



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CAMPUS SOBRAL
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE ELÉTRICA

ANA LYVIA PEREIRA LIMA DE ARAÚJO

**PROJETO E SIMULAÇÃO DO CONVERSOR CC-CA EM PONTE COMPLETA
CONECTADO À REDE MONOFÁSICA.**

SOBRAL/CE

2023

ANA LYVIA PEREIRA LIMA DE ARAÚJO

PROJETO E SIMULAÇÃO DO CONVERSOR CC-CA EM PONTE COMPLETA
CONECTADO À REDE MONOFÁSICA.

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao
Curso de Graduação em Engenharia de Elétrica
do Campus Sobral, como requisito parcial à
obtenção do grau de bacharel em Engenharia de
Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Adson Moreira Be-
zerra

SOBRAL/CE

2023

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Sistema de Bibliotecas

Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

A687p Araújo, Ana Lyvia Pereira Lima de.

Projeto e Simulação do Conversor CC-CA em ponte completa conectado à rede monofásica / Ana Lyvia Pereira Lima de Araújo. – 2023.

72 f. : il. color.

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) – Universidade Federal do Ceará, Campus de Sobral, Curso de Engenharia Elétrica, Sobral, 2023.

Orientação: Prof. Dr. Adson Moreira Bezerra.

1. Conversor CC-CA. 2. Conectado à rede elétrica. 3. Estabilidade. 4. Fonte de potência CC. I. Título.

CDD 621.3

ANA LYVIA PEREIRA LIMA DE ARAÚJO

PROJETO E SIMULAÇÃO DO CONVERSOR CC-CA EM PONTE COMPLETA
CONECTADO À REDE MONOFÁSICA.

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao
Curso de Graduação em Engenharia de Elétrica
do Campus Sobral, como requisito parcial à
obtenção do grau de bacharel em Engenharia de
Elétrica.

Aprovada em: 20/07/2023

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Adson Moreira Bezerra (Orientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Isaac Rocha Machado
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Me. Lucas Taylan Medeiros
Empresa NTTDAT

AGRADECIMENTOS

Quero agradecer primeiramente a Deus pela vida e saúde.

Ao Prof. Dr. Adson Moreira Bezerra por me orientar neste projeto e ao longo da minha jornada acadêmica, pela paciência, apoio e conhecimentos compartilhados.

A minha mãe, Madalena Pereira Lima por proporcionar a oportunidade de garantir um apoio para meus estudos, espero conseguir retribuir.

A minha irmã, Ana Cléssia Pereira Lima de Araújo por toda força e incentivo a mim concedido.

Ao meu companheiro de vida, Willian Withi Alves de Sousa, pelo amor, compreensão, confiança e apoio por toda a minha jornada acadêmica e profissional.

A minha família pelo carinho, pelo incentivo e ser meu apoio ao longo da vida, pois são minha base e tudo que sou é graça a eles.

Aos meus colegas da instituição de ensino pela troca de conhecimentos ao longo dos semestres. A instituição de ensino Universidade Federal do Ceará - Campus Sobral, por proporcionar meios para aprendizagem, com excelentes professores e recursos de ensino.

“Você não precisa ser ótimo para começar, mas
precisa começar para ser grande.”

(Zig Ziglar)

RESUMO

O conversor CC-CA é fundamental para aplicações na geração distribuída, pois para a interligação de uma determinada fonte de energia à rede elétrica convencional ser possível é necessário que ocorra a conversão da energia. Este trabalho propõe o dimensionamento e a simulação do conversor CC-CA fonte de tensão do tipo ponte completa monofásico conectado à rede elétrica no ambiente Matlab/Simulink, abordando os principais aspectos e resultados obtidos na simulação do conversor, analisando o seu desempenho e comportamento com o sistema controlado, tal simulação será elaborada a partir dos parâmetros dos projetos e das características do conversor. O sistema consiste em um conversor CC-CA, barramento CC e filtro L na sua saída. A modulação *PWM* é utilizada para enviar o comando para as chaves do conversor, como também o *PLL* para o sincronismo com a rede, controle de tensão do barramento CC e controle da corrente de saída do conversor. De maneira geral, os resultados que serão apresentados mostram a confirmação da viabilidade e o bom funcionamento do conversor CC-CA, estes resultados proporcionarão aplicações práticas em sistema de geração distribuída como em outras aplicações que requerem a conversão de energia de corrente contínua em corrente alternada com qualidade e estabilidade para conectar a rede elétrica. Os bons resultados do trabalho contribuem para o avanço de trabalhos futuros em tecnologias que necessitam da conversão de energia, impulsionando a eficiência energética e o acoplamento de fontes renováveis na rede elétrica.

Palavras-chave: Conversor CC-CA. Conectado à rede elétrica. Estabilidade. Fonte de potência CC.

ABSTRACT

The DC-AC converter is crucial for applications in distributed generation since it is necessary to convert energy to interconnect a specific power source to the conventional electrical grid. This work proposes the design and simulation of a single-phase full-bridge DC-AC voltage source converter connected to the electrical grid in the Matlab/Simulink environment. It addresses the main aspects and results obtained in the converter simulation, analyzing its performance and behavior in the controlled system. This simulation will be based on project parameters and converter characteristics. The system comprises a DC-AC converter, DC bus, and L-filter at its output. PWM modulation is used to control the switching of the converter's switches, along with the use of a PLL for grid synchronization, control of the DC bus voltage, and control of the converter's output current. In general, the presented results demonstrate the feasibility and proper operation of the DC-AC converter. These findings will enable practical applications in distributed generation systems and other applications that require high-quality and stable conversion of direct current (DC) to alternating current (AC) power for grid connection. The positive results of this work contribute to advancing future research in energy conversion technologies, promoting energy efficiency, and facilitating the integration of renewable sources into the electrical grid.

Keywords: DC-AC Converter. Grid-connected. Stability. DC Power Source.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Diagrama Geral implementado no Simulink.	15
Figura 2 – Topologias (a) meia-ponte e (b) ponte completa	18
Figura 3 – PWM bipolar (a) Comparador para gerar os sinais e (b) conversor CC-CA	21
Figura 4 – Formas de Ondas (a) Moduladora e Portadora e (b) Sinais de comando S1 e S4 (c) Sinais de comando S2 e S3	21
Figura 5 – Tensão da saída	22
Figura 6 – Espectro harmônico da tensão da saída, PWM bipolar.	22
Figura 7 – <i>PWM</i> unipolar (a) Comparador para gerar os sinais e (b) conversor CC-CA	23
Figura 8 – Formas de Ondas (a) Moduladoras e Portadora e (b) Sinal de comando S1 (c) Sinal de comando S2	24
Figura 9 – Tensão da saída, <i>PWM</i> unipolar.	24
Figura 10 – Espectro harmônico da tensão de saída - <i>PWM</i> unipolar.	25
Figura 11 – Filtros (a) filtro L e (b) filtro LCL	26
Figura 12 – Forma de onda da corrente no indutor conectado a rede elétrica.	27
Figura 13 – Ilustração da forma de onda do comando e tensão terminal do conversor CC-CA monofásico.	28
Figura 14 – Circuito simplificado do conversor CC-CA monofásico conectado a rede.	29
Figura 15 – Diagrama de blocos do sistema PLL	32
Figura 16 – Diagrama de blocos do PLL com um detector de fase em quadratura ideal.	33
Figura 17 – Diagrama de blocos do sistema SOGI	34
Figura 18 – Diagrama de bode para a função $\frac{V_{\alpha}(s)}{V(s)}$	35
Figura 19 – Diagrama de bode para a função $\frac{V_{\beta}(s)}{V(s)}$	35
Figura 20 – Diagrama de blocos do sistema SOGI-PLL	36
Figura 21 – Representação vetorial dos sinais de saída de quadratura.	37
Figura 22 – Sistema de implementação da planta e controladores.	39
Figura 23 – Conversor CC-CA monofásico em ponte completa conectado a rede de distribuição.	41
Figura 24 – Diagrama de Bloco da modelagem do conversor CC-CA monofásico.	42
Figura 25 – Ilustração dos comandos das chaves S1 e S2.	43
Figura 26 – Modelo equivalente do elo de corrente contínua.	45

Figura 27 – Diagrama do conversor CC-CA, utilizando estratégia de controle efetuada com base na tensão do elo CC e corrente de saída	46
Figura 28 – Malha de controle da corrente do conversor CC-CA.	47
Figura 29 – Diagrama de Bode para o controle de corrente em malha aberta.	49
Figura 30 – Malha de controle da tensão do barramento CC.	50
Figura 31 – Diagrama de blocos simplificados do controlador de tensão do barramento CC.	50
Figura 32 – Diagrama de Bode para o controle da tensão do barramento CC em malha aberta.	52
Figura 33 – Formas de onda da modulação PWM	56
Figura 34 – Forma de onda de tensão da saída do conversor CC-CA, sem aplicação do filtro.	56
Figura 35 – Formas de ondas das tensões V_d , V_q , ângulo θ_{PLL} e velocidade ω_{PLL}	57
Figura 36 – Parâmetros α , β e θ_{PLL} para $K = 50$	58
Figura 37 – Tensão de referência do barramento CC	59
Figura 38 – Forma de onda da potência da entrada.	60
Figura 39 – Forma de ondas da tensão para aplicação da variação da potência da entrada.	60
Figura 40 – Formas de ondas da corrente de saída do conversor e da corrente de referência.	61
Figura 41 – Formas de ondas da corrente de saída do conversor e da corrente de referência ampliadas.	62
Figura 42 – Forma de ondas da corrente de saída do conversor para aplicação da variação da potência da entrada.	62
Figura 43 – Formas de ondas da corrente e tensão da rede de distribuição ampliada.	63
Figura 44 – Diagrama esquemático do controle do sistema completo utilizado no software Matlab/Simulink.	68
Figura 45 – Diagrama esquemático do PLL implementado no software Matlab/Simulink.	69
Figura 46 – Diagrama esquemático dos parâmetros α e β aplicados no software Matlab/Simulink.	69
Figura 47 – Diagrama esquemático do controlador do barramento CC implementado no software Matlab/Simulink.	70
Figura 48 – Diagrama esquemático do controlador do barramento CC implementado no software Matlab/Simulink.	70

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros para o controlador P-ressonante.	49
Tabela 2 – Parâmetros para o controlador da tensão do barramento CC.	52
Tabela 3 – Parâmetros para o controlador PI do PLL	54
Tabela 4 – Parâmetros adotados para o projeto.	55

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CA	<i>Corrente Alternada</i>
CC	<i>Corrente Contínua(CC)</i>
LF	<i>Low-Pass Filer</i>
PD	<i>Phase Detector</i>
PI	<i>Proporcional-Integral</i>
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
QSG	<i>Quadrature Signal Generator</i>
SOGI	<i>Second Order Generalized Integrator</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
VCO	<i>Voltage-Controlle Oscillator</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

P	Potência
R	Resistência
I	Corrente elétrica
K_p	Ganho Proporcional
K_i	Ganho Integral
ω_o	frequência angular nominal
Tr	constante de tempo
ω_c	frequência de cruzamento de ganho
$G_p(j\omega_c)$	ganho da planta
$G_{pll}(j\omega_c)$	ganho do PWM
$G_c(j\omega_c)$	ganho do controlador P-ressonante
V_s	tensão de pico

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	14
1.1	Objetivo Geral	15
1.2	Objetivos específicos	16
1.3	Organização do Trabalho	16
2	PROJETO E CONSTRUÇÃO DO CONVERSOR CC-CA PARA CONEXÃO A REDE MONOFÁSICA	17
2.1	INTRODUÇÃO	17
2.2	Topologias do conversor CC-CA para rede monofásica	17
2.3	Modulação PWM	19
2.3.1	<i>PWM bipolar</i>	20
2.3.2	<i>PWM unipolar</i>	23
2.4	Filtros de saída para conversor CC-CA conectado a rede	26
2.4.1	<i>Dimensionamento do Filtro de saída e dimensionamento do capacitor do barramento CC</i>	27
2.4.1.1	<i>Dimensionamento do Filtro L de saída</i>	27
2.4.1.2	<i>Dimensionamento do capacitor de entrada</i>	31
2.5	Sincronismo com a rede elétrica	31
2.5.1	<i>Detecção do Cruzamento por Zero da Tensão</i>	32
2.5.2	<i>Detecção do ângulo baseado na técnica PLL</i>	32
2.5.3	<i>Detecção de fase baseada em sinais em quadratura</i>	33
2.5.4	<i>Visão Geral do SOGI-PLL</i>	34
3	PROJETO DOS CONTROLADORES PARA O CONVERSOR CC-CA MONOFÁSICO.	39
3.1	Modelagem do sistema do conversor monofásico para conexão com a rede de distribuição.	39
3.1.1	<i>Modelagem do conversor CC-CA</i>	40
3.1.2	<i>Modelagem da Função de Transferência do barramento CC</i>	44
3.2	Projeto dos controladores para o sistema monofásico.	45
3.3	Projeto do controlador de corrente do conversor CC-CA	47
3.4	Projeto do controlador do barramento CC	49

3.5	Projeto controlador do PLL	52
4	RESULTADOS	55
4.1	Simulação no ambiente Matlab/Simulink	55
4.1.1	<i>Resultados da simulação: PLL</i>	56
4.1.2	<i>Resultados da simulação: Resposta de tensão do barramento CC</i>	58
4.1.3	<i>Resultados da simulação: Resposta de corrente do conversor</i>	61
5	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	64
5.0.1	<i>Trabalhos Futuros</i>	64
	REFERÊNCIAS	66
	ANEXOS	67
	ANEXO A – Diagramas de Blocos da simulação realizada no Simulink.	68
A.1	Sistema do Conversor CC-CA	68
A.1.1	<i>PLL</i>	69
A.1.2	<i>Sistema do controle da Corrente do Conversor</i>	70
A.1.3	<i>Sistema do Controle do Barramento CC</i>	70

1 INTRODUÇÃO

A demanda por energia elétrica apresenta um crescimento significativo nas últimas décadas, consequência do desenvolvimento tecnológico, como também do crescimento econômico global e do aumento da população mundial. Segundo a Empresa de Pesquisa Energética (EPE, 2023) o consumo de energia elétrica nacional foi de 42.837 GWh em janeiro de 2023, em comparação ao mês de janeiro de 2022 tem um crescimento de 0,6%. Conforme destacado pela EPE, para a classe residencial o consumo aumentou 1,8%, para a classe comercial 1,4% e industrial 1,2%.

O aumento por demanda de energia elétrica proporciona inúmeros desafios para o setor energético, já que a geração e a distribuição de energia elétrica devem possuir a capacidade de fornecer energia de maneira eficiente e sustentável. Tendo um papel de extrema importância para diversas atividades cotidianas, desde o fornecimento de eletricidade para residências até o abastecimento de energia para o funcionamento de grandes indústrias e empresas de diversos setores.

Na geração de energia elétrica considera-se um grande destaque para as fontes alternativas de energia, em que na atualidade vem se impulsionando, principalmente em virtude da preocupação com o meio ambiente, pois diferentemente das energias convencionais, não utilizam derivados de petróleo e outros combustíveis fósseis para a geração de energia.

O desejo é produzir o máximo de energia elétrica por meio das fontes alternativas de energia elétrica que não poluem o meio ambiente ou minimizam esta poluição, como energias fotovoltaica, eólica, energia da célula de combustível, energia das marés e energia da biomassa. No entanto, para que esta energia adquirida pela natureza seja utilizada é necessário que a mesma seja transformada e processada, para assim ser entregue na forma mais adequada para a carga. Dessa forma, este trabalho tem o foco nas aplicações de geração distribuída que utilizam fontes alternativas de energia em tensão contínua ou aplicações que no geral possuem fonte de energia em corrente contínua e necessitam alimentar cargas em tensão alternada.

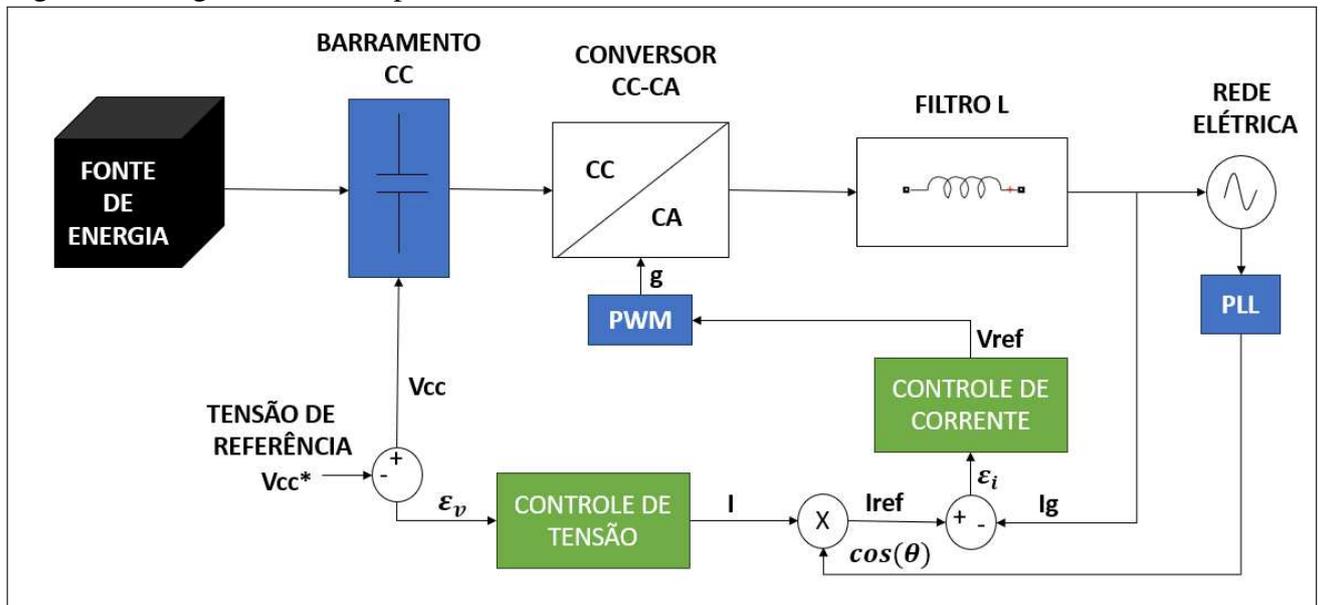
Existem inúmeras topologias que podem realizar a conversão CC-CA, um fator determinante para a escolha de qual topologia utilizar está relacionado com as características presentes na fonte de energia disponível como também as características da carga. Os conversores CC-CA podem ser classificados por exemplo de acordo com o número de fases, monofásico ou trifásico, a isolamento elétrica, isolado ou não isolado em relação a entrada e saída, de acordo com a fonte de energia, fonte de tensão ou fonte de corrente e como também ao número de estágios

de conversão, simples ou múltiplos.

A partir dos pontos anteriores apresentados, a presente proposta de trabalho é direcionada para o projeto, simulação computacional e análise do comportamento de um conversor CC-CA monofásico do tipo *full – bridge*, o qual possibilita o acoplamento a uma determinada fonte de potência CC à redes elétricas de distribuição.

Na Figura 1 apresenta-se o esquema utilizado na simulação deste projeto. O desenvolvimento da simulação tem como objetivo obter uma melhor resposta para o sistema, pode-se observar o sistema completo do projeto abordado neste trabalho, o modelo do conversor CC-CA utilizado conectado a rede elétrica, o tipo de *PLL* aplicado, os blocos do *PWM* e o sistema dos controladores do barramento CC e da corrente do conversor.

Figura 1 – Diagrama Geral implementado no Simulink.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor

1.1 Objetivo Geral

O objetivo principal deste trabalho é realizar a análise das principais topologias do conversor CC-CA monofásico para uma implementação de baixa complexidade, para assim ser aplicado em fontes de potência CC, com a capacidade de converter uma determinada fonte de corrente contínua para corrente alternada conectado a rede de distribuição de energia.

1.2 Objetivos específicos

São objetivos específicos deste trabalho:

- Fazer a análise sobre as principais topologias do conversor CC-CA monofásico, meia ponte e ponte completa. E realizar o estudo da topologia adotada para conectar à rede elétrica, realizando a apresentação do seu funcionamento e principais fatores que influenciam para o seu desenvolvimento;
- Estabelecer uma metodologia de projeto das topologias do conversor, englobando a modulação *Pulse Width Modulation* (PWM), os tipos de filtro de saída e o método de sincronismo com a rede;
- Estudar a implementação do sincronismo com a rede elétrica;
- Desenvolver o algoritmo para o controle de corrente interna, tensão do barramento CC e controle do *PLL*;
- Apresentar as etapas do projeto de controle do conversor;
- Desenvolver o algoritmo dos controladores a fim de obter a operação adequada do sistema;
- Apresentar os resultados de simulações obtidos por meio do *software* Matlab/Simulink.

1.3 Organização do Trabalho

A estrutura do trabalho segue a seguinte organização: o capítulo 2 aborda a topologia do conversor CC-CA monofásico e seu funcionamento, a modelagem *PWM*, filtro de saída, dimensionamento do sistema, do capacitor de entrada, do filtro de saída e o sincronismo com a rede. O capítulo 3 apresenta a implementação do sistema de controle. O capítulo 4 apresenta os resultados obtidos a partir da simulação no ambiente Matlab/Simulink e o capítulo 5 aborda as considerações finais do trabalho.

2 PROJETO E CONSTRUÇÃO DO CONVERSOR CC-CA PARA CONEXÃO A REDE MONOFÁSICA

2.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão apresentadas as definições e topologia do conversor CC-CA conectado à rede elétrica adotado para o desenvolvimento do presente trabalho. O conversor CC-CA é composto por 4 IGBTs, diodo roda livre em paralelo com cada chave, para possibilitar o chaveamento e obter um sinal de onda completa. Utiliza-se um banco de capacitores em sua entrada denominado barramento CC. A finalidade desta estrutura no sistema é de realizar a transformação da energia em corrente contínua oriundo da fonte CC em energia de corrente alternada para injetar potência na rede de distribuição elétrica.

Para a modelagem do sistema do CC-CA será necessário a análise dinâmica da potência do barramento CC e do conversor CC-CA monofásico em ponte completa. A partir desta análise será possível a obtenção da função de transferência. A modelagem dinâmica do conversor CC-CA é utilizada para o projeto dos controladores que serão utilizados no controle de energia transferida para a rede elétrica. Para o acionamento das chaves do conversor é aplicada a técnica de modulação em largura de pulso.

