

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

ANDERSON DA SILVA VOLPATO

**Inversor *Interleaved* Bidirecional para Estações de Recarga
de Veículos Elétricos do tipo V2G**

Campo Grande, MS
2023

ANDERSON DA SILVA VOLPATO

**Inversor *Interleaved* Bidirecional para Estações de Recarga
de Veículos Elétricos do tipo V2G**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica da Universidade Federal
de Mato Grosso do Sul para a obtenção do Grau
de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Moacyr Aureliano Gomes de Brito

Campo Grande, MS
2023

Inversor Interleaved Bidirecional para Estações de Recarga de Veículos Elétricos do tipo V2G

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Mato Grosso do Sul para a obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Moacyr Aureliano Gomes de Brito
Orientador

Prof. Dr. Flávio Alessandro Serrão Gonçalves

Prof. Dr. Ruben de Barros Godoy

Campo Grande, MS
2023

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, agradeço a Deus, por me guiar pelo caminho que segui até aqui na minha vida, com certeza não teria escrito um roteiro melhor que esse, muito obrigado e espero que continue me guiando.

Agradeço, acima de tudo, meus pais, Altair e Terezinha, por sempre desde pequeno terem me incentivado a estudar e buscar meus sonhos, por proporcionarem um ambiente familiar onde cresci com muito amor, carinho, e educação.

Agradeço ao Prof. Dr. Moacyr por me orientar pelo meu caminho acadêmico desde o ano de 2019 até o dia de hoje, dificilmente encontraria melhor orientador, dedicado e atencioso como ele, e que combinasse mais comigo. Meu conselheiro em diversas horas, não apenas na vida dentro da faculdade e laboratório, mas também na vida profissional, com certeza muito mais que um orientador, um amigo que espero manter contato ao longo dos anos.

Agradeço aos professores do BATLAB e a comissão do Programa de Pós Graduação da Engenharia Elétrica da UFMS por todo apoio nesses mais de 2 anos.

Agradeço a todos meus amigos de laboratório pelo apoio nos momentos difíceis, quando experimentos não pareciam dar certo, em assuntos os quais não sou especialista, e puderam de alguma forma me ajudar, sejam me incentivando ou gerando discussões que agregaram ao objetivo final em questão. Em especial Wisam, Gabriel Gentil, Fernanda, Arakaki, Thyago, Matheus, Mari e Rafa, cada um tem uma pequena parcela para conclusão deste trabalho.

Ainda agradeço aos meus amigos de fora da faculdade, com os quais pude me divertir e me distrair em momentos onde assuntos do mestrado não evoluíam e era necessário tempo para descansar e abstrair, para assim retornar mais focado e disposto. Em especial o Alexandre que me acompanha desde o ensino médio, e agora em âmbito profissional, não teria feito/conhecido Engenharia Elétrica se não fosse você, então sou imensamente grato, e espero que nossa amizade continue e só se fortaleça.

Por fim, agradeço ao CNPQ e a FAPEC pelo financiamento integral das pesquisas realizadas durante o desenvolvimento desta dissertação. Principalmente ao projeto V2G, ao Prof. Dr. Ruben Godoy agradeço, como também ao Moacyr, a confiança depositada em mim para me dedicar as minhas atividades no projeto, sem ele esta dissertação não teria sido possível, por isso sou eternamente grato.

Muito Obrigado!

RESUMO

O setor de transportes é um dos maiores vilões quando se trata da quantidade de gases de efeito estufa que são emitidos todos os anos na atmosfera terrestre, o que vem causando grandes impactos ambientais como o aumento da má qualidade do ar e também alterações climáticas severas em diferentes pontos do globo. Uma das maneiras de reverter esta situação é realizar a substituição dos veículos à combustão (VC) por veículos elétricos (VE) que não emitem poluição diretamente ao meio ambiente, porém, para isto será necessário superar uma grande barreira cultural e comercial que foi instaurada há mais de 100 anos. Do ponto de vista de incentivo, observa-se a necessidade dos governos em distribuir postos de recarga pelo território para popularizar esta nova vertente. Com isso se verificam novas oportunidades de pesquisa em relação à utilização dos veículos elétricos operando como geradores distribuídos (local e móveis) em adição a já utilizada GD fotovoltaica - com o intuito de melhoria da qualidade de energia. Esta dissertação apresenta o estudo teórico e aplicação experimental do controle de um sistema de dois inversores em paralelo *interleaved* para interface e controle de tensão de um barramento de tensão contínua principal da microrrede de um posto de recarga de bicicletas elétricas com metodologia veículo para rede (do inglês, V2G - *vehicle to grid*) quando conectado à rede elétrica de distribuição. O protótipo implementado foi projetado para uma potência nominal de 20 kW, porém, em laboratório, chegou-se aproximadamente 8 kW por limitações nos equipamentos utilizados, contudo, os resultados experimentais apresentados são mais do que suficientes para validar a estabilidade e qualidade de energia do sistema se generalizado para a potência nominal, tanto injetando potência na rede elétrica como absorvendo.

Palavras-Chave: Controle de tensão, Geração distribuída, Inversores em paralelo, Microrrede, Posto de Recarga, Veículos Elétricos, Veículo para rede.

ABSTRACT

The transport sector is one of the biggest villains when it comes to the amount of greenhouse gases that are emitted every year into the Earth's atmosphere, which has been causing major environmental impacts such as increasing the poor quality of the air we breathe and also changes different climates in different parts of the world. One of the ways to reverse this situation is to replace combustion vehicles (VC) with electric vehicles (EVs) that do not pollute the environment, however, for this, it will be necessary to overcome a great cultural and commercial barrier that was introduced 100 years before. From the viewpoint of incentives, there is a need for governments to distribute charging stations throughout the territory to popularize this new trend. With that, new research opportunities are been related to the use of electric vehicles operating as distributed generators (local and mobile) in addition to the already used photovoltaic DG - with the aim of improving energy quality. This dissertation presents the theoretical study and experimental application of the control of a system of two inverters in parallel interleaved for interface and voltage control of a main DC bus from a microgrid of an electric bicycle charging station with vehicle-to-grid (V2G) methodology when connected to the distribution grid. The implemented prototype was designed for a nominal power of 20 kW, however, in the laboratory, about 8 kW was reached by delimitation in the equipment used, nevertheless, the experimental results presented were more than sufficient to validate the stability and energy quality of the system operation for generalizing to nominal power, either injecting power into the electrical network or absorbing it.

