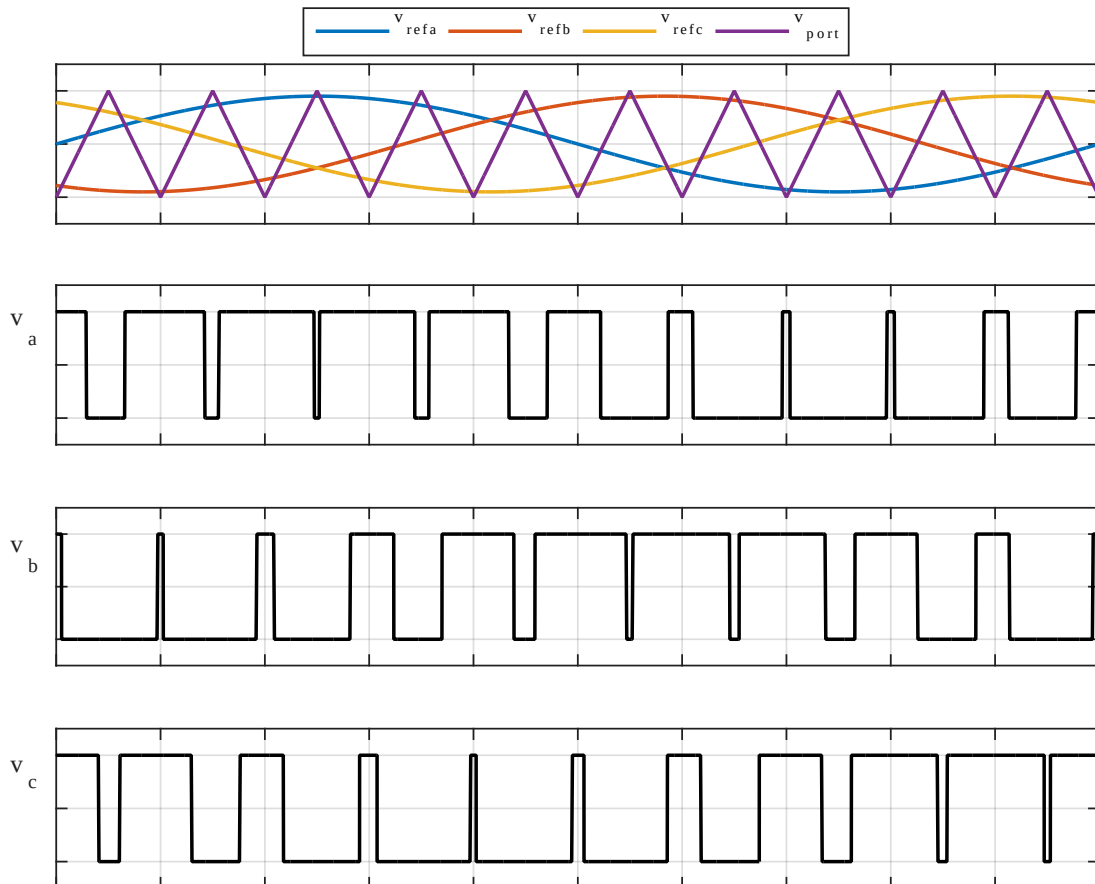
Fonte: autoria própria

O conversor em cascata possui quatro estados de operação por célula, em que os transistores são sempre acionados aos pares: quando Q_1Q_4 estão ligados, a tensão de fase assume o valor de $v_{dc}/2$; quando Q_1Q_3 são acionados, a saída é v_{neutro} ; quando Q_2Q_4 estão ativos, a saída permanece em v_{neutro} ; e quando Q_2Q_3 estão conduzindo, a saída é $-v_{dc}/2$; esta configuração de inversor também gera três níveis de tensão na saída do sistema (SHARKH, ABUSARA, *et al.*, 2014).

2.3.1.4. Modulação PWM Senoidal

A saída de um inversor trifásico não pode ser controlada pela variação do ciclo de trabalho dos sinais de PWM nos semicondutores de potência. Neste caso, a técnica de modulação por largura de pulso é a mais aplicada; consiste na comparação entre uma onda portadora triangular de alta frequência com três tensões senoidais de referência defasadas entre si por um ângulo de 120° , conforme apresenta a Figura 19 (AHMED, 2000).

Figura 19 - Modulação PWM Senoidal



Fonte: adaptado de Ahmed (2000)

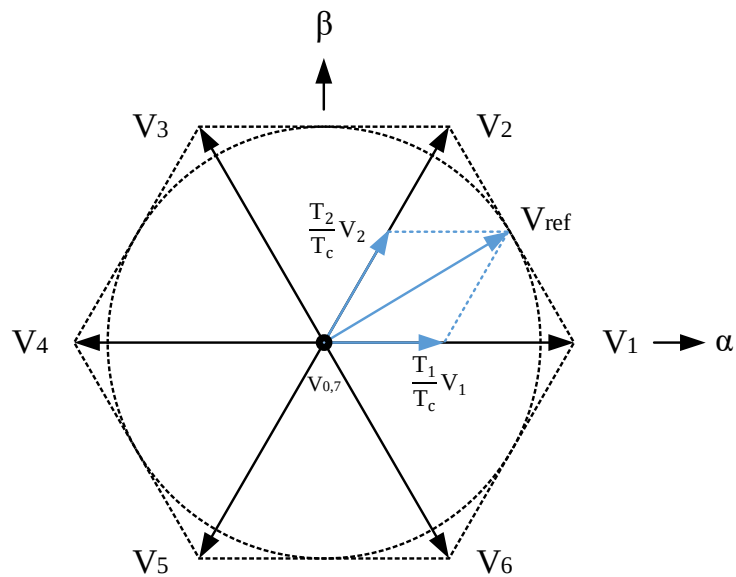
A frequência do sinal de referência determina a frequência de saída do inversor, enquanto que sua amplitude define o valor da tensão eficaz de saída. Como o chaveamento é realizado em alta frequência, os harmônicos de mais baixa ordem e as distorções da saída são reduzidos significativamente. Normalmente a modulação por PWM senoidal é aplicada na topologia de inversores de dois níveis, isto é, para seis chaves (RASHID, 2014).

2.3.1.5. Modulação SVM

Em contraste com a técnica do PWM senoidal, o método do SVM não considera cada uma das três tensões de modulação como entidades separadas. As três tensões são simultaneamente levadas em conta dentro de um sistema bidimensional de referência (plano $\alpha\beta 0$) e o vetor complexo é processado como uma entidade única. Os disparos das chaves, isto é, as combinações possíveis para o seu correto funcionamento, são divididas em seis setores; cada setor corresponde a uma determinada configuração de chaveamento, definindo qual chave será ligada ou desligada por um determinado tempo de duração específico (RASHID, 2014).

Considerando o inversor de dois níveis da Figura 15, a modulação por vetores espaciais pode ser visualizada na Figura 20, que representa a tensão de referência girante em função dos tempos de atividade T_1 e T_2 de cada setor em função do período de chaveamento T_c . A Tabela 2 traduz os estados das chaves em função da região de operação (HOLMES e LIPO, 2003).

Figura 20 - Representação Vetorial da SVM Trifásica



Fonte: autoria própria

Tabela 2 - Estado das Chaves na Modulação SVM Trifásica

Vetor	Q_1	Q_3	Q_5	Q_2	Q_4	Q_6
V_0	0	0	0	1	1	1
V_1	1	0	0	0	1	1
V_2	1	1	0	0	0	1
V_3	0	1	0	1	0	1
V_4	0	1	1	1	0	0
V_5	0	0	1	1	1	0
V_6	1	0	1	0	1	0
V_7	1	1	1	0	0	0

Fonte: adaptado de Holmes e Lipo (2003)

A modulação por vetores espaciais tem a vantagem da redução do conteúdo harmônico injetado pelo conversor e um índice de modulação maior do que o PWM senoidal, permitindo a redução da tensão do barramento CC. Assim, se obtém um melhor desempenho do controle e um aumento na eficiência do inversor são aumentados. A SVM pode ser expandida para topologias polifásicas com mais braços e topologias superiores a dois níveis (HOLMES e LIPO, 2003; RASHID, 2014).

2.3.2. Sincronização de Inversores - PLLs

A exata extração do ângulo de fase da tensão e da frequência da rede de distribuição é de grande importância para garantir o correto funcionamento de equipamentos eletrônicos conectados à mesma, tais como inversores em sistemas de geração distribuída, filtros ativos, fontes de alimentação ininterruptas, restauradores dinâmicos de tensão, compensadores estáticos síncronos, entre outros. No entanto, os problemas causados na qualidade de energia do sistema elétrico de potência pela utilização das fontes de energia renováveis, como a solar fotovoltaica e a eólica, bem como a proliferação de cargas com base em eletrônica de potência, tornou a tarefa de sincronização da rede mais difícil. Particularmente, em condições não-senoidais, isto é, envolvendo desequilíbrios trifásicos e harmônicos, pois passa a estar relacionada com a estimativa do ângulo de fase das tensões rápida para a operação estável destes sistemas (HAN, LUO, *et al.*, 2016; GOLESTAN, RAMEZANI, *et al.*, 2015).

O algoritmo responsável em sincronizar a rede com um dispositivo eletrônico é denominado de PLL (do inglês, *Phase Locked-Loop*), que tem como função rastrear ou estimar a

fase de um sinal senoidal que pode ter uma frequência variável no tempo. As topologias empregadas variam desde o controle clássico através dos controladores proporcional-integral (PI) e proporcional-derivativo (PD), bem como os filtros digitais de primeira e segunda ordem, até por meio da tomada de decisões, que consistem em métodos de controle automáticos que têm sido explorados com base em abordagens de inteligência artificial, tais como sistemas nebulosos, redes neurais e algoritmos genéticos (SIMON e EL-SHERIEF, 1994).

2.3.2.1. SRF-PLL

Um dos algoritmos de sincronização mais utilizados nos sistemas de energia é o PLL Trifásico de Referência Síncrona (do inglês, *Synchronous Reference Frame PLL* - SRF-PLL), que consiste na transformação dos sinais de tensão do sistema trifásico para o referencial das coordenadas rotativas $dq0$ através da aplicação da Transformada de Clarke-Park. Essa transformação permite que o sistema trifásico possa ser operado como se fosse um circuito de corrente contínua, ou seja, baseia-se em uma operação matemática entre um conjunto de variáveis abc estacionárias e um outro rotativo na frequência angular do sistema com amplitudes constantes (LIU, ZHUO, *et al.*, 2015; RASHID, 2011).

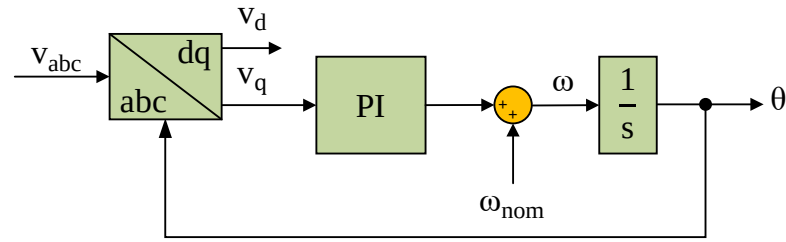
A Transformada de Clarke-Park pode ser visualizada através do conjunto de equações descrito em (9) e (10), obtidas através das deduções matemáticas em (CLARKE, 1950; PARK, 1929):

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ 0 & 1/\sqrt{3} & -1/\sqrt{3} \\ 1/3 & 1/3 & 1/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) & 0 \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} \quad (10)$$

O princípio de funcionamento deste método baseia-se na saída em quadratura da transformação descrita por (9) e (10), que passa por um controlador proporcional-integral para determinar a frequência angular (ω) da tensão da rede. O sistema entra em regime quando a amplitude da componente q assume valor nulo. Em algumas topologias, a frequência inicial é fornecida para acelerar o tempo de convergência. O diagrama em blocos da PLL de referência síncrona é apresentado na Figura 21 (BEHESHTAEIN, 2013).

Figura 21 - Estrutura da SRF-PLL



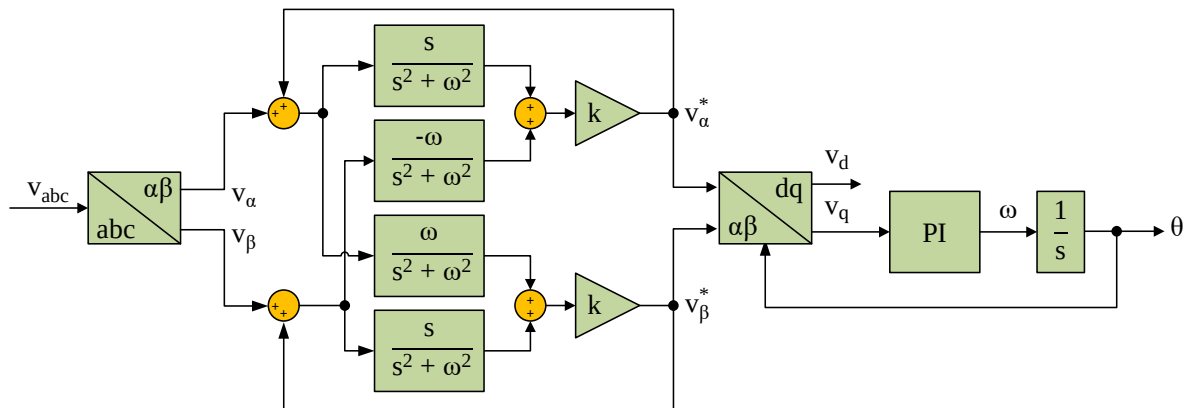
Fonte: adaptado Beheshtaein (2013)

Apesar de seu bom desempenho em condições ideais de tensão, a resposta da SRF-PLL pode se deteriorar na presença de desequilíbrios (ou harmônicos), uma vez que nestas condições, não consegue isolar a componente oscilatória da sequência positiva e negativa da tensão (BEHESHTAEIN, 2013).

2.3.2.2. DSOGI-PLL

A DSOGI-PLL (do inglês, *Dual Second Order Generalized Integrator PLL*) baseia-se na SRF-PLL com o diferencial de que a Transformada de Clarke é utilizada em conjunto com um sistema de filtragem de segunda ordem, criando um conjunto de sinais ortogonais para determinar a sequência positiva da tensão trifásica no sistema $\alpha\beta 0$. Entretanto, a necessidade de deslocar os sinais de tensão aumenta a complexidade deste algoritmo, uma vez que o dimensionamento do filtro passa a levar em consideração a capacidade de se adaptar em função das variações na frequência do sinal de entrada. O diagrama em blocos da PLL de segunda ordem é apresentado na Figura 22 (RODRÍGUEZ, TEODORESCU, *et al.*, 2006; GUO, WU e GU, 2011):

Figura 22 - Estrutura da DSOGI-PLL

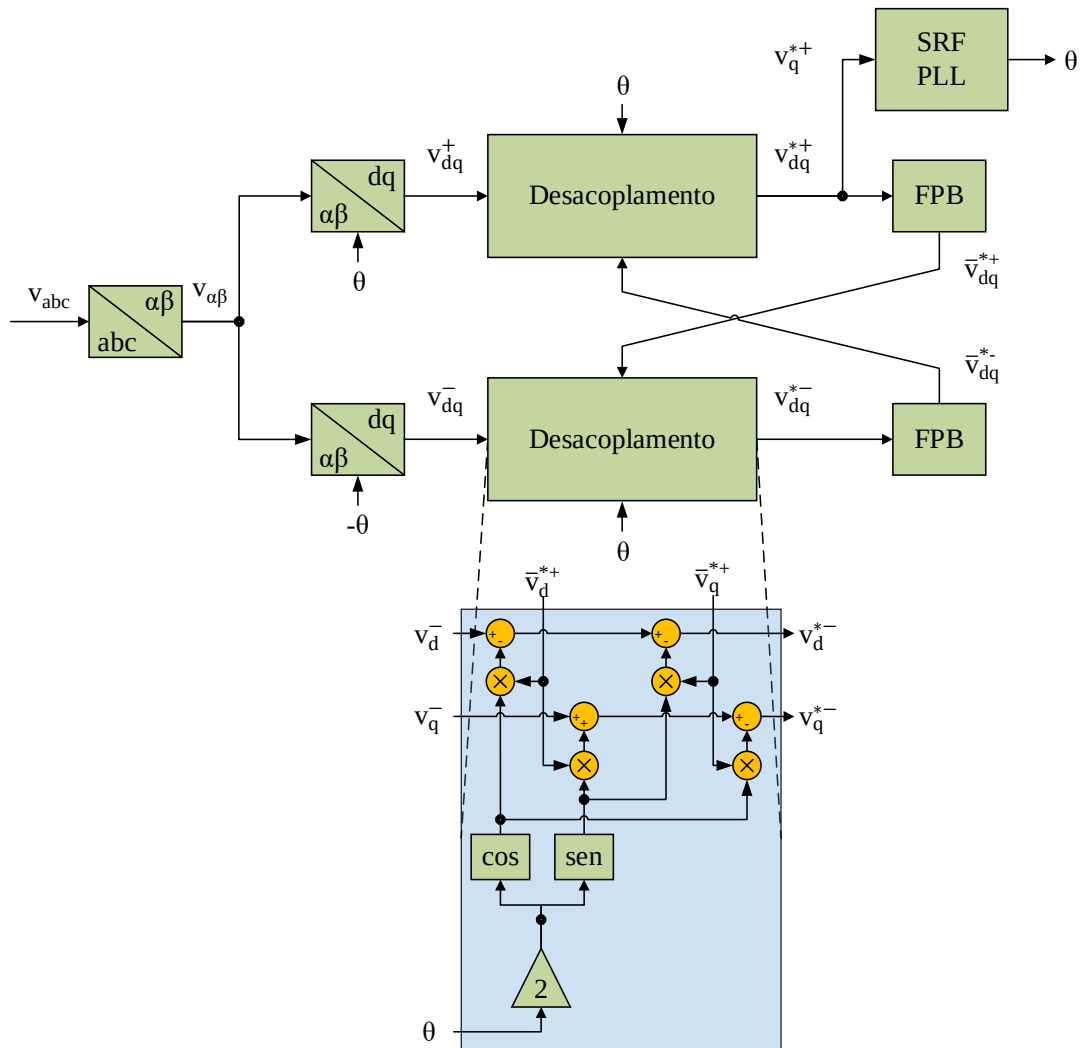


Fonte: adaptado de Guo, Wu e Gu (2011)

2.3.2.3. DDSRF-PLL

A técnica da DDSRF-PLL (do inglês, *Decoupled Double Synchronous Reference Frame PLL*) consiste na utilização direta de duas transformações de Park para a determinação das componentes de tensão positiva e negativa do sinal de entrada. Através de um conjunto de equações, realiza-se um desacoplamento entre os eixos d e q , o que possibilita a utilização de filtros passa-baixas para a eliminação das oscilações de tensão nas situações de desequilíbrios e/ou harmônicos na rede de distribuição. A complexidade deste algoritmo se restringe na determinação dos parâmetros do controlador PI de sua SRF-PLL interna e no ganho dos filtros passa-baixas de primeira ordem. A Figura 23 apresenta a estrutura em blocos PLL baseada em desacoplamento, com destaque na componente de sequência negativa (RODRIGUEZ, POU, *et al.*, 2007; TEODORESCU, LISERRE e RODRÍGUEZ, 2011):

Figura 23 - Estrutura da DDSRF-PLL



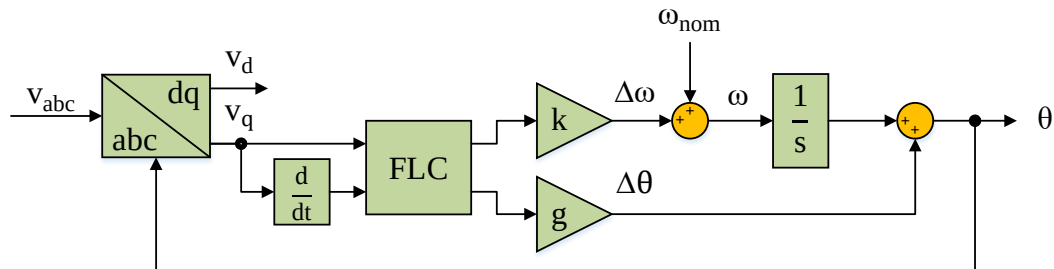
Fonte: adaptado de Teodorescu, Liserre e Rodríguez (2011)

2.3.2.4. Fuzzy PLLs

Os controladores *fuzzy* ganharam um grande destaque devido à grande facilidade com a qual podem ser projetados; na verdade, esta é a maior vantagem deste tipo de sistema. Os conceitos associados aos conjuntos *fuzzy* são importantes e influentes na ciência e engenharia e tem atraído de forma crescente o interesse de pesquisadores nas diversas áreas científicas e industriais. Isto em função da necessidade de alternativas para o desenvolvimento de um controle simples, principalmente na área da indústria, quando a maioria dos sistemas reais é de complexa e difícil modelagem. Sendo assim, os Controladores de Lógica Fuzzy (do inglês, *Fuzzy Logic Controller* - FLC) são, geralmente, aplicados com o conhecimento do comportamento do processo e apenas em configurações simples no qual, normalmente, operam como um controlador proporcional-integral ou proporcional-derivativo (PEDRYCZ e GOMIDE, 2007; POPA, CRACIUNESCU e KREINDLER, 2008).

As PLLs *fuzzy* são projetadas, normalmente, com base na substituição do controlador integral pelo controlador de lógica *fuzzy* na SRF-PLL com ganhos k e g ponderados na saída. O raciocínio consiste em aplicar variações sutis ou abruptas na frequência angular nominal ($\Delta\omega$) e diretamente no ângulo de fase ($\Delta\theta$) calculado, de tal forma a acelerar o tempo de resposta do rastreamento e ao mesmo tempo prever rapidamente oscilações na frequência de entrada; esta topologia também pode ser empregada em sistemas de detecção de ilhamento, isto é, quando a rede deixa de operar em conjunto com o inversor de geração distribuída. O diagrama em blocos da SRF-PLL baseada em lógica nebulosa pode ser observado na Figura 24 (BEHESHTAEIN, SAVAGHEBI e GUERRERO, 2015). Em função destas características, este é o controlador utilizado neste trabalho.

Figura 24 - Estrutura da SRF-PLL Fuzzy



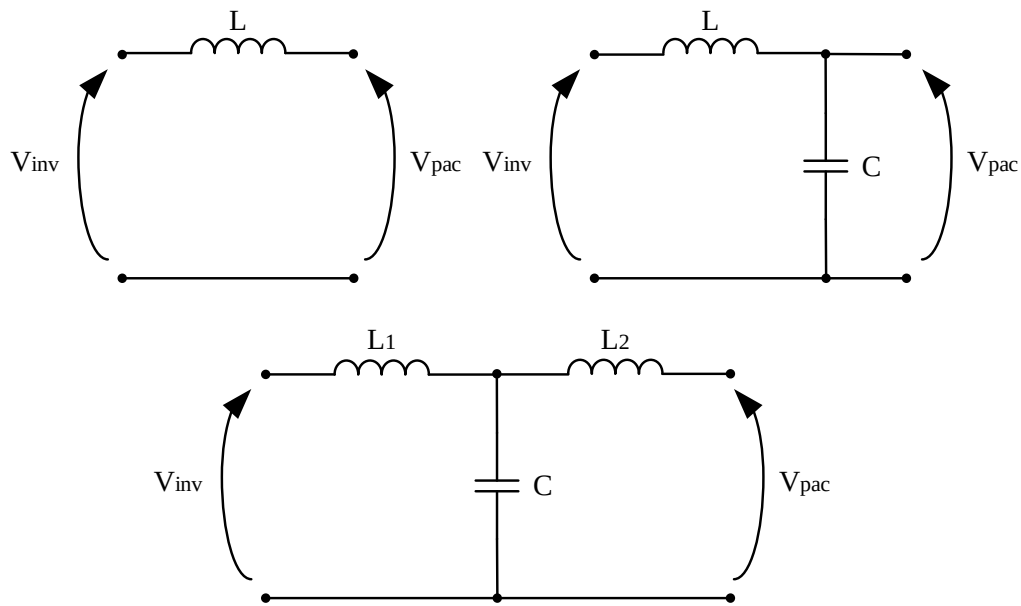
Fonte: adaptado Beheshtaein, Savaghebi e Guerrero (2015)

2.3.3. Filtros de Saída do Inversor

Existem, basicamente, três filtros que podem ser utilizados para melhorar a forma de

onda da tensão de saída de um inversor fotovoltaico: o filtro indutivo L , o filtro indutivo-capacitivo LC (segunda ordem) e o filtro indutivo-capacitivo LCL (terceira ordem). A finalidade destas estruturas passivas é reduzir o nível de harmônicos introduzido pela comutação das chaves do conversor trifásico (BLOCH, MOOS e PEDERSEN, 2012). A Figura 25 apresenta as topologias citadas, considerando um circuito equivalente monofásico para representar a tensão do inversor e do ponto de acoplamento comum (PAC) em que o mesmo será conectado:

Figura 25 - Topologias de Filtros para Inversores Fotovoltaicos



Fonte: autoria própria

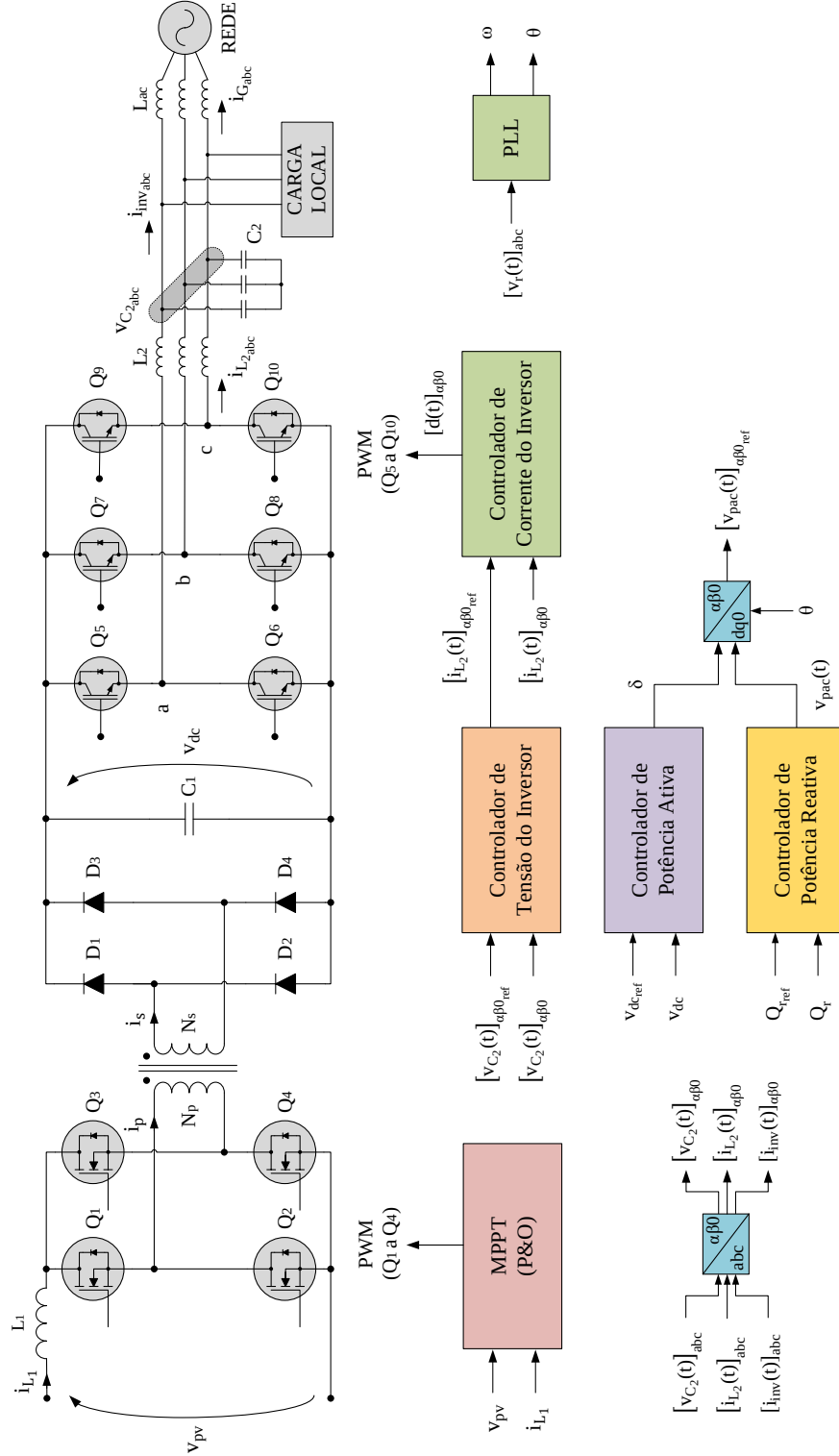
Um filtro indutivo de primeira ordem é, normalmente, utilizado no lado CA do inversor quando a corrente senoidal de saída é o alvo principal para o controle; umas das funções deste tipo de filtro é amortecer as ondulações da corrente, possuindo restrições em aplicações de alta potência com baixa frequência de comutação, uma vez que se faz necessário um indutor de grandes dimensões. Por outro lado, o filtro LCL de terceira ordem pode ter a mesma aplicação para controle de corrente, pois apresenta um desempenho melhor pelo fato de necessitar de menos indutância em frequências de comutação mais baixas; no entanto, esta família apresenta a desvantagem de que pode causar problemas de estado estacionário e transitórios da corrente de saída devido a efeitos de ressonância. Quando a tensão é o alvo dos sistemas de controle, os filtros LC de segunda ordem são amplamente utilizados na implementação dos inversores fotovoltaicos, uma vez que a principal finalidade é amortecer a ondulação da tensão gerada produzida pela comutação do sistema (BLOCH, MOOS e PEDERSEN, 2012).

CAPÍTULO 3

METODOLOGIA

Na Figura 26 é apresentada a estrutura desenvolvida neste trabalho:

Figura 26 - Diagrama Geral do Sistema



Fonte: autoria própria

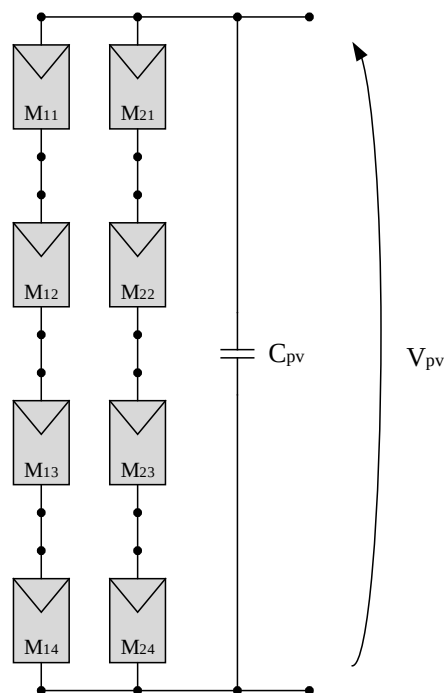
Da Figura 26, dois conversores de potência são utilizados para o controle do fator de potência e mitigação das correntes harmônicas do sistema de distribuição na presença de cargas não-lineares. O primeiro estágio consiste em um conversor CC-CC isolado, do tipo *full-bridge*, responsável em rastrear e maximizar a potência dos módulos fotovoltaicos, enquanto que o segundo, por sua vez, é um inversor trifásico de dois níveis com modulação PWM senoidal, em que na sua saída é conectado um filtro LC para permitir o controle da tensão e corrente geradas. Um indutor de acoplamento é ligado à rede (PAC) para permitir a regulação do fluxo de potência (ativos e reativos) na presença de uma carga local. A potência aparente do inversor é limitada em 2 kVA e a tensão de trabalho é de 127/220 V, 60 Hz.

Os tópicos que se seguem descrevem em maiores detalhes a escolha, a modelagem e o projeto dos controladores dos circuitos da Figura 26.

3.1. Configuração do Sistema Fotovoltaico de Entrada

O sistema fotovoltaico de entrada, apresentado na Figura 27, é idealizado como duas *strings* conectadas em paralelo, cada uma com quatro módulos em série de 225 W, que resulta em uma potência total a ser transferida de 1,8 kW, permitindo que a potência reativa mínima a ser disponibilizada pelo inversor seja de 872 VAR; um capacitor de saída é inserido para atenuar as variações abruptas de tensão devido às oscilações de temperatura e irradiação solar.

Figura 27 - Configuração do Sistema Fotovoltaico de Entrada



Fonte: autoria própria

As especificações dos módulos fotovoltaicos adotados foram obtidas do site da fabricante *Canadian Solar* e são apresentadas na Tabela 3, para as condições padrões de temperatura e irradiação solar de 25 °C e 1000 W/m², respectivamente:

Tabela 3 - Parâmetros do Gerador Fotovoltaico

Parâmetros	Módulos	Associação
V _{ca} (V)	41,3	165,2
I _{cc} (A)	7,36	14,72
V _{mp} (V)	33,2	132,8
I _{mp} (A)	6,77	13,54
P _{mp} (W)	225,0	1800,0
C _{pv} (mF)	-	1,0

Fonte: adaptado de CanadianSolar (2017)

A Tabela 3 define os parâmetros de entrada do conversor CC-CC responsável em rastrear o ponto de máxima potência do gerador fotovoltaico. Entretanto, para realização do seu projeto, é necessário conhecer o valor da tensão contínua do barramento CC. A Equação (11) relaciona a tensão de linha de pico da saída fundamental ($\hat{v}_{ab1}$) com a tensão utilizada no link (v_{dc}) em função do índice de modulação (m) do inversor de dois níveis (RASHID, 2014):

$$\hat{v}_{ab1} = m \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \right) v_{dc} \quad (11)$$

Considerando que o ganho do índice de modulação seja de próximo de 1,0 para evitar a saturação da tensão, adotando $m = 0,9$, de (11), tem-se que:

$$220\sqrt{2} = 0,9 \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \right) v_{dc} \quad (12)$$

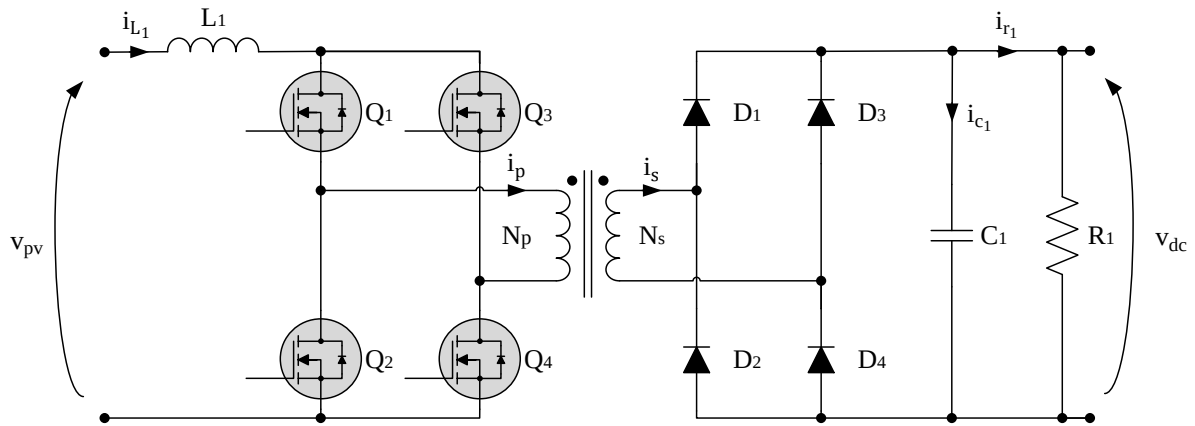
$$v_{dc} \cong 400 \text{ V} \quad (13)$$

Portanto, o conversor CC-CC deve elevar a tensão do gerador fotovoltaico para a ordem de 400 V, isto é, deve ser baseado na topologia *boost*, e, de acordo com a Tabela 1, para o nível de potência deste projeto, a configuração *full-bridge* se mostra mais adequada.

3.2. Projeto do Conversor CC-CC

O conversor *full-bridge-boost* apresenta a topologia mostrada na Figura 28; sua estrutura é semelhante ao circuito da Figura 14, porém o transformador é simplificado para facilitar a sua construção e o indutor de saída é deslocado para a entrada, com o intuito de permitir a propriedade de elevação da tensão.

Figura 28 - Conversor *Full-Bridge-Boost*



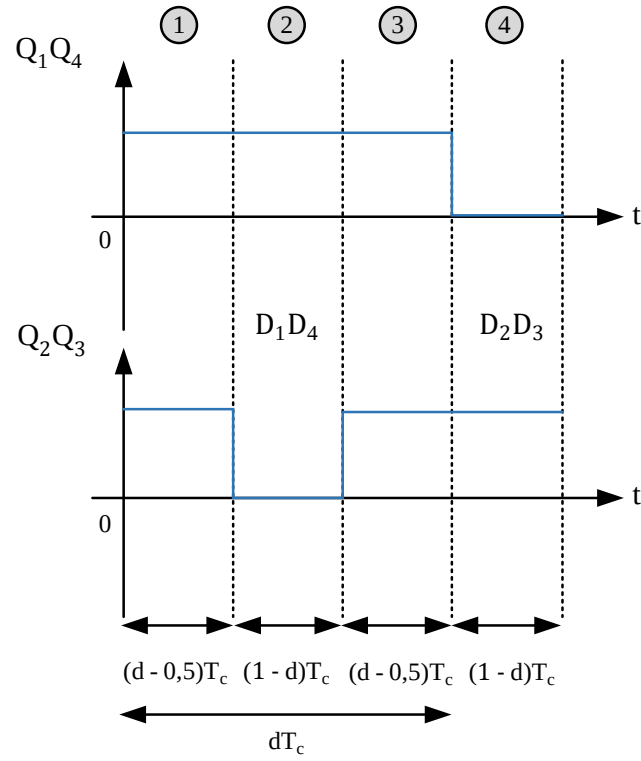
Fonte: autoria própria

Quatro etapas regem a operação deste conversor: no modo 01, os transistores Q_1 , Q_2 , Q_3 e Q_4 estão ligados, colocando em curto-circuito o enrolamento primário do transformador, impedindo que circule corrente pelos diodos retificadores. Nesta etapa, o indutor é carregado através da fonte fotovoltaica, o transformador descarrega a energia armazenada através da corrente de magnetização e o capacitor sustenta a demanda da carga; no modo 02, apenas Q_1 e Q_4 estão habilitados e os diodos D_1 e D_4 passam a conduzir, sendo que o indutor descarrega sua energia no capacitor; no modo 03, todos os transistores voltam a ser ativados, operando de forma semelhante ao modo 01; o modo 04, por sua vez, é análogo ao modo 02, porém as chaves que estão conduzindo são Q_2 e Q_3 , junto com os diodos retificadores D_2 e D_3 . Nesta topologia, o transformador utilizado possui a característica de ser elevador de tensão (ALAVI e DOLATABADI, 2015; MOGHADDAM, AYATOLLAHI e RAHMATI, 2012).

A Figura 29 apresenta graficamente os estados de operação dos transistores e dos diodos, em que o período de comutação T_c é dividido nas quatro etapas descritas em função do ciclo ativo de trabalho d . As formas de onda do conversor *full-bridge-boost* podem ser observadas na Figura 30, em que v_p é a tensão imposta no enrolamento primário do transformador, v_{L1} e i_{L1} são a tensão e a corrente no indutor de entrada, respectivamente, e v_{dc} a tensão no capacitor de saída (*link-CC*) (ERICKSON e MAKSIMOVIC, 2001; ALAVI e DOLATABADI, 2015;

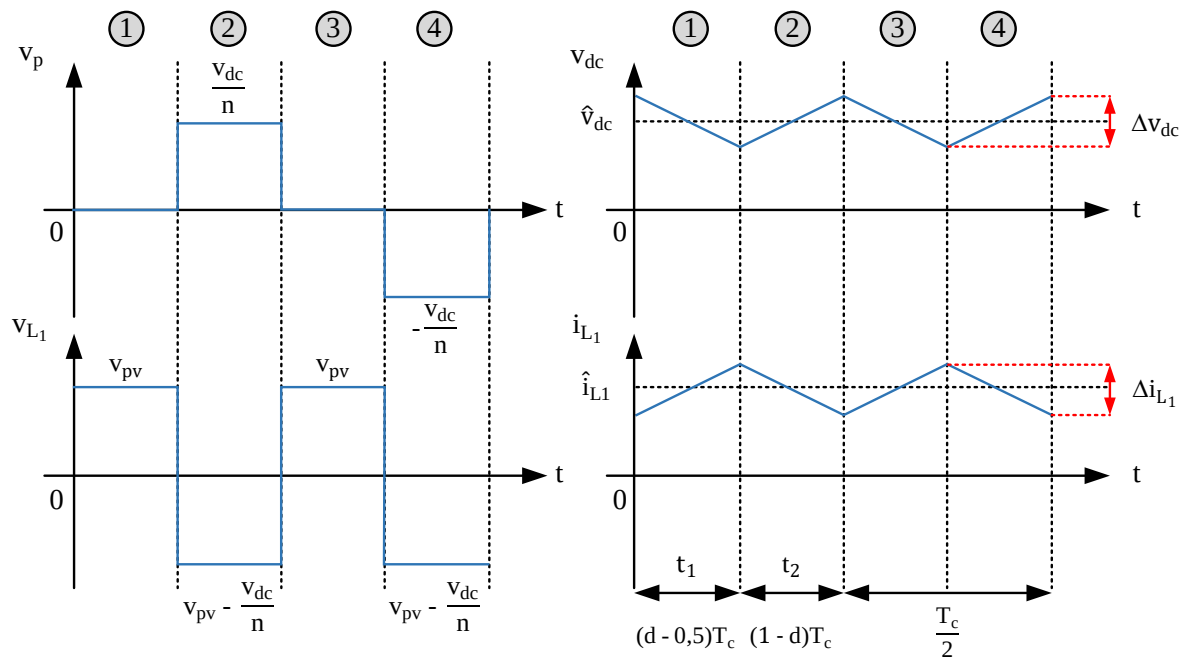
MOGHADDAM, AYATOLLAHI e RAHMATI, 2012):

Figura 29 - Estado dos Transistores e Diodos do Conversor *Full-Bridge-Boost*



Fonte: autoria própria

Figura 30 - Formas de Onda do Conversor *Full-Bridge-Boost*



Fonte: adaptado de Erickson e Maksimovic (2001) e Alavi e Dolatabadi (2015)

Com o auxílio das formas de onda da Figura 30, pode-se deduzir as fórmulas de projeto desta topologia de conversor CC-CC de maneira semelhante ao projeto dos conversores *buck*, *boost* e *buck-boost* encontrados na literatura, como em Rachid (2014), Erickson e Maksimovic (2001) e Mohan, Undeland e Robbins (1995). Sendo assim, a Equação (14) apresenta a queda de tensão no indutor L_1 da Figura 28:

$$v_{L_1} = L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} \quad (14)$$

Considerando que a corrente do indutor varie linearmente, a derivada em (14) pode ser simplificada em função de uma variação (ou ondulação) de corrente Δi_{L_1} em um determinado período de tempo Δt . Logo:

$$v_{L_1} = L_1 \frac{\Delta i_{L_1}}{\Delta t} \quad (15)$$

Aplicando a Equação (15) na forma de onda da tensão do indutor da Figura 30, tem-se, para os intervalos de tempo t_1 e t_2 :

$$v_{pv} = L_1 \frac{\Delta i_{L_1}}{t_1} \quad (16)$$

e,

$$v_{pv} - \frac{v_{dc}}{n} = -L_1 \frac{\Delta i_{L_1}}{t_2} \quad (17)$$

em que,

$$n = \frac{N_s}{N_p} \quad (18)$$

Isolando a ondulação de corrente em (16) e (17), obtém-se:

$$\Delta i_{L_1} = \frac{v_{pv}}{L_1} t_1 \quad (19)$$

$$\Delta i_{L_1} = \frac{\left(v_{pv} - \frac{v_{dc}}{n} \right)}{L_1} t_2 \quad (20)$$

Igualando as expressões (19) e (20), substituindo os valores dos intervalos de tempo t_1

e t_2 encontrados na Figura 30 e realizando algumas simplificações, a Equação (23) apresenta a expressão característica do conversor:

$$\frac{v_{pv}}{L_1} t_1 = \frac{\left(v_{pv} - \frac{v_{dc}}{n}\right)}{L_1} t_2 \quad (21)$$

$$\frac{v_{pv}}{L_1} (d - 0,5) T_c = \frac{\left(v_{pv} - \frac{v_{dc}}{n}\right)}{L_1} (1 - d) T_c \quad (22)$$

$$\frac{v_{dc}}{v_{pv}} = \frac{n}{2(1 - d)} \quad (23)$$

A fórmula que determina o valor do indutor L_1 pode ser obtida através dos intervalos de tempo t_1 e t_2 . Das equações (16) e (17), tem-se que:

$$t_1 = \frac{L_1 \Delta i_{L_1}}{v_{pv}} \quad (24)$$

$$t_2 = \frac{L_1 \Delta i_{L_1}}{\left(v_{pv} - \frac{v_{dc}}{n}\right)} \quad (25)$$

Da Figura 30, os intervalos de tempo t_1 e t_2 corresponde à metade do período de comutação das chaves dos transistores. Como a frequência de chaveamento é o inverso do período, tem-se que:

$$t_1 + t_2 = \frac{T_c}{2} = \frac{1}{2f_c} \quad (26)$$

Substituindo (24) e (25) na Equação (26) e realizando algumas simplificações, a Equação (28) apresenta o cálculo do indutor de entrada do conversor CC-CC:

$$\frac{L_1 \Delta i_{L_1}}{v_{pv}} + \frac{L_1 \Delta i_{L_1}}{\left(v_{pv} - \frac{v_{dc}}{n}\right)} = \frac{1}{2f_c} \quad (27)$$

$$L_1 = \frac{v_{pv}(d - 0,5)}{f_c \Delta i_{L_1}} \quad (28)$$

A expressão que determina o valor do capacitor do *link-CC* C_1 pode ser obtida através do intervalo de tempo t_1 , que corresponde ao período em que o componente supre toda a energia

para a carga sem auxílio da fonte fotovoltaica. Logo, da Figura 30:

$$\Delta v_{dc} = \frac{1}{C_1} \int_0^{t_1} i_{c_1} dt \quad (29)$$

Como no intervalo de tempo t_1 a corrente do capacitor é a igual à da carga resistiva i_{r_1} e, assumindo que esta seja constante, substituindo a mesma em (29) e resolvendo a integral definida, obtém-se que:

$$\Delta v_{dc} = \frac{i_{r_1}}{C_1} t_1 \quad (30)$$

Da Figura 30, substituindo o valor de t_1 , a expressão do cálculo do capacitor é dada por (31):

$$C_1 = \frac{i_{r_1}(d - 0,5)}{f_c \Delta v_{dc}} \quad (31)$$

Como t_1 e t_2 devem ser maiores do que zero para o correto funcionamento do conversor, a Figura 30 fornece o intervalo de condução contínua do ciclo de trabalho, isto é:

$$0,5 < d < 1,0 \quad (32)$$

Com a intenção de projeto, limitando o ciclo de trabalho mínimo para $d_{\min} = 0,6$, a relação de espiras do transformador pode ser determinada pela máxima tensão disponível pela planta fotovoltaica, isto é, da Tabela 3, $v_{ca} = 165,2$ V. Aplicando na Equação (23), para uma saída de tensão de 400,0 V, tem-se:

$$\frac{400,0}{165,2} = \frac{n}{2 * (1 - 0,6)} \quad (33)$$

$$n = 1,94 \quad (34)$$

Considerando que o ponto de máxima potência seja a região de operação nominal do conversor, utilizando a relação de espiras de (34) na Equação (23), o ciclo de trabalho nominal vale:

$$\frac{400,0}{132,8} = \frac{1,94}{2 * (1 - d_{\text{nom}})} \quad (35)$$

$$d_{\text{nom}} = 0,678 \quad (36)$$

Da expressão (28), considerando uma ondulação de corrente de 10 % e uma frequência de comutação de 6 kHz, o valor do indutor é dado por:

$$L_1 = \frac{132,8 * (0,678 - 0,5)}{6.10^3 * (14,72 * 0,10)} \quad (37)$$

$$L_1 = 2,76 \text{ mH} \quad (38)$$

Para determinar a capacitância do conversor, primeiro é necessário conhecer a corrente de saída que o componente deve sustentar. Assumindo que não haja perdas no sistema, têm-se:

$$i_{r1} = \frac{P_{pv}}{V_{dc}} \quad (39)$$

Substituindo os valores, tem-se que:

$$i_{r1} = \frac{1800,0}{400,0} = 4,5 \text{ A} \quad (40)$$

Aplicando (40) em (31) e considerando uma ondulação de tensão de 2 %, o valor do mínimo do capacitor de saída que atende os requisitos de projeto vale:

$$C_1 = \frac{4,5 * (0,678 - 0,5)}{6.10^3 * (400,0 * 0,02)} \quad (41)$$

$$C_1 = 16,69 \text{ } \mu\text{F} \quad (42)$$

Como o capacitor do *link-CC* interage com o inversor, a Equação (43) mostra uma forma alternativa de calcular o seu valor em função da frequência da rede trifásica f_r . Se este valor for superior ao mínimo encontrado em (42), o mesmo deverá ser adotado no projeto (KITANO, MATSUI e XU, 2001):

$$C_1 = \frac{P_{pv}}{2\pi f_r V_{dc} \Delta V_{dc}} \quad (43)$$

Considerando que $f_r = 60 \text{ Hz}$, de (43):

$$C_1 = \frac{1800}{2\pi * 60 * 400,0 * (400,0 * 0,02)} \quad (44)$$

$$C_1 = 1,49 \text{ mF} \approx 2,0 \text{ mF} \quad (45)$$

A resistência de carga vista no ponto de máxima potência é dada pela razão entre a tensão e corrente de saídas do conversor. Logo:

$$R_1 = \frac{V_{dc}}{i_{r1}} \quad (46)$$

$$R_1 = \frac{400,0}{4,5} = 88,89 \, \Omega \quad (47)$$

A Tabela 4 resume o projeto o conversor CC-CC *full-bridge-boost*:

Tabela 4 - Resumo do Projeto do Conversor CC-CC

Parâmetros	Valores de Projeto
f_c (kHz)	6,0
Δi_{L_1} (%)	10,0
Δv_{dc} (%)	2,0
v_{dc} (V)	400,0
P_{pv} (W)	1800,0
n (N_s/N_p)	1,94
d_{nom} (%)	67,8
L_1 (mH)	2,76
C_1 (μF)	2000,0
R_1 (Ω)	88,89

Fonte: autoria própria

O ciclo de trabalho deste conversor é controlado pelo algoritmo Perturbar e Observar (Figura 4) devido a sua simplicidade de implementação, além de ser o método mais comum para os sistemas fotovoltaicos. Embora consiga rastrear a máxima potência, a tensão de saída torna-se oscilatória e distante do valor de projeto, uma vez que as condições de entrada variam ao longo do tempo por meio da irradiação solar e temperatura. O controle da tensão do barramento CC será discutido na Seção 3.9, em que deverá ser realizado pelo controle da potência ativa do inversor. Neste caso, o algoritmo de MPPT será responsável por regular a corrente CC de entrada para a máxima potência a ser transferida em tensão constante.