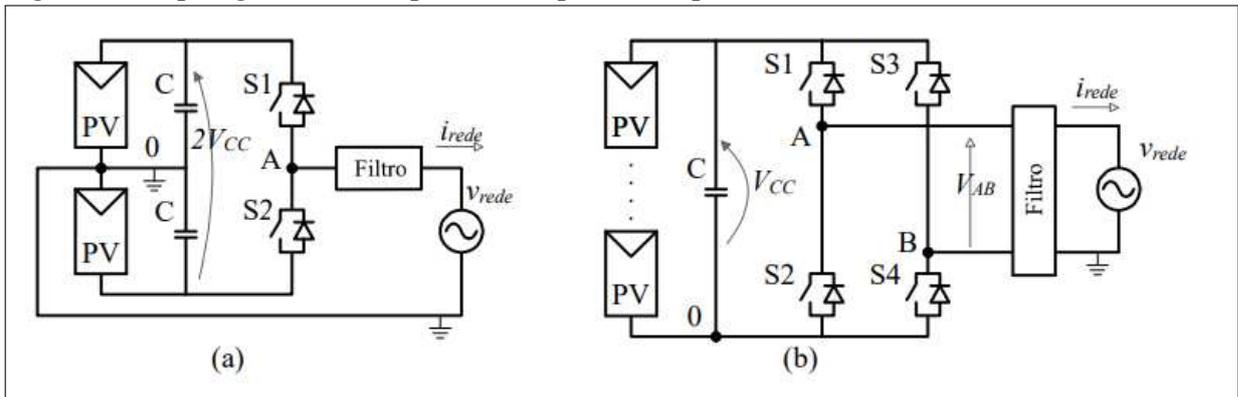
Além disso, é necessário um sistema que garanta o sincronismo com a rede elétrica, para esta finalidade é utilizado a técnica de sincronismo denominado de PLL (*Phase Locked Loop*) que permitirá a obtenção da referência de fase da rede elétrica para o conversor e utilizada no controlador responsável pelo acionamento das chaves do conversor, possibilitando assim que seja injetada potência no sistema de distribuição em sincronismo com a tensão da rede elétrica.

2.2 Topologias do conversor CC-CA para rede monofásica

O conversor CC-CA monofásico tem como papel converter *Corrente Contínua*(CC) (CC) em *Corrente Alternada* (CA). É um dispositivo eficaz em inúmeras aplicações, utilizados em sistemas de geração de energia, sistemas de armazenamento de energia, fontes de alimentação e entre outros sistemas que necessitam da energia de corrente alternada a partir da energia de corrente contínua. A entrada de energia CC é obtida de uma rede de fornecimento de energia existente, por exemplo, uma bateria, célula de combustível, painel fotovoltaico, sistema eólico e entre outras fontes. De maneira geral, a aplicação do conversor CC-CA é dimensionada para proporcionar um sinal de saída com qualidade e estável.

Serão abordados topologias com um único estágio de conversão de energia. O desenvolvimento das topologias monofásicas baseia-se em duas famílias de conversores: conversores em meia-ponte e em ponte completa (MARANGONI, 2012), ilustrada na Figura 2 com a aplicação em conjunto com o arranjo de painel fotovoltaico.

Figura 2 – Topologias (a) meia-ponte e (b) ponte completa



Fonte: MARANGONI (2012).

A topologia em ponte completa, em sua operação quando as chaves S1 e S4 estão fechadas, S2 e S3 abertas, a tensão $+V_{dc}$ é aplicada aos terminais da saída. Quando as chaves S2 e S3 estão fechadas, S1 e S4 estão abertas, a tensão $-V_{dc}$ é aplicada aos terminais da saída. E quando S1 e S3 estão fechadas, com S2 e S4 abertas ou quando S2 e S4 estão fechadas, com S1 e S3 abertas, a tensão na saída é nula. Já para a topologia em meia ponte, o número de chaves é reduzido pela metade em relação a topologia em ponte completa, consistindo em sua entrada uma tensão CC dividida por dois capacitores iguais. Desde modo, é viável produzir uma onda quadrada na saída variando entre $\frac{+V_{dc}}{2}$ e $\frac{-V_{dc}}{2}$, quando S1 está fechada e S2 aberta e quando S2 está fechada e S1 aberta, respectivamente (SANTOS, 2014).

O conversor em meia ponte apresenta um custo inferior em comparação com o conversor em ponte completa, em consequência ao número de chaves menor. No entanto, os esforços de corrente nos semicondutores serão dobrados, pois a tensão aplicada na entrada é reduzida à metade, um fator que pode ser considerado negativo. Para se obter a mesma tensão de saída nas duas topologias é necessário um conversor *BOOST* com a tensão duas vezes maior na saída para alimentar o conversor CC-CA de meia ponte, como em outras aplicações, utilizando painéis fotovoltaicos, seria necessário utilizar o dobro de painéis fotovoltaicos (BERNIERI, 2016).

A topologia em ponte completa requer mais componentes, apresenta maior perda de comutação, no entanto, apresenta um melhor aproveitamento da fonte de entrada e semicondutores. Essa topologia será adotada para o presente trabalho. Na seção a seguir será abordado sobre

a modulação PWM.

2.3 Modulação PWM

O PWM (*Pulse Width Modulation*), na tradução para o português Modulação por Largura de Pulsos é uma técnica de modulação que aplica pulsos para gerar um nível de tensão média. Uma das aplicações mais comuns é modular o sinal por meio de uma portadora, uma onda quadrada, baseando-se no *duty cycle*, que é uma proporção de um período quando um sistema ou sinal está ativo, em que o período é o tempo que o sinal demora para executar um ciclo *ON-OFF* completo.

Abaixo são relacionadas as equações básicas importantes para a projeção do circuito de potência do conversor CC-CA de ponte completa (FERON,2013). A partir da Equação (2.1) define-se matematicamente o índice de modulação (M_a), estabelecido por meio da fração do valor de pico da tensão de saída (V_s) e do valor do nível de tensão do barramento de entrada, (V_i).

$$M_a = \frac{V_{spico}}{V_i} \quad (2.1)$$

O índice de modulação define o valor mínimo da tensão de entrada do conversor de ponte completa, caso o índice for superior a 0,9 implicará em um maior *Total Harmonic Distortion* (THD) (FEROR,2013). Na Equação (2.2) é destacado uma relação também relevante para a qualidade da forma de onda da tensão de saída, o índice de frequência (M_f), em que estabelece a relação entre a frequência de comutação do conversor ponte completa (f_o) e a frequência da tensão de saída fundamental (f_m).

$$M_f = \frac{f_o}{f_m} \quad (2.2)$$

Para índices de frequência (M_f) menores que 20 é necessário sincronizar o sinal modulante e a portadora. E o índice deve ser inteiro e ímpar para não deteriorar a THD do sinal

de saída. Para índices maiores que 20 não é necessário esta recomendação, quanto maior o índice mais fácil se torna a filtragem e melhor a aparência do sinal de saída (FEROR,2013).

O índice de frequência deve ser maior ou igual a 100, para possibilitar um bom valor de frequência de corte(f_c) para o filtro da saída, uma década acima da frequência da tensão de saída e uma década abaixo da frequência de comutação das chaves (SILVA,2007).

Como o trabalho trata-se do conversor CC-CA são apresentadas duas técnicas de modulação aplicáveis ao conversor de ponte completa: modulação bipolar e modulação unipolar. Essas técnicas proporcionam a tensão de saída (VAB) alternada com o valor eficaz variável através da tensão de entrada constante (V_i), a partir do princípio fundamental da variação da largura do pulso de comando das chaves da ponte completa.

2.3.1 *PWM bipolar*

A modulação *PWM* bipolar pode ser gerada a partir do comparativo de uma função de controle, nesse caso senoidal, moduladora em fase com a tensão da rede elétrica com uma função periódica, portadora, por exemplo, onda triangular (MARANGONI, 2012). De maneira simplificada, a modulação consiste em comandar o fechamento das chaves de um mesmo braço de maneira complementar entre si e as chaves do outro braço de forma cruzada, como pode ser visto na Figura 3.

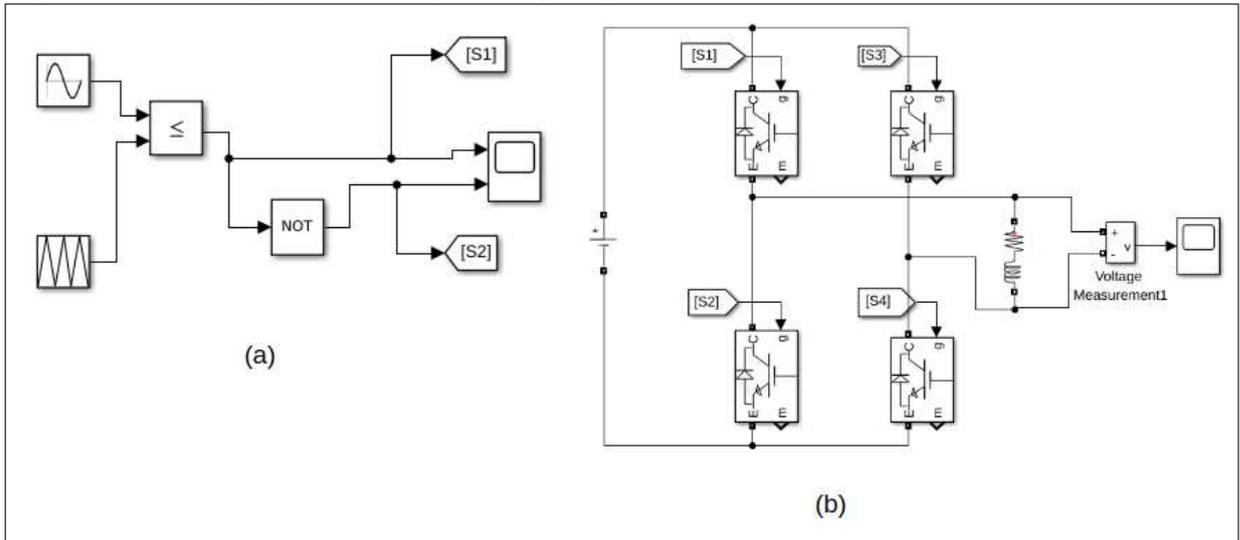
A onda moduladora apresenta um sinal de baixa frequência, ($f = 1/T$), enquanto o sinal da portadora é de alta frequência, ($f_p = 1/T_p$). Na qual, a frequência da onda moduladora senoidal define a frequência da componente fundamental da tensão da saída e a frequência da frequência da onda portadora triangular define a frequência de comutação das chaves. A tensão de saída em que é aplicada à carga, é formada a partir de uma sucessão de ondas retangulares de amplitude igual à tensão de alimentação CC da entrada (PACHECO, 2012).

Na Figura 3 é realizado a comparação da moduladora senoidal, $f_m = 60Hz$ com uma onda triangular, dessa forma produz o sinal *PWM* na frequência da portadora, possuindo em instantes, tensão V_i e em outro instante, tensão $-V_i$, como pode ser observado na Figura 4. Como a tensão assume apenas estes dois valores, foi dado o nome da técnica de *PWM* bipolar (TAKIUTI,2018).

A tensão V_{AB} apresenta a componente fundamental com mesma frequência da modulante. E o valor eficaz da tensão da saída é controlado através da largura de pulso, que pode ser variado conforme a variação da amplitude do sinal controle (TAKIUTI,2018).

Na Figura 3(a) é destacado o comparador para a geração dos sinais de comando das chaves, considerando 1 = chave ligada e 0 = chave desligada. Na Figura 3(b) pode-se observar as chaves recebendo os seus respectivos sinais, em que o sinal de comando $S_1 = S_4$ e $S_2 = S_3$.

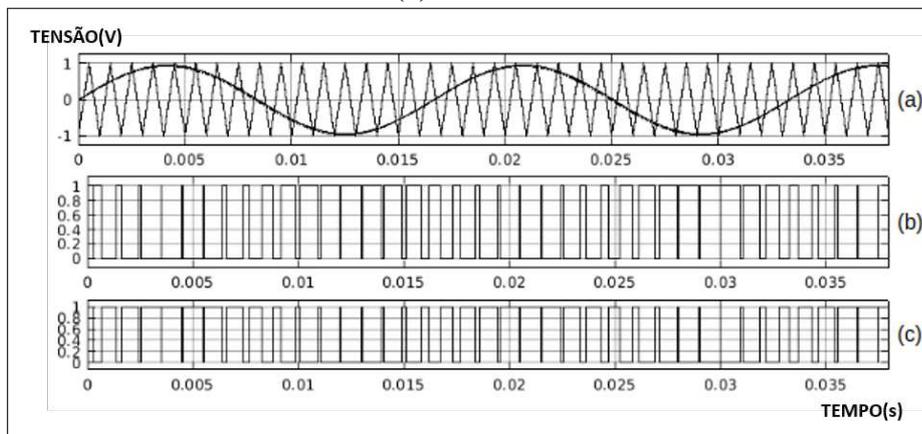
Figura 3 – PWM bipolar (a) Comparador para gerar os sinais e (b) conversor CC-CA



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Na Figura 4(a) são apresentadas as ondas da moduladora, senoidal e o sinal da portadora, onda triangular. Na Figura 4(b) é mostrado o resultado das ondas de sinais de comando das chaves S1 e S4 e na Figura 4(c) é o resultado das ondas de sinais de comando das chaves S2 e S3.

Figura 4 – Formas de Ondas (a) Moduladora e Portadora e (b) Sinais de comando S1 e S4 (c) Sinais de comando S2 e S3

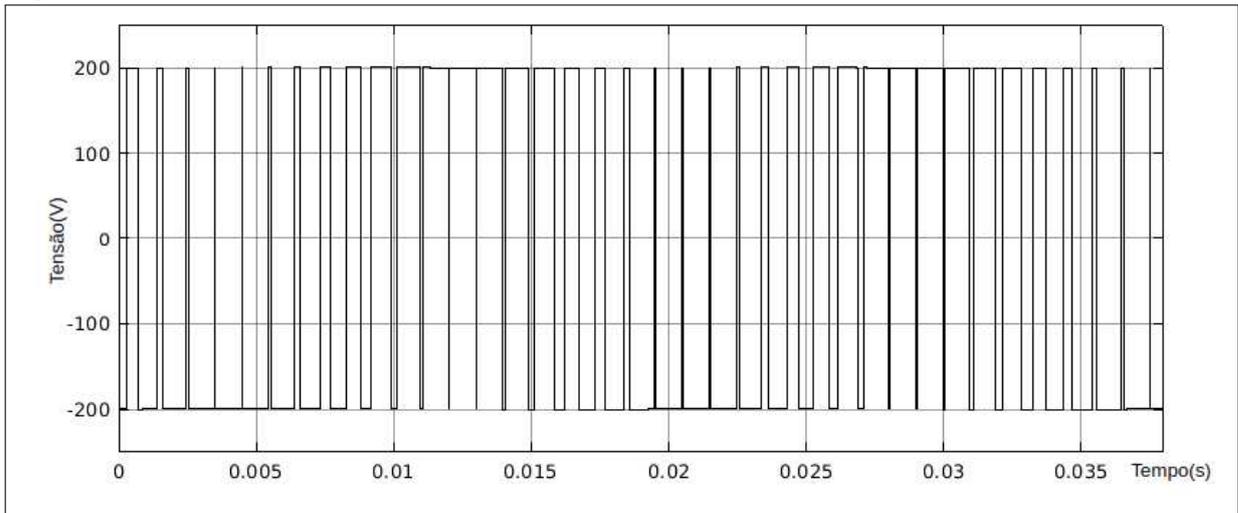


Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Na Figura 5 é mostrada a onda da tensão da saída do conversor CC-CA, como pode ser observado esta possui apenas dois valores $V_i = 200V$ e $V_i = -200V$ como mencionado

anteriormente.

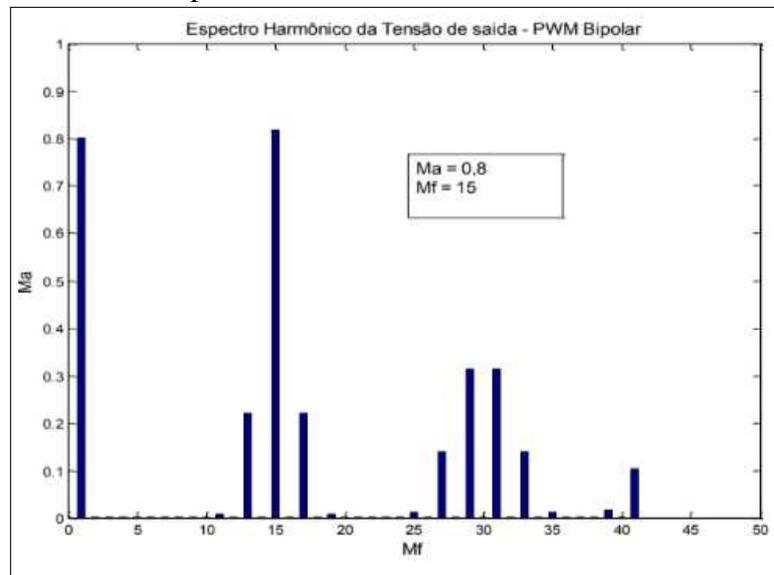
Figura 5 – Tensão da saída



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Na Figura 6 tem-se o espectro do sinal da modulação bipolar.

Figura 6 – Espectro harmônico da tensão da saída, PWM bipolar.



Fonte: FERON,2013

O desenvolvimento da modulação bipolar é mais simples, no entanto possui algumas características negativas (FERON,2013):

- A frequência do sinal da portadora é a mesma frequência do chaveamento dos transistores da ponte;
- A frequência da portadora está presente no sinal da saída;

- Os lóbulos laterais gerados pela modulação tem aproximadamente metade da amplitude da portadora e se apresentam em torno da mesma desde o primeiro harmônico.

2.3.2 *PWM unipolar*

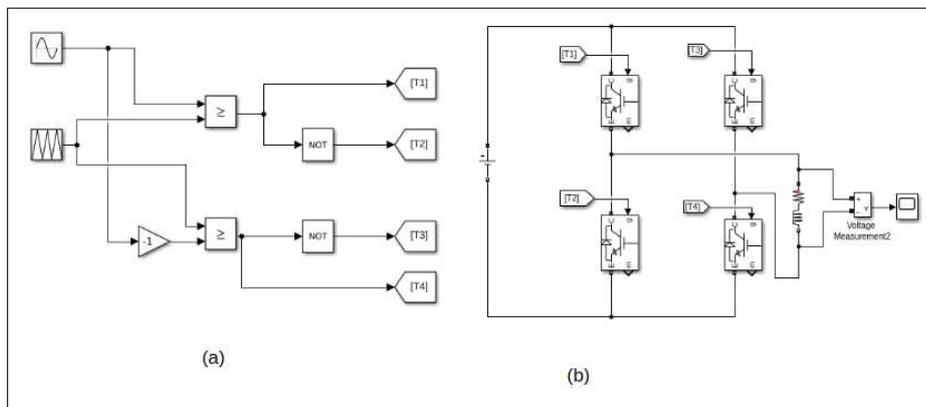
Uma segunda técnica de modulação é a modulação unipolar. Essa técnica tem um nível de complexidade maior que a modulação apresentada anteriormente, considerada uma técnica mais elaborada pois o comando das chaves são gerados por dois sinais com defasagem de 180° entre si.

A geração do *PWM* unipolar pode ser realizada por meio da comparação da função portadora, onda triangular com dois sinais referentes à tensão da rede com defasagem de 180° entre si (MARANGONI, 2012), como é ilustrado na Figura 7.

Na modulação unipolar cada braço da ponte possui seu próprio sinal de comando gerado de maneira independente. Diferentemente da modulação bipolar, o PWM unipolar mantém sempre duas chaves fechadas, mas não de maneira cruzada, com as chaves do mesmo braço são comandadas de maneira complementar enquanto as chaves de braços diferentes, na diagonal possuem sinais de comando iguais, no entanto com o defasamento.

Na Figura 7(a) é apresentado o comparador para a geração dos sinais de comando, em que o comando S1 é complemento para S2, e o comando S4 é complemento do comando S3. Na Figura 7(b) é mostrado o conversor com destaque nos comandos das chaves recebendo os seus sinais.

Figura 7 – *PWM* unipolar (a) Comparador para gerar os sinais e (b) conversor CC-CA

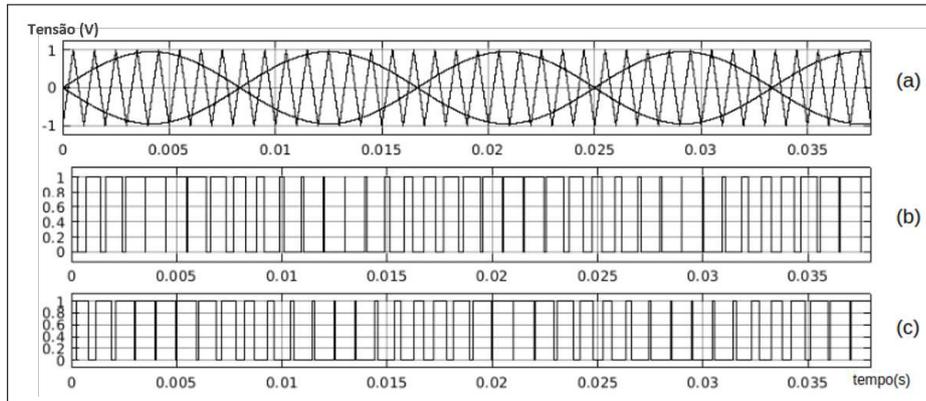


Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Na Figura 8(a) são apresentadas as ondas das moduladoras, senoidais com defasagem de 0° e 180° e o sinal da portadora, onda triangular. Na Figura 8(b) observa-se o resultado das

ondas de sinais de comando das chaves S1, complemento para S2 e na Figura 8(c) verifica-se o resultado das ondas de sinais de comando da chave S3, complemento para S4.