Keywords: Charging station, Distributed generation, Electric Vehicles, Inverters in parallel, MicroGrid, Vehicle to grid, Voltage control.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Fontes de emissão de CO_2 mundial.	14
Figura 2 – Crescimento do número de veículos elétricos de 2010 a 2019.	14
Figura 3 – Posto de recarga para carros e bicicletas elétricas em Teresina.	15
Figura 4 – Microrrede do posto de recarga de bicicletas elétricas via <i>Wireless</i> com metodologia V2G.	16
Figura 5 – Inversor fonte de tensão trifásico.	18
Figura 6 – Inversor fonte de tensão trifásico.	19
Figura 7 – Modelo médio do inversor fonte de tensão trifásico.	20
Figura 8 – Modulação por largura de pulso senoidal (SPWM).	22
Figura 9 – Modelo do inversor trifásico para SPWM.	23
Figura 10 – As oito possibilidades do estado dos interruptores para um VSI trifásico.	24
Figura 11 – Hexágono do espaço vetorial do vetor referência nos eixos ortogonais.	25
Figura 12 – Detalhe do triângulo do vetor referência.	26
Figura 13 – Detalhe do triângulo do vetor referência composto a partir das componentes dos vetores adjacentes e nulo.	27
Figura 14 – Pulsos dos interruptores positivos S_{abc_p} para o setor I.	29
Figura 15 – Fluxograma básico da aplicação da SVM.	31
Figura 16 – Diagrama do sistema com as principais topologias de filtro para conexão à rede elétrica.	31
Figura 17 – Tipos de amortecimento passivo o filtro LCL.	32
Figura 18 – Modelo monofásico para o filtro L.	34
Figura 19 – Equivalente monofásico do filtro LCL para modelagem.	35
Figura 20 – Capacitância normalizada em função do fator α_L	36
Figura 21 – Resposta em frequência para o filtro LCL com amortecimento (em laranja) e sem amortecimento (em azul).	37
Figura 22 – Modelo médio do inversor com filtro L.	38
Figura 23 – Diagrama de blocos dos eixos dq do inversor com filtro L.	39
Figura 24 – Desacoplamento do eixo d com filtro L.	40
Figura 25 – Modelo médio do inversor com filtro LCL.	41
Figura 26 – Diagrama de blocos dos eixos dq com filtro LCL.	42
Figura 27 – Desacoplamento do eixo d com filtro LCL.	42
Figura 28 – Modelo médio do inversor pela visão do barramento CC.	44
Figura 29 – Diagrama básico do PLL.	45
Figura 30 – Diagrama do PLL linearizado.	46
Figura 31 – Diagrama básico do PLL.	47
Figura 32 – Esquemático do SOGI.	49
Figura 33 – Esquemático do DSOGI-PLL.	49

Figura 34 – Diagrama de controle do sistema <i>Grid-Tied</i>	50
Figura 35 – Malhas de controle simplificado.	51
Figura 36 – Detalhe da adição da componente <i>feedforward</i>	52
Figura 37 – Amostragem síncrona.	53
Figura 38 – Resposta da frequência do DSOGI-PLL.	54
Figura 39 – Resposta de fase e ângulo do DSOGI-PLL.	55
Figura 40 – Comparação entre a componente de entrada e de sequência positiva de v_{α}	56
Figura 41 – Resposta do controle de corrente do sistema à degraus de carga injetando corrente na rede elétrica.	57
Figura 42 – Resposta do controle de corrente às rampas e transição entre os modos de funcionamento.	57
Figura 43 – Formas de onda de corrente com suas taxas de distorção harmônica total para cada tipo de filtro proposto.	58
Figura 44 – Diferença da dinâmica do barramento CC dado a frequência de cruzamento do controle.	60
Figura 45 – Erro da tensão do barramento CC para diferentes frequências de cruzamento.	61
Figura 46 – Resultados de simulação para o controle completo do sistema com uma referência de corrente do barramento CC bidirecional.	62
Figura 47 – Esquemático da montagem do protótipo do inversor bidirecional <i>Grid-Tied</i>	63
Figura 48 – LAUNCHXL-F28379D da <i>Texas Instruments</i>	64
Figura 49 – Esquemático do circuito de condicionamento de sinais no <i>Altium Designer</i>	64
Figura 50 – Detalhe do circuito <i>buffer</i> do PWM.	65
Figura 51 – <i>Gate driver</i> DRO100D25A da Supplier.	66
Figura 52 – Detalhe do circuito de acionamento dos relés.	67
Figura 53 – Resultado de Simulação da fonte auxiliar <i>flyback</i>	68
Figura 54 – format=plain	69
Figura 55 – Modelo 3D da placa de controle feita no <i>Altium Designer</i>	69
Figura 56 – Modelo 3D da placa de potência feita no <i>Altium Designer</i>	69
Figura 57 – Circuito de acionamento do contator.	70
Figura 58 – Foto da montagem 3D do protótipo do inversor bidirecional <i>Grid-Tied</i>	71
Figura 59 – Foto da montagem em rack do protótipo do inversor bidirecional <i>Grid-Tied</i>	72
Figura 60 – Demonstração do algoritmo DSOGI-PLL em sincronização com à rede.	73

Figura 61 – Formas de onda para o sistema alimentando cargas resistivas com 1,2 kW com filtro L de 520 μ H. Escalas - Tempo: 10 ms/div; Em amarelo a tensão de referência do PLL: 2 V/div; Em azul corrente da fase A: 5 A/div; Em verde corrente da fase B: 5 A/div; Em rosa a tensão da fase A da rede elétrica: 100 V/div.	74
Figura 62 – Formas de onda para o sistema alimentando cargas resistivas com 1,2 kW com filtro L de 1 mH. Escalas - Tempo: 10 ms/div; Em amarelo a tensão de referência do PLL: 2 V/div; Em azul corrente da fase A: 5 A/div; Em verde corrente da fase B: 5 A/div; Em rosa a tensão da fase A da rede elétrica: 100 V/div.	75
Figura 63 – Formas de onda para o sistema alimentando cargas resistivas com 1,2 kW com filtro LCL sem interleaved. Escalas - Tempo: 10 ms/div; Em amarelo a tensão de referência do PLL: 2 V/div; Em azul corrente da fase A: 5 A/div; Em verde corrente da fase B: 5 A/div; Em rosa a tensão da fase A da rede elétrica: 100 V/div.	76
Figura 64 – Inicialização do sistema para cargas resistivas com 600 W. Escalas - Tempo: 100 ms/div; Em amarelo a tensão de referência do PLL: 2 V/div; Em azul corrente da fase A: 5 A/div; Em verde corrente da fase B: 5 A/div; Em rosa a tensão da fase A da rede elétrica: 200 V/div.	76
Figura 65 – Degrau de 30% para 100% de uma carga total de 1,2 kW. Escalas - Tempo: 10 ms/div; Em azul corrente da fase A: 2 A/div; Em verde corrente da fase B: 2 A/div.	77
Figura 66 – Formas de onda para o sistema conectado à rede elétrica injetando 4 kW. Escalas - Tempo: 10 ms/div; Em amarelo a tensão de referência do PLL: 2 V/div; Em azul corrente da fase A: 20 A/div; Em verde corrente da fase B: 20 A/div; Em rosa a tensão da fase A da rede elétrica: 100 V/div.	78
Figura 67 – Formas de onda de corrente para a simulação do sistema com 4 kW, considerando os filtros propostos.	79
Figura 68 – Formas de onda para o momento da conexão do sistema a rede elétrica com $I_d = 2$. Escalas - Tempo: 10 ms/div; Em amarelo a tensão de referência do PLL: 2 V/div; Em azul corrente da fase A: 20 A/div; Em verde corrente da fase B: 20 A/div; Em rosa a tensão da fase A da rede elétrica: 100 V/div.	80

