

UNIVERSIDADE FEDERAL DE MATO GROSSO DO SUL
FACULDADE DE ENGENHARIAS, ARQUITETURA E URBANISMO E GEOGRAFIA
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

ANDERSON DA SILVA VOLPATO

**Conversor trifásico CC-CA bidirecional para aplicação em
posto de recarga de veículos elétricos do tipo V2G**

Campo Grande, MS
2020

ANDERSON DA SILVA VOLPATO

**Conversor trifásico CC-CA bidirecional para aplicação em
posto de recarga de veículos elétricos do tipo V2G**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado como
exigência para obtenção do grau de Bacharelado
em Engenharia Elétrica da Universidade Federal
de Mato Grosso do Sul - UFMS

Orientador: Prof. Dr. Moacyr Aureliano Gomes de Brito

Campo Grande, MS

2020

Conversor trifásico CC-CA bidirecional para aplicação em posto de recarga de veículos elétricos do tipo V2G

Monografia apresentada à Universidade Federal de Mato Grosso do Sul na Faculdade de Engenharias, Arquitetura e Urbanismo e Geografia, para obtenção da Graduação em Engenharia Elétrica.

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Moacyr Aureliano Gomes de Brito
Orientador

Prof. Dr. Ruben de Barros Godoy

Prof. Dr. Marcio Luiz Magri Kimpara

Campo Grande, MS
2020

DECLARAÇÃO DE AUTORIA E RESPONSABILIDADE

Eu, **Anderson da Silva Volpato**, residente e domiciliado na cidade de Campo Grande, Estado do Mato Grosso do Sul, portador do RG de nº 001.455.437 e CPF nº 065.194.781-21, declaro que o Trabalho de Conclusão de Curso (TCC) apresentado, com o título “**Conversor trifásico CC-CA bidirecional para aplicação em posto de recarga de veículos elétricos do tipo V2G**” é de minha autoria e assumo a total responsabilidade pelo seu conteúdo e pela originalidade do texto. Declaro que identifiquei e referenciei todas as fontes e informações gerais que foram utilizadas para construção do presente texto. Declaro também que este artigo não foi publicado, em parte, na íntegra ou conteúdo similar em outros meios de comunicação, tendo sido enviado com exclusividade para a Universidade Federal de Mato Grosso do Sul (UFMS).

Campo Grande, 23 de novembro de 2020.



Nome Completo do Autor

AGRADECIMENTOS

Agradeço, acima de tudo, aos meus pais, Altair e Terezinha, por desde de criança me ensinarem a importância da educação e do estudo, e me apoiarem meu ingresso na universidade federal, e também proporcionarem um ambiente familiar com muito amor, onde eu pudesse me dedicar integralmente a graduação.

Agradeço ao Prof.Dr.Moacyr por me orientar neste trabalho com dedicação e paciência, e acreditar em mim, me convidando para iniciação científica que agregou muito aos meus conhecimentos, em minha formação e na realização deste trabalho.

Agradeço aos professores, Dr.Marcio Kimpara e Dr.Ruben de Barros Godoy, por aceitaram participar da banca avaliadora, e agregarem seus conhecimentos ao trabalho.

Agradeço à todos os professores do grupo docente do Departamento de Engenharia Elétrica da UFMS por todo aprendizado durante esses 5 anos.

Agradeço à minha namorada Lorena, por sempre estar ao meu lado, me incentivando nos momentos difíceis, e comemorando em todas as minhas vitórias.

Agradeço a todos meus amigos(as) de graduação Eduardo, Rafael, Leonardo, Lesseski, Arakaki, Marcelo, Vitor, Raika, Enis, Pedro, Bia e Alexandre, por todos os momentos felizes desse árduo caminho de formação profissional. Em especial o Alexandre, por estar ao meu lado em diversos projetos desde o ensino médio, e ser a primeira pessoa que me contou algo relacionado à Engenharia Elétrica, sendo o estopim para meus interesses sobre o assunto.

Agradeço aos meus amigos fora da faculdade que sempre me proporcionaram momentos em que eu pudesse me divertir e se distrair de todas as responsabilidades do curso.

RESUMO

Baseado no fato que além de serem meios de transporte os Veículos Elétricos (VEs) são também fontes de energia, é identificado que existe a possibilidade da conexão de um VE com a rede para que este funcione como uma geração distribuída (GD), com objetivo de injetar potência na rede elétrica, função denominada como *Vehicle-to-Grid* (V2G). Neste contexto, o presente trabalho teve o objetivo de desenvolver um conversor CC-CA bidirecional para conexão de um eletroposto de recargar de VEs à rede elétrica de distribuição, que conta com controle da corrente de saída, da tensão do barramento CC e também de potência, utilizando controladores clássicos do tipo PI. A filtragem do conteúdo harmônico produzido pelo sistema foi realizado a partir de um filtro L, e o valor da capacitância do barramento CC também foi estimada para gerar um nível de tensão com baixas perturbações. Para simulação do sistema foi utilizado o *software* MATLAB/Simulink® com dois conversores em paralelo para atender a potência desejada a partir de um inversor comercial selecionado. Os resultados obtidos foram correntes para o sistema com distorção harmônica total (DHT) de 2,4%, deixando uma margem de funcionamento em relação ao limite normativo do IEEE de 5%. O sistema de controle conseguiu proporcionar uma tensão CC estável do barramento, e uma resposta em potência que atendeu a funcionalidade do eletroposto sempre atingindo o que foi exigido pelos parâmetros de entrada de maneira suave evitando picos de corrente.

Palavras-Chave: conversor CC-CA, geração distribuída, veículos elétricos, vehicle-to-grid.

ABSTRACT

Based on the fact that in addition to being transportation mean Electric Vehicles (EVs) are also sources of energy, it is identified that there is a possibility of connecting an EV to the grid operating as a distributed generation (DG), with the objective of injecting power into the electricity grid, function called *Vehicle-to-Grid* (V2G). In this context, the present work aims of developing a bidirectional CC-AC converter to connect an EV charging station to the distribution network, which controls the output current, the DC bus voltage and also the power, using classic PI type controllers. The filtering of the harmonic content produced by the system was performed using an L filter, and the capacitance value of the DC bus was also estimated to generate a voltage level with low disturbances. For system simulation the *software* MATLAB/Simulink® has been used with two converters in parallel to reach the desired power from a selected commercial inverter model. The results obtained were current for the system with total harmonic distortion (THD) of 2,4%, leaving an operating margin in relation to the IEEE normative limit of 5%. The control system was able to provide a stable DC voltage of the bus, and a power response reached the wanted functionality of the electropost always reaching what was required by the input parameters in a smooth way, avoiding current peaks.

Keywords: DC-AC power converters, distributed generation, electric vehicles, vehicle-to-grid.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Oferta de Potência de Geração Elétrica – 2019 (%).	14
Figura 2 – Esquemático Geração Distribuída.	15
Figura 3 – Emissão de dióxido de carbono mundial de 1980 a 1999.	17
Figura 4 – Descoberta de novas reservas de óleo, reservas restantes, e consumo.	18
Figura 5 – Detalhe do funcionamento do VEH e VEP	19
Figura 6 – Detalhe de um VEH em sistema paralelo de motores	20
Figura 7 – Sistema elétrico com a introdução V2G	21
Figura 8 – Esquemático da estação de recarga de bicicletas elétricas, com geração fotovoltaica e banco de baterias	22
Figura 9 – Inversor Monofásico em ponte completa	23
Figura 10 – Modulação por largura de pulso senoidal.	24
Figura 11 – Esquemático padrão de um Inversor trifásico.	24
Figura 12 – Transformadas Park e Clarke	25
Figura 13 – Filtros L e LCL	27
Figura 14 – Circuito do Inversor trifásico com filtro L em conexão com a rede elétrica.	28
Figura 15 – Simplificação do circuito do inversor trifásico conectado a rede.	28
Figura 16 – Modelo do Inversor trifásico pelo lado do barramento CC	31
Figura 17 – Estrutura básica de um PLL	34
Figura 18 – Modelo linear do PLL	35
Figura 19 – SRF PLL	37
Figura 20 – Ilustração do SRF PLL	37
Figura 21 – Inversor trifásico comercial Supplier SPCIT 2000-60-15	39
Figura 22 – Circuito equivalente monofásico do inversor para um período de chaveamento	40
Figura 23 – Esquemático do Controle de Corrente	42
Figura 24 – Diagrama de Bode de $G_c(s)$ sem controlador	44
Figura 25 – Diagrama de Bode de $G_c(s)$ com controlador	45
Figura 26 – Esquemático da malha de tensão	45
Figura 27 – Diagrama de Bode de $G_v(s)$ sem controlador	47
Figura 28 – Diagrama de Bode de $G_v(s)$ com controlador	47
Figura 29 – Tempo de assentamento do PLL em função do fator de amortecimento ζ	49
Figura 30 – Circuito de potência equivalente	50
Figura 31 – Diagrama de controle do sistema	51
Figura 32 – Resposta do PLL a um degrau de frequência	52
Figura 33 – Resposta do PLL a um degrau de fase	53
Figura 34 – Resultados dos testes do PLL	54
Figura 35 – Resposta do sistema à um degrau de potência	55

Figura 36 – Resposta de V_{DC} ao um degrau de potência	56
Figura 37 – Correntes trifásicas da rede elétrica	56
Figura 38 – Correntes trifásicas dos inversores	57
Figura 39 – Correntes dos eixos direto e quadratura de referência e medidas da rede	57
Figura 40 – Correntes trifásicas com suavização da inicialização	58
Figura 41 – Potências do sistema para uma referência bidirecional	59
Figura 42 – Tensão V_{DC} para a simulação com referência bidirecional de potência .	60
Figura 43 – Sinais portadores dos chaveamentos dos inversores	60
Figura 44 – Correntes trifásicas dos inversores com interleaved	61
Figura 45 – Correntes trifásicas da rede elétrica com interleaved	61
Figura 46 – Interface MATLAB/Simulink® do controle de tensão	70
Figura 47 – Interface MATLAB/Simulink® do circuito de potência	71
Figura 48 – Interface MATLAB/Simulink® do PLL	72
Figura 49 – Interface MATLAB/Simulink® dos controles de correntes	73
Figura 50 – Interface MATLAB/Simulink® controle de potência e capacitor do barramento CC	74

LISTA DE TABELAS

1	Dados do Inversor	39
---	-----------------------------	----

SUMÁRIO

1	Introdução	11
1.1	Motivação do trabalho	12
1.2	Objetivo	12
1.3	Organização do trabalho	12
2	Contextualização do trabalho	13
2.1	Sistema Elétrico e matriz energética	13
2.2	Geração Distribuída	14
2.3	Smart Grid	16
2.4	Contexto envolvendo a tendência dos VEs	17
2.5	Veículos Elétricos puros e híbridos	18
2.6	<i>Vehicle to Grid</i> (V2G)	20
3	Análise do inversor bidirecional	22
3.1	Conversor CC-CA	22
3.2	Transformadas de Park e Clarke	25
3.3	Filtro de saída	26
3.4	Modelagem do Inversor para conexão à rede	27
3.5	Modelagem do inversor pelo lado do barramento CC	31
3.6	Controle de potência do inversor	32
3.7	Phase Locked Loop (PLL)	33
3.8	Synchronous Reference Frame PLL (SRF-PLL)	36
4	Projeto do controladores e cálculo dos componentes	39
4.1	Cálculo da Indutância de fase do filtro L	40
4.2	Estimativa do valor do Capacitor do barramento CC	41
4.3	Controlador de Corrente	42
4.4	Controlador de Tensão	45
4.5	Controle de potência	47
4.6	Cálculo dos parâmetros do PLL	48
4.7	Discretização dos controladores	49
5	Resultados e Discussões	50
5.1	Análise do PLL	52
5.2	Análise da resposta com degrau de Potência	55
5.3	Aperfeiçoamento da inicialização e resposta do sistema, com um perfil de potência bidirecional de referência	58
5.4	Paralelismo <i>interleaved</i> entre inversores	60

6	Conclusão	62
	Apêndices	67
A	Script de cálculos	67
B	Arquivo de simulações	70

1 INTRODUÇÃO

No início do século XX, a disponibilidade a baixo custo de combustíveis fósseis somado a baixa preocupação do mundo com o aspecto ambiental foram fatores determinantes para a disseminação de veículos a combustão (VC) acontecesse e suprimisse inicialmente a ideia de implantação da cultura de eletrificação dos veículos. Com o desenvolvimento de novas pesquisas ocorreram ainda melhorias que levaram a tendência do veículo a combustão, como a partida elétrica, e melhoria das estradas e ruas [1].

Era fato que a tecnologia da época ainda não era favorável para o desenvolvimento de veículos elétricos (VEs) que competissem a altura dos modelos a combustão. A eletrônica de potência nasceria apenas por volta de 1960 com a criação do Tiristor, e só teria seu grande desenvolvimento e impulsionamento quase no final do século, nos anos 1980 [2]. Outro fator que levou o retardo da fabricação de VEs na indústria foi o lento desenvolvimento de baterias que fossem competitivas o suficiente para superar os combustíveis em eficiência e preço [3].

Contudo, a crescente penetração das fontes renováveis de energia, como a fotovoltaica e a eólica, elevaram a necessidade da diversificação das matrizes energéticas trazendo como prioridade fontes denominadas de *Carbon-Free* (Livre de Carbono), que não emitem gases poluentes ao meio-ambiente durante sua utilização [4]. Essa tendência também corrobora com o provável esgotamento das fontes fósseis de energia nos próximos anos. Com isso, os VEs são uma solução para a mobilidade urbana respeitar o movimento de redução de emissão de gases nocivos ao meio ambiente e modificar a cultura de veículos a combustão [5].

Com a entrada de usinas geradoras na matriz energética utilizando fontes de energia renovável e também com a geração distribuída, conceitos de *MicroGrid* e *SmartGrid* estão cada vez mais populares e presentes, e trazem uma metodologia de sistemas de distribuição alimentados por várias centrais geradoras de pequeno porte, e em sua maioria de energia renovável, com geração predominante próxima do consumidor [6].

É fato que além de ser uma forma de transporte, por ter um banco de baterias dentro de si, os VEs podem também ser considerados como fontes de energia. Assim, além de utilizar a energia da rede para se recarregar, existe também a possibilidade do VE injetar sua energia armazenada na rede elétrica, o que é chamado de *Vehicle to Grid* (V2G) [7].

Portanto, para suportar essa função, um eletroposto de recarga de VEs precisa ter estágios bidirecionais tanto CC-CC, como CC-CA, para assim retirar energia da rede para recarga do VE, e quando desejado enviar energia das baterias para rede, como um ponto de geração distribuída. O conversor de interface com a rede se trata

de um inversor trifásico bidirecional, que será o foco desse trabalho.

1.1 Motiva  o do trabalho

A motiva  o para o trabalho    a temática envolvendo VEs, pois o futuro da mobilidade urbana mundial    a eletrifica  o dos meios de transporte, uma vez que as fontes de energia providas de combustíveis fósseis irão acabar em algum momento ao longo dos anos, e também que manter o atual cenário s   traria mais problemas ambientais.

Outra justificativa para o trabalho    a inicia  o científica que o discente participa, *Desenvolvimento de Sistema Nacional de Recarga Rápida de Bicicletas e Veículos Elétricos para Aplica  es V2G (Vehicle to Grid)*, que trata do tema abordado, e irá construir um conversor bidirecional CC-CA para conexão do posto de recarga de VEs com a rede elétrica de distribui  o.

1.2 Objetivo

O objetivo central do trabalho    a simula  o do sistema que compõe o conversor bidirecional CC-CA para transferência de potência entre o eletroposto e a rede elétrica. Para isso, tem-se as seguintes metas:

- Controlar o inversor para receber e injetar potência ativa na rede elétrica de distribui  o.
- Fazer a modelagem do inversor para o projeto dos controladores.
- Utilizar um controle com malhas de tensão e corrente para atingir a estabilidade do sistema.
- Desenvolver um *Phase Locked loop*(PLL) trifásico para o sincronismo do inversor com a rede.

1.3 Organiza  o do trabalho

O trabalho    organizado da seguinte forma: A contextualiza  o geral abordando o conversor estudado está inserido no Capítulo 2. O Capítulo 3 tratar   da modelagem do conversor considerando o filtro de conexão escolhido, e também a metodologia de projeto do PLL e, por fim, da modelagem do conversor para o controle de potência ativa e reativa. O Capítulo 4 detalhar   os projetos dos controladores de corrente, tensão, potência, ajuste dos parâmetros do PLL, cálculo dos componentes do sistema, como a capacitância do barramento CC e a indutância do filtro de conexão. Os resultados das simula  es e discussões em rela  o a estas serão apresentados no Capítulo 5. Por fim, o Capítulo 6 traz as conclusões do trabalho.

2 CONTEXTUALIZA  O DO TRABALHO

2.1 Sistema Elétrico e matriz energética

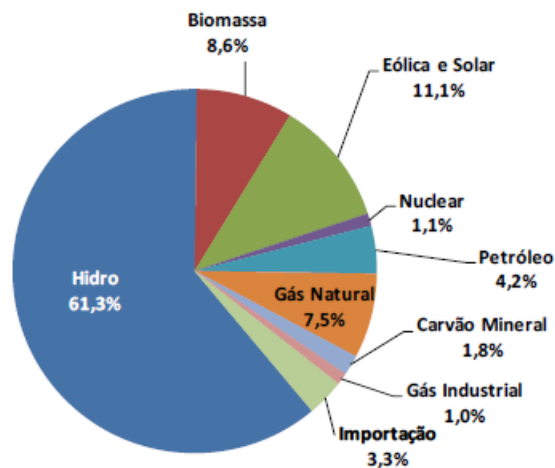
O início da distribui  o de energia elétrica para consumidores está datada no final do século XIX quando ocorreu a chamada *Batalha das Correntes*, onde Nikola Tesla defendia a utiliza  o da corrente alternada (CA), e Thomas Edison a corrente continua (CC). Complica  es em rela  o    distribui  o de eletricidade para longas distâncias utilizando o sistema em CC levaram a vitória do sistema CA na época. Tesla não são criou o conceito, mas também inovou criando máquinas elétricas que o utilizavam, como o motor de indu  o, o transformador, e patentes que no futuro ajudariam a cria  o da primeira usina hidrelétrica. Essa vitória fez com que todo o sistema até hoje em dia utilize majoritariamente o sistema CA para transmissão e distribui  o de energia elétrica [8,9].

Hoje esse modelo de distribui  o de eletricidade foi altamente explorado e aperfeiçoado. Um reflexo disso    o Sistema Interligado Nacional (SIN), o qual tem infraestrutura que abrange a gera  o, transmissão e distribui  o de energia elétrica interligando todas as centrais geradoras do território brasileiro para obter a melhor utiliza  o das fontes de energia, assim como evitar problemas de fornecimento causados por sazonalidades, alcançado o equilíbrio nos fluxos de potência para suprir as demandas de eletricidade de qualquer região e ainda diminuindo as perdas [10].

O crescimento urbano exponencial sempre exigirá o aumento da gera  o de energia elétrica, dado a entrada de novos consumidores, e também a eleva  o do consumo, que    previsto em estudos como [11], e estatisticamente por [12]. Daí a necessidade da constru  o de novas unidades de gera  o de grande porte para atender essa demanda energética.

Atualmente, conforme ilustrado na Figura 1, a matriz energética brasileira possui a maior parte de suas ofertas provindas de fontes hídricas com 61,3% do total de 178,1 GW. Desse total 84,3% das fontes de energia são renováveis. De 2018 para 2019, de acordo com [12], as fontes renováveis cresceram 6,11%, com expressivo aumento de gera  o por energia fotovoltaica de 2,296 GW, para 4,443 GW, um aumento de 93%. Esse aumento vem em grande parte por causa de incentivos econ  micos, e também pela pressão mundial para aumentar a gera  o de energia elétrica através de fontes de energia alternativa e renovável, para que assim o meio ambiente tenha a possibilidade de se recuperar dos longos anos de emissão de gases de efeito estufa. Desse aumento na gera  o de energia solar brasileira, 1,97 GW foram produzidos pela entrada de gera  es distribuídas.

Figura 1. Oferta de Potência de Gera  o Elétrica – 2019 (%).



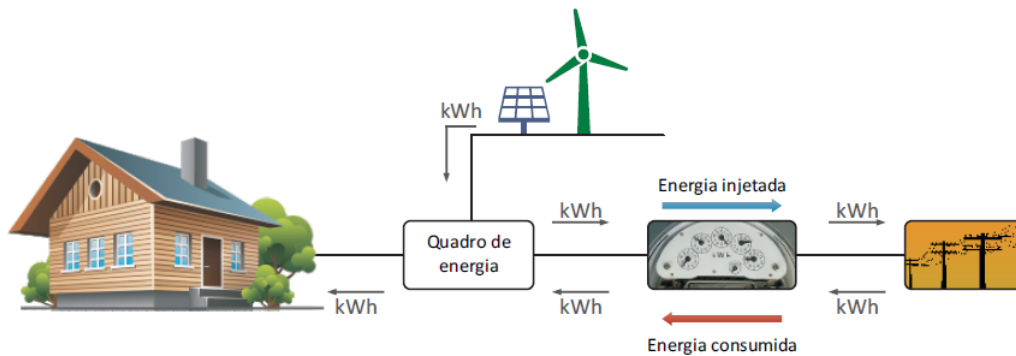
Fonte: [12]

2.2 Gera  o Distribuída

De acordo com várias defini  es apresentadas em [13], o termo Gera  o Distribuída (GD) pode ser definido como qualquer fonte geradora que pode ser conectada a rede para produ  o local de energia elétrica, não sendo considerada uma central de larga escala e sem destino centralizado. Normalmente, estas fontes são gera  es fotovoltaicas ou eólicas.

Em abril de 2012, entrou em vigor a Resolu  o Normativa da ANEEL *não* 482/2012, a qual tornou possível qualquer consumidor gerar energia elétrica a partir de fontes renováveis ou cogera  o qualificada, e ainda enviar o excedente gerado para a rede de distribui  o, como mostrado no esquemático da Figura 2. A instala  o de pequenos sistemas geradores espalhados pela rede elétrica de distribui  o pode trazer grandes benefícios. Devido a gera  o estar mais próxima dos consumidores, a GD pode retardar a necessidade de expansões nos sistemas de distribui  o e transmissão, sendo que o fluxo de potência que antes percorria grandes distâncias para atender certa instala  o, agora possui um caminho mais curto caso esteja perto de uma ou várias GDs. Outros benefícios são a diminui  o das perdas por distribui  o e transmissão, assim como um melhor nível de tensão da rede em períodos de alta demanda de energia. Além disso, a introdu  o da GD na matriz energética também atende a necessidade crescente da diversifica  o das fontes de energia [14].

Figura 2. Esquemático Gera  o Distribuída.



Fonte: [14]

Para fomentar ainda mais o desenvolvimento da gera  o distribuída, e por consequência a gera  o de energia por fontes renováveis, o Brasil colocou diversos incentivos de acordo com [15]:

- Desconto de 80% na Tarifa de Uso dos Sistemas de Transmissão (TUST) e na Tarifa de Uso dos Sistemas de Distribui  o (TUSD) para empreendimentos cuja potência injetada nos sistemas de transmissão ou distribui  o seja menor ou igual a 30.000 kW e que entrassem em opera  o até 31 de dezembro de 2017.
- Isenta do Imposto sobre Circula  o de Mercadorias e Serviços (ICMS) as opera  es envolvendo vários equipamentos destinados    gera  o de energia elétrica por células fotovoltaicas. Contudo, não abrange todos os equipamentos utilizados pela gera  o fotovoltaica, como inversores e medidores, e também por empreendimentos eólicos.
- Condi  es Diferenciadas de Financiamento:
 1. Banco Nacional de Desenvolvimento Econ  mico e Social (BNDES): centrais de fontes alternativas podem financiar seus projetos com juros abaixo dos padrões do mercado.
 2. Projetos de Eficiência Energética (PROESCO): Financia estudos que contribuam para a substitui  o de combustíveis de origem f  ssil por fontes renováveis.
 3. Caixa Econ  mica Federal (CEF): Inclusão de equipamentos utilizados em sistemas de gera  o distribuída na lista de itens financiáveis através do Construcard.
- Pesquisa e Desenvolvimento: Cria  o de Laboratório de pesquisa Richard Louis Anderson focado na pesquisa e desenvolvimento de módulos fotovol-

taicos customizados. Fundo Solar de financiamento, oferecendo R\$1.000,00 a R\$5.000,00 por projeto de microgera  o fotovoltaica conectado   rede.