Figura 8 – Formas de Ondas (a) Moduladoras e Portadora e (b) Sinal de comando S1 (c) Sinal de comando S2

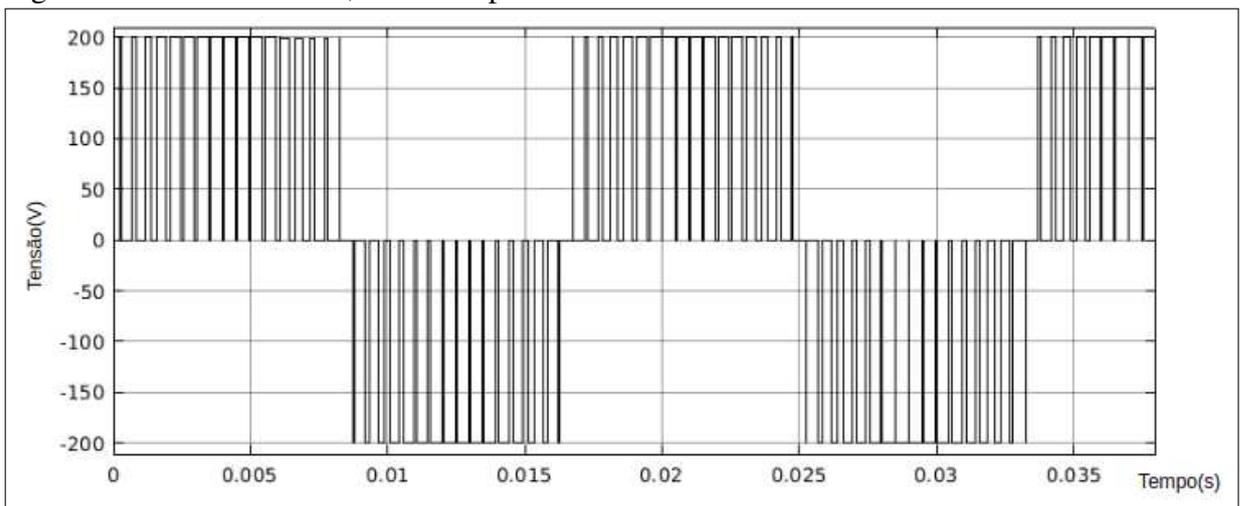


Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Como pode ser observado na Figura 9, é notável que a tensão V_{AB} assume três valores de tensão: $-V_i$, $+V_i$ e 0. Os valores são definidos de acordo com o semiciclo do sinal modulante, o motivo pelo qual é dado o nome da modulação de unipolar (TAKIUTI,2018):

- Quando o semiciclo é positivo, a tensão V_{AB} apresenta níveis de tensão $+V_i$ e 0;
- Quando o semiciclo é negativo, a tensão V_{AB} apresenta níveis de tensão $-V_i$ e 0.

Figura 9 – Tensão da saída, *PWM* unipolar.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Para a modulação unipolar, a primeira harmônica aparece no dobro da frequência de comutação, por esse motivo, o filtro de saída do conversor pode ser reduzido quando comparado em aplicações do conversor CC-CA com modulação bipolar. E a largura de pulso varia de acordo

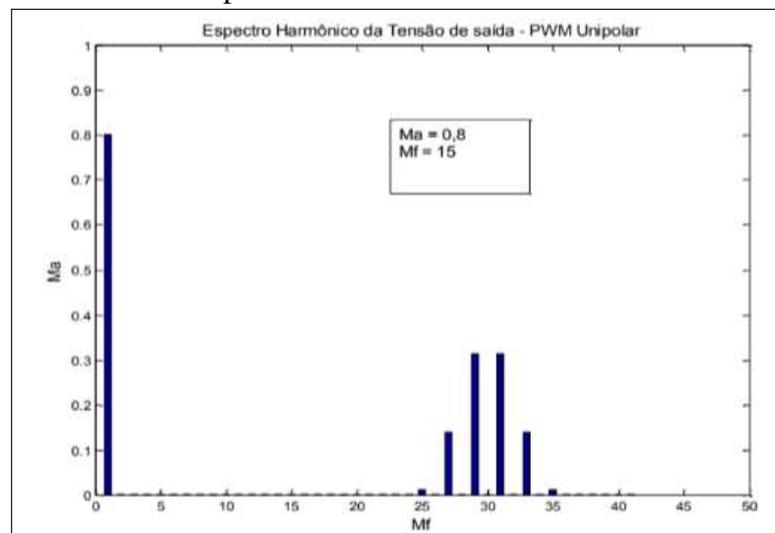
com a variação da amplitude do sinal de controle, de forma é realizado o controle do valor eficaz da tensão de saída (TAKIUTI,2018).

Essa modulação apresenta algumas características mais adequada para filtragem de componentes de alta frequência (FERON,2013):

- A frequência da portadora é o dobro da frequência de chaveamento das chaves da ponte;
- A frequência da portadora e nem as suas harmônicas estão presentes no sinal de saída;
- Os lóbulos laterais gerador pela modulação PWM se apresentam em torno da mesma desde o segundo harmônico.

Na Figura 10 pode ser observado o espectro do sinal de saída para o PWM unipolar.

Figura 10 – Espectro harmônico da tensão de saída - PWM unipolar.



Fonte: FERON,2013

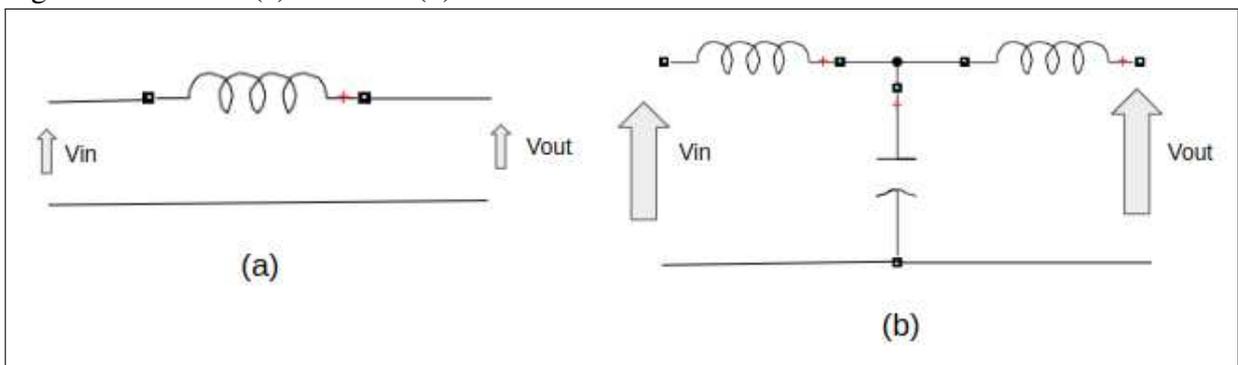
As duas técnicas apresentam uma ótima qualidade de resposta. No entanto, alguns pontos distingue tais técnicas, a modulação unipolar permite reduzir o filtro de saída do conversor ponte completa, porém necessita a utilização de duas portadoras, duas comparações e duas complementações, tornando-se a sua implementação mais complexa. Já a modulação bipolar exige um filtro maior na saída do conversor, mas exige apenas uma portadora, uma comparação e uma complementação. Devido a baixa complexidade do desenvolvimento da modulação *PWM* bipolar, esta modulação será implementada para ser utilizada no presente projeto.

2.4 Filtros de saída para conversor CC-CA conectado a rede

Com o objetivo de minimizar as correntes harmônicas em torno da frequência de comutação, o conversor necessita de um filtro em sua saída para assim conectar a rede. Os filtros mais utilizados são os filtros passa baixas, são considerados para a análise os filtros passivos, especificamente o filtro L e o filtro LCL, dessa forma, será capaz de atenuar os componentes dos harmônicos superiores e aproveitar apenas a frequência fundamental da rede de 60Hz (MARANGONI, 2012).

Inúmeras topologias de filtros podem ser utilizadas a fim de reduzir os problemas relacionados aos harmônicos de corrente na saída dos conversores, nas quais as mais utilizadas estão destacadas na Figura 11, usando filtro L e filtro LCL (PAUKNER,2016).

Figura 11 – Filtros (a) filtro L e (b) filtro LCL



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Na Figura 11(b) é ilustrado o filtro LCL. Por ser de terceira ordem, apresenta uma atenuação maior das harmônicas para comutação em frequências baixas alguns kHz. Este filtro resulta em um melhor desempenho, no entanto apresenta um aumento na quantidade e custo de componentes necessários, restringindo a utilização deste filtro para sistemas de potência mais elevada (MARANGONI, 2012).

Na Figura 11(a) é ilustrado o filtro L, ao contrário do filtro LCL, é necessário de alta frequência de comutação para assegurar a atenuação das harmônicas de tensão, sendo assim é comumente utilizado em sistemas de potência mais baixa, como nas aplicações monofásicas (PAUKNER,2016). Dessa forma, será o filtro empregado no presente trabalho.

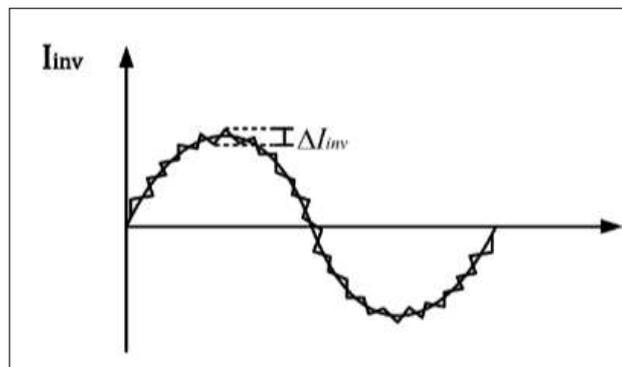
2.4.1 Dimensionamento do Filtro de saída e dimensionamento do capacitor do barramento CC

O dimensionamento do filtro L de saída e do barramento CC para o conversor CC-CA é de extrema importância para sistemas conectados a rede elétrica de distribuição. Um bom dimensionamento do indutância resulta em uma boa filtragem dos harmônicos que provém do chaveamento do conversor, por conseguinte, diminui a ondulação de corrente no conversor. Como também, um bom dimensionamento do capacitor resulta em uma diminuição da ondulação de tensão do barramento CC, favorecendo o projeto do controle de tensão do elo de corrente contínua (Oliveira,2013).

2.4.1.1 Dimensionamento do Filtro L de saída

Para o dimensionamento do filtro L de saída é utilizado a onda da corrente do indutor. Como é ilustrado na Figura 12, a corrente filtrada possui uma forma senoidal, no entanto, não filtrada possui ondulações, devido os harmônicos, tais variações são provenientes do efeito do chaveamento em altas frequências.

Figura 12 – Forma de onda da corrente no indutor conectado a rede elétrica.



Fonte: Oliveira,2013

O fator de ondulação de comutação (*Switching Ripple Factor*) - RF_{sw} é definido pela Equação (2.3).

$$RF_{sw} = \frac{I_R}{I_{0(1)}} \cdot 100\% \quad (2.3)$$

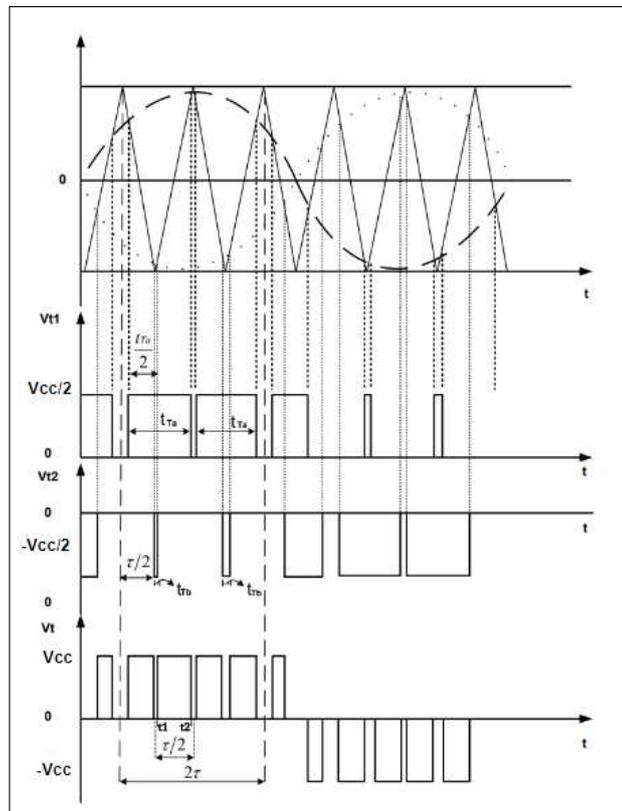
Em que,

I_R é a ondulação da corrente eficaz

$I_{0(1)}$ é o valor fundamental da corrente de saída

Na Figura 13 pode-se observar t_{Ta} é o tempo de condução do braço 1, t_{Tb} é o tempo de condução do braço 2 e τ corresponde um período de chaveamento. Os ciclos ativos dos braços, $\delta_{ia} = t_{Ta}/\tau$ para o braço 1 e $\delta_{ib} = t_{Tb}/\tau$ para o braço 2. Os intervalos em que não acontecem condução nos semicondutores são definidos como t_{offa} para o braço 1 e t_{offb} para o braço 2.

Figura 13 – Ilustração da forma de onda do comando e tensão terminal do conversor CC-CA monofásico.



Fonte: Oliveira, 2013

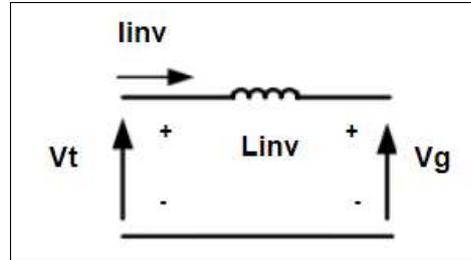
A fim de determinar a tensão no indutor de saída, V_{inv} é utilizado o esquema simplificado da conexão do indutor a rede elétrica, V_g destacado na Figura 27, vale ressaltar que a resistência interna do indutor está sendo desconsiderada.

A partir da Figura 27, a tensão do indutor é definido por meio da Equação (2.4).

$$V_{inv} = V_t - V_g \quad (2.4)$$

A variação da corrente no indutor, ΔI_{inv} é definida pela Equação (2.5).

Figura 14 – Circuito simplificado do conversor CC-CA monofásico conectado a rede.



Fonte: Oliveira,2013

$$\Delta I_{inv} = \frac{1}{L} \cdot \int_{t_1}^{t_2} V_{inv} dt \quad (2.5)$$

Substituindo a Equação (2.4) na Equação (2.5) e resolvendo a integral obtém-se a Equação (2.6).

$$\Delta I_{inv} = \frac{(V_{cc} - Vg)}{L} \cdot (t_2 - t_1) \quad (2.6)$$

Observando a Figura 13, conclui-se as Equações (2.7) e (2.8).

$$\frac{\tau}{2} = (t_2 - t_1) + \frac{t_{Tb}}{2} + \frac{t_{Toffa}}{2} \quad (2.7)$$

$$t_2 - t_1 = \frac{t_{Ta} - t_{Tb}}{2} \quad (2.8)$$

Substituindo a Equação (2.8) em (2.6), obtém-se (2.10).

$$\Delta I_{inv} = \frac{(V_{cc} - Vg)}{L} \cdot \frac{t_{Ta} - t_{Tb}}{2} \quad (2.9)$$

Para o tempo de comutação de cada braço em função do ciclo ativo e do período de chaveamento, pode-se escrever a Equação (2.10) (Oliveira,2013).

$$\Delta I_{inv} = \frac{(V_{cc} - Vg)}{2 \cdot f_i \cdot L} \cdot (\delta_{ia} - \delta_{ib}) \quad (2.10)$$

A partir das Equações (3.15) e (2.10), tem-se as Equações abaixo para os braços 1 e 2, respectivamente.

Para o braço 1:

$$\delta_{ia} = \frac{m_a + 1}{2} \quad (2.11)$$

Em que,

$$m_a = \frac{V_g}{V_{cc}} \text{sen}(\omega t) \quad (2.12)$$

Para o braço 2:

$$\delta_{ib} = \frac{m_b + 1}{2} \quad (2.13)$$

Em que,

$$m_b = \frac{V_g}{V_{cc}} \text{sen}(\omega t - \pi) \quad (2.14)$$

Substituindo as Equações (2.11), (2.12), (2.13) e (2.14) na Equação (2.10) e manipulando.

$$\Delta I_{inv} = \frac{V_g \cdot (V_{cc} - V_g)}{2 \cdot f_i \cdot L} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (2.15)$$

Considerando o ponto máximo da variação da corrente no indutor, $\text{sen}(\omega t) = 1$, em que é o ponto máximo $\omega t = \pi/2$. Portanto, obtém-se a Equação (2.17).

$$\Delta I_{inv} = \frac{V_g \cdot (V_{cc} - V_g)}{2 \cdot f_i \cdot L} \quad (2.16)$$

Adotando o valor de indutância $L = 5mH$, frequência de chaveamento $f_i = 10kHz$, tensão do barramento CC, $V_{cc} = 400V$ e a tensão de pico da rede elétrica, $V_g = 220 \cdot \sqrt{2}$, substituindo tais valores em (2.17).

$$\Delta I_{inv} = \frac{311 \cdot (400 - 311)}{2 \cdot 10000 \cdot 0,005} \cong 0,69A \quad (2.17)$$

2.4.1.2 Dimensionamento do capacitor de entrada

O capacitor do barramento CC, que fica na entrada do presente sistema, pode ser obtido por meio da análise matemática apresentada por (MATOS, 2011) para um sistema fotovoltaico acoplado na entrada do sistema do conversor, considerando um valor máximo de ondulação. O valor do capacitor pode ser obtido a partir da Equação (2.18).

$$C = \frac{P_{max}}{4\pi f_0 \Delta V_{cc(max)} V_{cc(max)}} \quad (2.18)$$

Em que,

C é a capacitância do capacitor do barramento CC

P_{max} é a máxima potência do sistema

f_0 é a frequência fundamental

$\Delta V_{cc(max)}$ é a ondulação da máxima tensão do barramento CC

$V_{cc(max)}$ é a máxima tensão do barramento CC

Considerando para uma ondulação máxima de 2% do valor da tensão média do barramento CC, encontra-se $C = 2250\mu F$. Vale ressaltar, que este será o valor utilizado para a capacitância do barramento CC, no entanto o dimensionamento varia de acordo com a aplicação adotada.

2.5 Sincronismo com a rede elétrica

Como mencionado anteriormente, para a conexão do conversor CC-CA com a rede é fundamental o sincronismo da tensão do conversor com a tensão da rede elétrica. Para isto, é realizada a técnica denominada *Phase Locked Loop* (PLL). O PLL é responsável em gerar um sinal cujo ângulo de fase encontra-se continuamente rastreando variações do ângulo de fase de um dado sinal (MARTINS, 2018).

As técnicas de sincronismo possuem um papel importante, pois fornecem o sinal de referência em fase com a tensão da rede para o conversor. Dessa forma, requer-se um bom algoritmo de sincronismo de rede que possibilita uma injeção de uma energia de alta qualidade (FURONG, 2017).

Existem várias topologias de estruturas de PLL para detecção do ângulo, como apresentadas em (FURONG, 2017), (YANG, 2015) e (HENG, 2019). A diferença básica das

topologias são entre as estruturas adequadas para utilizar em sistemas trifásicos e monofásicos. Neste trabalho será adotado o PLL monofásico baseado no *Second Order Generalized Integrator* (SOGI).

Nesta seção, será apresentado o desenvolvimento de projeto do *PLL*, sintetizado em subseções. Serão abordadas algumas técnicas do *PLL*, englobando a técnica *SOGI-PLL*.

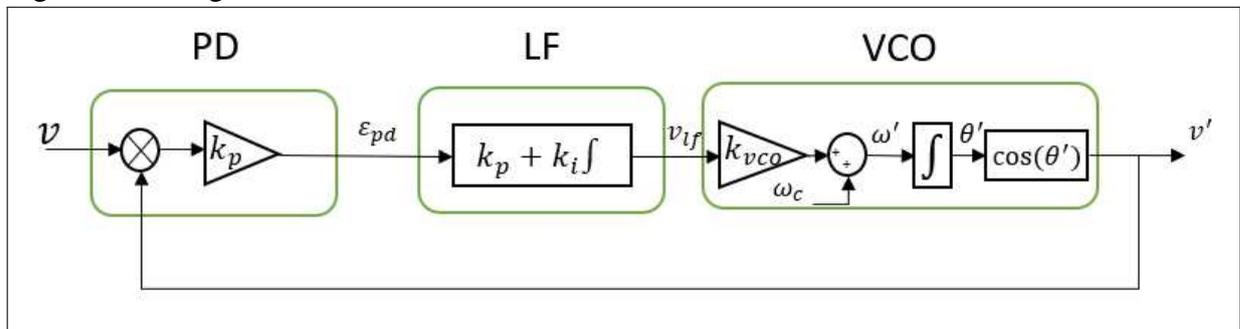
2.5.1 Detecção do Cruzamento por Zero da Tensão

Um dos métodos mais simples é a detecção do cruzamento por zero da tensão da rede, é implementado para extrair a informação da fase da rede ao passar a tensão por zero. Este método é de fácil implementação, porém os pontos de cruzamento por zero acontecem apenas a cada meio ciclo da tensão da rede, dessa forma, torna-se ineficaz devido recolher poucas informações por unidade de tempo (BLAABJERG et al., 2006; TEODORESCU et al., 2005). Outro fator negativo deste método é quando acontecem distúrbios na tensão da rede, como afundamentos de tensão ou harmônicas de baixa ordem provocam o cruzamento por zero em múltiplos pontos em um ciclo, reduzindo significativamente a precisão do sincronismo (MARANGONI, 2012).

2.5.2 Detecção do ângulo baseado na técnica PLL

O método realiza a estimativa da diferença entre o ângulo de fase do sinal de entrada e o sinal gerado, em que a partir da malha de controle leva o valor a zero. A Figura 15 mostra o diagrama de blocos representando o sistema do PLL.

Figura 15 – Diagrama de blocos do sistema PLL



Fonte: elaborado pelo autor (2022).