Figura 69 – Formas de onda para respostas das correntes do sistema após degraus na referência de $I_d = 2$ A para $I_d = 8$ A, e depois para $I_d = 12$ A em conexão a rede elétrica. Escalas - Tempo: 10 ms/div; Em amarelo a tensão de referência do PLL: 2 V/div; Em azul corrente da fase A: 5 A/div; Em verde corrente da fase B: 5 A/div; Em rosa a tensão da fase A da rede elétrica: 100 V/div.	81
Figura 70 – Formas de onda para o sistema injetando 7,6 kW na rede elétrica com filtro LCL. Escalas - Tempo: 5 ms/div; Em amarelo sinal do sensor de tensão da fase A: 5 V/div; Em azul sinal do sensor de corrente da fase B: 1 V/div; Em verde sinal do sensor da fase C: 1 V/div; Em rosa a corrente da fase A da rede elétrica: 17 A/div.	82
Figura 71 – Formas de onda para respostas do controle de tensão do barramento CC na inicialização com TerraSAS em modo fonte de corrente e com cargas resistivas no lado CA de 1,2 kW. Escalas - Tempo: 10 ms/div; Em amarelo a tensão de referência do PLL: 2 V/div; Em azul corrente da fase A: 5 A/div; Em verde corrente da fase B: 5 A/div; Em rosa a tensão do barramento CC: 100 V/div.	82
Figura 72 – Formas de onda para respostas do controle de tensão do barramento CC para degraus de carga no lado CA de 0,775 kW e 1,35 kW com TerraSAS em modo fonte de corrente. Escalas - Tempo: 10 ms/div; Em amarelo a tensão de referência do PLL: 2 V/div; Em azul corrente da fase A: 5 A/div; Em verde corrente da fase B: 5 A/div; Em rosa a tensão do barramento CC: 100 V/div.	83
Figura 73 – Formas de onda para respostas do controle de tensão do barramento CC na inicialização no modo retificador PWM conectado à rede sem carga no lado CC. Escalas - Tempo: 10 ms/div; Em amarelo a tensão de referência do PLL: 2 V/div; Em azul corrente da fase A: 5 A/div; Em verde corrente da fase B: 5 A/div; Em rosa a tensão do barramento CC: 100 V/div.	84
Figura 74 – Formas de onda para respostas do controle de tensão do barramento CC para um degrau de carga de 1,35 kW no lado CC no modo retificador PWM conectado à rede. Escalas - Tempo: 10 ms/div; Em amarelo a tensão de referência do PLL: 2 V/div; Em azul corrente da fase A: 5 A/div; Em verde corrente da fase B: 5 A/div; Em rosa a tensão do barramento CC: 100 V/div.	85

Figura 75 – Formas de onda para respostas do controle de tensão do barramento CC em regime permanente no modo retificador PWM conectado à rede com carga de 2,8 kW no lado CC. Escalas - Tempo: 10 ms/div; Em amarelo a tensão de referência do PLL 500 mV/div; Em azul corrente da fase A: 10 A/div; Em verde corrente do barramento CC: 5 A/div; Em rosa a tensão do barramento CC: 100 V/div.	85
Figura 76 – FFT da corrente da rede elétrica para as duas funções do sistema. . . .	86
Figura 77 – Formas de onda para o sistema <i>Grid-Tied</i> trabalhando com potência reativa com referência $i_q \pm 12 A$. Escalas - Tempo: 10 ms/div; Em amarelo a tensão de referência do PLL 1 V/div; Em verde corrente da fase A: 20 A/div; Em rosa a tensão do barramento CC: 500 V/div. . . .	88
Figura 78 – Formas de onda para inicialização do sistema integrado entre conversor de baterias e <i>Grid-Tied</i> com potência de 1,3 KW. Escalas - Tempo: 1 s/div; Em amarelo a tensão de referência do PLL 5 V/div; Em verde corrente da fase A: 20 A/div; Em rosa a tensão do barramento CC: 100 V/div.	89
Figura 79 – Formas de onda para aumento de corrente em rampa do sistema integrado entre conversor de baterias e <i>Grid-Tied</i> com potência de 1,3 KW. Escalas - Tempo: 1 s/div; Em amarelo a tensão de referência do PLL 5 V/div; Em verde corrente da fase A: 5 A/div; Em rosa a tensão do barramento CC: 100 V/div.	89
Figura 80 – Formas de onda para desligamento do sistema integrado entre conversor de baterias e <i>Grid-Tied</i> com potência de 1,3 KW. Escalas - Tempo: 1 s/div; Em amarelo a tensão de referência do PLL 5 V/div; Em verde corrente da fase A: 5 A/div; Em rosa a tensão do barramento CC: 100 V/div.	90

LISTA DE TABELAS

1	Definição dos setores pelos quadrantes do plano $\alpha\beta$	25
2	Condições para identificação dos setores através das componentes $\alpha\beta$	27
3	Aplicações das variáveis UVW para cada razão cíclica dos vetores ativos nos setores.	28
4	Sequência de aplicação dos vetores para os setores da SVM.	30
5	Razões cíclicas dos interruptores positivos para os diferentes setores.	30
6	Características dos inversores do sistema <i>Grid-Tied</i> para o projeto dos filtros de conexão	33
7	Fontes de tensão necessária para o projeto do <i>flyback</i>	67

SUMÁRIO

1	Introdução	13
1.1	Motivação e Contextualização	13
1.2	Objetivos do trabalho	17
1.3	Estrutura do Trabalho	17
2	Inversor Bidirecional <i>Grid-Tied</i>	18
2.1	Inversor fonte de tensão trifásico	18
2.2	Modulação do inversor VSI	20
2.2.1	Modulação por largura de pulso senoidal (SPWM)	21
2.2.2	Modulação por vetores espaciais (SVM)	22
2.3	Filtro de Conexão	30
2.3.1	Projeto do filtro L e LCL	33
2.4	Modelo dinâmico para o controle da corrente de saída	37
2.5	Modelo dinâmico para o controle da tensão do barramento CC	43
2.6	Estimativa da capacitância do barramento CC	45
2.7	Algoritmo de sincronização com a rede elétrica	45
2.7.1	SRF-PLL	46
2.7.2	DSOGI-PLL	47
2.8	Estratégia de controle do sistema	49
2.8.1	Malha <i>feedforward</i> de tensão	51
2.9	Discretização e amostragem	52
3	Resultados de simulação	54
3.1	Resultados do DSOGI-PLL	54
3.2	Controle de corrente	56
3.3	Controle de tensão	59
4	Protótipo implementado e resultados experimentais	63
4.1	Projetos das placas de controle e potência	64
4.1.1	Condicionamento de sinais	64
4.1.2	<i>Buffer</i> PWM	65
4.1.3	Sensores de tensão e corrente	66
4.1.4	Fonte auxiliar	67
4.1.5	Acionamento dos contadores	69
4.2	Montagem do sistema <i>Grid-Tied</i>	70
4.3	Resultados do sistema implementado	71
4.3.1	Validação do algoritmo de sincronismo	71
4.3.2	Controle de corrente	72

4.3.3	Controle de tensão	80
4.3.4	Sistema <i>Grid-tied</i> com potência reativa ($I_q > 0$ ou $I_q < 0$) . .	87
4.3.5	Integração do conversor de carregamento de baterias ao sistema <i>Grid-Tied</i>	87
5	Conclusões	91
	Apêndices	94
A	Artigos produzidos	94

1 INTRODUÇÃO

1.1 Motivação e Contextualização

Mesmo tendo sido criado na mesma época que o veículo à combustão (VC), datado do início do século XX, o veículo elétrico (VE) só entrou nos holofotes do mercado comercial nos últimas décadas. A título de exemplificação, em 1900, com o início da popularização dos veículos motores, de 4200 automóveis comercializados nos Estados Unidos (EUA), 38% eram VE. [1]

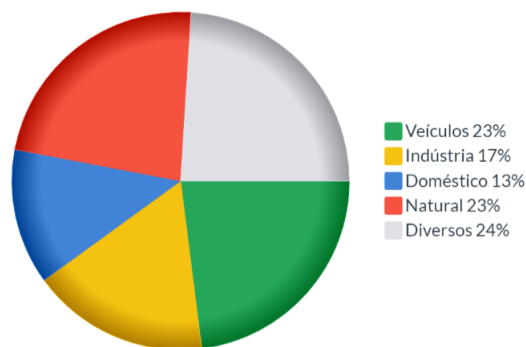
Com o desenvolvimento promovido pelo empresário Henry Ford nos anos seguintes, o VC mostrou maior eficiência para longas distâncias do que a que possibilitava a reduzida tecnologia de armazenamento de energia das baterias da época, e também maior velocidade no reabastecimento se comparado à recarga dos VEs. Atualmente (2023) os desenvolvimentos tecnológicos envolvendo baterias do tipo íons de lítio possibilitaram que VEs consigam autonomia equiparável à VCs, e, também são compatíveis com níveis de carregamento rápido (do inglês, *fast charge*) que aumentam a autonomia quando se fala em quilômetros/minuto, ou seja, quantos quilômetros o veículo ganha de autonomia permanecendo determinado período na estação de recarga. [2, 3]