A tecnologia da gera  o distribuída contribui para o desenvolvimento socioecon  mico das regiões onde está sendo difundida, pois, essa nova atividade econ  mica gera empregos, proporciona a cria  o de novas empresas especializadas no ramo para atender a demanda de projetos, e ainda desenvolve a indústria de equipamentos associadas a GD [16].

Portanto,   possível concluir que há uma tendência no sistema energético brasileiro, no qual a utiliza  o de fontes renováveis e a preocupa  o com meio ambiente estão sendo priorizados e incentivados.

2.3 Smart Grid

O termo redes elétricas inteligentes, ou *Smart Grid* (SG),   normalmente referido como a forma com que a rede elétrica irá funcionar no futuro [6]. A tendência   que aconteça a intensifica  o de novas tecnologias envolvendo meios de telecomunica  o e a eletrônica de potência para o controle do sistema elétrico. Uma defini  o utilizada por [6],   que “*Smart grid*   o conjunto entre tecnologia, regulamenta  o, e regras de mercado necessárias para enfrentar os desafios aos quais a rede elétrica está exposta numa visão economicamente viável”.

Outra explica  o apresentada em [17] propõe que a SG   um sistema que integra todas as informa  es dos dispositivos de medi  o, gera  o e do armazenamento distribuído de energia, de forma segura, para que assim a central de opera  o da rede, possa fazer o diagnóstico em tempo real do seu estado, e assim realizar opera  es automaticamente para otimizar o funcionamento do sistema de potência.

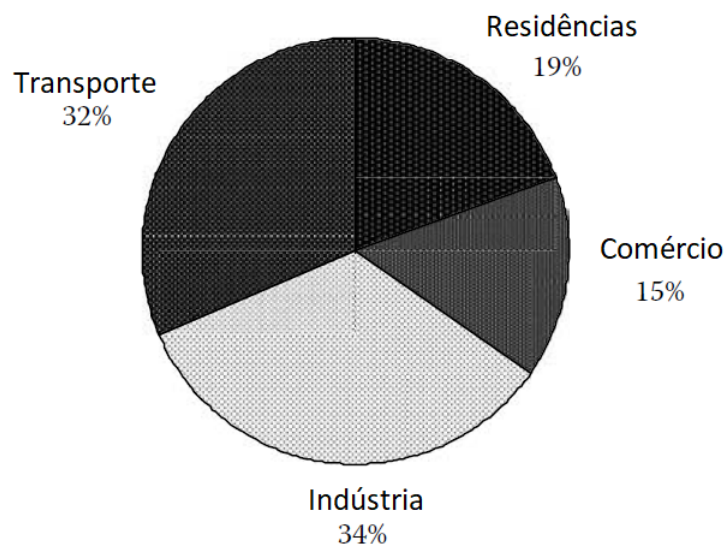
De acordo com [17], a SG tem o objetivo de trazer os seguintes benefícios para o controle da rede elétrica.

- Suportar a gera  o distribuída com objetivo de reduzir os impactos ambientais.
- Otimizar os meios de prote  o da rede elétrica e de sua opera  o, no sentido de aumentar a informa  o e locais de medi  o, promovendo maior confiabilidade no fornecimento de energia.
- Renovar a metodologia de tarifaço, para que o preço da tarifa seja dinâmica ao longo do dia. Assim como, obter um preço dinâmico no momento em que instala  es que possuem armazenamento próprio de energia decidirem injet  -la na rede para obter compensa  o em sua fatura de energia.

2.4 Contexto envolvendo a tendência dos VEs

Atualmente, cada vez mais publica  es midiáticas e estudos estão revelando os impactos ambientais causados pela utiliza  o de combustíveis fósseis como o petróleo, e outras fontes de energia que agridem o meio ambiente emitindo gases nocivos    atmosfera. Visto a necessidade de substituir essas fontes de energia, e sabendo que uma das principais fontes emissoras de gases prejudiciais    o setor de transporte,    eminente que a entrada dos veículos elétricos, como carros e bicicletas elétricas, irá iniciar a eletrifica  o dos meios de transporte que se tornar   a nova tendência nos próximos anos para preserva  o do meio ambiente [1, 18]. A Figura 3 ilustra a propor  o da emissão de dióxido de carbono entre os seguimentos encontrados na sociedade.

Figura 3. Emissão de dióxido de carbono mundial de 1980 a 1999.



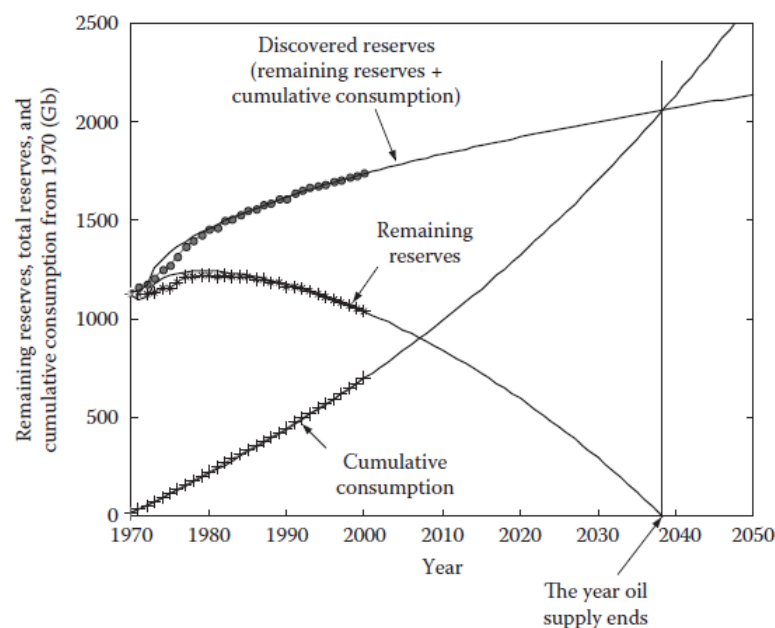
Fonte: Adaptado de [18]

A maior parte dos meios de transporte possuem como fonte de combustível derivados do petróleo. Por ser um combustível f  ssil, o processo de renova  o das reservas de petróleo levaria milhões de anos, da   pode ser deduzido que em algum momento a excessiva extra  o desse recurso, que não    apenas utilizado para combustíveis de veículos, irá se esgotar. De acordo com a Figura 4, a previsão de esgotamento das reservas existentes    para os próximos 20 anos. As novas descobertas de reservas conseguiriam apenas suprir o consumo já existente, o qual rapidamente ultrapassaria o valor extraído, gerando um *deficit* de combustível global.

Uma grande dificuldade que o VE possui para competir com o VC do ponto de vista de eficiência e autonomia,    o armazenamento de energia, a bateria. O desenvolvimento das baterias se deu muito em favor das tecnologias de comunica  o

que entraram no mercado no início século XXI. A demanda exigia a redu  o do peso e o aumento da energia armazenada em equipamentos como celulares e notebooks. O que acabou gerando um grande desenvolvimento tecnológico nas baterias [1]. Contudo, de acordo com [18], a capacidade de armazenamento se tratando de peso por volume ainda fica bem abaixo do ideal, por isso certas aplica  es de VEs acabam sendo extremamente limitadas, como, por exemplo, no transporte aéreo, onde    necessário percorrer longas distâncias.

Figura 4. Descoberta de novas reservas de óleo, reservas restantes, e consumo.



Fonte: [18]

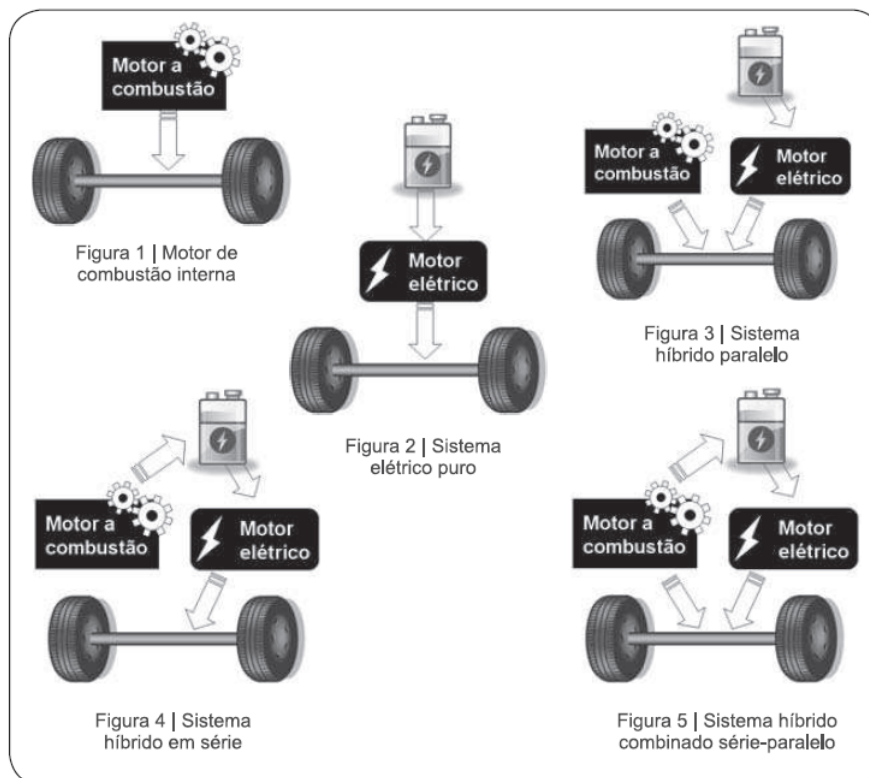
2.5 Veículos Elétricos puros e híbridos

A defini  o de VE    dada como aquele veículo que    tra  onado por pelo menos um motor elétrico.    possível encontrar motores elétricos nos veículos convencionais a combustão, contudo, esses servem apenas para auxiliar a execu  o de funcionalidades extras que estão inclusas nos veículos, como os vidros elétricos, para-brisas, etc. Ainda pode-se também encontrar a bateria em todos os VCs, contudo, ela não serve como fonte primária de energia para o veículo, e sim como fonte secundária para partida do motor, e alimentar os circuitos elétricos internos [1]. Existem duas categorias de veículos elétricos: híbridos (VEH) e puros (VEP).

O VEH traz em seu sistema o conjunto entre o motor a combustão e o motor elétrico. O VC não utiliza tudo o que    gerado pela combustão, como a energia dissipada na frenagem do veículo. Para isso, um motor elétrico pode funcionar na forma de gerador para reaproveitar essa energia e recarregar as baterias que servirão como fonte de energia para o mesmo. O banco de baterias do VEH não   

equivalente ao do VEP, pois, ocorre a divisão de armazenamento de energia entre as baterias e o tanque de combustível. O sistema de controle do veículo tem a função de administrar o funcionamento dos motores para que o carro atinja a maior autonomia possível utilizando as duas fontes de energia disponíveis. A Figura 5 ilustra de forma didática as diferentes configurações que um veículo elétrico pode ter, sendo ele VEH ou VEP [1, 18], com as setas simbolizando o fluxo energia (seja ela mecânica, ou elétrica) que vai para transmissão do veículo, e suas possíveis origens (baterias e/ou tanque de gasolina).

Figura 5. Detalhe do funcionamento do VEH e VEP

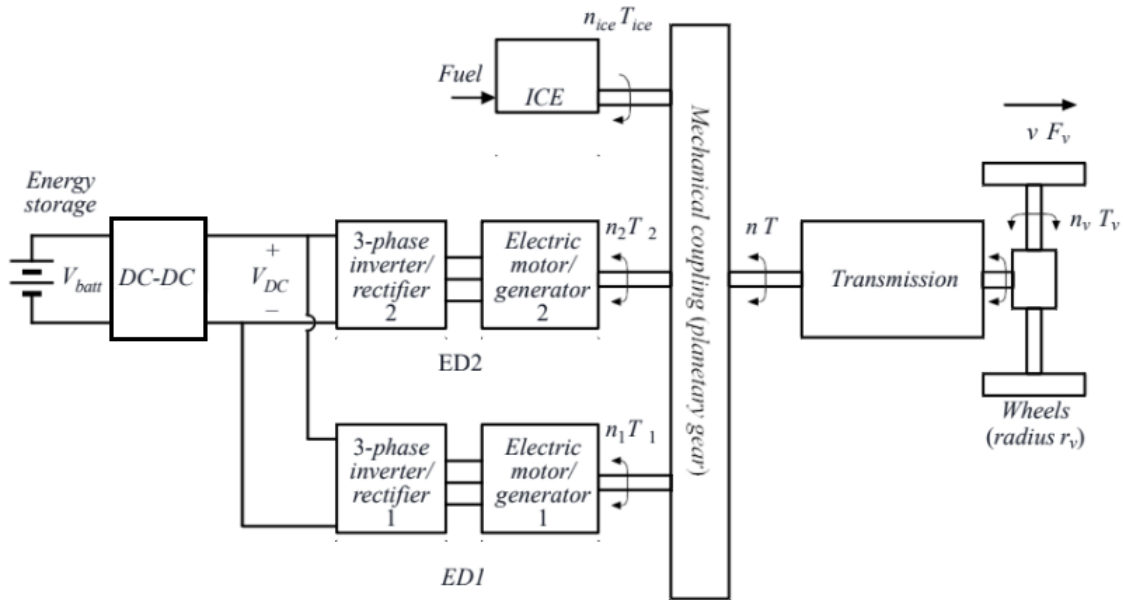


Fonte: [1]

Para ilustração mais detalhada do sistema elétrico e de controle que rege o carro elétrico    mostrado a Figura 6 de um sistema híbrido paralelo. Esta topologia    interessante pois mostra o quão importante foi o desenvolvimento tecnológico tanto da eletrônica de potência, quanto dos métodos de acionamentos de motores, para que fosse viável a construção desse sistema com eficiência. No primeiro sentido, bateria para transmissão, se observa que ocorre uma conversão da tensão da bateria para possibilitar que o inversor trifásico opere o motor de indução de maneira adequada, e ainda converta a tensão CC para CA devido ao motor de indução utilizado. O sentido transmissão para bateria pode utilizar o mesmo caminho antes mencionado, ou ter uma malha específica para o carregamento da bateria, como pode-se ver na Figura 6, que possui dois motores elétricos sendo um para funcionamento como

motor, e o outro como gerador, indicados respectivamente do inglês como *electric motor* e *generator*. Vale ressaltar também, que o conversor CC-CC indicado precisa ser bidirecional, elevador e abaixador de tensão.

Figura 6. Detalhe de um VEH em sistema paralelo de motores



Fonte: Adaptado de [18]

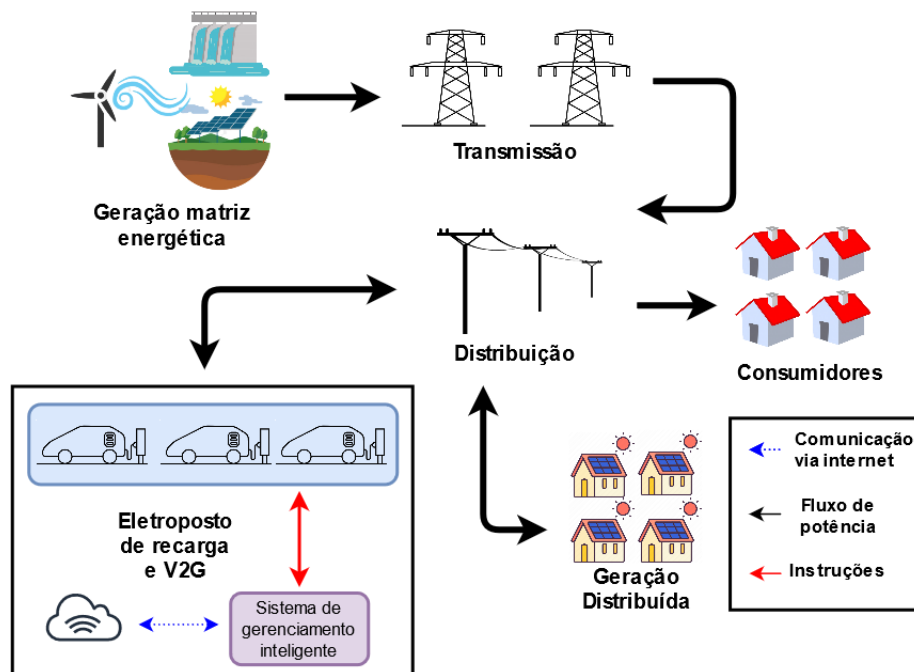
2.6 Vehicle to Grid (V2G)

Dentro desse meio de desenvolvimento de SGs, GDs e a probabilidade de uma virada na indústria automobilística centrada em VEs e VEHs,    notável destacar que além de serem meios de transporte os VEs são também sistemas de armazenamento de energia, e por consequência podem fornecer energia a qualquer momento, e assim para funcionarem como bancos de baterias convencionais basta estarem conectados a um sistema de carregamento que suporte o fluxo inverso de potência [19].

Com esse princípio em mente, com toda a populariza  o de sistemas de pequena gera  o através fontes renováveis, como sistemas fotovoltaicos e pequenas turbinas eólicas entrando na matriz energética através da gera  o distribuída,    notável a possibilidade de VEs também servirem de fontes alternativas de energia, para por exemplo auxiliar a rede elétrica nos picos de demanda, assim promover mais estabilidade a rede e diminuir as perdas, além de tardar a necessidade de futuras amplia  es de redes de distribui  o, ou subesta  es de energia elétrica [7]. Essa possível integra  o dos VEs ao sistema elétrico foi primeiramente mencionada em [20], e foi denominada de *Vehicle to Grid* (V2G), como dito em [19]. A Figura 7 ilustra o sistema elétrico com a introdu  o do sistema V2G.

Para adequa  o do V2G    necessário que existam postos de recarga que possibilitem a bidirecionalidade do fluxo de potência.    primordial que ao se iniciarem os

Figura 7. Sistema elétrico com a introdu  o V2G



Fonte: Adaptado de [7]

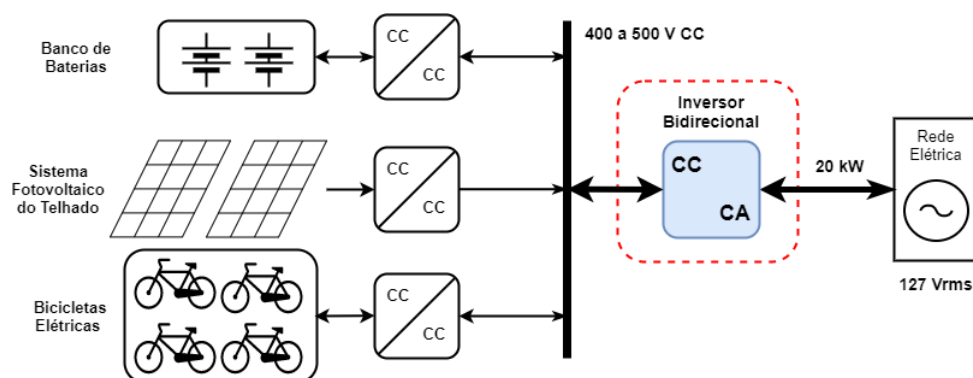
incentivos    compra de VEs, assim como foi com a GD, construam na mesma propor  o eletropostos de recarga pelas cidades, para realmente viabilizar a utiliza  o desses veículos elétricos [19]. Esse movimento trará uma grande demanda de novas empresas especializadas na constru  o de eletropostos, e também para manuten  o de VEs, beneficiando profissionais especializados na   rea.

No mesmo âmbito que a GD    esperado que o V2G promova uma compensa  o da fatura de energia do proprietário do VE, assim contando com mais um incentivo para a popula  o adquiri-los. Assumindo que a tarifa de energia futuramente virá a variar de acordo com a demanda da rede elétrica, e assim ao longo do dia se tenha uma curva do valor tarifário, os proprietários dos veículos teriam a possibilidade de determinar em que momento da tarifa (preço \$/kWh) seria priorizado para que o veículo disponibilizasse seu armazenamento de energia para ser injetado na rede elétrica.

3 ANÁLISE DO INVERSOR BIDIRECIONAL

O esquemático do eletroposto de bicicletas elétricas proposto neste trabalho    mostrado na Figura 8. O sistema possui um banco de baterias, um sistema fotovoltaico, e o carregamento das bicicletas, todos com seus conversores CC-CC individuais para atender o requisito de tensão para conexão com o barramento CC de tensão entre 400 a 500 V. O inversor bidirecional trifásico que    destacado na figura será controlado de modo a suprir as necessidades dessas fontes de energia, auxiliando-as de forma a absorver ou enviar potência para a rede. Este será o foco deste trabalho, portanto, este capítulo abordará o conteúdo teórico que será base para execu  o das simula  es de funcionamento do conversor bidirecional conectado    rede.

Figura 8. Esquemático da estac  o de recarga de bicicletas elétricas, com gera  o fotovoltaica e banco de baterias



Fonte: Próprio Autor

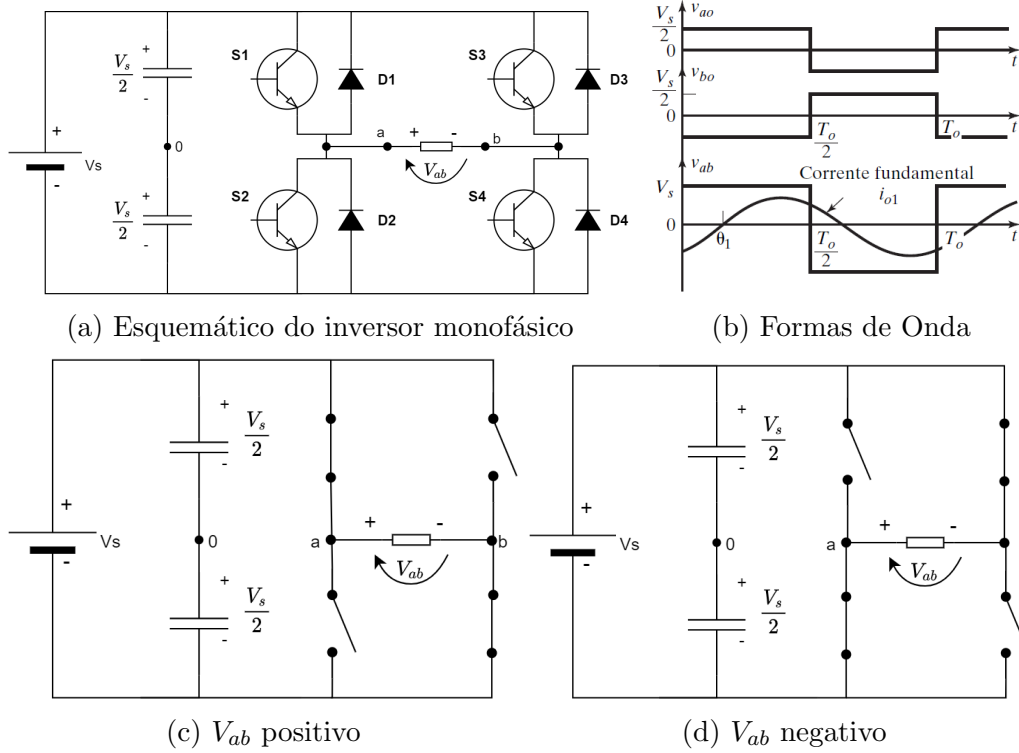
Nesse capítulo será detalhada a metodologia de funcionamento do inversor trifásico tratando da modelagem do inversor visto pela rede elétrica de distribui  o, assim como seu modelo pela visão do barramento CC. Além disso, também se abordará o controle de potência do inversor, que se trata da modelagem das plantas de potência ativa e reativa. Por fim, será explicado o método de sincroniza  o com a rede, expondo os princípios de um PLL monofásico, e mostrando como pode ser realizado para o caso trifásico.