O detector de fase (*Phase Detector* (PD)) é responsável por medir a diferença de fase entre o sinal de entrada e o sinal de saída. O filtro passa-baixa (*Low-Pass Filer* (LF)) tem o

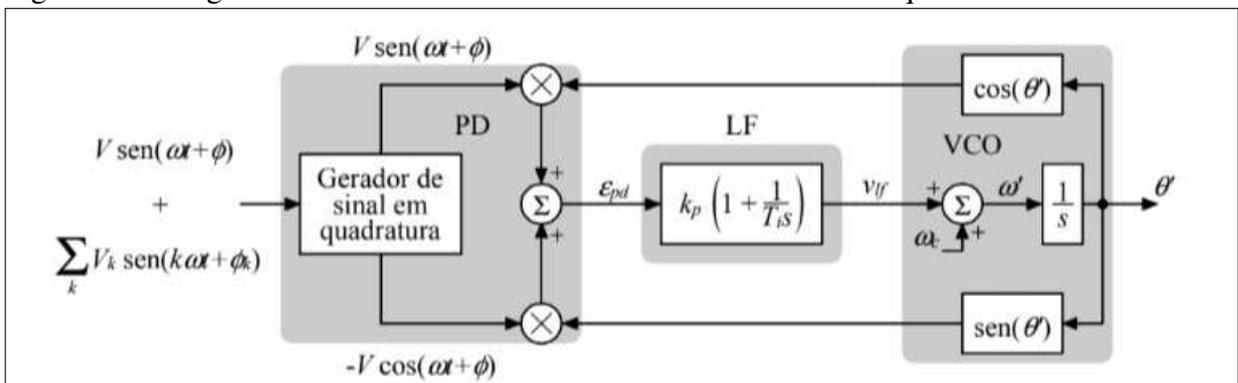
papel de filtrar o erro (ε_{pd}). Após o sinal filtrado é acionado o oscilador controlado de tensão (*Voltage-Controlle Oscillator* (VCO)), sendo responsável por gerar o sinal de saída. O princípio de funcionamento do *PLL* é reduzido a zero a diferença de fase entre a rede e o ângulo de fase da tensão, a partir da utilização do controlador *Proporcional-Integral* (PI), a saída do controlador (PI) é a frequência da tensão de saída, em que é integrada para a obtenção da fase da tensão.

Como demonstrado por (MARANGONI, 2012) algumas hipóteses são consideradas para obtenção do modelo linear, como a hipótese que a frequência do sinal a ser seguido, sinal da rede, é muito maior do que a banda passante do PLL, devido a isto os termos em alta frequência do sinal do erro surgidas a partir do detector de fase(PD) podem ser desprezadas quando a dinâmica dominante da resposta do PLL é avaliada. Porém, em aplicações de PLL para conexão com a rede elétrica, a frequência da rede está próxima da frequência de corte do PLL. Dessa forma, quando o PLL está em operação, as altas frequências de oscilação no erro de fase estão com o dobro da frequência do sinal de entrada. Em consequência, a hipótese do cancelamento completo do termo que contém as altas frequências pelo filtro *LF* não é mais verdadeira. Sendo assim, com o objetivo de cancelar as oscilações em alta frequência no erro é necessário um sistema de detecção de fase mais elaborado do que apenas um multiplicador.

2.5.3 Detecção de fase baseada em sinais em quadratura

Na Figura 16 é mostrado o diagrama geral do PLL com detecção de fase em quadratura, esta detecção basea-se em um conjunto de sinais em quadratura, utiliza um gerador de sinais em quadratura *Quadrature Signal Generator* (QSG), em que possibilita a extração de um conjunto de sinais sem introduzir qualquer atraso em um dado sinal de entrada.

Figura 16 – Diagrama de blocos do PLL com um detector de fase em quadratura ideal.



Fonte: (MARANGONI,2012).

A partir da Figura 16, pode-se observar que o ângulo de fase do sinal de erro

resultante do detector de fase em quadratura é destacado na Equação (2.19).

$$\varepsilon_{pd} = V \text{sen}(\omega t + \phi) \cos(\omega' t + \phi') - V \cos(\omega' t + \phi') \text{sen}(\omega' t + \phi') \quad (2.19)$$

Por meio da propriedade trigonométrica,

$$\text{sen}(a - b) = \text{sen}a \cdot \text{cos}b - \text{sen}b \cdot \text{cos}a \quad (2.20)$$

Obtém-se,

$$\varepsilon_{pd} = V \text{sen}(\omega - \omega')t + (\phi - \phi') \quad (2.21)$$

Considerando que o *PLL* está sincronizado corretamente, $\omega = \omega'$, portanto:

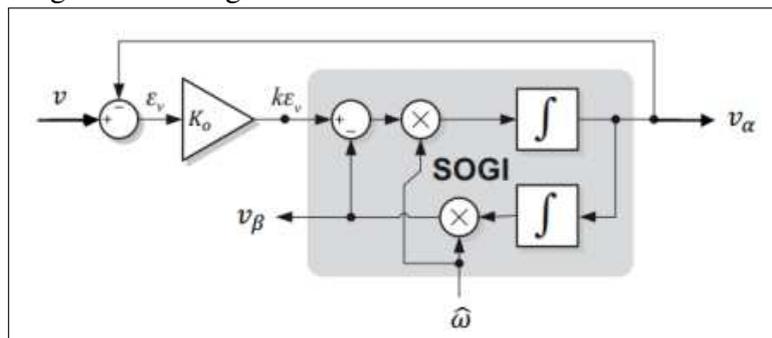
$$\varepsilon_{pd} = V \text{sen}(\phi - \phi') \quad (2.22)$$

O detector de fase em quadratura não gera nenhuma oscilação em alta frequência em regime permanente, permitindo que a largura de banda do *PLL* não possua limitações descritas para os métodos anteriores (MARANGONI, 2012).

2.5.4 Visão Geral do SOGI-PLL

A Figura 17 ilustra o diagrama *SOGI* (*Second Order Generalized Integrator*) aplicado em sistema monofásico. O bloco *SOGI* emula uma segunda fase no sistema monofásico, para assim possibilitar gerar os referenciais α e β .

Figura 17 – Diagrama de blocos do sistema SOGI



Fonte: (LINO,2021).

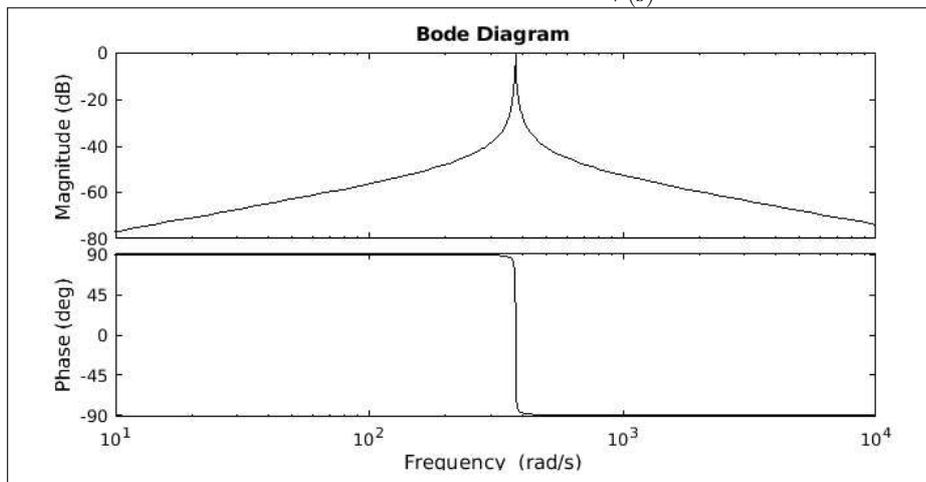
Pode-se observar que a técnica *SOGI* é considerada uma estrutura simples, composta por dois blocos integradores e um bloco de ganho k_0 . Na Figura 16, ω é a frequência fundamental, v_α está em fase com o sinal de entrada e v_β está 90° defasado. As funções de transferência principais que relacionam o *SOGI* são expressas como:

$$FT_1 = \frac{V_\alpha(s)}{V(s)} = \frac{k_0 \cdot \omega \cdot s}{s^2 + k_0 s + \omega^2} \quad (2.23)$$

$$FT_2 = \frac{V_\beta(s)}{V(s)} = \frac{k_0 \cdot \omega^2}{s^2 + k_0 s + \omega^2} \quad (2.24)$$

O diagrama de Bode para a função de transferência $V_\alpha(s)/V(s)$ está destacado na Figura 18. O diagrama foi obtido considerando $k_0 = 2$ e o ganho da entrada unitário na frequência fundamental de 60 Hz. Pode-se notar que a fase é zero em 60 Hz, dessa forma, não existe atraso entre o sinal de entrada e V_α .

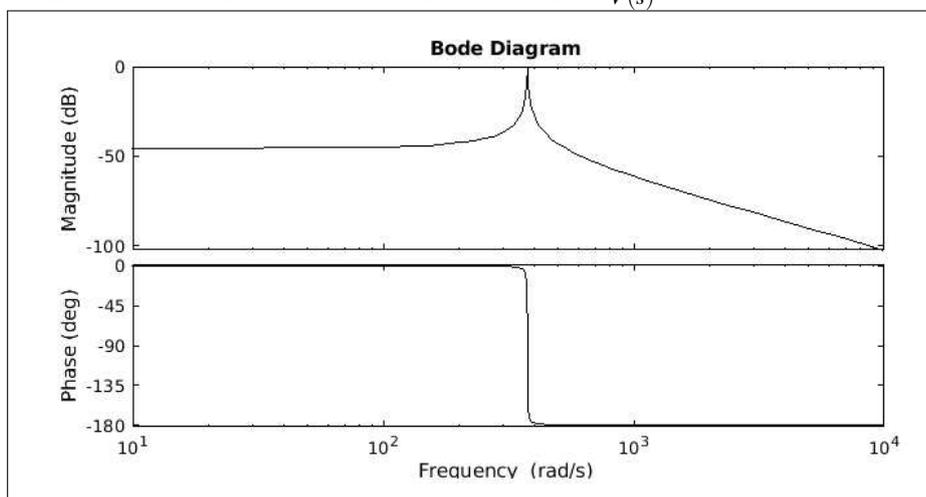
Figura 18 – Diagrama de bode para a função $\frac{V_\alpha(s)}{V(s)}$



Fonte: elaborado pelo autor (2023).

O diagrama de Bode para a função de transferência $V_\beta(s)/V(s)$ é mostrado na Figura 19, o ganho na entrada é unitário na frequência fundamental. Pode-se notar que na frequência fundamental, a fase -90° . Dessa forma, v_β está em quadratura com v_α .

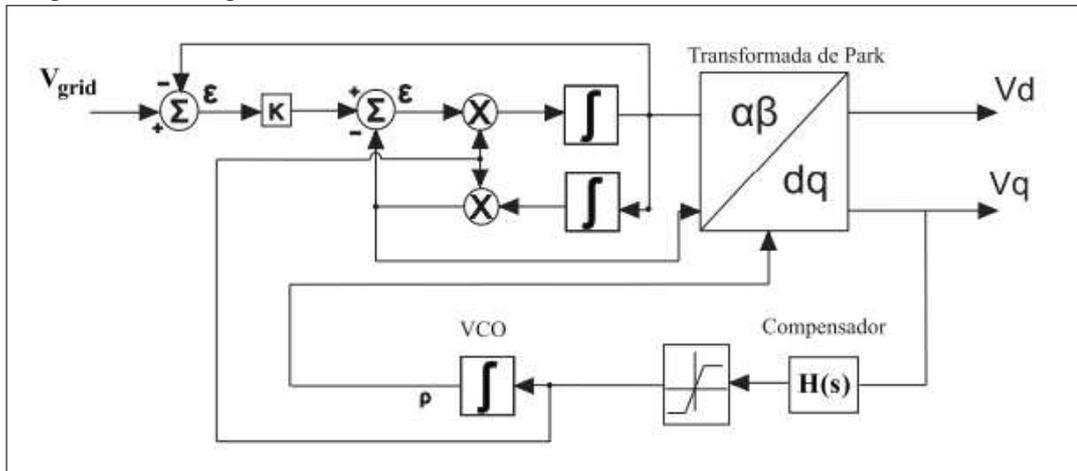
Figura 19 – Diagrama de bode para a função $\frac{V_\beta(s)}{V(s)}$



Fonte: elaborado pelo autor (2023).

É proposto a utilização da transformada de Park ($\alpha\beta \rightarrow dq$) para gerar sinais ortogonais para a sincronização com a rede elétrica. Na Figura 20 é mostrado o diagrama de blocos do sistema *SOGI – PLL*.

Figura 20 – Diagrama de blocos do sistema SOGI-PLL



Fonte: elaborado pelo autor (2022).

Observa-se a transformada de Park em que proporciona a transformação de uma referência alternada para uma estática, na qual são gerados os sinais no eixo direto d e no eixo em quadratura q . A tensão de eixo em quadratura, q é regulada para zero, a partir do controlador PI, quando o ângulo do *PLL* for igual ao ângulo da rede elétrica, seno tenderá a zero, dessa forma o *PLL* estará sincronizado. E, o valor v_d será igual a tensão de pico da rede elétrica.

O *VCO* é considerado um integrador inicializável cuja saída, ρ é resetada para zero sempre que atingir o valor de 2π radianos. A saída do *VCO* é enviado para o bloco da transformada de Park. O *PLL* fornece o valor da fase da função cossenoide na qual será utilizada para gerar a referência de corrente do inversor (OLIVEIRA, 2013).

As tensões v_a , v_b e v_c são transformadas em referências dq por meio da transformada de Park. A Transformada de Clark demonstra que a transformada das tensões v_a , v_b e v_c de um sistema trifásico qualquer com componentes lineares dependentes em um sistema com eixos lineares independentes v_α , v_β e zero é definida por:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 1 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

A aplicação da transformação dos eixos linearmente independentes v_α, v_β e zero em eixos girantes síncronos (v_q, v_d e v_0), são obtidos a partir da transformada de Park:

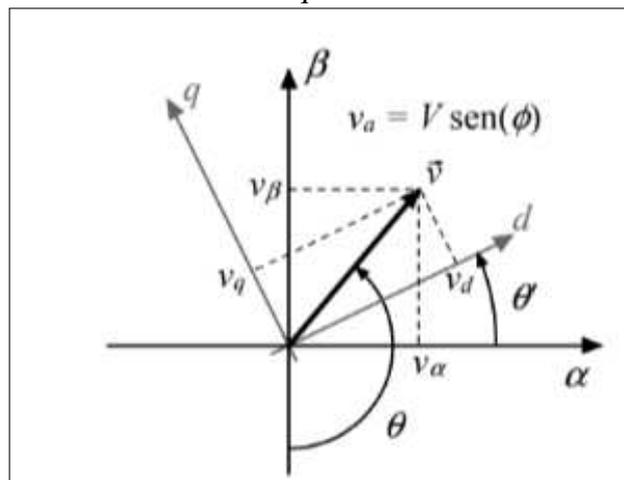
$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \text{sen}(\theta) & 0 \\ -\text{sen}(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

De maneira resumida, obtém-se

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \text{sen}(\theta) \\ -\text{sen}(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

Na Figura 21 é ilustrado o gráfico vetorial da transformada de Park, quando o *PLL* estiver operando perfeitamente, o eixo dq estará sobreposto ao vetor da tensão de entrada, v . Pois por meio do controlador *PI* estabelece v_d seja nulo.

Figura 21 – Representação vetorial dos sinais de saída de quadratura.



Fonte: (MARANGONI,2012).

A partir da Figura 21 é possível deduzir as Equações 2.24 e 2.25.

$$V_d = V \text{sen}(\theta - \theta') \quad (2.28)$$

$$V_q = V \cos(\theta - \theta') \quad (2.29)$$

Por meio da relação trigonométrica mostrada nas Equações 2.30 e 2.31 .

$$\text{sen}(a - b) = \text{sen}(a)\cos(b) - \text{sen}(b)\cos(a) \quad (2.30)$$

$$\cos(a - b) = \cos(a)\cos(b) + \text{sen}(a)\text{sen}(b) \quad (2.31)$$

Obtém-se,

$$V_d = V(\text{sen}(\theta)\cos(\theta') - \text{sen}(\theta')\cos(\theta)) \quad (2.32)$$

$$V_q = -V(\cos(\theta)\cos(\theta') - \text{sen}(\theta')\text{sen}(\theta)) \quad (2.33)$$

Observando na Figura 21, $v_\alpha = V \text{sen}(\theta)$ e $v_\beta = -V \cos(\theta)$. Substituindo estas equações nas Equações (2.32) e (2.33), pode-se obter as equações a seguir.

$$V_d = v_\alpha \cos(\theta') + v_\beta \text{sen}(\theta') \quad (2.34)$$

$$V_q = -v_\alpha \text{sen}(\theta') + v_\beta \cos(\theta') \quad (2.35)$$

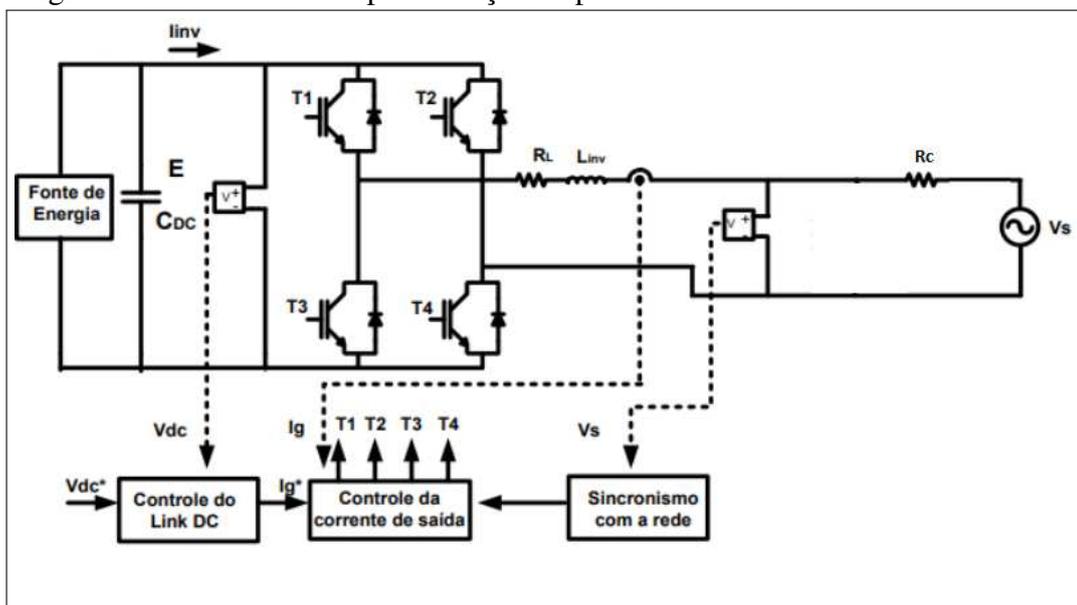
3 PROJETO DOS CONTROLADORES PARA O CONVERSOR CC-CA MONOFÁSICO.

Durante o processo de fornecimento de energia contínua de uma fonte específica para a rede elétrica, é essencial realizar a conversão dessa energia de corrente contínua para corrente alternada. Essa etapa de conversão CC-CA envolve a injeção da corrente em sincronia com a rede elétrica. Para o correto funcionamento do sistema, são necessários controladores que abranjam o controle de tensão do barramento CC e o controle de corrente do conversor. Para isso, é fundamental desenvolver a modelagem matemática adequada do sistema. Nesta seção será abordado a modelagem do conversor CC-CA, seus elementos e o projeto dos controladores.

3.1 Modelagem do sistema do conversor monofásico para conexão com a rede de distribuição.

Como visto anteriormente nesta abordagem, o conversor CC-CA é formado por 4 IGBTs, o sistema é composto por um barramento CC na entrada composto por um banco de capacitores e um filtro indutivo na sua saída. O comando das chaves é realizado a partir da técnica da modulação por largura de pulsos. E para o sincronismo do conversor com a rede é utilizado a técnica *PLL (Phase Locked Loop)*. Para esta aplicação será utilizado o conversor CC-CA monofásico em ponte completa, em que é ilustrado na Figura 22. A tensão em que o conversor é alimentado é a tensão do elo de corrente contínua, representado por E .

Figura 22 – Sistema de implementação da planta e controladores.



Fonte: Adaptado OLIVEIRA,2013.

Enquanto o PLL oferece a referência de ângulo da tensão da rede elétrica para a corrente de referência, a tensão do barramento CC oferece a referência de amplitude de corrente para o controle da corrente de saída do conversor. Na Figura 22 tem-se o indutor L_{inv} que representa o filtro indutivo na saída do conversor, em que R_L é a sua resistência elétrica equivalente e a carga é representada pela resistência R_c . A fonte V_s ilustra a tensão da rede, em que para o sistema monofásico tem-se um valor de pico de tensão determinado como $V_s = V_{rms} \cdot \sqrt{2} = 220 \cdot \sqrt{2} = 311V$.

As chaves eletrônicas de potência destacadas na Figura 22 $T1, T2, T3$ e $T4$ são comandados pela técnica de modulação em largura de pulsos, possuindo uma senoide como modulante para acionar as chaves, em que forma um sinal de tensão de alta frequência com componente fundamental senoidal na saída conversor, tal componente tem a mesma frequência da rede, fornecida por meio do processo de sincronismo.

3.1.1 Modelagem do conversor CC-CA

O desenvolvimento matemático do modelo do conversor CC-CA é necessário para a elaboração dos controladores da planta. Para a elaboração da expressão matemática do conversor CC-CA considera-se que as chaves são ideais, a frequência de comutação muito maior que a frequência fundamental da tensão e um barramento CC constante. O modelo do conversor pode ser observado na Figura 23, não será considerado a representação da carga local, como também, o barramento CC foi dividido em duas partes, com o ponto central sendo a referência de terra o ponto médio entre as duas fontes.