Além da equiparação tecnológica alcançada, a eletrificação do transporte também está em pauta por causa dos grandes debates atuais em relação à preservação do meio ambiente associados à emissão constante de gases que causam o efeito estufa como o gás carbônico (CO_2). Este setor é um dos principais contribuidores, sendo responsável por aproximadamente um quarto da emissão de CO_2 , como apresentado na comparação da Figura 1 [4]. Além disso, estudos apontam a estimativa de que em até 30 anos as reservas de combustíveis fósseis irão se esgotar caso o consumo de energia atual venha a continuar seu crescimento de acordo com o crescimento populacional. Assim, neste contexto, os VEs entrariam para desacelerar este processo como uma nova alternativa para suprir esta demanda. [5]

Para tentar resolver estes problemas, governos mundiais, tais como Alemanha, Reino Unido, Holanda, Noruega, França e Índia, vêm incentivando e facilitando a eletrificação das frotas de veículos para diminuir os danos causados ao meio ambiente pelo transporte, o que até então se mostra a melhor e única alternativa para conter o aumento das emissões [6]. Fato que corrobora com isso é que estes países anunciaram que têm o objetivo de possuir 100% da sua frota de veículos com zero emissão de CO_2 até 2040 ou 2050 [6].

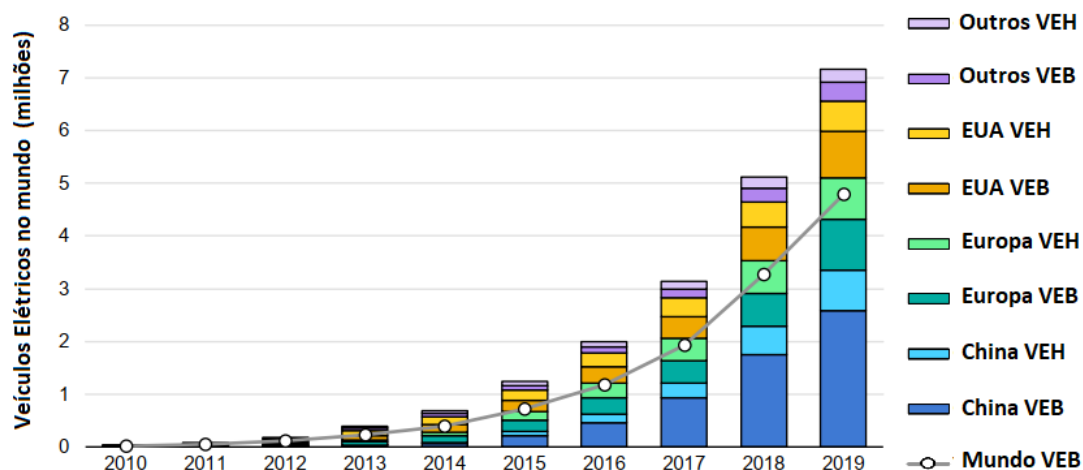
A Figura 2 mostra o crescimento exponencial do número de veículos elétricos em algumas partes do mundo, em específico para veículos híbridos (VEH) com conexão à rede elétrica para carregamento (do inglês, *plug-in*), e também para veículos totalmente à bateria (VEB) também *plug-in*.

Figura 1. Fontes de emissão de CO₂ mundial.



Fonte: Adaptado de [4].

Figura 2. Crescimento do número de veículos elétricos de 2010 a 2019.



Fonte: Adaptado de [6].

Os esforços para a populariza  o dos VEs também devem ser aplicados na cria  o de eletropostos compartilhados que devem ser espalhados pelas grandes metrópoles e pequenos centros. Desta forma, os proprietários dos veículos poderiam efetuar a recarga sempre que possível o que aumentaria a autonomia. De acordo com a ABVE (Associa  o brasileira do veículo elétrico) [7], existem apenas 1,250 pontos de recarga pública para veículos elétricos no Brasil, sendo destes, 47% localizados em São Paulo [7]. Para efeito de compara  o, o continente europeu já contava com 375 mil pontos de recarga em 2021, onde a venda de VEs em rela  o a VCs já chega a 20% [7, 8] das comercializa  es. No Brasil já se observa a tendência da entrada dos veículos elétricos no mercado. Em novembro de 2022 foram totalizadas 43.658 unidades vendidas no ano, já 25% acima do ano de 2021 todo [7]. Números que só tendem a crescer com o desenvolvimento de novos pontos de recarga que trariam mais incentivo aos novos compradores. Pesquisas como a de [9] demonstram essa evolu  o do cenário brasileiro em rela  o aos veículos elétricos, porém, ainda citam

falta de iniciativa para alavancar ainda mais esse crescimento.

Com este objetivo, a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) vem ao longo dos últimos anos financiando e firmando parcerias para executar projetos de mobilidade urbana visando estimular a utiliza  o e a visibilidade dos VEs. Um deles    o *Desenvolvimento de Sistema Nacional de Recarga Rápida de Bicicletas e Veículos Elétricos para Aplica  es V2G (Vehicle to Grid)*, o qual já instalou o total de 5 postos de recarga de bicicletas e carros elétricos por São Luís-MA, Belém-PA, Teresina-PI, Maceió-AL e na cidade universitária de Campo Grande-MS [10], como ilustrado pela Figura 3.

Figura 3. Posto de recarga para carros e bicicletas elétricas em Teresina.



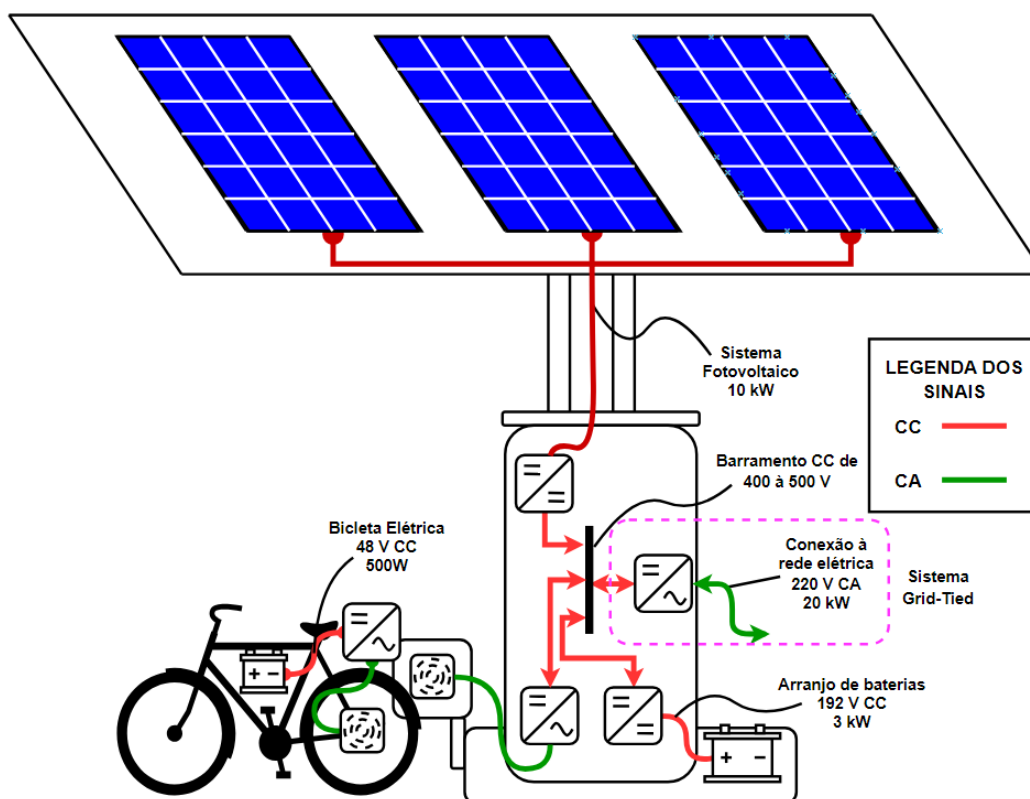
Fonte: [11].