3.2.1. Projeto do Controlador de Partida do *Link-CC*

O conversor trifásico só entrar em operação quando a tensão do *link-CC* estiver estável em seu valor nominal, implicando a pré-carga do capacitor de saída do conversor CC-CC. Caso contrário, se a tensão for inferior a mínima requerida pelo inversor em (13), o mesmo modulará de forma inadequada a tensão de saída, levando os sistemas de controle a operações errôneas. Deste modo, um controlador de partida é introduzido antes do início do funcionamento do algoritmo P&O e da comutação das chaves do inversor.

Da Figura 28, a representação em espaço de estados do conversor *full-bridge-boost* é apresentada pela Equação (48) (MOGHADDAM, AYATOLLAHI e RAHMATI, 2012):

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L_1}}{dt} \\ \frac{dv_{dc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{2(1-d)}{nL_1} \\ \frac{2(1-d)}{nC_1} & -\frac{1}{R_1C_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ v_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \end{bmatrix} v_{pv} \quad (48)$$

A função de transferência que relaciona o ciclo de trabalho com o controle da tensão de saída não pode ser extraída diretamente da Equação (48), mas pode ser obtida pela sua transformação em modelo de pequenos sinais. Este método considera que cada variável do conversor é composta por uma parcela de valor médio com um termo oscilatório. Em Severns e Bloom (1985), o procedimento é detalhado para os conversores *buck* e *boost*, metodologia que será adotada neste trabalho. Para a linearização do modelo, assume-se que:

$$i_{L_1} = \hat{i}_{L_1} + \tilde{i}_{L_1} \quad (49)$$

$$v_{dc} = \hat{v}_{dc} + \tilde{v}_{dc} \quad (50)$$

$$v_{pv} = \hat{v}_{pv} + \tilde{v}_{pv} \quad (51)$$

$$d = \hat{d} + \tilde{d} \quad (52)$$

Substituindo (49), (50), (51) e (52) na Equação (48) e simplificando os termos constantes que se anulam na derivada, tem-se que:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\tilde{i}_{L_1}}{dt} \\ \frac{d\tilde{v}_{dc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{2(1-\hat{d}-\tilde{d})}{nL_1} \\ \frac{2(1-\hat{d}-\tilde{d})}{nC_1} & -\frac{1}{R_1C_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{L_1} + \tilde{i}_{L_1} \\ \hat{v}_{dc} + \tilde{v}_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \end{bmatrix} (\hat{v}_{pv} + \tilde{v}_{pv}) \quad (53)$$

Em regime permanente, os termos oscilatórios (componentes CA e transitórios) são

nulos, bem como as suas derivadas. Aplicando esta condição em na Equação (53), pode-se chegar nas seguintes relações:

$$\hat{v}_{pv} = \frac{2(1 - \hat{d})}{n} \hat{v}_{dc} \quad (54)$$

$$\hat{v}_{dc} = \frac{2R_1(1 - \hat{d})}{n} \hat{i}_{L_1} \quad (55)$$

Trocando os valores de (54) e (55) na expressão (53) e eliminando os termos oscilatórios não-lineares do resultado final, chega-se que:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\tilde{i}_{L_1}}{dt} \\ \frac{d\tilde{v}_{dc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{2(1 - \hat{d})}{nL_1} \\ \frac{2(1 - \hat{d})}{nC_1} & -\frac{1}{R_1C_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L_1} \\ \tilde{v}_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{2(1 - \hat{d})}{nL_1} \hat{v}_{dc} \\ \frac{2}{nC_1} \hat{i}_{L_1} \end{bmatrix} \tilde{d} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \end{bmatrix} \tilde{v}_{pv} \quad (56)$$

Negligenciando o termo oscilatório da entrada devido à presença do capacitor C_{pv} , que atua como filtro, a Equação (55) representa o modelo de pequenos sinais do conversor *full-bridge-boost*:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\tilde{i}_{L_1}}{dt} \\ \frac{d\tilde{v}_{dc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{2(1 - \hat{d})}{nL_1} \\ \frac{2(1 - \hat{d})}{nC_1} & -\frac{1}{R_1C_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L_1} \\ \tilde{v}_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{2(1 - \hat{d})}{nL_1} \hat{v}_{dc} \\ \frac{2}{nC_1} \hat{i}_{L_1} \end{bmatrix} \tilde{d} \quad (57)$$

Em Nise (2012), pode-se encontrar uma metodologia para converter uma expressão no espaço de estados para o formato de função de transferência no domínio de Laplace. De (57), pode-se obter a relação entre a tensão de saída com o ciclo de trabalho de entrada:

$$\frac{\tilde{v}_{dc}(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{\frac{4(1 - \hat{d})}{n^2L_1C_1} \hat{v}_{dc} - \frac{2}{nC_1} \hat{i}_{L_1}s}{s^2 + \frac{1}{R_1C_1}s + \frac{4(1 - \hat{d})^2}{n^2L_1C_1}} \quad (58)$$

Aplicando os valores da Tabela 4 e as condições do ponto de máxima potência do sistema fotovoltaico na Equação (58), a função de transferência planta para o controle da tensão em relação ao ciclo de trabalho é dada por:

$$G_{v_{dc}d}(s) = \frac{\tilde{v}_{dc}(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{-6,9865 \cdot 10^3 * s + 2,4801 \cdot 10^7}{s^2 + 5,6240 * s + 1,9959 \cdot 10^4} \quad (59)$$

Por ser uma topologia bem definida para os conversores CC-CC, o controlador de partida será do tipo proporcional-integral (PI); sua saída é a tensão de referência v_{ref} do sinal de PWM, que deve ser convertida para ciclo de trabalho d para se compatibilizar com (59). A Equação (60) apresenta a conversão entre as grandezas no modelo de pequenos sinais:

$$G_{dv_{ref}}(s) = \frac{\tilde{d}(s)}{\tilde{v}_{ref}(s)} = \frac{\hat{d}}{\hat{v}_{ref}} \quad (60)$$

Considerando que a onda triangular da modulação PWM seja do tipo dente de serra, a Equação (61) relaciona o valor de pico da portadora v_{por} com a tensão de referência em função do ciclo de trabalho (MATTAVALLI e BUSO, 2006):

$$\hat{v}_{ref} = \hat{d}v_{por} \quad (61)$$

Adotando que a amplitude da portadora seja unitária, substituindo (61) em (60), tem-se que:

$$G_{dv_{ref}}(s) = 1,0 \quad (62)$$

O sinal de ciclo de trabalho corresponde a modulação PWM. Nos projetos dos controladores, tal modulação pode ser interpretada como um bloco de atraso em relação ao tempo de comutação das chaves e é regida pela Equação (63) (MATTAVALLI e BUSO, 2006):

$$G_{pwm}(s) = e^{-\frac{T_c}{2}s} \cong \frac{1 - \frac{T_c}{4}s}{1 + \frac{T_c}{4}s} \quad (63)$$

Da Tabela 4, $f_c = 6$ kHz, portanto:

$$G_{pwm}(s) = \frac{1 - 0,041667 * s}{1 + 0,041667 * s} \quad (64)$$

Utilizando um filtro passa-baixas de primeira ordem na tensão do *link-CC* para atenuar os ruídos de alta frequência, a função de transferência de (65) relaciona a frequência de corte f_{co} com configuração a desejada (PAARMANN, 2003):

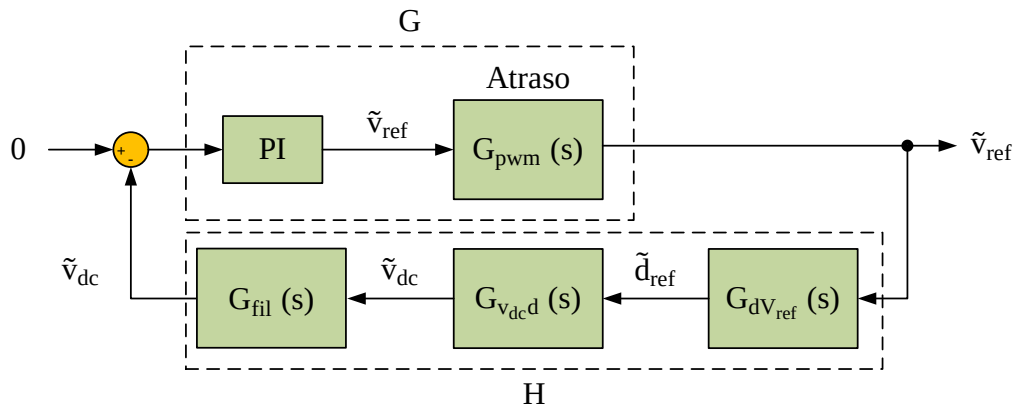
$$G_{fil}(s) = \frac{1}{1 + \left(\frac{1}{2\pi f_{co}}\right)s} \quad (65)$$

Escolhendo $f_{co} = 50$ Hz, de (65):

$$G_{fil}(s) = \frac{1}{1 + 0,0032 * s} \quad (66)$$

A Figura 31 apresenta o diagrama em blocos, modelo de pequenos sinais, da malha de controle da tensão de partida do barramento CC, em que a referência é nula com intuito de eliminar as perturbações em CA:

Figura 31 - Diagrama em Blocos da Malha do Controlador de Partida do *Link-CC*



Fonte: autoria própria

Das técnicas de projeto de controladores PI, encontradas em Nise (2012) e Ogata (2004), a função de transferência é dada por um ganho proporcional k_p e um ganho integral k_i que corrige o erro em regime estacionário; pode também ser representada no formato de zeros z_c sobre polos, como apresenta a Equação (67):

$$G_{pi}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} = k_p \frac{(s + z_c)}{s} \quad (67)$$

em que,

$$z_c = \frac{k_i}{k_p} \quad (68)$$

Utilizando a ferramenta do Lugar Geométrico das Raízes (LGR, *root locus*) e o *software* MATLAB®, escolhem-se os valores do ganho proporcional e do zero do controlador de tal forma que a resposta da tensão fosse suave (sobre-amortecida) com tempo de assentamento de $T_a = 2,0$ s, com critério de 2 %, isto é, resposta ao degrau em 0,98 (NISE, 2012). O valor de tempo se justifica pelo fato de que valores menores tendem a aumentar a instabilidade do sistema; situação constatada com o auxílio de diversas simulações. Com o auxílio da expressão (67), a Tabela 5 apresenta os parâmetros de projeto do controlador de partida do capacitor:

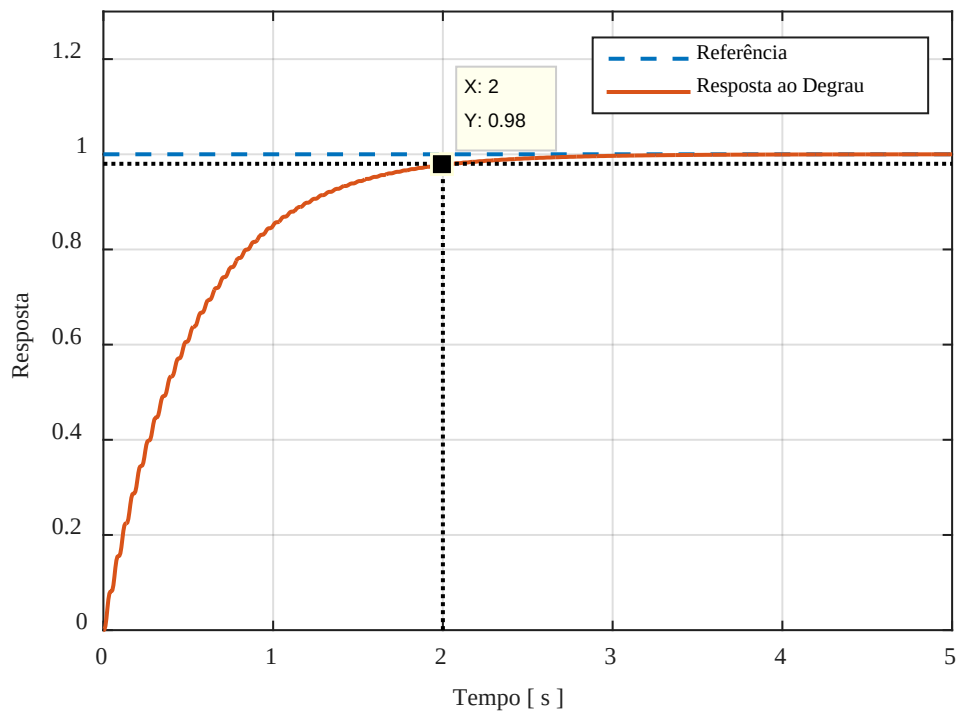
Tabela 5 - Projeto do Controlador de Partida do *Link-CC*

Parâmetros	Valores de Projeto
T_a (s)	2,0
z_c	-300,0
k_p	0,0000051
k_i	0,0015300

Fonte: autoria própria

A Figura 32 apresenta a resposta ao degrau unitário para a malha da Figura 31 utilizando os ganhos calculados do controlador de partida na Tabela 5; nota-se que a demora para a estabilização da tensão de saída $\tilde{v}_{dc}(s)$ é devido ao alto valor do capacitor do *link-CC*.

Figura 32 - Resposta ao Degrau do Controlador de Partida



Fonte: autoria própria

Em sistemas de aplicação digital para controle em eletrônica de potência, os controladores devem ser implementados no domínio do tempo discreto, uma vez que sua dinâmica passa a ser imposta por um período de amostragem T_s . A transformação mais utilizada para converter funções de transferência no tempo contínuo (domínio s de Laplace) para tempo discreto (domínio z) é por meio da Transformada Bilinear ou Método de Tustin para aproximação de integrais,

que pode ser visualizada na Equação (69) (MATTAVALLI e BUSO, 2006; OGATA, 1995):

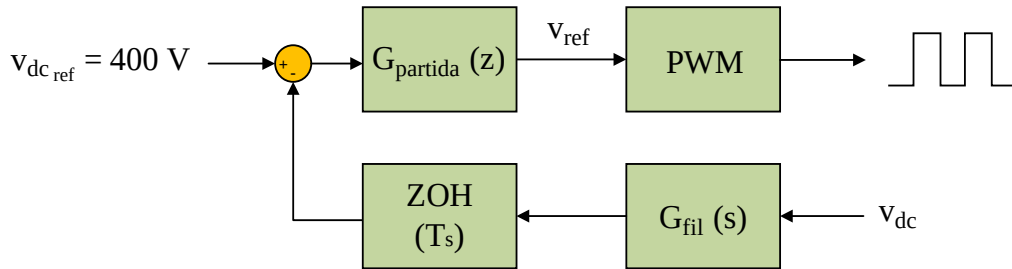
$$s = \frac{2}{T_s} \left(\frac{z - 1}{z + 1} \right) \quad (69)$$

Substituindo os valores de projeto da Tabela 5 no controlador da Equação (67) e realizando a transformação descrita em (69) para uma frequência de amostragem de 20 kHz, chega-se na função de transferência de partida utilizada neste trabalho:

$$G_{partida}(z) = \frac{0,000005138 * z - 0,000005062}{z - 1} \quad (70)$$

Assumindo que o amostrador seja um segurador de ordem zero (do inglês, *Zero Order Holder* - ZOH), que é a topologia mais utilizada para os conversores analógico-digitais (OGATA, 1995), a Figura 33 apresenta o bloco de implementação digital do controlador de pré-carga do capacitor:

Figura 33 - Implementação Digital do Controlador de Partida



Fonte: autoria própria

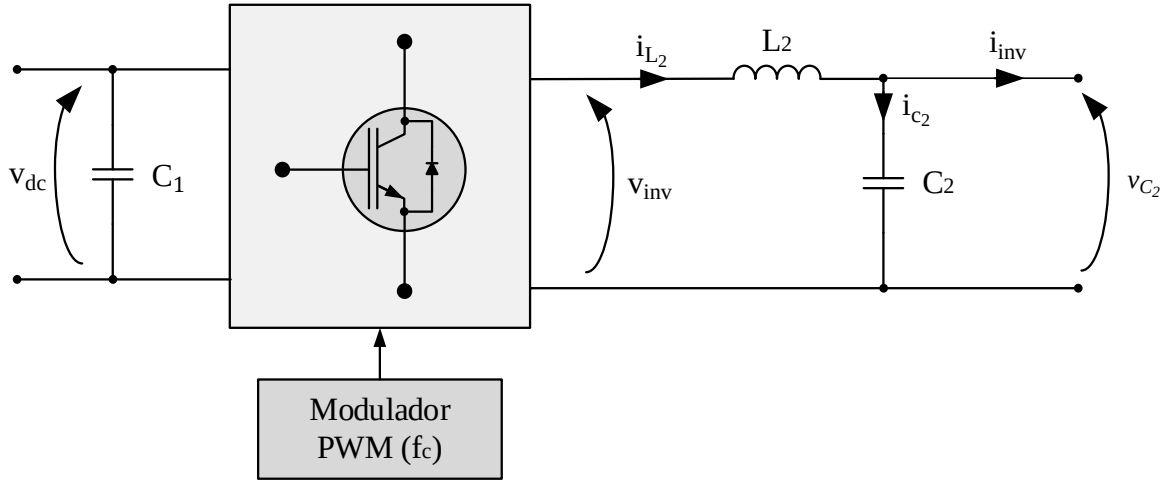
3.3. Projeto do Filtro LC de Saída do Inversor

Como o enfoque deste trabalho é o desenvolvimento de um controle de reativos com um inversor conectado à rede de distribuição de energia, a compensação deve estar associada ao fato de a tensão de saída ser puramente senoidal, isto é, sem distorções. Portanto, das topologias apresentadas na Figura 25, o filtro LC mostra-se mais adequado para controlar o conversor trifásico, uma vez que permite o controle do perfil da tensão alternada de saída com o uso da parcela capacitiva e da corrente injetada por meio da indutiva. Na literatura existem diversas maneiras para determinar os valores do indutor e capacitor do filtro LC; neste trabalho, será utilizada a proposta de Barbi e Piazza (2008).

Considerando o circuito equivalente monofásico do inversor na Figura 34, as Equações (71) e (72) apresentam o cálculo dos componentes do filtro passivo de segunda ordem em função da tensão de pico de linha do capacitor $\hat{V}_{C_{2ab}}$, da ondulação da corrente de pico de linha do

indutor de filtragem $\Delta i_{L_{2ab}}$, da ondulação da tensão de pico de linha sobre o capacitor $\Delta v_{C_{2ab}}$ e da frequência de comutação das chaves do inversor f_c :

Figura 34 - Filtro LC de Saída do Inversor



Fonte: autoria própria

$$L_2 = \begin{cases} \frac{\hat{v}_{C_{2ab}}}{2f_c \Delta i_{L_{2ab}}} \left(1 - \frac{\hat{v}_{C_{2ab}}}{v_{dc}} \right), & \hat{v}_{C_{2ab}} \leq \frac{v_{dc}}{2} \\ \frac{v_{dc}}{8f_c \Delta i_{L_{2ab}}}, & \hat{v}_{C_{2ab}} > \frac{v_{dc}}{2} \end{cases} \quad (71)$$

$$C_2 = \begin{cases} \frac{\hat{v}_{C_{2ab}}}{32f_c^2 L_2 \Delta v_{C_{2ab}}} \left(1 - \frac{\hat{v}_{C_{2ab}}}{v_{dc}} \right), & \hat{v}_{C_{2ab}} \leq \frac{v_{dc}}{2} \\ \frac{v_{dc}}{128f_c^2 L_2 \Delta v_{C_{2ab}}}, & \hat{v}_{C_{2ab}} > \frac{v_{dc}}{2} \end{cases} \quad (72)$$

Como a tensão eficaz de linha entregue à carga $\hat{v}_{C_{2ab}}$ é conhecida, a corrente eficaz de saída do inversor é determinada por meio da Equação (73):

$$i_{L_2} = \frac{P_{3\phi}}{\sqrt{3} \hat{v}_{C_{2ab}}} \quad (73)$$

Assumindo que não existam perdas significativas no sistema, a potência do inversor é igual à da fonte fotovoltaica. Logo:

$$i_{L_2} = \frac{2080,0}{\sqrt{3} * 220} = 5,46 \text{ A} \quad (74)$$

Adotando como projeto os valores de Barbi e Piazza (2008), para uma ondulação de 30,0 % na corrente do indutor e de 1,0 % na tensão do capacitor na mesma frequência de comutação do conversor CC-CC, isto é, 6 kHz, de (71) e (72), os parâmetros do filtro valem:

$$L_2 = \frac{400,0}{8 * 6.10^3 * (0,3 * 5,46 * \sqrt{3} * \sqrt{2})} \quad (75)$$

$$L_2 = 2,08 \text{ mH} \cong 2,0 \text{ mH} \quad (76)$$

$$C_2 = \frac{400,0}{128 * (6.10^3)^2 * (2,08.10^{-3}) * (0,01 * 127 * \sqrt{3} * \sqrt{2})} \quad (77)$$

$$C_2 = 13,42 \text{ } \mu\text{F} \cong 10 \text{ } \mu\text{F} \quad (78)$$

A Tabela 6 resume o projeto da estrutura do filtro LC por fase do inversor trifásico:

Tabela 6 - Resumo do Projeto do Filtro LC

Parâmetros	Valores de Projeto
f_c (kHz)	6,0
Δi_{L_2} (%)	30,0
Δv_{C_2} (%)	1,0
L_2 (mH)	2,0
C_2 (μF)	10,0

Fonte: autoria própria

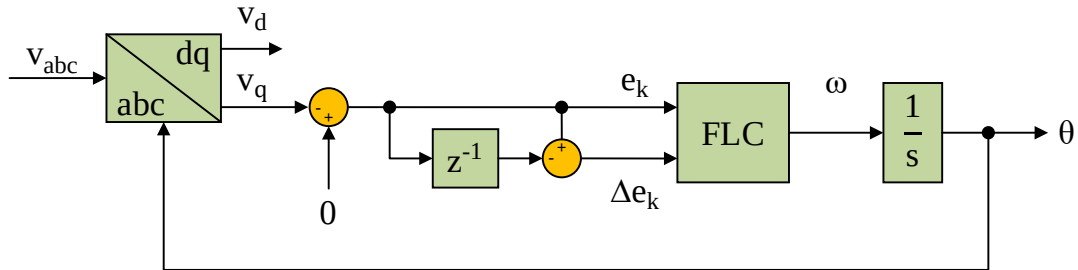
3.4. Projeto do Algoritmo de Sincronização com a Rede - PLL

Buscando aprimorar as técnicas de PLL descritas neste trabalho, o algoritmo de sincronização proposto baseia-se, inicialmente, na substituição do controlador PI por um controlador lógico *fuzzy* no diagrama em blocos da Figura 21 (SOUZA, ROCHA, *et al.*, 2016). As variáveis de entrada são o erro da tensão em quadratura v_q , quando comparada com a tensão de referência nula, denotado por $e(k)$, e a derivada do erro, $\Delta e(k)$, que pode ser interpretada como a diferença entre o erro atual e sua amostra anterior, dado o período de amostragem do sistema.

A Figura 35 mostra a topologia proposta, sendo que o FLC pode ser decomposto em três sub-blocos: fuzzificação, aplicação de regras e desfuzzificação. Além disto, as tensões trifásicas de entrada são normalizadas pelo máximo global do valor de pico entre as mesmas, desta forma, o sinal de entrada possui amplitude controlada entre -1,0 e 1,0, preservando o perfil das

senoides em caso de desequilíbrios; caso ocorra uma alguma sobretensão superior a um valor pré-estabelecido, o máximo é reiniciado imediatamente.

Figura 35 - Estrutura do Controlador Lógico *Fuzzy* Proposto



Fonte: autoria própria

O processo de fuzzificação das entradas foi realizado através da escolha de sete funções de pertinência do tipo gaussianas, classificadas de acordo com a intensidade do erro, isto é, de uma forma subjetiva que depende do conhecimento do processo de um controlador proporcional-integral. São elas: NB (*negative big*), NM (*negative medium*), NS (*negative small*), ZE (*zero*), PS (*positive small*), PM (*positive medium*) e PB (*positive big*). A Tabela 7 apresenta as regras envolvidas na determinação da ativação da função de saída, baseadas na proposta de Mamdani (PEDRYCZ e GOMIDE, 2007):

Tabela 7 - Regras Base do Sistema de Inferência *Fuzzy*

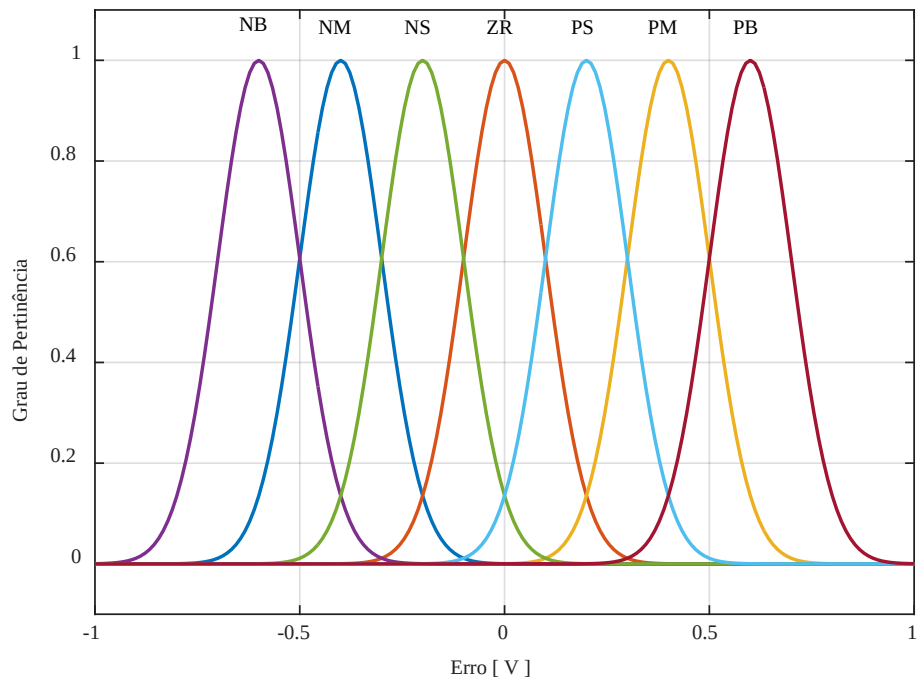
		e(k)						
		NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
$\Delta e(k)$	NB	NB	NB	NB	NB	NM	NS	ZE
	NM	NB	NB	NB	NM	NS	ZE	PS
	NS	NB	NB	NM	NS	ZE	PS	PM
	ZE	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
	PS	NM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB
	PM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB	PB
	PB	ZE	PS	PM	PB	PB	PB	PB

Fonte: autoria própria

As Figuras 36, 37 e 38 apresentam a distribuição das funções de pertinência do controlador *fuzzy* para as entradas de erro, variação do erro e frequência de saída; as gaussianas das extremidades, isto é, NB e PB, também são habilitadas nas situações em que o erro ultrapassa

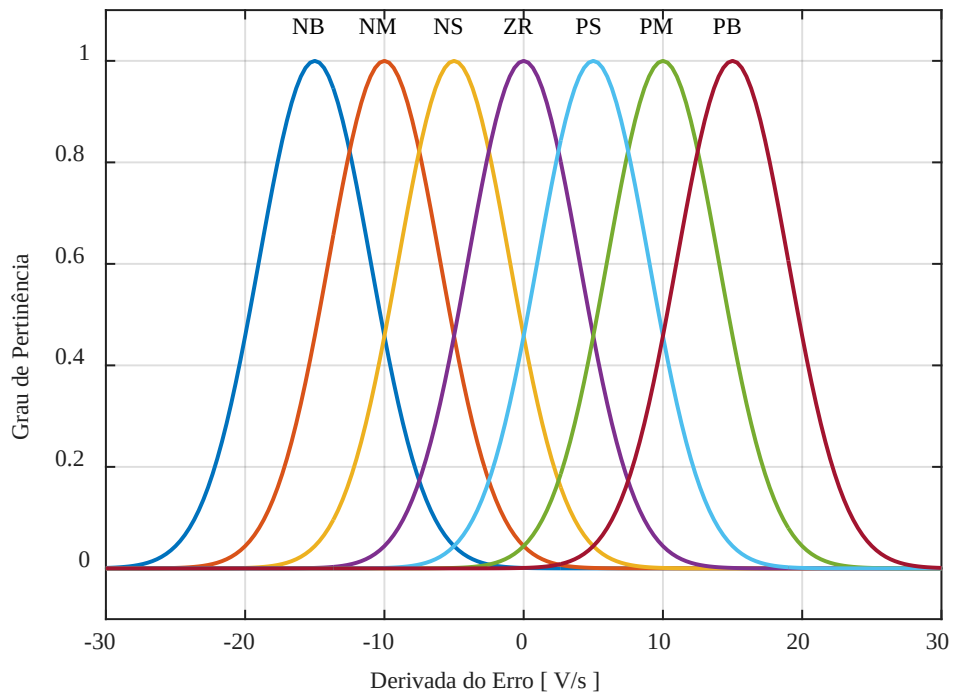
os limites inferior e superior do eixo dos gráficos, respectivamente.

Figura 36 - Função de Pertinência da Entrada do Erro



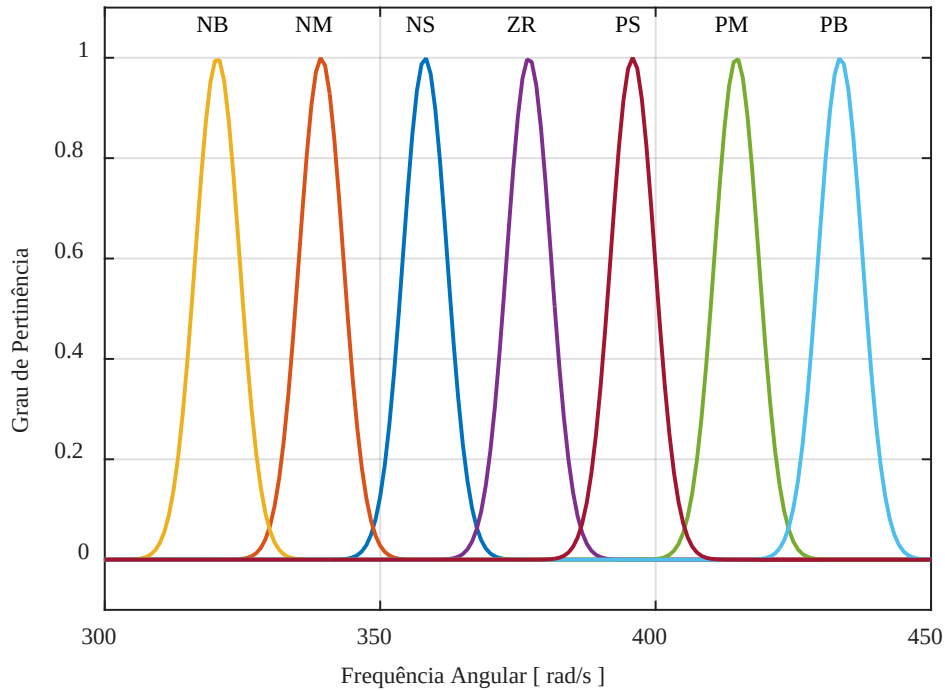
Fonte: autoria própria

Figura 37 - Função de Pertinência da Entrada da Diferença do Erro



Fonte: autoria própria

Figura 38 - Função de Pertinência da Saída de Frequências



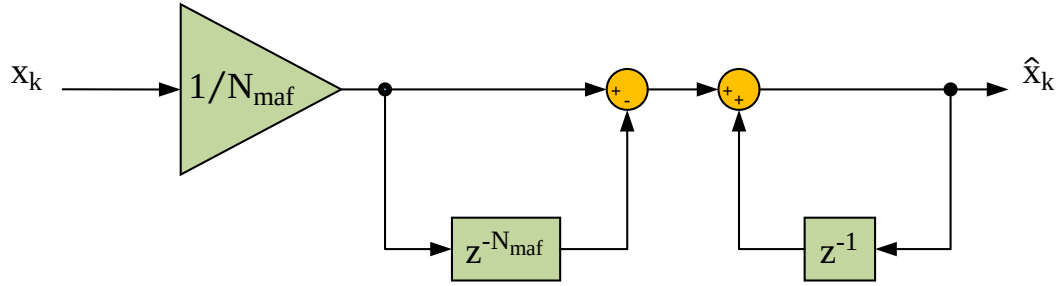
Fonte: autoria própria

3.4.1. Filtro de Média Móvel - MAF

Quando as tensões de entrada da SRF-PLL apresentam um conteúdo harmônico e/ou um desequilíbrio entre as fases, o desempenho do sistema se deteriora, pois então as tensões referência não são mais CC. Este problema pode ser resolvido reduzindo-se a largura de banda do sistema, ao eliminarem-se as frequências indesejadas com a introdução de um filtro em série com o controlador PI, isto é, a margem de fase é reduzida antes da compensação da planta em torno da frequência desejada (LAKSHMANAN, JAIN e RAJPOURHIT, 2015). Neste trabalho, para evitar a elaboração de filtros de elevada complexidade de projeto, foi utilizado um Filtro de Média Móvel (do inglês, *Moving Average Filter* - MAF) que permite garantir uma estabilidade no ponto de operação do sistema nebuloso em projeto e simplicidade de implementação computacional.

A implementação discreta de um MAF pode ser observada na Figura 39, a qual mostra que este algoritmo é computacionalmente eficiente pois requer apenas uma multiplicação (divisão), uma soma e uma subtração, para uma janela de N_{maf} amostras. Consiste em um vetor circular em que a amostra mais antiga é substituída pela atual (GOLESTAN, RAMEZANI, *et al.*, 2014):

Figura 39 - Realização Discreta do MAF



Fonte: adaptado de Lakshmanan, Jain e Rajpourhit (2015)

Supondo que se deseja eliminar as harmônicas múltiplas inteiras da fundamental, o período de amostragem do filtro deve ser o inverso do dobro da frequência da primeira harmônica, isto é (LAKSHMANAN, JAIN e RAJPOURHIT, 2015):

$$T_{maf} = \frac{1}{2f_r} \quad (79)$$

Considerando que o sistema seja amostrado com um período de amostragem T_s , o número de amostras do filtro é obtido através da Equação (80) (LAKSHMANAN, JAIN e RAJPOURHIT, 2015; GOLESTAN, RAMEZANI, *et al.*, 2014):

$$N_{maf} = \frac{T_{maf}}{T_s} = \frac{f_s}{f_{maf}} \quad (80)$$

Considerando uma rede de distribuição com frequência nominal de 60 Hz e uma frequência de amostragem de 20 kHz, das Equações (79) e (80) obtém-se:

$$N_{maf} = \frac{20000}{(2*60)} = 166,67 \approx 167 \quad (81)$$

Portanto, o filtro de média móvel proposto possui 167 amostras e será alocado entre o controlador FLC e o integrador do ângulo de fase que realimenta a Transformada de Clarke-Park, ou seja, será aplicado na própria frequência angular estimada.

3.5. Método de Leitura das Potências Ativa, Reativa, Distorção e Aparente

As potências ativa e reativa convencionais são definidas no domínio da frequência, originalmente em circuitos monofásicos e expandidos para circuitos trifásicos, em que os indicadores de qualidade de energia são derivados deles e não são utilizados em tempo real. Em geral, as definições de potência no domínio do tempo oferecem uma base mais apropriada para

o uso em controladores nos dispositivos eletrônicos de potência, pois são válidas durante transientes de tensão ou corrente, principalmente se forem feitas considerando um circuito trifásico, ao invés de se somar vários circuitos monofásicos para compor o sistema total. Além disto, cargas não-lineares e outros mecanismos que são geradores de harmônicas possuem grande influência na potência aparente calculada, uma vez que distorcem a definição de fator de potência, forçando os sistemas modernos de energia a requerem definições especiais para quantificar a potência medida (WATANABE, AREDES, *et al.*, 2010; CZARNECKI, 2006).

Como a proposta deste trabalho é realizar a compensação ativa do fator de potência (reativos), os controladores de tensão e corrente do inversor serão sintonizados por conteúdo harmônico, a fim de reduzir a taxa de distorção vista pela rede distribuição. Este controle será explicado nos tópicos 3.6 e 3.7, entretanto, considerando que o perfil da corrente injetada ou absorvida pelo sistema de potência seja senoidal, isto é, as definições instantâneas de potência ativa e reativa podem ser aplicadas a fim de acompanhar a dinâmica da carga local conectada antes do indutor de acoplamento com à rede.

As Equações (82) e (83) definem o método com que será realizada a leitura das potências ativa e reativa. Considerando um sistema trifásico abc , tem-se que (WATANABE, AREDES, *et al.*, 2010; GONÇALVES, 2015):

$$P_{3\phi} = v_a(t)i_a(t) + v_b(t)i_b(t) + v_c(t)i_c(t) \quad (82)$$

$$Q_{3\phi} = \frac{1}{\sqrt{3}} [v_{ab}(t)i_c(t) + v_{bc}(t)i_a(t) + v_{ca}(t)i_b(t)] \quad (83)$$

Como a tensão do ponto de acoplamento comum deve permanecer puramente senoidal, o conteúdo harmônico da corrente fará com as potências instantâneas sejam oscilatórias. Para garantir a estabilidade do sistema de controle do fluxo de ativos e reativos, além da compensação das componentes não-senoidais, um filtro de média móvel será utilizado para minimizar as perturbações nos valores calculados por (82) e (83). O projeto do mesmo é similar ao diagrama da Figura 39, contendo o número de amostras da expressão (81). Portanto, os valores instantâneos lidos ocorrem na frequência de 60 Hz, cabendo aos controladores proporcionais-ressonantes eliminar as distorções harmônicas.

Entretanto, Budeanu demonstrou que, para sistemas em condições não-senoidais, a potência aparente não é simplesmente a soma vetorial das parcelas ativas e reativas do sistema em 60 Hz, introduzindo um termo de distorção D_s que engloba as o produto das tensões e cor-

rentes em frequências distintas que não possuem um significado físico, como mostra a Equação (84) (BUDEANU, 1927; BUCCI, CIANCETTA, *et al.*, 2017):

$$S_{3\phi} = \sqrt{P_{3\phi}^2 + Q_{3\phi}^2 + D_{3\phi}^2} \quad (84)$$

A potência aparente também pode ser calculada como o produto dos valores eficazes das tensões e correntes envolvidas (BUDEANU, 1927; BUCCI, CIANCETTA, *et al.*, 2017). Para um sistema trifásico, tem-se que:

$$S_{3\phi} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \quad (85)$$

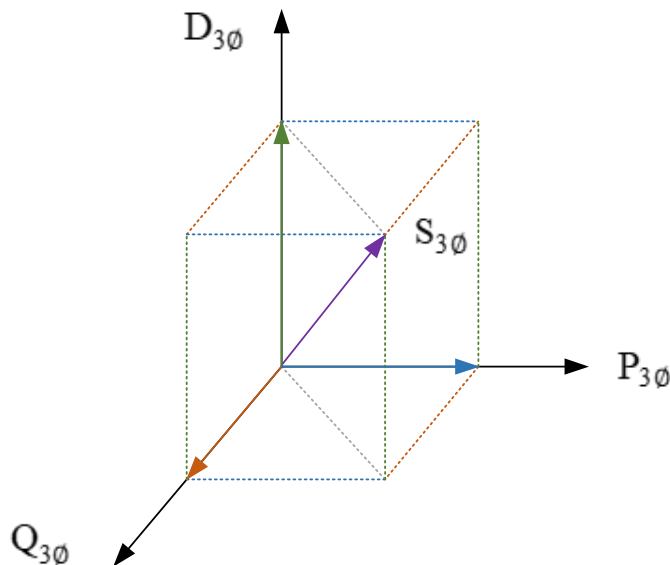
Portanto, a potência de distorção pode ser determinada por (86), em que o fator de potência total calculado é dado em (87) (BUDEANU, 1927):

$$D_{3\phi} = \sqrt{S_{3\phi}^2 - P_{3\phi}^2 - Q_{3\phi}^2} \quad (86)$$

$$f_{p_{3\phi}} = \frac{P_{3\phi}}{S_{3\phi}} \quad (87)$$

A partir das definições de Budeanu, as potências podem ser representadas graficamente em três dimensões, conforme apresenta a Figura 40:

Figura 40 - Tetraedro de Potências de Budeanu



Fonte: autoria própria

3.6. Projeto do Controlador de Corrente do Inversor

O circuito equivalente monofásico da Figura 34 permite obter a equação diferencial da dinâmica da malha de corrente do inversor, que depende exclusivamente do componente indutivo do sistema. Para cada fase a , b e c , tem-se:

$$-[v_{inv}(t)]_{abc} + L_2 \frac{d[i_{L_2}(t)]_{abc}}{dt} + [v_{C_2}(t)]_{abc} = 0 \quad (88)$$

Como a tensão do inversor pode ser expressa em termos da tensão do *link-CC* em função do ciclo de trabalho de cada fase, do funcionamento do conversor de dois níveis na Figura 16:

$$[v_{inv}(t)]_{abc} = [d(t)]_{abc} \left(\frac{v_{dc}}{2} \right) \quad (89)$$

Substituindo (89) em (88) e isolando a derivada da corrente do indutor, obtém-se que:

$$-[d(t)]_{abc} \left(\frac{v_{dc}}{2} \right) + L_2 \frac{d[i_{L_2}(t)]_{abc}}{dt} + [v_{C_2}(t)]_{abc} = 0 \quad (90)$$

$$\frac{d[i_{L_2}(t)]_{abc}}{dt} = \left(\frac{1}{L_2} \right) [d(t)]_{abc} \left(\frac{v_{dc}}{2} \right) - \left(\frac{1}{L_2} \right) [v_{C_2}(t)]_{abc} \quad (91)$$

Mudando o eixo de referências de abc para $\alpha\beta 0$, as fases trifásicas deixam de ser controladas individualmente e passam a ser vistas como dois subsistemas ($\alpha\beta$), simplificando as malhas de controle; a componente zero não é utilizada, pois assume-se inicialmente que o sistema esteja equilibrado.

A principal vantagem do sistema $\alpha\beta 0$ é poder realizar o controle por ordem harmônica individualmente, uma vez que o perfil dos sinais é senoidal e pode ser sintonizado por meio de um controlador proporcional-ressonante (PR), que possui o mesmo funcionamento que o proporcional-integral (PI), porém em uma frequência específica. Além disto, o sistema $dq0$ interpreta os sinais de entrada como um equivalente contínuo, fazendo com que os controladores apresentem termos cruzados entre si devido à presença de armazenadores de energia no sistema (indutores e capacitores), elevando a dificuldade do problema e reforçando a utilização da referência estacionária $\alpha\beta$.