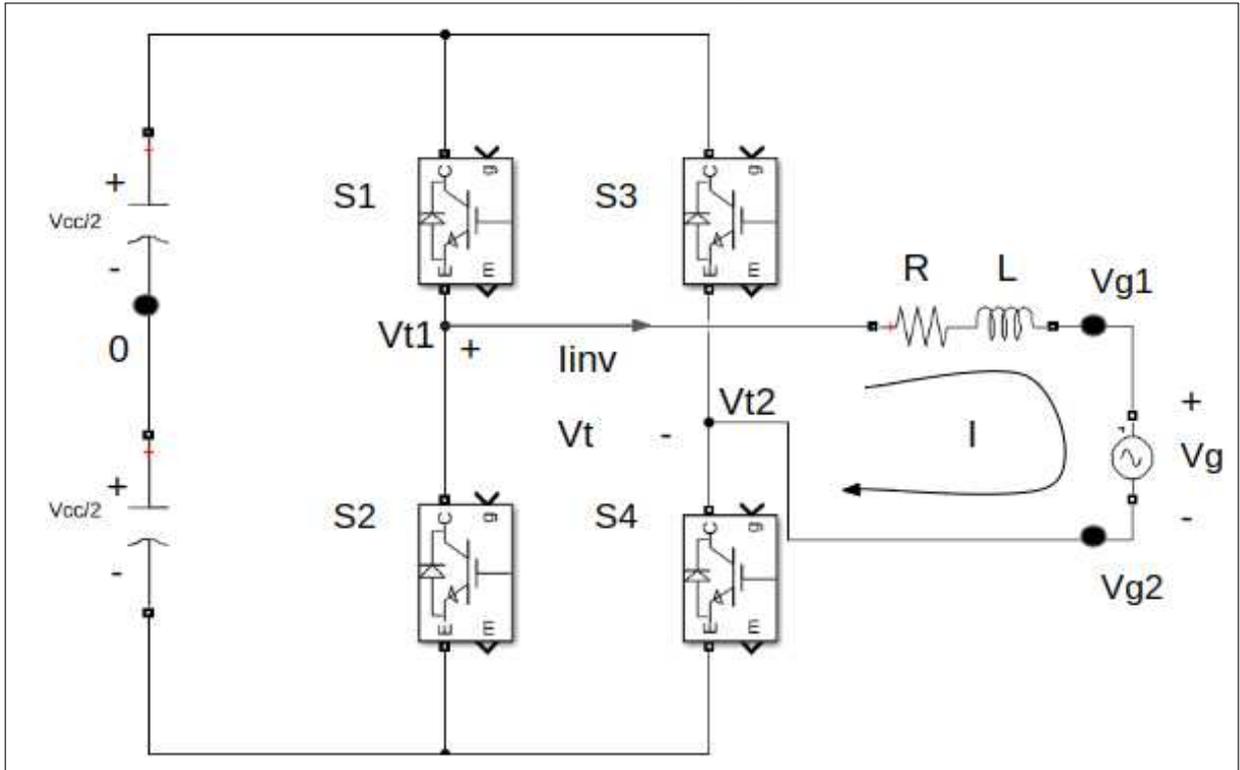
Observando a Figura 23, V_{t1} e V_{t2} representa as tensões dos terminais do conversor, V_{g1} e V_{g2} representam as tensões nos terminais da rede elétrica. Pode-se obter, as Equações (3.1), (3.2) e (3.3).

$$V_{t1} = -V_{t2} \quad (3.1)$$

$$V_{t2} = V_{g2} \quad (3.2)$$

$$V_{grid} = V_{g1} - V_{g2} \quad (3.3)$$

Figura 23 – Conversor CC-CA monofásico em ponte completa conectado a rede de distribuição.



Fonte: Adaptado OLIVEIRA, 2013.

Aplicando a Lei de Kirchhoff das malhas no circuito da Figura 23, encontra-se a Equação (3.4).

$$I_{inv}R + L \frac{dI_{inv}}{dt} + Vg1 - Vg2 - Vt2 = 0 \quad (3.4)$$

Substituindo as Equações (3.1), (3.2) e (3.3) na (3.4). E aplicando a transformada de Laplace, tem-se a Equação (3.5).

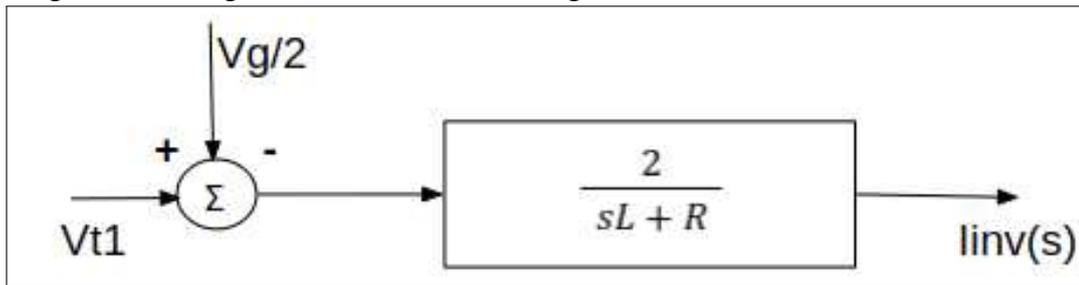
$$I_{inv}(s)(sL + R) = 2Vt1 - Vg \quad (3.5)$$

Multiplicando ambos os lados da Equação (3.5) por 1/2 e isolado a corrente de saída do conversor, obtém-se a Função de Transferência apresentada na Equação (3.6), em que a entrada é a tensão de terminal, $Vt1$ e a saída a corrente I_{inv} .

$$I_{inv}(s) \cdot \left(\frac{sL + R}{2} \right) = Vt1 - \frac{Vg}{2} \quad (3.6)$$

Na Figura 24 é representado o diagrama de blocos da Função de Transferência da Equação (3.6)

Figura 24 – Diagrama de Bloco da modelagem do conversor CC-CA monofásico.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor.

Na Função de Transferência obtida para o conversor, vê-se que apenas tem influência de um braço do conversor, V_{t1} , dessa forma apenas um braço será controlado e o outro braço, V_{t2} será controlado de maneira complementar. Por conseguinte será enviado o comando apenas em um braço e o outro será enviado o comando complementar.

Como pode ser observado na Equação (3.6) a tensão da rede elétrica, V_g é uma perturbação no sistema. Esta perturbação será tratada no Capítulo 3.2 com a elaboração dos controladores, uma malha de controle fará o desacoplamento da rede elétrica do conversor CC-CA.

A partir da obtenção da Função de Transferência é possível determinar a equação da tensão terminal do conversor, V_t em função do índice de modulação, m . Observando a Figura 24, obtém-se as Equações (3.7) a (3.9).

$$V_{t1} = \frac{V_{cc}}{2} \quad (3.7)$$

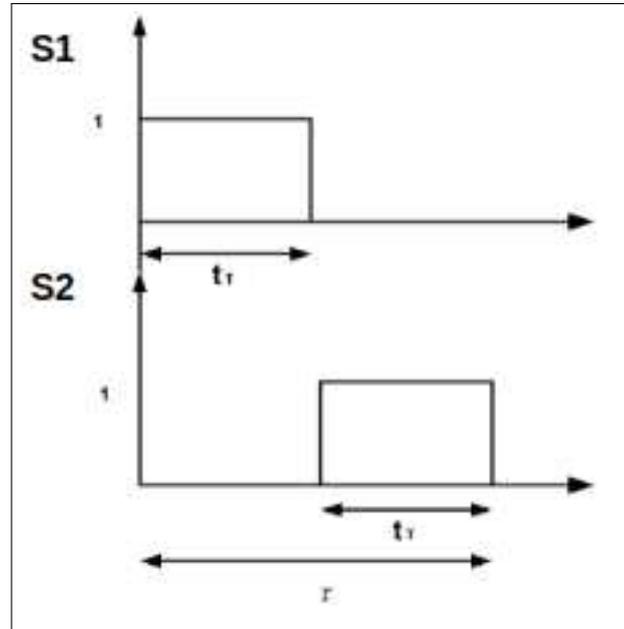
$$V_{t2} = -\frac{V_{cc}}{2} \quad (3.8)$$

Portanto,

$$V_t = V_{t1} - V_{t2} = V_{cc} \quad (3.9)$$

Ao determinar a equação da tensão terminal do conversor, é necessário encontrar a equação do índice de modulação, m para assim utilizar no controle da corrente de saída do conversor. De acordo com (A. Yazdani e R. Iravani, 2010) e observando a Figura 25, tem-se os sinais ilustrados do comando das chaves S_1 e S_2 , os mesmos são complementares entre si. Caso não fosse complementares, haveria um curto-circuito nas chaves, destruindo as mesmas com ambas sendo comandadas simultaneamente.

Figura 25 – Ilustração dos comandos das chaves S1 e S2.



Fonte: Adaptado (Oliveira,2013).

Conforme (Oliveira, 2013) a equação do terminal do conversor, pode ser escrita de uma forma alternativa, a partir do valor lógico entre as chaves e o tempo de comutação delas, assim obtém-se a Equação (3.10).

$$V_{t1} = \frac{V_{cc}}{2} \cdot \left(S1 \cdot \frac{tr}{\tau} \right) - \frac{V_{cc}}{2} \cdot \left(S2 \cdot \frac{tr}{\tau} \right) \quad (3.10)$$

Por meio da Equação (3.10) pode-se confirmar que quando S1 estiver fechada e S2 estiver aberta, a tensão $V_{t1} = \frac{V_{cc}}{2} \cdot \frac{tr}{\tau}$. Caso S2 estiver conduzindo e S1 estiver bloqueado, a tensão terminal será $V_{t1} = -\frac{V_{cc}}{2} \cdot \frac{tr}{\tau}$, em que $V_{t2} = -V_{t1}$.

Os sinais do comando são representados por sinais lógicos, com níveis 0 ou 1, portanto $S1 + S2 = 1$. Dessa forma, pode se reescrever a Equação (3.10) em (3.11).

$$V_{t1} = \frac{V_{cc}}{2} \cdot \left(S1 \cdot \frac{tr}{\tau} + S1 \cdot \frac{tr}{\tau} - 1 \right) \quad (3.11)$$

Substituindo o sinal de comando S1 por δ_i , em que δ_i é o ciclo ativo equivale a cada chave estática do conversor monofásico, assim obtém-se a Equação (3.12) que representa a magnitude da tensão terminal V_{t1} em função do sinal de comando da chave S1.

$$V_{t1} = \frac{V_{cc}}{2} \cdot (2\delta - 1) \quad (3.12)$$

Como mencionado, $V_{t2} = -V_{t1}$. Assim, a diferença entre V_{t1} e V_{t2} será a magnitude V_t , no qual aproveitará cem por cento da magnitude do elo de corrente contínua. Portanto, igualando $(2\delta - 1)$ com o índice de modulação m , a tensão do terminal pode ser escrita pela Equação (3.13).

$$V_t = E \cdot m \quad (3.13)$$

Como já apresentado o sinal modulante é um sinal senoidal. Segundo (Oliveira,2013) para este sistema pode-se escrever o índice de modulação a partir da Equação (3.14), em que ωt é o valor da posição angular do sinal de referência, oriundo do *PLL* e ϕ é a defasagem do sinal senoidal modulante.

$$m = \frac{V_g}{V_{cc}} \cdot \sin(\omega t + \phi) \quad (3.14)$$

O sinal de comando δ_i pode ser definido pela Equação (3.15).

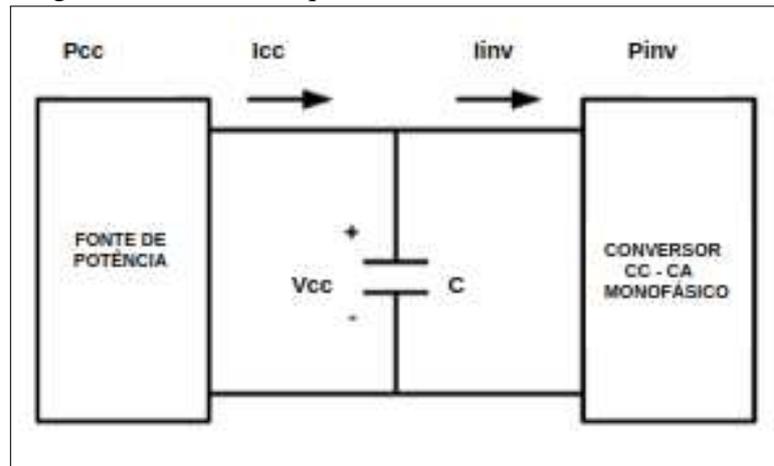
$$\delta_i = \frac{m + 1}{2} \quad (3.15)$$

3.1.2 Modelagem da Função de Transferência do barramento CC

Para desenvolver o controlador é necessário encontrar a Função de Transferência do barramento CC (Ogata, 2014), a partir da análise da Figura 26. Considerando-se que a potência injetada no capacitor pela fonte de potência, P_{cc} deve ser igual à potência que o conversor CC-CA injeta na rede elétrica, P_{inv} menos a potência absorvida pelo capacitor, P_w . Esta relação de potências pode ser representada pela Equação (3.16).

$$P_{inv} - P_w = P_{cc} \quad (3.16)$$

Figura 26 – Modelo equivalente do elo de corrente contínua.



Fonte: Adaptado (Oliveira,2013).

A potência P_w pode ser definida pela derivação da energia armazenada no capacitor (C). Por meio da Equação (3.16), obtém-se a Equação (3.17).

$$P_{inv} - \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C V_{cc}^2 \right) = P_{cc} \quad (3.17)$$

Manipulando a Equação (3.17), obtém-se a Equação (3.19).

$$\frac{C}{2} \cdot \left(\frac{dV_{cc}^2}{dt} \right) = P_{inv} - P_{cc} \quad (3.18)$$

A potência do conversor (P_{inv}) é vista como uma perturbação no sistema de controle de tensão do barramento, dessa forma permite desprezá-la. Por meio do uso das pequenas perturbações e aplicando a Transformada de Laplace em (3.19), determina-se a Equação (3.19).

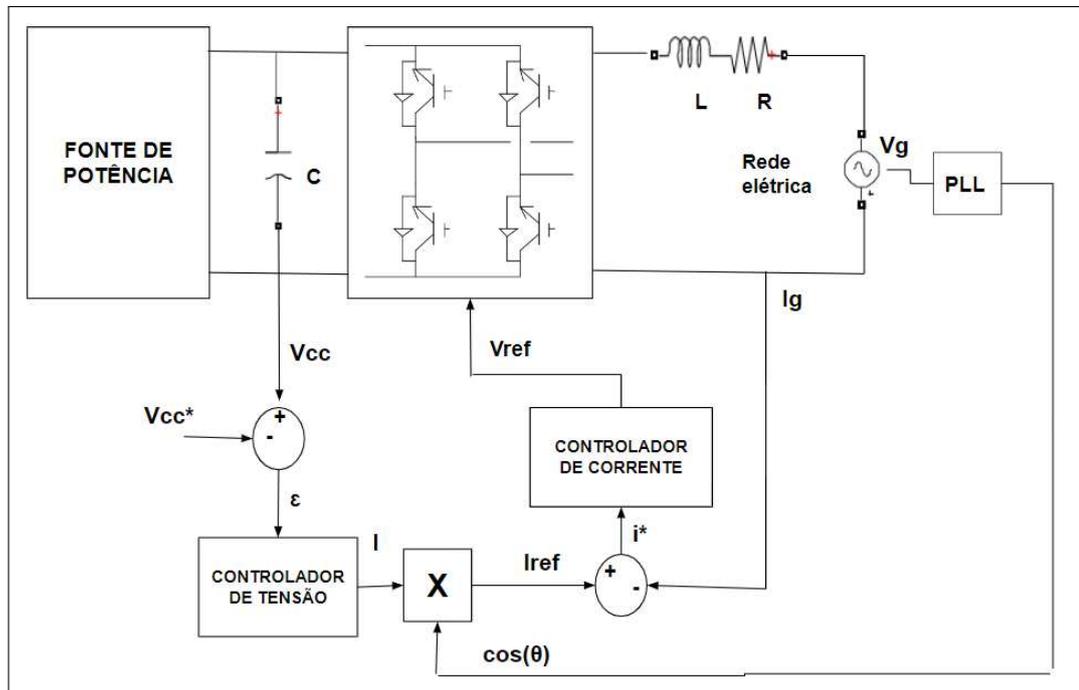
$$\frac{V_{cc}^2(s)}{P_{cc}(s)} = -\frac{2}{sC} \quad (3.19)$$

Na próxima seção será abordado sobre o projeto dos controladores utilizado, controle de corrente, controle de tensão e como também o controle do presente no *PLL*.

3.2 Projeto dos controladores para o sistema monofásico.

O sistema do controle do conversor CC-CA monofásico engloba dois controladores distintos, um controlador de corrente e um controlador de tensão. Na Figura 27 destaca-se o diagrama do esquema para o desenvolvimento dos controladores.

Figura 27 – Diagrama do conversor CC-CA, utilizando estratégia de controle efetuada com base na tensão do elo CC e corrente de saída



Fonte: Elaborado pelo próprio autor

O controle do conversor tem como finalidade manter a tensão do barramento CC constante, por meio da variação da corrente injetada na rede elétrica, dessa forma possibilitando o controle do fluxo de energia do lado CC para o lado CA. A tensão V_{cc} é medida e comparada com o valor de referência denominado no projeto como V_{cc}^* , assim faz-se a diferença entre os dois valores de tensão, o resultado é a entrada do controlador, como apresentado na Figura 27.

À proporção que o capacitor vai se carregando, a tensão se eleva, assim o controlador aumenta a amplitude da corrente de referência para o controle de corrente e abaixar a tensão novamente, realizando por meio do balanço da potência na entrada e na saída do conversor o controle do elo de corrente contínua. Vale ressaltar que o controlador é utilizado o compensador Proporcional-Integrador(PI).

O erro gerado na comparação entre as tensões obtém-se a amplitude para o controle de corrente, em que baseá-se no compensador proporcional ressonante (Pressonante). Como ilustrado na Figura 27, a referência da corrente é oriunda do produto entre a saída do controlador de tensão e a saída do PLL, em que oferece um sinal senoide unitária. A partir da corrente de referência é realizado a comparação da mesma com a corrente medida da saída do conversor, o erro gerado nesta comparação é enviada para o controlador de corrente e utilizado no PWM e assim os sinais sejam gerados para as chaves.

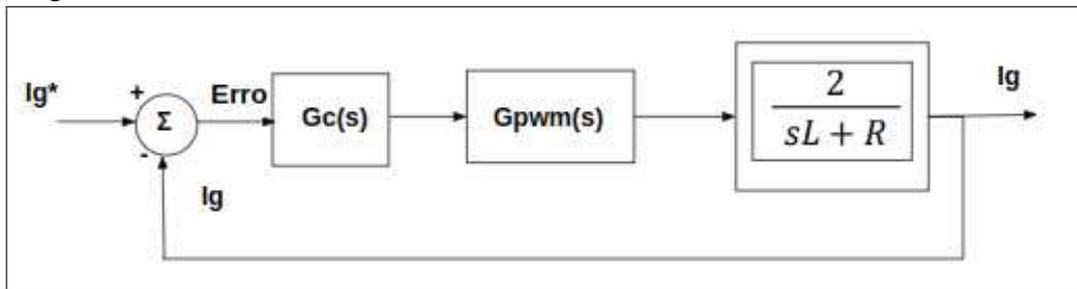
Na próxima seção será abordado com mais detalhes os controladores de tensão e

corrente.

3.3 Projeto do controlador de corrente do conversor CC-CA

Na Figura 28 ilustra a malha de controle, em que o sistema está desacoplado da rede elétrica, sendo a utilização desse diagrama de bloco suficiente para a implementação do sistema.

Figura 28 – Malha de controle da corrente do conversor CC-CA.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor

O projeto será desenvolvimento baseado no método de resposta em frequência. Primeiramente, é definido pela Equação (3.20) a função de transferência da dinâmica do *PWM* do conversor.

$$G_{PWM} = \frac{1 - s\frac{T_s}{4}}{1 + s\frac{T_s}{4}} \quad (3.20)$$

Em que,

T_s é o tempo de amostragem

O controlador bastante aplicado para eletrônica de potência é o controlador proporcional e integral, definido pela Equação (3.21), que fornece erro nulo em regime permanente para entrada em degrau. Para esta aplicação para a entrada é senoidal será aplicado o controle da corrente no conversor é o controlador proporcional e ressonante, definido pela Equação (3.22) que fornece erro nulo em regime permanente para entrada senoidal (Oliveira, 2013).

$$PI(s) = \frac{K_p(s) + K_i}{s} = K_p \left[1 + T_i^{-1} \frac{1}{s} \right] \quad (3.21)$$

$$G_c(s) = K_p + \frac{2K_i s}{s^2 + \omega_o^2} = K_p \left(1 + T_r^{-1} \frac{s}{s^2 + \omega_o^2} \right) \quad (3.22)$$

Em que,

K_p é o ganho proporcional

K_i é o ganho integral

ω_o é a frequência angular nominal

T_r é constante de tempo

Na Equação (3.22), ω_o corresponde o valor em que o controlador irá ressonar, este valor é a frequência da rede elétrica, $f_{rede} = 60Hz$, como este valor é em rad/s, $\omega_o = 377rad/s$.

Por meio da definição de margem de fase (MF_{PR}) (Ogata, 2015) para o sistema da Figura 28 é definido a Equação (3.23).

$$MF_{PR} = \pi + \angle[G_P(j\omega_c)]G_{PWM}(j\omega_c) + \angle G_c(j\omega_c) \quad (3.23)$$

Em que,

ω_c é a frequência de cruzamento de ganho

$G_p(j\omega_c)$ é o ganho da planta

$G_{PWM}(j\omega_c)$ é o ganho do PWM

$G_c(j\omega_c)$ é o ganho do controlador P-ressonante.

Combinando as Equações (3.22) e (3.23), a constante de tempo T_r é calculada a partir da Equação (3.24).

$$T_r = \frac{\omega_c}{(\omega_o^2 - \omega_c^2) \tan[MF_{pr} - \angle G_P(j\omega_c)G_{PWM}(j\omega_c) - \pi]} \quad (3.24)$$

O ganho proporcional, K_p é obtido a partir da Equação (3.25).

$$K_p = \frac{1}{|G_P(j\omega_c)G_{PWM}(j\omega_c)| \sqrt{1 + \left(\frac{T_r^{-1}\omega_c}{\omega_o^2 - \omega_c^2}\right)^2}} \quad (3.25)$$

Para ter um sistema bem projetado a margem de fase deve ser entre 30° e 60° e a margem de ganho maior do que 6db. Adotando a frequência de cruzamento, $\omega_c = 10000 rad/s$, $MF_{pr} = 60^\circ$ e $\omega_o = 377rad/s$. Na Tabela 1 destaca os valores da constante de tempo T_r e K_p .