Além das instala  es dos eletropostos, o projeto também conta com uma vertente que visa o desenvolvimento de um eletroposto para bicicletas elétricas exclusivamente para que a recarga destas seja feita de modo sem fio (do inglês, *Wireless*). O sistema em questão    uma microrrede que conta com baterias para funcionamento quando a rede estiver desconectada (do inglês, *Off-grid*). Também no telhado    disposto um arranjo fotovoltaico compondo uma gera  o distribuída local, e por fim as bicicletas elétricas. Todas estas cargas, ou fontes de energia, estarão interconectadas    rede elétrica. O diferencial deste posto de recarga    a metodologia veículo para a rede (do inglês, *V2G - Vehicle to Grid*), a qual utiliza as baterias dos veículos elétricos para que o sistema funcione como uma gera  o distribuída, e, possa injetar potência na rede elétrica e assim trazer benefícios para a rede, como melhor estabilidade e qualidade de energia [12]. Outra vertente futura que pode ser explorada pelo sistema V2G    a compensa  o tarifária da conta de energia elétrica baseado na energia drenada das bicicletas elétricas dos consumidores.

O esboço da microrrede do posto de recarga    mostrado na Figura 4 para efeito

de ilustra  o. O sistema conta com um total de 3 fontes de energia, sendo a bicicleta elétrica, banco de baterias estacionário e o sistema fotovoltaico, com os dois primeiros possuindo fluxo de potência bidirecional. Cada fonte possui um conversor para fazer a interface entre esta e o barramento CC que pode ter sua tensão variando entre 400 e 500 V contínuos. No caso do carregador *Wireless* da bicicleta, este    composto de dois inversores monofásicos, sendo um no primário e outro no secundário do conversor, para possibilitar assim o fluxo de potência nos dois sentidos pelas bobinas acopladas nas rodas das bicicletas. Para o sistema fotovoltaico, o conversor faz tanto a eleva  o de tensão quanto o rastreamento do ponto de máxima potência (do inglês MPPT - *Maximum power point tracking*). Em rela  o às baterias, o conversor controla o fluxo de potência destas de acordo com as necessidades do eletroposto.

Figura 4. Microrrede do posto de recarga de bicicletas elétricas via *Wireless* com metodologia V2G.



Fonte: Próprio Autor.

Em sua fun  o conectado    rede elétrica (do inglês, *On-grid*), o eletroposto têm seu barramento CC principal controlado pelo conversor bidirecional que faz interface    rede elétrica, ou conectado    rede (do inglês, *Grid-Tied*). Este conversor está destacado na Figura 4, em rosa. Para isso todos os outros conversores conectados ao barramento CC principal funcionam como fontes de corrente injetando ou drenando energia elétrica do ramo capacitivo equivalente e, de acordo com a corrente resultante

no ponto de conexão o conversor *Grid-Tied* deverá absorver energia da rede elétrica ou injetar o excedente, dado a gera  o dos módulos fotovoltaicos ou do V2G das bicicletas elétricas.

Esta disserta  o apresenta o estudo teórico e aplica  o experimental do controle de um sistema de dois inversores em paralelo para interface e controle de tensão de um barramento de tensão continua principal da microrrede de um posto de recarga de bicicletas elétricas com metodologia v  iculo para rede (do inglês, V2G - vehicle to grid) quando conectado    rede elétrica de distribui  o.

1.2 Objetivos do trabalho

Segue um resumo dos principais objetivos do trabalho:

- Compreender o funcionamento do inversor trifásico;
- Estudo e projeto dos filtros de conexão    rede elétrica;
- Estudo e implementa  o do algoritmo de sincroniza  o    rede elétrica;
- Estudo e implementa  o das malhas de controle de tensão e corrente;
- Implementa  o do sistema de controle completo;
- Realizar simula  es para valida  o do projeto dos sistema de controle;
- Projeto de placas de circuito impresso (PCB) para o funcionamento do sistema;
- Montar o sistema *Grid-Tied* em laboratório;
- Extrair resultados experimentais do protótipo construído.

1.3 Estrutura do Trabalho

Este documento    dividido nos seguintes c  pulos:

- No C  pulo 2    feito o estudo do inversor trifásico com as análises est  ticas e dinâmicas, contemplando o projeto dos controladores e dos filtros de conexão e, por fim, do algoritmo de sincroniza  o    rede elétrica;
- No C  pulo 3 são apresentados os resultados de simula  o do sistema completo para valida  o da teoria apresentada no c  pulo anterior;
- No C  pulo 4    discutida a constru  o do protótipo do sistema proposto e em sequência são apresentados o resultados experimentais;
- Por fim, são feitas as conclusões do trabalho.

2 INVERSOR BIDIRECIONAL *GRID-TIED*

A função do inversor bidirecional, para o eletroposto de recarga de bicicletas sem fio, é a regulação do barramento de corrente contínua (CC) de modo que este permaneça em uma referência de tensão pré-determinada para que as fontes de energia do sistema possam trabalhar no modo corrente, ou seja, forneçam ou absorvam corrente do barramento como desejado. Neste contexto, quem lida com o fluxo de corrente para à rede de forma a fazer a manutenção do nível de tensão do sistema é o inversor *Grid-Tied*.

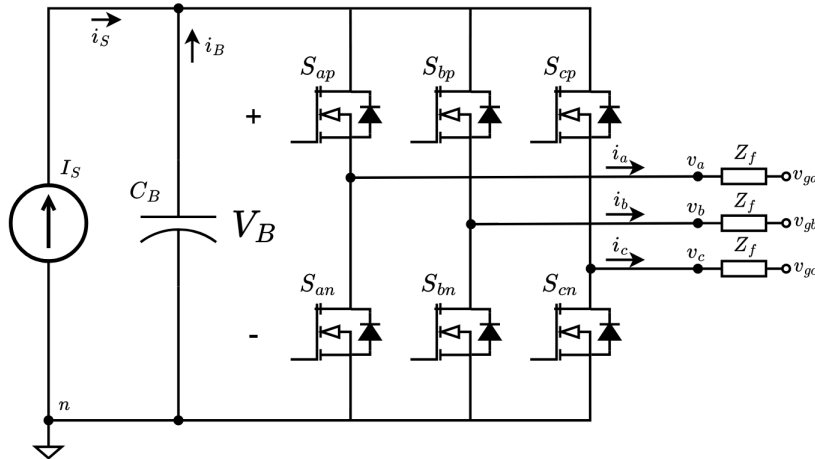
Dada esta funcionalidade, este conversor deve operar na sua função inversor trifásico, quando o equivalente das correntes das fontes de energia no ponto comum do barramento CC injeta corrente, ou seja, o consumo de potência pelo lado CC do eletroposto está com um excedente de potência, e esta deve ser enviada à rede de distribuição. E por fim, também deve atuar como um retificador PWM trifásico, quando o sistema está com um *déficit* de potência, e esta falta precisa ser atendida pela rede elétrica de distribuição através do conversor, e ainda mantendo o nível de tensão desejada.