3.1 Conversor CC-CA

A fun  o do conversor CC-CA    alterar a tensão da entrada de uma forma de onda continua transformando-a em uma onda alternada simétrica com uma determinada frequência e amplitude. A Figura 9 mostra um inversor monofásico em ponte completa, no qual    possível identificar pelas Figuras 9c e 9d que o responsável pela inversão da tensão    o chaveamento dos braços do inversor, que alteram a polariza  o da tensão V_{ab} na carga em um determinado período T_0 , através do processo de comuta  o. A corrente mostrada na Figura 9b    referente a uma carga indutiva,

pois mesmo a tensão tendo sido invertida, a corrente ainda está positiva, nesse caso a função dos diodos D2 e D3 da Figura 9a é entrarem em condução por corrente até que ela passe a ser negativa [2].

Figura 9. Inversor Monofásico em ponte completa



Fonte: Adaptado de [2]

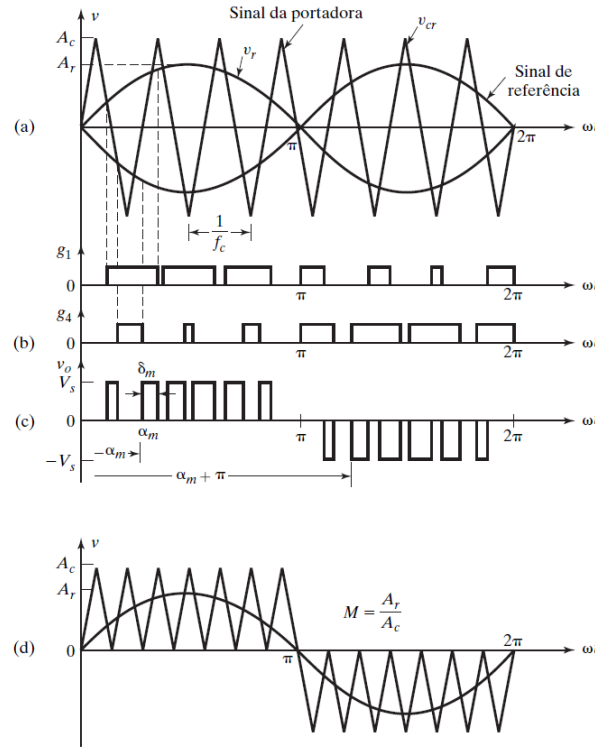
O controle da onda de tensão de saída de inversores é um fator essencial para funcionamento das cargas, pelo fato que diversas aplicações necessitam a variação de sua amplitude e frequência. A técnica comumente utilizada para controle de chaveamento dos interruptores é a modulação por largura de pulso, *Pulse Width Modulation* (PWM). A frequência de chaveamento do conversor é mantida fixa por um sinal portador de mesma frequência, e o controle do fluxo de potência é controlado pela variação do índice de modulação. Além de ser de simples implementação, essa técnica ainda facilita a modelagem do inversor para o sistema de controle [2,21]. A escolha da técnica de modulação tem grande impacto nos aspectos técnicos do inversor, pois, baseado nesta está a qualidade da corrente do conversor, assim como o projeto do filtro de conexão com a rede elétrica [22].

Uma das técnicas de modulação bastante utilizada em inversores é a modulação por largura de pulso senoidal (SPWM), que utiliza uma onda senoidal como referência. Essa modulação faz com que a largura dos pulsos sejam função da comparação do sinal senoidal com o sinal da portadora como mostrado na Figura 10.

O inversor trifásico pode ser considerado basicamente como a junção de três inversores monofásicos em meia ponte, como apresentado na Figura 11. Cada braço

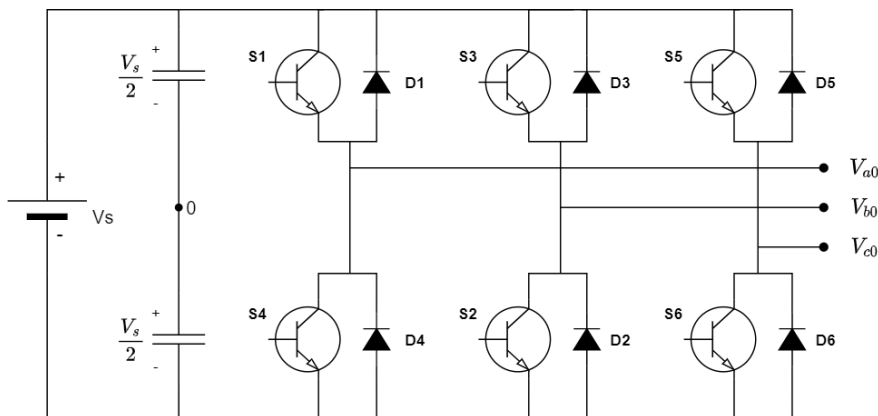
do inversor trifásico é respectivamente a tensão de fase V_{a0} , V_{b0} e V_{c0} , referido ao ponto neutro 0, portanto, se tratando das tensões entre os braços de chaveamento V_{ab} , V_{bc} e V_{ca} , podem ser definidas como as tensões de linha do inversor.

Figura 10. Modulação por largura de pulso senoidal.



Fonte: [2]

Figura 11. Esquemático padrão de um Inversor trifásico.



Fonte: Adaptado de [2]

A modulação SPWM aplicada ao inversor trifásico é semelhante ao já explicado para o sistema monofásico, a diferença consiste na necessidade da construção de três sinais de tensão senoidal defasados entre si de 120° . Para isso, as ondas modulantes serão defasadas entre si de 120° , com mesma frequência e amplitude, e também,

comparadas ao mesmo sinal portador, assim utilizando 3 modula  o senoidais bipolares.

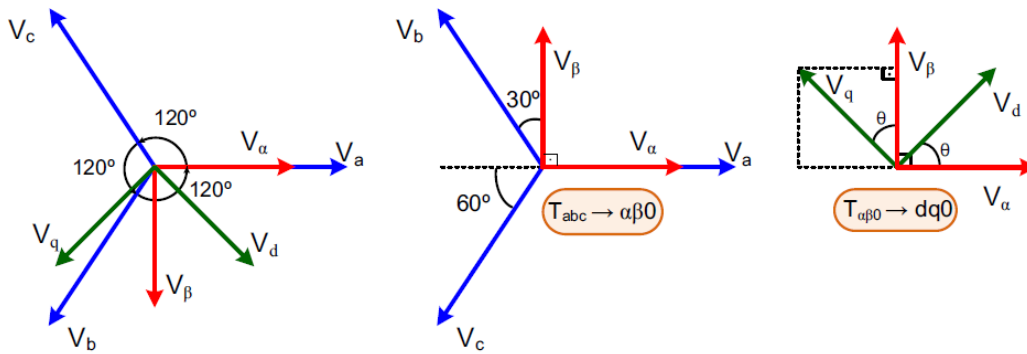
3.2 Transformadas de Park e Clarke

Normalmente no controle de inversores trifásicos opta-se pela mudança de um sistema trifásico abc , para um sistema em coordenadas síncronas constantes dq . Para chegar-se nessa referência, primeiramente, aplica-se a transformada de Clarke, que transforma um sistema trifásico estacionário em um sistema bifásico $\alpha\beta$ também estacionário. A segunda transformada    denominada de Park, que transforma o sistema bifásico $\alpha\beta$ estacionário, em um sistema dq , que consiste de dois vetores constantes que giram na velocidade síncrona w_s , sendo d o eixo direto, e q o eixo de quadratura. A ilustra  o das transformadas está representada na Figura 12, e as equa  es são apresentadas em (1) e (2). A utiliza  o dessas transformadas também facilita o controle de potência ativa e reativa do inversor, pois, quando aplicada ao controle de corrente, a componente d da transformada está diretamente ligada a parcela ativa da potência, e q a parcela reativa.

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

Figura 12. Transformadas Park e Clarke



Fonte: [23]

Pode-se ainda, associar as transformadas, e criar uma matriz transformada direta do sistema abc para o dq , e também a transformada inversa, como mostrado em 3 e

4.

$$T = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3)$$

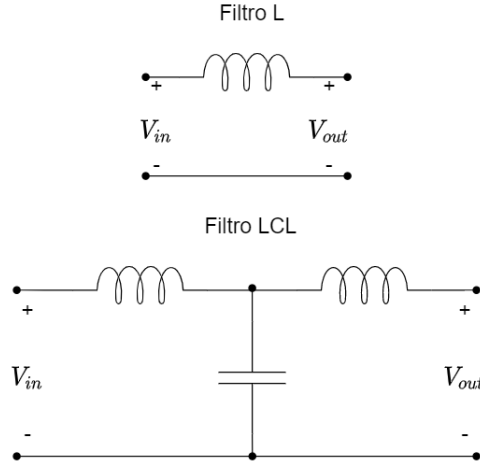
$$T^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (4)$$

3.3 Filtro de saída

A tensão de saída do inversor possui uma alta porcentagem de harm  nias de alta frequência geradas pela comuta  o dos interruptores devido ao PWM. Por consequência, a corrente de saída do conversor também irá possuir essas componentes, que são prejudiciais    rede elétrica. De acordo com as normas do *Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletr  nicos* (IEEE), a distor  o harmônica da corrente de saída de conversores de potência não deve ultrapassar 5% da corrente fundamental em seu funcionamento nominal. Portanto, v  -se a necessidade de um filtro de saída no inversor para atenuar as harmônicas de alta frequência, e permitir a inje  o de potência na frequência fundamental.

Trabalhos como [24, 25] apresentaram estudos de topologias de filtros L, LC e LCL. O ponto fundamental desejado no projeto    que a característica de saída do inversor seja em fonte de corrente, e portanto,    necessário que o filtro possua um indutor na saída. Sendo assim, primeiramente foram selecionados as topologias L e LCL, como ilustrado na Figura 13. O filtro L se mostrou uma soluço interessante por proporcionar simplifica  o da malha de controle de corrente. Já o filtro LCL apresenta um pico de ressonância que dificulta o controle da corrente injetada mesmo apresentando maior atenua  o das harmônicas de corrente por se tratar de um filtro de terceira ordem. Além disso, o filtro LCL demanda maior quantidade de sensores, como por exemplo, sensores de corrente no ramo capacitivo e a problemática de possuir uma indutância de saída muito baixa, podendo afetar o controle por causa da indutância da rede elétrica [22]. Com isso, para as simula  es deste trabalho escolheu-se o filtro L.

Figura 13. Filtros L e LCL



Fonte: Próprio autor

3.4 Modelagem do Inversor para conexão    rede

Com a escolha do filtro, o inversor conectado    rede pode ser representado como mostra a Figura 14. Assume-se que o sistema elétrico de distribui  o está equilibrado e, suas tensões são de sequência positiva, como descrito por (5).

$$\begin{cases} v_a(t) = V_p \sin(\omega t) \\ v_b(t) = V_p \sin(\omega t - 120^\circ) \\ v_c(t) = V_p \sin(\omega t + 120^\circ) \end{cases} \quad (5)$$

Daí tira-se também os valores das tensões de linha como em (6).

$$\begin{cases} v_{ab}(t) = \sqrt{3}V_p \sin(\omega t + 30^\circ) \\ v_{bc}(t) = \sqrt{3}V_p \sin(\omega t - 90^\circ) \\ v_{ca}(t) = \sqrt{3}V_p \sin(\omega t + 150^\circ) \end{cases} \quad (6)$$

   possível fazer a simplifica  o da Figura 14 e transforma-la na Figura 15, com o objetivo facilitar a modelagem do sistema, e assim, encontrar as fun  es de transferência que descrevem o comportamento das correntes em coordenadas dq sendo a entrada a razão cíclica d . Neste trabalho, adotou-se d como análogo ao   ndice de modula  o m do inversor.

Aplicando os conhecimentos prévios da lei das tensões de Kirchhoff no circuito simplificado    possível encontrar as equa  es das malhas mostradas em (7).

Figura 14. Circuito do Inversor trifásico com filtro L em conexão com a rede elétrica.

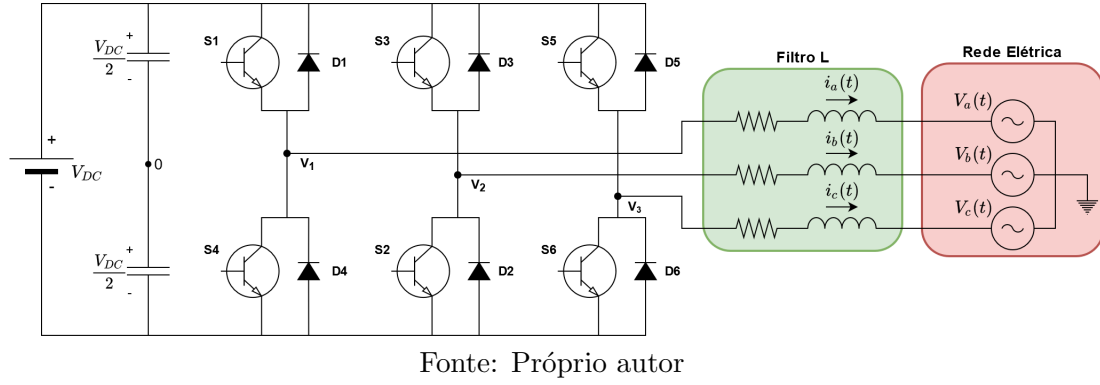
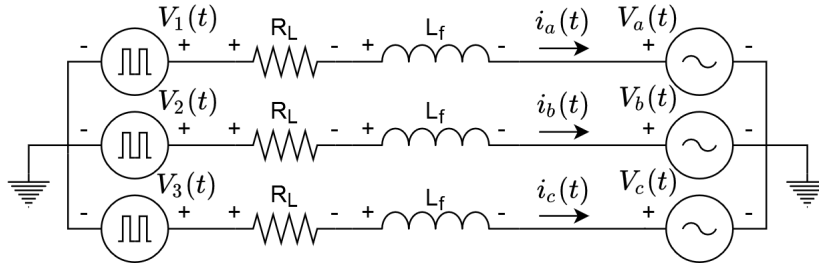


Figura 15. Simplificação do circuito do inversor trifásico conectado a rede.



$$\begin{cases} v_1(t) - v_a(t) - L_f \frac{di_a(t)}{dt} - R_L \cdot i_a(t) = 0 \\ v_2(t) - v_b(t) - L_f \frac{di_b(t)}{dt} - R_L \cdot i_b(t) = 0 \\ v_3(t) - v_c(t) - L_f \frac{di_c(t)}{dt} - R_L \cdot i_c(t) = 0 \end{cases} \quad (7)$$

Para o inversor trifásico cada ramo de tensão pode ser considerado como um conversor Buck CC-CC, portanto as tensões de saída do sistema $v_1(t)$, $v_2(t)$ e $v_3(t)$, podem ser descritas como função das razões cíclicas d , e da tensão do barramento CC V_{DC} , como mostrado em (8). Por utilizar a modulação SPWM, a tensão máxima de saída do inversor fica limitada a $V_{DC}/2$.

$$\begin{cases} v_1(t) = \frac{V_{DC}}{2} \cdot d_a(t) \\ v_2(t) = \frac{V_{DC}}{2} \cdot d_b(t) \\ v_3(t) = \frac{V_{DC}}{2} \cdot d_c(t) \end{cases} \quad (8)$$

De (7), vê-se a possibilidade da representação do sistema na forma vetorial, a partir da definição dos vetores apresentados em (9).

$$\vec{v}_{abc} = \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix}; \quad \vec{i}_{abc} = \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix}; \quad \vec{d}_{abc} = \begin{bmatrix} d_a(t) \\ d_b(t) \\ d_c(t) \end{bmatrix}; \quad (9)$$

Com isso, substituindo em (7), os termos de (8) e (9), encontra-se a representa  o da equa  o na forma vetorial.

$$\frac{V_{DC}}{2} \cdot \vec{d}_{abc} - \vec{v}_{abc} - L_f \frac{d\vec{i}_{abc}}{dt} - R_L \cdot \vec{i}_{abc} = 0 \quad (10)$$

Para aplicar a transformada (3) na expressão (10)    necessário fazer o desenvolvimento da derivada que acompanha o valor do indutor L_f , apresentado em (12).

$$\vec{i}_{abc} = T^{-1} \cdot \vec{i}_{dq0} \quad (11)$$

$$\frac{d\vec{i}_{abc}}{dt} = \frac{d}{dt} T^{-1} \cdot \vec{i}_{dq0} + T^{-1} \frac{d\vec{i}_{dq0}}{dt} \quad (12)$$

Computando a derivada da transformada inversa tem-se que.

$$\frac{d}{dt} T^{-1} = T^{-1} \cdot \begin{bmatrix} 0 & -w & 0 \\ w & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (13)$$

Aplicando a transformada em (10).

$$T \cdot \frac{V_{DC}}{2} \cdot \begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix} - T \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} - T \cdot L_f \cdot \frac{d}{dt} \left(T^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \right) - T \cdot R_L \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = 0 \quad (14)$$

Alterando os componentes para coordenadas s  ncronas.

$$\frac{V_{DC}}{2} \cdot \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \\ d_0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} - T \cdot L_f \cdot \frac{d}{dt} \left(T^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \right) - R_L \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = 0 \quad (15)$$

Substituindo(12) e (13), em (15).

$$\frac{V_{DC}}{2} \cdot \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \\ d_0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} - T \cdot L_f \cdot \left(T^{-1} \begin{bmatrix} 0 & -w & 0 \\ w & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + T^{-1} \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \right) \right) - R_L \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = 0 \quad (16)$$

Eliminando as transformadas T com T^{-1} , e supondo que o sistema é simétrico e equilibrado.

$$\frac{V_{DC}}{2} \cdot \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} - L_f \cdot \left(\begin{bmatrix} 0 & -w \\ w & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \right) \right) - R_L \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = 0 \quad (17)$$

Rescrevendo (17), e assumindo que a tensão da rede seja equilibrada, e portanto $v_q = 0$, obtém-se (18).

$$\begin{cases} i_d \cdot R_L + L_f \cdot \frac{di_d}{dt} = \frac{V_{DC}}{2} \cdot d_d - v_d + w L_f \cdot i_q \\ i_q \cdot R_L + L_f \cdot \frac{di_q}{dt} = \frac{V_{DC}}{2} \cdot d_q - w L_f \cdot i_d \end{cases} \quad (18)$$

Observando (18), percebe-se que existe o acoplamento direto entre as equações dos eixos d e q . Para realizar o desacoplamento será realizada a realimentação direta dos componentes envolvendo $w L_f$. E assim, o sistema se restringe à (20).

$$\begin{cases} i_d \cdot R_L + L_f \cdot \frac{di_d}{dt} = \frac{V_{DC}}{2} \cdot d_d - v_d \\ i_q \cdot R_L + L_f \cdot \frac{di_q}{dt} = \frac{V_{DC}}{2} \cdot d_q \end{cases} \quad (19)$$

Aplicando perturbações nos sinais ($x = X + \hat{x}$) [26], têm-se.

$$\begin{cases} (I_d + \hat{i}_d) \cdot R_L + L_f \cdot \frac{d(I_d + \hat{i}_d)}{dt} = \frac{V_{DC}}{2} \cdot (D_d + \hat{d}_d) - (V_d + \hat{v}_d) \\ (I_q + \hat{i}_q) \cdot R_L + L_f \cdot \frac{d(I_q + \hat{i}_q)}{dt} = \frac{V_{DC}}{2} \cdot (D_q + \hat{d}_q) \end{cases} \quad (20)$$

Derivadas de constantes são eliminadas. Assim como $0,5 \cdot V_{DC} \cdot D_d = V_d + I_d \cdot R_L$. Considerando que o sistema está enviando apenas potência ativa, $I_q = 0$ e $D_q = 0$, resulta-se em (22).

$$\begin{cases} (\cancel{I}_d + \hat{i}_d) \cdot R_L + L_f \cdot \frac{d(\cancel{I}_d + \hat{i}_d)}{dt} = \frac{V_{DC}}{2} \cdot (\cancel{D}_d + \hat{d}_d) - (\cancel{V}_d + \hat{v}_d) \\ (\cancel{I}_q + \hat{i}_q) \cdot R_L + L_f \cdot \frac{d(\cancel{I}_q + \hat{i}_q)}{dt} = \frac{V_{DC}}{2} \cdot (\cancel{D}_q + \hat{d}_q) \end{cases} \quad (21)$$

$$\begin{cases} \hat{i}_d \cdot R_L + L_f \cdot \frac{d\hat{i}_d}{dt} = \frac{V_{DC}}{2} \cdot \hat{d}_d - \hat{v}_d \\ \hat{i}_q \cdot R_L + L_f \cdot \frac{d\hat{i}_q}{dt} = \frac{V_{DC}}{2} \cdot \hat{d}_q \end{cases} \quad (22)$$

Aplicando a transformada de laplace em ambas equações do sistema, e curto circuitando o lado da rede ($\hat{v}_d = 0$), obtém-se as funções de transferência (TF) que

definem o funcionamento das correntes do inversor trifásico visto da rede.