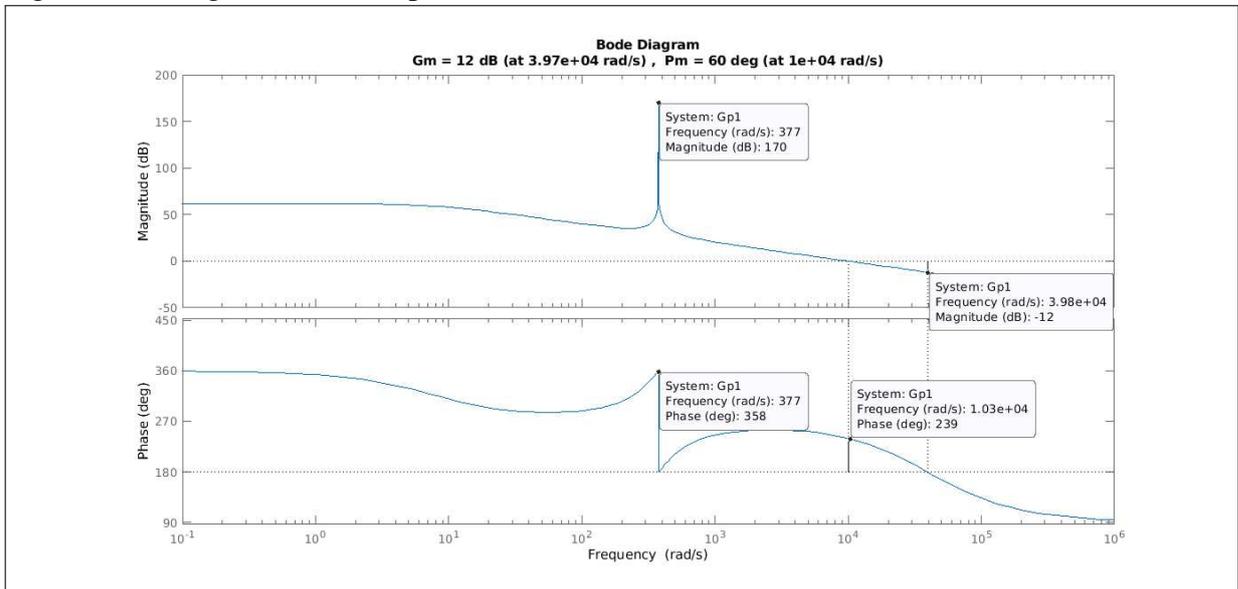
Tabela 1 – Parâmetros para o controlador P-ressonante.

Parâmetro	Valor
T_r	0,0029
K_p	24,9852

Fonte: elaborado pelo autor (2023).

Na Figura 29 destaca a resposta em frequência por meio do diagrama de bode do sistema de controle de corrente, pode-se observar que está atendendo aos valores adotados para o projeto.

Figura 29 – Diagrama de Bode para o controle de corrente em malha aberta.

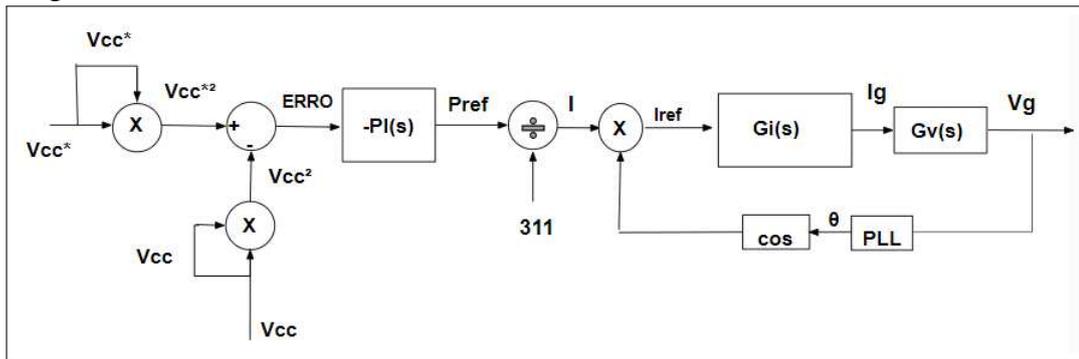


Fonte: Elaborado pelo próprio autor

3.4 Projeto do controlador do barramento CC

O mecanismo do controle é realizado conforme o diagrama da Figura 30, em que é comparado o quadrado da tensão medida do barramento CC com o quadrado do sinal da tensão de referência determinado, assim é gerado o sinal de erro ao quadrado. Em seguida, o sinal de erro é processado pelo controlador PI, cujo o sinal corrigido resultante é a potência de referência. A mesma é convertida em referência de amplitude de corrente elétrica, por meio da divisão da potência de referência pela tensão de pico da rede elétrica, $V_s = 311V$. O resultado da divisão fornece a referência de amplitude em que é enviada para gerar a referência da corrente para o controlador proporcional ressonante(Oliveira, 2013).

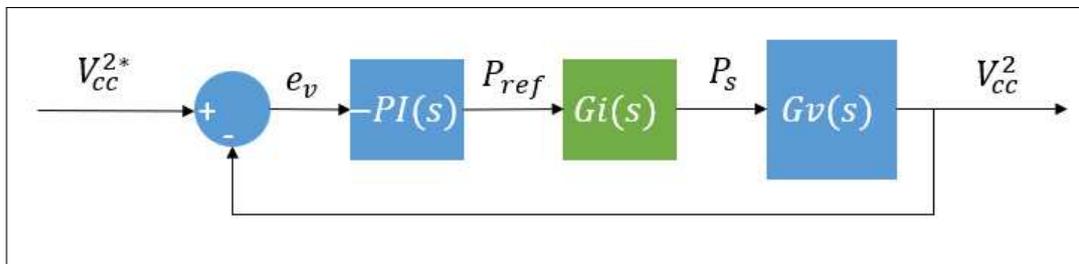
Figura 30 – Malha de controle da tensão do barramento CC.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor

Além da função de transferência do elo CC definido pela Equação (3.19), para a implementação do controle de tensão do barramento CC é necessário incluir a planta do conversor CC-CA em cascata com o controle de corrente em malha fechada, colocando tal função em série com o modelo do capacitor. Em seguida, é realizado o procedimento para o desenvolvimento do controle de tensão.

Figura 31 – Diagrama de blocos simplificados do controlador de tensão do barramento CC.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor

O sistema de controle de tensão do barramento CC é apresentado na Figura 31 pelo diagrama de blocos simplificados ao esquema da Figura 30. O sistema é composto por três blocos: o bloco $PI(s)$ corresponde ao controlador PI, o bloco $G_v(s)$ é o ganho do barramento CC, apresentada pela Equação (3.19) e $G_i(s)$ é a malha fechada da corrente, desenvolvido na Seção 3.1.2.

A partir da Equação (3.21), substituindo $s = j\omega$, tem-se as Equações (3.26) e (3.27).

$$PI(j\omega) = K_p \left[1 + T_i^{-1} \frac{1}{j\omega} \right] \quad (3.26)$$

$$\angle PI(j\omega) = \arctan \left[\frac{1}{T_i \omega} \right] \quad (3.27)$$

Por meio da definição apresenta em (Ogata, 2010), a margem de fase desejada para o projeto, MF_t é destacada na Equação (3.36).

$$MF_t = \pi + \angle G_{PI}(j\omega_c) + \angle PI(j\omega_c) \quad (3.28)$$

A função de transferência da planta, G_{pl} é descrita pela Equação (3.29).

$$G_{pl}(s) = G_i(s)G_v(s) \quad (3.29)$$

Em que, $G_i(s)$ é a função de transferência em malha fechada do sistema de controle de corrente. E $G_v(s)$ é a função de transferência do barramento CC.

Substituindo a Equação (3.36) na Equação (3.29), multiplicando ambos os lados por tangente e manipulando a equação, tem-se que T_i é definido pela Equação (3.37).

$$T_i = -\frac{1}{\omega_c \tan[MF_t - \angle G_{pl}(j\omega_c) - \pi]} \quad (3.30)$$

Segundo (Silva, 2013), a função de transferência do sistema de controle em malha aberta é igual 1 na frequência de cruzamento de ganho, como é definido na Equação (3.38).

$$|PI(j\omega_c)||G_{pl}(j\omega_c)| = 1 \quad (3.31)$$

De acordo com a Equação (3.25), k_p para este sistema é definido pela Equação (3.39).

$$k_p = \frac{1}{|G_{pl}(j\omega_c)| \sqrt{1 + \left(\frac{T_i^{-1}}{\omega_c^2}\right)^2}} \quad (3.32)$$

Adotando uma frequência de cruzamento, $\omega_c = 50 \text{ rad/s}$, encontra-se os valores destacados na Tabela 2.

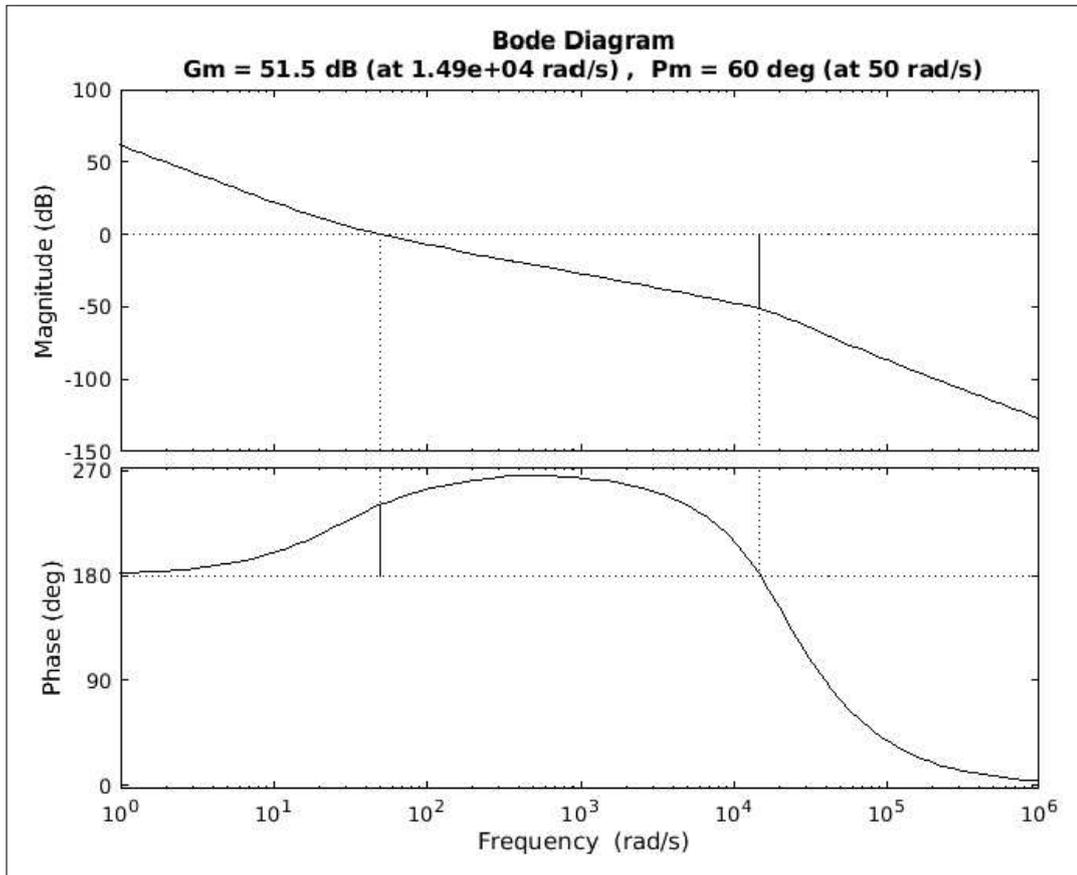
Tabela 2 – Parâmetros para o controlador da tensão do barramento CC.

Parâmetro	Valor
T_i	0,0350
K_p	0,0489

Fonte: elaborado pelo autor (2023).

Na Figura 32 destaca-se a resposta em frequência por meio do diagrama de bode do controle da tensão do barramento CC. Como pode ser observado tem-se a margem de fase desejada para o sistema.

Figura 32 – Diagrama de Bode para o controle da tensão do barramento CC em malha aberta.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor

3.5 Projeto controlador do PLL

O desenvolvimento do projeto do controlador do PLL baseá-se no diagrama da Figura 20. A planta do sistema é definida pela Equação (3.40) (MARTINS, 2018). O compensador $H(S)$ é o controlador Proporcional-Integral (PI), definido pela Equação (3.21).

$$G_{pll} = \frac{V_s}{s} \quad (3.33)$$

Em que, V_s é a tensão de pico.

A partir da Equação (3.21), substituindo $s = j\omega$, tem-se as Equações (3.34) e (3.35).

$$H(j\omega) = K_p \left[1 + T_i^{-1} \frac{1}{j\omega} \right] \quad (3.34)$$

$$\angle H(j\omega) = PI(j\omega_c) = \arctan \left[\frac{1}{T_i \omega} \right] \quad (3.35)$$

Por meio da definição apresentada em (Ogata, 2015), a margem de fase desejada para o projeto, MF_t é destacada na Equação (3.36).

$$MF_{pll} = \pi + \angle G_{pll}(j\omega_c) + \angle PI(j\omega_c) \quad (3.36)$$

Substituindo a Equação (3.36) na Equação (3.35), multiplicando ambos os lados por tangente e manipulando a equação, tem-se que T_i é definido pela Equação (3.37).

$$T_i = \frac{1}{\omega_c \tan[\pi + \angle G_{pll}(j\omega_c) - MF_{pll}]} \quad (3.37)$$

Segundo (Silva, 2013), a função de transferência do sistema de controle em malha aberta é igual 1 na frequência de cruzamento de ganho, como é definido na Equação (3.38).

$$|PI(j\omega_c)| |G_{pll}(j\omega_c)| = 1 \quad (3.38)$$

De acordo com a Equação (3.25), k_p para este sistema é definido pela Equação (3.39).

$$k_p = \frac{1}{|G_{pll}(j\omega_c)| \left| 1 + \frac{j}{\omega_c T_i} \right|} \quad (3.39)$$

Adotando uma frequência de cruzamento, $\omega_c = 145 \text{ rad/s}$ e $MF_{pll} = 60^\circ$, encontra-se os valores destacados na Tabela 3.

Tabela 3 – Parâmetros para o controlador
PI do PLL

Parâmetro	Valor
T_i	0,0119
K_p	0,4036

Fonte: elaborado pelo autor (2023).

Dessa forma, substituindo os valores na equação do controlador *PI*, tem-se que o compensador é definido pela Equação (3.40).

$$H(s) = \frac{0,4036s + 33,79}{s} \quad (3.40)$$

4 RESULTADOS

Neste capítulo serão apresentados os resultados obtidos através da simulação desenvolvida no ambiente Matlab/Simulink, tais como as formas de onda das etapas do *PLL*, resposta de corrente e resposta de tensão do conversor, conforme é ilustrado no anexo A.

Os parâmetros utilizados para a simulação são mostrados na Tabela 4.

Tabela 4 – Parâmetros adotados para o projeto.

Parâmetro	Valor
V_s	311 V
V_{cc}	400 V
C	2250 μF
L	5 m H
f	60 Hz
f_c	10 kHz

Fonte: elaborado pelo autor (2023).

Em que,

V_s é a tensão de pico da rede elétrica

V_{cc} é a tensão do barramento CC

C é a capacitância do barramento CC

L é a indutância do filtro de saída

f é a frequência da rede elétrica

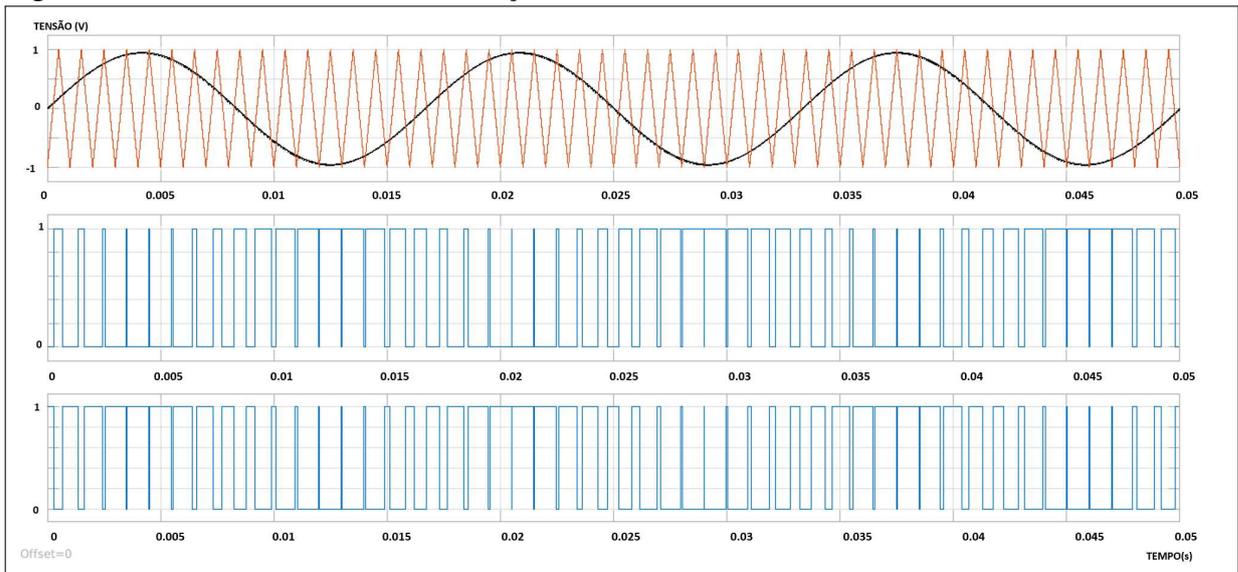
f_c é a frequência de chaveamento

4.1 Simulação no ambiente Matlab/Simulink

A simulação do projeto baseou-se na Figura 1, em que ilustra cada etapa para o sistema ser implementado no *software* Matlab/Simulink. Inicialmente, será obtido a estabilidade do sistema e em seguida adicionado uma fonte de corrente controlada no barramento CC para realizar a variação da potência do sistema.

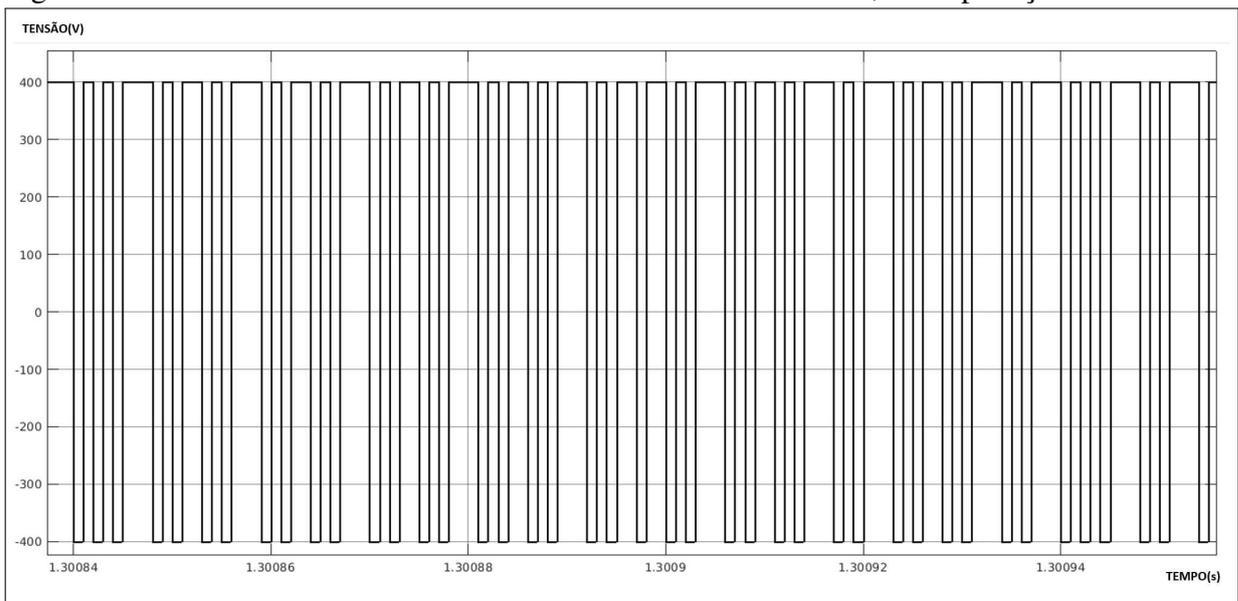
Na Figura 33 mostra as formas de ondas da modulação do presente projeto, em que foi apresenta na Seção 2.3. A Figura 34 mostra a forma de onda na saída do conversor CC-CA ponte completa, antes de ser aplicado o filtro e a pré-carga para a corrente injetada na rede de distribuição.

Figura 33 – Formas de onda da modulação *PWM*.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor

Figura 34 – Forma de onda de tensão da saída do conversor CC-CA, sem aplicação do filtro.



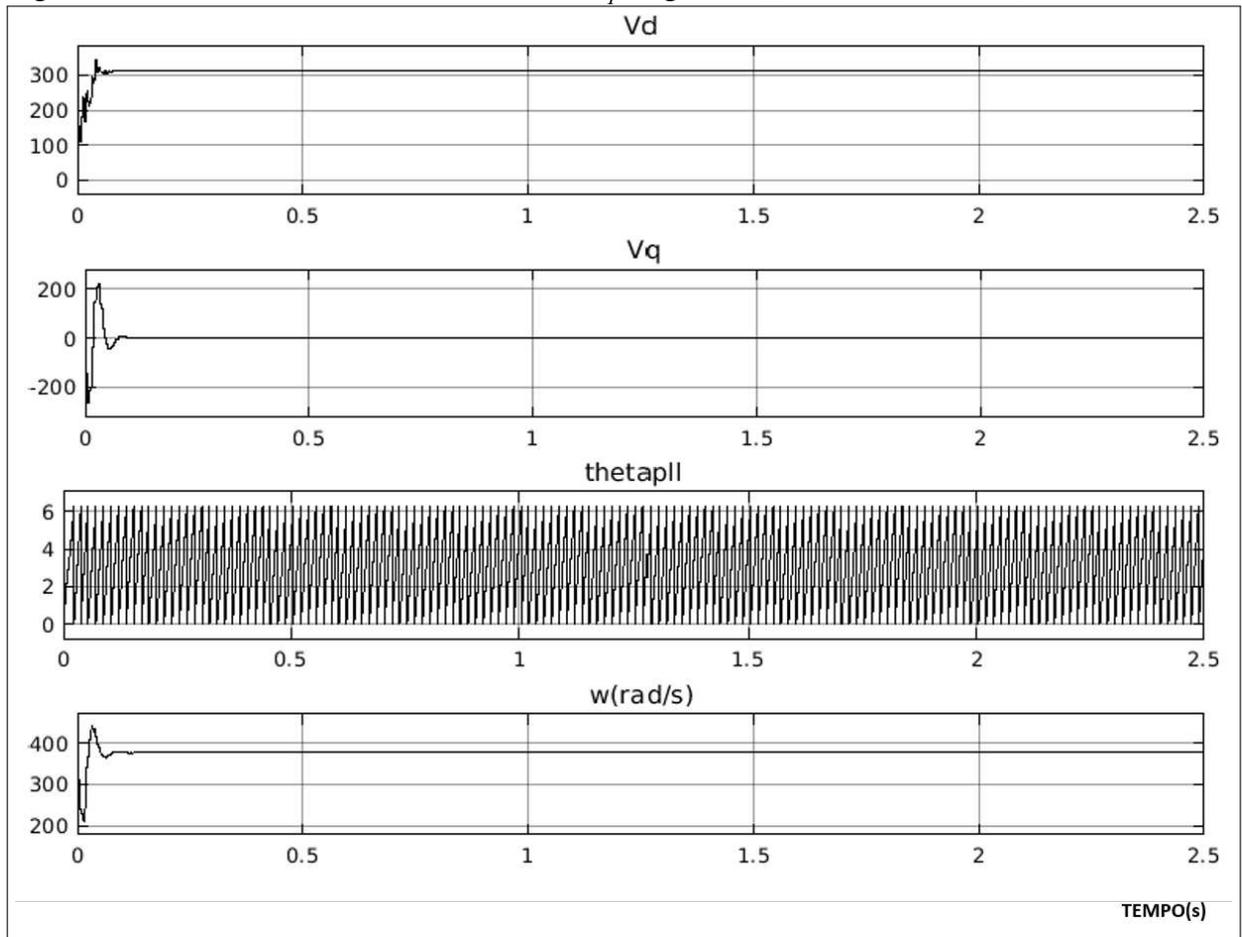
Fonte: Elaborado pelo próprio autor

4.1.1 Resultados da simulação: *PLL*

No Anexo A.1.1 mostra a implementação do *PLL* no software Matlab/Simulink. Neste circuito vê-se a geração dos para α e β , a transformada de Park, o controlador PI e VCO.