Assim, o presente capítulo tem como objetivo apresentar os princípios de funcionamento do inversor bidirecional, dimensionar os filtros de entrada e a partir destes obter o modelo dinâmico para o controle.

2.1 Inversor fonte de tensão trifásico

Normalmente para acoplar fontes de energia CC à rede elétrica de distribuição é utilizado o inversor fonte de tensão, ou mais popularmente conhecido pelo termo em inglês *Voltage Source Inverter (VSI)*. Em sua topologia mais simples, porém também a mais empregada [13], o VSI é apresentado conforme Figura 5.

Figura 5. Inversor fonte de tensão trifásico.



Fonte: Adaptado de [13].

O conversor pode funcionar tanto em modo elevador (*boost*) quando a energia flui da rede para o barramento CC, como também em modo abaixador (*buck*) quando este fluxo se inverte dado a bidirecionalidade do conversor. O VSI pode apresentar para as tensões de fase V_B ou 0, o que faz com que seja classificado como um conversor de dois níveis [13]. Visto que ao acionar duas chaves do mesmo braço colocaria o barramento CC em curto-circuito, vê-se a necessidade de definir de forma matemática (1) o estado de cada interruptor S_{xy} .

$$s_{xy}(t) = \begin{cases} 1, & \text{se } S_{xy} \text{ está conduzindo} \\ 0, & \text{se } S_{xy} \text{ está bloqueado} \end{cases} \quad (1)$$

onde $x \in \{a, b, c\}$ e $y \in \{p, n\}$.

Assim, para não ocorrer curto-circuito, cada braço do inversor deve-se garantir a condição dada pela expressão (2).

$$s_{xp} + s_{xn} = 1 \quad (2)$$

A partir de (2) pode-se definir os estados dos interruptores de cada braço de forma binária como mostrado na Figura 6, e também pela função comutação (3).

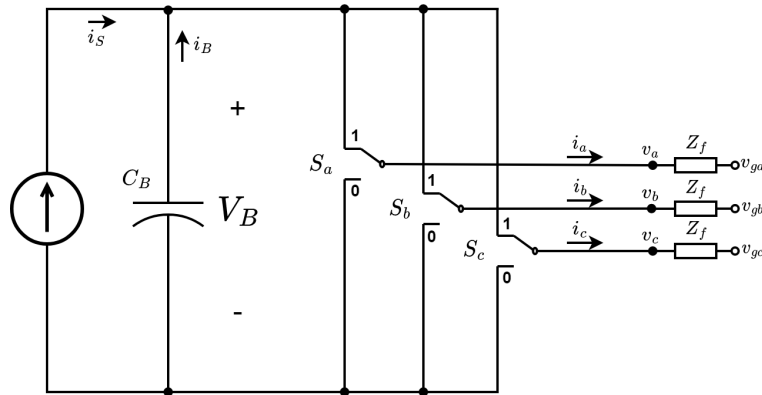
$$s_x = s_{xp} = 1 - s_{xn} \quad (3)$$

Assim, o valor de cada ponto de tensão v_x pode ser expressado por (4).

$$v_{xn} = s_x \cdot V_B \quad (4)$$

onde $x \in \{a, b, c\}$.

Figura 6. Inversor fonte de tensão trifásico.



Fonte: Adaptado de [13].

A análise posterior do modelo dinâmico do sistema se utilizará da suposição que os sinais de alta frequência gerados pela comutação das interruptores do inversor

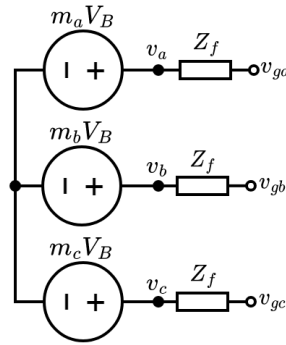
serão atenuados pelo filtro (passa-baixas) de conexão   rede elétrica. Sendo assim, as grandezas instantâneas podem ser consideradas como seus valores médio calculados dentro do período de comuta o T_s , sem que nenhuma altera o nas variáveis medidas sejam perdidas para possibilitar o controle do sistema [14, 15].

Com isso, para obter o modelo médio, deve-se descrever o valor médio da fun o comuta o (3), como em (5).

$$m_x = \frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t s_x(t) dt \quad (5)$$

A partir de (5) pode-se admitir cada braço do inversor como fontes de tensão controladas que possui uma amplitude em fun o do valor do barramento CC (V_B) e também da comuta o m_x , chegando assim ao modelo médio instantâneo mostrado na Figura 7, o qual será essencial para análise e projeto do controle do sistema.

Figura 7. Modelo médio do inversor fonte de tensão trifásico.



Fonte: Adaptado de [13].

Até então com o objetivo de se generalizar a análise não se definiu o filtro de conexão Z_f que irá atenuar as harmônicas de corrente para conexão   rede elétrica, porém, esta escolha   fundamental para a qualidade da forma de onda da corrente, e também como será a dinâmica do sistema (modelo dinâmico) para o projeto dos controladores. Este t pico será abordado ainda neste capítulo, na se o 3, sendo o seguinte t pico sobre como   feito o chaveamento dos interruptores de cada braço do inversor.

2.2 Modula o do inversor VSI

A modula o do inversor bidirecional VSI tem um papel fundamental para os parâmetros de entrada e saída do conversor. A distor o harmônica e consequentemente a forma de onda da corrente que   absorvida ou injetada na rede elétrica, a amplitude necessária do barramento CC para atingir o desejado valor eficaz de tensão de linha do inversor, que também está ligado aos esforços que cada semicondutor deverá suportar, o qual também está diretamente associado às perdas por

comut  o [15], são pontos importantes de análise para escolha de uma técnica de modula  o.

Se tratando de modula  o/chaveamento de um conversor est  tico, a principal técnica que    abordada na maioria dos trabalhos    a modula  o por largura de pulso (do inglês, *Pulse Width Modulation*). Para um inversor VSI existem diversas técnicas que fazem com que a onda modulante seja senoidal e a portadora uma dente de serra com rampa de subida e descida (do inglês, *Up-Down*) [15]. A diferença entre as técnicas existentes pode ser dita como a forma de onda da modulante, que pode não ser puramente senoidal propositalmente, casos estes em que se obt  m melhores resultados [15, 16].

2.2.1 Modula  o por largura de pulso senoidal (SPWM)

A modula  o por largura de pulso senoidal, do inglês *Sinusoidal Pulse Width Modulation* (SPWM),    uma das técnicas mais utilizadas para a modula  o de inversores tanto monofásicos como trifásicos. O conceito funciona a partir da compara  o do sinal da portadora do chaveamento com uma modulante em formato senoidal para cada braço do inversor, como    possível visualizar na Figura 8, para valores normalizados. Para inversores trifásicos são geradas três ondas senoidais defasadas de 120 graus entre si, assim os pulsos gerados pelo comparador de cada braço acionam as chaves superiores, e seus sinais complementares as inferiores.