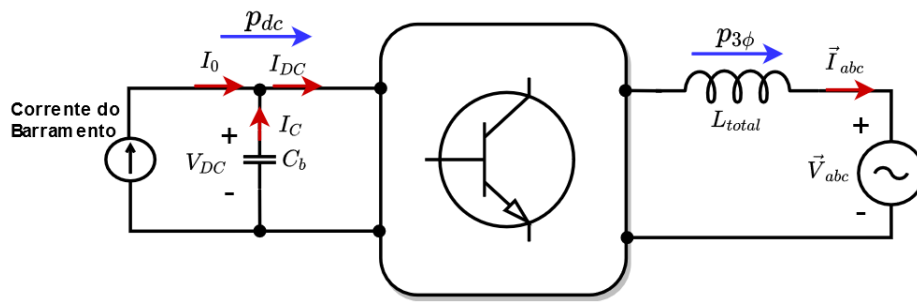
$$\begin{cases} \frac{\hat{i}_d(s)}{\hat{d}_d(s)} = \frac{V_{DC}/2}{R_L + L_f \cdot s} \\ \frac{\hat{i}_q(s)}{\hat{d}_q(s)} = \frac{V_{DC}/2}{R_L + L_f \cdot s} \end{cases} \quad (23)$$

3.5 Modelagem do inversor pelo lado do barramento CC

O barramento CC do projeto    composto por um capacitor (ou vários) de elevada capacitância que proporcionaria um nível de tensão continua estável para a entrada e retirada de potência do sistema, de modo a evitar eleva  es e quedas significativas do nível de tensão. A modelagem do inversor pela visão do barramento CC será baseada na Figura 16, onde considera-se o inversor alimentado por uma fonte de tensão constante. Considerando a potência de entrada e de saída do barramento CC, pode-se fazer a rela  o das correntes do n   do capacitor com as tensões e correntes da rede elétrica. Sabendo que a potência trifásica pode ser representada em coordenadas síncronas dq como:

$$\begin{cases} p_{3\phi} = v_a \cdot i_a + v_b \cdot i_b + v_c \cdot i_c = \frac{3}{2}(v_d \cdot i_d + v_q \cdot i_q) \\ p_{dc} = -V_{DC} \cdot C \cdot \frac{dv_{dc}}{dt} + v_{dc} i_o \end{cases} \quad (24)$$

Figura 16. Modelo do Inversor trifásico pelo lado do barramento CC



Fonte: Próprio autor

Igualando as duas equa  es, tem-se.

$$\begin{cases} p_{dc} = p_{3\phi} \\ \frac{3}{2}(v_d i_d + v_q i_q) = -V_{DC} C \frac{dv_{dc}}{dt} + V_{DC} i_o \end{cases} \quad (25)$$

Aplicando perturba  es nos sinais obt  m-se (26).

$$\frac{3}{2} \left[(V_d + \hat{v}_d)(I_d + \hat{i}_d) + (V_q + \hat{v}_q)(I_q + \hat{i}_q) \right] = -(V_{dc} + \hat{v}_{dc})C \frac{d(V_{dc} + \hat{v}_{dc})}{dt} + (V_{DC} + \hat{v}_{dc})(I_o + \hat{i}_o) \quad (26)$$

A fun  o de transferência que se deseja obter   $\hat{v}_{dc}/\hat{i}_d$, assim, as outras perturba  es precisam ser consideradas nulas, obtendo,

$$\frac{3}{2} \left[(V_d I_d + V_d \hat{i}_d + V_q I_q) \right] = -V_{dc}C \frac{d\hat{v}_{dc}}{dt} + V_{dc}I_o + \hat{v}_{dc}I_o \quad (27)$$

Uma vez considerado que,

$$\frac{3}{2} [(V_d I_d + V_q I_q)] = V_{dc}I_o \quad (28)$$

Então,

$$\frac{3}{2} V_d \hat{i}_d = -V_{DC}C \frac{d\hat{v}_{dc}}{dt} + \hat{v}_{dc}I_o \quad (29)$$

Assumindo que as tensões da rede elétrica sejam simétricas e equilibradas,   possível fazer a associa  o $V_{pico} = V_d$. E além disso, supõe-se que toda a corrente fornecida para rede venha exclusivamente do capacitor, assim pode-se considerar $I_o = 0$. Com isso aplicando a transformada de Laplace, a fun  o de transferência   dada como em (30).

$$\frac{\hat{v}_{dc}(s)}{\hat{i}_d(s)} = -\frac{3}{2} \cdot \frac{V_{pico}}{V_{DC} \cdot Cs} \quad (30)$$

3.6 Controle de potência do inversor

O controle de potência do inversor trifásico   feito a partir do cálculo das potências atuais ativa P e reativa Q do conversor, comparadas a um valor de referência gerando um erro, que a partir dele serão calculados as variáveis de controle. Para o cálculo das potências do inversor trifásico utiliza-se as equa  es mostradas em (31).

$$\begin{cases} P = 3 \cdot V_f I_f \cdot \cos(\phi) \\ Q = 3 \cdot V_f I_f \cdot \sin(\phi) \end{cases} \quad (31)$$

Onde:

V_f : Tensão de fase da rede.

I_f : Corrente de fase da rede.

ϕ :  ngulo entre a tensão e a corrente.

Transformando (31) em coordenadas dq obt  m-se:

$$\begin{cases} P = \frac{3}{2} \left(v_d i_d + v_q i_q \right) \\ Q = \frac{3}{2} \left(v_q i_d - v_d i_q \right) \end{cases} \quad (32)$$

Levando em considera  o que $v_q \approx 0$, e que v_d    o valor de pico da tensão da rede elétrica V_p , têm-se (33).

$$\begin{cases} P = \frac{3}{2} V_p i_d \\ Q = -\frac{3}{2} V_p i_q \end{cases} \quad (33)$$

Aplicando a teoria de perturba  es a pequenos sinais são obtidas as funções de transferência para P e Q, como mostradas respectivamente em (34).

$$\begin{cases} P(s) = \frac{\hat{p}}{\hat{i}_d} = \frac{3}{2} V_p \\ Q(s) = \frac{\hat{q}}{\hat{i}_q} = -\frac{3}{2} V_p \end{cases} \quad (34)$$

Com isso identifica-se as relações diretas do eixo direto (d) com a potência ativa e do eixo de quadratura (q) com a potência reativa.

3.7 Phase Locked Loop (PLL)

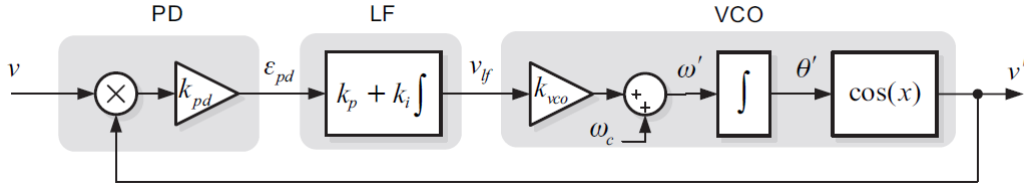
Uma das partes essenciais da conexão de um inversor seja ele monofásico ou trifásico    rede elétrica de distribui  o    a correta sincroniza  o com a rede. A complexidade dessa função vem do fato que a rede elétrica    um sistema dinâmico que sofre alterações constantes como, conexão e desconexão de cargas, possíveis faltas causadas por eventos naturais como raios ou quedas de árvores na rede, assim como por erros operacionais. A sincroniza  o    fundamental para integra  o entre o conversor de potência com todas as outras fontes de energia que estão conectadas a rede elétrica [22, 27, 28].

Para realizar essa sincroniza  o    utilizada uma técnica comumente vista em conversores de potência conectados    rede chamada *phase-locked-loop* (PLL). Essa técnica consiste na sintoniza  o de um oscilador interno que se mant  m em fase com um sinal externo qualquer através de um sistema em malha fechada que realimenta a saída, para assegurar a sincroniza  o de ambos [22].

A estrutura de um PLL básico pode ser vista na Figura 17. O primeiro bloco chamado de *Phase-Detector* (PD, "Detector de fase"), tem como função gerar um erro entre as fases do sinal de saída do PLL (v'), e o sinal de entrada (v). O segundo

bloco denominado LF normalmente   um compensador proporcional integral (PI) ou um filtro passa baixa (FPB) de primeira ordem, que tem a fun  o de atenuar as componentes alternadas de alta frequência que são geradas pelo detector de fase. O terceiro e último bloco chamado de Voltage-Controlled Oscillator (VCO) realiza a gera  o de um sinal sincronizado com sinal de entrada, e ainda recebe o sinal gerado pelo LF que efetuar  o ajuste para a sincroniza  o dos sinais [22]. A saída de LF pode ser considerado como uma velocidade angular de ajuste do sistema (w_{adj}), pois, para melhorar a velocidade do PLL,   determinada uma perspectiva da velocidade angular (w_c) do sinal que se desejada sincronizar, gerando assim pela soma $w_{adj} + w_c = w'$. Com a integra  o de w'   calculado o angulo (θ'), que   utilizado para cria  o da onda senoidal de saída utilizada para compara  o com o sinal de entrada.

Figura 17. Estrutura básica de um PLL



Fonte: [22]

O sinal de tensão de entrada e saída do PLL são mostrados em (35).

$$\begin{cases} v = V \cdot \sin wt + \phi \\ v' = \cos w't + \phi' \end{cases} \quad (35)$$

O PD faz a multiplica  o desses dois sinais gerando o erro (ε_{pd}), assim gerando a estrutura de (36), na qual fazendo as devidas manipula  es, e substituindo os termos trigonométricos por identidades trigonométricas resulta em (37).

$$\varepsilon_{pd} = V \cdot k_{pd} \cdot \sin(wt + \phi) \cos(w't + \phi') \quad (36)$$

$$\bar{\varepsilon}_{pd} = \frac{V \cdot k_{pd}}{2} \cdot \left[\sin((w - w')t + (\phi - \phi')) + \sin((w + w')t + (\phi + \phi')) \right] \quad (37)$$

O primeiro termo senoidal de (37)   um termo de baixa frequência ($w - w'$), já o segundo   um termo de alta frequência ($w + w'$) e, por isso, será filtrado pelo LF, e assim pode ser eliminado. Portanto, pode-se reescrever a expressão levando em considera  o apenas o termo de baixa frequência, e ainda eliminar o termo ($w - w'$) considerando-se que VCO   sincronizado com a frequência de entrada, partindo

do pressuposto que $w \approx w'$. Fazendo as manipulações descritas, o termo do erro de fase entre os sinais de entrada e saída é dado por (38).

$$\bar{\varepsilon}_{pd} = \frac{V \cdot k_{pd}}{2} \cdot \sin(\phi - \phi') \quad (38)$$

Observa-se de (38) que o erro gerado é do tipo não-linear por causa da sua forma senoidal, contudo, é possível fazer a linearização desse sinal. Quando $\phi \approx \phi'$ pode-se fazer a seguinte aproximação.

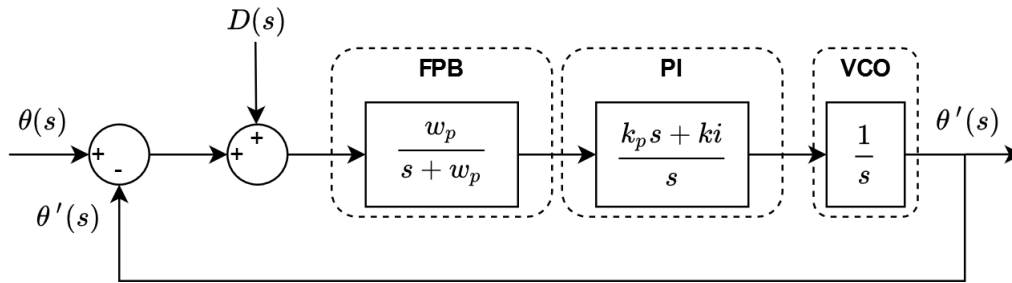
$$\sin(\phi - \phi') \approx \sin(\theta - \theta') \approx (\theta - \theta') \quad (39)$$

Substituindo (39) em (38), é mostrado em (40) o termo de maior relevância do PLL, quando este está sincronizado.

$$\bar{\varepsilon}_{pd} = \frac{V \cdot k_{pd}}{2} \cdot (\theta - \theta') \quad (40)$$

O modelo linearizado de PLL é mostrado na Figura 18, o qual possui um filtro passa baixa (FPB) na entrada, seguido de um PI, e o VCO que calcula a fase $\theta'(s)$ de tal forma a se igualar à $\theta(s)$. A função de transferência em malha fechada pode ser representada por (41).

Figura 18. Modelo linear do PLL



Fonte: Adaptado de [29]

$$\theta'(s) = G(s) \cdot [\theta(s) + D(s)] \quad (41)$$

Onde, $D(s)$ são perturbações no sinal de entrada referentes as harmônicas, e $G(s)$:

$$G(s) = \frac{k_p s + k_i}{\tau_p s^3 + s^2 + k_p s + k_i} \quad (42)$$

Com $\tau_p = \frac{1}{w_p}$.

Substituindo $k_i/k_p = w_z$, a função de transferência em malha aberta do PLL da Figura 18 pode ser escrita como:

$$G_{ma}(s) = \frac{k_p w_p (s + w_z)}{s^2 (s + w_p)} \quad (43)$$

Do qual pode se retirar a margem de fase (MF) como:

$$MF = \tan^{-1}(w_c/w_z) - \tan^{-1}(w_c/w_p) \quad (44)$$

Onde, o primeiro termo pode ser chamado de angulo ϕ_z , e o segundo de ϕ_p . w_c    a frequência de cruzamento, e pode ser definida por (45) deduzida em [29].

$$w_c = k_p \frac{\cos(\phi_p)}{\sin(\phi_z)} = \sqrt{w_p w_z} = k_p \quad (45)$$

Assumindo que $w_p = k^2 w_z$, onde k    uma constante, têm-se:

$$\begin{cases} w_z = w_c/k \\ w_p = k.w_c \end{cases} \quad (46)$$

Substituindo (46) em (44) obt  m-se (47) que estabelece a MF em função de k, no qual por [29] define-se uma faixa recomendada de $30^\circ < MF < 60^\circ$, e portanto $1,732 < k < 3,732$.

$$MF = \tan^{-1} \left(\frac{k^2 - 1}{2k} \right) \quad (47)$$

Concluindo, as equações de projeto dos parâmetros k_i , k_p , e w_p , são representadas em (48).

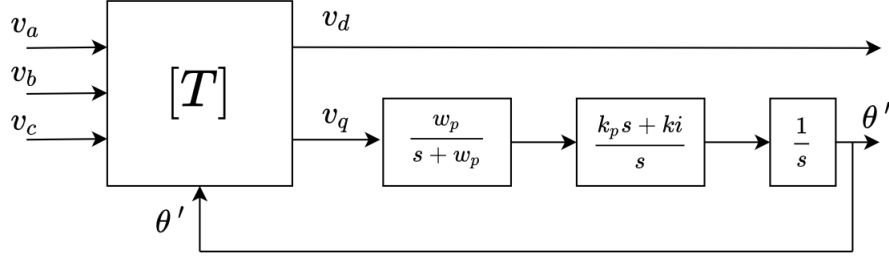
$$\begin{cases} k_p = w_c \\ k_i = w_c^2/k \\ w_p = k.w_c \end{cases} \quad (48)$$

3.8 Synchronous Reference Frame PLL (SRF-PLL)

A metodologia de PLL tratada na seção anterior, se baseia em um modelo monofásico, portanto v  -se a necessidade de uma metodologia para o sistema trifásico. Em [22]    apresentado o *Synchronous Reference Frame PLL* (SRF-PLL), que utiliza as transformadas de Park e Clarke, (1) e (2), transformando as tensões da rede elétrica de abc para $\alpha\beta$, e depois de $\alpha\beta$ para dq , para gerar o sinal de erro do PLL. A realimentação da malha fechada do PLL    feita a partir de θ' , o qual    o angulo de entrada θ mostrado em (2). A viabilidade dessa metodologia    verificada usando-se a transformada de Clarke, onde pela Figura 19, têm-se:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha \cos\theta' + v_\beta \sin\theta' \\ -v_\alpha \sin\theta' + v_\beta \cos\theta' \end{bmatrix} \quad (49)$$

Figura 19. SRF PLL



Fonte: Adaptado de [22]

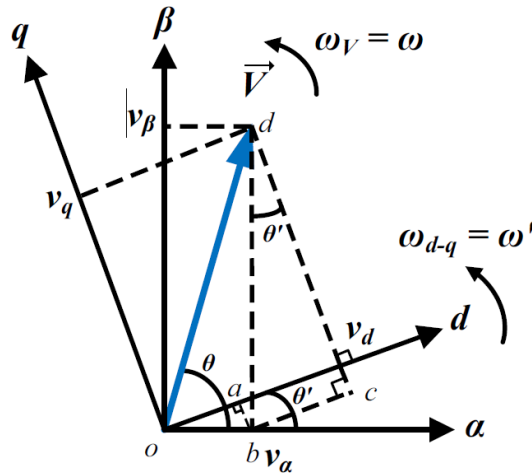
Sendo o erro dado na forma (50), semelhante a (40),    possível relacioná-lo com (49), pela ilustra  o geométrica da Figura 20. Como mostrado $v_\alpha \cos\theta' = oa$, $v_\beta \sin\theta' = bc$, $v_\alpha \sin\theta' = ba$ e $v_\beta \cos\theta' = cd$, portanto:

$$e = V \sin(\theta - \theta') \quad (50)$$

$$\begin{cases} v_d = v_\alpha \cos\theta' + v_\beta \sin\theta' = oa + bc = V \cos(\theta - \theta') \\ v_q = -v_\alpha \sin\theta' + v_\beta \cos\theta' = -ba + cd = V \sin(\theta - \theta') \end{cases} \quad (51)$$

$$\begin{cases} v_d = V \\ v_q = e \end{cases} \quad (52)$$

Figura 20. Ilustra  o do SRF PLL



Fonte: [30]

Assim concl  -se que utilizando SRF-PLL, a variável v_q    o próprio erro gerado

entre o ângulo da tensão de entrada θ e o   ngulo θ' . Por outro lado, a componente v_d    a amplitude de pico das tensões de entrada da rede.

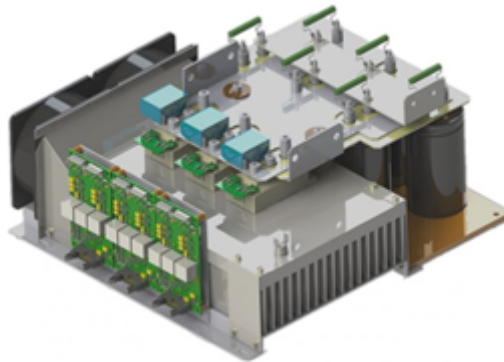
4 PROJETO DO CONTROLADORES E CÁCULO DOS COMPONENTES

O estágio de potência do inversor trifásico utilizado neste trabalho    baseado nos parâmetros do inversor comercial da empresa *Supplier*, o *Conjunto Inversor Trifásico SPCIT 2000-60-15*, que têm as características mostradas na Tabela 1, e sua estrutura física ilustrada pela Figura 21.

Tabela 1. Dados do Inversor

Modelo	SPCIT-2000-60-15
Potência	20 kVA / 380V
	11,55 kVA / 220V
Frequência de Chaveamento	15 kHz
Corrente Nominal	31 A_{rms}
Tensão Máxima CC	600 V

Figura 21. Inversor trifásico comercial Supplier SPCIT 2000-60-15



Fonte: [31]

V  -se que o inversor trifásico possui saída nominal de 380 V, contudo, no estado do Mato Grosso do Sul a tensão de linha das redes de distribui  o são 220 V, portanto, funcionando com uma tensão de saída limitada    esse nível de tensão, o inversor não conseguira produzir a mesma potência do que se trabalhando em tensão nominal. Com isso, para atender a demanda de 20 kVA máximo do eletroposto, estipulou-se a utiliza  o de dois inversores trifásicos em paralelo, cada um entregando 10 kVA, ou 10 kW, considerando a transferência apenas de potência ativa. A modelagem detalhada no capítulo 3 ainda    válida, pois, os conversores estarão trabalhando em paralelo.

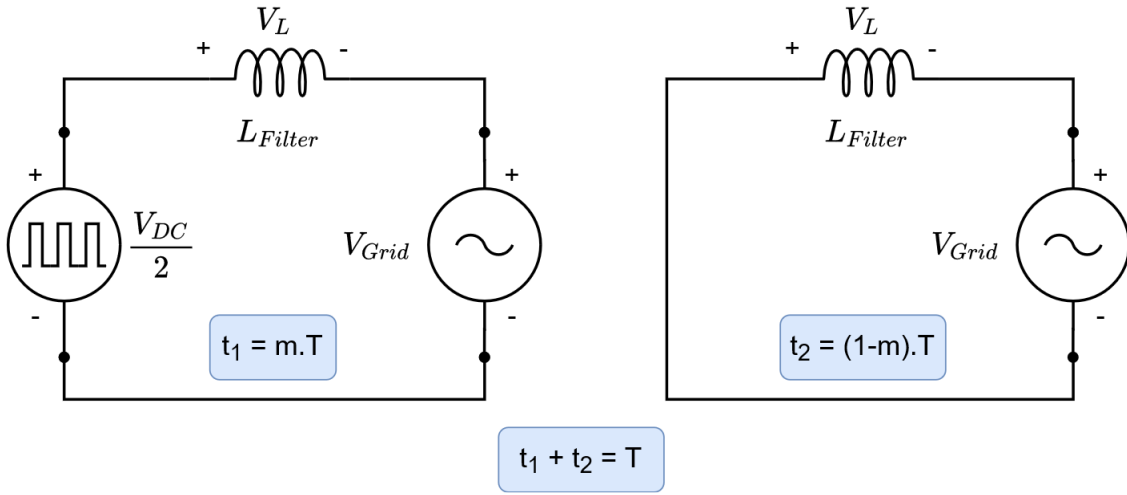
Nesse capítulo serão detalhados os c  culos dos componentes do circuito de potência, e também o projeto dos controladores das malhas de tensão, corrente

e potência, que terão o papel de estabilizar a resposta do conversor, e fazer com que as referências de tensão e potência sejam atingidas.

4.1 C  culo da Indutância de fase do filtro L

Adotando o circuito equivalente monofásico do inversor conectado    rede da Figura 22,    possível realizar a dedução da equação (53), que define a tensão média do indutor na parcela de tempo em um período de chaveamento (T).

Figura 22. Circuito equivalente monofásico do inversor para um periodo de chaveamento



Fonte: Próprio autor

$$\bar{v}_L = L \frac{di_L}{dt} \rightarrow L = \frac{m \cdot \left(\frac{V_{DC}}{2} - V_{grid} \right)}{\Delta i_L \cdot f_s} \quad (53)$$

Onde:

Δi_L : Ripple de Corrente no indutor.

f_s : Frequência de chaveamento do inversor.

m : indice de modula  o.

V_{DC} : Tensão do Barramento CC

V_{grid} : Pico de tensão de fase da rede elétrica

Assim, a partir dos valores da Tabela 1, do cáculo da corrente nominal RMS I_{nom} , e assumindo $V_{DC} = 450 V$, o projeto do indutor levará em consideração que o *ripple* de corrente (Δi_L) será de 10% em relação ao valor nominal do pico da corrente de uma das fases do inversor trifásico.

$$I_{nom} = \frac{P}{3 \cdot V_{grid}} = \frac{10000 VA}{3 \cdot (127 V)} = 26,24 A_{rms} \quad (54)$$

$$\Delta i_L = \sqrt{2} \cdot (26, 24) \cdot (0, 1) = 3, 71184 A_{p-p} \quad (55)$$

$$L_f = \left(\frac{\sqrt{2} \cdot 127}{450/2} \right) \cdot \left(\frac{450/2 - \sqrt{2} \cdot 127}{3, 719 \cdot 15000} \right) = 650 \mu H \quad (56)$$

4.2 Estimativa do valor do Capacitor do barramento CC

O valor da capacitância do barramento CC deve buscar um equilíbrio entre ser grande suficiente para suprimir altas varia  es de tensão causadas por mudanças do fluxo de potência do inversor bidirecional, e não causar um elevado atraso na resposta do sistema. Utilizando a metodologia aplicada em [32], com o critério de *hold-up time*, que consiste em determinar a capacitância de forma que um retificador trifásico PWM na falta de tensão de alimenta  o da rede elétrica consiga alimentar a carga por meio-ciclo da rede, calcula-se esta capacitância. Assim, para o projeto desta capacitância considera-se a varia  o da tensão de saída. Levando em considera  o que o inversor bidirecional também    um retificador PWM essa metodologia pode ser adotada. Sendo $P_0 = 20 kW$ a potência total do estágio bidirecional, o capacitor C_b pode ser calculado como mostrado em (57).

$$\begin{cases} V_{DCmin} = \eta (\%) \cdot V_{DC} \\ t_{hu} = T/2 \\ C_b = \frac{2 \cdot P_o \cdot t_{hu}}{V_{DC}^2 - V_{DCmin}^2} \end{cases} \quad (57)$$

Onde:

V_{DC} : Tensão no barramento CC.

t_{hu} : Tempo de *hold-up*.

T : Tempo de um ciclo de tensão da rede elétrica

V_{DCmin} : Tensão mínima do barramento CC.

$\eta (\%)$: Porcentagem da tensão nominal do barramento CC.