A partir dos valores apresentados na seção 3.5, pode-se observar na Figura 35 as formas de onda de V_d , V_q , θ_{PLL} e ω_{PLL} . Conforme previsto, a tensão V_d estabiliza no valor de pico da tensão da rede elétrica, a tensão V_q é controlada e iguala-se a zero, como consequência do valor da velocidade do *PLL*, ω_{PLL} ser igual a frequência angular da rede.

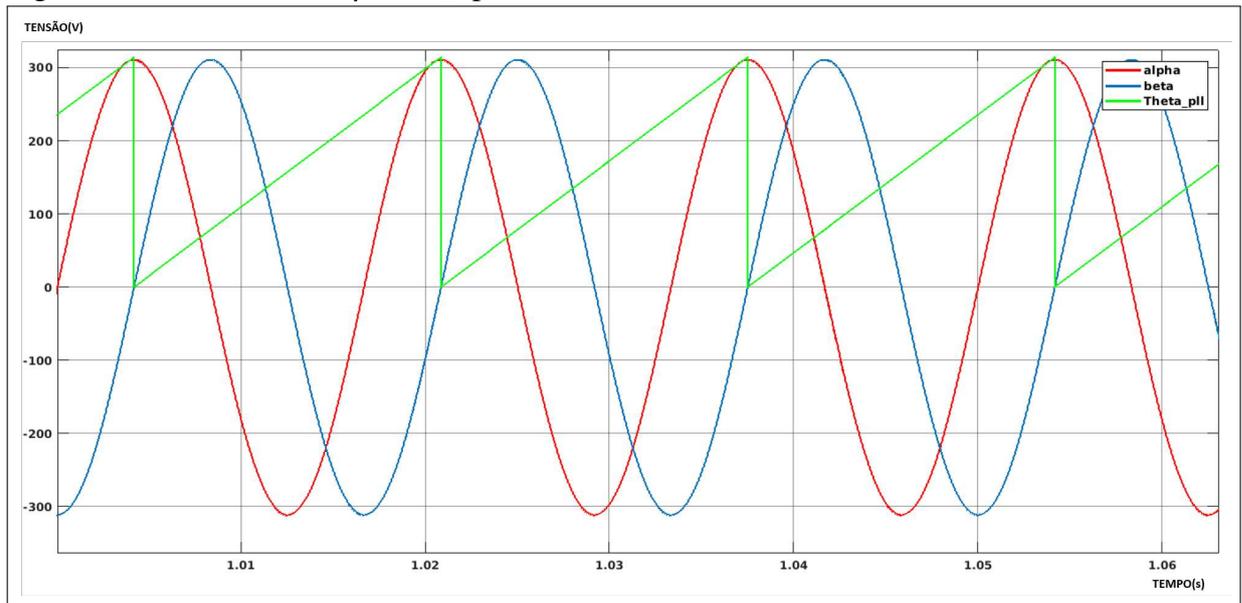
Figura 35 – Formas de ondas das tensões V_d , V_q , ângulo θ_{PLL} e velocidade ω_{PLL} .



Fonte: Elaborado pelo próprio autor

Na Figura 36 pode-se observar os sinais dos parâmetros α e β , como esperado tem-se a defasagem de 90° entre os mesmos. E a onda triangular referente ao ângulo do PLL em sincronia com V_α .

Figura 36 – Parâmetros α , β e θ_{PLL} para $K = 50$.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor

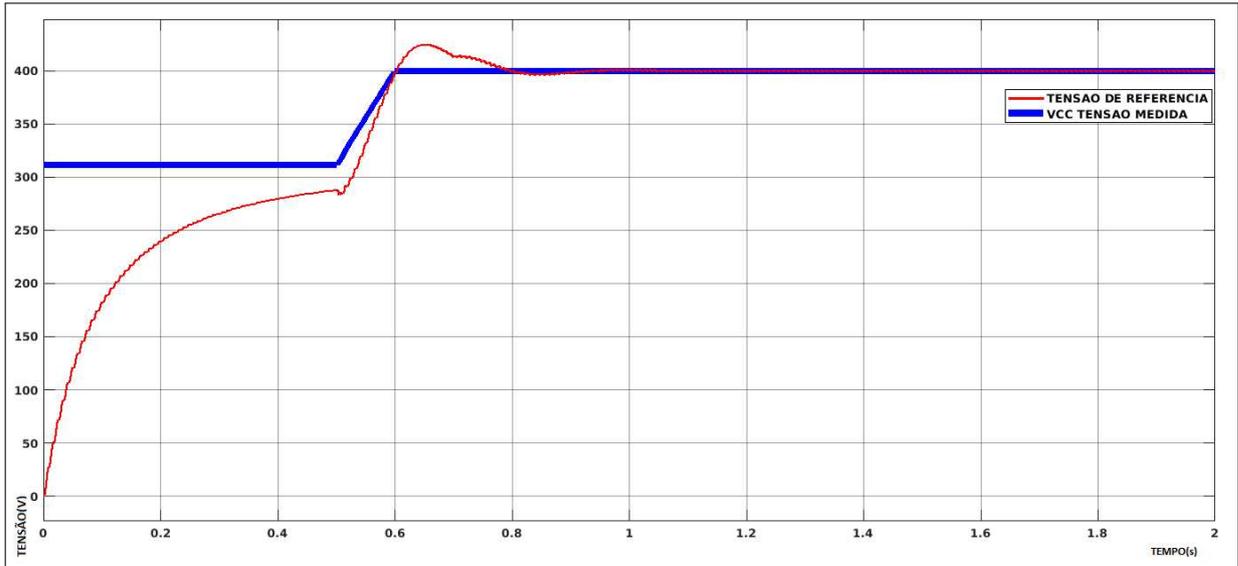
4.1.2 Resultados da simulação: Resposta de tensão do barramento CC

As Figuras 27 e 1 ilustram o esquema e o diagrama de blocos implementados no sistema de controle. As Figuras 30 e 48 ilustram o controlador da tensão do barramento CC.

Para a simulação do controle da tensão do barramento CC é utilizado uma fonte de corrente na entrada conforme mostrado na Figura 39 do Anexo A.

Como mostrado na Figura 37 é utilizado um perfil de tensão de referência pré determinado, com o objetivo de analisar a atuação da tensão do barramento CC. Como pode ser observado na Figura 37, inicialmente os controles estão desabilitados, em que a tensão de referência encontra-se em 311V, a partir do instante de tempo 0,5s é aplicado uma rampa, com a tensão matendo-se constante em 400V.

Figura 37 – Tensão de referência do barramento CC



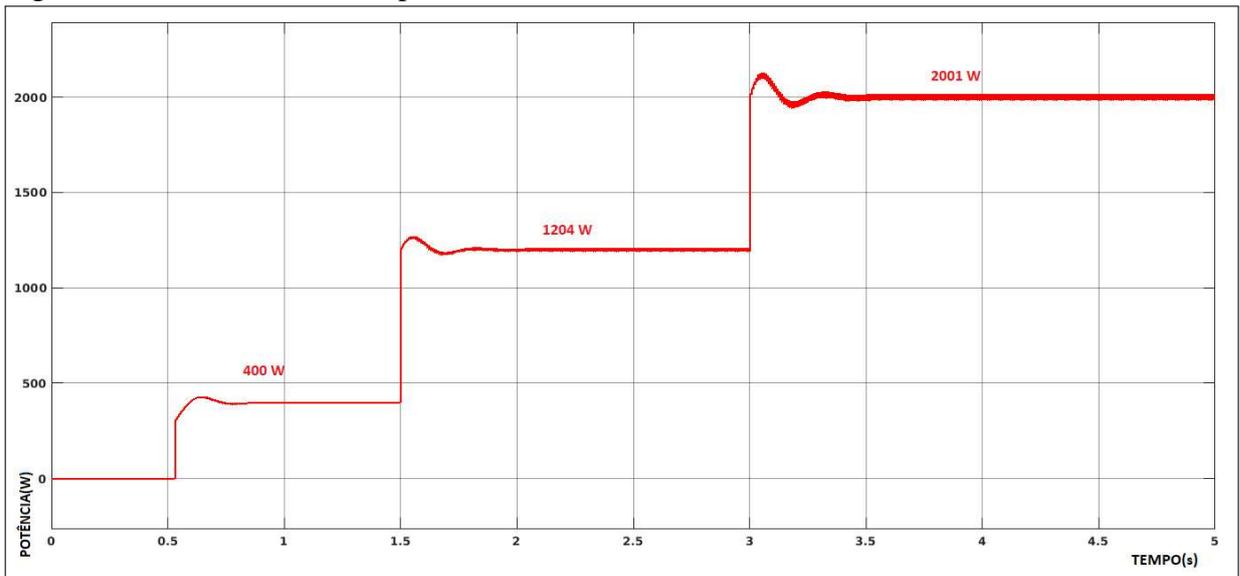
Fonte: Elaborado pelo próprio autor

Na Figura 37 pode-se observar o comportamento da tensão do barramento CC, em que o sinal da tensão medida no elo CC segue a referência pré determinada mostrada na Figura 37, resultado este conforme desejado.

No instante de tempo 0,5s, os controladores do sistema de controle de corrente e do controle da tensão do elo CC são habilitados. Dessa forma, a tensão do barramento CC começa a seguir a referência pré determinada até atingir a tensão de 400V em 1s. O tempo de acomodação 1,03s, tempo de subida igual a 0,6s e o máximo sobressinal é atingido em 0,66s.

Após a obtenção da estabilidade no sistema, são implementados 3 casos para a variação da potência de entrada do sistema desenvolvido. Para o teste do sistema de controle foi inserido um degrau na entrada nos instantes $t = 0,53s$, $t = 1,5s$ e $t = 3,0s$, a Figura 38 mostra a variação na potência de entrada.

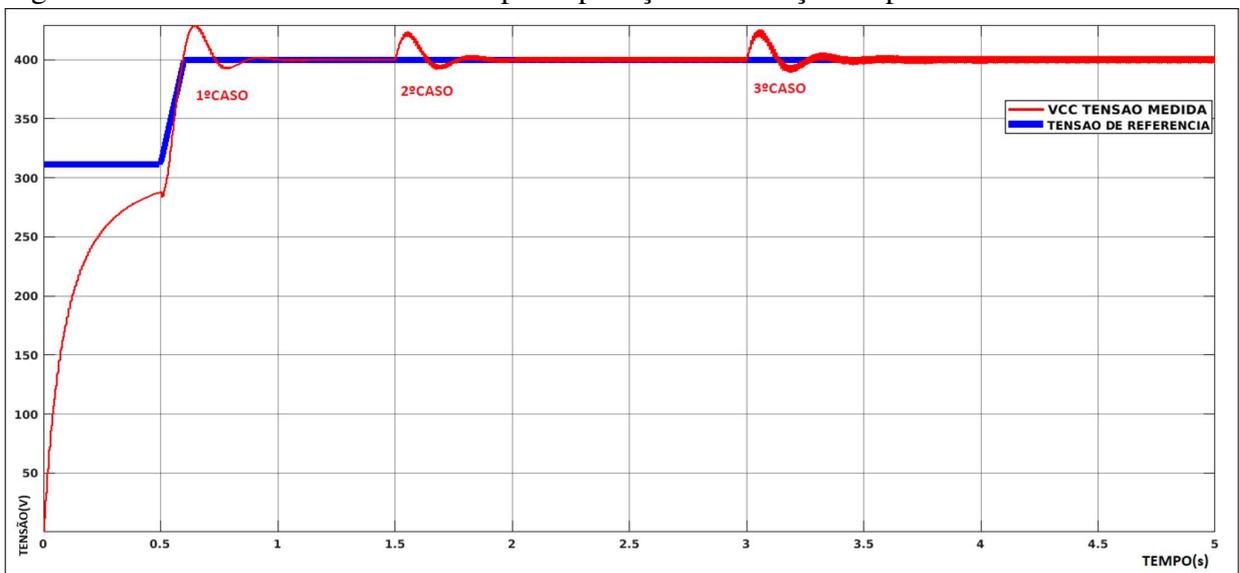
Figura 38 – Forma de onda da potência da entrada.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor

Na Figura 39 mostra o comportamento da tensão do barramento CC ao sofrer tais variações com o sistema de controle completo implementado. Por meio do comportamento apresentado nas Figuras 37 e 39, o barramento CC inicialmente está abaixo do esperado, atuando como retificador. Quando começa a atuação da rampa da tensão de referência pré determinada, a tensão do capacitor tenderá a se elevar. A partir de uma determinada potência gerada no sistema, a tensão se eleva, assim o sinal da tensão se estabiliza no valor de tensão desejada. O conversor opera com o fluxo de potência do lado CC para o lado CA, enviando energia acumulada no capacitor para a rede elétrica, para assim manter a tensão do barramento em 400V.

Figura 39 – Forma de ondas da tensão para aplicação da variação da potência da entrada.



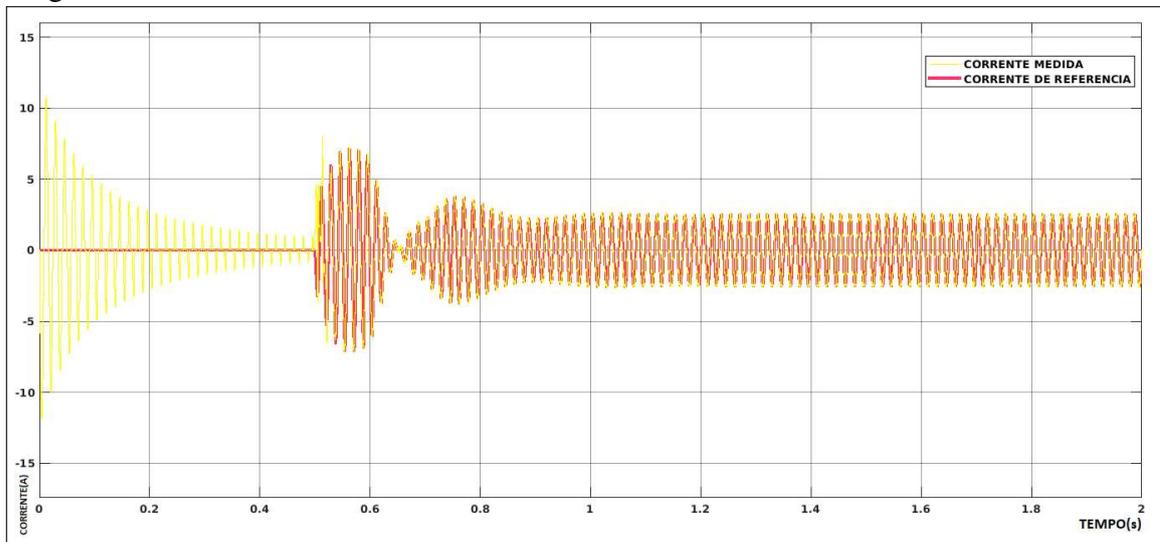
Fonte: Elaborado pelo próprio autor

Como pode ser observado na Figura 39 que a partir da variação da potência de entrada a tensão do barramento CC segue a tensão de referência adotada para o sistema.

4.1.3 Resultados da simulação: Resposta de corrente do conversor

Na Figura 47 mostra o diagrama de blocos do sistema de controle desenvolvido para a corrente do conversor. Na Figura 40 nota-se que no instante 0,5s, o controle é habilitado, e a corrente de saída segue a corrente de referência determinada a partir do controle de tensão.

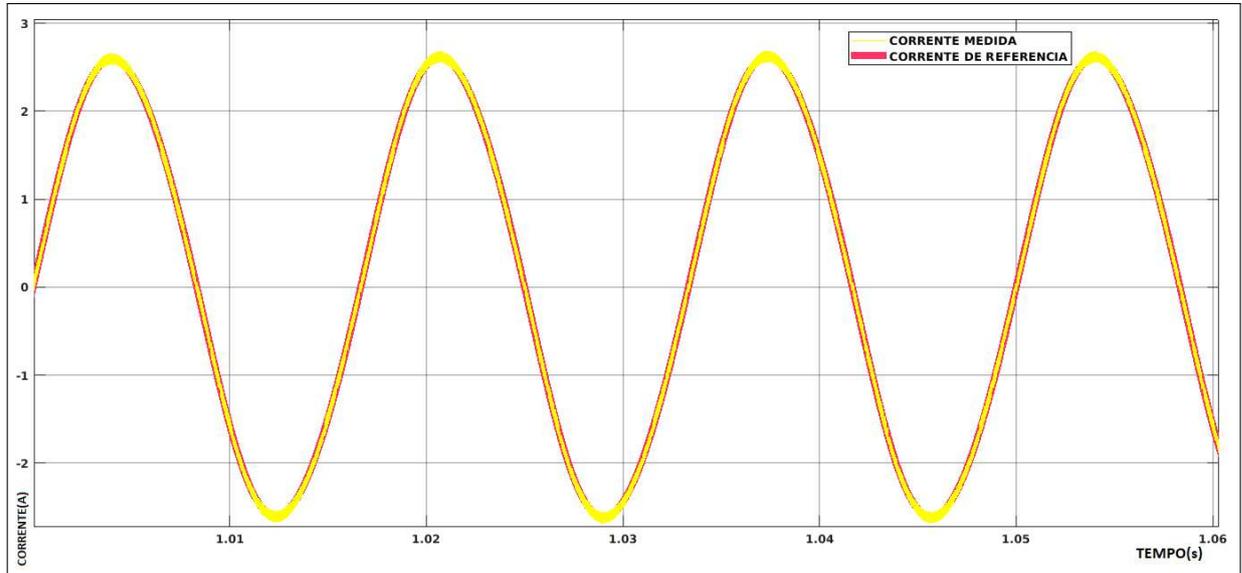
Figura 40 – Formas de ondas da corrente de saída do conversor e da corrente de referência.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor

Na Figura 41 apresentam-se as formas de ondas da corrente de saída do conversor e a corrente de referência ampliadas.

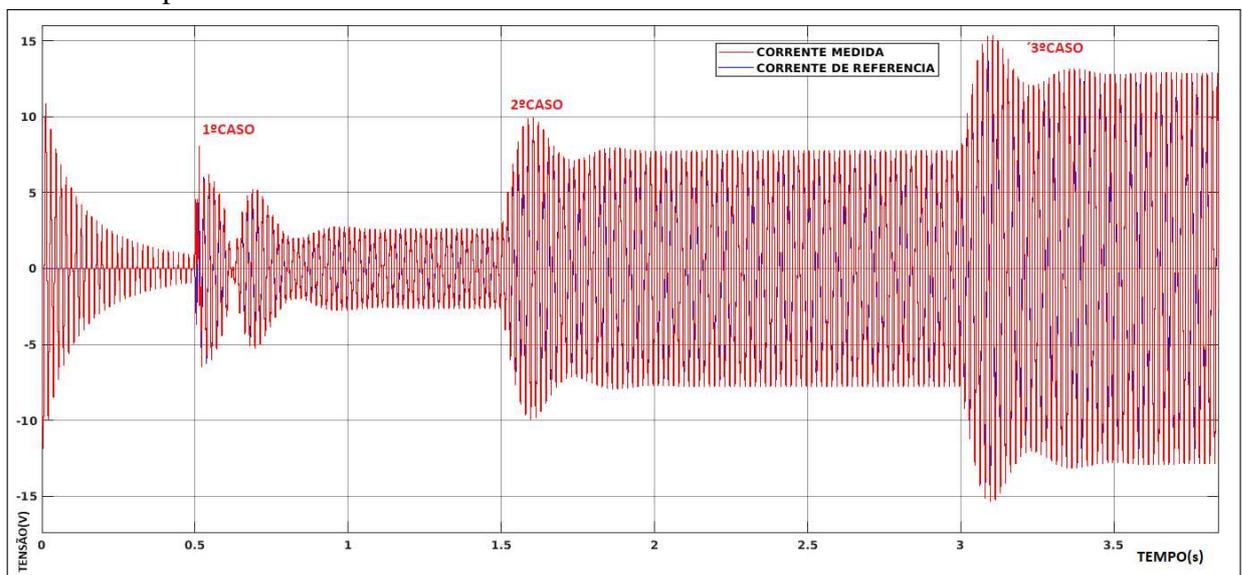
Figura 41 – Formas de ondas da corrente de saída do conversor e da corrente de referência ampliadas.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor

Após a obter a performance do sistema, é implementado 3 casos para a variação da potência de entrada do sistema desenvolvido, conforme já mostrado na Seção 4.1.2 e Figura 39. A partir desta variação, conforme o sistema recebe um aumento no fornecimento de potência, a corrente do conversor CC-CA aumenta. Na Figura 42 é mostrado o comportamento da corrente do conversor CC-CA, como pode ser observado, a corrente do conversor segue a corrente de referência.