Assim como no inversor monofásico, no trifásico, o objetivo    gerar o sinal senoidal entre os braços do inversor. Neste caso, as tensões de linha v_{ab} , v_{bc} e v_{ca} , que possuem a saída com níveis de tensão alternado como mostrado na Figura 8, e com larguras de pulso senoidais, fazendo possível a filtragem da corrente através de elementos passivos. Assim conseguindo extrair a componente fundamental que reflete a onda modulante senoidal.

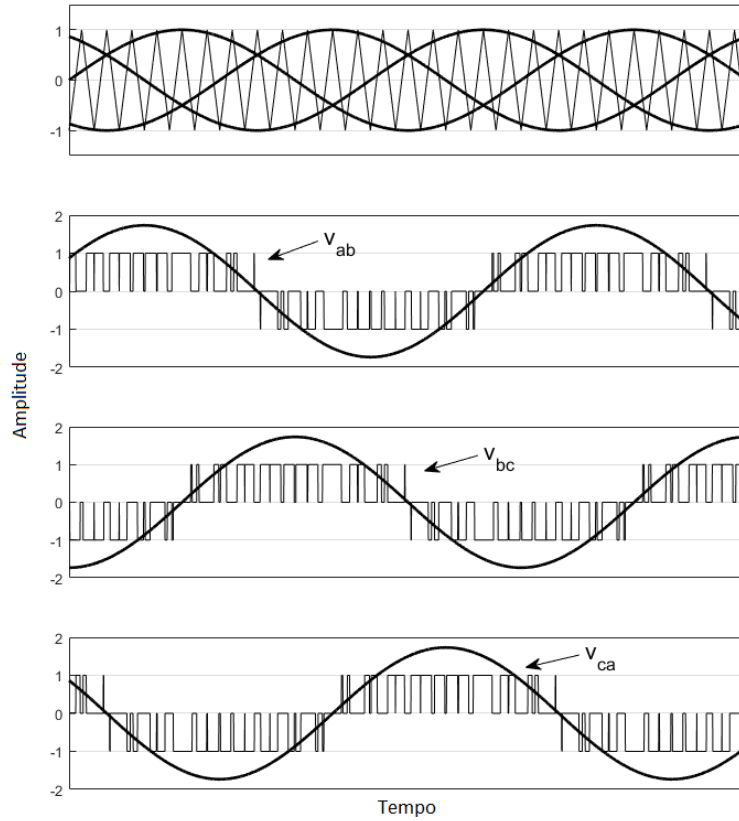
Adaptando a Figura 6 para a Figura 9 que possui uma tensão fixa total V_B , porém, com um ponto neutro    possível realizar a modelagem de acordo com [16]. Sendo assim as tensões fase-neutro do inversor VSI podem ser descritas como em (6).

$$\begin{cases} v_{aN}(t) = \frac{V_B}{2}[msen(wt) + e_i(t)] \\ v_{bN}(t) = \frac{V_B}{2}[msen(wt + \frac{2\pi}{3}) + e_i(t)] \\ v_{cN}(t) = \frac{V_B}{2}[msen(wt + \frac{4\pi}{3}) + e_i(t)] \end{cases} \quad (6)$$

onde m    o   ndice de modula  o para cada braço do inversor, no caso assumindo iguais, e $e_i(t)$ são as harmônicas injetadas por cada braço.

Com as tensões de linha definidas por (7)

Figura 8. Modula  o por largura de pulso senoidal (SPWM).



Fonte: Próprio Autor.

$$\begin{cases} v_{ab}(t) = v_{aN} - v_{bN} = \frac{V_B}{2} \sqrt{3} m \sin(\omega t) \\ v_{bc}(t) = \frac{V_B}{2} \sqrt{3} m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ v_{ca}(t) = \frac{V_B}{2} \sqrt{3} m \sin(\omega t + \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (7)$$

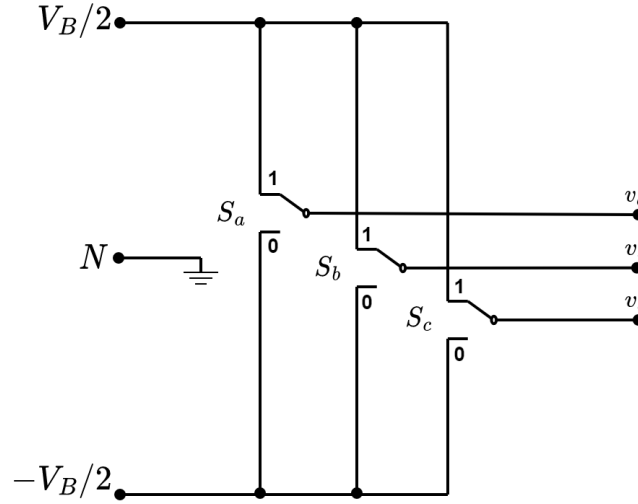
Observa-se que a amplitude máxima possível para um inversor VSI funcionando através da SPWM    de $\sqrt{3}V_B/2$, ou seja, o barramento CC não têm sua amplitude totalmente aproveitada por este tipo de modula  o, tendo muitas vezes elevar o nível de tensão para atender o funcionamento do sistema. A técnica que será abordada em sequência    mais elaborada e consegue aproveitar 100% do barramento CC disponível.

2.2.2 Modula  o por vetores espaciais (SVM)

A modula  o por vetores espaciais ganhou muito espaço nas aplica  es ao longo dos anos com o rápido desenvolvimento da eletr  nica embarcada e dos microcontroladores para facilitar sua implementa  o [16].

Se trata de uma técnica que propõe benefícios tanto para o máximo aproveita-

Figura 9. Modelo do inversor trifásico para SPWM.



Fonte: Próprio Autor.

mento do barramento, como também para alcançar melhores índices de qualidade na corrente de saída contribuindo para a diminuição das componentes harmônicas através do cálculo do tempo de condução dos interruptores de forma isolada, trazendo assim mais graus de liberdade na hora do chaveamento do inversor trifásico [15].

A modulação vetorial possui oito combinações possíveis para os interruptores do inversor trifásico. Partindo do vetor nulo $\vec{V}_0 = (000)$ até outro vetor nulo $\vec{V}_7 = (111)$ (nulo pois a diferença de tensão entre os braços do inversor nestes estados é igual a 0) têm-se 8 possibilidades alterando-se os valores de cada braço entre 0 e 1, conforme ilustrado na Figura 10.

Os outros seis vetores $\vec{V}_{1-6}$ são definidos como vetores ativos e compõem o espaço vetorial da modulação no plano $\alpha\beta$, pois a SVM propõe o chaveamento através de um único vetor de referência que é composto de dois vetores dos 8 presentes para cada setor do espaço vetorial.