Com isso, assumindo uma varia  o de 5% na tensão no capacitor, o cáculo da capacitância C_b    representado abaixo.

$$t_{hu} = \frac{1/60}{2} = 1/120 = 8, 3333 ms \quad (58)$$

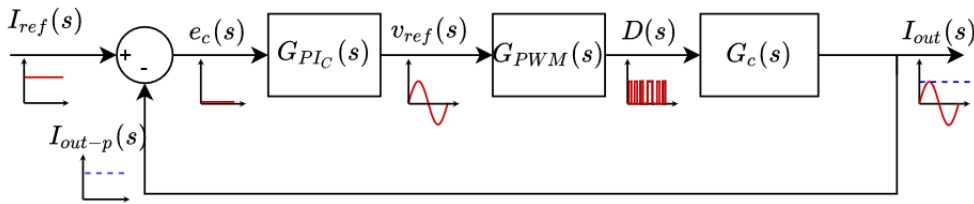
$$C_b = \frac{2 \cdot 20000}{120 \cdot (450^2 \cdot (1 - 0.95^2))} = 16, 883 mF \quad (59)$$

4.3 Controlador de Corrente

O controle de corrente será feito baseado no controle por coordenadas síncronas, utilizando as transforma  es detalhadas na Se  o 3.3. Assim, o esquemático de controle de corrente ilustrado na Figura 23 será aplicado nas correntes $\vec{I}_{dq}$. A utiliza  o de um controlador clássico Proporcional Integral (PI) na forma de 60, s      possível por causa da utiliza  o do controle via transformadas de Park e Clarke, dado que o controle    feito em variáveis contínuas dq . Por outro lado um controlador PI teria dificuldade em rastrear uma variável do tipo senoidal, como mencionado em [22], e assim seria necessário a utiliza  o de, por exemplo, um controlador ressonante como o fator integral de sinais senoidais, formando um controlador Proporcional Ressonante (PR).

$$G_{PI_c}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (60)$$

Figura 23. Esquemático do Controle de Corrente



Fonte: Próprio autor

Sendo $G_c(s)$ ambas equa  es de (23) as plantas de correntes referidas ao eixo rotativo dq , com a escolha arbitrária de $R_f = 0,1 \, \Omega$, e os valores já indicados de V_{DC} e L_f , define-se:

$$\begin{cases} G_{id}(s) = \frac{225}{0,1 + 0,00065s} \\ G_{iq}(s) = \frac{225}{0,1 + 0,00065s} \end{cases} \quad (61)$$

O controlador de corrente será sintonizado utilizando a análise em frequência, assim v  -se a necessidade da substitui  o de s por jw . Para fins de estabilidade    desejado que a margem de fase do sistema fique na faixa de 45 a 75 graus, de modo a garantir que interferências de outras partes do controle, como malha de tensão e alguns filtros, não alterem significativamente a estabilidade da resposta da malha de corrente. Outro padrão de projeto que será seguido    que para não sofrer interferência do chaveamento do inversor, a frequência de cruzamento de ganho (w_c) do controlador de corrente deve ser alocada uma década abaixo da frequência

de comuta  o do conversor. Esse distanciamento tamb em pode ser justificado por causa que normalmente em uma aplica  o os sinais de correntes são filtrados por um filtro *Anti-aliasing* que seria sintonizado um pouco abaixo da frequência de chaveamento, e assim a planta equivalente teria uma frequência de cruzamento maior que o projetado. Portanto, as especifica  es para o projeto do controlador são dadas em (62).

$$\begin{cases} MF = 60^\circ \\ f_c = \frac{f_s}{10} = 1500 \text{ Hz} \\ w_c = 2\pi \cdot 1500 = 9424,778 \text{ rad/s} \end{cases} \quad (62)$$

Analisando $G_c(jw)$ em w_c , verifica-se a magnitude e a fase que a planta naturalmente tem no ponto de projeto. Primeiramente   determinado o ângulo que o PI deverá adicionar para atingir a MF desejada, para isso, primeiro   analisado o ângulo natural que $G_c(s)$ possui, como mostrado em (64). Em seguida defini-se a influência de magnitude, ou ganho k_p , que o controlador possuir  para induzir o ganho de 0 dB em f_c .

$$G_c(s) = G_c(jw_c) = |G_c(jw)| \angle \phi \quad (63)$$

$$\angle G_c(jw_c) = -\arctan\left(\frac{0,00065 \cdot w_c}{0,1}\right) = -89,06^\circ \quad (64)$$

Assim, em rela  o ao limite de estabilidade para o critério de margem de fase -180° , precisam ser acrescentados $-30,94^\circ$ por parte de $G_{PI_c}(s)$ para atingir a MF desejada. Sendo o controlador PI na forma mostrada em (65), com τ_i sendo a razão entre o ganho k_i e k_p , a contribui  o angular em w_c   representado em (66). Com isso, pode-se determinar a rela  o τ_i de acordo com (67).

$$G_{PI_c}(s) = k_i \cdot \left(\frac{\tau_i \cdot s + 1}{s}\right) \quad (65)$$

$$\angle G_{PI_c}(jw_c) = -90 + \arctan\left(\frac{j\tau_i \cdot w_c}{1}\right) \quad (66)$$

$$\tau_i = \frac{\tan(-30,94 + 90)}{2 \cdot \pi \cdot 1500} = 1,7705 \cdot 10^{-4} \quad (67)$$

Analisando o ganho que a planta G_{c+PI} possui em f_c por (68), pode-se encontrar o ganho da porão integral (k_i) do controlador, e assim tamb em o ganho proporcional

(k_p) , como segue abaixo.

$$|G_{c+PI}(jw_c)| = |G_{PIc}(jw_c)| \cdot |G_c(jw_c)| \quad (68)$$

$$|G_{c+PI}(jw_c)| = k_i \cdot \frac{\sqrt{1 + (1,7705 \cdot 10^{-4} \cdot w_c)^2}}{w_c} \cdot \frac{225}{\sqrt{0,1^2 + (0,00065 \cdot w_c)^2}} \quad (69)$$

$$1 = k_i \cdot 0,0076 \rightarrow k_i = 131,58 \quad (70)$$

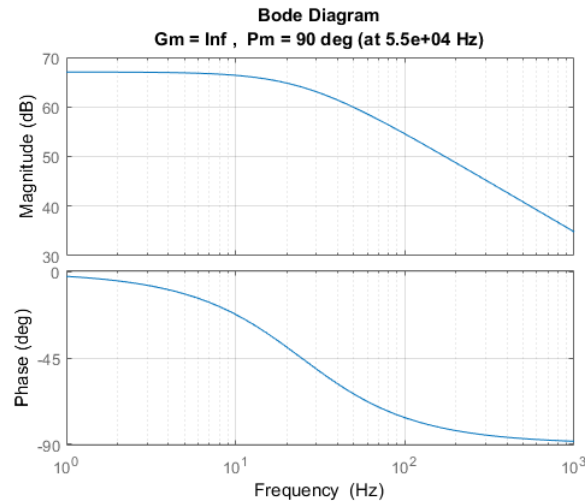
$$k_p = \tau_i \cdot k_i = 0,0234 \quad (71)$$

Substituindo os resultados de (70) e (71) na equa  o (60), tem-se:

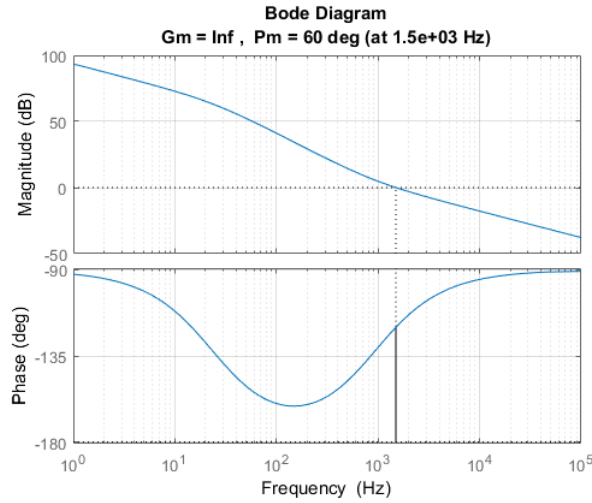
$$G_{PIc}(s) = 0,0234 + \frac{131,58}{s} \quad (72)$$

Para ilustra  o das altera  es feitas na planta pelo controlador PI, são mostradas as Figura 24 e 25, que representam os diagramas de bode para a planta antes da adi  o do controlador, e a planta com o controlador, respectivamente, mostrando que ao adicionar o compensador (72) a planta atende todos os requisitos de (62).

Figura 24. Diagrama de Bode de $G_c(s)$ sem controlador



Fonte: Próprio autor

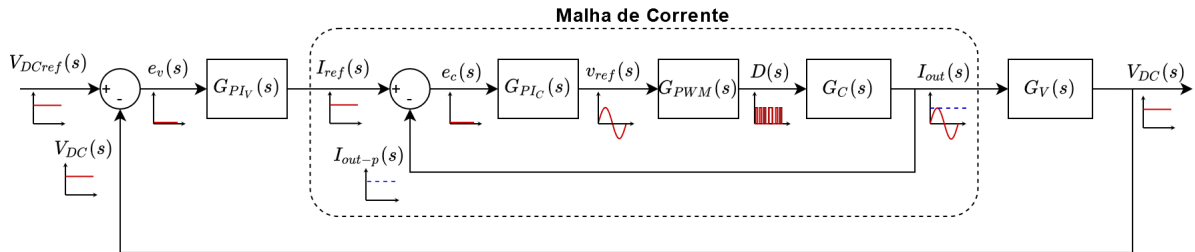
Figura 25. Diagrama de Bode de $G_c(s)$ com controlador


Fonte: Próprio autor

4.4 Controlador de Tensão

O controlador de tensão tem a função de manter a estabilidade do nível de tensão V_{DC} do barramento CC. Para isso este fornece a referência $I_{ref}(s)$ para o controlador de corrente, como mostrado na Figura 26. Dado isso, identifica-se que a malha de tensão é externa a malha de corrente, portanto, as especificações do projeto do controlador de tensão são escolhidas de forma que não interfiram no controlador de corrente já parametrizado.

Figura 26. Esquemático da malha de tensão



Fonte: Próprio autor

Sendo $G_v(s)$ a planta deduzida em (30), associando os valores já definidos de V_{DC} , V_{pico} e C , tem-se a função de transferência de (73).

$$G_v(s) = \frac{35,46}{s} \quad (73)$$

Sendo $G_{PIV}(s)$ o controlador de tensão, escolhe-se uma frequência de cruzamento de 20 Hz, de modo que fique menor que o *ripple* de tensão (360 Hz). A margem de fase será de 75 Hz ligeiramente maior que a do controle corrente, pois para a planta de tensão é desejada uma menor oscilação no comportamento do nível da

tensão para atingir o valor de regime permanente, e portanto sua margem de fase deve-se ser maior, e assim assegura-se estabilidade do sistema visto a importância do barramento para funcionamento não só do conversor bidirecional, mas também para os outros conversores que estão no esquema da Figura 8. Com isso os dados do projeto do compensador de tensão são mostrados em (74).

$$\begin{cases} MF = 75^\circ \\ f_c = 20 \text{ Hz} \\ w_c = 2\pi \cdot 20 = 125,664 \text{ rad/s} \end{cases} \quad (74)$$

O controlador de tensão assim como no caso de corrente, será um controlador PI, e portanto, o procedimento de c  culos para encontrar os parâmetros k_p e k_i de $G_{PI_v}(s)$ são exatamente os mesmos feitos anteriormente para $G_{PI_c}(s)$. Então, analisando o angulo que $G_v(s)$ possui em f_c , como mostrado em (76).

$$G_v(jw) = \frac{35,46}{jw} \quad (75)$$

$$\angle G_v(jw_c) = \frac{\angle 0^\circ}{\angle 90^\circ} = -90^\circ \quad (76)$$

Portanto, a fase de $G_{PI_v}(s)$ em f_c deverá ser -15° . Realizando o cáculo de τ_i por (67), tem-se:

$$\tau_i = \frac{\tan(-15 + 90)}{2 \cdot \pi \cdot 1500} = 0,0297 \quad (77)$$

Agora para cáculo de k_i , analise-se a magnitude de $G_{PI_v}(s) \cdot G_v(s)$ em f_c . Para tal, basta utilizar-se da equa  o (75) com w_c , assim como calculado em (68).

$$|G_{v+PI}(jw_c)| = |G_{PI_v}(jw_c)| \cdot |G_v(jw_c)| \quad (78)$$

$$|G_{v+PI}(jw_c)| = k_i \cdot \frac{\sqrt{1 + (0,0297 \cdot w_c)^2}}{w_c} \cdot \frac{35,46}{w_c} \quad (79)$$

$$1 = k_i \cdot 0,00868 \rightarrow k_i = 115,255 \quad (80)$$

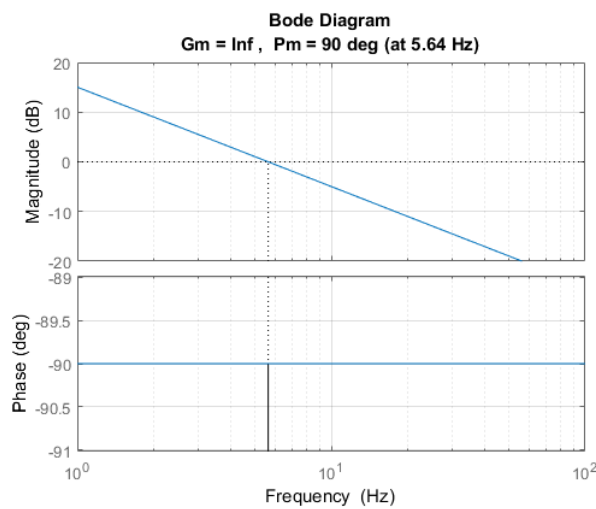
$$k_p = \tau_i \cdot k_i = 3,423 \quad (81)$$

Substituindo os resultados de (80) e (81) na equa  o (60), tem-se:

$$G_{PI_v}(s) = 3,423 + \frac{115,255}{s} \quad (82)$$

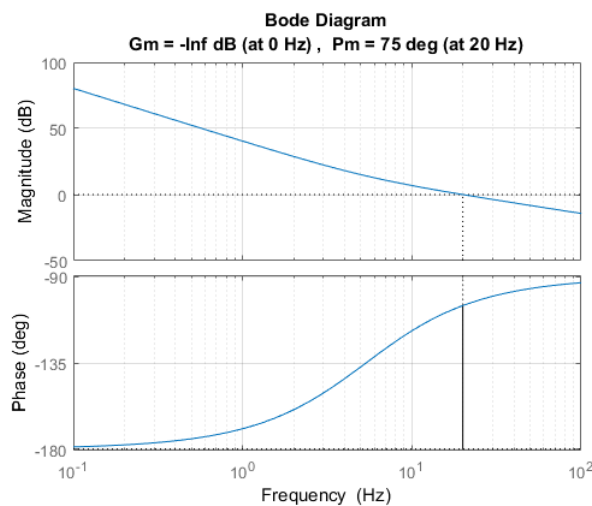
Os digramas de Bode da planta de tensão $G_v(s)$ sem e com compensa  o podem ser visualizadas pelas Figura 27 e 28, confirmando que as especifica  es do projeto do controlador foram atingidas.

Figura 27. Diagrama de Bode de $G_v(s)$ sem controlador



Fonte: Próprio autor

Figura 28. Diagrama de Bode de $G_v(s)$ com controlador



Fonte: Próprio autor

4.5 Controle de potência

Para o controle de potência se tratando de uma fun  o de transferência como (83), que consiste apenas de um ganho est  tico, um controlador composto de um

integrador já será suficiente para realizar o controle. Sendo assim, substituindo o valor de V_p em (83), e calculando um integrador para uma frequência de 10 Hz, que foi escolhida a partir de testes na simula  o, têm-se:

$$\begin{cases} P(s) = \frac{\hat{p}}{\hat{i}_d} = 269,4 \\ Q(s) = \frac{\hat{q}}{\hat{i}_q} = -269,4 \end{cases} \quad (83)$$

$$269,4 \cdot \frac{k_{iP}}{j(2\pi \cdot 10)} = 1 \quad (84)$$

Com isso:

$$\begin{cases} k_{iP} = 0,24 \\ k_{iQ} = -0,24 \end{cases} \quad (85)$$

$$\begin{cases} G_{IP}(s) = \frac{0,24}{s} \\ G_{IQ}(s) = \frac{-0,24}{s} \end{cases} \quad (86)$$

4.6 C  culo dos parâmetros do PLL

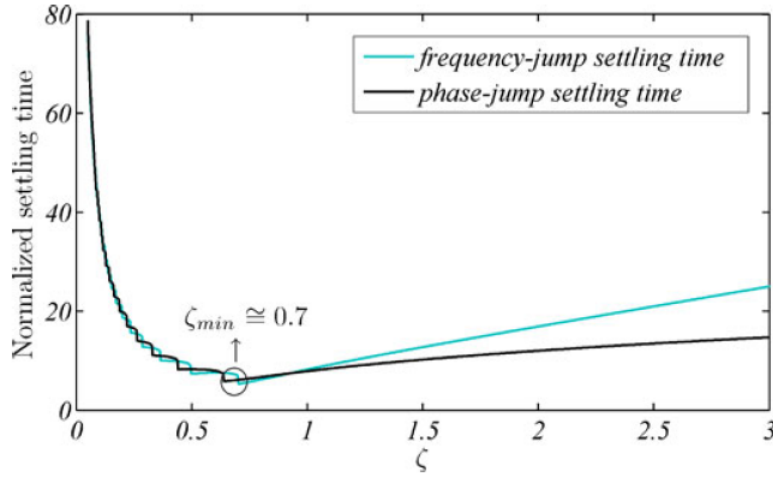
Em [29]    feito a análise do fator de amortecimento (ζ) para se alcançar o melhor tempo de assentamento do PLL em rela  o a fase e frequência. Pelo gráfico da Figura 29    possível identificar que para o valor de $\zeta = 0,7$ o tempo de assentamento    mínimo. Com isso    feita a conversão em termos do fator k utilizando (87). Estabelecendo uma frequência de cruzamento de $f_c = 24\text{ Hz}$ ($w_c = 150,8\text{ rad/s}$), são calculados os parâmetros do PI e do filtro passa baixa representados no esquemático da Figura 19, e mostrados em (88).

$$k = 2\zeta + 1 = 1,4 + 1 = 2,4 \quad (87)$$

$$\begin{cases} w_c = 2\pi \cdot 24 = 150,7964 \text{ rad/s} \\ w_p = k \cdot w_c = 361,9114 \text{ rad/s} \\ k_p = w_c = 150,7964 \\ k_i = w_c^2/k = 9,4748 \cdot 10^3 \end{cases} \quad (88)$$

$$G_{FPB_{PLL}}(s) = \frac{361,91}{s + 361,91} \quad (89)$$

$$G_{PI_{PLL}}(s) = 150,8 + \frac{9,4748 \cdot 10^3}{s} \quad (90)$$

Figura 29. Tempo de assentamento do PLL em fun  o do fator de amortecimento ζ 

Fonte: [29]

4.7 Discretiza  o dos controladores

Para realizar uma simula  o do sistema completo da maneira mais fiel possível   uma aplica  o real foi realizada a discretiza  o dos controladores, ou seja, a mudança destes do domínio contínuo s , para o domínio discreto z .

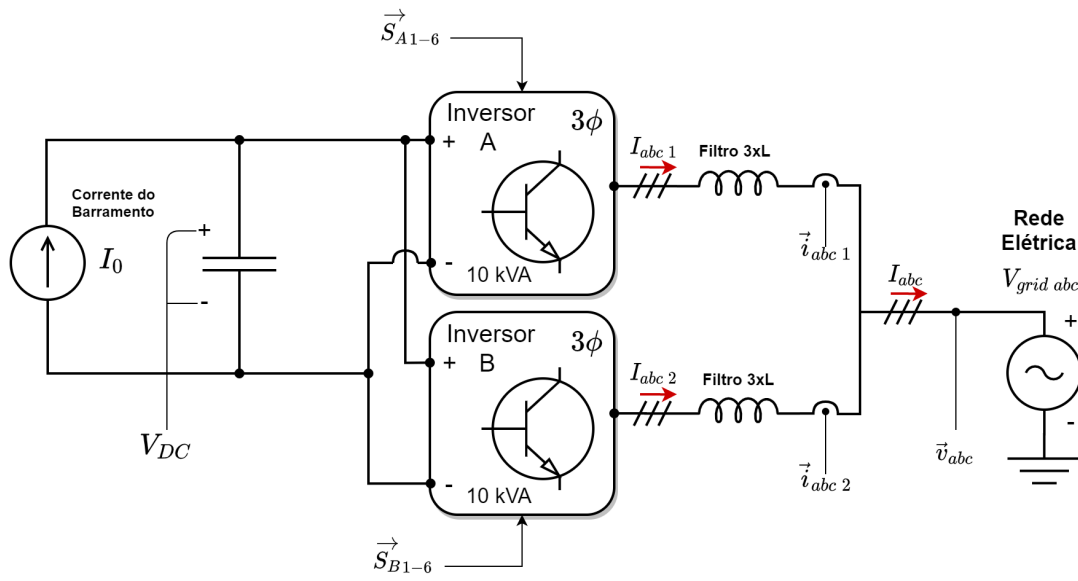
A frequência de amostragem selecionada   de 30 kHz, o dobro da frequência de chaveamento do inversor. Utilizando-se do método de Tustin (Bilinear), os controladores (72),(82),(86) e (90) na sua forma discretizada , são mostrados em (91).

$$\left\{ \begin{array}{l} G_{PI_c}(z) = \frac{0,02559z - 0,02119}{z - 1} \\ G_{PI_v}(z) = \frac{3,425z - 3,421}{z - 1} \\ G_{I_P}(z) = \frac{4 \cdot 10^{-6}z - 4 \cdot 10^{-6}}{z - 1} \\ G_{I_Q}(z) = \frac{-4 \cdot 10^{-6}z + 4 \cdot 10^{-6}}{z - 1} \\ G_{PI_{PLL}}(z) = \frac{151z - 150,6}{z - 1} \\ G_{FPB_{PLL}}(z) = \frac{0,005996z + 0,005996}{z - 0,988} \end{array} \right. \quad (91)$$

5 RESULTADOS E DISCUSSÕES

A simula  o do sistema foi realizada no software MATLAB/Simulink  , o esquemático da Figura 30 representa o circuito de potência dos dois inversores bidirecionais conectados    rede pelo filtro L, e também mostra as medi  es feitas para realiza  o do controle. O diagrama de controle    ilustrado na Figura 31, o qual    representado o PLL que gera o ângulo θ para o cálculo das transformadas, a malha de tensão, as duas malhas de correntes para cada inversor, e por fim a malha de potência, que pode ser omitida, quando as demais fontes de energia se integrarem ao barramento CC, o qual será o regulador da absorção ou envio de energia    rede.

Figura 30. Circuito de potência equivalente



Fonte: Próprio autor

Uma observa  o a ser adicionada    que a partir do pressuposto de que a potência ativa    relacionada    corrente que    absorvida/injetada pelo barramento CC, por parte dos outros conversores CC-CC como mostrado na Figura 8, pode se dizer que quem determina os fluxos de potência ativa dos inversores bidirecionais são os próprios conversores CC-CC. Assim, assumindo que haverá uma comunica  o entre esses conversores e os inversores, ou melhor exemplificando, uma malha de controle que una os estágios de todos os conversores, o controle de potência ativa deste trabalho gera a referência para corrente do barramento I_0 , e não para a corrente do eixo direto i_{dref} como esperado, ficando essa fun  o totalmente por parte do controlador de tensão como ilustrado na Figura 31.