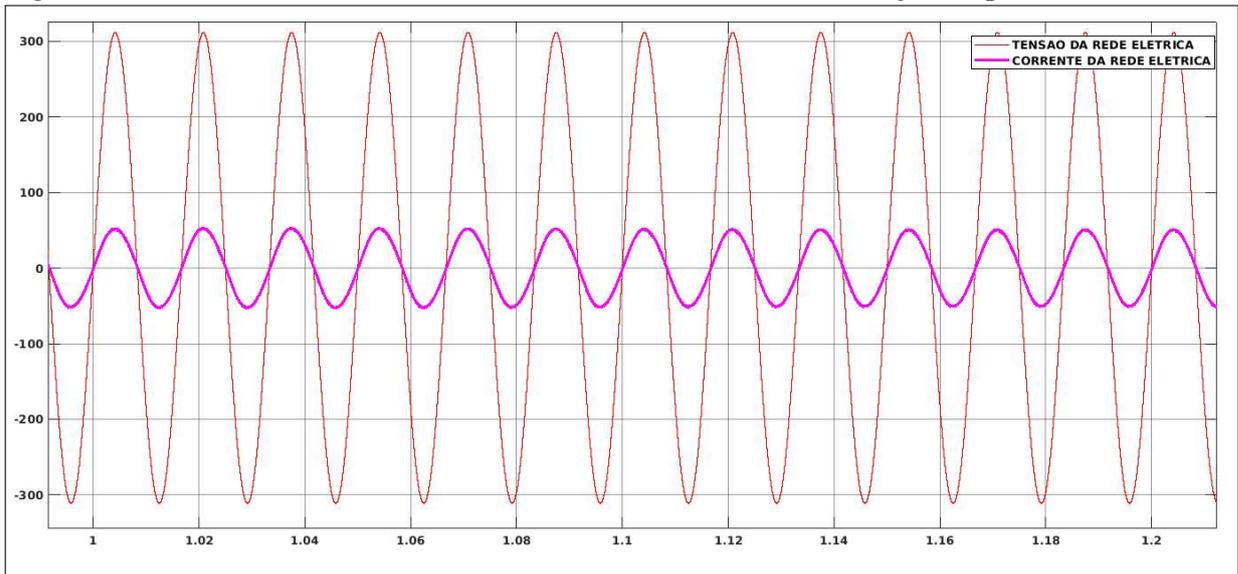
Figura 42 – Forma de ondas da corrente de saída do conversor para aplicação da variação da potência da entrada.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor

A partir da implementação dos dois controladores, tem-se a forma de onda da corrente e tensão da rede elétrica, mostradas na Figura 43. Vale ressaltar, que foi aplicado uma constante $k = 20$ na forma de onda da corrente. Observa-se que a tensão está em fase com a corrente, indicando que o fator de potência, $FP = 1$.

Figura 43 – Formas de ondas da corrente e tensão da rede de distribuição ampliada.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor

5 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Este trabalho apresenta a implementação de um conversor CC-CA ponte completa monofásica conectado a rede elétrica para aplicar em uma determinada fonte de corrente contínua, como na geração distribuída. A proposta deste projeto compreende a elaboração do sistema do conversor, o projeto dos controladores e o dimensionamento dos seus componentes. Tal dimensionamento e os fatores adotados foram descritos ao decorrer do presente trabalho.

Esta abordagem proporciona um ponto de partida para trabalhos futuros, considerando cada etapa deste projeto, existindo a possibilidade do acoplamento em sistema de fontes contínua como bateria, célula de combustível, painel fotovoltaico, sistema eólico e entre outras fontes.

Os resultados obtidos com a simulação foram satisfatórios, validando a capacidade do conversor a se acoplar à rede elétrica, com um boa atuação da malha de corrente, fazendo com que a fase da corrente fornecida pelo conversor ficasse muito próxima da fase da rede. De maneira geral, a simulação foi realizada com base nos parâmetros projetados, o que resultou em um bom desempenho do conversor para o sistema.

Analisando o desempenho do sistema nota-se que os métodos de controle utilizados corresponderam a desempenhos satisfatórios. No qual, o projeto do controle de corrente, a corrente do conversor segue a corrente de referência e ao sofrer perturbações ou variações na potência de entrada, o sistema se mantém controlado com estabilidade. Como também, o projeto do controlador de tensão do barramento CC, conforme apresentado anteriormente a tensão do barramento CC segue a tensão de referência adotada para o sistema e ao sofrer perturbações ou sofrer variações na potência de entrada, continua controlado com estabilidade no seu sistema.

Por fim, o trabalho mostrou-se a implementação de um conversor em ponte completa capaz de exercer o seu papel de conectar a uma determinada fonte CC à rede elétrica, fonte CA, fortalecendo meios para novos testes e estudos, para minimizar o impacto da integração de fontes de energia sem os seus devidos tratamentos a rede de distribuição.

5.0.1 *Trabalhos Futuros*

Alguns tópicos podem ser desenvolvidos para a continuação deste trabalho, como descrito abaixo:

- Implementação do sistema proposto para fontes CC como, banco de baterias, sistema

fotovoltaico ou eólico;

- Estudo de casos implementando o filtro LCL de saída;
- Estudo e implementação de conversores CC-CC acoplado no sistema desenvolvido;
- Avaliar eficiência de conversores que poderiam ser aplicados ao sistema.

REFERÊNCIAS

- AHMED, A. **Eletrônica de Potência**. [S.l.]: Pearson, 2000.
- AL., H. D. et. **An Adaptive Frequency Phase-Locked Loop Based on a Third Order Generalized Integral**. [S.l.: s.n.], 2019.
- AL., Y. Y. et. **Benchmarking of Phase Locked Loop based Synchronization Techniques for Grid-Connected Inverter Systems**. [S.l.: s.n.], 2015.
- BARROS, T. A. d. S. **Propostas de controles de Potência e Otimização do desempenho do gerador de relutância variável aplicado em geração eólica conectada à rede elétrica de baixa tensão**. [S.l.: s.n.], 2015.
- BAU, D. F. **Estratégias de modulação PWM e controle aplicadas ao conversor multinível modular**. [S.l.: s.n.], 2018.
- CUNHA, R. B. A. **Proposta de sistema fotovoltaico monofásico conectado à rede elétrica**. [S.l.]: Pearson, 2016.
- EPE. **Resenha Mensal: O consumo nacional de energia elétrica foi de 42.837 GWh em janeiro de 2023, crescimento de 0,6% em comparação com mesmo mês de 2022**. 2023. EPE. Disponível em: <<https://www.epe.gov.br>>. Acesso em: 03 Jul. 2023.
- ERTASGINN., E. S. G. **Design of a Half-Bridge Current-Source Inverter Topology for Avionic Systems**. [S.l.: s.n.], 2022.
- FERON, R. H. d. M. **Dimensionamento e implementação de um inversor senoidal monofásico**. [S.l.: s.n.], 2013.
- GENZLER, J. **Estudo Comparativo de topologias de inversores para a conexão de painéis fotovoltaicos com a rede elétrica sem o uso de transformador**. [S.l.: s.n.], 2015.
- MACHADO SEBASTIAN MANRIQUE, D. S. N. **Técnicas de controle e métodos de sincronização para sistemas de energia renovável ligados à rede elétrica**. [S.l.: s.n.], 2017.
- MARANGONI, F. **Inversores monofásicos para conexão de sistemas fotovoltaicos à rede**. [S.l.]: Pearson, 2012.
- MARTINS, G. S. **Técnicas de controle de potências ativa e reativa utilizando gerador de indução gaiola de esquilo aplicado a um sistema de geração eólica**. [S.l.]: Pearson, 2018.
- MATTOS, F. C. **Contribuição ao estudo de um sistema solar fotovoltaico monofásico de único estágio**. [S.l.: s.n.], 2011.
- MOREIRA, A. B. **Proposta de controle de um sistema de geração de energia elétrica a partir de energia eólica com gerador de indução duplamente alimentado com mitigação de correntes harmônicas na rede elétrica geradas por carga não linear**. [S.l.]: Pearson, 2017.
- NATIVIDADE, I. A. **Desevolvimento de um conversor CC-CA monofásico para aplicação em Geração Distribuída**. [S.l.]: Pearson, 2019.
- NILSSON JAMES W.; SUSAN, A. R. **Eletrônica de Potência, Circuitos, Dispositivos e Aplicações**. [S.l.]: Pearson, 1999.

OLIVEIRA, F. H. Estudo de Técnica Utilizando a Modulação PWM Baseada em Portadora Aplicada aos Inversores Monofásicos Assimétricos com Diodos de Grampeamento. [S.l.: s.n.], 2017.

OLIVEIRA, L. R. Desenvolvimento de um microinversor monofásico para sistema fotovoltaico conectado na rede elétrica de baixa tensão. [S.l.: s.n.], 2013.

PACHECO, J. d. O. Desenvolvimento de um sistema didático para ensino de conversores CC-CA com monitoramento por microcontroladores. [S.l.]: Pearson, 2012.

REIS, M. V. G. Estudo e Implementação de estratégias de detecção de ilhamento em inversores para sistemas fotovoltaicos de geração distribuída. [S.l.: s.n.], 2016.

SILVA, C. E. Alencar e. Inversor monofásico isolado em alta frequência com ampla faixa de tensão de entrada. [S.l.]: Pearson, 2007.

XIAO, F. e. a. A frequency-Fixed SOGI Based PLL for Single-Phase Grid-Connected Converters. [S.l.: s.n.], 2017.

YAZDANI AMIERNASER; IRAVANI, R. Voltage-Sourced Converters in Power Systems: Modeling, Control, and Applications. [S.l.: s.n.], 2010.

ZUFFO, A. G. a. Desenvolvimento e montagem de um conversor CC-CA em ponte completa para acionamento de um motor monofásico. [S.l.: s.n.], 2000.

ANEXO A – DIAGRAMAS DE BLOCOS DA SIMULAÇÃO REALIZADA NO SIMULINK.

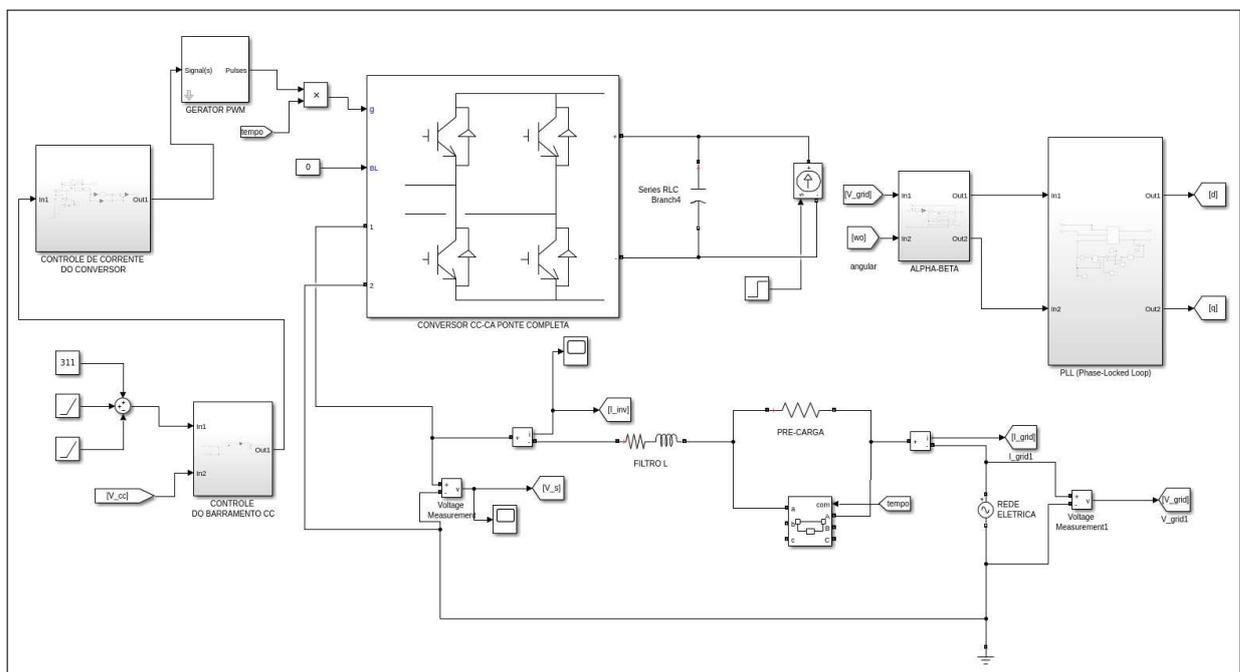
Neste anexo apresenta-se os diagramas de blocos da simulação realizada por meio do *software* Matlab/Simulink.

Na seção A.1 apresenta o sistema implementado completo conforme a ilustração geral destacada pela Figura 1. Na Seção A.1.3 aborda o controle da tensão do barramento CC conforme a Figura 30. E na Seção A.1.2 apresenta o controle da corrente do conversor CC-CA conforme a Figura 28.

A.1 Sistema do Conversor CC-CA

Na Figura 44 mostra o diagrama esquemático do sistema completo realizado na simulação, a Figura 1 é a implementação da Figura 1 ilustrada na Seção 4.1.

Figura 44 – Diagrama esquemático do controle do sistema completo utilizado no software Matlab/Simulink.



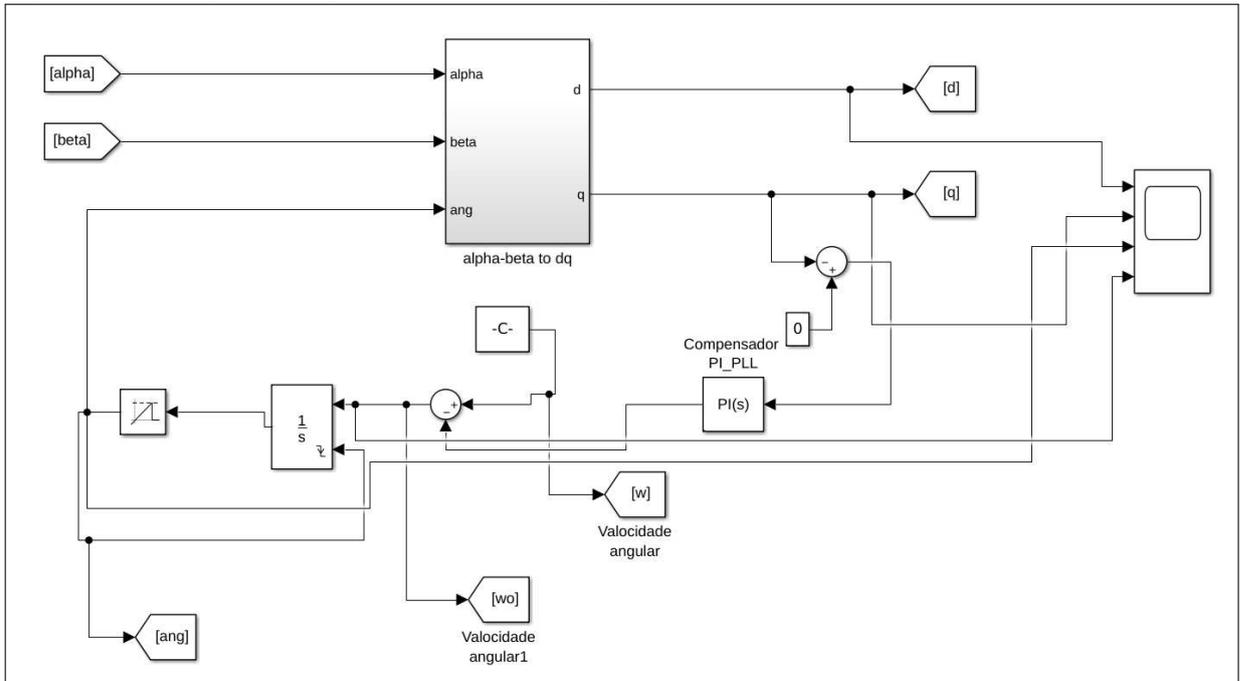
Fonte: Elaborado pelo próprio autor

Na Figura 39 pode-se observar a estrutura do controle do sistema, na Figura acima se destacam o conversor CC-CA, englobando o esquemático do PLL (*PhaseLokedLoop*), o sistema de controle da corrente e o gerador PWM.

A.1.1 PLL

Na Figura 45 mostra o diagrama de blocos da dinâmica do PLL desenvolvida na simulação deste trabalho. No teórico, a Figura 20 representa esta implementação.

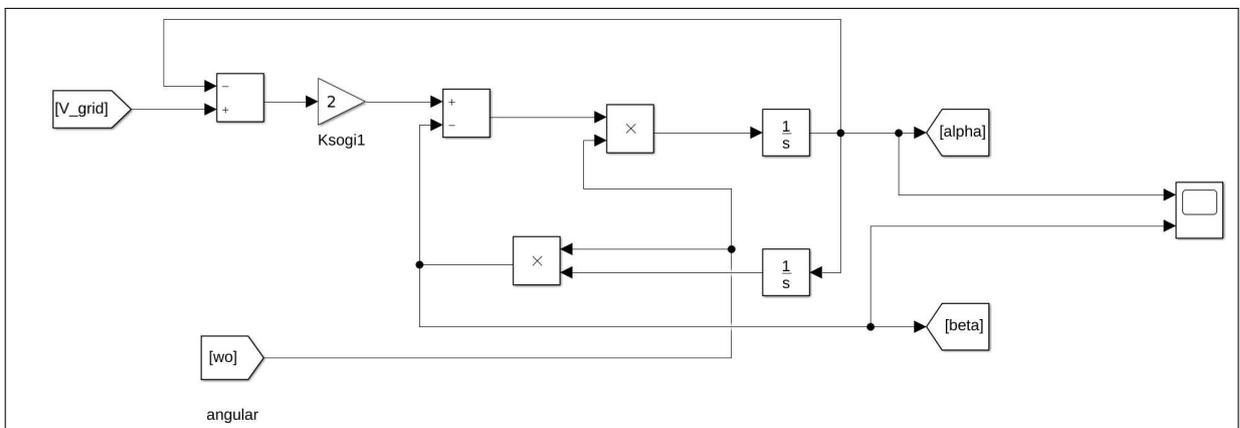
Figura 45 – Diagrama esquemático do PLL implementado no software Matlab/Simulink.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor

Na Figura 46 mostra o diagrama de blocos da dinâmica do PLL desenvolvido na simulação deste trabalho.

Figura 46 – Diagrama esquemático dos parâmetros α e β aplicados no software Matlab/Simulink.

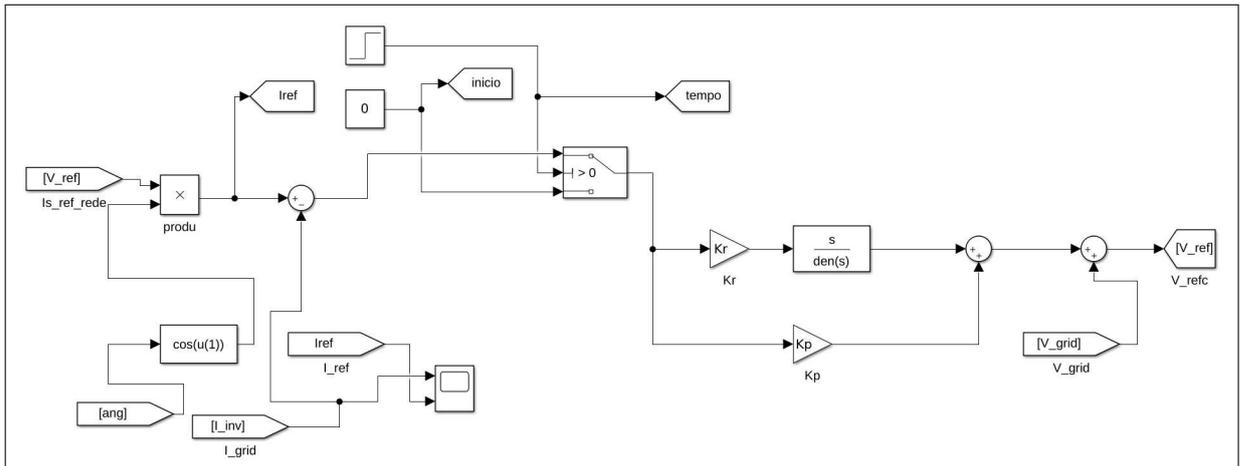


Fonte: Elaborado pelo próprio autor

A.1.2 Sistema do controle da Corrente do Conversor

A Figura 47 corresponde ao controle utilizado para obter os resultados apresentados na Seção 4.1.3.

Figura 47 – Diagrama esquemático do controlador do barramento CC implementado no software Matlab/Simulink.

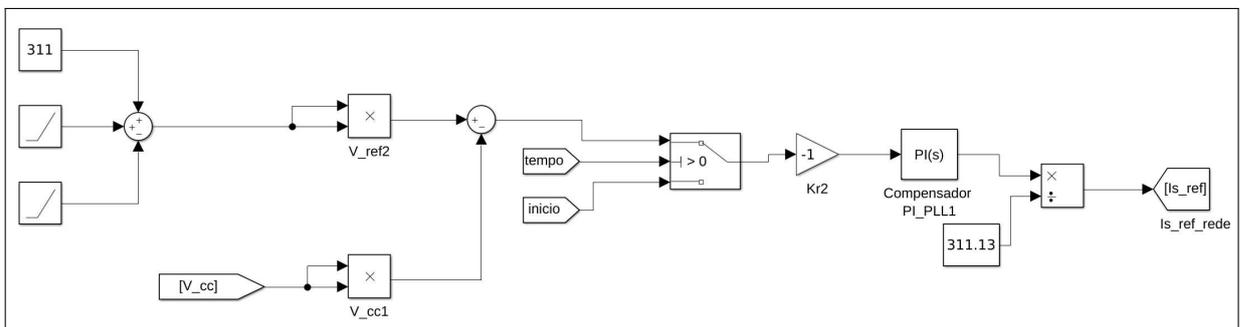


Fonte: Elaborado pelo próprio autor

A.1.3 Sistema do Controle do Barramento CC

A Figura 48 corresponde ao controle utilizado para obter os resultados apresentados na Seção 3.4.

Figura 48 – Diagrama esquemático do controlador do barramento CC implementado no software Matlab/Simulink.



Fonte: Elaborado pelo próprio autor