Convertendo (91) para o sistema de referência estacionária $\alpha\beta 0$, a Equação (92) representa a expressão base para o projeto do controlador de corrente:

$$\frac{d[i_{L_2}(t)]_{\alpha\beta 0}}{dt} = \left(\frac{1}{L_2} \right) [d(t)]_{\alpha\beta 0} \left(\frac{V_{dc}}{2} \right) - \left(\frac{1}{L_2} \right) [v_{C_2}(t)]_{\alpha\beta 0} \quad (92)$$

Aplicando a Transformada de Laplace em (92) e interpretando a tensão do capacitor C_2 como uma perturbação, isto é, eliminando-a da equação, a função de transferência que relaciona o ciclo de trabalho do inversor com a corrente aplicada no mesmo é dada pela Equação (95):

$$s[i_{L_2}(t)]_{\alpha\beta 0} = \left(\frac{1}{L_2} \right) [d(t)]_{\alpha\beta 0} \left(\frac{V_{dc}}{2} \right) - \left(\frac{1}{L_2} \right) [v_{C_2}(t)]_{\alpha\beta 0} \quad (93)$$

$$s[i_{L_2}(t)]_{\alpha\beta 0} = \left(\frac{1}{L_2} \right) [d(t)]_{\alpha\beta 0} \left(\frac{V_{dc}}{2} \right) \quad (94)$$

$$G_{i_{L_2}d}(s) = \frac{[i_{L_2}(t)]_{\alpha\beta 0}}{[d(t)]_{\alpha\beta 0}} = \frac{V_{dc}}{2L_2s} \quad (95)$$

Substituindo os valores da tensão do *link-CC* e do indutor de filtro, a função de transferência vale:

$$G_{i_{L_2}d}(s) = \frac{400}{2 * (2,0 \cdot 10^{-3}) * s} \quad (96)$$

$$G_{i_{L_2}d}(s) = \frac{100000}{s} \quad (97)$$

Considerando que o erro do controlador de corrente seja definido pela diferença entre um valor de referência e o valor medido na corrente do indutor, o projeto do controle proporcional-ressonante será realizado inicialmente como se fosse o de um controlador PI. Portanto, o erro definido pela expressão (98):

$$[e_{i_{L_2}}(t)]_{\alpha\beta 0} = [i_{L_2}(t)]_{\alpha\beta 0_{ref}} - [i_{L_2}(t)]_{\alpha\beta 0} \quad (98)$$

A metodologia para a definição da malha do controlador de corrente é descrita por Sampaio, Brito, *et. al.* (2016) no eixo de referência $dq0$. Analogamente, derivando (98) e substituindo a Equação (92), tem-se:

$$\frac{d[e_{i_{L_2}}(t)]_{\alpha\beta 0}}{dt} = -\frac{d[i_{L_2}(t)]_{\alpha\beta 0}}{dt} \quad (99)$$

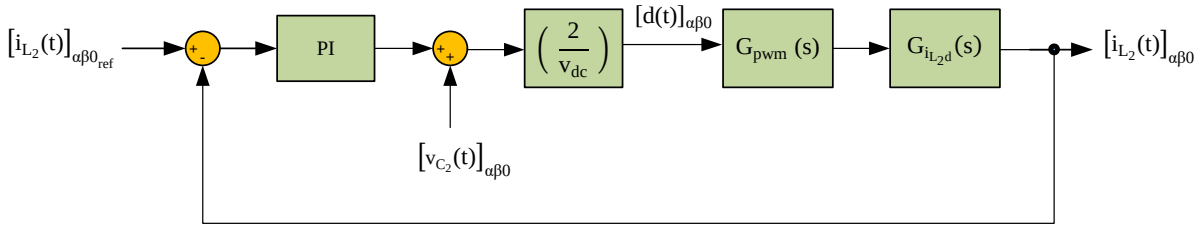
$$\frac{d[e_{i_{L_2}}(t)]_{\alpha\beta 0}}{dt} = -\left(\frac{1}{L_2}\right)[d(t)]_{\alpha\beta 0}\left(\frac{v_{dc}}{2}\right) + \left(\frac{1}{L_2}\right)[v_{C_2}(t)]_{\alpha\beta 0} \quad (100)$$

Isolando o ciclo de trabalho:

$$[d(t)]_{\alpha\beta 0} = \left(\frac{2}{v_{dc}}\right)\left\{-L_2\frac{d[e_{i_{L_2}}(t)]_{\alpha\beta 0}}{dt} + [v_{C_2}(t)]_{\alpha\beta 0}\right\} \quad (101)$$

Definindo o termo da derivada do erro a saída do controlador PI, expressando (101) em diagramas em blocos e combinado com as Equações (95) e (98), a Figura 41 apresenta a malha do inversor para o controle da corrente; o atraso da modulação PWM é inserida através da função de transferência da Equação (64), considerando que a frequência de comutação das chaves seja igual ao do conversor CC-CC (6 kHz):

Figura 41 - Malha de Controle da Corrente do Inversor



Fonte: autoria própria

Utilizando a ferramenta do Lugar Geométrico das Raízes, os valores do ganho proporcional e do zero do controlador PI são escolhidos de tal forma que resposta da corrente fosse sobre-amortecida com tempo de assentamento de $T_a = 1$ ms, critério de 2 %. A escolha deste valor se justifica em ser pelo menos 10 vezes mais rápida (NISE, 2012) que o período da tensão da rede, garantindo uma atuação rápida suficiente do inversor em um ciclo de senoide, já que as variações da carga local são desconhecidas. Além disso, a velocidade da malha é superior ao período da 7ª harmônica dos controladores proporcionais-ressonantes (420 Hz $\equiv 2,38$ ms). Com o auxílio da expressão (67), a Tabela 8 apresenta os parâmetros de projeto do controlador PI do inversor:

Tabela 8 - Projeto do Controlador PI de Corrente do Inversor

Parâmetros	Valores de Projeto
T_a (ms)	1,0
z_c	-240,0
k_p	13,2
k_i	3168,0

Fonte: autoria própria

O controlador proporcional-ressonante (PR) é representado por um sistema de segunda ordem em que se pode ajustar a largura de banda ω_b da frequência desejada, aumentando ou diminuindo a rejeição para variações na entrada. Seja ω_r a frequência angular do sinal fundamental e h a ordem harmônica, a Equação (102) apresenta o controlador utilizado neste trabalho (GONÇALVES, 2015; TEODORESCU, LISERRE e RODRÍGUEZ, 2011):

$$G_{pr}(s) = k_p + \sum_h \frac{2k_{i_h}\omega_b s}{s^2 + 2\omega_b s + (h\omega_r)^2} \quad (102)$$

Assumindo que o ganho integral seja constante por ordem harmônica, a Equação (103) apresenta a relação do entre k_{i_h} e k_i ; a atenuação ω_b garante a estabilidade do controlador e seu valor foi definido após diversas simulações no desenvolvimento deste trabalho. Outras metodologias podem ser encontradas na literatura, como em Mattavalli e Buso (2006).

$$k_{i_h} = \frac{k_i}{\omega_b} \quad (103)$$

Aplicando (103) em (102), tem-se:

$$G_{pr}(s) = k_p + \sum_h \frac{2k_i s}{s^2 + 2\omega_b s + (h\omega_r)^2} \quad (104)$$

Decompondo o somatório da Equação (104) para a 1ª (fundamental), 5ª e 7ª harmônicas e adotando uma largura de banda de 5 rad/s (BRAGA, 2015), os controladores ressonantes são dados por (106), (108) e (110):

$$G_{1_{L2}}(s) = \frac{2 * 3168,0 * s}{s^2 + 2 * 5 * s + (1 * 2 * \pi * 60)^2} \quad (105)$$

$$G_{1_{iL_2}}(s) = \frac{6336 * s}{s^2 + 10 * s + 1,42122.10^5} \quad (106)$$

$$G_{5_{iL_2}}(s) = \frac{2 * 3168,0 * s}{s^2 + 2 * 5 * s + (5 * 2 * \pi * 60)^2} \quad (107)$$

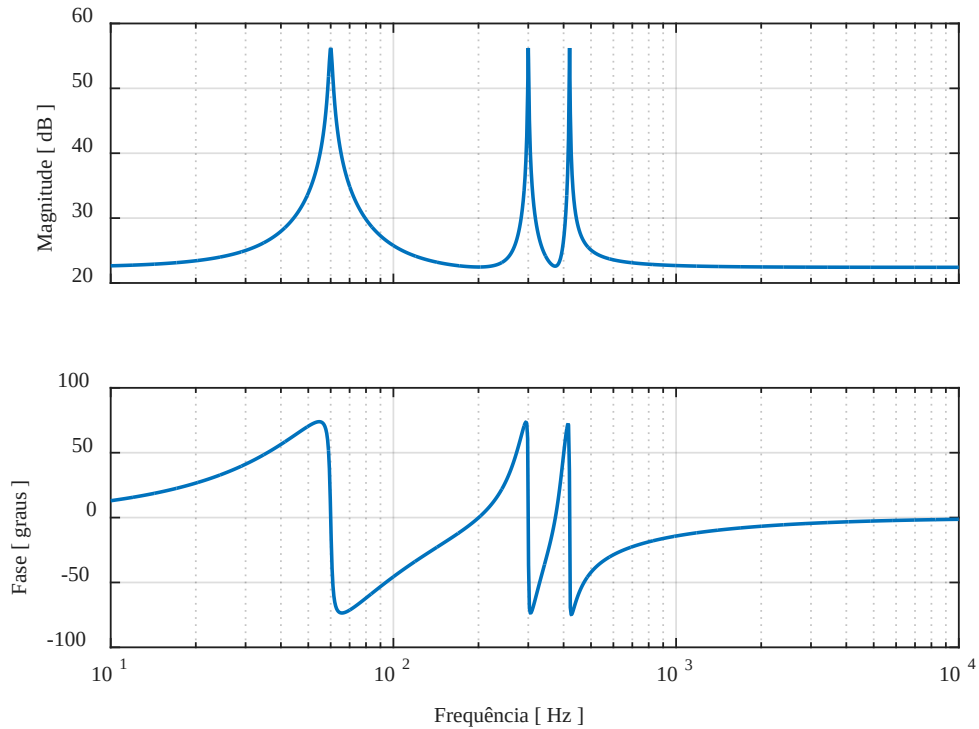
$$G_{5_{iL_2}}(s) = \frac{6336 * s}{s^2 + 10 * s + 3,55306.10^6} \quad (108)$$

$$G_{7_{iL_2}}(s) = \frac{2 * 3168,0 * s}{s^2 + 2 * 5 * s + (7 * 2 * \pi * 60)^2} \quad (109)$$

$$G_{7_{iL_2}}(s) = \frac{6336 * s}{s^2 + 10 * s + 6,96399.10^6} \quad (110)$$

Combinando os controladores ressonantes com o termo proporcional k_p de acordo com a estrutura matemática apresentada na Equação (104), com o auxílio do *software* MATLAB®, a resposta em frequência (magnitude e fase) do controlador PR de corrente é apresentada na Figura 42, indicando pontos de ganhos elevados nas harmônicas a serem compensadas:

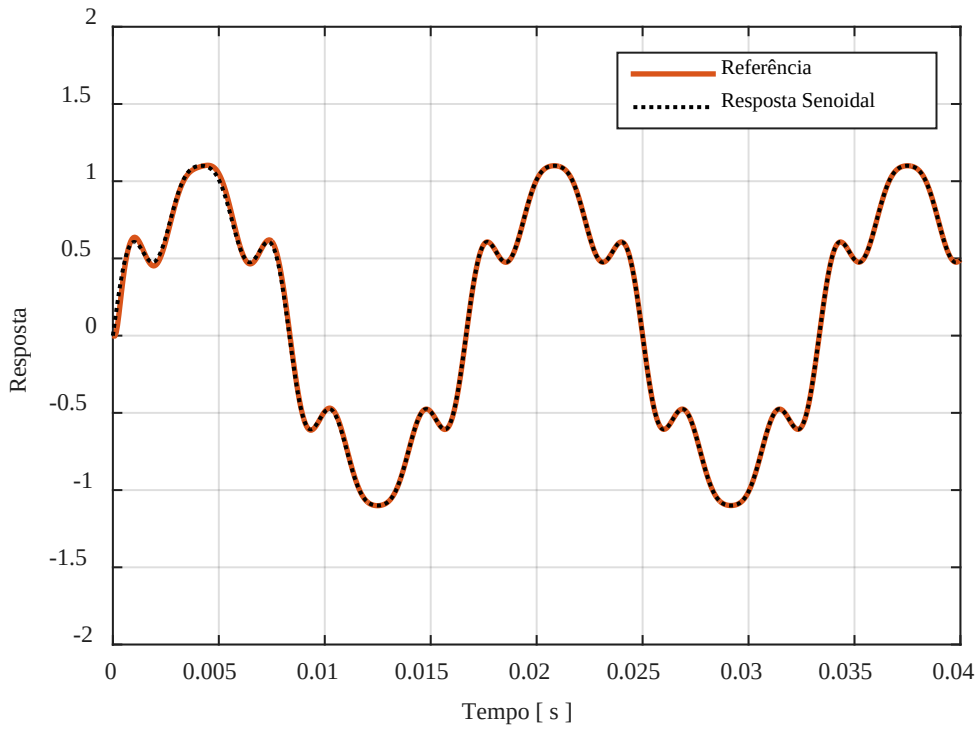
Figura 42 - Diagrama de Bode do Controlador de Corrente do Inversor



Fonte: autoria própria

Substituindo o compensador PI da Figura 41 pelo controlador PR calculado e aplicando um degrau senoidal em 60 Hz com conteúdo harmônico de 5ª e 7ª ordem, a resposta da malha de corrente no tempo é mostrada na Figura 43, que acompanhou a referência desejada; nota-se que a sinal de saída era próximo da entrada por volta do tempo de assentamento de projeto.

Figura 43 - Resposta Senoidal-Harmônica do Malha de Corrente do Inversor com Controlador PR



Fonte: autoria própria

Aplicando a discretização da Equação (69) nos controladores harmônicos para uma frequência de amostragem de 20 kHz, os compensadores proporcionais-ressonantes são dados por:

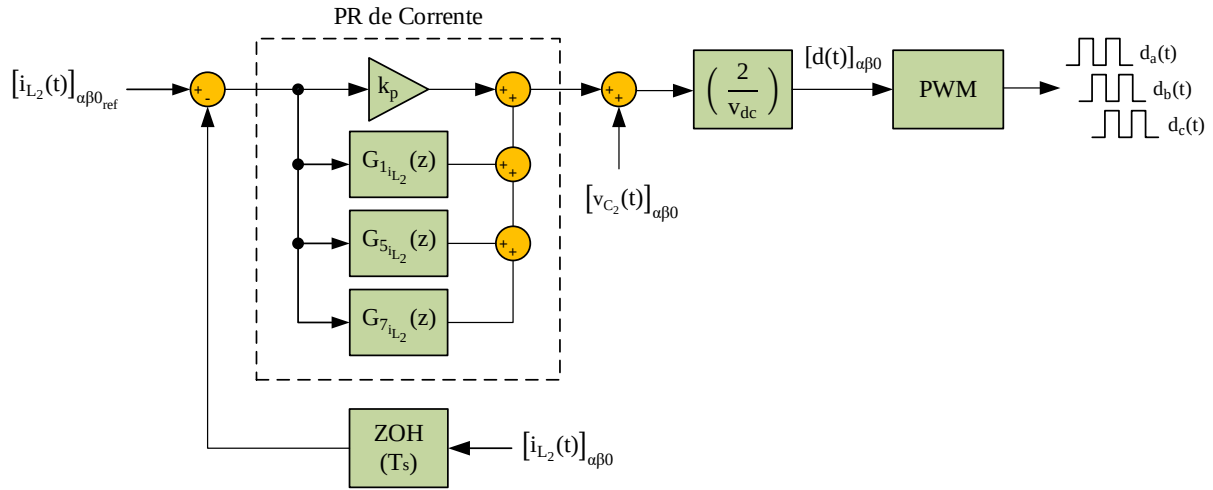
$$G_{1_{iL_2}}(z) = \frac{0,158346348 * z^2 - 0,158346348}{z^2 - 1,999144984 * z + 0,999500169} \quad (111)$$

$$G_{5_{iL_2}}(z) = \frac{0,158009612 * z^2 - 0,158009612}{z^2 - 1,990640480 * z + 0,999501232} \quad (112)$$

$$G_{7_{iL_2}}(z) = \frac{0,157674305 * z^2 - 0,157674305}{z^2 - 1,982172071 * z + 0,999502291} \quad (113)$$

A Figura 44 apresenta o bloco de implementação digital do controlador de corrente do inversor:

Figura 44 - Implementação Digital do Controlador de Corrente do Inversor



Fonte: autoria própria

3.7. Projeto do Controlador de Tensão do Inversor

O controlador de tensão é responsável em gerar a corrente de referência da estrutura de controle da Figura 44. Portanto, do componente capacitivo do filtro LC da Figura 34, a equação diferencial da dinâmica da malha de tensão do capacitor C_2 é dada pela expressão em (116):

$$-[i_{L_2}(t)]_{abc} + [i_{C_2}(t)]_{abc} + [i_{inv}(t)]_{abc} = 0 \quad (114)$$

$$-[i_{L_2}(t)]_{abc} + C_2 \frac{d[v_{C_2}(t)]_{abc}}{dt} + [i_{inv}(t)]_{abc} = 0 \quad (115)$$

$$\frac{d[v_{C_2}(t)]_{abc}}{dt} = \left(\frac{1}{C_2} \right) [i_{L_2}(t)]_{abc} - \left(\frac{1}{C_2} \right) [i_{inv}(t)]_{abc} \quad (116)$$

Convertendo a Equação (116) no sistema de referências $\alpha\beta 0$, tem-se que:

$$\frac{d[v_{C_2}(t)]_{\alpha\beta 0}}{dt} = \left(\frac{1}{C_2} \right) [i_{L_2}(t)]_{\alpha\beta 0} - \left(\frac{1}{C_2} \right) [i_{inv}(t)]_{\alpha\beta 0} \quad (117)$$

Aplicando a Transformada de Laplace em (117) e considerando que a corrente de saída do inversor seja interpretada como uma perturbação, isto é, eliminando-a da equação, a função de transferência que relaciona a tensão do capacitor C_2 na carga local com a corrente aplicada

no indutor do filtro LC é dada pela Equação (95):

$$s[v_{C_2}(t)]_{\alpha\beta 0} = \left(\frac{1}{C_2} \right) [i_{L_2}(t)]_{\alpha\beta 0} - \left(\frac{1}{C_2} \right) [i_{inv}(t)]_{\alpha\beta 0} \quad (118)$$

$$s[v_{C_2}(t)]_{\alpha\beta 0} = \left(\frac{1}{C_2} \right) [i_{L_2}(t)]_{\alpha\beta 0} \quad (119)$$

$$G_{v_{C_2}i_{L_2}}(s) = \frac{[v_{C_2}(t)]_{\alpha\beta 0}}{[i_{L_2}(t)]_{\alpha\beta 0}} = \frac{1}{C_2 s} \quad (120)$$

Substituindo o valor do capacitor de filtro, a função de transferência vale:

$$G_{v_{C_2}i_{L_2}}(s) = \frac{1}{(10,0 \cdot 10^{-6}) * s} \quad (121)$$

$$G_{v_{C_2}i_{L_2}}(s) = \frac{100000}{s} \quad (122)$$

Definindo o erro do controlador de tensão como a diferença entre um valor de referência e o valor medido sobre capacitor do filtro LC, derivando-o e aplicando o resultado da Equação (117), obtém-se:

$$[e_{v_{C_2}}(t)]_{\alpha\beta 0} = [v_{C_2}(t)]_{\alpha\beta 0_{ref}} - [v_{C_2}(t)]_{\alpha\beta 0} \quad (123)$$

$$\frac{d[e_{v_{C_2}}(t)]_{\alpha\beta 0}}{dt} = - \frac{d[v_{C_2}(t)]_{\alpha\beta 0}}{dt} \quad (124)$$

$$\frac{d[e_{v_{C_2}}(t)]_{\alpha\beta 0}}{dt} = - \left(\frac{1}{C_2} \right) [i_{L_2}(t)]_{\alpha\beta 0} + \left(\frac{1}{C_2} \right) [i_{inv}(t)]_{\alpha\beta 0} \quad (125)$$

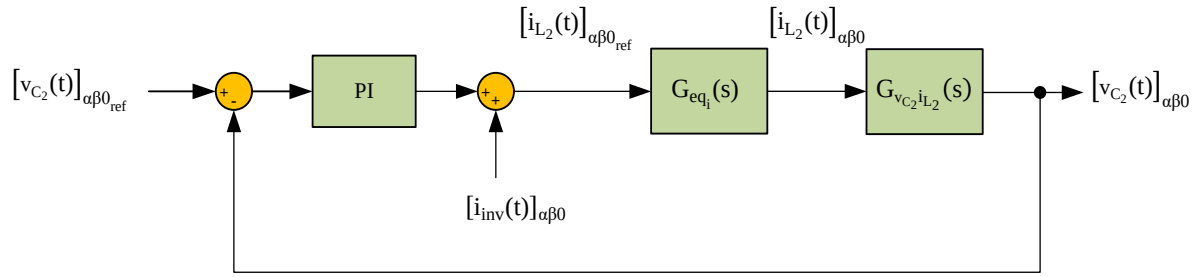
Isolando a corrente do indutor:

$$[i_{L_2}(t)]_{\alpha\beta 0} = -C_2 \frac{d[e_{v_{C_2}}(t)]_{\alpha\beta 0}}{dt} + [i_{inv}(t)]_{\alpha\beta 0} \quad (126)$$

Assumindo que o termo da derivada do erro seja a saída do controlador PI, expressando (126) em diagramas em blocos e combinado com as Equações (120) e (123), a Figura 45 apresenta a malha do inversor para o controle da tensão; a estrutura da Figura 41 é considerada

como uma malha interna ao controlador de tensão, sendo que sua função de transferência será considerada no projeto do mesmo:

Figura 45 - Malha de Controle da Tensão do Inversor



Fonte: autoria própria

A função de transferência equivalente da malha de corrente pode ser obtida através da fórmula de realimentação negativa de Nise (2012):

$$G_{eq}(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} \quad (127)$$

Da Figura 41:

$$G(s) = \left(\frac{2}{V_{dc}} \right) G_{pi}(s) G_{pwm}(s) G_{i_{L_2d}}(s) \quad (128)$$

$$H(s) = 1,0 \quad (129)$$

Substituindo (128) e (129) em (127) e utilizando os parâmetros de controle da corrente dispostos na Tabela 8 entre a corrente de referência de entrada com a corrente medida no indutor do filtro LC, a dinâmica da malha de compensação de corrente é dada por (130). Nota-se que, o zero no semi-plano direito da função de transferência é devido à modelagem do atraso da modulação PWM na Equação (64).

$$G_{eq_i}(s) = \frac{-6.33600.10^5 * s^2 + 1.51760.10^{10} * s + 7.29907.10^{11}}{96,0 * s^3 + 1,67040.10^6 * s^2 + 1,51760.10^{10} * s + 7,29907.10^{11}} \quad (130)$$

Utilizando a ferramenta do Lugar Geométrico das Raízes, os valores do ganho proporcional e do zero do controlador PI são escolhidos de tal forma que resposta da tensão fosse sobre-amortecida com tempo de assentamento de $T_a = 3$ ms, critério de 2 %. Este valor é mais lento que a malha interna de corrente, uma vez que estão em cascata, como recomenda Nise

(2012) no projeto de controladores nesta configuração. Com o auxílio da expressão (67), a Tabela 9 apresenta os parâmetros de projeto do controlador PI do inversor:

Tabela 9 - Projeto do Controlador PI de Tensão do Inversor

Parâmetros	Valores de Projeto
T_a (ms)	3,0
z_c	-1,6
k_p	0,04
k_i	0,064

Fonte: autoria própria

A Equação (131) apresenta a relação entre o ganho integral do controlador PI com o ganho integral por ordem harmônica adotada neste trabalho; a relação foi determinada após diversas simulações para garantir a estabilidade do controle de tensão:

$$k_{i_h} = \frac{k_i}{h\omega_b} \quad (131)$$

Aplicando (131) em (102), tem-se:

$$G_{pr}(s) = k_p + \sum_h \frac{2 \left(\frac{k_i}{h} \right) s}{s^2 + 2\omega_b s + (h\omega_r)^2} \quad (132)$$

Da Equação (132), adotando uma largura de banda de 5 rad/s para a 1ª (fundamental), 5ª e 7ª, os controladores ressonantes de tensão são dados por (134), (136) e (138):

$$G_{1_{vC_2}}(s) = \frac{2 * \left(\frac{0,064}{1} \right) * s}{s^2 + 2 * 5 * s + (1 * 2 * \pi * 60)^2} \quad (133)$$

$$G_{1_{vC_2}}(s) = \frac{0,128 * s}{s^2 + 10 * s + 1,42122.10^5} \quad (134)$$

$$G_{5_{vC_2}}(s) = \frac{2 * \left(\frac{0,064}{5} \right) * s}{s^2 + 2 * 5 * s + (5 * 2 * \pi * 60)^2} \quad (135)$$

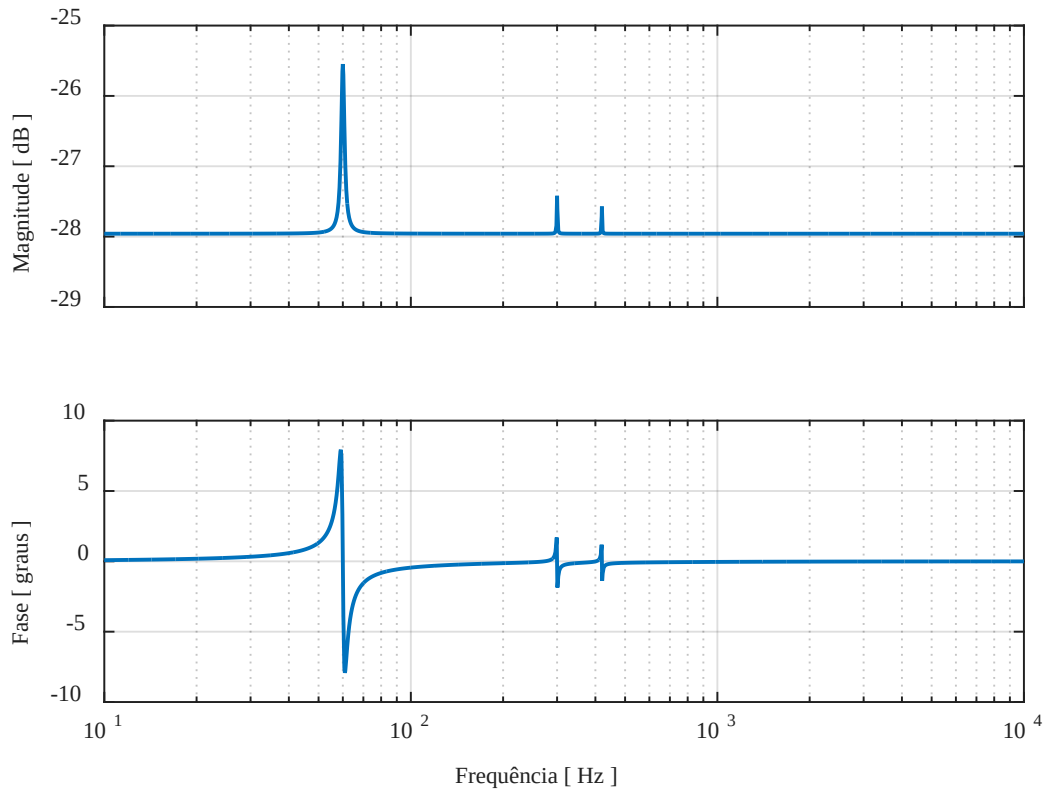
$$G_{5_{vC_2}}(s) = \frac{0,04267 * s}{s^2 + 10 * s + 3,55306.10^6} \quad (136)$$

$$G_{7_{vC_2}}(s) = \frac{2 * \left(0,064/7\right) * s}{s^2 + 2 * 5 * s + (7 * 2 * \pi * 60)^2} \quad (137)$$

$$G_{7_{vC_2}}(s) = \frac{0,00914 * s}{s^2 + 10 * s + 6,96399.10^6} \quad (138)$$

Combinando os controladores ressonantes com o termo proporcional k_p de acordo com a estrutura matemática apresentada na Equação (132), com o auxílio do software MATLAB[®], a resposta em frequência (magnitude e fase) do controlador PR de tensão é apresentada na Figura 46:

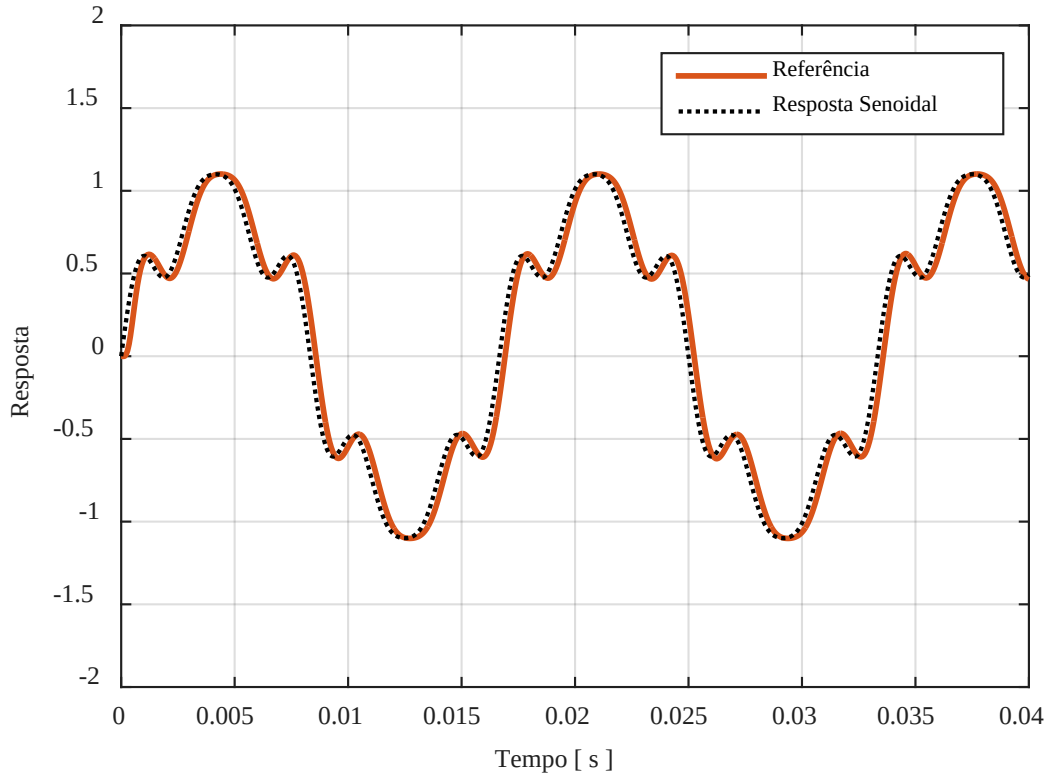
Figura 46 - Diagrama de Bode do Controlador de Tensão do Inversor



Fonte: autoria própria

Substituindo o compensador PI da Figura 45 pelo controlador PR calculado e aplicando um degrau senoidal em 60 Hz com conteúdo harmônico de 5ª e 7ª ordem, a resposta da malha de tensão no tempo é apresentada na Figura 47, que acompanhou a referência desejada apenas com um deslocamento de fase, porém dentro do tempo de projetado:

Figura 47 - Resposta Senoidal-Harmônica do Malha de Tensão do Inversor com Controlador PR



Fonte: autoria própria

Aplicando a discretização da Equação (69) nos controladores harmônicos para uma frequência de amostragem de 20 kHz, os controladores proporcionais-ressonantes são dados por:

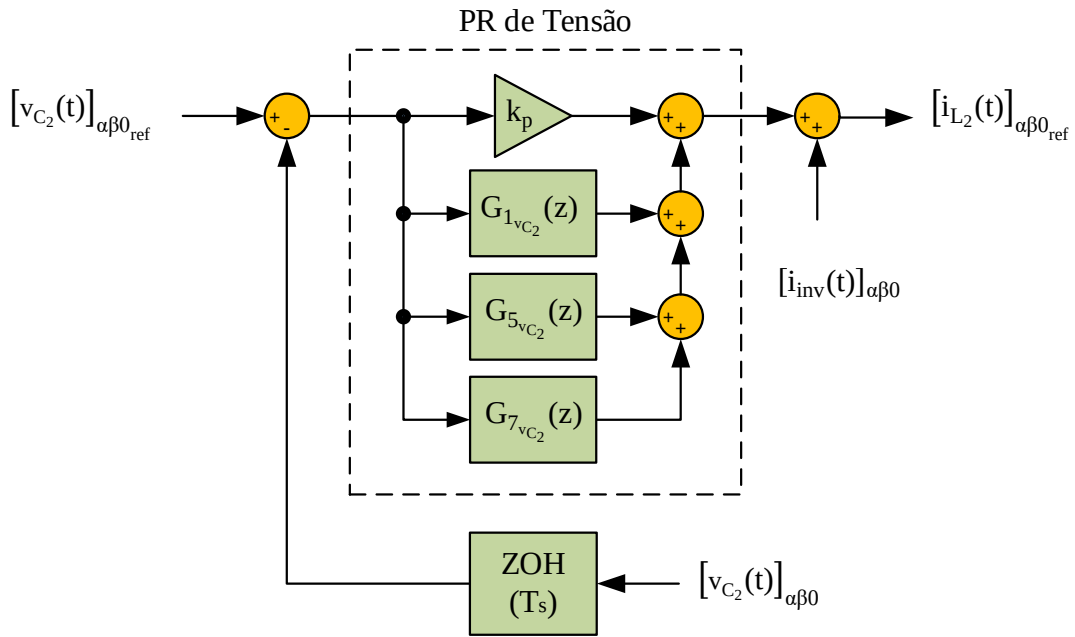
$$G_{1_{v_{C_2}}}(z) = \frac{0,000003199 * z^2 - 0,000003199}{z^2 - 1,999144984 * z + 0,999500169} \quad (139)$$

$$G_{5_{v_{C_2}}}(z) = \frac{0,000001066 * z^2 - 0,000001066}{z^2 - 1,996306125 * z + 0,999500524} \quad (140)$$

$$G_{7_{v_{C_2}}}(z) = \frac{0,000000638 * z^2 - 0,000000638}{z^2 - 1,990640480 * z + 0,999501232} \quad (141)$$

A Figura 48 apresenta o bloco de implementação digital do controlador de tensão do capacitor C_2 do inversor:

Figura 48 - Implementação Digital do Controlador de Tensão do Inversor



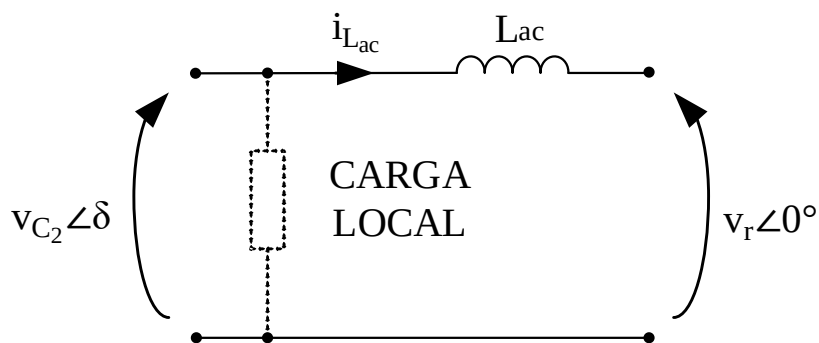
Fonte: autoria própria

3.8. Projeto do Indutor de Acoplamento com a Rede

A saída do filtro LC do inversor não será conectada diretamente com o sistema de distribuição. Se assim fosse, a tensão entregue à carga local passaria a ser imposta e fixa pela rede e o controle da malha de tensão deixaria de ter finalidade para a compensação de reativos, podendo prejudicar o desempenho do conversor trifásico. Por meio de um indutor de acoplamento entre o filtro e a rede de distribuição, o fluxo de potência de ativos e reativos pode ser controlado.

A Figura 49 apresenta a conexão equivalente monofásica entre o inversor e a rede de distribuição:

Figura 49 - Conexão do Indutor de Acoplamento com à Rede



Fonte: autoria própria

Eliminando-se o efeito da carga e equacionando o circuito da Figura 49, as potências ativa e reativa entregues para fonte valem, em função do ângulo de defasagem δ entre as tensões (SAMPAIO, BRITO, *et al.*, 2016; ROCABERT, LUNA, *et al.*, 2012):

$$P_r = -\frac{v_r v_{C_2}}{2\pi f_r L_{ac}} \sin(\delta) \quad (142)$$

$$Q_r = \frac{v_r [v_r - v_{C_2} \cos(\delta)]}{2\pi f_r L_{ac}} \quad (143)$$

Baseando-se em normas internacionais e nacionais de qualidade de energia elétrica, a tensão gerada que deve entregue a carga local deve estar contida entre os limites apresentados pela Equação (144), enquanto que o valor do indutor de acoplamento é dado pela em (145) (GONÇALVES, 2015; MACHADO, 2005):

$$0,90v_r \leq v_{C_2} \leq 1,05v_r \quad (144)$$

$$L_{ac} = \frac{v_{C_2}^2 \tan(\delta)}{2\pi f_r P_r} \quad (145)$$

Assumindo a situação de pior caso, isto é, sobretensão, e aplicando a condição de fator de potência unitário em (143), tem-se:

$$0 = \frac{v_r [v_r - v_{C_2} \cos(\delta)]}{2\pi f_r L_{ac}} \quad (146)$$

$$v_r = v_{C_2} \cos(\delta) \quad (147)$$

$$v_r = (1,05v_r) \cos(\delta) \quad (148)$$

$$\cos(\delta) = 0,95238 \quad (149)$$

$$\delta = 17,75^\circ \quad (150)$$

Repetindo a condição de sobretensão para o ângulo de defasagem encontrado na Equação (150) em (145) e considerando que a rede tenha capacidade de transferir energia ativa muito maior do que o inversor (por exemplo, que o nível de curto-circuito seja muito maior do que a corrente nominal do inversor), isto é, que possa transferir 50 kW (16,67 kW por fase), obtém-se:

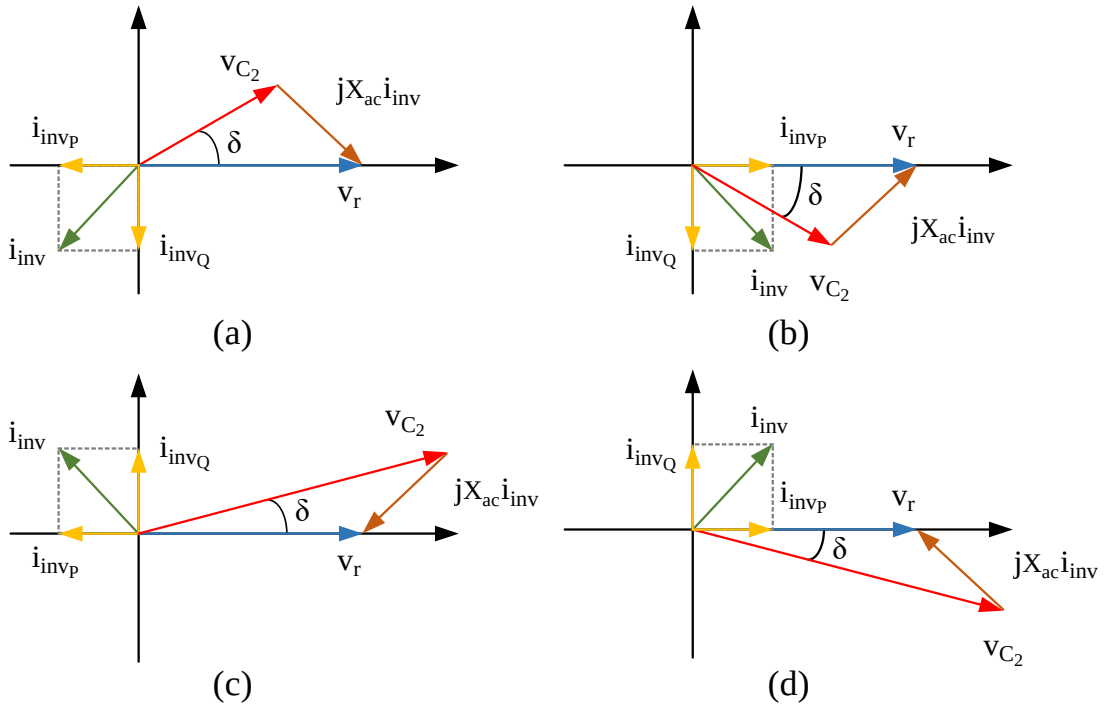
$$L_{ac} = \frac{(1,05v_r)^2 \tan(\delta)}{2\pi f_r P_r} \quad (151)$$

$$L_{ac} = \frac{(1,05 * 127)^2 \tan(17,75^\circ)}{2\pi * 60 * 16,67 \cdot 10^3} \quad (152)$$

$$L_{ac} = 0,906 \text{ mH} \cong 1 \text{ mH} \quad (153)$$

Desconsiderando os efeitos da carga local na saída do conversor trifásico, que pode interferir no ângulo de defasagem das tensões, e definindo X_{ac} a impedância do indutor de acoplamento, a Figura 50 apresenta o diagrama fasorial sob várias condições de funcionamento, em que, quando o ângulo da tensão do inversor é adiantado em relação ao do sistema de distribuição, a potência ativa é injetada para à rede, sendo que em (142), o valor resultante é denotado por um sinal negativo. Por outro lado, quando o conversor trifásico está atrasado, a potência ativa flui na direção do *link-CC* (ALBUQUERQUE, 2012).

Figura 50 - Diagrama Fasorial do Fluxo de Potência do Inversor



Fonte: adaptado de Albuquerque (2012)

Como a potência reativa depende exclusivamente da amplitude da tensão gerada pelo inversor v_{C2} , uma vez que o cosseno na expressão (143) não reproduz o atraso ou adiantamento das tensões por ser imune às variações de sinais, a Figura 50 mostra que, quando a amplitude

da parcela reativa da corrente i_{invQ} do inversor é positiva, independente da componente ativa i_{invP} , o valor eficaz da tensão do inversor é superior ao da rede, fazendo com que o mesmo gere potência reativa negativa que, na convecção deste trabalho, indica injeção de energia no sistema de distribuição. Além disto, o conversor absorve reativos quando a tensão do ponto de acoplamento é superada, em amplitude, pela da rede.

3.9. Projeto do Controlador de Potência Ativa do Inversor

O controle da potência ativa do inversor está intimamente ligado ao equilíbrio da tensão do *link-CC*, principalmente quando esta pode ser variável, como no caso dos sistemas fotovoltaicos devido ao algoritmo de rastreamento de máxima potência. Alguns trabalhos realizam o controle por meio da geração da corrente de referência do inversor, como Matsui, Kitano, *et al.* (1999) e González, Pérez-Ramírez e Beristáin (2015); do quadrado da tensão do barramento CC, como Yazdani e Iravani (2010); pelo ângulo de defasagem no indutor de acoplamento, como Gonçalves (2015) e Machado (2005); e tensão variável para equilíbrio de potência através do MPPT, como Mancilla-David, Arancibia (2012).

Neste trabalho será adotado o método do ângulo de defasagem, uma vez que o *link-CC* deve permanecer constante em 400 V e a presença do indutor de acoplamento facilita a confecção da malha de controle. Considerando o circuito da Figura 49, em termos de potência ativa, com a presença da carga, tem-se:

$$P_r = P_{dc} - P_{carga} \quad (154)$$

$$P_{dc} = P_r + P_{carga} \quad (155)$$

A potência do lado CC do inversor pode ser expressa em termos da tensão e corrente do capacitor:

$$P_{dc} = v_{dc} i_{C1} \quad (156)$$

$$P_{dc} = v_{dc} \left(C_1 \frac{dv_{dc}}{dt} \right) \quad (157)$$

A potência do lado CA pode ser simplificada assumindo que $\sin(\delta) \cong \delta$ em radianos, por se tratar de um ângulo pequeno em (142), logo (ROCABERT, LUNA, *et al.*, 2012):

$$P_r = -\frac{V_r V_{C_2}}{2\pi f_r L_{ac}} \delta \quad (158)$$

Substituindo (157) e (158) na Equação (154) e isolando a diferencial de tensão, obtém-se:

$$v_{dc} \left(C_1 \frac{dv_{dc}}{dt} \right) = -\frac{V_r V_{C_2}}{2\pi f_r L_{ac}} \delta + P_{carga} \quad (159)$$

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = -\left(\frac{1}{C_1 v_{dc}} \right) \frac{V_r V_{C_2}}{2\pi f_r L_{ac}} \delta + \left(\frac{1}{C_1 v_{dc}} \right) P_{carga} \quad (160)$$

Aplicando a Transformada de Laplace em (160) e considerando que a potência da carga seja interpretada como uma perturbação, isto é, eliminando-a da equação, a função de transferência que relaciona a tensão do *link-CC* com o ângulo de defasagem é dada pela Equação (163):

$$s v_{dc} = -\left(\frac{1}{C_1 v_{dc}} \right) \frac{V_r V_{C_2}}{2\pi f_r L_{ac}} \delta + \left(\frac{1}{C_1 v_{dc}} \right) P_{carga} \quad (161)$$

$$s v_{dc} = -\left(\frac{1}{C_1 v_{dc}} \right) \frac{V_r V_{C_2}}{2\pi f_r L_{ac}} \delta \quad (162)$$

$$G_{v_{dc}\delta}(s) = \frac{v_{dc}}{\delta} = -\frac{V_r V_{C_2}}{2\pi f_r L_{ac} C_1 v_{dc} s} \quad (163)$$

Substituindo os valores do indutor de acoplamento, do capacitor e tensão do *link-CC*, da frequência e tensão da rede e adotando o valor de v_{C_2} 5 % superior a esta última, tem-se:

$$G_{v_{dc}\delta}(s) = -\frac{127 * (127 * 1,05)}{2\pi * 60 * 1,0 \cdot 10^{-3} * 2000,0 \cdot 10^{-6} * 400,0 * s} \quad (164)$$

$$G_{v_{dc}\delta}(s) = -\frac{56,15335 \cdot 10^3}{s} \quad (165)$$

Definindo o erro do controlador da tensão do barramento CC como a diferença entre um valor de referência e o valor medido sobre C_1 , derivando-o e aplicando o resultado da Equação (160) obtém-se:

$$e_{v_{dc}}(t) = v_{dc_{ref}} - v_{dc} \quad (166)$$

$$\frac{de_{v_{dc}}(t)}{dt} = -\frac{dv_{dc}}{dt} \quad (167)$$

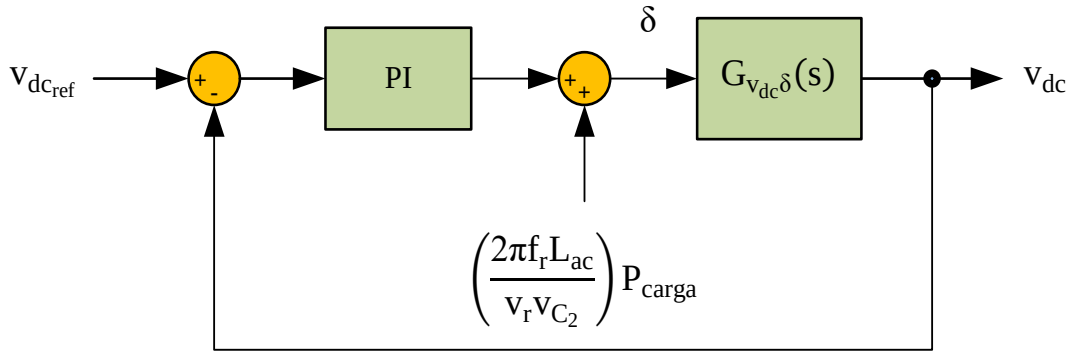
$$\frac{de_{v_{dc}}(t)}{dt} = \left(\frac{1}{C_1 v_{dc}}\right) \frac{v_r v_{C_2}}{2\pi f_r L_{ac}} \delta - \left(\frac{1}{C_1 v_{dc}}\right) P_{carga} \quad (168)$$

Isolando o ângulo de defasagem:

$$\delta = \left(\frac{2\pi f_r L_{ac} C_1 v_{dc}}{v_r v_{C_2}}\right) \frac{de_{v_{dc}}(t)}{dt} + \left(\frac{2\pi f_r L_{ac}}{v_r v_{C_2}}\right) P_{carga} \quad (169)$$

Assumindo que o termo da derivada do erro seja a saída do controlador PI, expressando (169) em diagramas em blocos e combinado com a Equação (165), a Figura 51 apresenta a malha do inversor para o controle do barramento CC, que define o fluxo de potência ativa por meio do ângulo defasagem entre a tensão v_{C_2} e a rede; o algoritmo de MPPT acaba-se por atuar na busca do ponto de máxima potência, regulando o ciclo de trabalho em função da corrente do gerador fotovoltaico por meio das chaves do conversor CC-CC:

Figura 51 - Malha de Controle da Tensão do *Link-CC* do Inversor



Fonte: autoria própria

Utilizando a ferramenta do Lugar Geométrico das Raízes, os valores do ganho proporcional e do zero do controlador PI são escolhidos de tal forma que resposta da tensão do *link-CC* fosse sobre-amortecida com tempo de assentamento de $T_a = 5$ ms, critério de 2 % (NISE, 2012); valor mais lento que a malha interna de tensão v_{C_2} e mais rápido que um semi-ciclo de senoide da rede para garantir o fluxo de potência. Com o auxílio da expressão (67), a Tabela 10 apresenta os parâmetros de projeto do controlador PI do ângulo de defasagem; nota-se que a função de transferência em (165) tem sinal negativo, o que leva a ganhos menores do que zero no projeto do compensador:

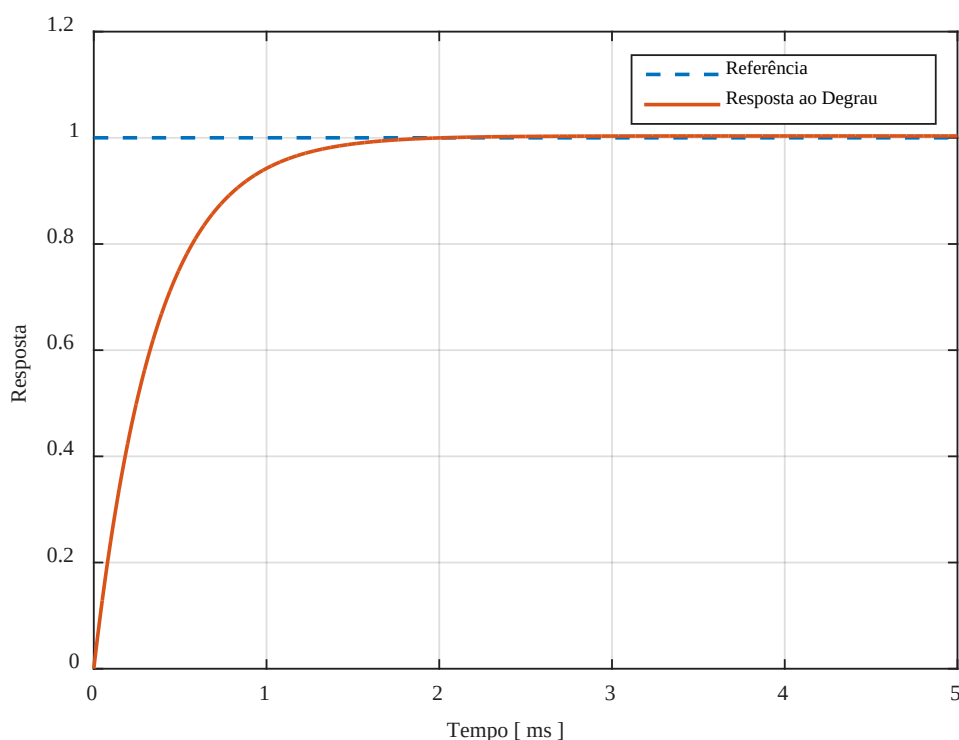
Tabela 10 - Projeto do Controlador PI do Ângulo de Defasagem

Parâmetros	Valores de Projeto
T_a (ms)	5,0
z_c	-10,0
k_p	-0,05
k_i	-0,5

Fonte: autoria própria

A Figura 52 apresenta a resposta ao degrau unitário para a malha da Figura 51 utilizando os ganhos calculados do controlador de partida na Tabela 10; o tempo de assentamento de resposta foi atendido pelo projeto:

Figura 52 - Resposta ao Degrau do Controlador do Ângulo de Defasagem



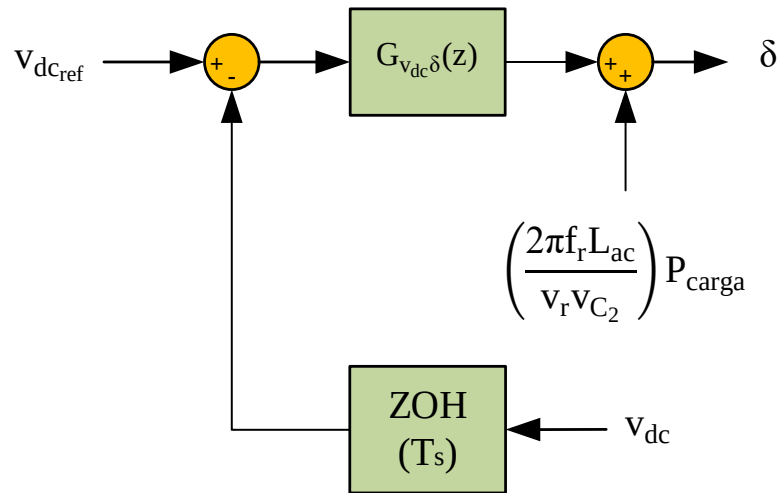
Fonte: autoria própria

Substituindo os valores de projeto da Tabela 10 no controlador da Equação (67) e realizando a transformação descrita em (69) para uma frequência de amostragem de 20 kHz, chega-se na função de transferência do regulador do *link-CC* e potência ativa utilizado neste trabalho:

$$G_{v_{dc}\delta}(z) = \frac{-0,050012500 * z + 0,049987500}{z - 1} \quad (170)$$

A Figura 53 apresenta o bloco de implementação digital do controlador potência ativa (*link-CC*); a tensão da carga local v_{C_2} é interpretada como uma constante, possuindo valor fixo (5 % acima da tensão da rede):

Figura 53 - Implementação Digital do Controlador de Ângulo de Defasagem



Fonte: autoria própria

3.10. Projeto do Controlador de Potência Reativa da Rede à 60 Hz

Alguns trabalhos realizam o controle da potência reativa por meio da geração da corrente de referência do inversor, como Suyata, Po-Ngam e Tarasantisuk (2014) e Domingos, Xavier, *et. al.* (2015); ou pela tensão da carga local, como Sampaio, Brito, *et. al.* (2016), Gonçalves (2015) e Machado (2005).