As análises relacionadas a resposta de potência e tensão serão em sua maioria relacionadas ao tempo de assentamento que o sistema leva para atingir o valor de referência, e também o transitório resultante de aplica  es de degraus para teste do sistema. Já os critérios para análise das correntes que serão injetadas/absorvidas

da rede serão baseados na taxa de distorção harmônica (DHT), que    definida pela equação (92).

$$DHT(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} i_n^2}}{i_1} \quad (92)$$

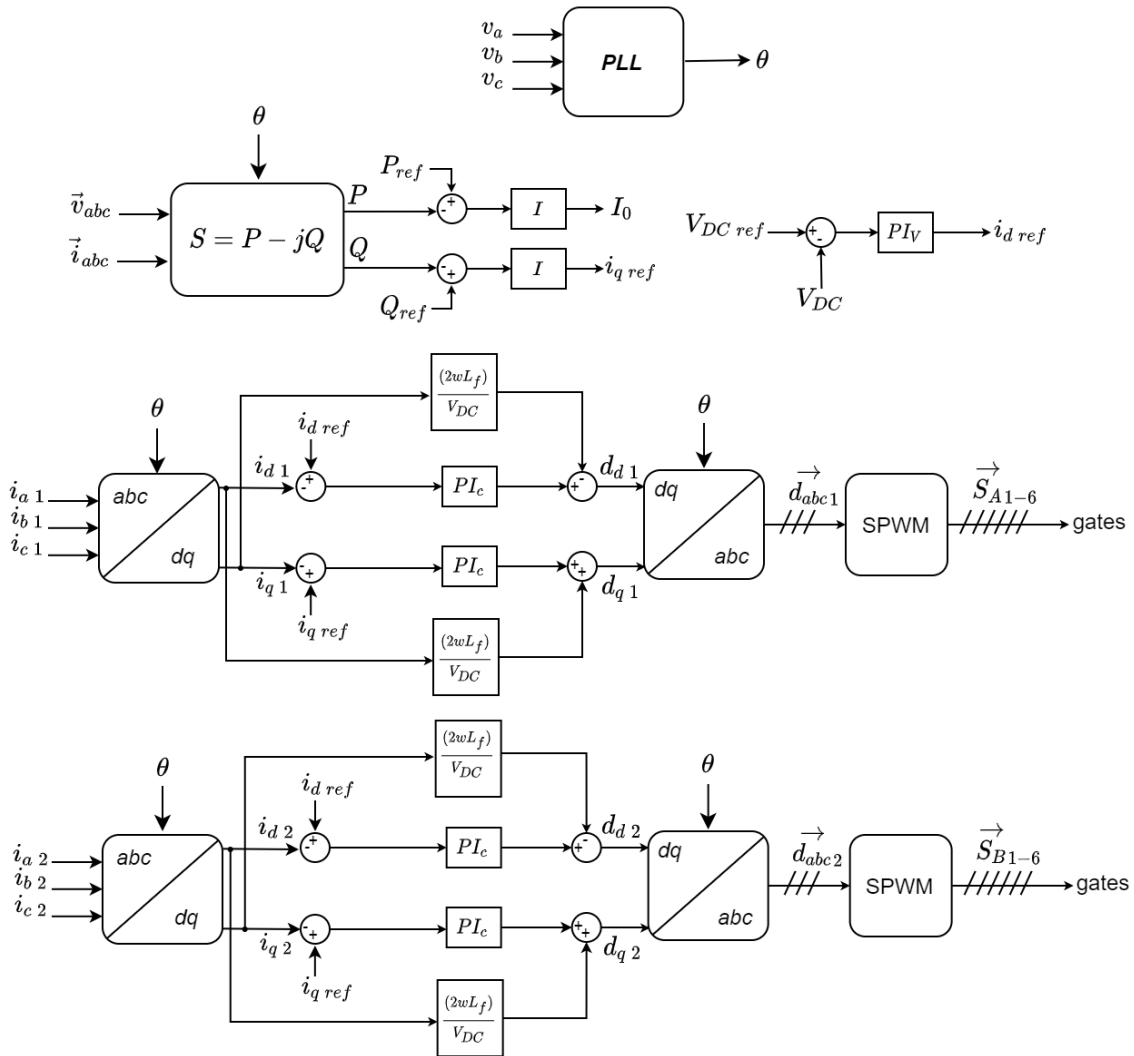
Onde:

i_n : Componente múltipla da fundamental.

i_1 : Componente fundamental.

n : Múltiplo da frequência fundamental.

Figura 31. Diagrama de controle do sistema



Fonte: Próprio autor

Por fim, as análises referentes ao comportamento do PLL serão executadas em uma simulação a parte, para melhor validação do seu funcionamento, visando avaliar

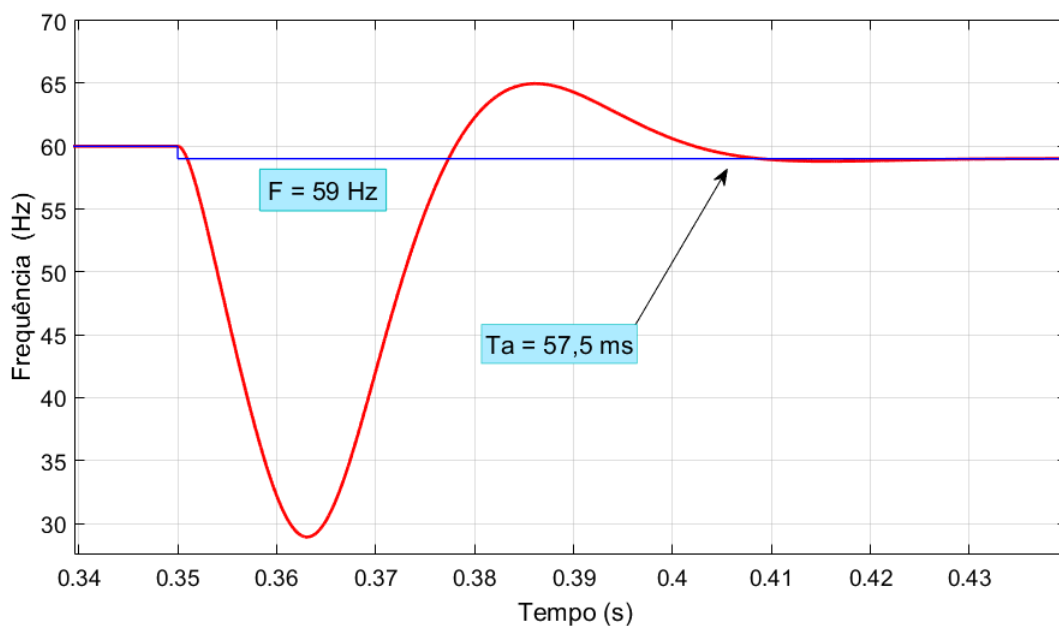
sua velocidade e transitório a partir de perturba  es impostas.

5.1 Análise do PLL

Nos testes utilizou-se uma referência de tensões trifásicas unitárias equilibradas. Utilizando (89) e (90), montou-se o diagrama da Figura 19 no MATLAB/Simulink   para realiza  o das simula  es.

A Figura 32 ilustra o funcionamento do PLL sincronizado ao sinal trifásico de entrada com frequência de 60 Hz em azul, e em vermelho    mostrada a saída do PLL. No tempo $t = 0,35\text{ s}$ a frequência do sinal sofre um degrau e vai para 59 Hz, o que causa uma perturba  o no PLL que rapidamente se ajusta, sofrendo um *overshoot* de 8,33%, mas mesmo assim com o tempo de assentamento (T_a) de 57,5 ms sua saída se estabiliza na nova frequência e entra em regime permanente. O *undershoot* observado    causado pelo filtro utilizado para medi  o do sinal de frequência do PLL, e não está presente no sinal original.

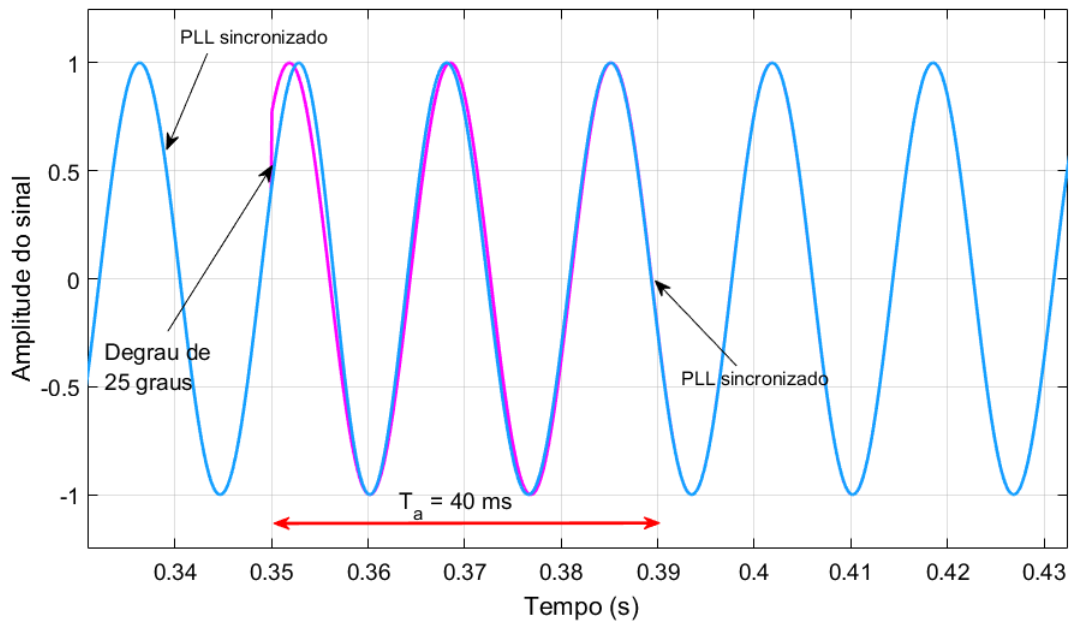
Figura 32. Resposta do PLL a um degrau de frequência



Fonte: Próprio autor

Utilizando também a saída senoidal unitária do PLL    interesse fazer a avalia  o de sincroniza  o a partir de um degrau de fase na tensão de entrada. No tempo $t = 0,35\text{ s}$    aplicado um degrau de 25° na fase do sinal de entrada, que causa a dessincroniza  o do PLL, como mostrado na Figura 33. O PLL novamente se ajusta mantendo a estabilidade do sinal de saída, e depois de $T_a = 40\text{ ms}$ este novamente se sincroniza com o sinal de entrada.

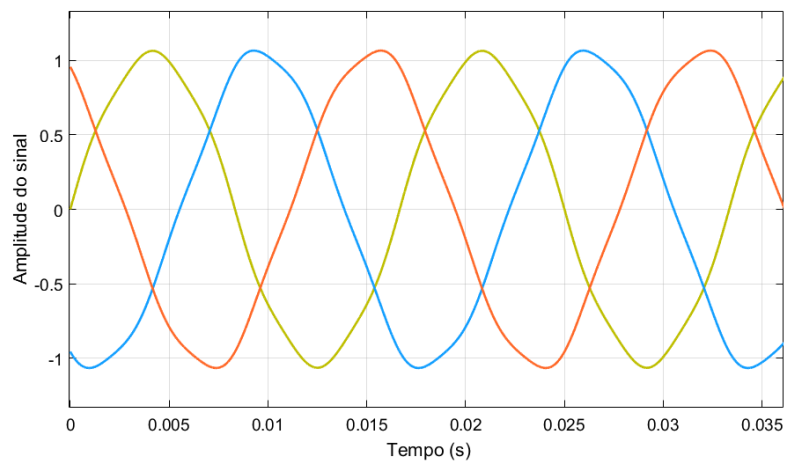
Figura 33. Resposta do PLL a um degrau de fase



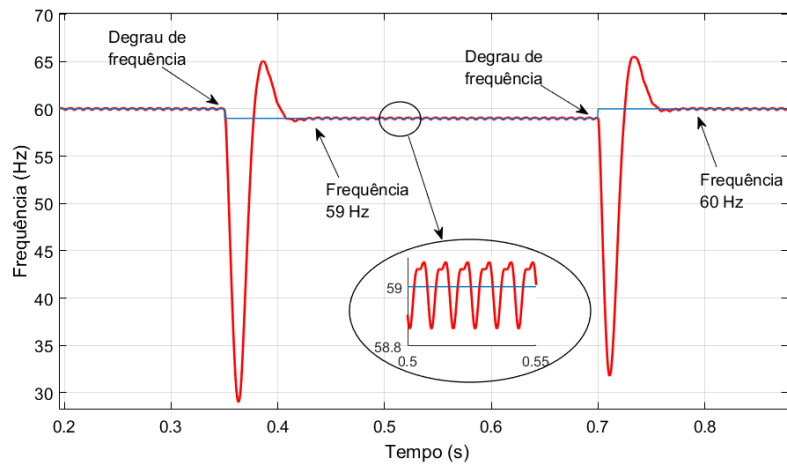
Fonte: Próprio autor

Para avaliar o funcionamento do PLL diante de sinais com alto conteúdo harmônico, inseriu-se componentes de 3   e 5   harmônicas no sinal de entrada e comparou-se com a componente fundamental o resultado da saída do PLL. A Figura 34a representa os sinais de entrada do PLL com a adi  o do conteúdo harmônico. Aplicando degraus de frequência como mostrado em 34b    possível identificar que o sistema ainda    estável, e assim para ambos degraus após o período do transitório, aproximadamente $T_a = 60\text{ ms}$, o sinal de saída atinge a frequência de referência.    notável que com adi  o das harmônicas o sinal de saída agora possui uma ondula  o de $\Delta f = 0,225\text{ Hz}$. Contudo, pela análise da Figura 34c    possível concluir que essa ondula  o n   afeta significativamente a saída do PLL, mostrando que a tensão fundamental de entrada está totalmente em sincronia com a tensão gerada pelo PLL.

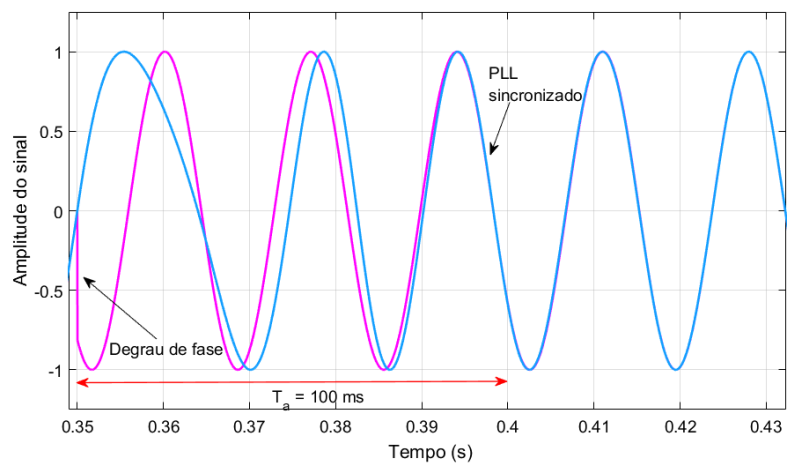
Figura 34. Resultados dos testes do PLL



(a) Sinais trifásico de entrada no PLL



(b) Resposta aos degraus de frequência



(c) Resposta da saída do PLL em compara  o    componente fundamental dado um degrau de fase

Fonte: Próprio Autor

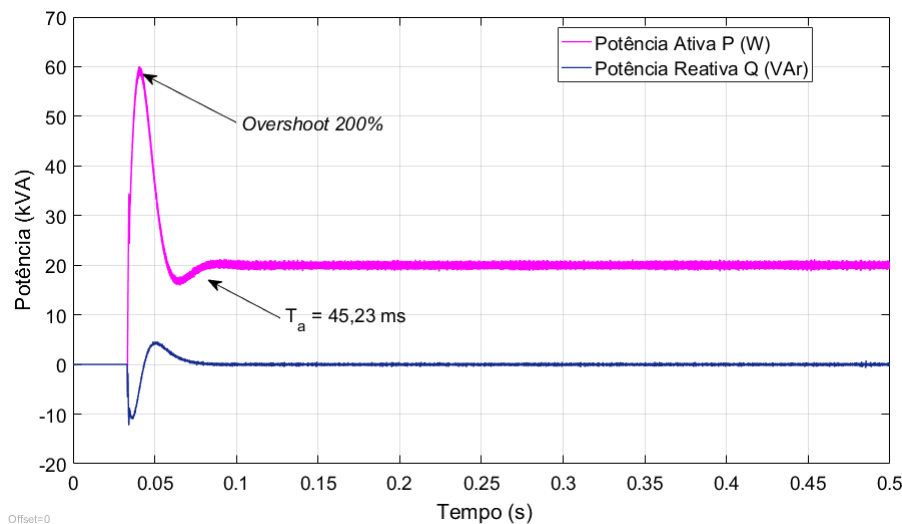
5.2 Análise da resposta com degrau de Potência

Montou-se então o esquemático de potência e controle das Figuras 30 e 31 no MATLAB/Simulink  , com os controladores discretizados de (91), utilizando blocos de amostragem *Zero Order Hold* nos sensores de tensão e corrente para 30 kHz, e também incluiu-se ao sistema de PLL mostrado na se  o anterior para gerar o ângulo θ para as transformadas.

A tensão inicial do capacitor do barramento CC (V_{DC})    de 300 V, sendo assim, o carregamento do capacitor elevar   sua tensão terminal até 455 V e com esse nível o sistema de inversores trifásicos em paralelo são conectados    rede através de um rel  . A referência do controle de tensão    de 450 V. Os controladores de tensão e corrente possuem o mesmo instante de funcionamento dos relés de conexão, ou seja, seus cálculos são ter  o início depois que a tensão atingir os 455 V, para evitar que seus valores de saída instabilizem o sistema antes de realmente começarem a funcionar. O controlador de potência não possui limitações de saída, e portanto para uma inicializa  o ao degrau como teste inicial,    esperado que ocorra um grande *overshoot* no transitório.

Com um degrau de potência ativa nominal de 20 kW e reativa de 0 kVAr sendo injetada na rede, obteve-se as resposta em potência mostradas na Figura 35, e tensão no barramento CC na Figura 36.

Figura 35. Resposta do sistema    um degrau de potência



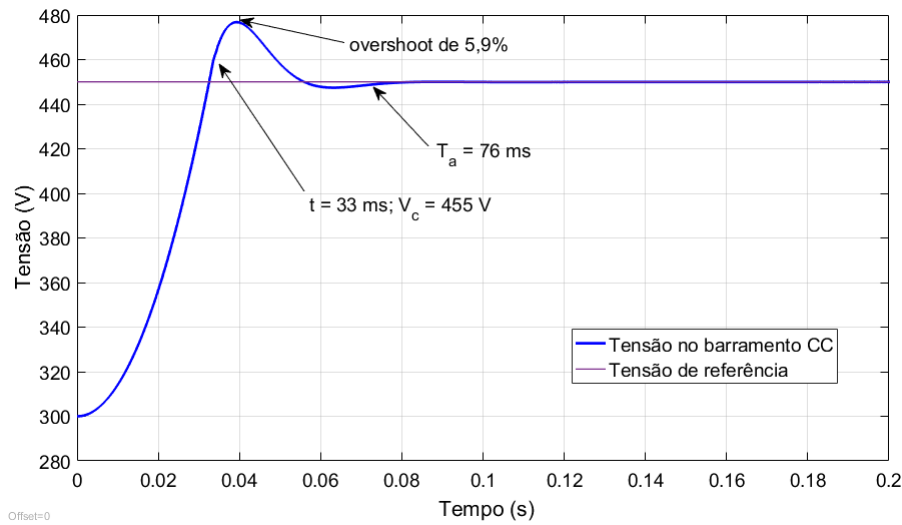
Fonte: Próprio autor

Como dito anteriormente, e revelado pela simula  o, a resposta da potência apresenta um grande *overshoot* de 200%, posteriormente serão avaliadas maneiras para inibir esse transitório. O tempo de assentamento T_a foi bem satisfatório no valor de 45,23 ms contados a partir do início da transferência de potência.

Pela Figura 36    visto que a tensão do barramento atinge 455 V em $t = 33$ ms, e portanto esse    o momento de conexão    rede elétrica. O *overshoot* de tensão foi

bem mais moderado com 5,9%, chegando no valor de referência em aproximadamente $T_a = 76 \text{ ms}$.

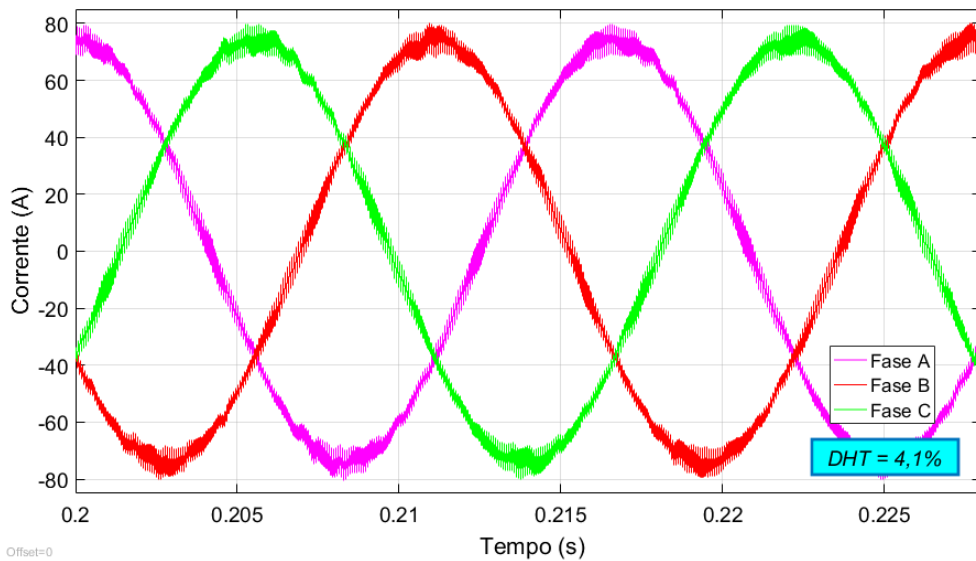
Figura 36. Resposta de V_{DC} ao um degrau de potência



Fonte: Próprio autor

Em relação as correntes injetadas na rede pela soma dos inversores para atingir a potência de 20 kW , estas são representadas na Figura 37. O pico de corrente próximo a 80 A , valor rms de $52,86 \text{ A}_{rms}$, com *ripple* na margem de 10 A . Em relação    taxa de distorção harmônica (DHT) das correntes, utilizando o bloco do Simulink *DHT*, são obtidos que os valores médios são de 4,1%, abaixo de 5%, atendendo os limites regulamentares do IEEE.

Figura 37. Correntes trifásicas da rede elétrica

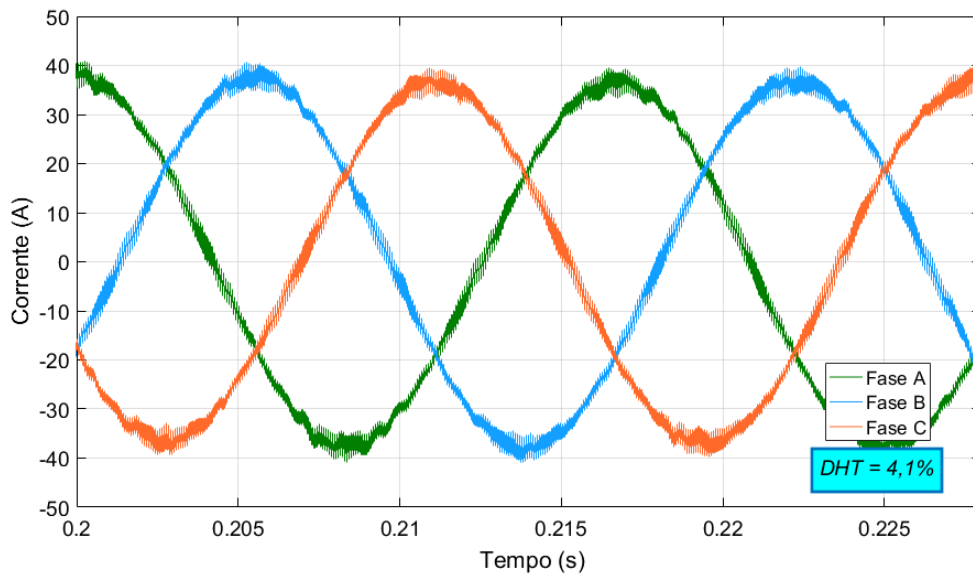


Fonte: Próprio autor

Analisando a contribui  o de corrente de cada inversor mostrada na Figura 38, verifica-se que esta possui exatamente as mesmas características da corrente total, com a mesma DHT, e com metade da amplitude e do valor RMS. O *overshoot* de corrente de cada inversor no transitório de inicializa  o foi de 107 A, mostrando assim como observado na potência, que    necessário uma metodologia de inicializa  o de maneira suave para diminuir a resposta transitória com elevado *overshoot* do sistema.

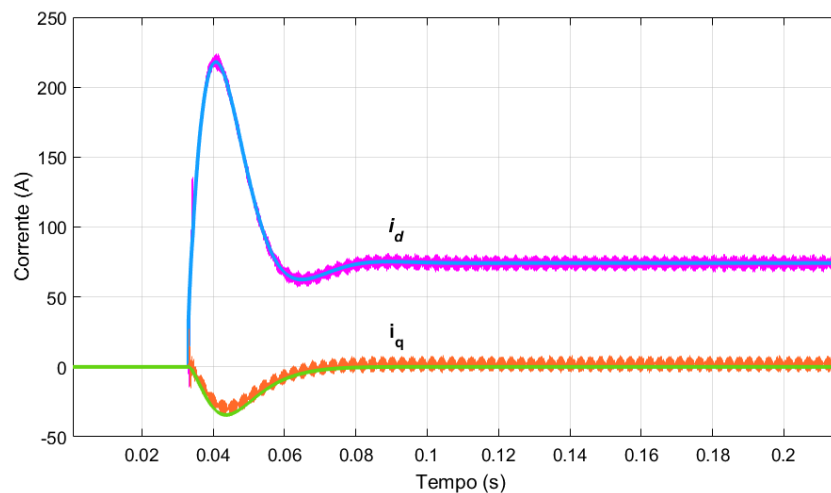
Por fim, a Figura 39 representa os comportamentos das correntes dos eixos síncronos, com i_{dref} em azul, fornecendo o valor de pico das correntes dos dois inversores em 74,24 A, e i_{qref} em verde, com valor em zero para o regime permanente pois o sistema está injetando apenas potência ativa na rede.

Figura 38. Correntes trifásicas dos inversores



Fonte: Próprio autor

Figura 39. Correntes dos eixos direto e quadratura de referência e medidas da rede



Fonte: Próprio autor

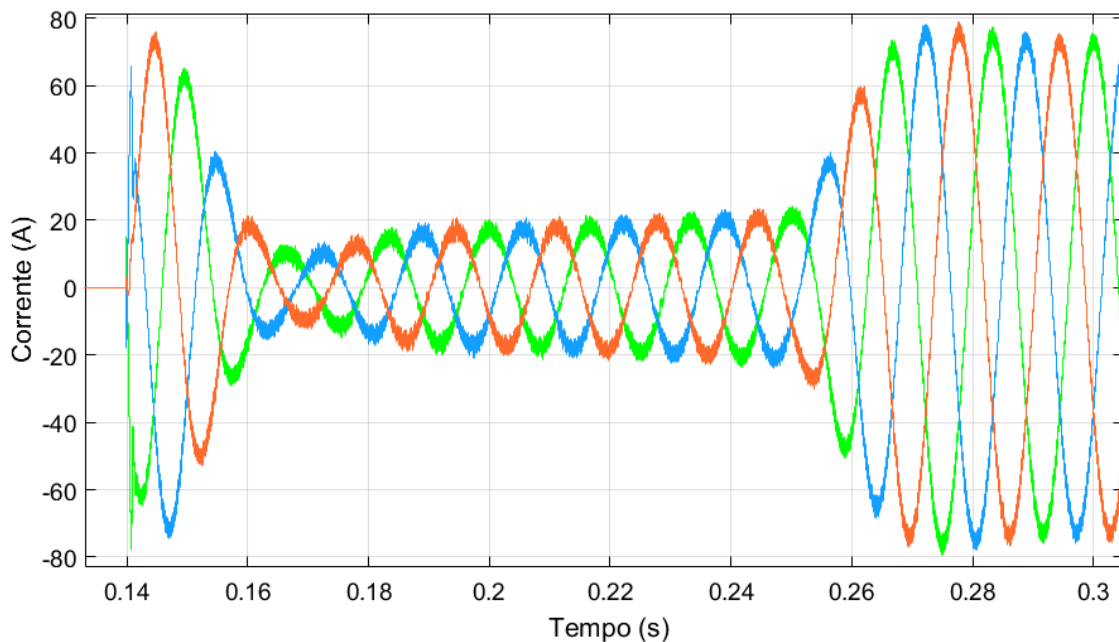
5.3 Aperfei amento da inicializa  o e resposta do sistema, com um perfil de potência bidirecional de referência

Para aprimorar a resposta transitória vista nos resultados apresentados na se  o anterior avaliou-se a inicializa  o do sistema com uma rampa de referência de potência, indo de 0 até 6 kW de 0   0,25 segundos, e então   dado um degrau para atingir potência nominal de 20 kW, e iniciar a simula  o.

O funcionamento do sistema dos inversores injetando potência na rede foi realizado com uma referência de entrada de potência ativa positiva. Para fazer com que o sistema absorva potência ativa, basta inserir uma referência negativa que todo o resto do sistema com os controladores irá trabalhar para gerar esse resultado, calculando i_{dref} e i_{qref} que irão corresponder   resposta desejada, e portanto, fazendo com que os dois inversores funcionem como retificadores PWM.

Para a rampa descrita, a Figura 40 representa a resposta das correntes totais do sistema, a qual obteve-se o pico máximo de aproximadamente a corrente nominal que gera os 20 kW, como   possível ver em $t = 0,32s$. Portanto, essa metodologia de inicia  o conseguiu reproduzir uma resposta suave, que eliminou as sobrecorrentes que existiriam em uma resposta ao degrau.

Figura 40. Correntes trifásicas com suaviza  o da inicializa  o



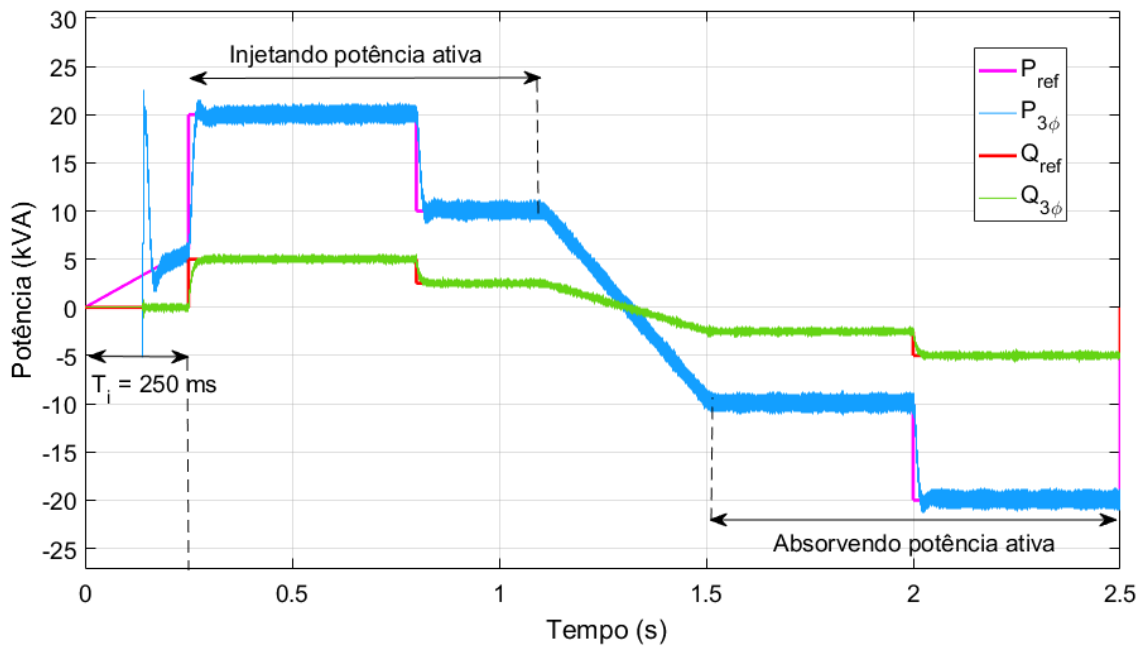
Fonte: Próprio autor

Analisando a resposta em potência para a referência imposta pelo controle representada na Figura 41, v -se que a resposta segue a referência satisfatoriamente. Apenas nos momentos dos degraus de potência visivelmente a resposta   um pouco lenta, isso se deve   baixa frequência do controlador de potência. Talvez o ajuste

na velocidade levaria a uma resposta mais rápida, contudo, isso também poderia causar *overshoot* na corrente. Porém, para o funcionamento do sistema o resultado obtido    suficiente.

Ambas as respostas tanto injetando quanto absorvendo energia ativa da elétrica tiveram uma boa estabilidade e mesmo comportamento. Em relação a potência reativa foram estipulados dois degraus de 5 kVAr e 10 kVAr indutivo e capacitivo, que como representado na Figura 41, alcançaram bons resultados, mostrando que o sistema pode também gerando energia reativa. Já para a potência ativa os degraus foram de 20 kW e 10 kW, para os quais a resposta de potência conseguiu acompanhar as referências e reproduzir o que foi exigido.

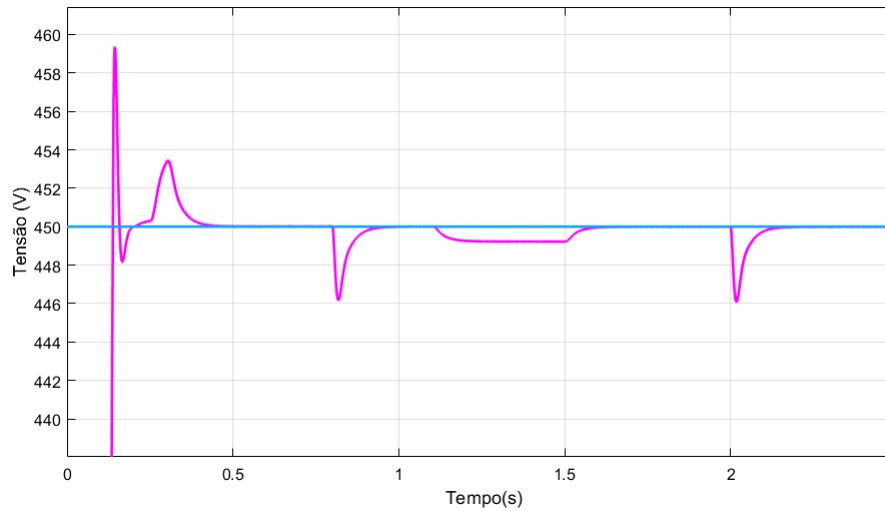
Figura 41. Potências do sistema para uma referência bidirecional



Fonte: Próprio autor

Em relação ao comportamento da tensão no barramento CC nessa simulação, observa-se pela Figura 42, que após o transitório inicial o barramento sofre perturbações no nível de tensão de acordo com que a potência sofre alterações. O nível mais baixo atingido foi 446 V, que    uma variação abaixo da máxima estipulada quando foi calculado o valor do capacitor, e portanto, está dentro do previsto estas perturbações. Ademais, o controle da referência i_{dref}    baseado no valor medido da tensão V_{DC} , e por isso a resposta da potência não    significativamente atingido por essas quedas no nível da tensão do barramento.

Figura 42. Tensão V_{DC} para a simula  o com referência bidirecional de potência

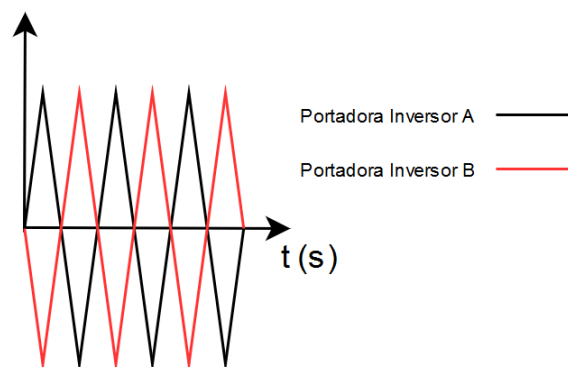


Fonte: Próprio autor

5.4 Paralelismo *interleaved* entre inversores

Dada a proximidade que a DHT das correntes nominais está dos limites normativos do IEEE,    avaliada a possibilidade de diminuí-la. Para isso foi feita utiliza  o da técnica de entrelaçamento *interleaved* entre os inversores. No qual as ondas portadoras (dentes de serra) dos chaveamentos são defasadas entre si de 180° como representado na Figura 43. O motivo dessa mudança    que parte dos *ripples* gerados pelos inversores irão se anular, melhorando as formas de onda das correntes totais que são injetadas/absorvidas da rede, e conseqüentemente diminuindo a taxa de distor  o harmônica.

Figura 43. Sinais portadores dos chaveamentos dos inversores

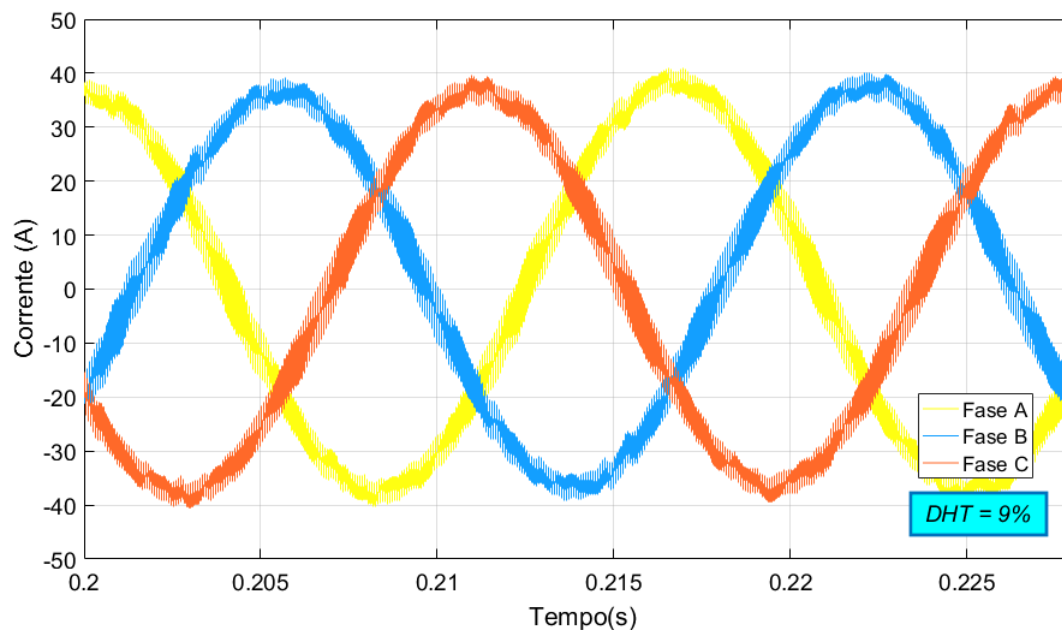


Fonte: Próprio autor

Executando a simula  o obteve-se para as correntes de cada inversor o resultado mostrado na Figura 44. Nota-se uma maior perturba  o no formato da onda, que    representada pelo aumento da DHT se comparado a Figura 38. Contudo, como

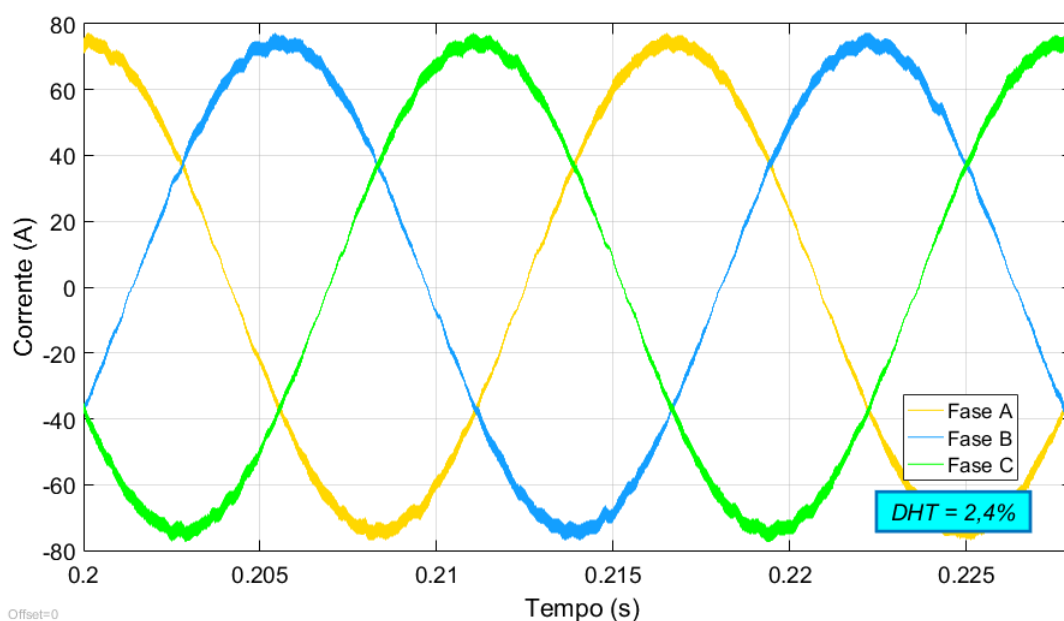
mostrado na Figura 45, quando se soma as duas saídas dos inversores    visível a melhora nos formatos das ondas senoidais, com um *ripple* 60% menor que o resultado anterior, com apenas 4 A. Outro fator primordial foi a diminui  o da DHT de 4,1% para 2,4%, se comparado a Figura 37. Assim, com esta melhora, foi atingido o objetivo do aumento da qualidade das correntes injetadas/absorvidas da rede elétrica.

Figura 44. Correntes trifásicas dos inversores com interleaved



Fonte: Próprio autor

Figura 45. Correntes trifásicas da rede elétrica com interleaved



Fonte: Próprio autor

6 CONCLUSÃO

O trabalho consistiu na simula  o de um sistema conversor CC-CA para atender a demanda de potência de um eletroposto de recarga de veículos elétricos. Dado que o projeto do eletroposto conta com um arranjo de módulos fotovoltaicos em seu telhado, e que será incorporado o conceito de V2G, onde os veículos elétricos conectados ao eletroposto poderão contribuir para atender a demanda da rede se comportando como um sistema de microgera  o    fundamental que o estágio de conversão CC-CA seja bidirecional.

As modelagens das plantas de corrente, tensão e potência promoveram uma representa  o fiel do sistema dado os resultados obtidos nas simula  es, junto    eficácia que os controladores projetados baseados nelas tiveram para executarem suas fun  es, como manter a estabilidade do sistema, e velocidade de resposta. Com o filtro L calculado obteve-se bons resultados nas formas de onda de corrente, já que a DHT foi menor que 5% para ambos os testes com e sem a técnica *interleaved*, concluindo o objetivo do sistema em enquadrar nos padrões normativos de gera  o distribuída estabelecidos pelo IEEE.

As respostas de potência apresentaram bons resultados conseguindo rastrear uma referência de forma rápida para velocidade do projeto de sua malha. O capacitor calculado proporcionou uma boa estabilidade no nível de tensão do barramento CC em torno de 450 V, nunca permitindo uma queda de tensão a baixo da varia  o projetada, mesmo em situa  es de mudança de carga, chegando no mínimo até 446 V. Outro fator que corrobora para esse resultado    a excelente resposta apresentada pelo controlador de tensão, que proporcionou uma resposta rápida em rela  o ao valor da capacitância, e ainda manteve o sistema estabilizado.

A introdu  o do PLL trifásico projetado apresentou ótimos resultados, visto que a partir de uma potência injetada totalmente ativa, as correntes de saída do sistema ficaram exatamente sincronizadas com as tensões de fase referentes    estas.

Numa visão técnica a confec  o dos indutores ainda pode ser um desafio, dependendo da qualidade do núcleo, os valores de corrente eficaz durante opera  o do sistema podem fazer com que a indutância sofra varia  es que viriam a alterar a planta de corrente significativamente e assim prejudicando o funcionamento dos controladores antes calculados para uma indutância fixa.

Como sugestão de trabalhos futuros, tem-se que a partir da execu  o da simula  o com os controladores discretizados, e dos resultados alcançados,    possível afirmar que os controladores, e outros parâmetros calculados nesse trabalho, poderiam ser usados em uma implementa  o utilizando um DSP (Digital Signal Processor) para controle do sistema utilizado, junto    um sistema de condicionamento de sinais para medi  o das variáveis necessárias para realiza  o do controle, com os dois

inversores em paralelo. Outra possibilidade   a substitui  o do filtro L por um LCL e avalia  o do seu funcionamento, assim como as técnicas de amortecimento de seu efeito de ressonância. Em rela  o ao PLL, seria o estudo de uma nova metodologia de PLL como mostradas em [22]. E no âmbito da modula  o dos inversores, seria a substitui  o da convencional SPWM pela modula  o pela modula  o por vetores espaciais (SVPWM), que proporciona um melhor aproveitamento do barramento CC.

REFERÊNCIAS

- [1] B. H. R. d. Castro and T. T. Ferreira, “Veículos elétricos: aspectos básicos, perspectivas e oportunidades,” *BNDES Setorial*, n. 32, set. 2010, p. 267-310, 2010.
- [2] M. H. Rashid, “Eletrônica de potência. dispositivos, circuitos e aplicações,” *Tradução de L. Abramowicz*, 2014.
- [3] C. Vonbun, “Impactos ambientais e econômicos dos veículos elétricos e híbridos plug-in: uma revisão da literatura,” *Texto para Discussão*, Tech. Rep., 2015.
- [4] M. Alahmad, M. A. Chaaban, and L. Chaar, “A novel photovoltaic/battery structure for solar electrical vehicles [pvbs for sev],” in *2011 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*. IEEE, 2011, pp. 1–4.
- [5] T. Jacinto, B. Dias, T. Ramos, A. Marcato, I. Silva, L. Oliveira, and B. Borba, “Impact of electric vehicles in electric costs considering the long-term operation planning,” in *2018 Simposio Brasileiro de Sistemas Eletricos (SBSE)*. IEEE, 2018, pp. 1–6.
- [6] M. H. Bollen, “The smart grid: Adapting the power system to new challenges,” *Synthesis Lectures on Power Electronics*, vol. 2, no. 1, pp. 1–180, 2011.
- [7] C. Liu, K. T. Chau, D. Wu, and S. Gao, “Opportunities and challenges of vehicle-to-home, vehicle-to-vehicle, and vehicle-to-grid technologies,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 101, no. 11, pp. 2409–2427, 2013.
- [8] T. Ghose, “Nikola tesla vs. thomas edison: Who was the better inventor?” *Live Science*, 2014.
- [9] M. J. Seifer, *Nikola Tesla: Eleotrical Savant*. na, 2009.
- [10] ONS, *O que é o SIN(Sistema Interligado Nacional)*. ONS Rio de Janeiro, 2016.
- [11] J. B. de Castro and A. d. Á. Montini, “Previsão do consumo residencial de energia elétrica no brasil: aplicação do modelo arx,” *Future Studies Research Journal: Trends and Strategies*, vol. 2, no. 2, 2010.
- [12] MME, *Resenha Energética brasileira - edição 2020*. Ministério de Minas e Energia - Secretária de planejamento e desenvolvimento energético - Departamento de informações e estudos energéticos, 2020.