Neste trabalho será adotado o método da tensão da carga local v_{C_2} , uma vez que o seu ângulo com a rede é controlado pela tensão do *link-CC*. Portanto, sua amplitude será dada pelo controlador de reativos. Logo, considerando Equação (143) e assumindo que $\cos(\delta) \cong 1,0$ devido ao ângulo ser pequeno o suficiente, tem-se:

$$Q_r = \frac{v_r[v_r - v_{C_2}]}{2\pi f_r L_{ac}} \quad (171)$$

Derivando a Equação (171) e assumindo que tensão da rede seja fixa em 127 V, pode-se obter que:

$$\frac{dQ_r}{dt} = \frac{d}{dt} \left(\frac{v_r[v_r - v_{C_2}]}{2\pi f_r L_{ac}} \right) \quad (172)$$

$$\frac{dQ_r}{dt} = - \left(\frac{v_r}{2\pi f_r L_{ac}} \right) \frac{dv_{C_2}}{dt} \quad (173)$$

Aplicando a Transformada de Laplace somente no lado esquerdo de (173), a função de transferência que relaciona o reativo com a derivada da tensão v_{C_2} é dada por (163):

$$sQ_r = - \left(\frac{v_r}{2\pi f_r L_{ac}} \right) \frac{dv_{C_2}}{dt} \quad (174)$$

$$sQ_r = - \left(\frac{v_r}{2\pi f_r L_{ac}} \right) \dot{v}_{C_2} \quad (175)$$

$$G_{Q_r \dot{v}_{C_2}}(s) = \frac{Q_r}{\dot{v}_{C_2}} = - \frac{v_r}{2\pi f_r L_{ac} s} \quad (176)$$

Substituindo os valores do indutor de acoplamento, da frequência e tensão da rede, tem-se:

$$G_{Q_r \dot{v}_{C_2}}(s) = - \frac{127}{2\pi * 60 * 1,0 \cdot 10^{-3} * s} \quad (177)$$

$$G_{Q_r \dot{v}_{C_2}}(s) = - \frac{336,88}{s} \quad (178)$$

Definindo o erro do controlador reativos como a diferença entre um valor de referência e o valor medido, derivando-o e aplicando o resultado da Equação (173) obtém-se:

$$e_{Q_r}(t) = Q_{r_{ref}} - Q_r \quad (179)$$

$$\frac{de_{Q_r}(t)}{dt} = - \frac{dQ_r}{dt} \quad (180)$$

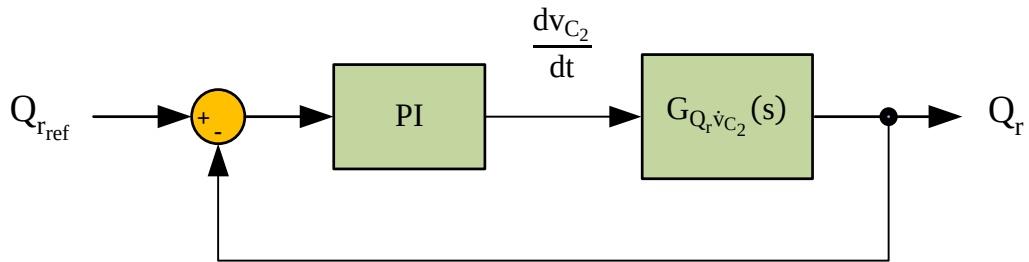
$$\frac{de_{Q_r}(t)}{dt} = \left(\frac{v_r}{2\pi f_r L_{ac}} \right) \frac{dv_{C_2}}{dt} \quad (181)$$

Isolando a derivada da tensão v_{C_2} :

$$\frac{dv_{C_2}}{dt} = \left(\frac{2\pi f_r L_{ac}}{v_r} \right) \frac{de_{Q_r}(t)}{dt} \quad (182)$$

Assumindo que o termo da derivada do erro seja a saída do controlador PI, expressando (182) em diagramas em blocos e combinado com a Equação (178), a Figura 54 apresenta a malha do inversor para o controle da potência reativa em função da derivada da tensão do ponto de acoplamento da carga local:

Figura 54 - Malha de Controle da Potência Reativa



Fonte: autoria própria

Utilizando a ferramenta do Lugar Geométrico das Raízes, os valores do ganho proporcional e do zero do controlador PI são escolhidos de tal forma que resposta da potência reativa fosse subamortecida com tempo de assentamento $T_a = 3$ s, critério de 2 % (NISE, 2012); valor extremamente mais lento que a malha interna de tensão v_{C_2} e da potência ativa, que tem prioridade na estabilidade no fluxo de potência. A sobretenção de saída do controlador garante que o inversor não absorva reativos e o fato de ser lento impede grandes oscilações na potência instantânea, conforme constatado com o auxílio de simulações. Da expressão (67), a Tabela 11 apresenta os parâmetros de projeto do controlador PI de reativos:

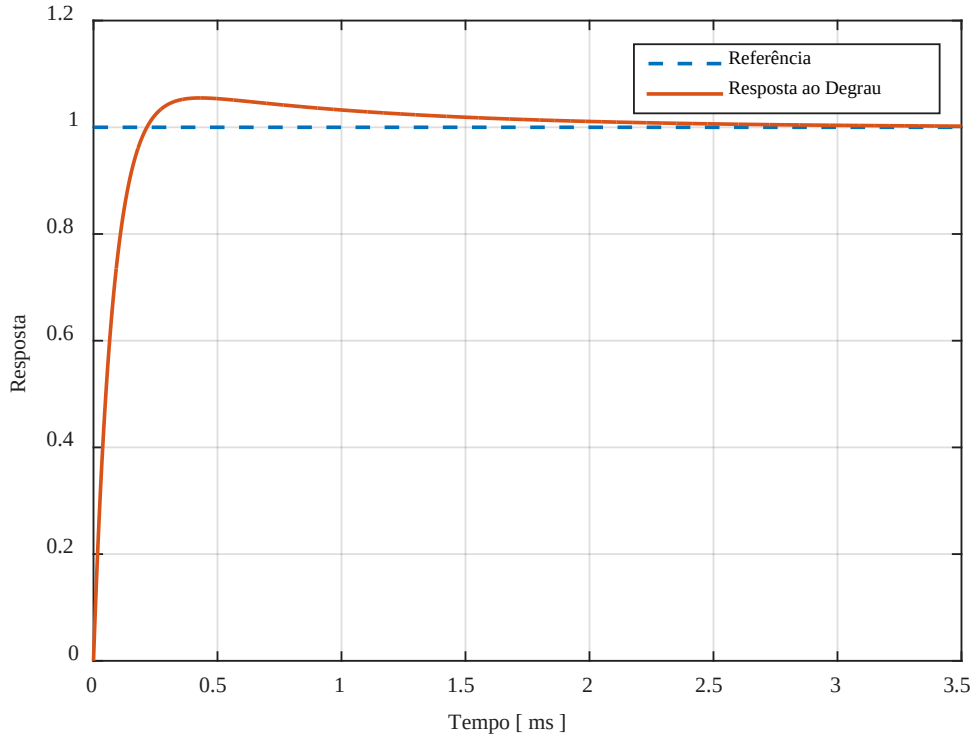
Tabela 11 - Projeto do Controlador PI da Potência Reativa

Parâmetros	Valores de Projeto
T_a (s)	3,0
z_c	-1,0
k_p	-0,04
k_i	-0,04

Fonte: autoria própria

A Figura 55 apresenta a resposta ao degrau unitário para a malha da Figura 54 utilizando os ganhos calculados do controlador de partida na Tabela 11; o tempo de assentamento de resposta foi atendido pelo projeto:

Figura 55 - Resposta ao Degrão do Controlador de Potência Reativa



Fonte: autoria própria

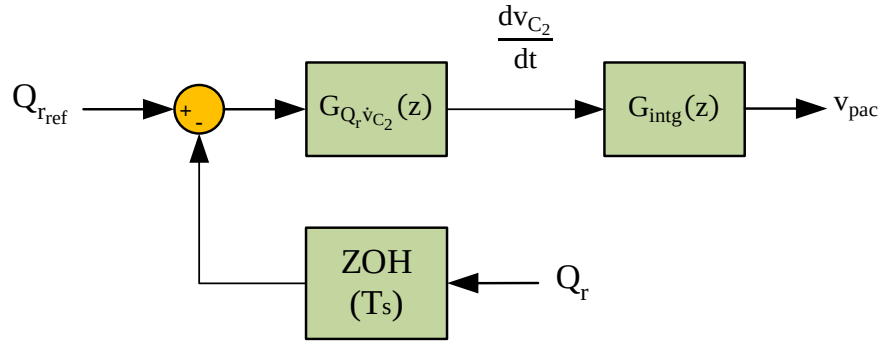
Substituindo os valores de projeto da Tabela 11 no controlador da Equação (67) e realizando a transformação descrita em (69) para uma frequência de amostragem de 20 kHz, chega-se na função de transferência do regulador reativos por meio da derivada da tensão v_{C_2} :

$$G_{Q_r \dot{v}_{C_2}}(z) = \frac{-0,040001000 * z + 0,039999000}{z - 1} \quad (183)$$

A Figura 56 apresenta o bloco de implementação digital do controlador potência reativa. Um integrador discreto, na frequência de 20 kHz, é adicionado na saída para obter a tensão de pico do ponto de conexão da carga local; o mesmo é obtido pela transformada bilinear e sua lei de controle é dada pela Equação (184):

$$G_{\text{intg}}(z) = \frac{0,000025 * z - 0,000025}{z - 1} \quad (184)$$

Figura 56 - Implementação Digital do Controlador de Potência Reativa



Fonte: autoria própria

3.11. Geração da Tensão de Referência do Inversor

A tensão do ponto de conexão da carga local v_{C_2} pode ser decomposta em dois sinais ortogonais por meio do seu próprio ângulo defasagem, isto é, pode ser representada no eixo $dq0$, conforme mostra as Equações (185) e (186), bastando apenas mudar o eixo de referências para $\alpha\beta0$ (SAMPAIO, BRITO, *et al.*, 2016; MACHADO, 2005):

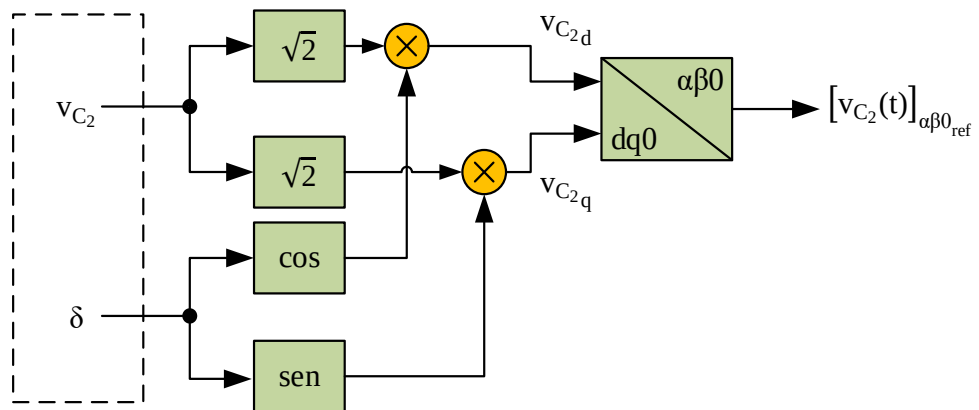
$$v_{C_{2d}} = \sqrt{2}v_{C_2} \cos(\delta) \quad (185)$$

$$v_{C_{2q}} = \sqrt{2}v_{C_2} \sin(\delta) \quad (186)$$

A Figura 55 apresenta o diagrama em blocos da geração da tensão de referência do inversor fotovoltaico:

Figura 57 - Gerador de Tensão de Referência do Capacitor C_2

Controladores de
Potência Ativa e Reativa



Fonte: autoria própria

CAPÍTULO 4

RESULTADOS COMPUTACIONAIS E DISCUSSÃO

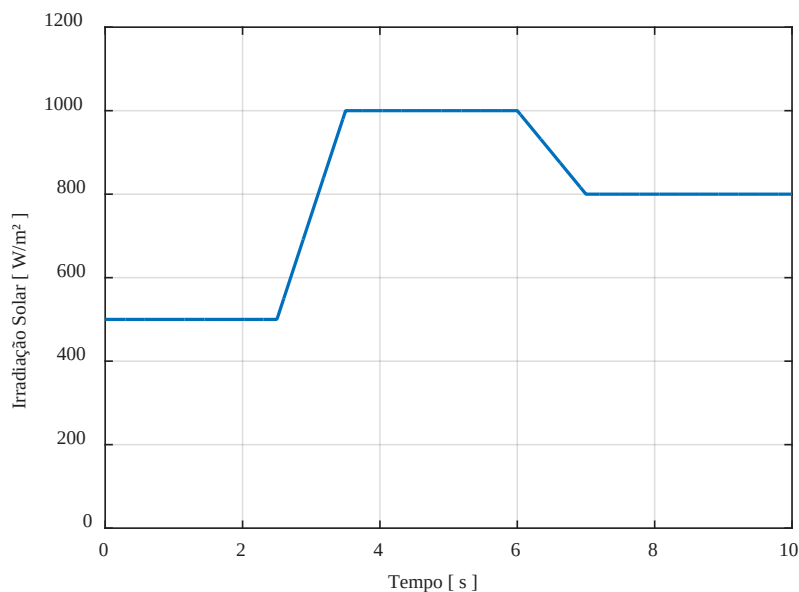
As simulações dos conversores CC-CC, CC-CA e seus respectivos controladores foram realizadas no ambiente de programação do Simulink do MATLAB®; os diagramas em blocos encontram-se no APÊNDICE A, enquanto o código de implementação do MPPT com comentários no APÊNDICE B. Os testes de compensação de reativos à 60 Hz e das frequências harmônicas de 5ª e 7ª ordem foram divididos em seis casos, cujos diagramas esquemáticos das conexões são apresentados no APÊNDICE C:

- Caso 1: Comutação de cargas RL série com irradiação solar constante;
- Caso 2: Carga RL série com irradiação solar variável ao longo do tempo;
- Caso 3: Motor de indução trifásico operando com torque variável com irradiação solar constante;
- Caso 4: Retificador trifásico a três fios com carga RL (emulação de um motor de corrente contínua) com irradiação solar variável;
- Caso 5: Retificador trifásico a três fios com carga RC (emulação do estágio de entrada de um inversor de frequência) com irradiação solar variável;
- Caso 6: Motor de indução trifásico operando com torque variável com falta de irradiação solar (simulação de uma operação noturna);

Todas as simulações foram realizadas por um período de 10 s. Nos Casos, 1 e 3 a irradiação solar é constante (1000 W/m²). A Figura 58 apresenta o perfil de irradiação solar variável utilizado nos casos 2, 4 e 5. O perfil da irradiação solar para o Caso 6 é apresentado na Figura 111. Em todos os Casos a temperatura das células fotovoltaicas é assumida como constante e igual a 25 °C.

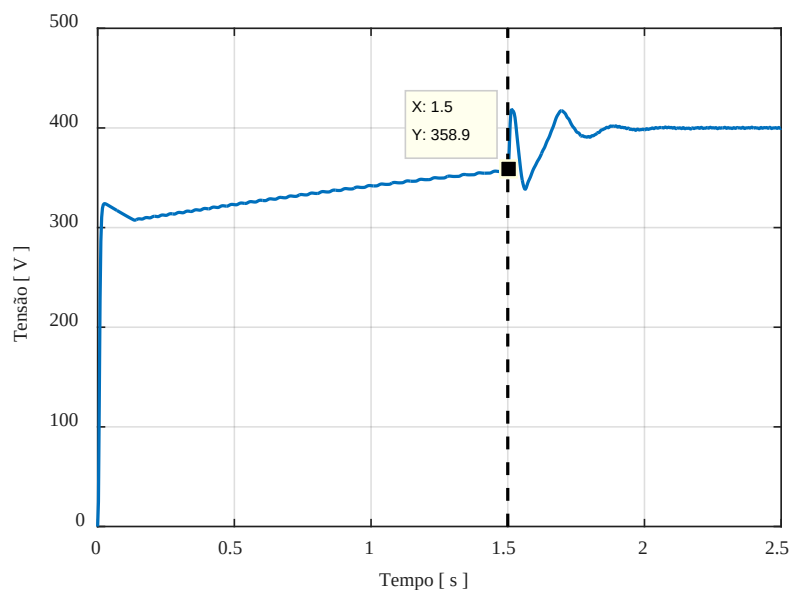
Durante os testes preliminares, constatou-se que o controlador de partida do *link*-CC apresentou uma tensão próxima de 90 % do valor nominal em torno de 1,5 s, inferior ao valor de projeto da malha, sendo, portanto, o instante em que o inversor é acionado simultaneamente com o algoritmo de MPPT, e que, a partir de 2,0 s a tensão é estável e igual a 400 V; todas as análises serão feitas neste trabalho a partir deste momento. A Figura 59 apresenta o comportamento do barramento CC, destacando o instante do início da comutação das chaves do conversor trifásico e o transitório de energização que ocorre antes de 0,1 s, em que o mesmo opera como retificador devido aos diodos dos transistores da ponte até que o conversor CC-CC passe a carregar o capacitor; um resistor elevado, da ordem de 10 kΩ é ligado em paralelo ao *link* para garantir à estabilidade do sistema na partida.

Figura 58 - Irradiação Solar Variável ao Longo do Tempo



Fonte: autoria própria

Figura 59 - Partida do *Link-CC* com Inversor e MPPT



Fonte: autoria própria

4.1. Caso 1 - Comutação de Cargas RL Série e Irradiação Solar Constante

Nesta simulação foram conectados na saída do inversor quatro tipos de cargas locais RL série de diferentes valores, a irradiação solar é constante e igual a 1000 W/m². O objetivo é avaliar o desempenho dos controladores e do inversor para mudanças abruptas no consumo das potências ativa e reativa do sistema. Nestas condições, o sistema fotovoltaico de entrada disponibiliza uma potência de 1800 W, conforme a configuração especificada no item 3.1.

A Tabela 12 apresenta a disposição das cargas utilizadas no Caso 1:

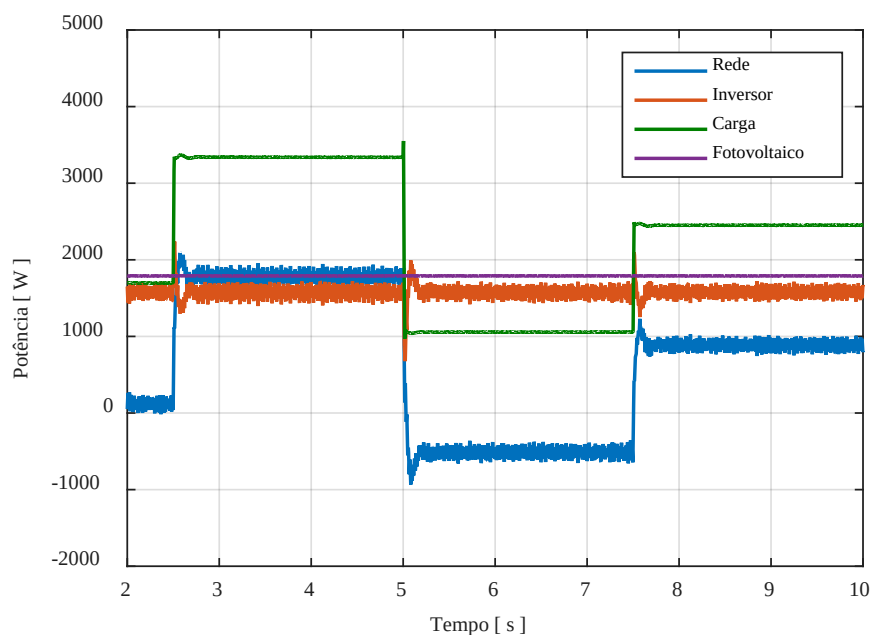
Tabela 12 - Variação das Cargas RL Série ao Longo do Tempo

Tempo (s)	R (Ω)	L (mH)
$0,0 \leq t < 2,5$	25,0	25,0
$2,5 \leq t < 5,0$	12,5	12,5
$5,0 \leq t < 7,5$	10,0	50,0
$7,5 \leq t < 10,0$	8,50	25,0

Fonte: autoria própria

A Figura 60 apresenta o comportamento da potência ativa injetada e consumida pela rede, fornecida pelo inversor e absorvida pela carga ao longo do tempo, bem como a capacidade de geração do sistema fotovoltaico após o transitório de partida do sistema. Como a irradiação solar é constante, a energia disponibilizada na saída do conversor trifásico variou apenas nos instantes das comutações das cargas RL, apresentando um tempo de recuperação inferior a 0,3 s. Além disto, o valor médio da potência entregue pelo inversor é da ordem de 1600 W, indicando um rendimento de 88,9 % da estrutura simulada. Destaca-se ainda o intervalo de tempo de 5,0 a 7,5 s, em que a rede deixa de fornecer potência ativa, tornando-se uma unidade consumidora, uma vez que nos demais instantes de tempo, a mesma atuou como complemento da fonte fotovoltaica quando a potência ativa da carga excedia o valor nominal da planta.

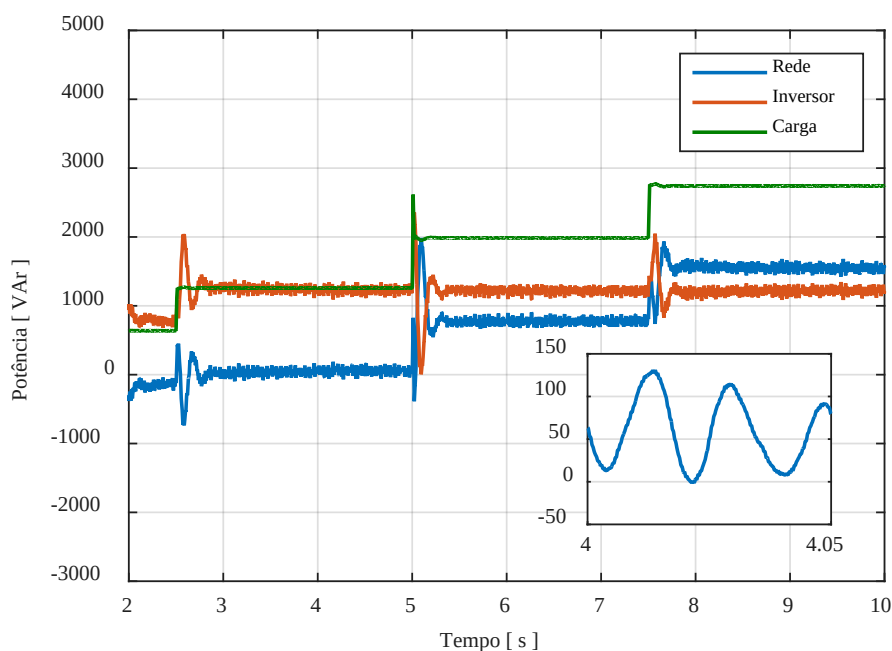
Figura 60 - Caso 1: Comportamento das Potências Ativas Instantâneas



Fonte: autoria própria

A Figura 61 destaca o perfil da potência reativa do sistema com a compensação dinâmica do inversor. Como a energia gerada pela fonte fotovoltaica é constante, a máxima capacidade de geração de reativos do conversor trifásico é limitada em 1200 VAr, pois a potência aparente do inversor é mantida constante em 2000 VA. Portanto, conforme a demanda de reativos da carga aumenta, a rede passa a completar o valor para atendê-la; a janela em destaque indica a variação instantânea desta grandeza. Além disto, o controlador de potência reativa atuou mais rápido na estabilização do sistema em relação ao valor do tempo de assentamento de projeto do mesmo, uma vez que o controlador PI tinha como condição inicial de saída a tensão do ponto de acoplamento local, isto é, ao comutar-se uma carga, o mesmo não precisava partir do zero, quando já em regime permanente de operação.

Figura 61 - Caso 1: Comportamento das Potências Reativas Instantâneas

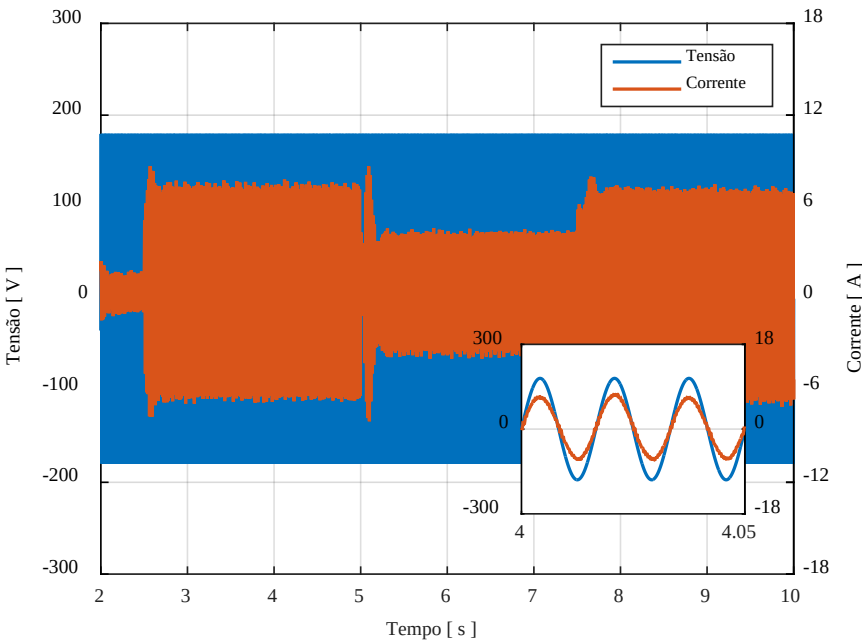


Fonte: autoria própria

Considerando o fluxo de potência de ativos e reativos apresentados, a Figura 62 mostra o comportamento da tensão e da corrente da rede durante a dinâmica do controle do inversor, com destaque ao intervalo de tempo de 4,0 a 4,05 s, em que ambas se encontram em fase pelo fato do mesmo ser capaz de atender a demanda de reativos da carga. Uma análise mais completa pode ser realizada por meio do Tetraedro de Potências da Figura 63, em que se pode observar que a potência reativa da rede foi severamente reduzida em relação ao valor solicitado pela carga, embora ainda o sistema de distribuição esteja fornecendo potência ativa. Como balanço geral, o fator de potência visto mesmo é de 0,996 indutivo, valor superior ao da norma brasileira

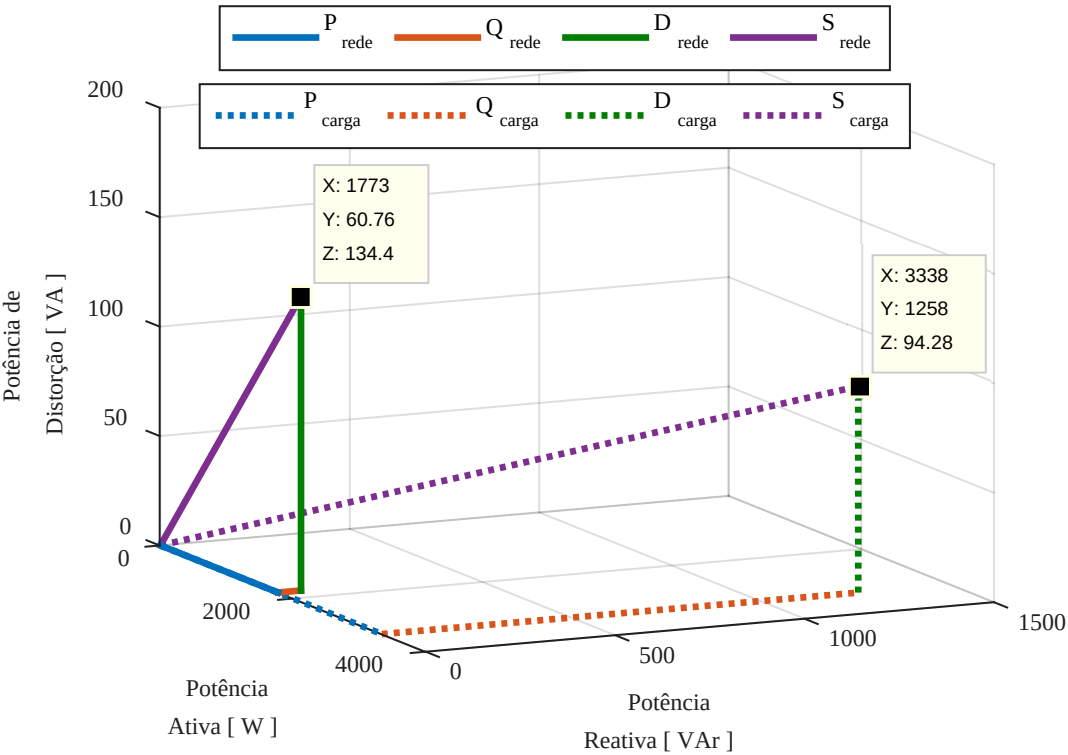
da ANEEL de 0,92 (noventa e dois centésimos) a 1,00 (um) indutivo ou 1,00 (um) a 0,92 (noventa e dois centésimos) capacitivo (ANEEL, 2018).

Figura 62 - Caso 1: Tensão e Corrente da Rede (fase a)



Fonte: autoria própria

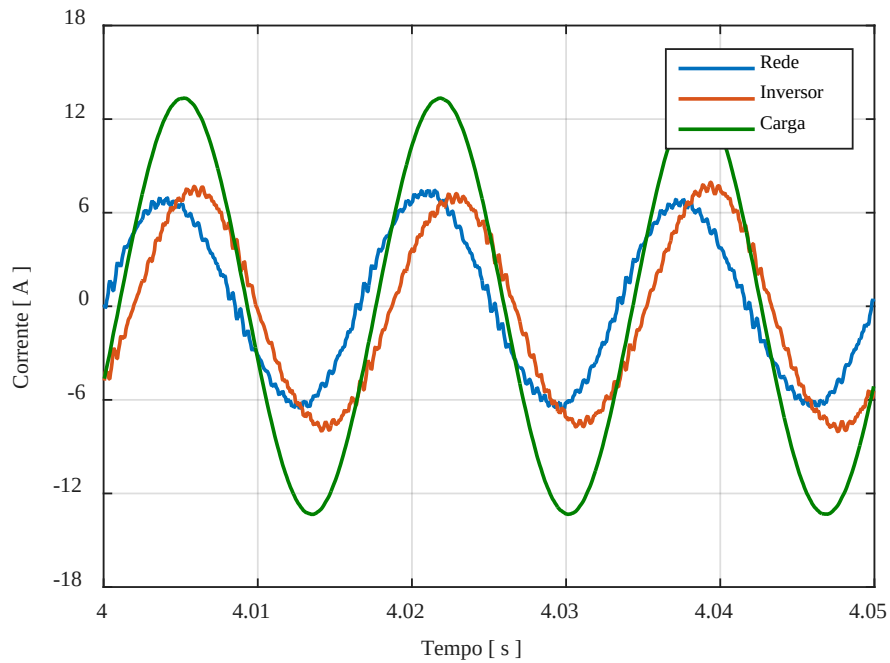
Figura 63 - Caso 1: Tetraedro de Potências



Fonte: autoria própria

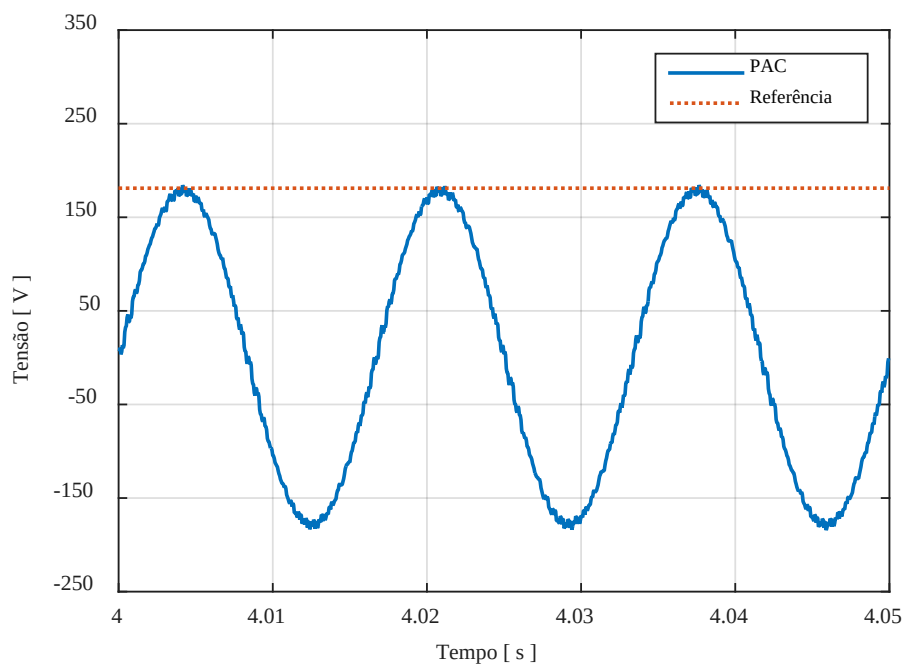
A Figura 64 salienta o perfil das correntes envolvidas no ponto de conexão da carga local no intervalo de 4,0 a 4,05 s, enquanto que a Figura 65 apresenta o comportamento da tensão gerada pelo conversor trifásico junto à rede, em que a referência é definida pelo controlador de reativos.

Figura 64 - Caso 1: Destaque das Correntes da Rede, Inversor e Carga



Fonte: autoria própria

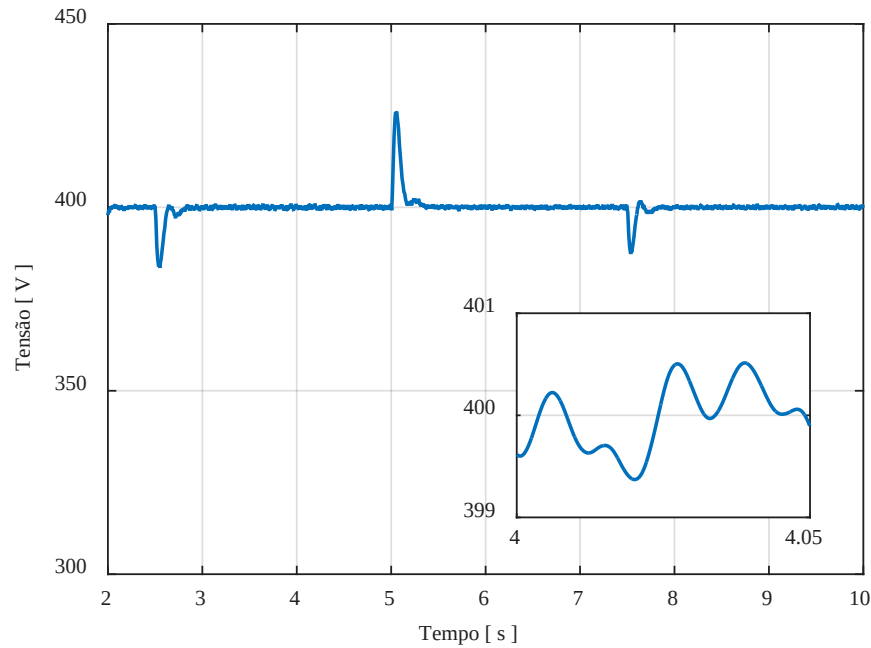
Figura 65 - Caso 1: Destaque da Tensão e da Referência do Capacitor C_2



Fonte: autoria própria

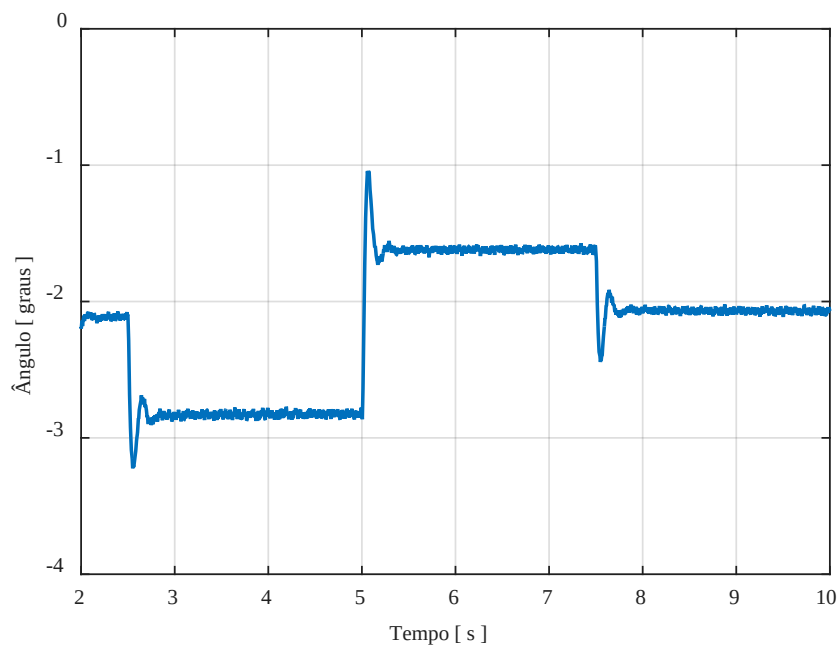
A tensão do *link-CC* é apresentada na Figura 66; pode-se observar que a mesma permaneceu estável com poucas oscilações nas comutações das cargas, ocorrendo, principalmente, pela mudança abrupta na resposta do controlador do ângulo da tensão da malha de potência ativa, como mostra a Figura 67, sendo que o erro em regime permanente ficou limitado, em módulo, em menos de 1 V.

Figura 66 - Caso 1: Tensão do *Link-CC*



Fonte: autoria própria

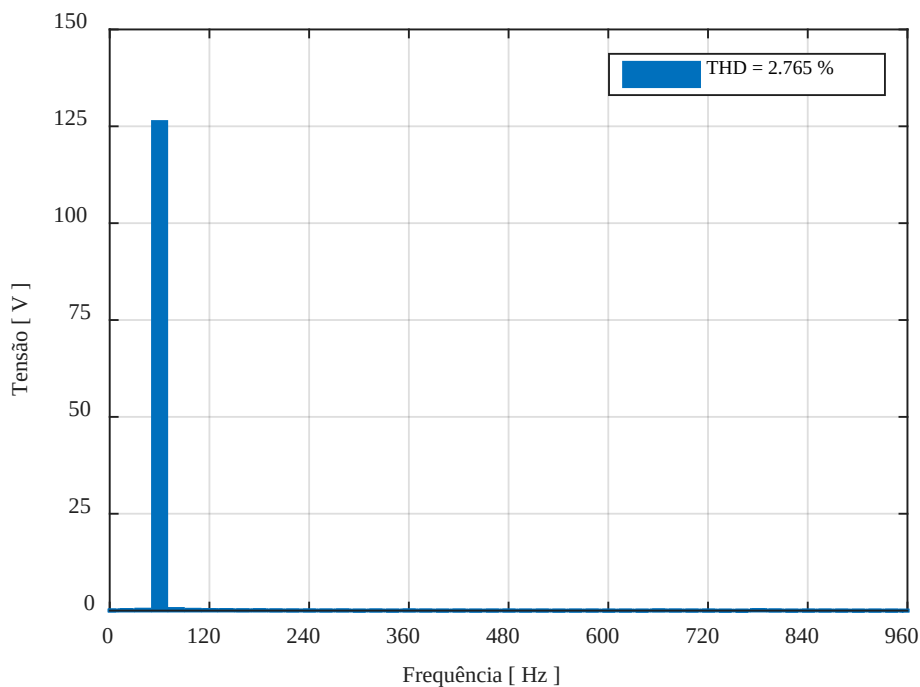
Figura 67 - Caso 1: Ângulo de Defasagem da Tensão do Capacitor C_2



Fonte: autoria própria

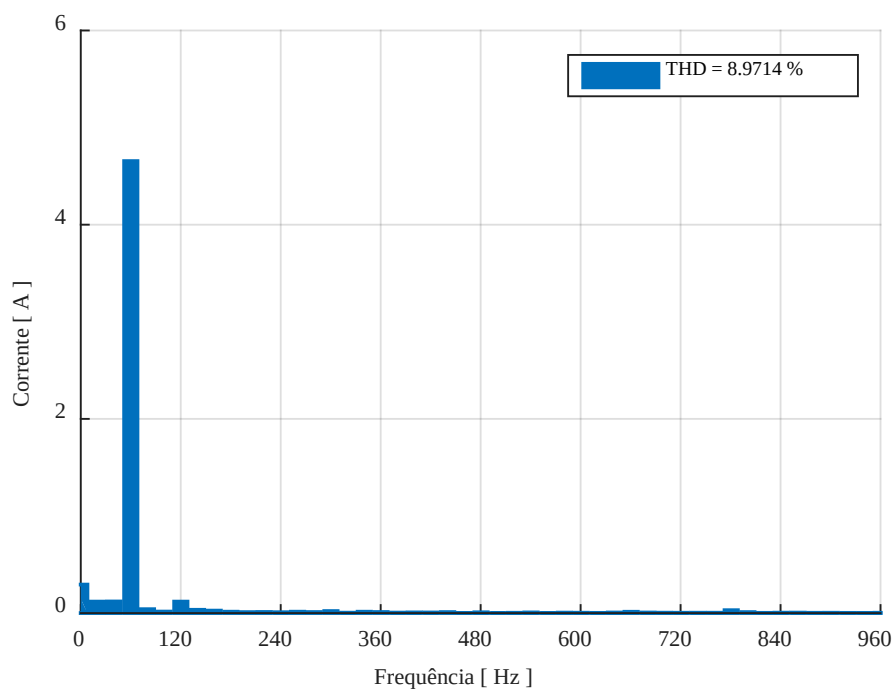
A Figura 68 ilustra a resposta em frequência da tensão gerada pelo inversor no capacitor C_2 , enquanto que a Figura 69, a corrente injetada pela rede no intervalo de 4,0 a 4,05 s:

Figura 68 - Caso 1: Espectro de Frequências da Tensão do Capacitor C_2



Fonte: autoria própria

Figura 69 - Caso 1: Espectro de Frequências da Corrente da Rede



Fonte: autoria própria

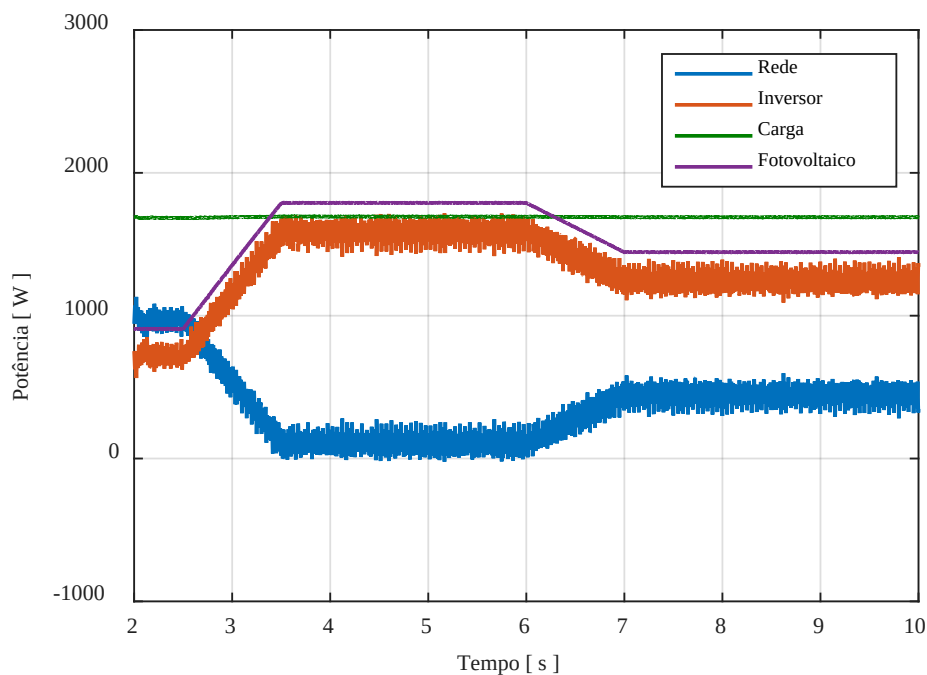
A Figura 68 mostra que o inversor fotovoltaico projetado está de acordo com as regulamentações da ANEEL para instalações elétricas com tensão de fase-neutro inferior a 1 kV, pois o THD medido é igual a 2,77 %, enquanto que em norma deve ser inferior à 10 % (ANEEL, 2018), garantindo o perfil senoidal da tensão de saída, já que no gráfico apenas pode ser visualizada a componente fundamental de 60 Hz. Por outro lado, a Figura 69 indica que há a presença de uma componente CC na corrente gerada pelo inversor, elevando à taxa de distorção da saída para 8,97 %. Tal parcela ocorre devido às pequenas diferenças no tempo de chaveamento entre as fases do inversor trifásico.

4.2. Caso 2 - Carga RL Série Constante e Irradiação Solar Variável

Neste caso, a carga RL série foi mantida constante com $R = 25 \, \Omega$ e $L = 25 \, \text{mH}$, porém com uma irradiação solar seguindo a variação apresentada pela Figura 58. O objetivo é avaliar o desempenho dos controladores e do inversor para mudanças nas condições climáticas em que se encontra a planta fotovoltaica.

A Figura 70 apresenta o comportamento da potência ativa no sistema após o transitório de partida. Como a irradiação solar é variável, a energia disponibilizada na saída do conversor trifásico apresentou o mesmo perfil que a mesma. Portanto, a rede atua apenas como um complemento para a carga local.

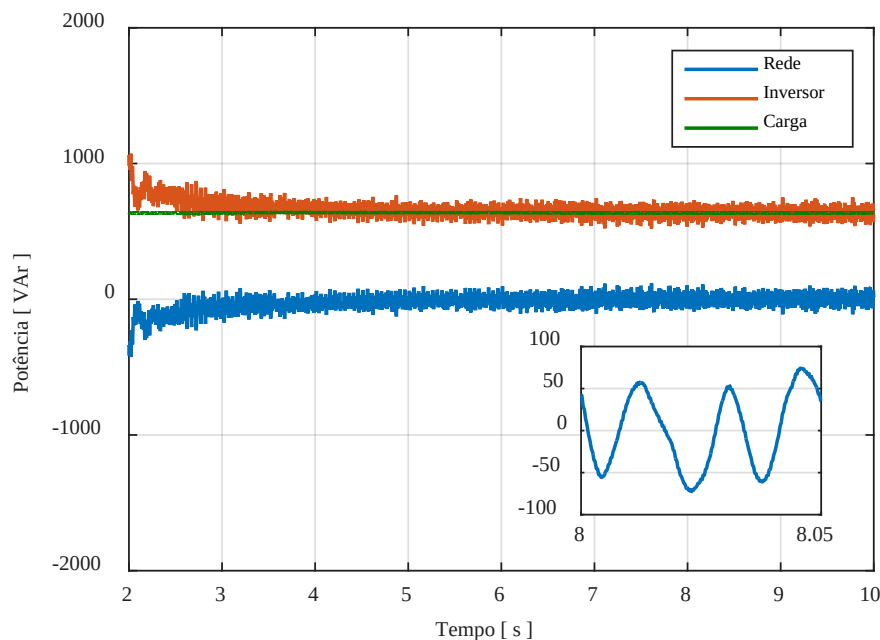
Figura 70 - Caso 2: Comportamento das Potências Ativas Instantâneas



Fonte: autoria própria

A Figura 71 destaca o perfil da potência reativa do sistema, em que a rede deixa de fornecer potência reativa pelo fato de o inversor atender a demanda indutiva da carga. Pode-se observar que a oscilação de reativos é inferior à 100 VAr, em módulo. Como a carga é constante, o tempo de assentamento ocorre próximo de 4 s; valor ligeiramente superior ao de projeto, porém tem-se o efeito da partida do inversor e das mudanças da irradiação solar.

Figura 71 - Caso 2: Comportamento das Potências Reativas Instantâneas



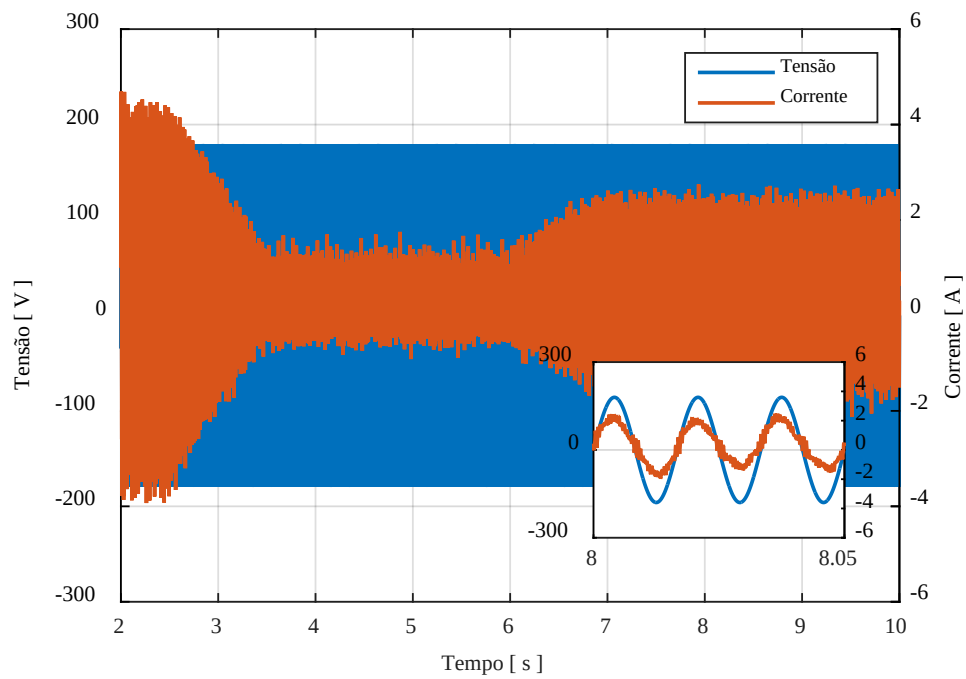
Fonte: autoria própria

Considerando o fluxo de potência, a Figura 72 mostra o comportamento da tensão e da corrente da rede durante a dinâmica do controle do inversor, com destaque ao intervalo de tempo de 8,0 a 8,05 s, em que ambas se encontram em fase com a envoltória do perfil senoidal mais oscilatória. Por meio da análise do Tetraedro de Potências da Figura 73, observa-se que a potência reativa da rede é igual a 3,3 VAr, porém com um fator de potência de 0,946 indutivo, acima da norma brasileira.

A Figura 74 salienta o perfil das correntes envolvidas no ponto de acoplamento da carga local no intervalo de 8,0 a 8,05 s, no qual se nota uma maior oscilação na corrente da rede, enquanto que a Figura 75 apresenta o comportamento da tensão gerada pelo conversor trifásico junto à rede, em que a referência é definida pelo controlador de reativos.

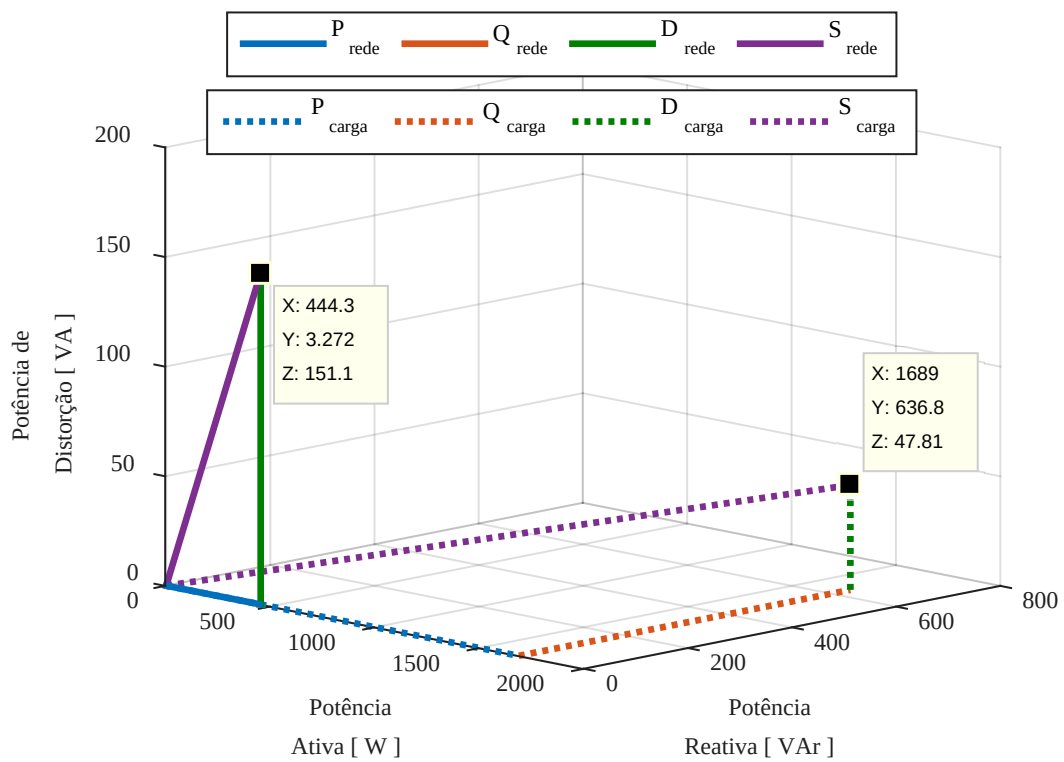
A tensão do *link-CC* é apresentada na Figura 76; pode-se observar que a mesma permanece estável e imune às variações da irradiação solar, embora a resposta do controlador do ângulo da tensão da malha de potência ativa, como mostra a Figura 77, tenha acompanhado o seu perfil, já que a carga é constante.

Figura 72 - Caso 2: Tensão e Corrente da Rede (fase a)



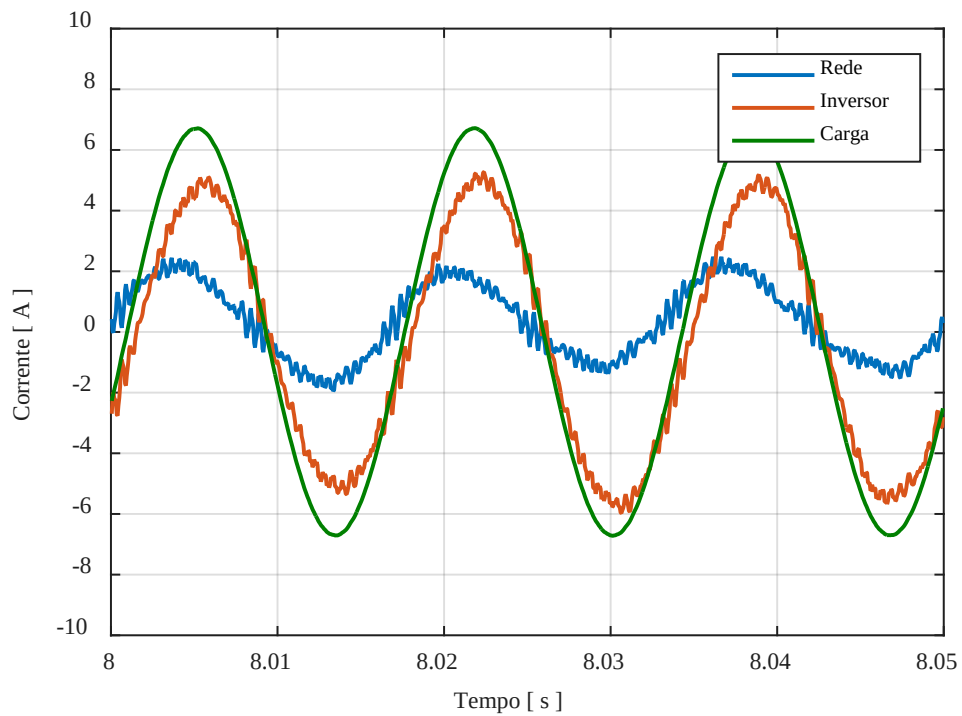
Fonte: autoria própria

Figura 73 - Caso 2: Tetraedro de Potências



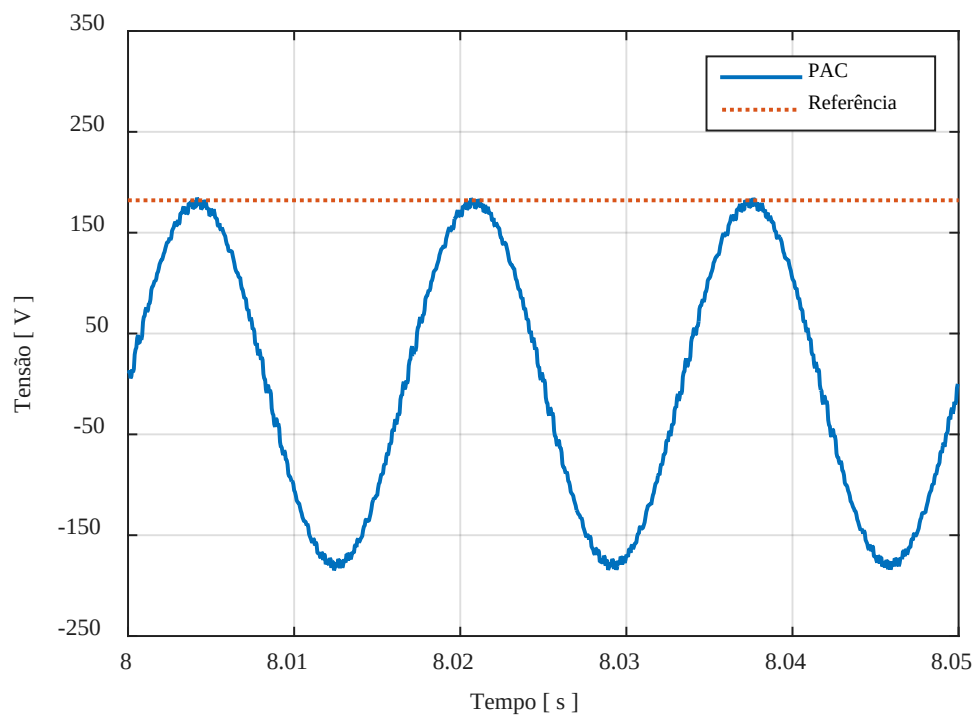
Fonte: autoria própria

Figura 74 - Caso 2: Destaque das Correntes da Rede, Inversor e Carga



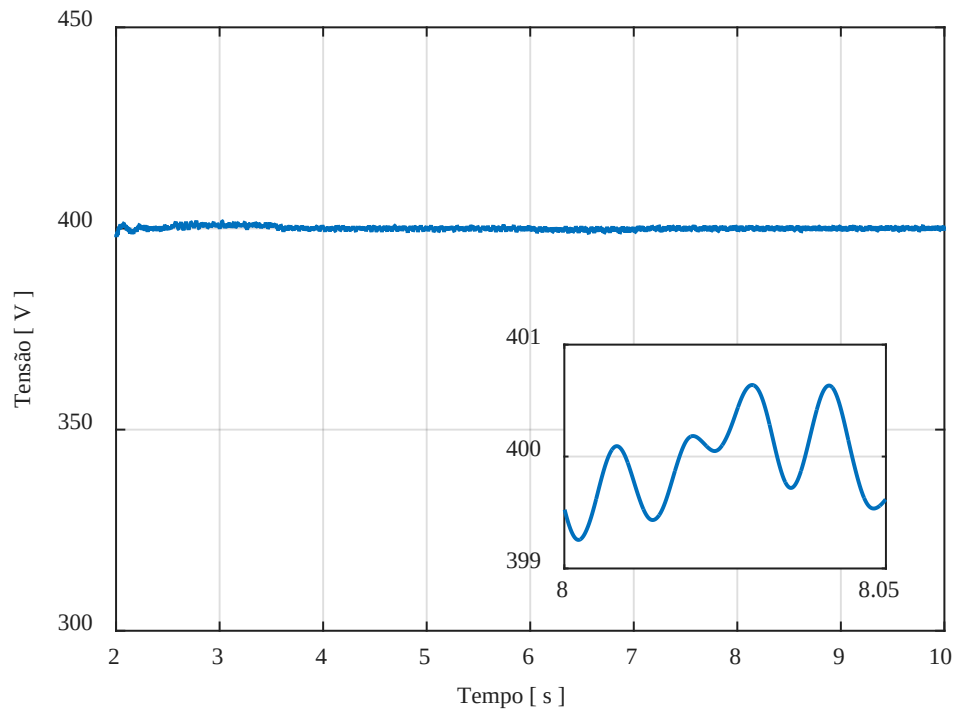
Fonte: autoria própria

Figura 75 - Caso 2: Destaque da Tensão e da Referência do Capacitor C_2



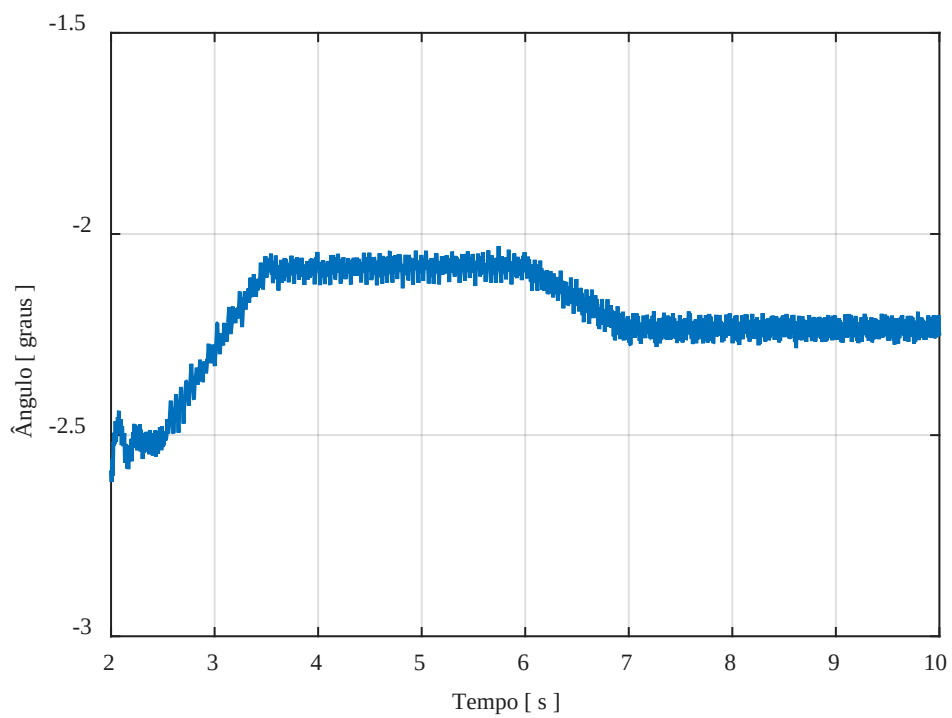
Fonte: autoria própria

Figura 76 - Caso 2: Tensão do *Link-CC*



Fonte: autoria própria

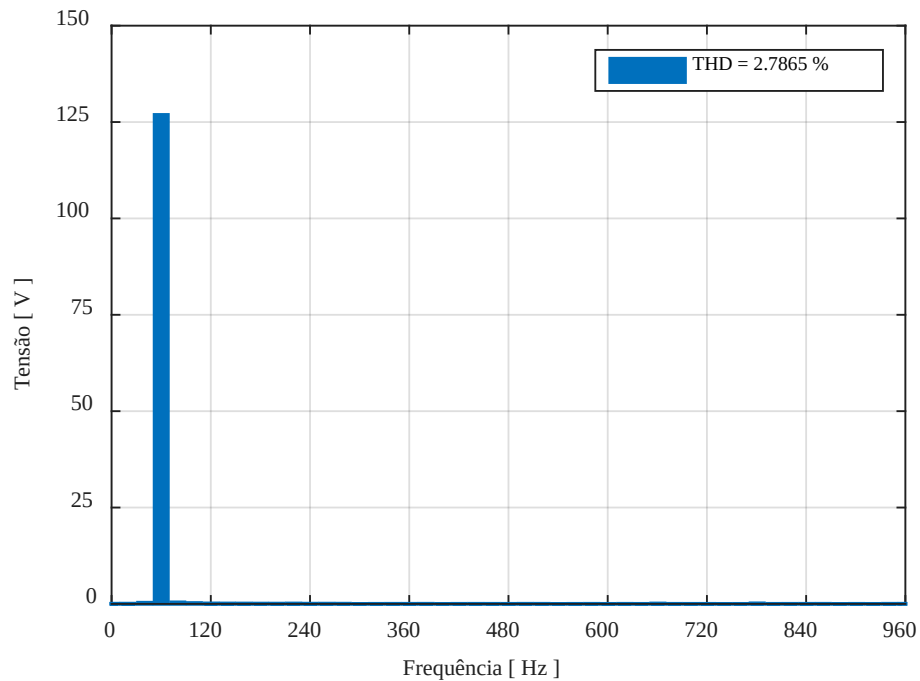
Figura 77 - Caso 2: Ângulo de Defasagem da Tensão do Capacitor C_2



Fonte: autoria própria

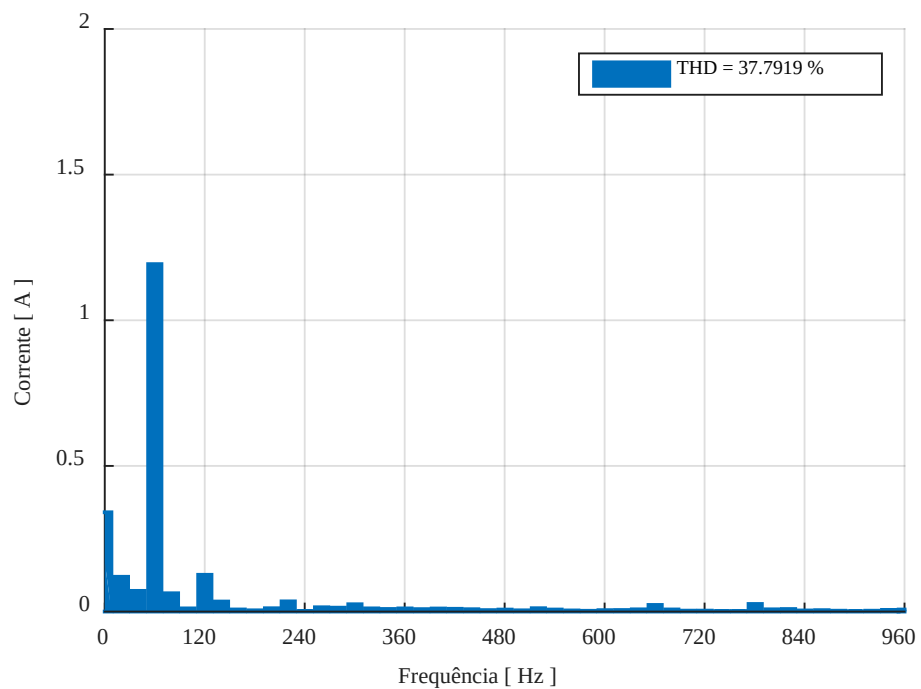
A Figura 78 ilustra a resposta em frequência da tensão gerada pelo inversor no capacitor C_2 , enquanto que a Figura 79 o da corrente da rede no intervalo de 8,0 a 8,05 s:

Figura 78 - Caso 2: Espectro de Frequências da Tensão do Capacitor C_2



Fonte: autoria própria

Figura 79 - Caso 2: Espectro de Frequências da Corrente da Rede



Fonte: autoria própria

A Figura 78, mostra que o inversor fotovoltaico projetado está de acordo com a regulamentação da ANEEL, pois o THD medido é igual a 2,79 %, inferior à 10 % (ANEEL, 2018). Por outro lado, na Figura 79 observa-se que havendo uma redução na componente fundamental da corrente da rede, a componente CC da corrente gerada pelo inversor e as demais frequências harmônicas, tornam-se significativas. Como consequência, tem-se uma elevação na taxa de distorção da corrente da rede para 37,8 %, valor superior comparativamente ao apresentado na Figura 69 do Caso 1 (maior componente fundamental da corrente da rede).

4.3. Caso 3 - Motor de Indução Trifásico com Irradiação Solar Constante

Neste caso, conectou-se como carga local uma máquina de indução trifásica com rotor bobinado, operando com o rotor em curto-circuito. Esta máquina está disponível no laboratório de pesquisa e os parâmetros elétricos estão dispostos na Tabela 13, os quais foram determinados por meio dos ensaios à vazio e rotor bloqueado.

Tabela 13 - Parâmetros por Fase da Máquina de Indução

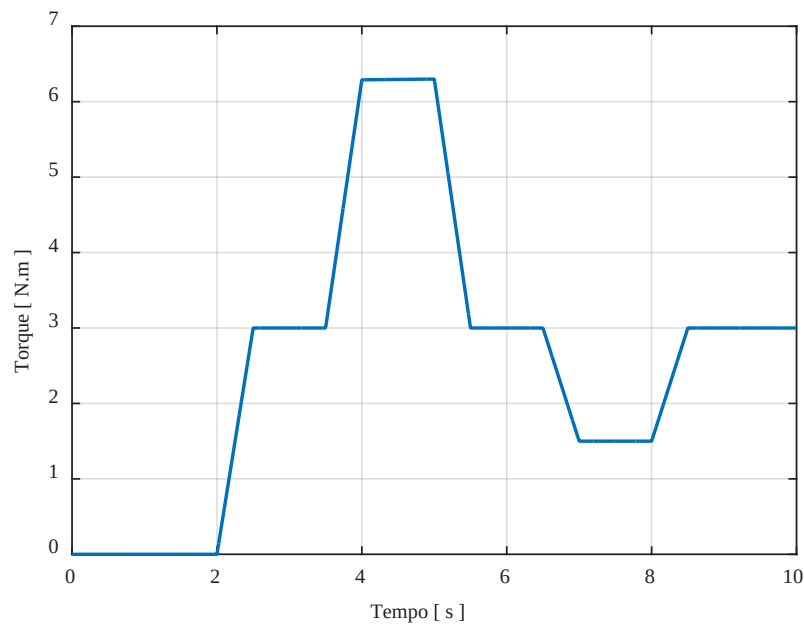
Parâmetros	Valor
Resistência do Estator R_s (Ω)	1,53
Resistência do Rotor R_r (Ω)	2,90
Indutância do Estator L_s (mH)	0,901
Indutância do Estator L_r (mH)	8,40
Indutância da Mútua L_m (mH)	96,90
Tensão de Linha (V)	220,0
Velocidade Nominal (rpm)	1670,0
Potência Nominal (W)	1100,0
Torque Nominal (Nm)	6,29
Número de Polos	4

Fonte: autoria própria

A finalidade deste caso é poder variar o consumo da potência ativa sem variação na fonte fotovoltaica (irradiação constante), de tal forma que o fator de potência se mostrasse variável. Nestas condições, o inversor deve compensar as variações no fator de potência uma vez que os reativos da máquina, em regime permanente, não variam. Tal situação foi obtida aplicando-se ao eixo do motor o perfil de torque apresentado na Figura 80. Até o instante de tempo de 2,0 s, a máquina parte a vazio, isto é, apresenta torque de carga nulo para reduzir o tempo de

atraso dos controladores do conversor trifásico, uma vez que o mesmo é acionado em 1,5 s.

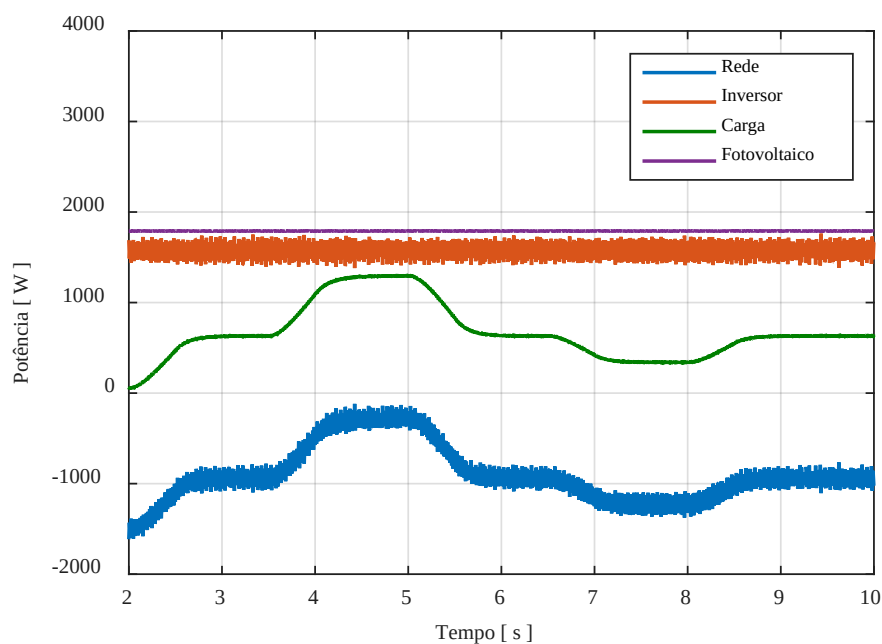
Figura 80 - Torque de Carga do Motor de Indução Trifásico



Fonte: autoria própria

A Figura 81 apresenta o comportamento da potência ativa nas variáveis do sistema. Como a irradiação é constante, a potência de saída do inversor se mostrou estável. A rede absorve a parcela da potência ativa que não é consumida pelo motor. A potência ativa consumida pelo motor varia em função do torque de carga aplicado ao seu eixo.

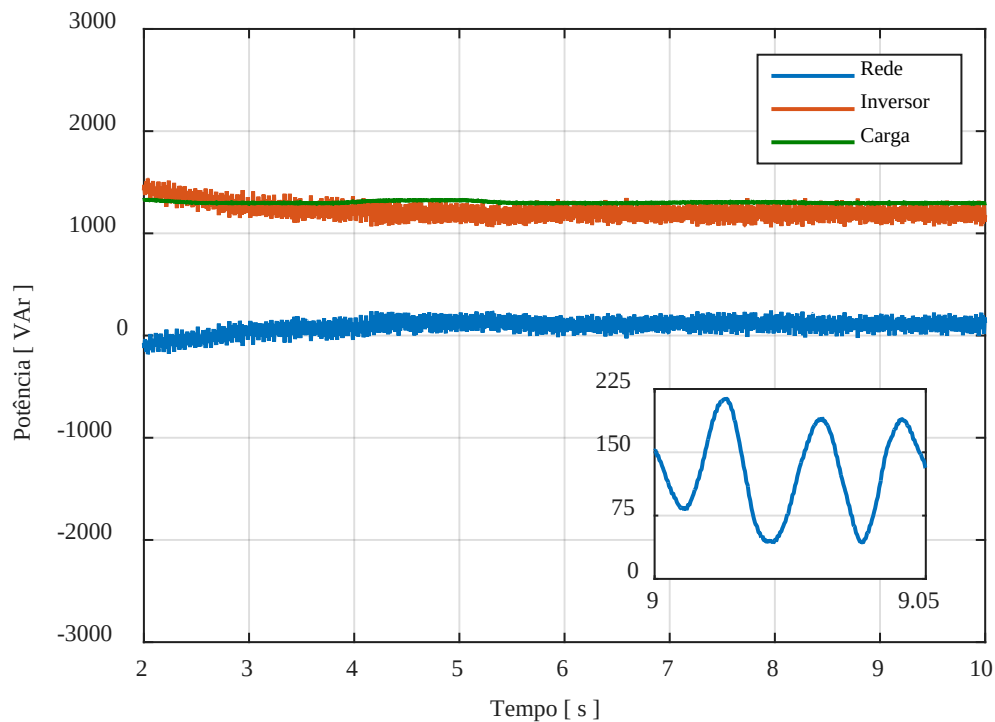
Figura 81 - Caso 3: Comportamento das Potências Ativas Instantâneas



Fonte: autoria própria

A Figura 82 mostra o perfil da potência reativa do sistema com a compensação dinâmica do inversor com o motor. Observa-se que o consumo de reativos da máquina de indução é constante, com valor médio de 1300 VAR, independente da variação da carga no eixo. Neste caso, o conversor trifásico forneceu a sua máxima capacidade de reativos, dentro do valor nominal de 2 kVA da potência aparente do inversor. Portanto, semelhante ao Caso 1, o mesmo injetou 1200 Var e a rede complementou o valor excedente. A janela em destaque indica a variação instantânea entre 9,0 e 9,05 s, em que o valor médio se encontra por volta de 130 VAR.

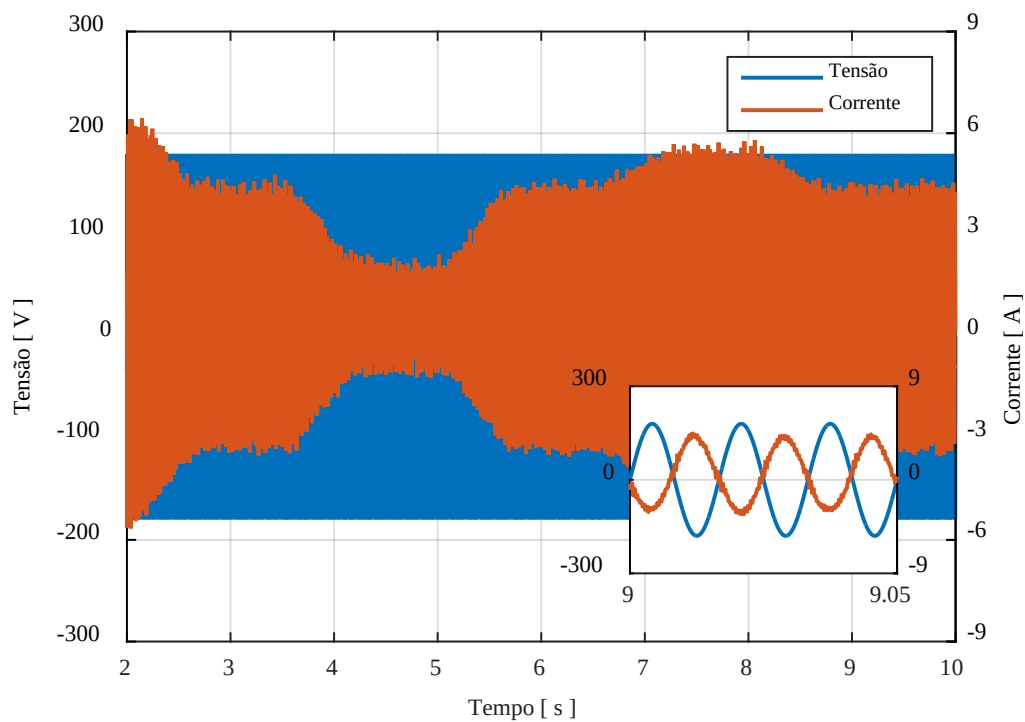
Figura 82 - Caso 3: Comportamento das Potências Reativas Instantâneas



Fonte: autoria própria

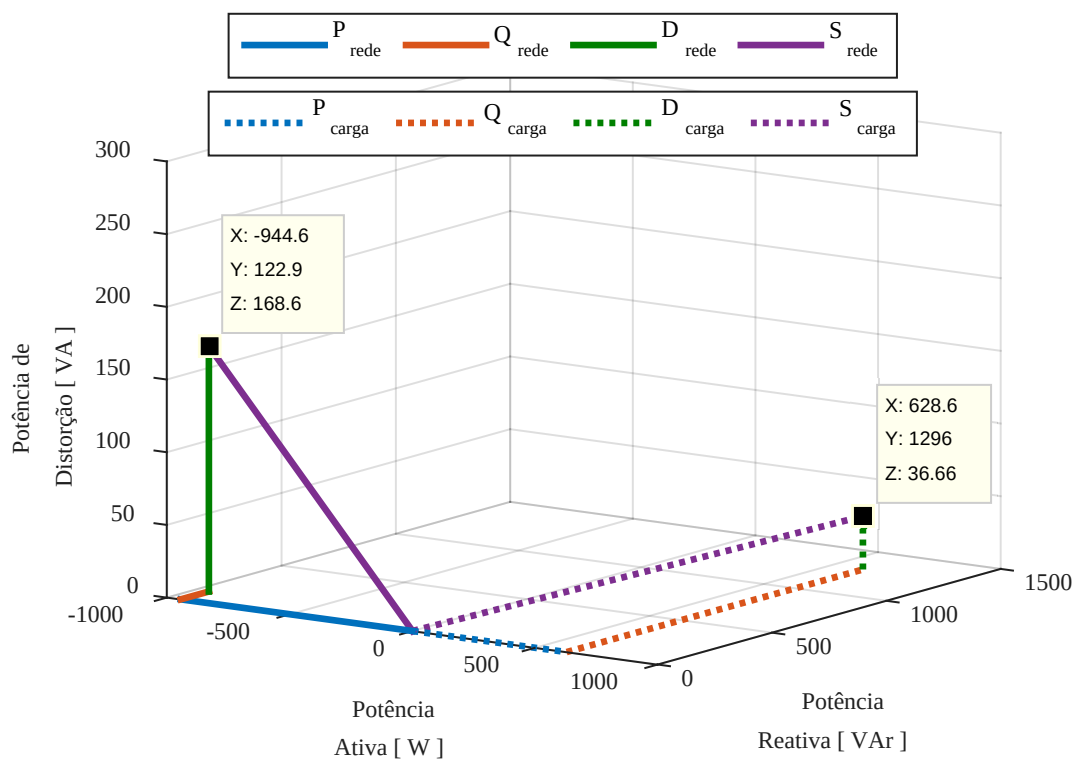
A Figura 83 destaca o comportamento da tensão e da corrente da rede durante a compensação do motor de indução, com destaque de que ambas estão defasadas em 180° , indicando que o fluxo de potência é no sentido de fornecer ativos para o sistema de distribuição no intervalo de 9,0 a 9,05 s. Com o auxílio do Tetraedro de Potências da Figura 84, é possível calcular o fator de potência, que é igual a 0,976 indutivo, atendo a norma brasileira (ANEEL, 2018). A potência reativa é reduzida de 1296,0 VAR para 122,9 VAR. Semelhante ao Caso 2, o inversor elevou a taxa de distorção da corrente, uma vez que a amplitude da fundamental da corrente da rede não é elevada o suficiente para minimizar o efeito da presença das demais componentes harmônicas. Isto pode ser notado pela distorção na forma de onda da corrente a qual também apresenta um nível CC.

Figura 83 - Caso 3: Tensão e Corrente da Rede (fase a)



Fonte: autoria própria

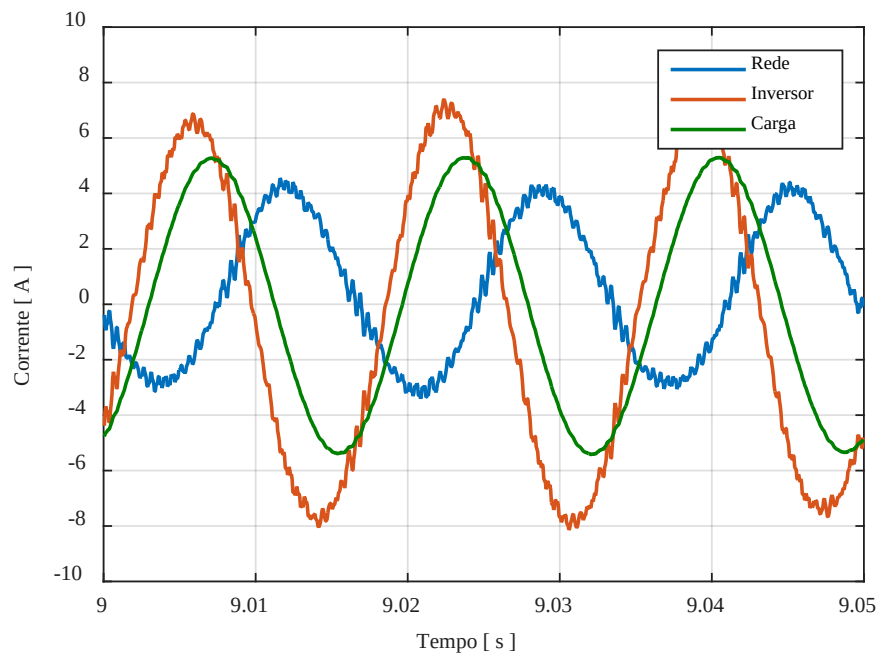
Figura 84 - Caso 3: Tetraedro de Potências



Fonte: autoria própria

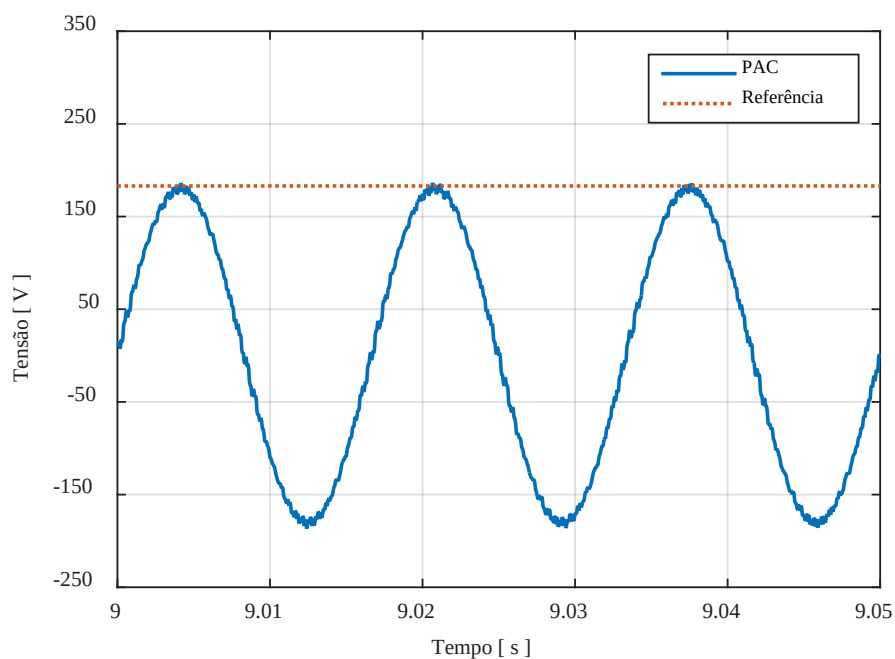
A Figura 85 salienta o perfil das correntes envolvidas no processo do controle da carga, em que apresentam um contorno senoidal com pequena distorção e deslocamento de nível CC que não comprometem a correção do fator de potência e a qualidade da tensão gerada, que é observada na Figura 86.

Figura 85 - Caso 3: Destaque das Correntes da Rede, Inversor e Carga



Fonte: autoria própria

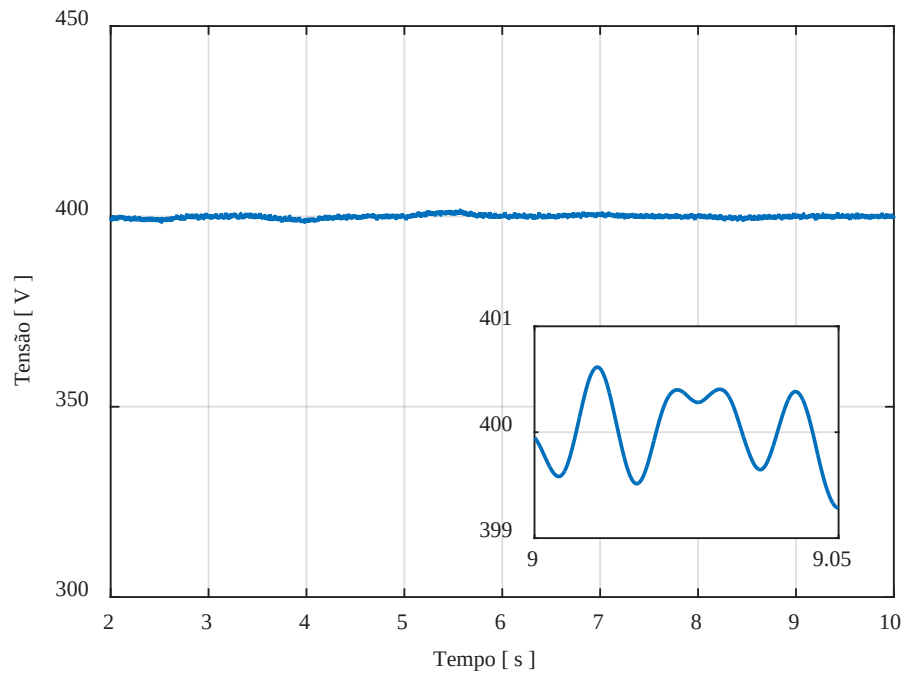
Figura 86 - Caso 3: Destaque da Tensão e da Referência do Capacitor C_2



Fonte: autoria própria

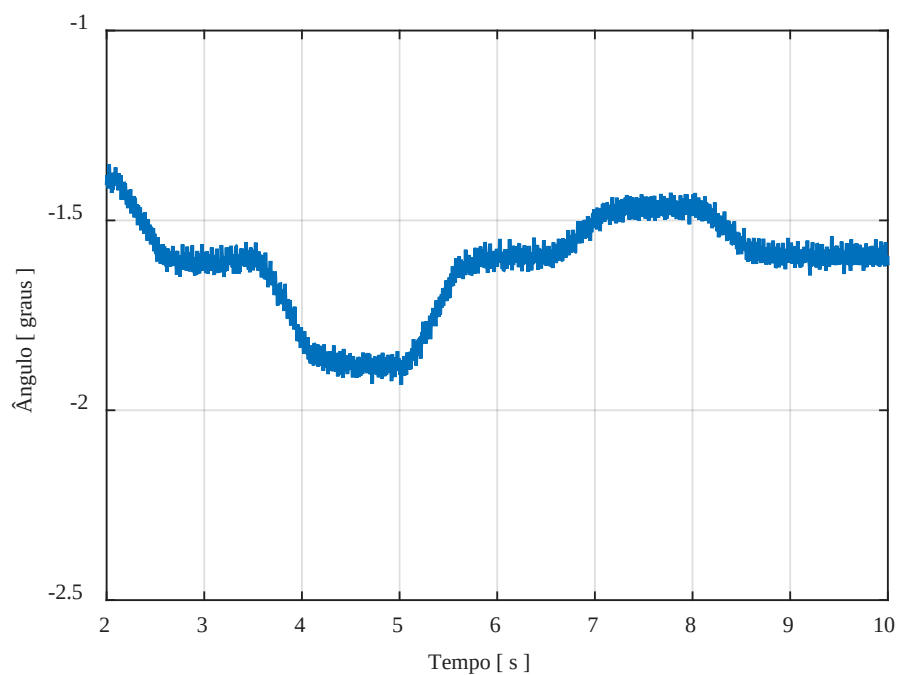
A tensão do *link-CC*, Figura 87, permaneceu constante, com oscilações em regime permanente inferiores à 1,0 V em módulo, sendo também imune às variações do torque solicitado na máquina, que refletem o comportamento do ângulo de defasagem da Figura 88.

Figura 87 - Caso 3: Tensão do *Link-CC*



Fonte: autoria própria

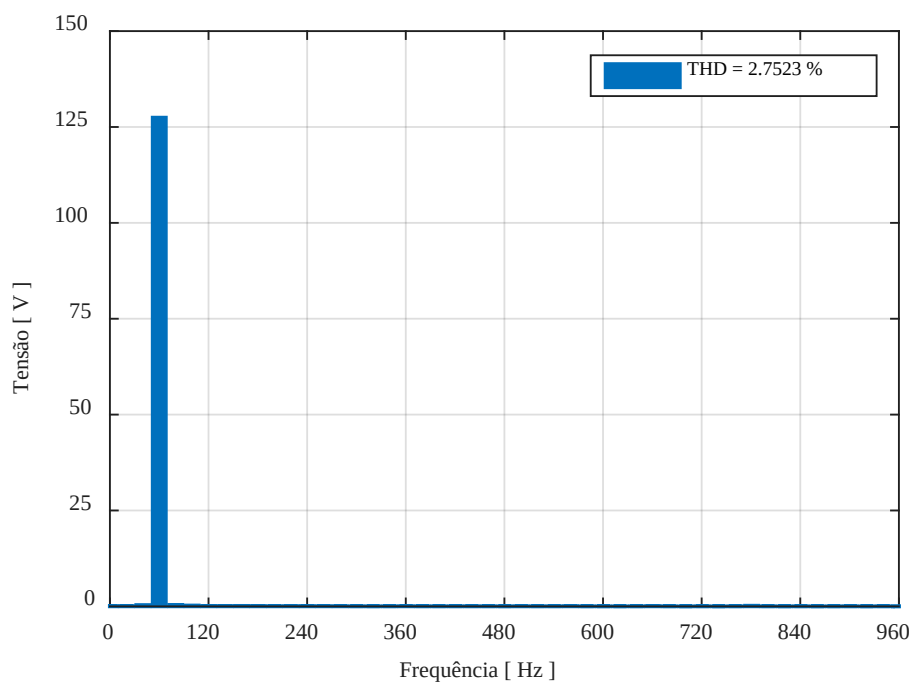
Figura 88 - Caso 3: Ângulo de Defasagem da Tensão do Capacitor C_2



Fonte: autoria própria

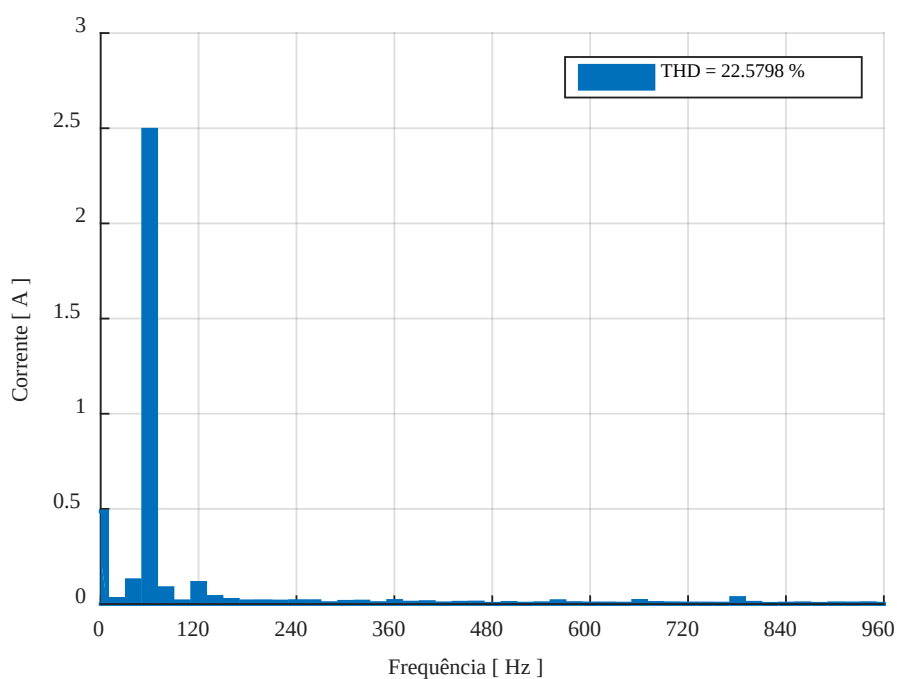
A Figura 89 ilustra a resposta em frequência da tensão gerada pelo inversor, enquanto que a Figura 90 a da corrente absorvida pela rede no intervalo de 9,0 a 9,05 s:

Figura 89 - Caso 3: Espectro de Frequências da Tensão do Capacitor C_2



Fonte: autoria própria

Figura 90 - Caso 3: Espectro de Frequências da Corrente da Rede



Fonte: autoria própria

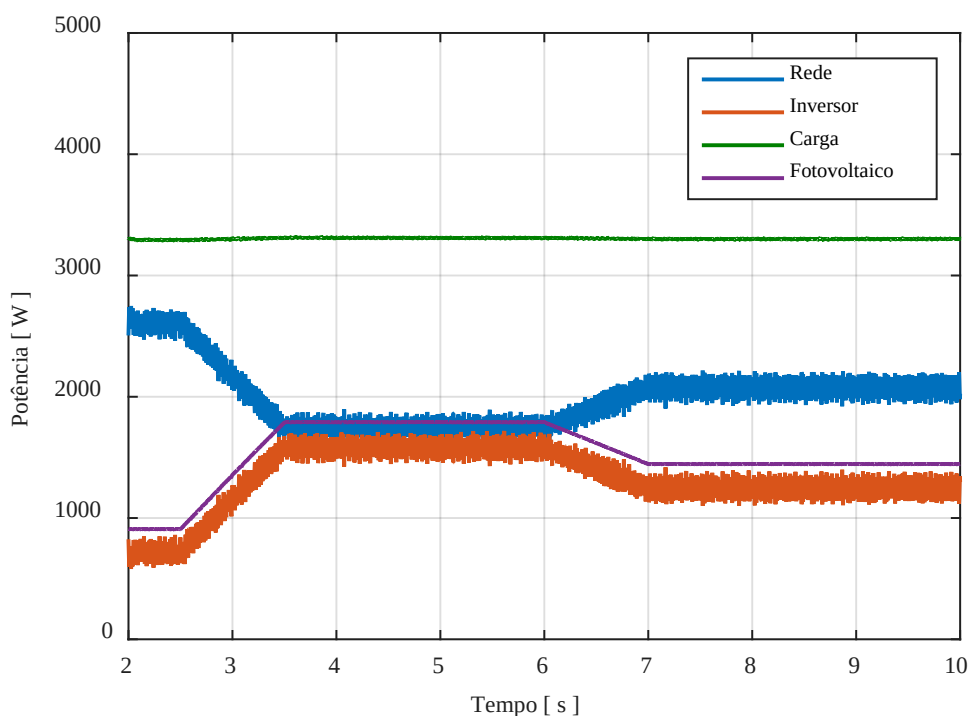
A Figura 89, mostra que o inversor fotovoltaico projetado está de acordo com as normas da ANEEL, pois o THD medido é igual a 2,75 %, garantindo o perfil senoidal da tensão injetada pelo sistema; na Figura 90, por sua vez, o comportamento é similar ao da situação do Caso 2, exceto que a distorção harmônica é igual a 22,58 %.