- [13] M. V. X. Dias, E. d. C. BORTONI, and J. Haddad, “Geração distribuída no brasil: oportunidades e barreiras,” *Revista Brasileira de Energia*, vol. 11, no. 2, pp. 1–11, 2005.
- [14] C. T. ANEEL, “Micro e minigeração distribuída,” *Sistema de Compensação de Energia Elétrica. Brasília, DF, Brasil: Centro de Documentação–Cedoc*, 2014.
- [15] R. M. d. Silva, “Energia solar no brasil: dos incentivos aos desafios,” *Brasília: Núcleo de Estudos e Pesquisas/CONLEG/Senado*, 2015.
- [16] V. A. Martins, “Análise do potencial de políticas públicas na viabilidade de geração distribuída no brasil,” *PhD Propos*, 2015.
- [17] A. L. Pereira, J. F. Fardin, and L. F. Encarnação, “Electric vehicles as motivators for smart grids,” in *2018 Simposio Brasileiro de Sistemas Eletricos (SBSE)*. IEEE, 2018, pp. 1–6.
- [18] M. Ehsani, Y. Gao, S. Longo, and K. Ebrahimi, *Modern electric, hybrid electric, and fuel cell vehicles*. CRC press, 2018.
- [19] M. S. Rahman, M. Hossain, J. Lu, F. H. M. Rafi, and S. Mishra, “A vehicle-to-microgrid framework with optimization-incorporated distributed ev coordination for a commercial neighborhood,” *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 16, no. 3, pp. 1788–1798, 2019.
- [20] W. Kempton and S. E. Letendre, “Electric vehicles as a new power source for electric utilities,” *Transportation Research Part D: Transport and Environment*, vol. 2, no. 3, pp. 157–175, 1997.
- [21] L. P. Sampaio, *Uma nova metodologia de projeto e controle para o inversor boost CSI monofásico, para o aproveitamento de fontes alternativas e renováveis de energia elétrica*. Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual Paulista, Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira, 2010.
- [22] R. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodriguez, *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*. John Wiley & Sons, 2011, vol. 29.
- [23] M. A. G. d. Brito, *Inversores Integrados Monofásicos e Trifásicos para Aplicações Fotovoltaicas: Técnicas para obtenção de MPPT, detecção e proteção de ilhamento, sincronização e paralelismo com a rede de distribuição de energia elétrica*. Tese (doutorado) - Universidade Estadual Paulista Júlio de Mesquita Filho, Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira, 2013.

-
- [24] M. Büyük, A. Tan, M. Tümay, and K. Ç. Bayındır, “Topologies, generalized designs, passive and active damping methods of switching ripple filters for voltage source inverter: A comprehensive review,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 62, pp. 46–69, 2016.
- [25] F. L. Paukner *et al.*, “Comparação do controle do inversor trifásico conectado à rede com filtro lcl considerando o amortecimento passivo e ativo,” Master’s thesis, Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2016.
- [26] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of power electronics*. Springer Science & Business Media, 2007.
- [27] C. A. Fanti, *Análises e comparações de algoritmos de sincronização para aplicações em eletrônica de potência*. Trabalho de Conclusão de Curso - Universidade de São Paulo, Escola de Engenharia de São Carlos, Departamento de Engenharia Elétrica e Computação,, 2013.
- [28] S.-K. Chung, “Phase-locked loop for grid-connected three-phase power conversion systems,” *IEEE Proceedings-Electric Power Applications*, vol. 147, no. 3, pp. 213–219, 2000.
- [29] S. Golestan, M. Monfared, F. D. Freijedo, and J. M. Guerrero, “Design and tuning of a modified power-based pll for single-phase grid-connected power conditioning systems,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 8, pp. 3639–3650, 2012.
- [30] S. Gao and M. Barnes, “Phase-locked loop for ac systems: Analyses and comparisons,” 2012.
- [31] Supplier, *Conjuntos de Inversores de Potência*. Disponível em: www.supplier.ind.br.
- [32] I. Barbi, “Eletrônica de potência,” 2006.

A SCRIPT DE C  CULOS

```

1 -   clc
2
3 -   VCC = 450/2; % metade do barramento CC
4 -   Vbus = 450;
5 -   fs = 15e3; % freq de chaveamento
6 -   Pmin = 10e3; %Potencia do conversor
7 -   Vpcc = 127; % Tensao de fase-neutro do conversor
8 -   f=60; % frequencia da rede
9 -   w = 2*pi*f; % rad/s
10 -  R = 0.1; % resistencia do indutor L
11
12 -  fc = 1500; % frequencia de corte desejada para o controle Hz
13 -  wc = fc*2*pi; % rad/s
14
15 -  If = Pmin/(3*Vpcc); %Corrente de fase minima
16
17 -  Ifp = sqrt(2)*If; %Corrente de pico
18
19
20 -  Delta_I = Ifp*0.1; %ripple da corrente
21
22 -  m = Vpcc*sqrt(2)*(1/VCC); % indice de modulacao
23
24 -  L = ((VCC-Vpcc*sqrt(2))*m)/(Delta_I*fs); % calculo do indutor
25
26 -  %-----C  culo do Controlador de Corrente-----%
27
28 -  G_C = tf([VCC],[L R]); % planta do conversor
29
30 -  [mag,phase]=bode(G_C, 2*pi*fc);
31 -  |
32 -  phase_PI = 60-(180+phase);
33
34 -  ti = tan((phase_PI+90)*(pi/180))/wc;
35
36 -  PI_p = tf([ti 1],[1 0]);
37
38 -  [mag2,phase2]=bode(PI_p*G_C, 2*pi*fc);
39
40 -  ki_C = 1/mag2;
41
42 -  kp_C = ki_C*ti;
43
44 -  PI = tf([kp_C ki_C],[1 0]);

```

```

48 %----- PLL
49
50 -      k = 2.4;
51 -      wc_PLL = 2*pi*24;
52 -      wp = k*wc_PLL;
53 -      kp_PLL = wc_PLL;
54 -      ki_PLL = (wc_PLL^2)/k;
55
56
57 -      FPB_PLL = tf([wp],[1 wp]);
58
59
60 -      def = 90; %defasagem da rede para o teste do PLL
61
62
63
64 %-----C  culo do Controlador de Tensão-----%
65
66 -      fc_gvbus = 20; %Frequencia de corte do controlador de tensao
67 -      wc_gvbus = 2*pi*fc_gvbus;
68
69 -      DeltaV = 0.02*Vbus;
70
71 -      Cbus = ((2*2*Pmin)/(120))*(1/(450^2-(0.95*450)^2));
72
73 -      G_vbus = tf([(3/2)*sqrt(2)*Vpcc],[Cbus*Vbus 0]);
74
75 -      [mag,phase]=bode(G_vbus, 2*pi*fc_gvbus);
76
77 -      phase_PI = 75-(180+phase);
78
79 -      ti = tan((phase_PI+90)*(pi/180))/wc_gvbus;
80
81 -      PI_p = tf([ti 1],[1 0]);
82
83 -      [mag2,phase2]=bode(PI_p*G_vbus, wc_gvbus);
84
85 -      ki_V = 1/mag2;
86
87 -      kp_V = ki_V*ti;
88
89 -      PI = tf([kp_V ki_V],[1 0]);

```

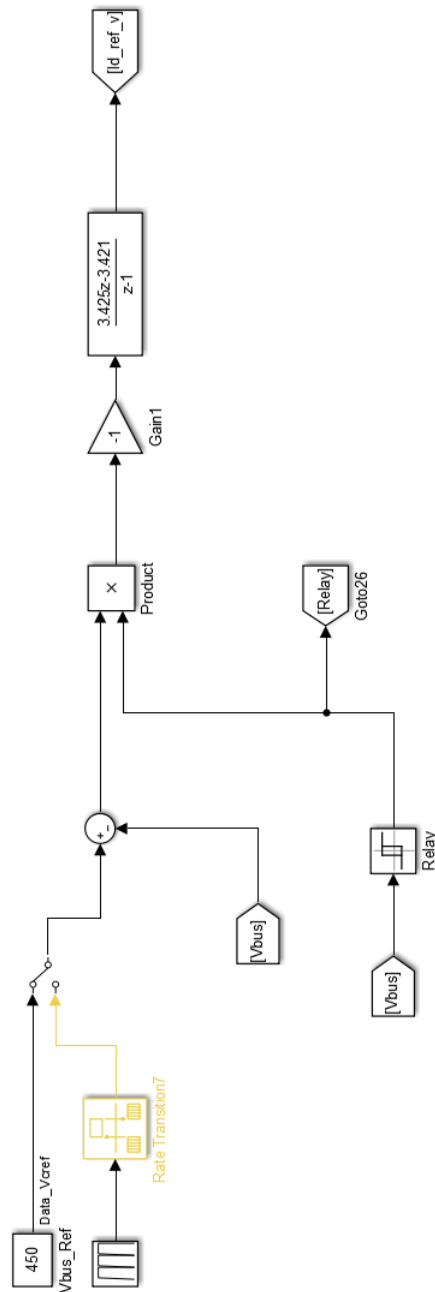
```

91 - [mag2,phase2]=bode (PI*G_vbus, wc_gvbus);
92
93 - margin(PI*G_vbus)
94 - grid on
95
96
97
98 % Discretiza  o dos controladores
99
100 - PI_current_cont = tf([kp_C ki_C],[1 0]);
101 - PI_current_disc == c2d(PI_current_cont,(1/30e3),'tustin')
102
103 - PI_volt_cont = tf([kp_V ki_V],[1 0]);
104 - PI_volt_disc == c2d(PI_volt_cont,(1/30e3),'tustin')
105
106 - PI_PLL_cont = tf([kp_PLL ki_PLL],[1 0]);
107 - PI_PLL_disc == c2d(PI_PLL_cont,(1/30e3),'tustin')
108
109 - LF_PLL_disc == c2d(FPB_PLL,(1/30e3),'tustin')
110
111 - pi_power == tf([-0.24],[1 0])
112 - pi_power_discreto == c2d(pi_power,(1/30e3),'tustin')

```

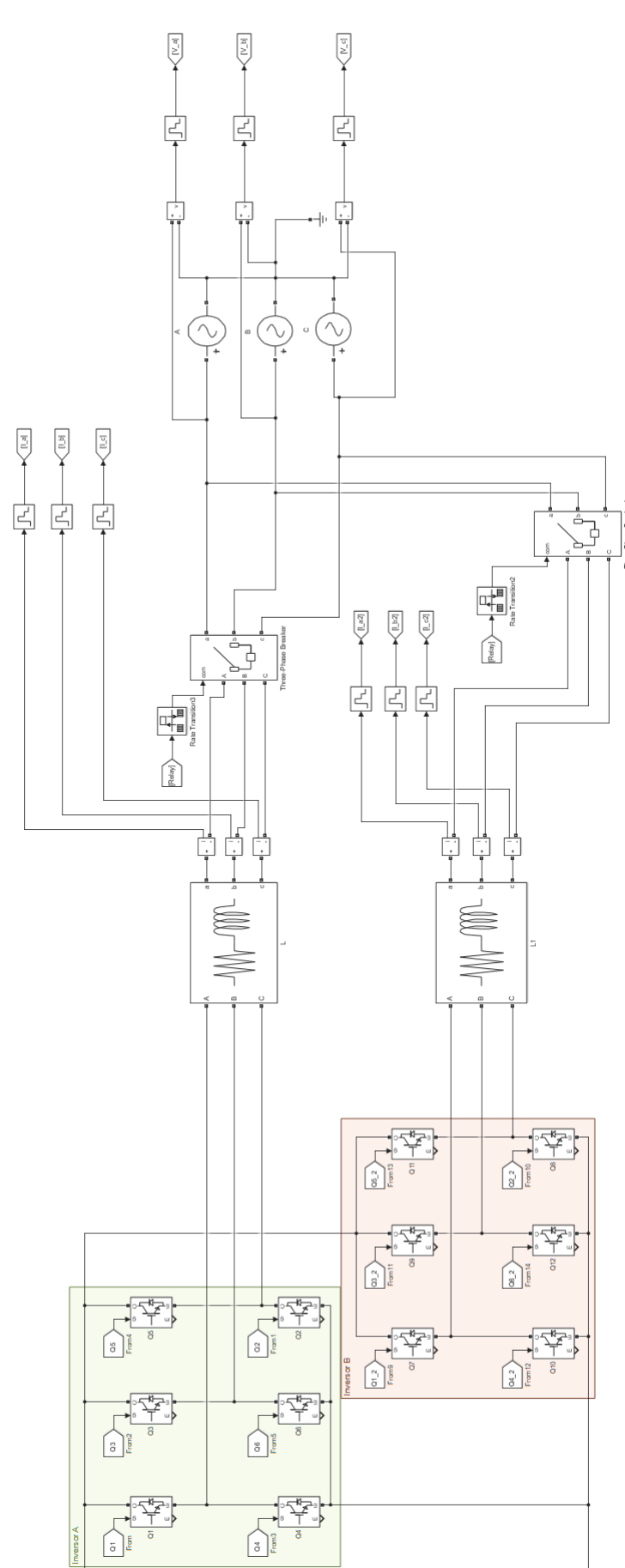
B ARQUIVO DE SIMULA  ES

Figura 46. Interface MATLAB/Simulink   do controle de tensão



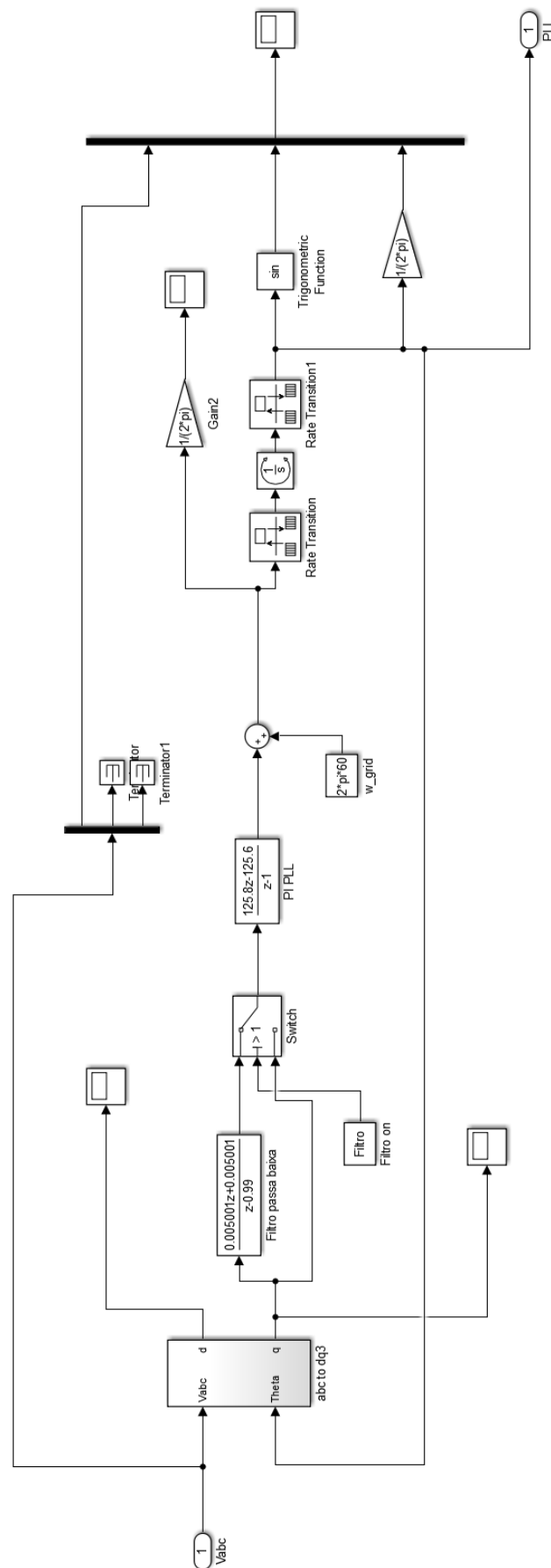
Fonte: Próprio autor

Figura 47. Interface MATLAB/Simulink  do circuito de potência



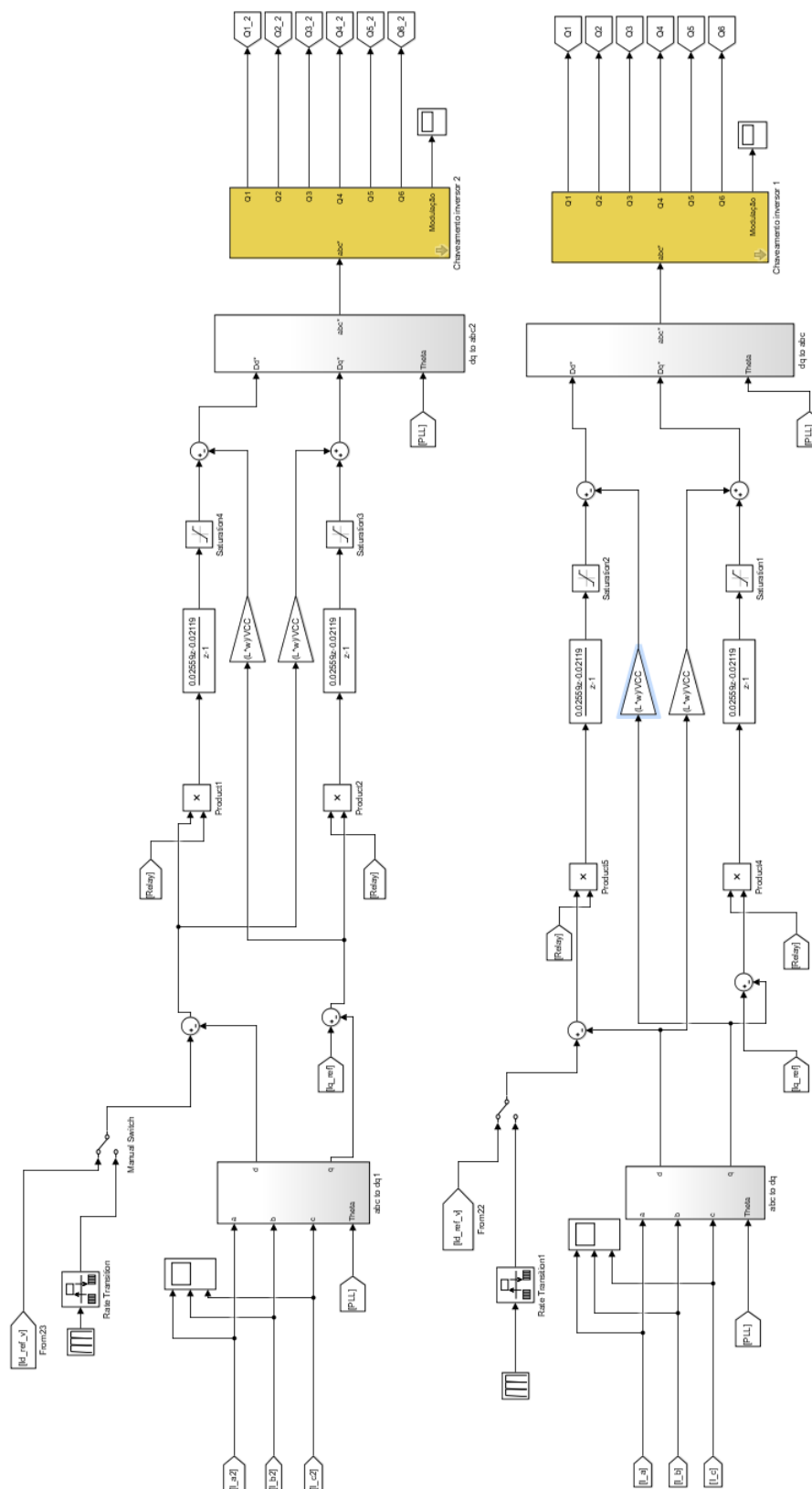
Fonte: Próprio autor

Figura 48. Interface MATLAB/Simulink   do PLL



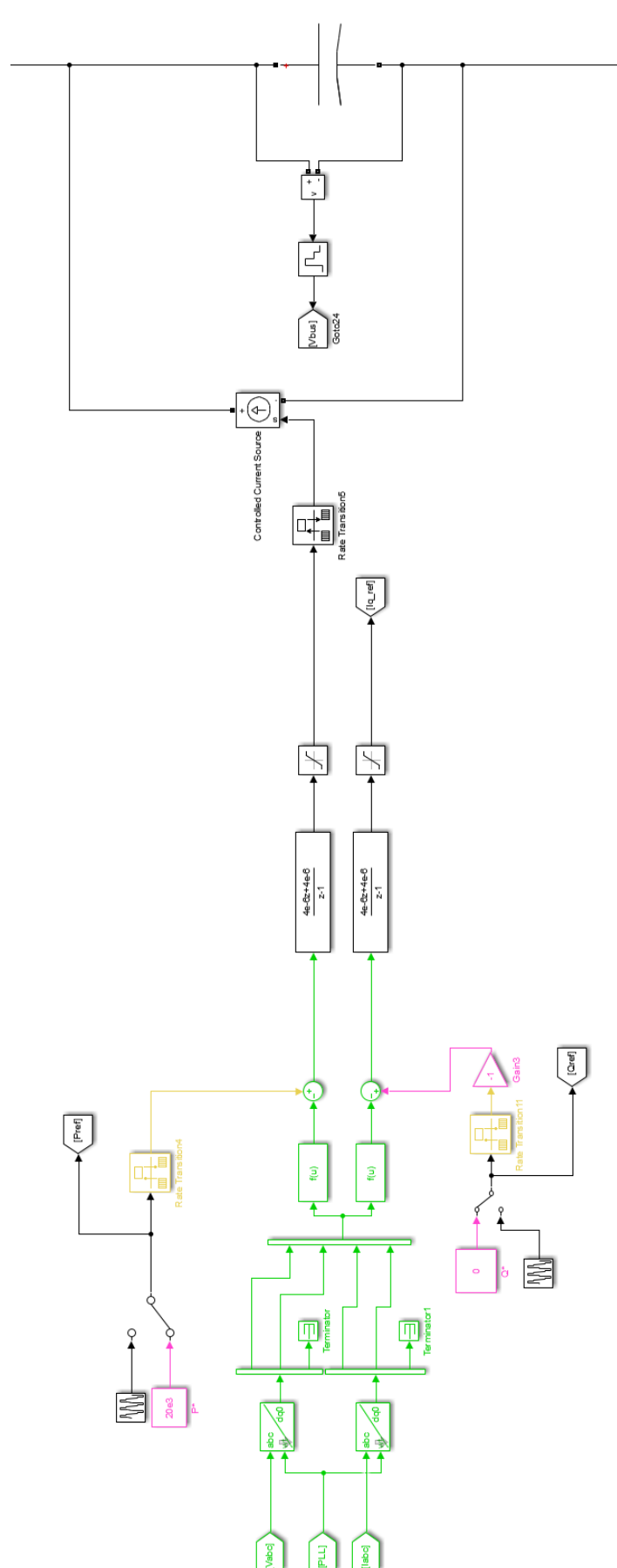
Fonte: Próprio autor

Figura 49. Interface MATLAB/Simulink  dos controles de correntes



Fonte: Próprio autor

Figura 50. Interface MATLAB/Simulink   controle de potência e capacitor do barramento CC



Fonte: Próprio autor