4.4. Caso 4 - Retificador Trifásico com Carga RL e Irradiação Solar Variável

Neste caso, conectou-se como carga local um retificador trifásico de ponte completa a diodos, com uma carga RL série de $25\ \Omega$ e 25 mH no lado CC. Na entrada da estrutura está conectado um banco trifásico de indutores de 1 mH por fase. A finalidade deste teste é mostrar a capacidade da compensação do conteúdo harmônico visto pela rede por meio do inversor, dada a potência fotovoltaica disponível, além da correção do fator de potência.

A Figura 91 apresenta o comportamento da potência ativa nas variáveis envolvidas no sistema. Pode-se observar que neste caso, a rede em nenhum momento deixou de fornecer energia para a carga, que apresenta potência constante ao longo do tempo; o fluxo de potência é dosado pelo inversor e pela disponibilidade de energia da fonte solar, situação que define o perfil das formas de onda dos gráficos. O principal interesse de uma carga de alto consumo de ativos neste caso está em mostrar a capacidade de compensação de harmônicos do inversor como filtro ativo sem injetar energia na rede de distribuição.

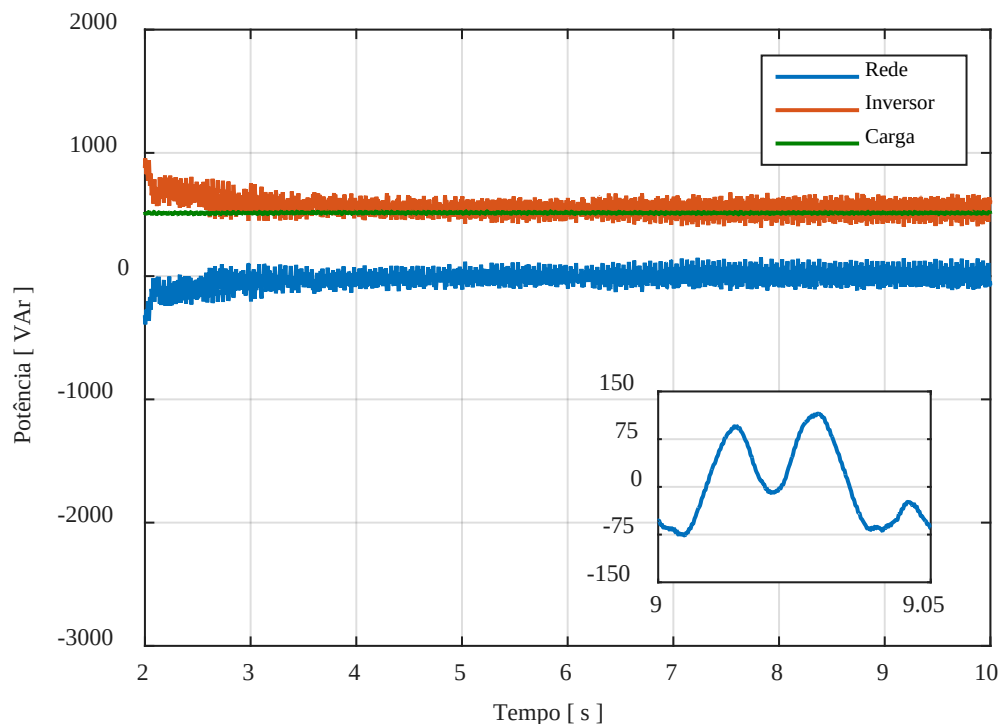
Figura 91 - Caso 4: Comportamento das Potências Ativas Instantâneas



Fonte: autoria própria

A Figura 92 mostra o perfil da potência reativa do sistema com a presença do retificador, em que o consumo é constante, sendo atendido pelo inversor. Logo, a potência vista pela rede é em torno de zero com baixa oscilação, como destaca a janela auxiliar de 9,0 a 9,05 s. Além disto, embora a medição seja instantânea, os reativos descritos englobam apenas a componente fundamental de 60 Hz.

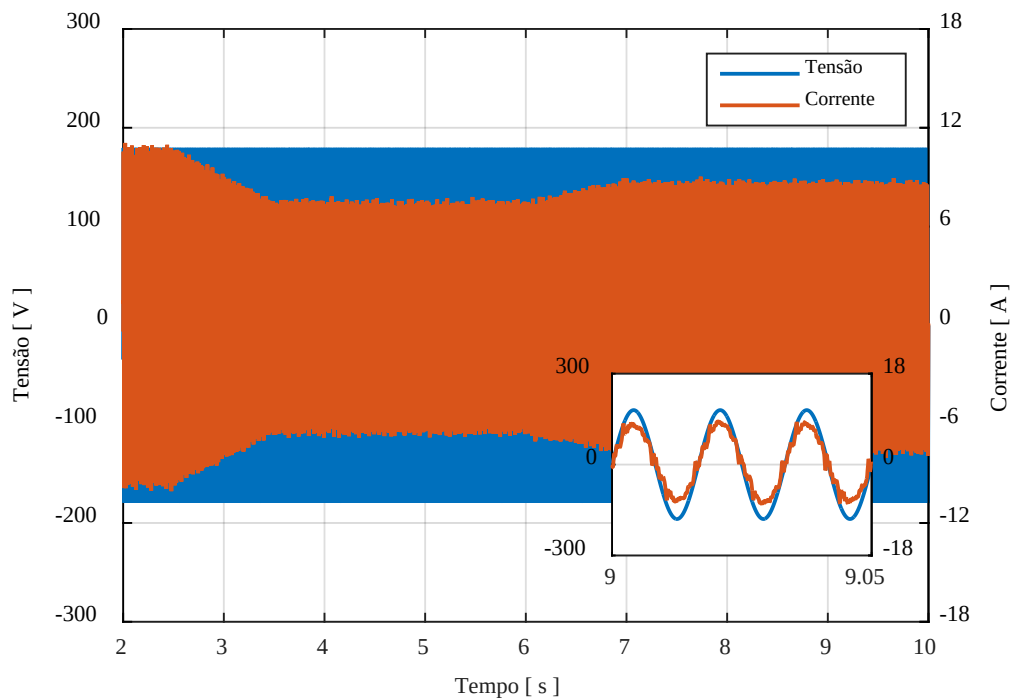
Figura 92 - Caso 4: Comportamento das Potências Reativas Instantâneas à 60 Hz



Fonte: autoria própria

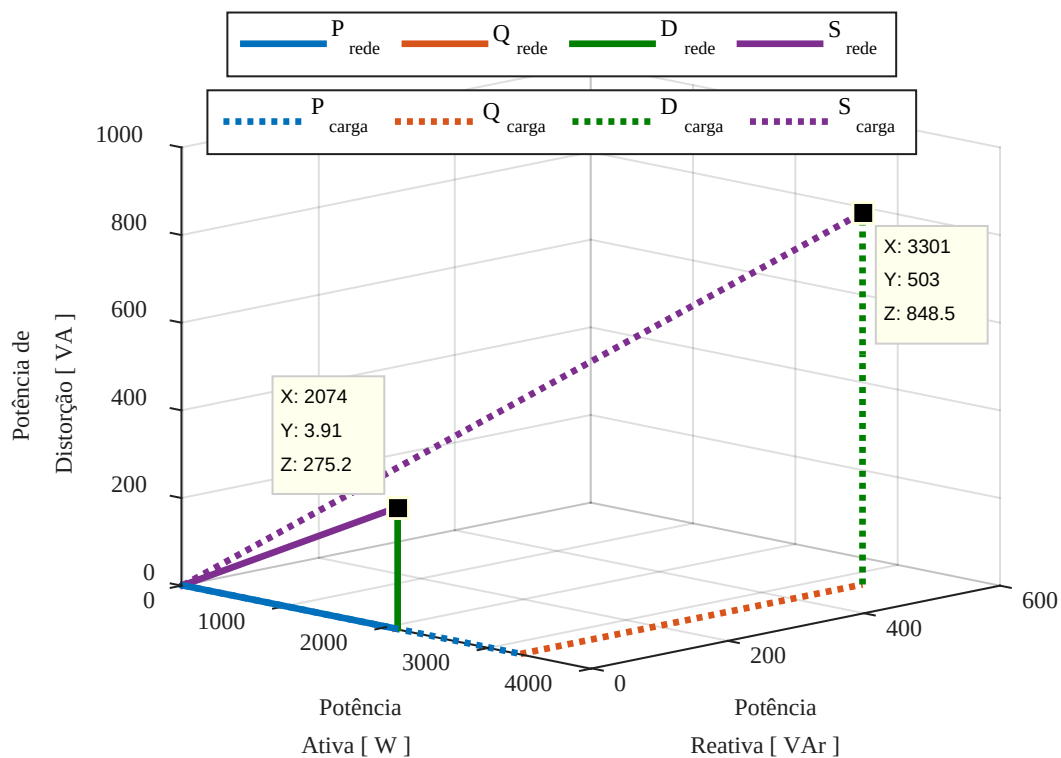
A Figura 93 apresenta o comportamento da tensão e da corrente da rede durante a compensação de reativos e harmônicos, com destaque de que ambas estão em fase, com um perfil senoidal em suas envoltórias. Com o auxílio do Tetraedro de Potências da Figura 94, pode-se observar que a potência reativa foi mitigada, pois a amplitude antes da correção era de 503,0 VAr e após de 3,91 VAr; o fator de potência calculado é igual a 0,991 indutivo, atendendo as especificações da norma brasileira (ANEEL, 2018). Além disso, a potência de distorção foi atenuada para 275,2 VA, uma vez que, sem a presença do inversor como filtro ativo, seu valor deveria ser igual ao da própria carga em 848,5 VA. Portanto, tal resultado indica um desempenho satisfatório dos controladores proporcionais-ressonantes nas malhas de corrente e tensão do conversor trifásico.

Figura 93 - Caso 4: Tensão e Corrente da Rede (fase a)



Fonte: autoria própria

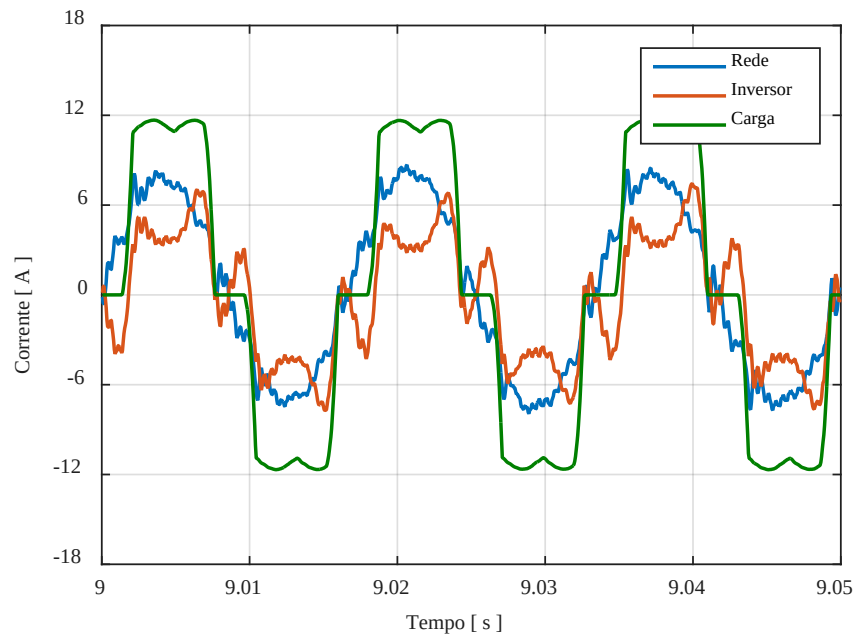
Figura 94 - Caso 4: Tetraedro de Potências



Fonte: autoria própria

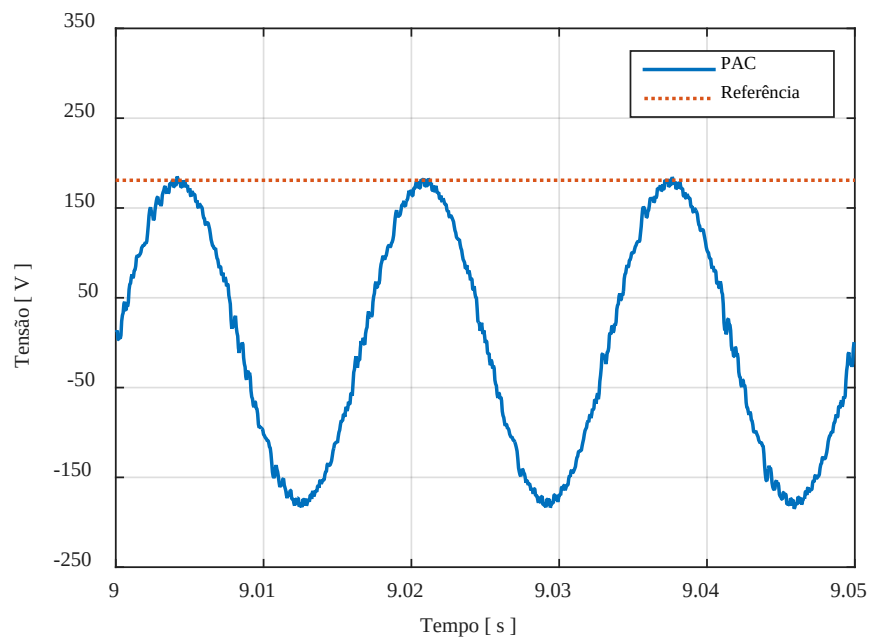
A Figura 95 salienta o perfil das correntes envolvidas no processo, em que a carga apresenta uma forma de onda quase quadrada. A corrente da rede é vista como um perfil senoidal, embora contenha distorções devido ao chaveamento do inversor e da parcela harmônica não compensada no retificador. A tensão gerada pode ser observada na Figura 96.

Figura 95 - Caso 4: Destaque das Correntes da Rede, Inversor e Carga



Fonte: autoria própria

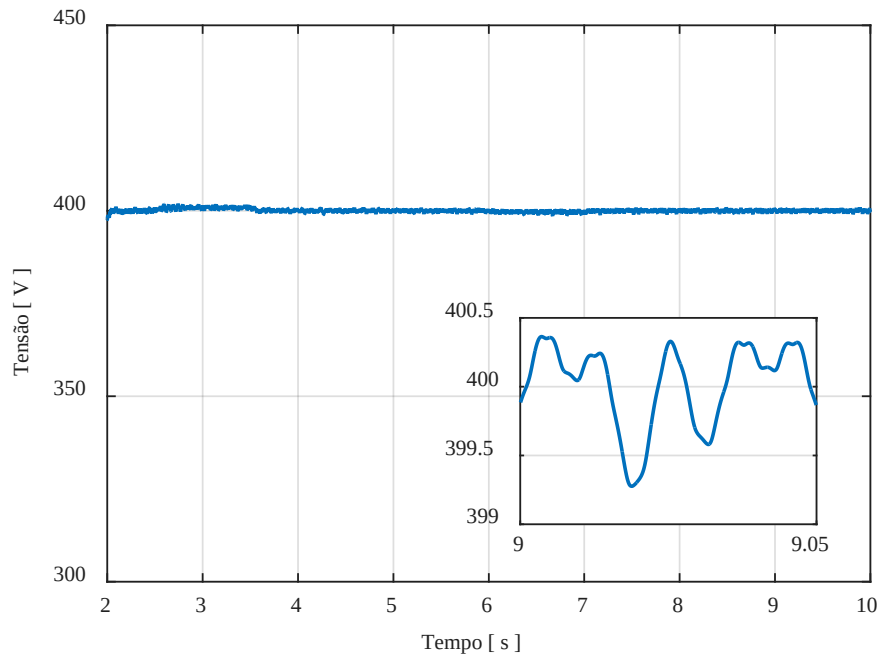
Figura 96 - Caso 4: Destaque da Tensão e da Referência do Capacitor C_2



Fonte: autoria própria

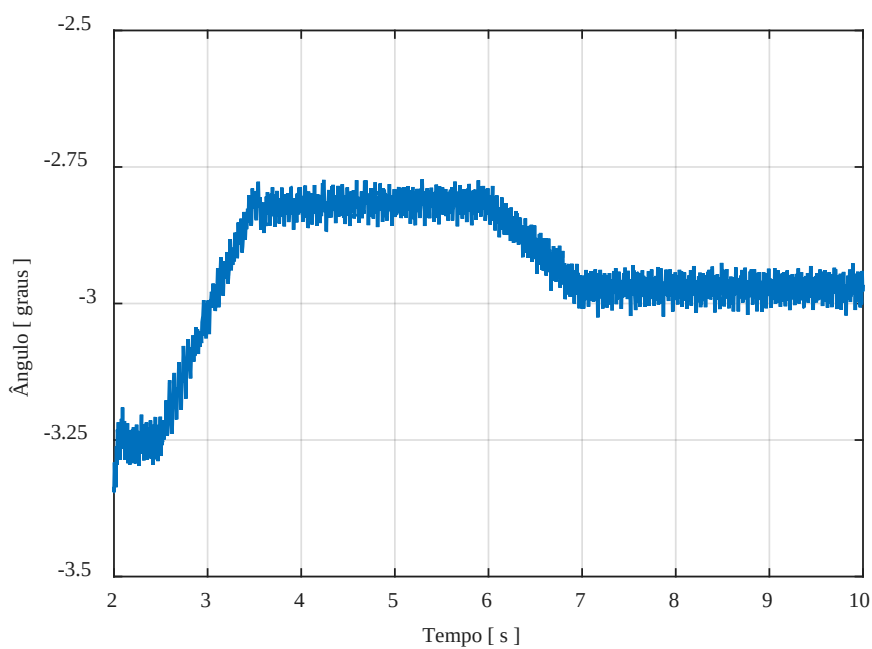
A tensão do *link-CC* é apresentada na Figura 97. O seu comportamento é constante, com oscilações em regime permanente inferiores, em módulo, a 1,0 V, sendo também imune as variações da irradiação solar, que refletem o comportamento do ângulo de defasagem ou potência ativa do inversor na Figura 98.

Figura 97 - Caso 4: Tensão do *Link-CC*



Fonte: autoria própria

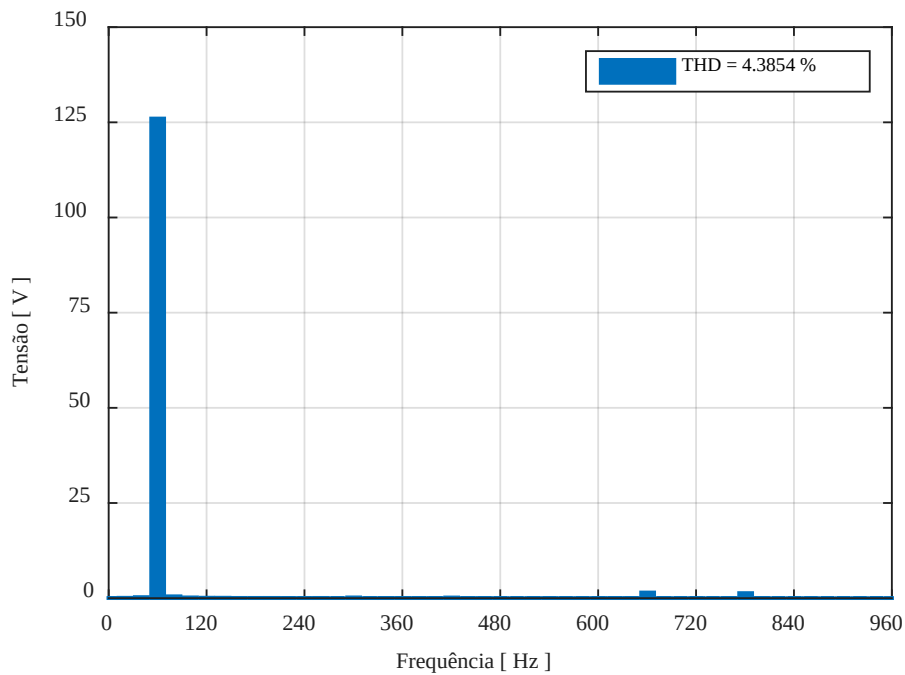
Figura 98 - Caso 4: Ângulo de Defasagem da Tensão do Capacitor C_2



Fonte: autoria própria

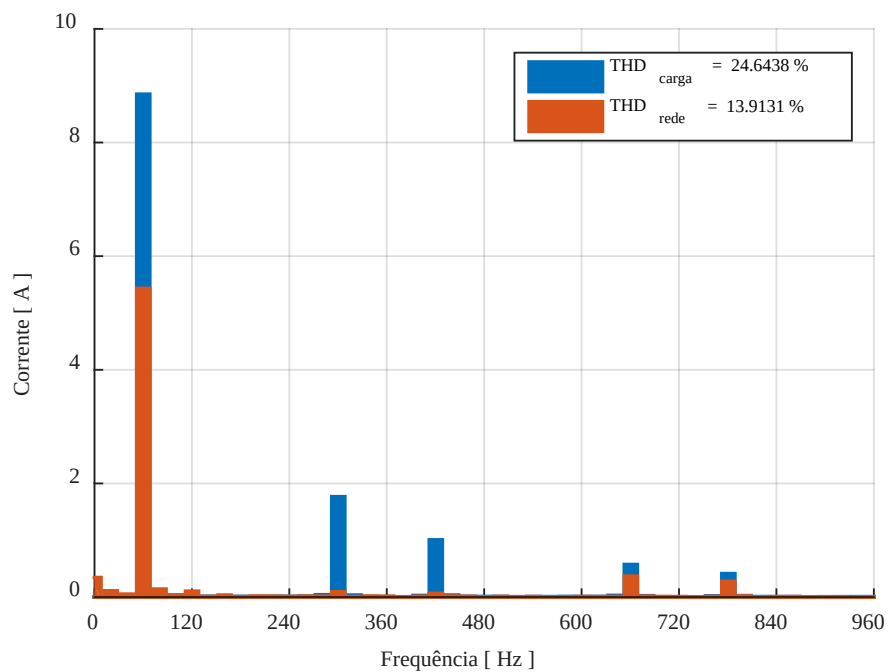
A Figura 99 ilustra a resposta em frequência da tensão gerada pelo inversor, enquanto que a Figura 100 a da corrente fornecida pela rede e absorvida pela carga no intervalo de 9,0 a 9,05 s:

Figura 99 - Caso 4: Espectro de Frequências da Tensão do Capacitor C_2



Fonte: autoria própria

Figura 100 - Caso 4: Espectro de Frequências das Correntes da Rede e Carga



Fonte: autoria própria

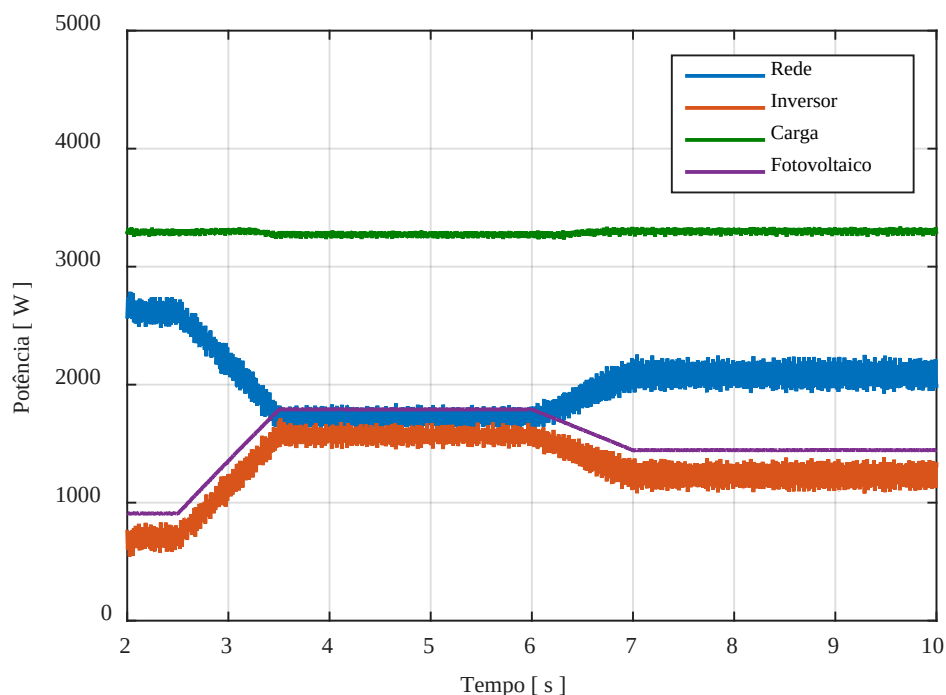
O espectro em frequências da Figura 99 mostra que o inversor fotovoltaico foi capaz de permitir um perfil de tensão em C_2 quase senoidal, atenuando severamente a 5ª e 7ª harmônicas da geradas pelo retificador, deixando apenas circular a 11ª e 13ª, uma vez que ambas são características da carga utilizada e não estão presentes nos controladores ressonantes do sistema; o THD medido é de 4,38 %, atendendo as especificações da norma brasileira em ser menor que 10 % (ANEEL, 2018). Na Figura 100, percebe-se a redução das componentes de 5ª e 7ª ordem da corrente da rede, quando comparada com a da carga. A taxa distorção é igual a 13,92 %, indicando a mitigação do conteúdo harmônico do retificador, que é igual a 24,64 %.

4.5. Caso 5 - Retificador Trifásico com Carga RC e Irradiação Solar Variável

Neste caso, conectou-se como carga local um retificador trifásico de ponte completa a diodos, com uma carga RC paralela de 25Ω e $1000 \mu F$ no lado CC. Na entrada da estrutura está conectado um banco trifásico de indutores de 1 mH por fase. A finalidade deste teste é aumentar a distorção da corrente absorvida pela carga em relação ao Caso 4 e mostrar a capacidade de compensação do inversor fotovoltaico.

A Figura 101 apresenta o comportamento da potência ativa nas variáveis do sistema; observa-se, neste caso, que a presença do capacitor de filtro aumentou as oscilações das grandezas avaliadas em relação ao Caso 4.

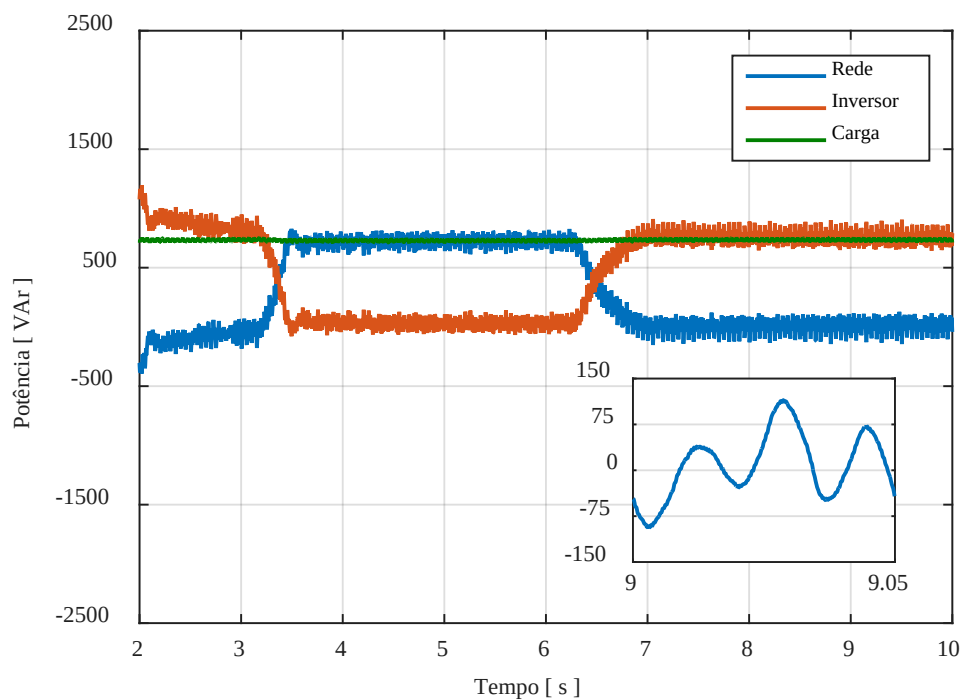
Figura 101 - Caso 5: Comportamento das Potências Ativas Instantâneas



Fonte: autoria própria

A Figura 102 mostra o perfil da potência reativa com a inserção do capacitor de filtro no retificador trifásico. Pode-se destacar o intervalo de tempo: entre 3,5 e 6,3 s, onde o inversor não entregou energia reativa para a carga, fazendo com que a rede atendesse a demanda total de reativos. Isto se justifica pelo fato do mesmo não operar acima de 2 kVA e como a irradiação solar é máxima, a disponibilidade de reativos que o conversor poderia entregar é utilizada na compensação harmônica, que tem prioridade devido ao uso dos controladores proporcionais-ressonantes. Destaca-se também, o intervalo de tempo entre 6,3 e 10 s, no qual a potência fotovoltaica diminuiu, conforme mostra a Figura 101, liberando a capacidade de compensação de reativos, já que a compensação harmônica já havia sido atendida. Um destaque na oscilação dos reativos da rede pode ser visualizado na janela auxiliar entre 9,0 e 9,05 s.

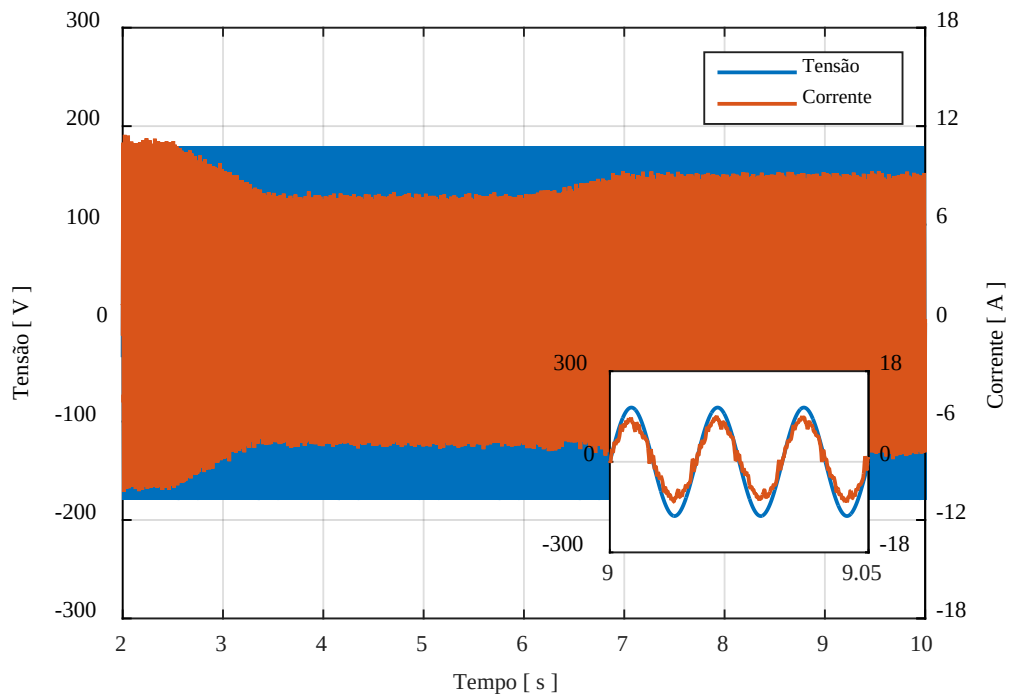
Figura 102 - Caso 5: Comportamento das Potências Reativas Instantâneas



Fonte: autoria própria

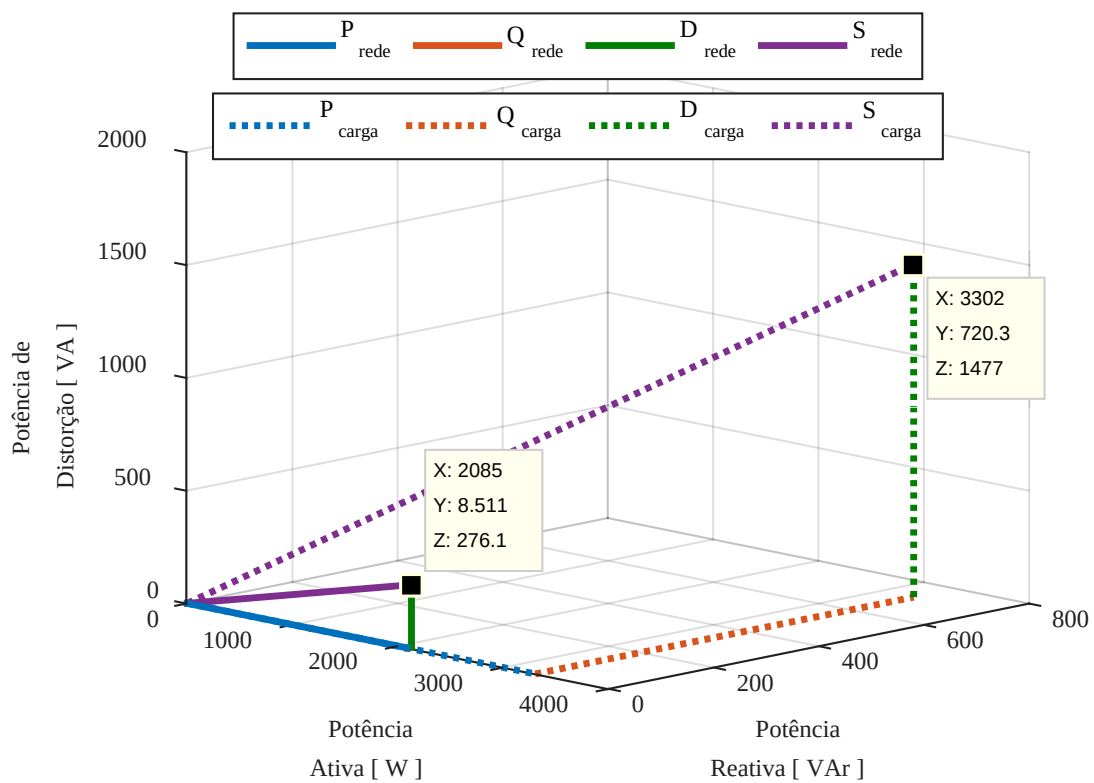
A Figura 103 apresenta o comportamento da tensão e da corrente da rede durante a operação do inversor fotovoltaico, com destaque de que ambas estão em fase e com perfil senoidal. A envoltória da corrente está relacionada com a potência ativa e, com o auxílio do Tetraedro de Potências da Figura 104, o fator de potência medido é igual a 0,991 indutivo, atendendo a norma brasileira (ANEEL, 2018). Também pode-se observar que a potência de distorção da rede, que deveria ser de 1477 VA (carga) foi reduzida para 276,1 VA com a inserção do conversor, ou seja, houve uma diminuição de uma 81,31 % do conteúdo harmônico no sistema de distribuição.

Figura 103 - Caso 5: Tensão e Corrente da Rede (fase a)



Fonte: autoria própria

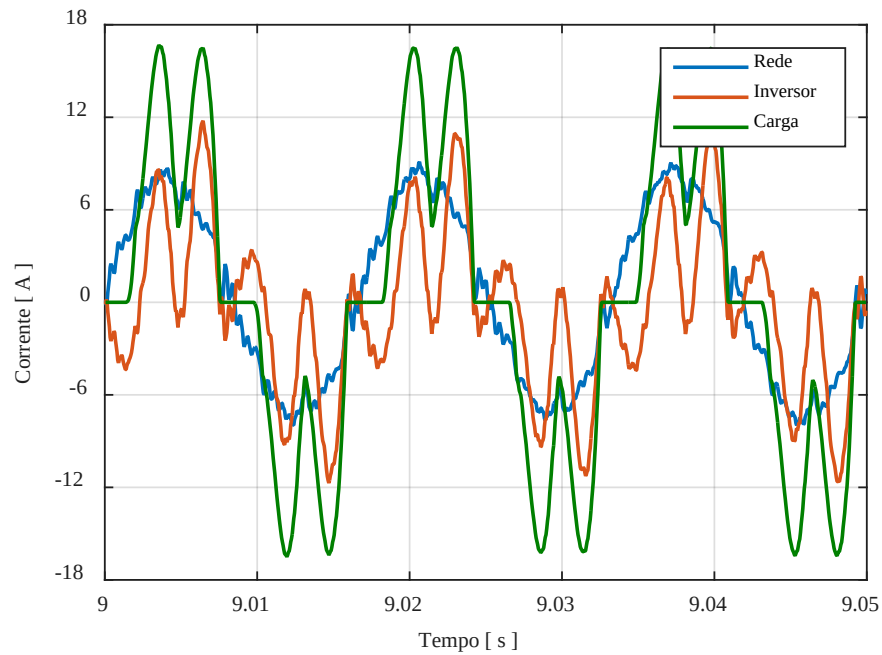
Figura 104 - Caso 5: Tetraedro de Potências



Fonte: autoria própria

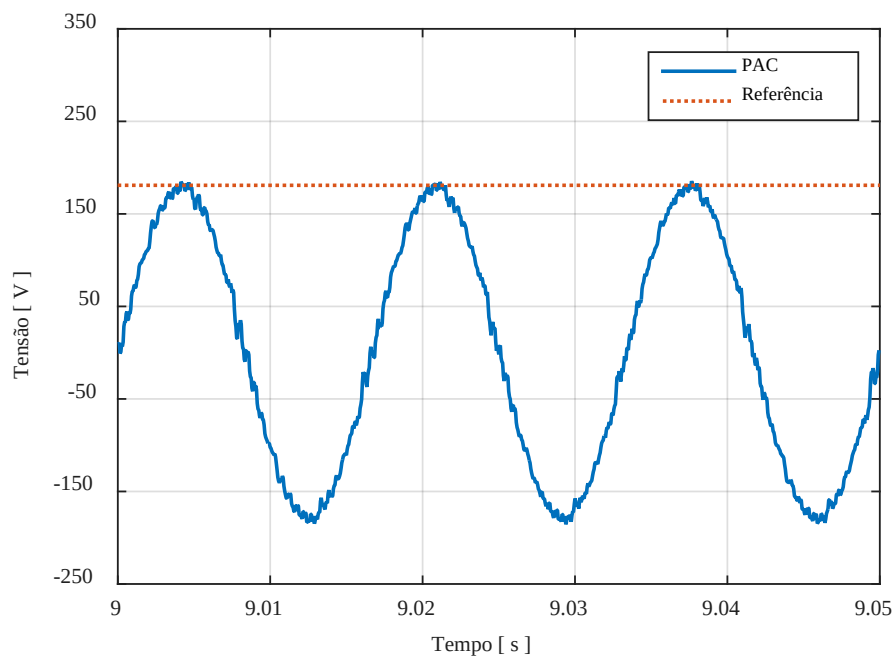
A Figura 105 salienta o perfil das correntes envolvidas no processo do controle do inversor, em que o retificador apresenta um perfil distante de uma senoide devido ao processo de carga e descarga do capacitor de filtro, formando dois picos acentuados por semiciclo. A tensão gerada pode ser vista na Figura 106.

Figura 105 - Caso 5: Destaque das Correntes da Rede, Inversor e Carga



Fonte: autoria própria

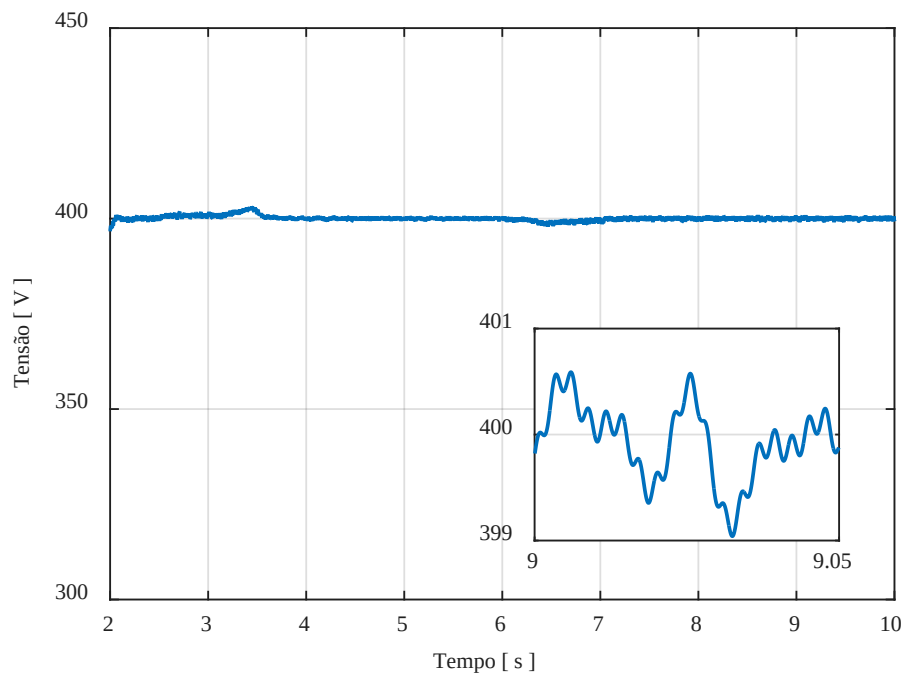
Figura 106 - Caso 5: Destaque da Tensão e da Referência do Capacitor C_2



Fonte: autoria própria

Como se pode observa na Figura 105, a corrente da rede é vista como um perfil senoidal, embora contenha distorções devido à comutação das chaves do inversor e da parcela harmônica não compensada. Em termos de amplitude, a corrente do conversor tem o mesmo perfil da carga, porém devido a disponibilidade de energia, apenas corrigiu dentro da sua capacidade momentânea, priorizando a componente fundamental. Por outro lado, a tensão no capacitor do *link-CC* na Figura 107 permaneceu estável em 400 V, porém com oscilações em regime permanente com uma frequência mais elevada que no Caso 4, mas inferiores a 1,0 V (em módulo), conforme destaca a janela auxiliar. Este efeito não se deve ao ângulo da defasagem da Figura 108, em que o comportamento está condicionado ao fluxo de potência ativa ou da irradiação solar.

Figura 107 - Caso 5: Tensão do *Link-CC*



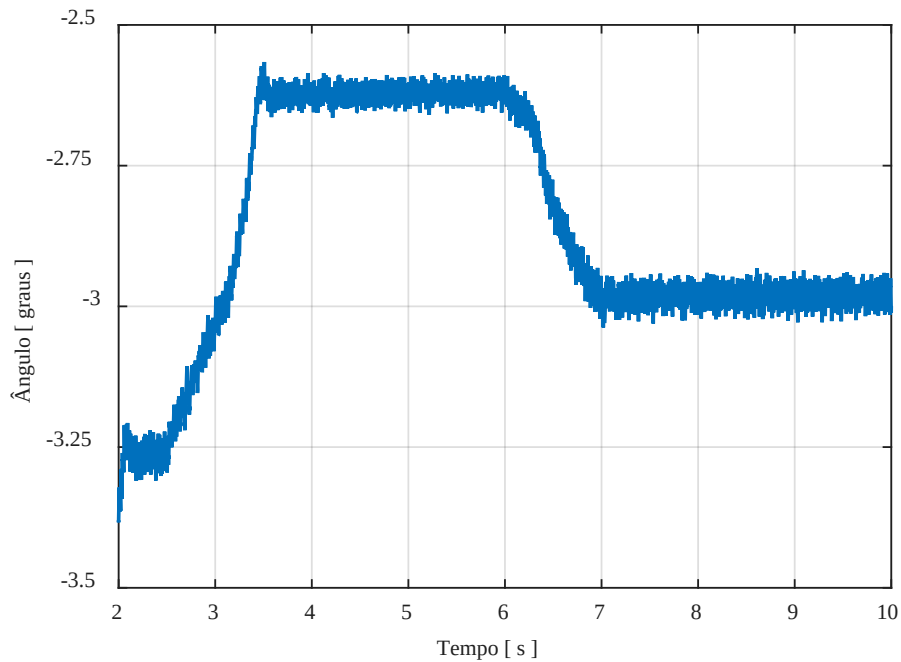
Fonte: autoria própria

Na Figura 109 ilustra-se a resposta em frequência da tensão gerada pelo inversor no capacitor C_2 (carga local) no intervalo de 9,0 a 9,05 s. Neste contexto, o inversor fotovoltaico foi capaz de permitir um perfil de tensão em C_2 quase senoidal, atenuando severamente a 5ª e 7ª harmônicas da geradas pelo retificador, semelhante ao Caso 4 da carga RL série; o THD medido é de 4,22 %, atendendo as especificações da norma brasileira em ser menor que 10 % (ANEEL, 2018).

A Figura 110, por sua vez, destaca o espectro em frequências da corrente fornecida

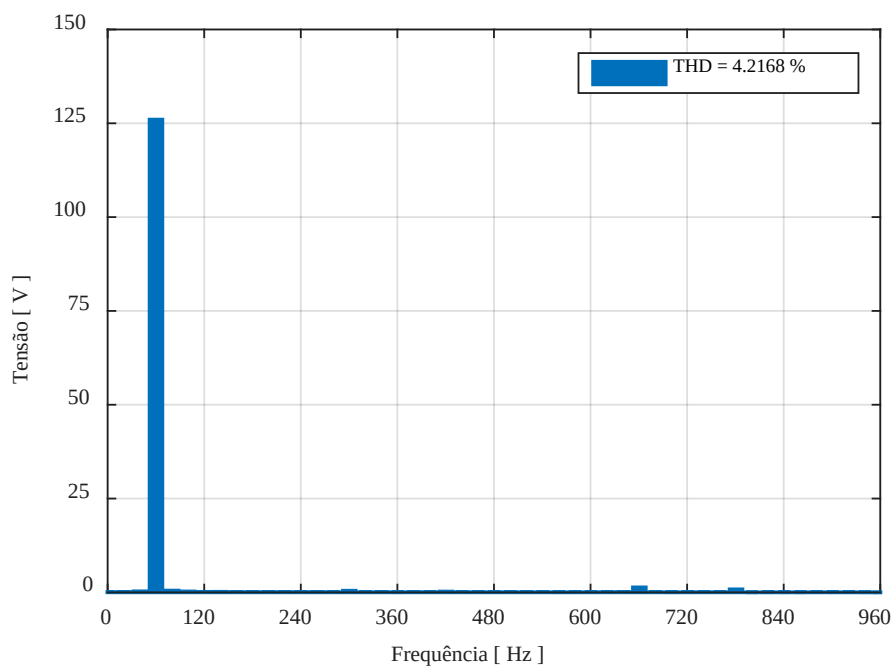
pela rede e absorvida pela carga, em as componentes sintonizadas nos controladores proporcionais-ressonantes foram praticamente eliminadas. A taxa de distorção é igual a 13,35 %, indicando a mitigação do conteúdo harmônico do retificador de 43,09 %.

Figura 108 - Caso 5: Ângulo de Defasagem da Tensão do Capacitor C_2



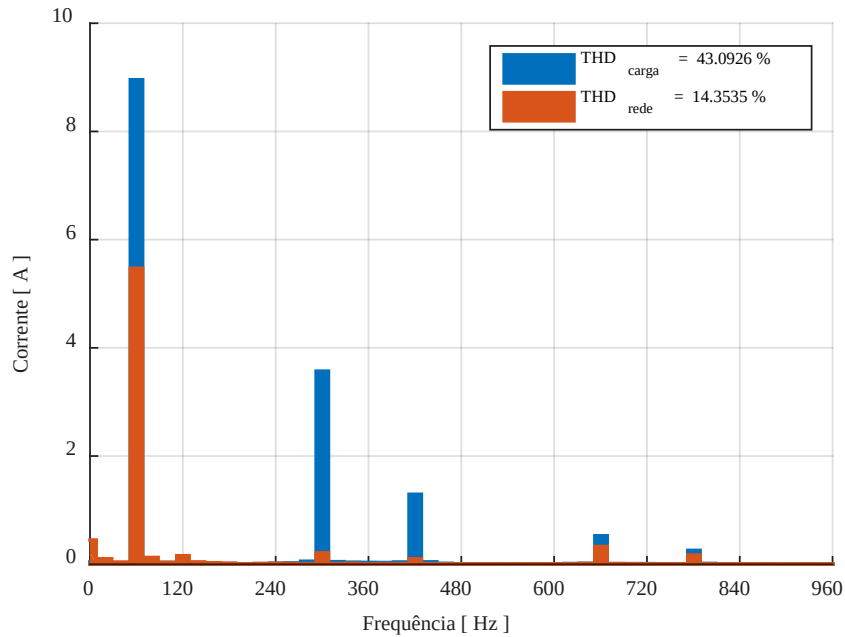
Fonte: autoria própria

Figura 109 - Caso 5: Espectro de Frequências da Tensão do Capacitor C_2



Fonte: autoria própria

Figura 110 - Caso 5: Espectro de Frequências da Corrente da Rede e Carga

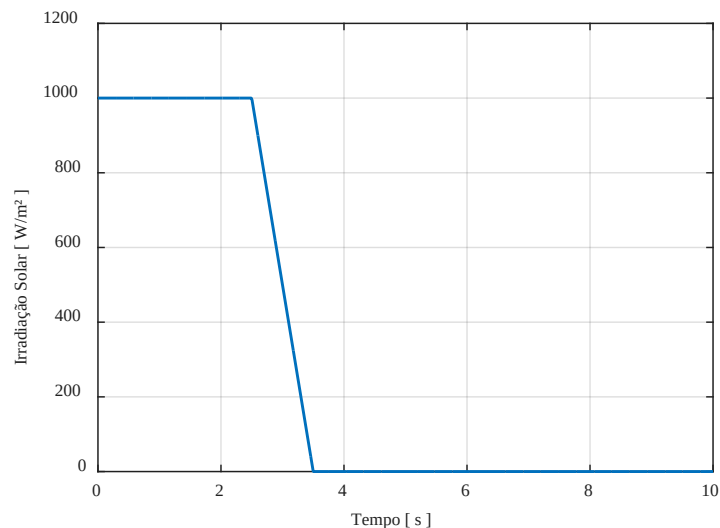


Fonte: autoria própria

4.6. Caso 6 - Motor de Indução Trifásico com Irradiação Solar Nula

Neste caso conectou-se ao ponto de acoplamento a máquina de indução do Caso 03, configurada com os parâmetros da Tabela 13. A finalidade deste caso é poder variar o consumo da potência ativa sem a participação da fonte fotovoltaica. Nestas condições, quando a irradiação solar é nula, avaliou-se o desempenho do inversor na compensação de reativos, simulando-se uma operação noturna do sistema fotovoltaico. A Figura 111 apresenta o período de operação noturna do inversor, que inicia a partir de 3,5 s:

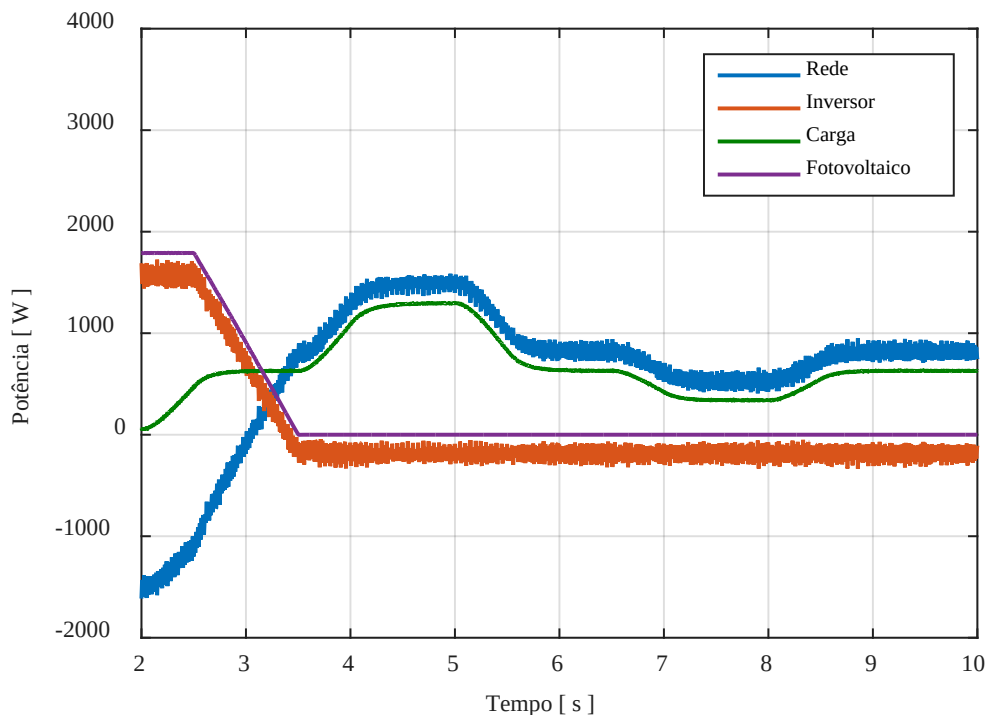
Figura 111 - Irradiação Solar com Transição para uma Operação Noturna



Fonte: autoria própria

A Figura 112 apresenta o comportamento da potência ativa nas variáveis do sistema. A potência ativa consumida pelo motor, em função da variação do torque aplicado ao seu eixo, é fornecida pela rede, quando a irradiação solar é retirada. Portanto, nestas condições, o fluxo de potência foi invertido e o sistema de distribuição passou a fornecer potência ativa para a carga. Além disto, o conversor CC-CC não é capaz de carregar o capacitor do barramento, sendo necessária a absorção de energia pela rede, levando o inversor a atuar como um retificador controlado por PWM.

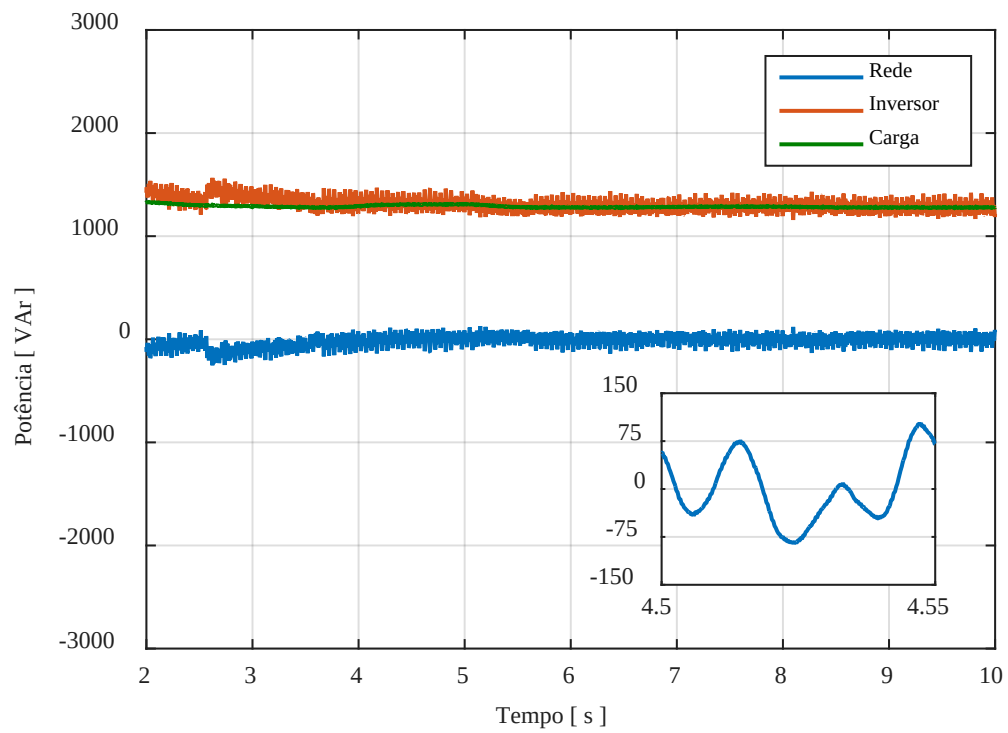
Figura 112 - Caso 6: Comportamento das Potências Ativas Instantâneas



Fonte: autoria própria

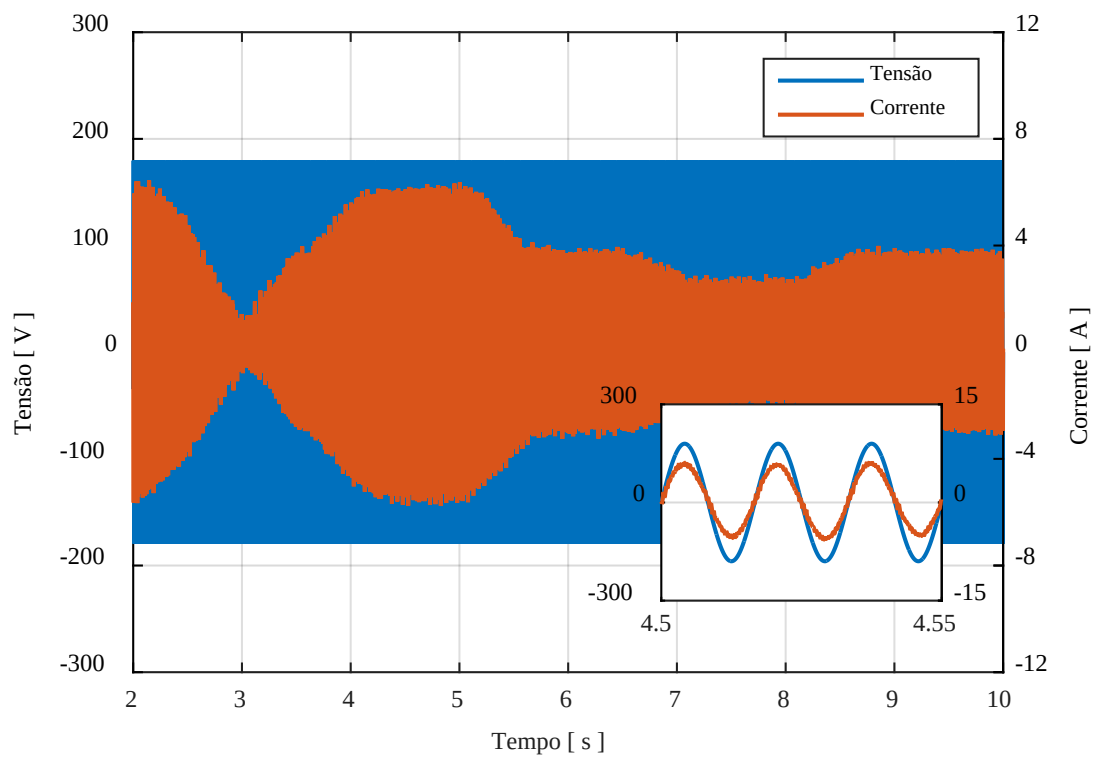
A Figura 113 mostra o perfil da potência reativa do sistema com a compensação dinâmica do inversor com o motor. Observa-se que o consumo de reativos da máquina de indução é constante, independente da variação da carga no eixo. A janela em destaque indica a variação instantânea da potência reativa entre 4,5 e 4,55 s, sendo que na Figura 114, os comportamentos da tensão e da corrente da rede são apresentados durante a dinâmica de controle. Com enfoque ao intervalo em questão, ambas se encontram em fase pelo fato do conversor ser capaz de atender a demanda de reativos da carga. Do Tetraedro de Potências da Figura 115, é possível calcular o fator de potência, o qual resulta em 0,996 capacitivo, atendo a norma brasileira (ANEEL, 2018), observando-se que a potência reativa é reduzida de 1308,0 VAR para -1,11 VAR.

Figura 113 - Caso 6: Comportamento das Potências Reativas Instantâneas



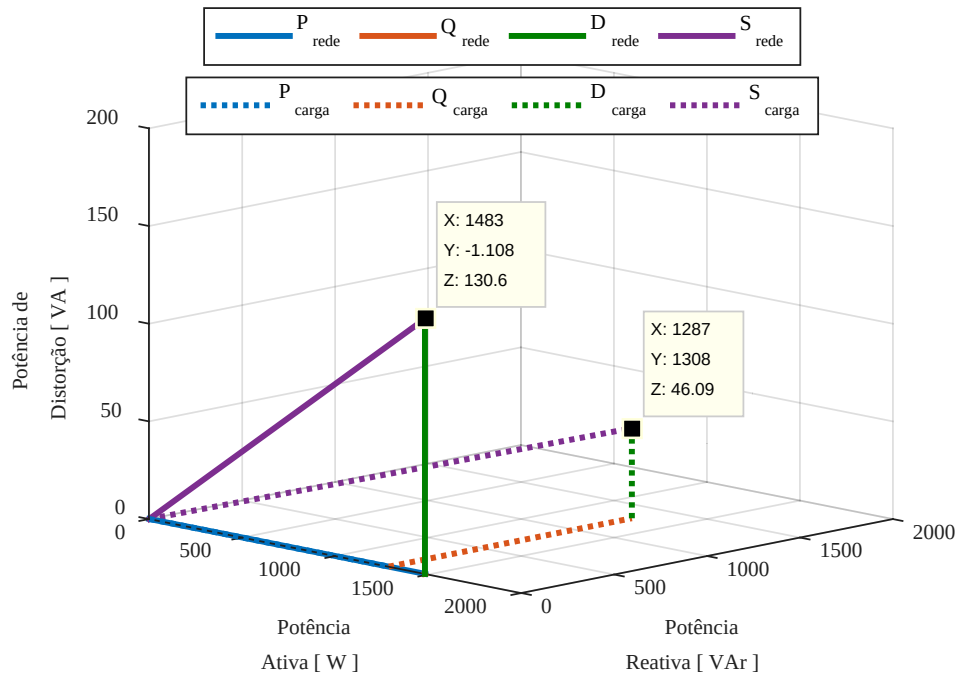
Fonte: autoria própria

Figura 114 - Caso 6: Tensão e Corrente da Rede (fase a)



Fonte: autoria própria

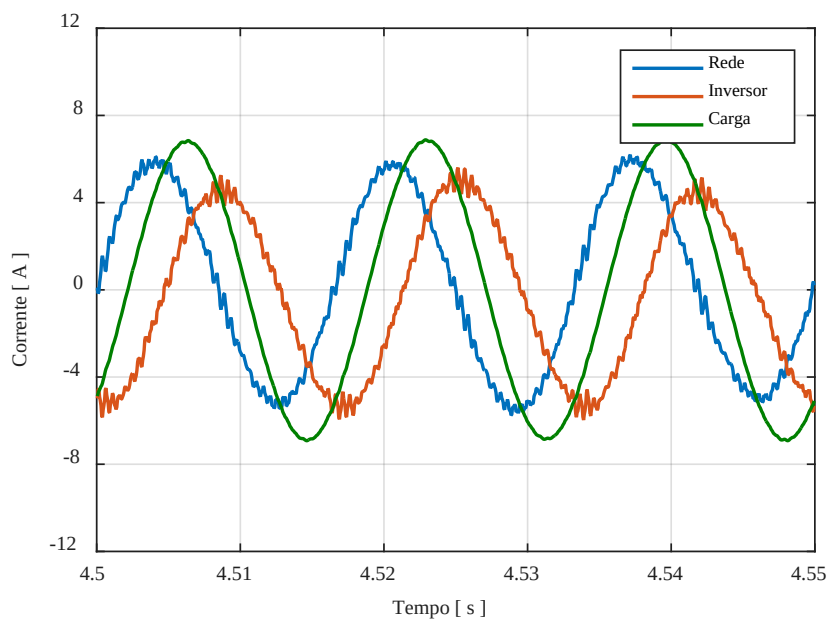
Figura 115 - Caso 6: Tetraedro de Potências



Fonte: autoria própria

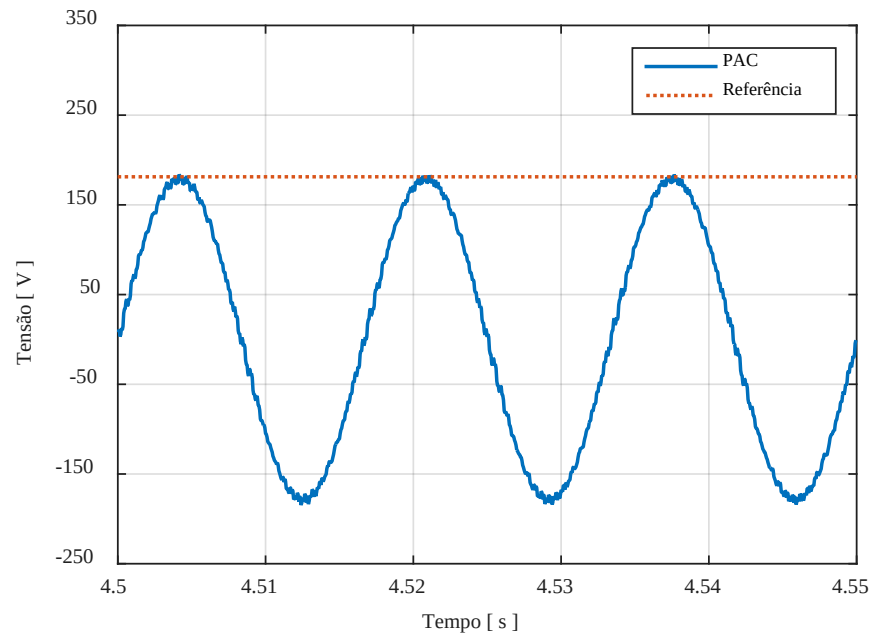
A Figura 116 salienta o perfil das correntes envolvidas no processo do controle da carga, as quais apresentam um comportamento senoidal com algumas oscilações e deslocamento de nível CC que não comprometem a correção do fator de potência e a qualidade da tensão gerada, que é observada na Figura 117.

Figura 116 - Caso 6: Destaque das Correntes da Rede, Inversor e Carga



Fonte: autoria própria

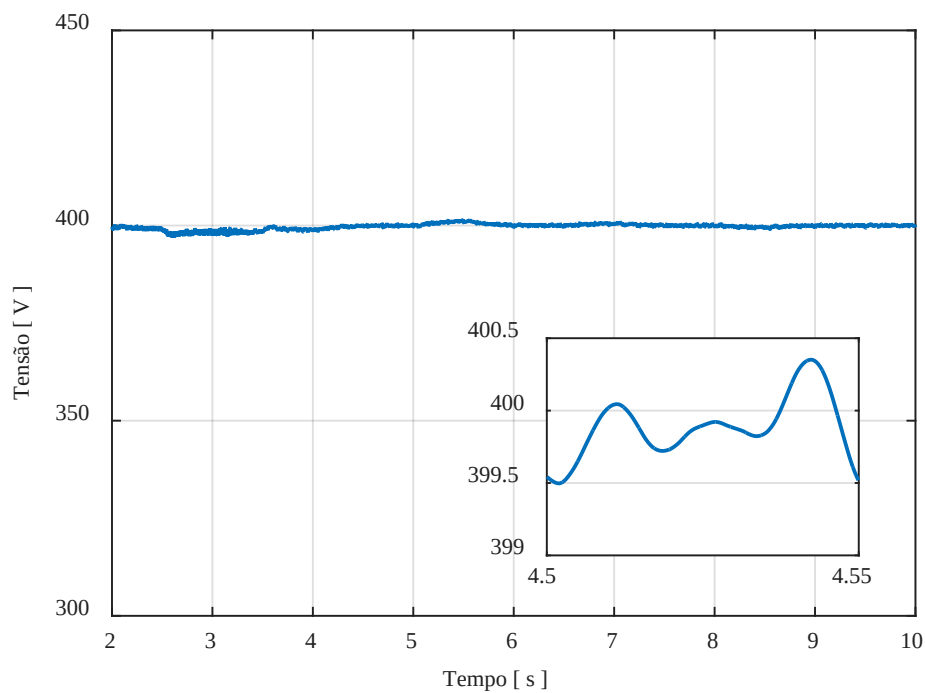
Figura 117 - Caso 6: Destaque da Tensão e da Referência do Capacitor C_2



Fonte: autoria própria

A tensão do *link-CC*, Figura 118, permaneceu estável em 400 V, com oscilações em regime permanente inferiores à 1,0 V (em módulo), porém sensível as transições da irradiação solar, principalmente no instante $t = 6,6$ s, em que a mesma era diferente de zero.

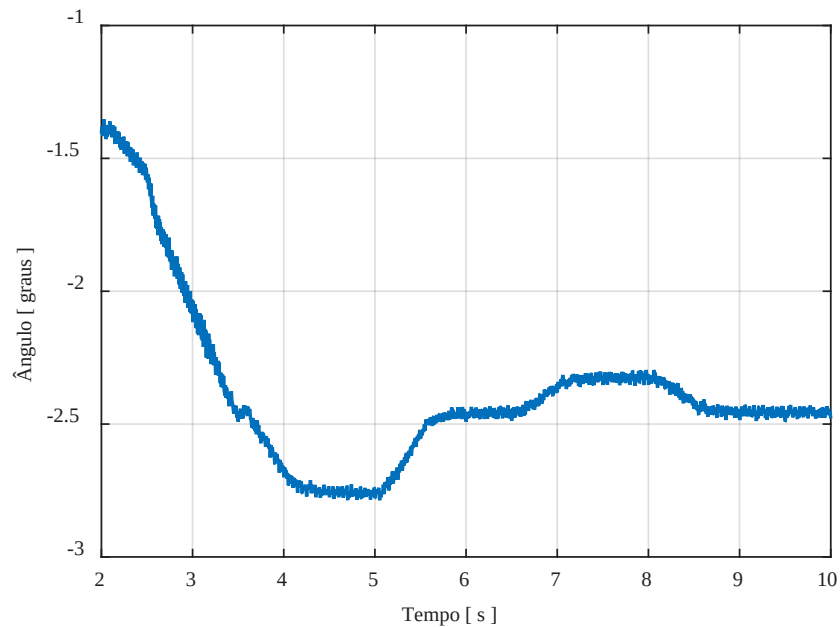
Figura 118 - Caso 6: Tensão do *Link-CC*



Fonte: autoria própria

As variações do torque solicitado pela máquina influenciam o ângulo de defasagem da tensão da Figura 119, uma vez que a tensão do *link-CC* é mantida exclusivamente pela rede, pois o inversor atua como um retificador controlado e filtro ativo:

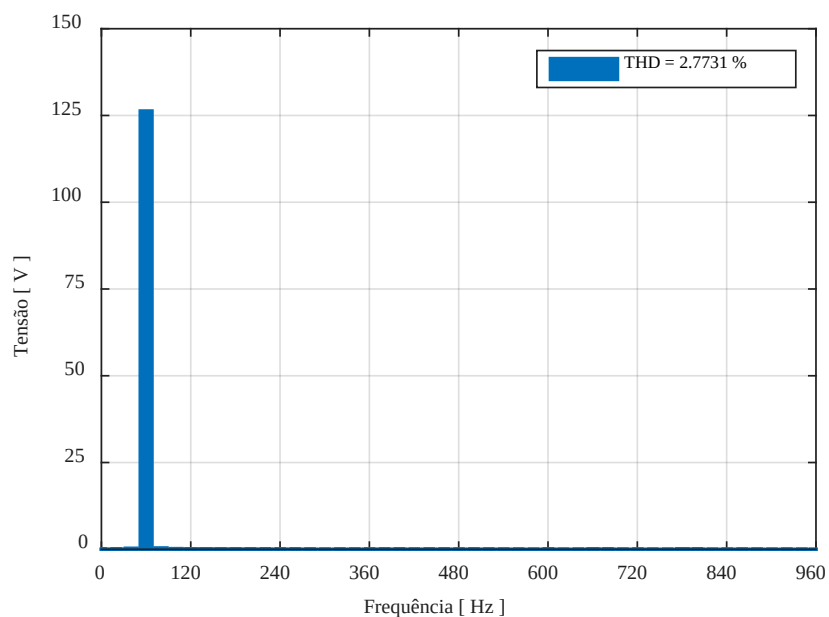
Figura 119 - Caso 6: Ângulo de Defasagem da Tensão do Capacitor C_2



Fonte: autoria própria

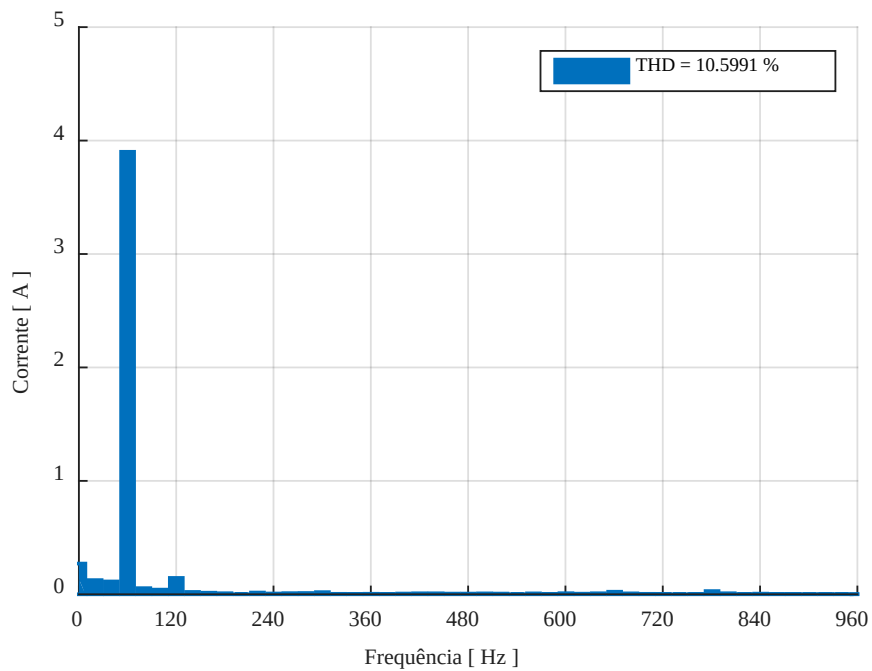
A Figura 120 ilustra a resposta em frequência da tensão gerada pelo inversor, enquanto que a Figura 121 a da corrente fornecida pela rede no intervalo de 4,5 a 4,55 s:

Figura 120 - Caso 6: Espectro de Frequências da Tensão do Capacitor C_2



Fonte: autoria própria

Figura 121 - Caso 6: Espectro de Frequências da Corrente da Rede



Fonte: autoria própria

A Figura 120, mostra que o inversor fotovoltaico projetado está de acordo com as normas da ANEEL, pois o THD medido é igual a 2,77 %, garantindo o perfil senoidal da tensão gerada pelo sistema; na Figura 121, por sua vez, o comportamento é similar ao da situação do Caso 3, exceto que a distorção harmônica é igual 10,6 %.

CONCLUSÃO

Este trabalho abordou o desenvolvimento de um inversor fotovoltaico para a compensação de reativos e harmônicos na rede de distribuição de energia. Pelos resultados apresentados, é possível concluir que os objetivos inicialmente propostos foram atingidos. Neste contexto, o controle de potência ativa está ajustando satisfatoriamente o ângulo de defasagem entre a tensão da carga local e do sistema elétrico de potência, enquanto que o controlador de potência reativa ajusta a amplitude da tensão produzida pelo inversor.

A fim de melhorar a resposta dinâmica e realizar o controle do conteúdo harmônico visto pela rede, utilizaram-se os controladores proporcionais-ressonantes no eixo de referências estacionários $\alpha\beta 0$, permitindo selecionar as frequências de 300 Hz (5ª harmônica) e 420 Hz (7ª harmônica) para o controle da corrente do sistema de distribuição por meio da tensão do ponto de acoplamento da carga local gerado pelo conversor trifásico.

Como a fonte primária de entrada são módulos fotovoltaicos, o projeto contou com o desenvolvimento de um conversor CC-CC que garantisse a extração do ponto de máxima potência. Na análise dos resultados, o mesmo foi capaz de acompanhar a dinâmica da luz solar, permitindo, por meio do algoritmo P&O e com a malha de potência ativa do inversor, equilibrar o fluxo de potência e manter a tensão do *link-CC* praticamente constante.

O sistema simulado foi testado sob diferentes condições de operação, tais como a comutação de cargas RL com e sem variação da irradiação solar, acionamento de um motor de indução trifásico em operação diurna e noturna e conexão de cargas não-lineares. Em cada situação, a corrente absorvida e a corrente fornecida pela rede apresentaram suas particularidades, cabendo aos controladores de potência ajustar a corrente para estar em fase com a tensão ou fornecer a condição necessária para a injeção de harmônicos, preservando o fator de potência e reduzindo a taxa de distorção harmônica da carga em relação à rede. Os resultados permitiram observar que o sistema proposto foi capaz de manter o fator de potência próximo da unidade ou complementar o fornecimento de reativos do sistema de distribuição quando o inversor operava sob as condições nominais de 2 kVA.

As atividades futuras associadas a este trabalho propõem a implementação e validação prática do inversor desenvolvido, bem como a confecção do conversor CC-CC para experimentação em campo e a exploração da PLL *fuzzy*, proposta neste trabalho, para detecção de ilha-mento em caso de desconexão com rede.

PUBLICAÇÕES

Trabalho Submetido à Periódico

SOUZA, W. G.; ROCHA, M. A.; SERNI, P. J. A.; ALVES, A. F.; ANDREOLI, A. L.; SILVA, P. S. Photovoltaic Inverter for Reactive Control and Harmonic Compensation. **IET Renewable Power Generation (RPG)**.

ROCHA, M. A.; SOUZA, W. G.; SERNI, P. J. A.; ANDREOLI, A. L.; ALVES, A. F.; SILVA, P. S. Active and Reactive Power Control of DFIG-Based Wind Turbines: A Proposal Using Proportional Resonant Controllers. **IEEE Latin America Transactions**.

Trabalho Submetido em Anais de Congresso

ROCHA, M. A.; SOUZA, W. G.; SERNI, P. J. A.; ANDREOLI, A. L.; CLERICE, G. A. M.; SILVA, P. S. Control of Three-Phase PWM Boost Rectifiers Using Proportional-Resonant Controllers. **VII Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos (SBSE 2018)**.

Trabalho Completo Publicado em Anais de Congresso

SOUZA, W. G.; ROCHA, M. A.; SERNI, P. J. A.; ALVES, A. F.; ANDREOLI, A. L.; SILVA, P. S. Estudo de Inversor Aplicado A um Sistema Fotovoltaico para Compensação de Reativos. **XII Latin-American Congress Electricity Generation And Transmission (CLAGTEE)**, Mar del Plata/Argentina, Novembro 2017.

SOUZA, W. G.; ROCHA, M. A.; SERNI, P. J. A.; ALVES, A. F.; ANDREOLI, A. L.; SILVA, P. S. Avaliação de um controlador Fuzzy aplicado à sincronização de inversores em configuração Grid-Tie. **12th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON)**, Curitiba/PR, Novembro 2016.

ROCHA, M. A.; SOUZA, W. G.; SERNI, P. J. A.; ANDREOLI, A. L.; ALVES, A. F.; SILVA, P. S. Controle de Tensão para Geradores de Indução Auto-Excitados: Um Estudo de Caso. **12th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON)**, Curitiba/PR, Novembro 2016.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- AHMED, A. **Eletrônica de Potência**. 1. ed. São Paulo: Prentice Hall, 2000. ISBN 85-87918-03-6.
- ALAVI, O.; DOLATABADI, S. Analysis and Simulation of Full-Bridge Boost Converter using Matlab. **Balkan Journal of Electrical & Computer Engineering**, v. 3, n. 2, p. 64-69, September 2015.
- ALBUQUERQUE, F. L. D. **Sistema Solar Fotovoltaico Conectado à Rede Elétrica Operando como Gerador de Potência Ativa e Compensador de Potência Reativa**. Tese (Doutorado) - Universidade Federal de Uberlândia (UFU). Uberlândia, Minas Gerais, p. 174. 2012.
- AMIRULLAH; PENANGSANG, O.; SOEPRIJANTO, A. Effect of Installation of Photovoltaic (PV) Generation to Power Quality in Industrial and Residential Customers Distribution Network. **International Seminar on Intelligent Technology and Its Applications**, Surabaya, May 2015.
- ANEEL. **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional - PRODIST, Módulo 8 - Qualidade da Energia Elétrica**. Agência Nacional de Energia Elétrica. [S.l.], p. 88. 2018.
- ANUPAMA, V. C. et al. Design and Development of a 66.46W Multi-Output Soft Switching Active Clamp Flyback Converter Power Supply. **International Journal of Advanced Information Science and Technology (IJAIST)**, v. 30, n. 30, p. 437-442, October 2014.
- BARBI, I.; PIAZZA, G. L. **Inversor Trifásico**. Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC). Florianópolis/SC, p. 51. 2008.
- BARROSO, J. C. S. et al. A PSO Algorithm for the Calculation of the Series and Shunt Resistances of the PV Panel One-Diode Model. **International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC)**, Ouarzazate, Morocco, October 2014.
- BEHESHTAEIN, S. **Fuzzy Phase Locked Loop for Three-Phase Power Converters**. Industrial Electronics Society. Vienna: IEEE. 2013. p. 790 - 797.
- BEHESHTAEIN, S.; SAVAGHEBI, M.; GUERRERO, J. M. A Fuzzy-based Hybrid PLL Scheme for Abnormal Grid Conditions. **Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)**, Yokohama, p. 5095-5100, January 2015.
- BLOCH, E.; MOOS, J.; PEDERSEN, M. B. **Damping of Output LC Filter Resonance for PWM-Controlled VSI-Fed AC PMSM Drives**. Aalborg University, Department of Energy Technology, Student Report. Aalborg (Denmark), p. 73. 2012.
- BLOCK, P. A. B. et al. Power Quality Analyses of a Large Scale Photovoltaic System. **The Fifth International Renewable Energy Congress IREC**, Hammamet, Tunisia, March 2014.
- BONIFÁCIO, P. J. D. S. **Seguidor Fotovoltaico: Uma Variação do P&O - Simulação e Prototipagem**. Tese (Mestrado) - Universidade Nova de Lisboa - Faculdade de Ciências e Tecnologia. Lisboa, p. 120. 2010.

BRAGA, F. D. N. **Interface Eletrônica para Controle de Fluxo de Potência e Controle de Qualidade de Energia em Sistemas de Geração Distribuída Conectados Diretamente à Rede Elétrica**. Tese (Doutorado) - Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP). Campinas, São Paulo, p. 140. 2015.

BUCCI, G. et al. Survey about Classical and Innovative Definitions of the Power Quantities Under Nonsinusoidal Conditions. **International Journal of Emerging Electric Power Systems**, v. 18, n. 3, p. 1-16, June 2017. ISSN 1553-779X.

BUDEANU, C. **Reactive and Fictitious Powers**. Rumanian National Institute. Bucharest. 1927.

BÜHLER, A. J. **Determinação de Parâmetros Fotovoltaicos a Partir de Ensaios de Curvas Características Sem Iluminação**. Tese (Mestrado) - Universidade Federal do Rio Grande do Sul (UFRS). Porto Alegre, p. 89. 2007.

BÜHLER, A. J. **Estudo de Técnicas de Determinação Experimental e Pós-processamento de Curvas Características de Módulos Fotovoltaicos**. Tese (Doutorado) - Universidade Federal do Rio Grande do Sul (UFRS). Porto Alegre, p. 195. 2011.

CAMPOCCIA, A. et al. Fault Decoupling Device: A New Device to Reduce the Impact of Distributed Generation on Electrical Distribution Systems. **2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings**, Bologna, June 2013.

CANADIANSOLAR. Disponível em: <https://www.canadiansolar.com/fileadmin/user_upload/downloads/datasheets/v5.53/Canadian_Solar-Datasheet-MaxPower-CS6X-P-v5.53en.pdf>. Acesso em: 25 abr. 2017.

CATALIOTTI, A. et al. Applications of the Fault Decoupling Device to Improve the Operation of LV Distribution Networks. **IEEE Transactions on Power Delivery**, Jan 2008.

CHAITUSANEY, S.; YOKOYAMA, A. Impact of Protection Coordination on Sizes of Several Distributed Generation Sources. **2005 International Power Engineering Conference**, Singapore, Nov/Dec 2005.

CLARKE, E. **Circuit Analysis of A-C Power Systems - Symmetrical and Related Components**. 4^a. ed. EUA: General Electric Company, v. I, 1950.

CZARNECKI, L. S. Currents' Physical Components (CPC) in Circuits with Nonsinusoidal Voltages and Currents. Part 2: Three-Phase Three-Wire Linear Circuits. **Electrical Power Quality and Utilisation**, v. 12, n. 1, p. 3 - 13, 2006.

DOMINGOS, R. M. et al. Current Control Strategy for Reactive and Harmonic Compensation with Dynamic Saturation. **24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)**, Buzios, June 2015.

DUGAN, R. C.; MCDERMOTT, T. E. Distributed Generation. **IEEE Industry Applications Magazine**, Mar/Apr 2002.

EBERHARDT, D. **Desenvolvimento de um Sistema Completo para Caracterização de**. Tese (Mestrado) - Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul - PUCRS. Porto Alegre, p. 104. 2005.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics**. 2. ed. New York: Springer, 2001. ISBN 978-0792372707.

FORSYTH, A. J.; MOLLOV, S. V. Modelling and Control of DC-DC Converters. **Power Engineering Journal**, v. 12, n. 5, p. 229-236, October 1998.

GOLESTAN, S. et al. Moving Average Filter Based Phase-Locked Loops: Performance Analysis and Design Guidelines. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 6, p. 2750 - 2763, Junho 2014. ISSN 0885-8993.

GOLESTAN, S. et al. dq-Frame Cascaded Delayed Signal Cancellation- Based PLL: Analysis, Design, and Comparison With Moving Average Filter-Based PLL. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 3, p. 1618 - 1632, Março 2015. ISSN 0885-8993.

GONÇALVES, A. F. Q. **Sistemas de Geração Distribuída Controlado em Tensão e Potência e Utilizado de Forma Isolada ou Conectada à Rede de Distribuição**. Tese (Doutorado) - Universidade de São Paulo - Escola de Engenharia de São Carlos. São Carlos, p. 148. 2015.

GONZÁLEZ, O.; PÉREZ-RAMÍREZ, J.; BERISTÁIN, J. A. Photovoltaic Power Injection to the Grid with Reactive Power and Harmonic Compensation Using a Simple H Bridge Converter. **IEEE Workshop on Power Electronics and Power Quality Applications (PEPQA)**, Bogota, June 2015.

GUO, X.-Q.; WU, W.-Y.; GU, H.-R. Phase Locked Loop and Synchronization Methods for Grid-Interfaced Converters - A Review. **Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review)**, v. 87, n. 4, p. 182 - 187, 2011. ISSN 0033-2097.

HAN, Y. et al. Comparative Performance Evaluation of Orthogonal-Signal-Generators-Based Single-Phase PLL Algorithms - A Survey. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 5, p. 3932 - 3944, Maio 2016. ISSN 0885-8993.

HART, D. W. **Power Electronics**. 1^a. ed. New York: McGraw-Hill Companies, Inc, 2010. ISBN 978-0-07-338067-4.

HAUGAN, T. S.; TEDESCHI, E. Reactive and Harmonic Compensation Using the Conservative Power Theory. **Tenth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)**, Monte Carlo, March 2015.

HOLMES, D. G.; LIPO, T. A. **Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice**. 1. ed. Piscataway, New Jersey: Wiley - IEEE Press, 2003. ISBN 978-0-471-20814-3.

HUSSEIN, K. H. et al. Maximum Photovoltaic Power Tracking: an Algorithm for Rapidly Changing Atmospheric Conditions. **IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution**, v. 142, n. 1, p. 59-64, January 1995.

KANDIL, S. et al. A Power Quality Monitor System for Quantifying the Effects of Photovoltaic Penetration on the Grid. **28th Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering**, Halifax, Canada, May 2015.

KITANO, T.; MATSUI, M.; XU, D.-H. Power Sensor-Less MPPT Control Scheme Utilizing Power Balance at DC Link-System Design to Ensure Stability and Response. **27th Annual Conference of the IEEE**, Denver, Colorado, v. 2, p. 1309 - 1314, Nov/Dez 2001.

LAKSHMANAN, A. S.; JAIN, A.; RAJPOURHIT, B. S. Analysis and Design of Adaptive Moving Average Filters Based Low-Gain PLL for Grid Connected Solar Power Converters. **IEEE Power & Energy Society General Meeting**, Denver, Colorado, EUA, 26 - 30 Julho 2015. 1 - 5.

LINEYKIN, S.; AVERBUKH, M.; KUPERMAN, A. An Improved Approach to Extract the Single-Diode Equivalent Circuit Parameters of a Photo-voltaic Cell-Panel. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 30, p. 282-289, February 2014.

LIU, B. et al. A Three-Phase PLL Algorithm Based on Signal Reforming Under Distorted Grid Conditions. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, p. 5272 - 5283, Setembro 2015. ISSN 0885-8993.

MACHADO, R. Q. **Sistema de Geração Distribuída com Fontes CA e CC Conectado à Rede Monofásica e Controle Eletrônico da Qualidade da Energia Elétrica**. Tese (Doutorado) - Universidade Estadual De Campinas (UNICAMP). Campinas/SP, p. 94. 2005.

MANCILLA-DAVID, F. et al. A Maximum Power Point Tracker Variable-DC-Link Three-Phase Inverter for Grid-Connected PV Panels. **3rd IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Europe (ISGT Europe)**, Berlin, p. 1 - 7, October 2012.

MARINKOVIC, M. **Contact Resistance Effects in thin Film Solar Cells and thin Film Transistors**. Tese (Doutorado) - Jacobs University Bremen - Alemanha. Bremen, p. 167. 2013.

MATSUI, M. et al. A New Maximum Photovoltaic Power Tracking Control Scheme Based on Power Equilibrium at DC Link. **IEEE Industry Applications Conference**, Phoenix, Arizona, v. 2, p. 804 - 809, October 1999.

MATTAVALLI, P.; BUSO, S. **Digital Control in Power Electronics**. 1. ed. USA: Morgan & Claypool, 2006. ISBN 9781598291131.

MOGHADDAM, S. H. A.; AYATOLLAHI, A.; RAHMATI, A. Modeling and Current Programmed Control of a Bidirectional Full Bridge DC-DC Converter. **Energy and Power Engineering**, v. 4, p. 107 - 116, May 2012.

MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. **Power Electronics - Converters, Applications and Design**. 2. ed. New York: Jon Wiley & Sons, Inc., 1995. ISBN 0471584088.

NAYAN, M. F.; ULLAH, S. M. S. Modelling of Solar Cell Characteristics Considering the Effect of Electrical and Environmental Parameters. **3rd International Conference on Green Energy and Technology**, Dhaka, September 2015.

NEZAMI, M. M.; SARWAR, M. Characteristic Modeling Analysis and Simulation of Solar PV Module. **Annual IEEE India Conference (INDICON)**, New Delhi, March 2015.

NISE, N. S. **Engenharia de Sistemas de Controle**. 6ª. ed. Rio de Janeiro, RJ: LTC, 2012. ISBN 978-85-216-2136-2.

OGATA, K. **Discrete Time-Control Systems**. 2. ed. Englewood, New Jersey: Prentice-Hall, Inc., 1995. ISBN 0-13-328642-8.

OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. 4. ed. São Paulo: Pearson, 2004. ISBN 978-8587918239.

PAARMANN, L. D. **Design and Analysis of Analog Filters - A Signal Processing Perspective**. 1. ed. Dordrecht, Netherlands: Kluwer Academic Publishers, 2003. ISBN 0-7923-7373-1.

PARK, R. H. Two-Reaction Theory of Synchronous Machines Generalized Method of Analysis - Part I. **Transactions of the American Institute of Electrical Engineers**, v. 48, n. 3, p. 716 - 727, Julho 1929. ISSN 0096-3860. Versão atual: 2009.

PEDRYCZ, W.; GOMIDE, F. **Fuzzy Systems Engineering - Toward Human-Centric Computing**. Hoboken, New Jersey, EUA: John Wiley & Sons, 2007. ISBN 978-0-471-78857-7.

POPA, D. D.; CRACIUNESCU, A.; KREINDLER, L. A PI-Fuzzy Controller Designated for Industrial Motor Control Applications. **IEEE International Symposium on Industrial Electronics**, Cambridge, Junho 2008. 949 - 954.

RAFI, F. H. M.; HOSSAIN, M. J.; LESKARAC, J. L. D. Reactive Power Management of a AC/DC Microgrid System Using a Smart PV Inverter. **Power & Energy Society General Meeting**, Denver, USA, July 2015.

RASHID, M. H. **Power Electronics Handbook - Devices, Circuits and Applications**. Burlington, Massachusetts, EUA: Elsevier, 2011. ISBN 978-0-12-382036-5.

RASHID, M. H. **Eletrônica de Potência - Circuitos, Dispositivos e Aplicações**. 4ª. ed. São Paulo: Pearson Education do Brasil Ltda., 2014. ISBN 978-85-430-0594-2.

ROCABERT, J. et al. Control of Power Converters in AC Microgrids. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 11, p. 4734 - 4749, November 2012.

RODRÍGUEZ, P. et al. New Positive-sequence Voltage Detector for Grid Synchronization of Power Converters under Faulty Grid Conditions. **IEEE Power Electronics Specialists Conference**, 18 - 22 Junho 2006. 1 - 7.

RODRIGUEZ, P. et al. Decoupled Double Synchronous Reference Frame PLL for Power Converters Control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 22, n. 2, p. 584 - 592, 2007. ISSN 0885-8993.

SAMPAIO, L. P. et al. Grid-Tie Three-Phase Inverter with Active Power Injection and Reactive Power Compensation. **Renewable Energy**, v. 85, p. 854 - 864, January 2016.

SATPATHY, S. Photovoltaic Power Control Using MPPT and Boost Converter. **Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements for the Degree of Bachelor of Technology in Electrical Engineering**, Department of Electrical Engineering, National Institute of Technology, Rourkela, May 2012.

SERA, D. et al. Improved MPPT Method for Rapidly Changing Environmental Conditions. **IEEE International Symposium on Industrial Electronics**, Montreal, p. 1420-1425, July 2006.

SEVERNS, R. P.; BLOOM, G. **Modern DC-to-DC Switchmode Power Converter Circuits**. San Rafael, California, USA: Springer Netherlands, 1985. ISBN 0-442-21396-4.

SHARKH, S. M. et al. **Power Electronic Converters for Microgrids**. 1. ed. Singapore: Wiley-IEEE Press, 2014. ISBN 978-0-470-82403-0.

SHENG-QING, L. et al. A New MPPT Control Method of Photovoltaic Grid-connected Inverter System. **The 26th Chinese Control and Decision Conference (CCDC)**, Changsha, China, May 2014.

SIMON, D.; EL-SHERIEF, H. Fuzzy Phase-Locked Loops. **IEEE Position Location and Navigation Symposium**, p. 252 - 259, April 1994. ISSN 0-7803-1435-2.

SOUZA, W. G. D. et al. Avaliação de um Controlador Fuzzy Aplicado à Sincronização de Inversores em Configuração Grid-Tie. **12th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON)**, Curitiba/PR, Novembro 2016.

SUYATA, T. I.; PO-NGAM, S.; TARASANTISUK, C. The Active Power and Reactive Power Control for Three-Phase Grid-Connected Photovoltaic Inverters. **11th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)**, Nakhon Ratchasima, May 2014.

TAMRAKAR, V.; GUPTA, S. C.; SAWLE, Y. Study of Characteristics of Single and Double Diode Electrical Equivalent Circuit Models of Solar PV Module. **International Conference on Energy Systems and Applications (ICESA)**, Pune, Oct/Nov 2015.

TAN, R. H. G.; TAI, P. L. J.; MOK, V. H. Solar Irradiance Estimation Based on Photovoltaic Module Short Circuit Current Measurement. **International Conference on Smart Instrumentation, Measurement and Applications (ICSIMA)**, Kuala Lumpur, Malaysia, November 2013.

TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRÍGUEZ, P. **Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems**. 1. ed. New Delhi: John Wiley and Sons, Ltd., 2011. ISBN 978-0-470-05751-3.

THARANI, K.; DAHIYA, R. PV Module Integration with STATCOM for Reactive Power Compensation. **Innovative Applications of Computational Intelligence on Power, Energy and Controls with their impact on Humanity (CIPECH)**, Ghaziabad, November 2014.

VERMA, D. et al. Maximum Power Point Tracking (Mppt) Techniques: Recapitulation in Solar Photovoltaic Systems. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 54, p. 1018-1034, February 2016.

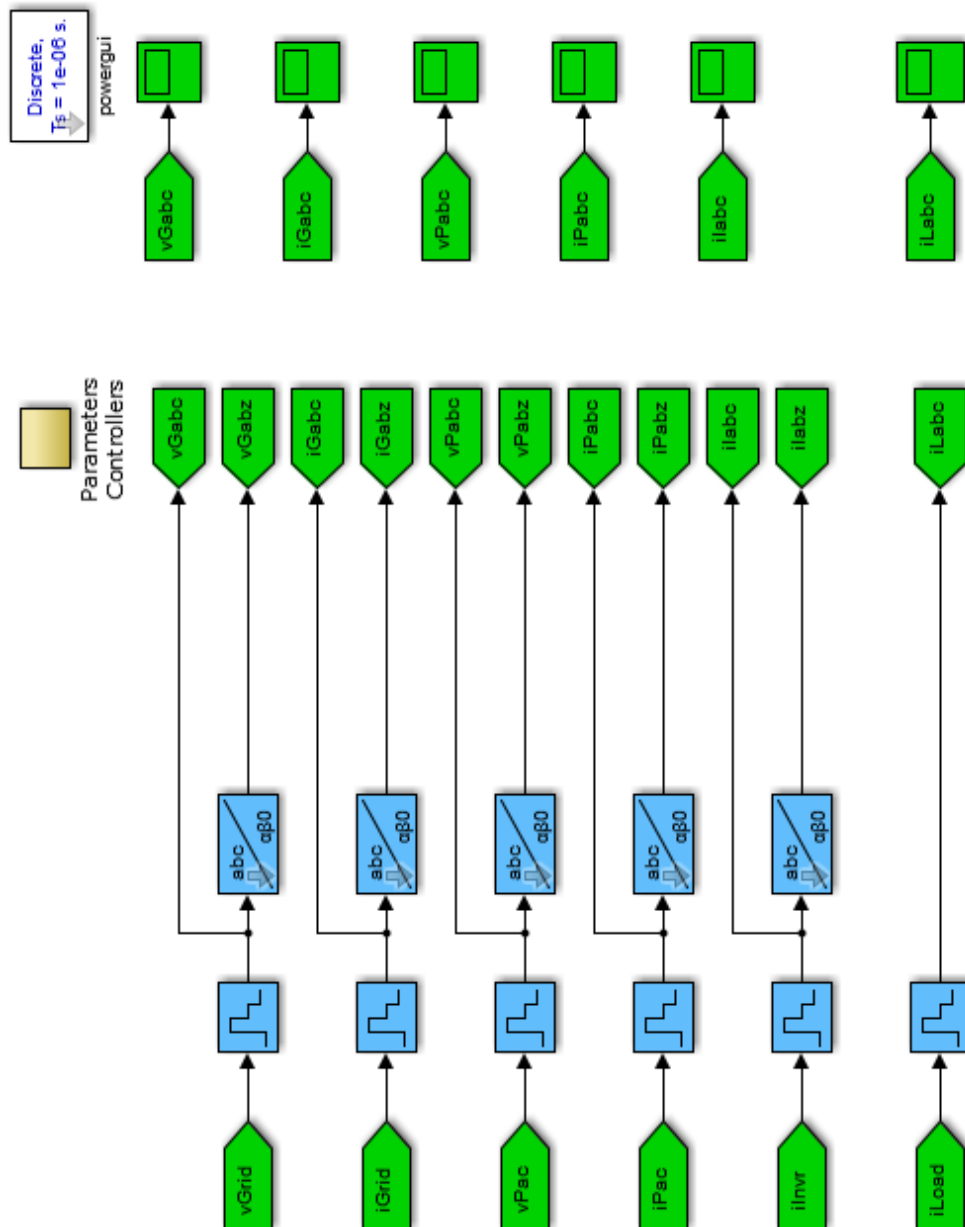
WATANABE, E. H. et al. Instantaneous p-q Power Theory for Control of Compensators in Micro-Grids. **International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation (ISNCC)**, Lagow, Poland, p. 17 - 26, June 2010.

YAZDANI, A.; IRAVANI, R. **Voltage-Sourced Converters in Power Systems: Modeling, Control and Applications**. 1. ed. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc, 2010. ISBN 978-0-470-52156-4.

APÊNDICE A

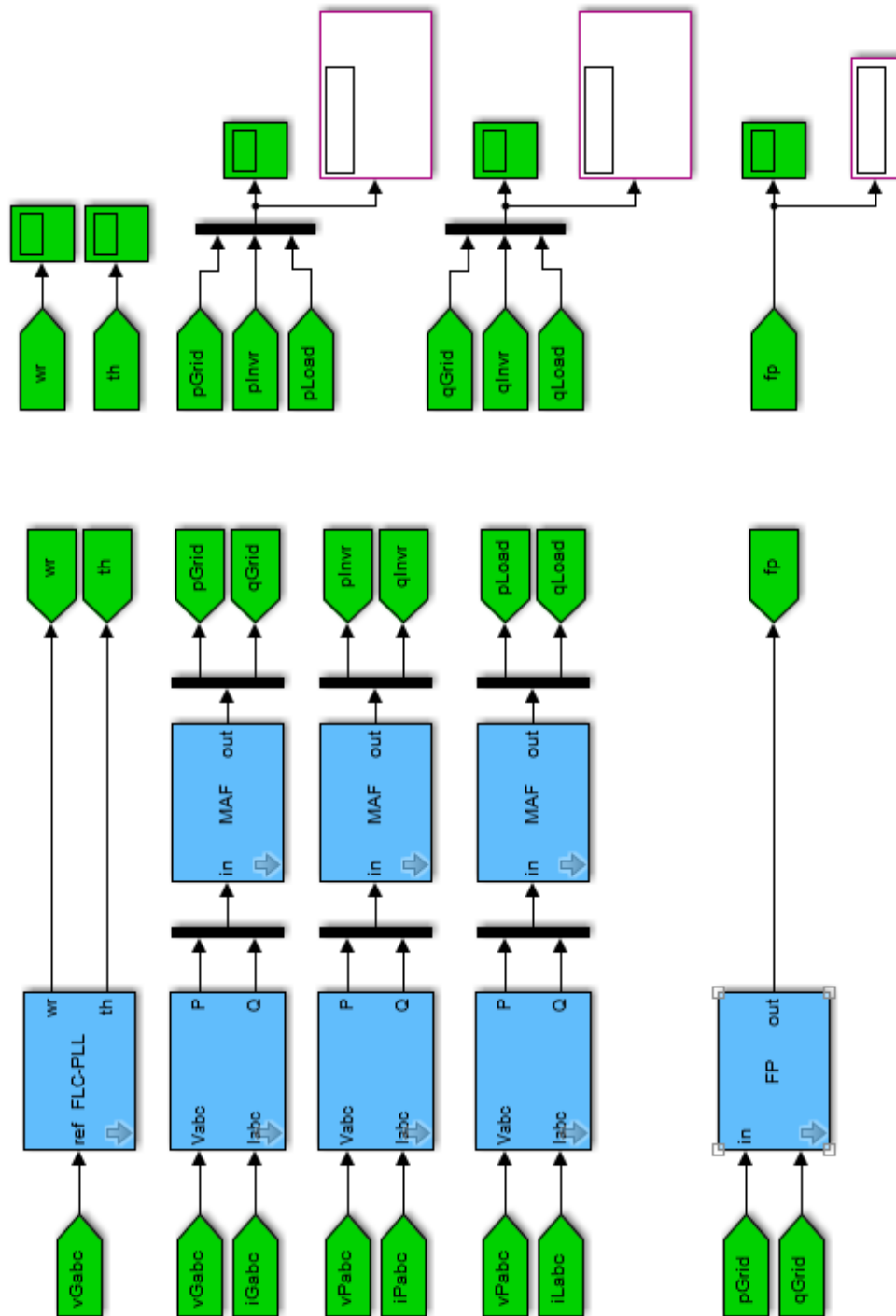
Esta seção apresenta a captura de tela dos circuitos e controladores desenvolvidos no software MATLAB/Simulink®:

Figura 122 - Instrumentação, Montagem e Conversão das Grandezas do Inversor



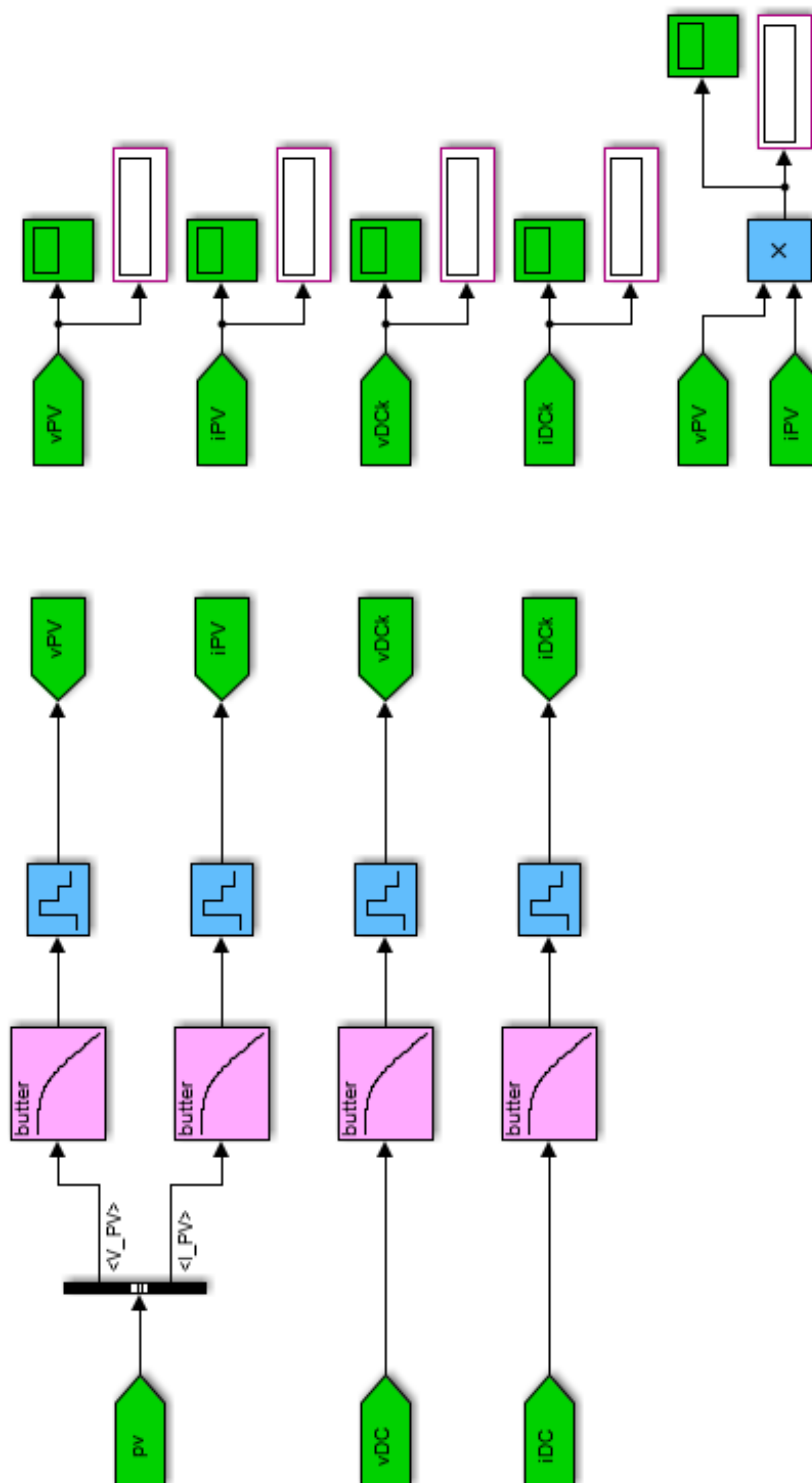
Fonte: autoria própria

Figura 123 - PLL, Cálculo das Potências Ativa, Reativa e do Fator de Potência



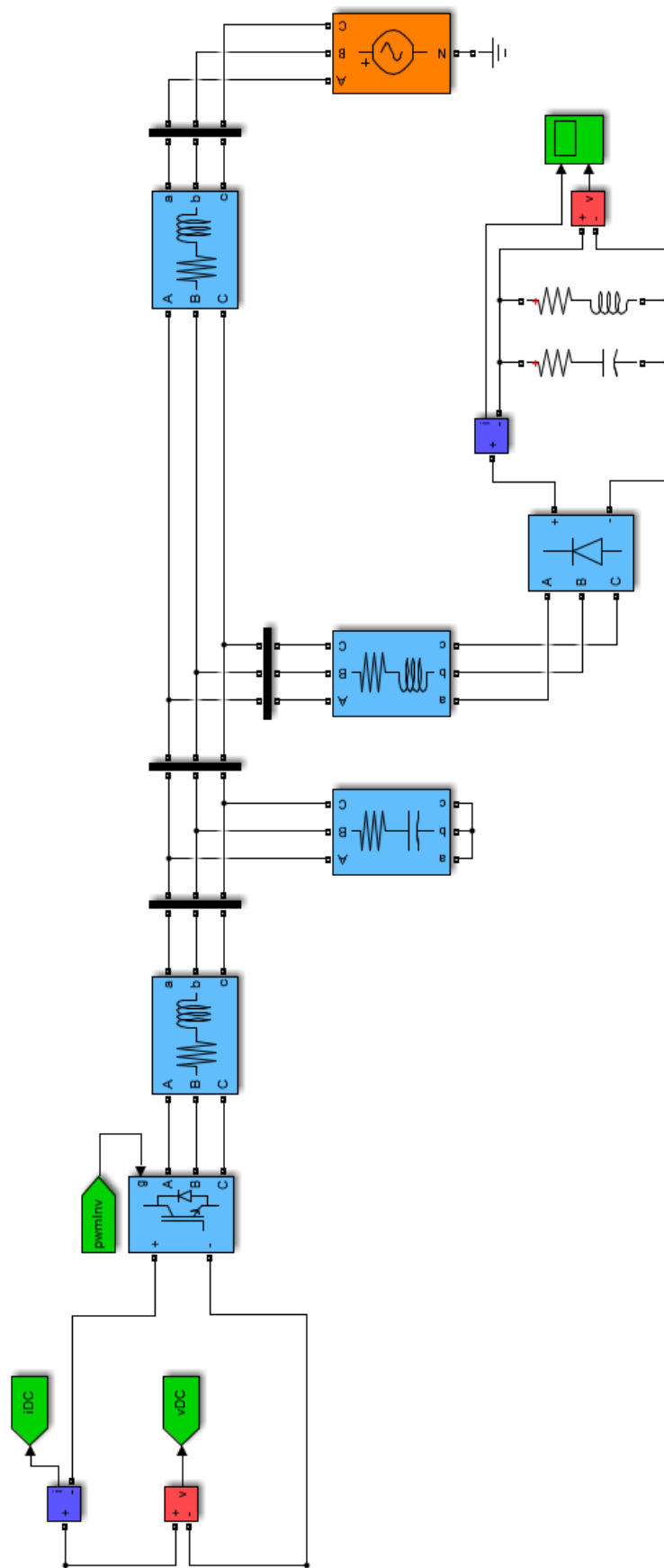
Fonte: autoria própria

Figura 124 - Instrumentação do Conversor CC-CC (fonte fotovoltaica e *link-CC*)



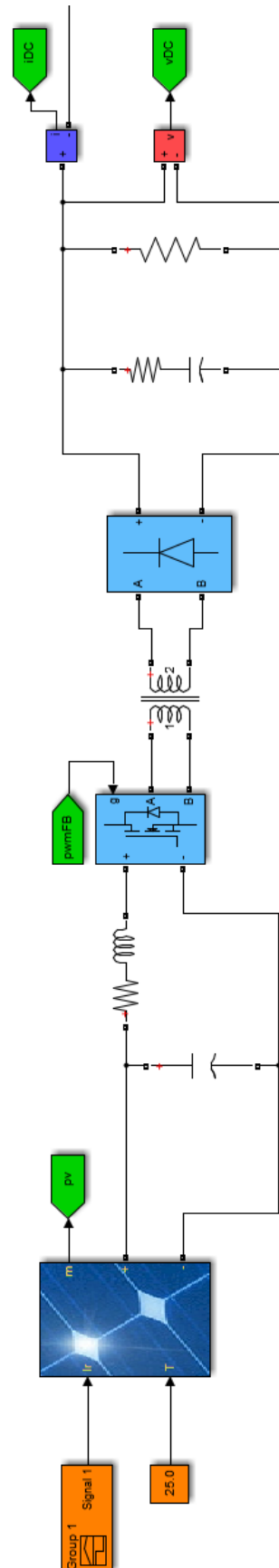
Fonte: autoria própria

Figura 125 - Inversor, Carga Local e Rede (PAC)



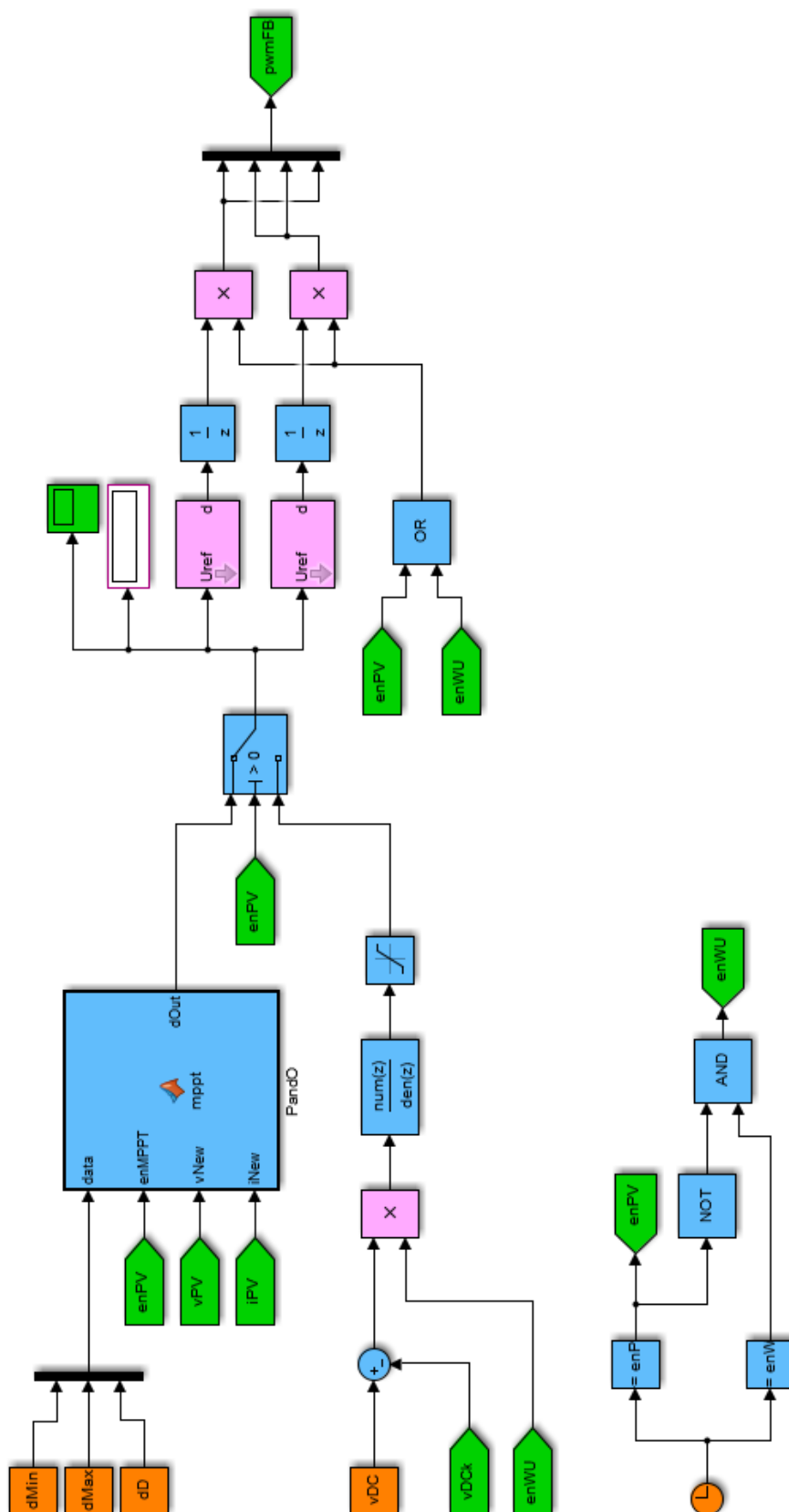
Fonte: autoria própria

Figura 126 - Conversor CC-CC e *Link-CC*



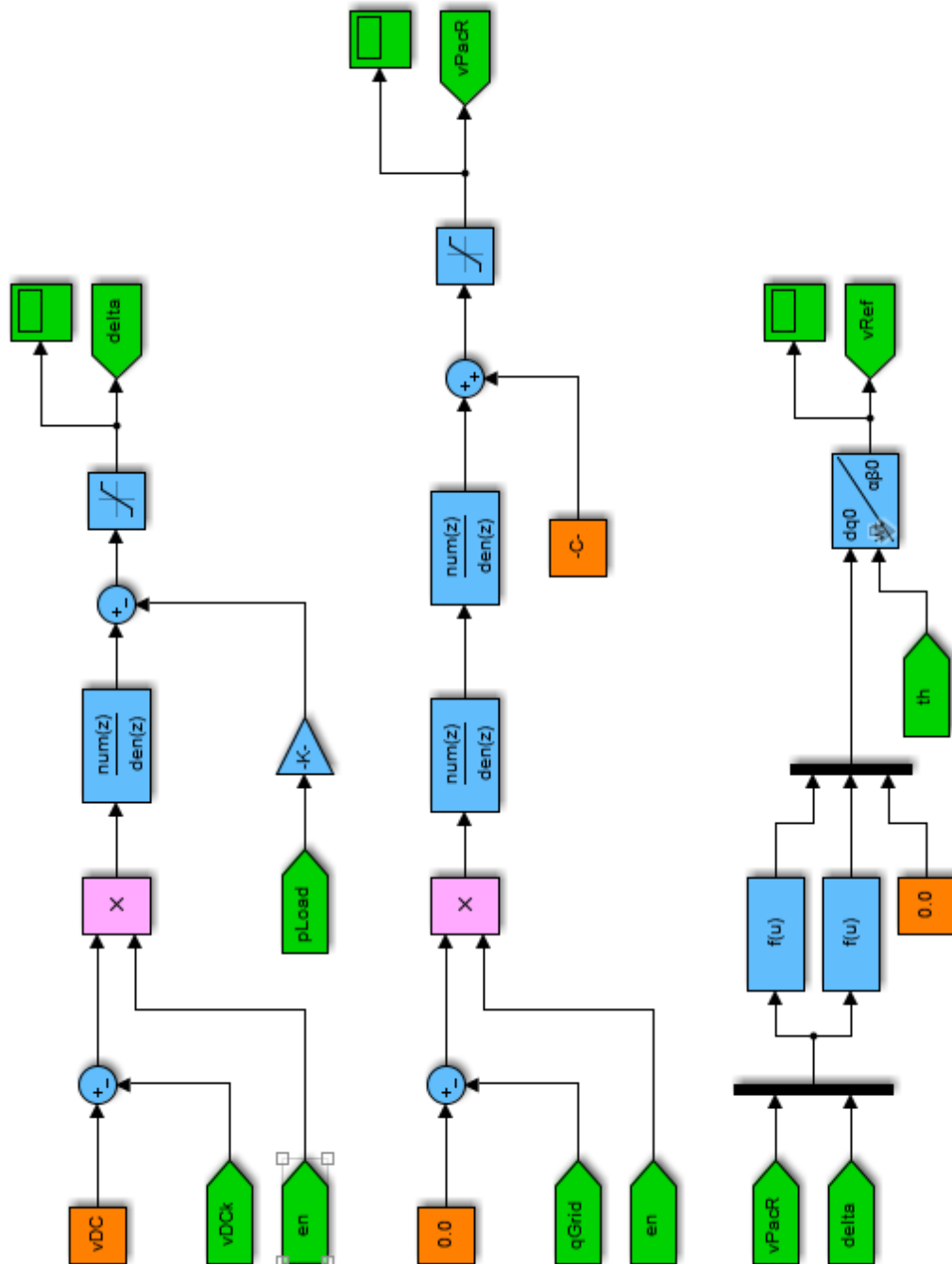
Fonte: autoria própria

Figura 127 - Controlador de Partida e MPPT



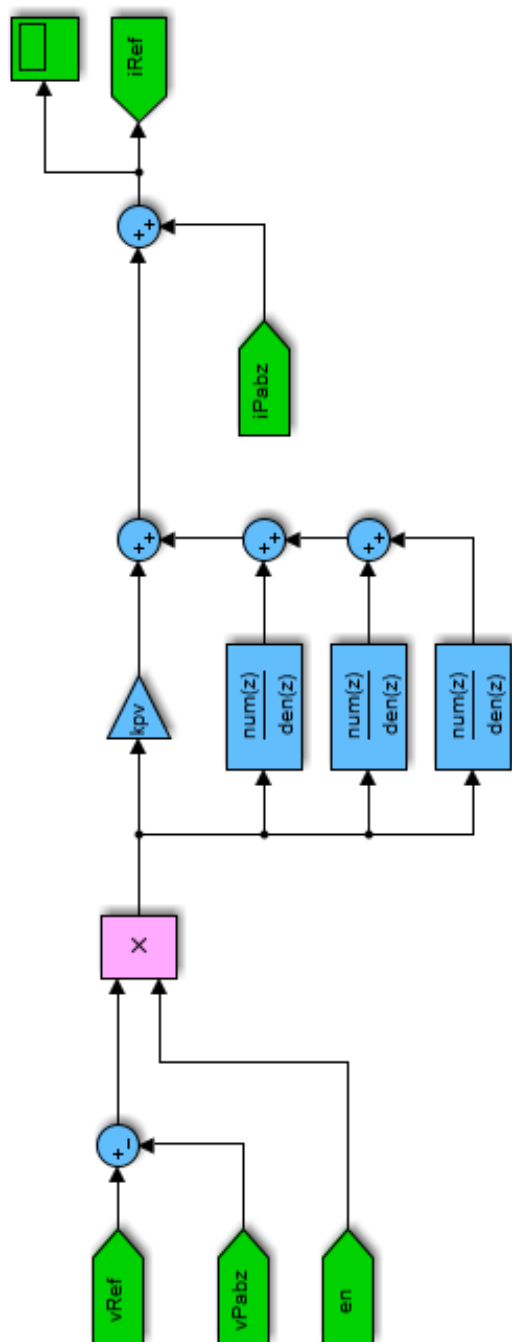
Fonte: autoria própria

Figura 128 - Controladores de Potência Ativa, Reativa e de Geração da Tensão de Referência do Capacitor C_2



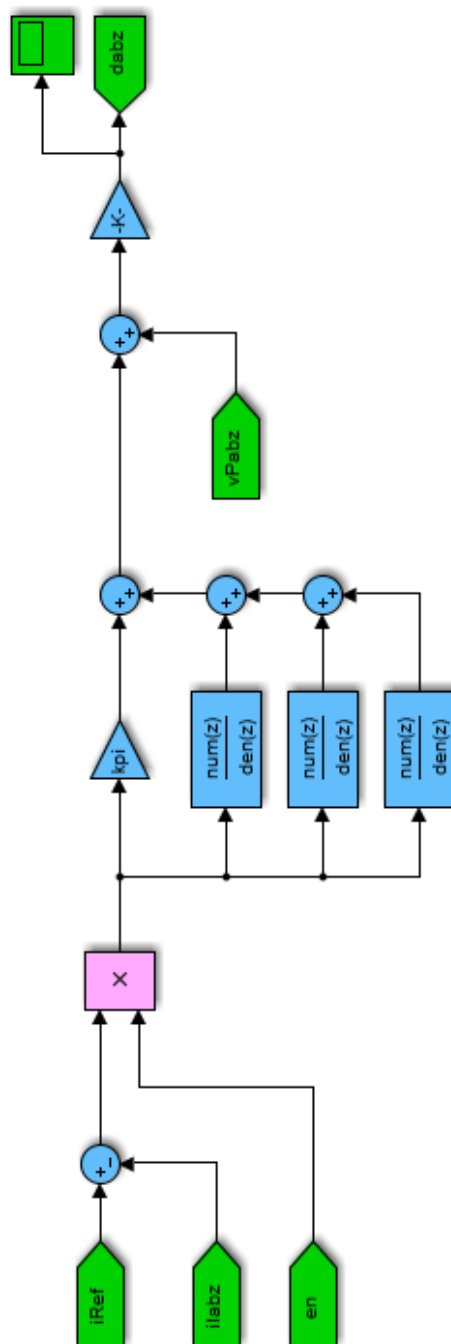
Fonte: autoria própria

Figura 129 - Controlador Ressonante de Tensão



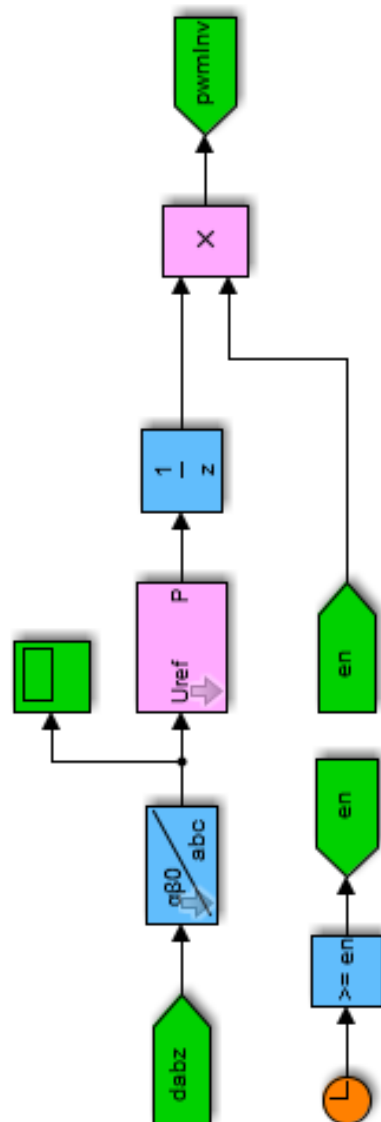
Fonte: autoria própria

Figura 130 - Controlador Ressonante de Corrente



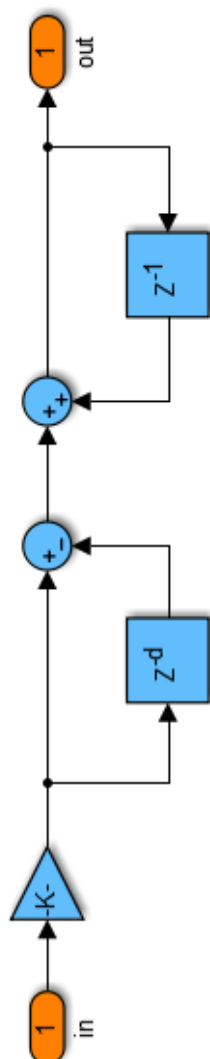
Fonte: autoria própria

Figura 131 - Gerador de Referências para o PWM Senoidal do Inversor



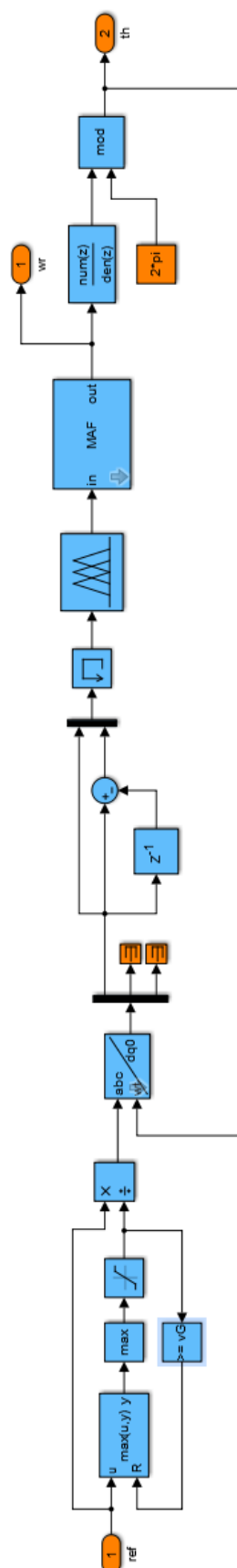
Fonte: autoria própria

Figura 132 - Filtro de Média Móvel



Fonte: autoria própria

Fonte: autoria própria



APÊNDICE B

Esta seção apresenta o algoritmo de MPPT Perturbar e Observa no *script* do MATLAB/Simulink®:

```
function dOut = mppt(data, enMPPT, vNew, iNew)

    %% variáveis que retém último valor salvo
    persistent vOld pOld dRef;

    % inicializa variáveis na primeira vez
    if isempty(vOld)

        vOld = 0.0;
        pOld = 0.0;
        dRef = 0.0;

    end

    % seta ciclo de trabalho mínimo do indutor
    dMin = data(1);

    % seta ciclo de trabalho máximo do indutor
    dMax = data(2);

    % passo de variação da corrente do indutor
    dD = data(3);

    %% determina a potência gerada
    pNew = vNew * iNew;

    % variação de tensão
    dV = vNew - vOld;

    % variação de potência
    dP = pNew - pOld;

    % algoritmo perturbar e observar
    if( ( dP ~= 0 ) && ( enMPPT ~= 0 ) )

        % testa variação de potência
        if( dP > 0 )

            % testa variação de tensão
            if( dV > 0 )

                % decrementa ciclo de trabalho de referência
                dOut = dRef - dD;

            else
```

```

        % incrementa ciclo de trabalho de referência
        dOut = dRef + dD;

    end

else

    % testa variação de tensão
    if( dV > 0 )

        % incrementa ciclo de trabalho de referência
        dOut = dRef + dD;

    else

        % decrementa ciclo de trabalho de referência
        dOut = dRef - dD;

    end

end

else

    dOut = dRef;

end

% testa limites do ciclo de trabalho de referência
if ( dOut >= dMax || dOut <= dMin )

    dOut = dRef;

end

% atualiza pontos
vOld = vNew;
pOld = pNew;
dRef = dOut;

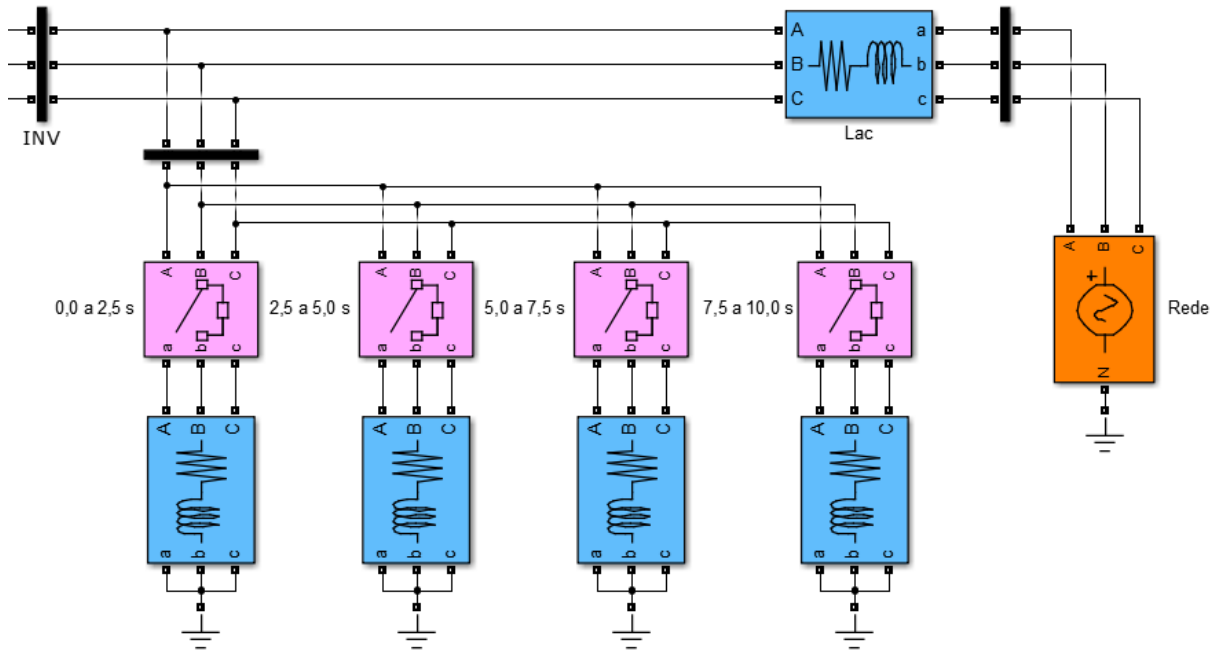
end

```

APÊNDICE C

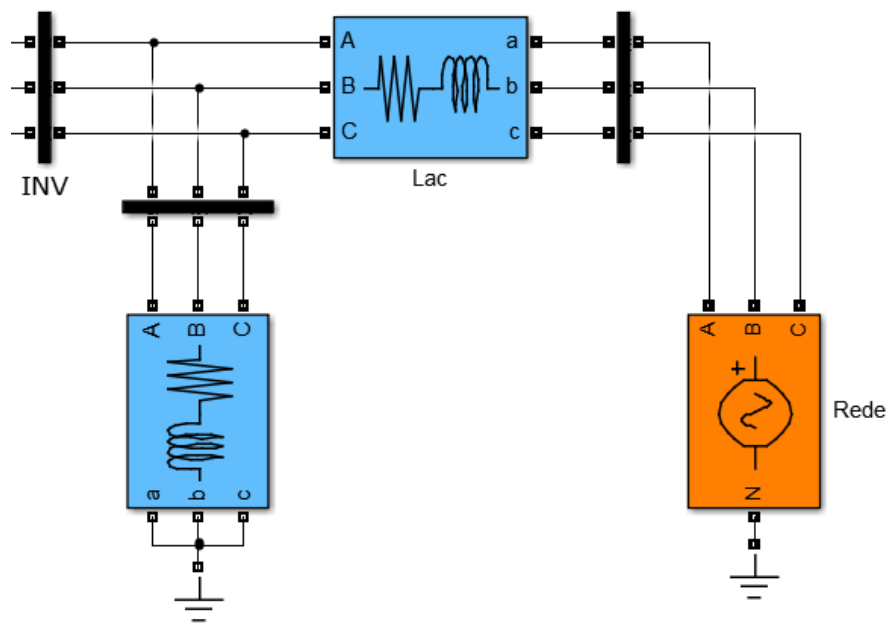
Esta seção apresenta a captura de tela das cargas utilizadas nos Casos 01 ao 06 no Capítulo 4, desenvolvidos no *software* MATLAB/Simulink®:

Figura 134 - Carga Utilizada no Caso 1



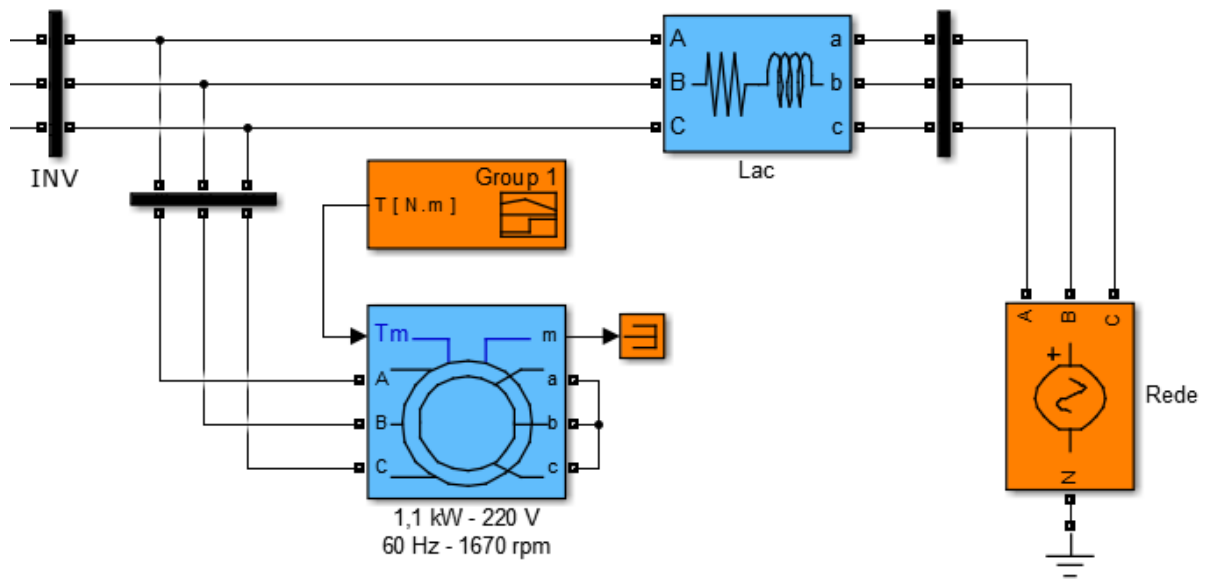
Fonte: autoria própria

Figura 135 - Carga Utilizada no Caso 2



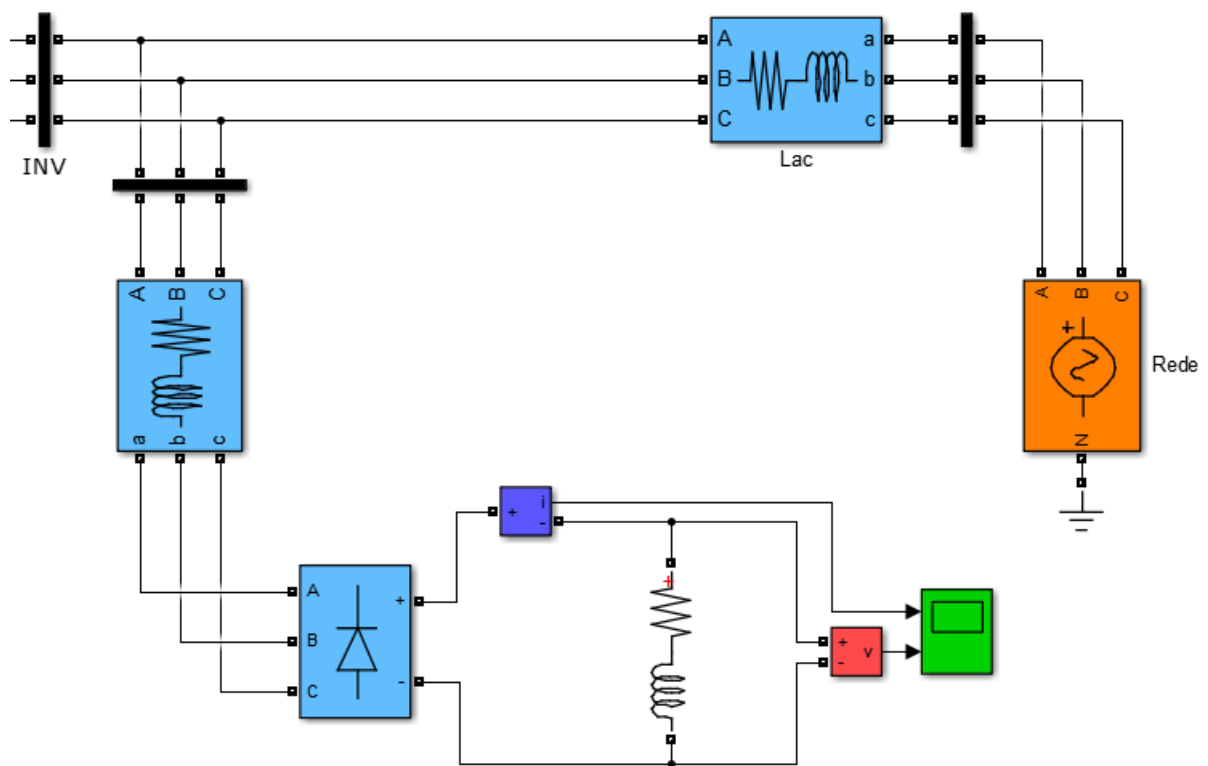
Fonte: autoria própria

Figura 136 - Carga Utilizada no Caso 3



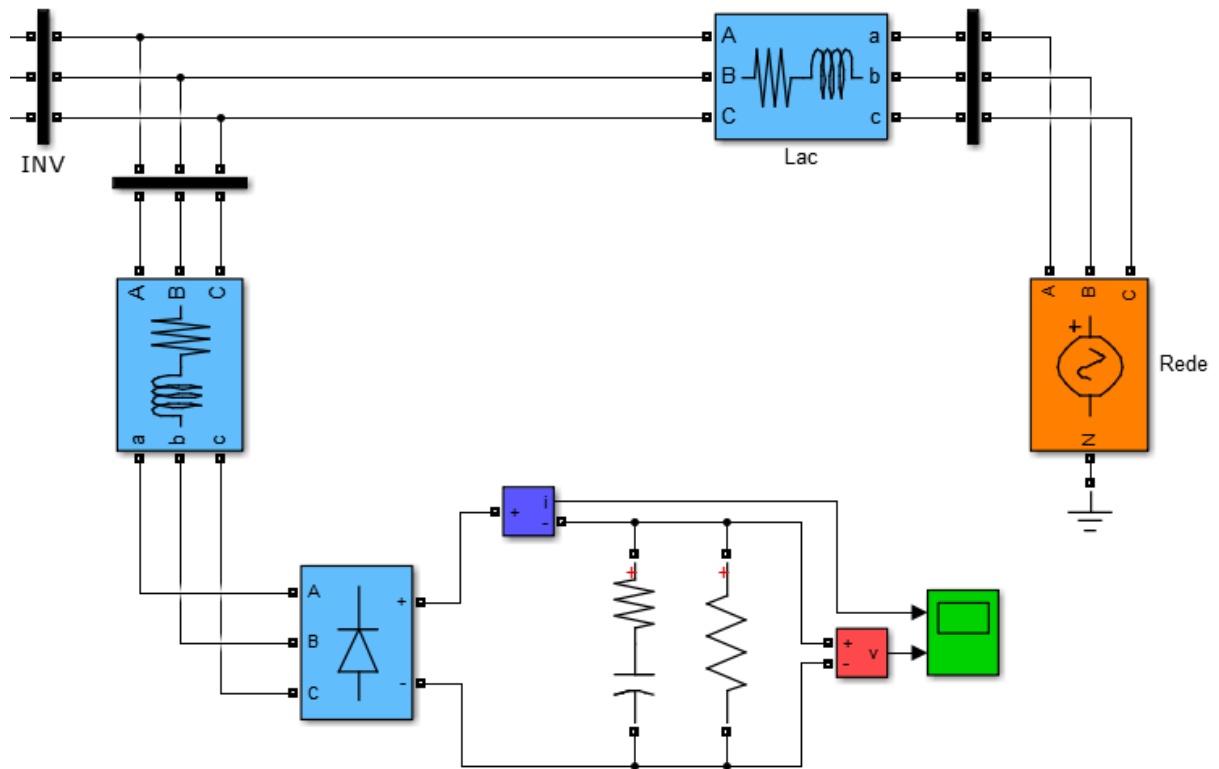
Fonte: autoria própria

Figura 137 - Carga Utilizada no Caso 4



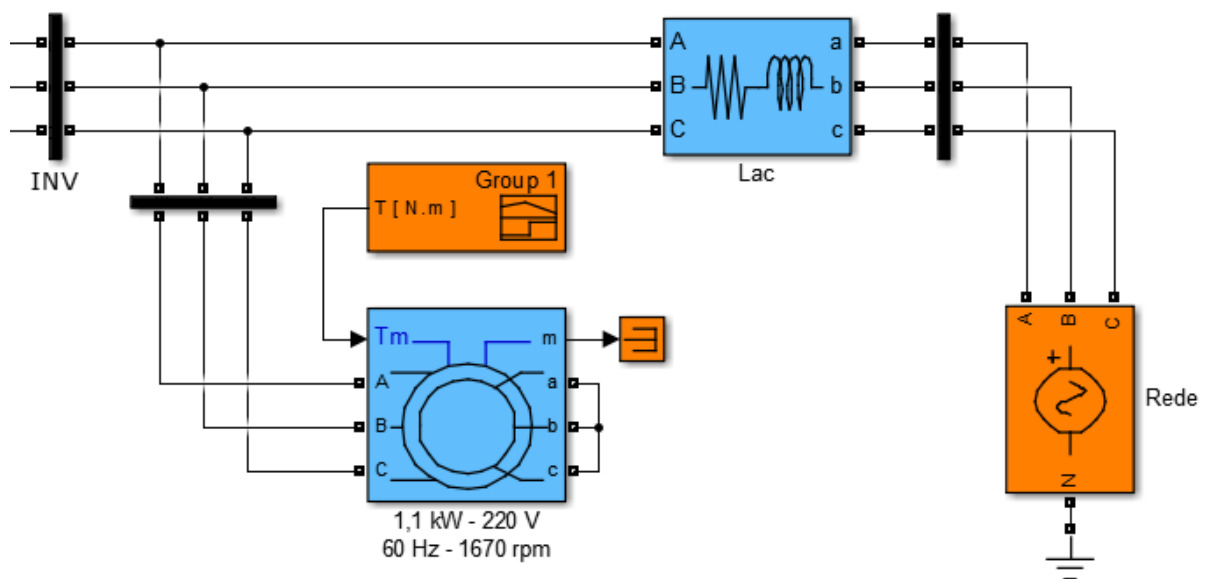
Fonte: autoria própria

Figura 138 - Carga Utilizada no Caso 5



Fonte: autoria própria

Figura 139 - Carga Utilizada no Caso 6



Fonte: autoria própria