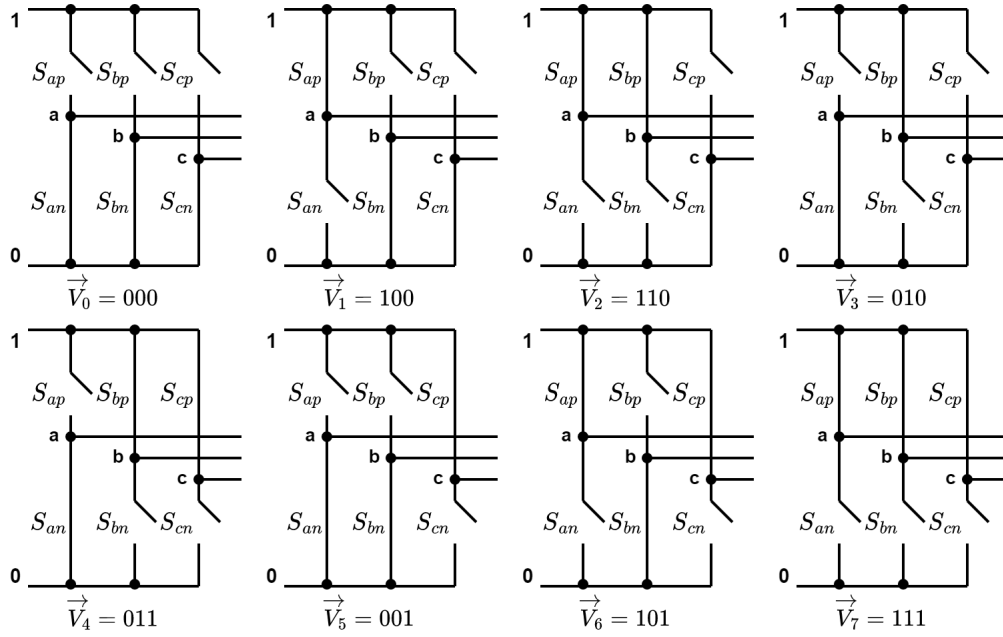
Para iniciar o estudo matemático da SVM primeiro defini-se a transformação do referencial estacionário abc para o sistema ortogonal $\alpha\beta$, como apresentado pela transformada de Clarke por (8).

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (8)$$

Com isso o vetor referência pode ser definido pela soma das componentes dos eixos ortogonais como mostrado

$$\vec{V} = v_\alpha + jv_\beta \quad (9)$$

Figura 10. As oito possibilidades do estado dos interruptores para um VSI trifásico.



Fonte: Adaptado de [15].

Através de (9) pode-se definir por exemplo o primeiro vetor $\vec{V}_1 = (100)$, conforme (10).

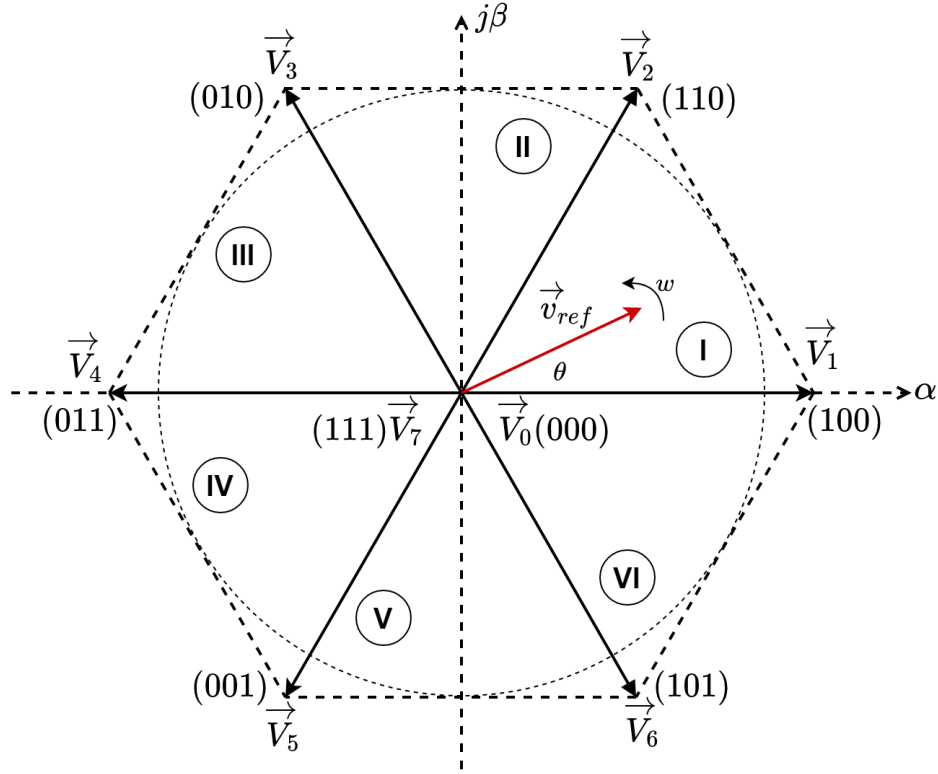
$$\vec{V}_1 = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_B \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} V_B + j0 = \frac{2}{3} V_B e^{j0} \quad (10)$$

Ao continuar a definição dos vetores desta forma, observa-se que os vetores não nulos, ou ativos, são defasados entre si de 60° e apresentam a mesma amplitude, o que pode ser generalizado por (11). Além disso, também pode-se agora representar o espaço vetorial definido pelo hexágono dos vetores ativos, e os nulos ao centro, de acordo com a Figura 11. É possível observar que o espaço entre os vetores são denominados como setores, e de acordo com que o vetor referência ($\vec{v}_{ref}$) se move no espaço vetorial com uma velocidade angular (w), este é representado pela soma vetorial dos vetores ativos adjacentes que são estacionários. Quando o $\vec{v}_{ref}$ dá uma volta completa pelo hexágono têm-se um período completo da onda senoidal do inversor VSI, sendo a frequência definida na velocidade angular com que o vetor percorre o espaço vetorial.

$$\vec{V}_k = \begin{cases} 0 & , \text{ para } k = 0,7 \\ \frac{2}{3} V_B e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} & , \text{ para } k = 1...6 \end{cases} \quad (11)$$

Para o funcionamento da SVM é necessário identificar os setores em que $\vec{v}_{ref}$

Figura 11. Hexágono do espaço vetorial do vetor referência nos eixos ortogonais.



Fonte: Adaptado de [15].

está ao longo do período de comutação. Uma forma de iniciar essa análise é separar os setores pelos quadrantes do plano ortogonal $\alpha\beta$ como mostrado na Tabela 1.

Analisando o triângulo formado pelas componentes $\alpha\beta$ na Figura 12 pode-se definir o ângulo entre estas, e por exemplo, caso o vetor possua ângulo menor que 60° é evidente que esteja no setor I.

 Tabela 1. Definição dos setores pelos quadrantes do plano $\alpha\beta$.

Quadrantes	Definições	Setores
1	$v_\alpha > 0$ e $v_\beta > 0$	I e II
2	$v_\alpha < 0$ e $v_\beta > 0$	II e III
3	$v_\alpha > 0$ e $v_\beta < 0$	IV e V
4	$v_\alpha < 0$ e $v_\beta < 0$	V e VII

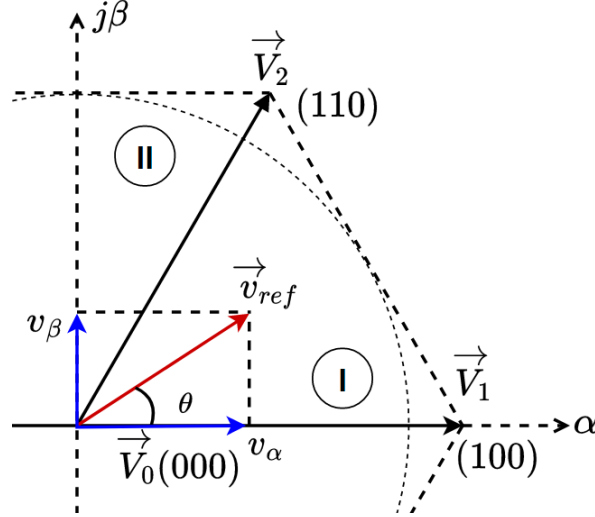
Logo para o ângulo entre as componentes $\alpha\beta$ pode-se dizer que

$$\tan \theta = \frac{v_\alpha}{v_\beta} \quad (12)$$

E assim, para o exemplo dado, no limite entre os setores I e II têm-se $\tan(60^\circ) = \sqrt{3}$, e com isso é possível chegar as condições para definir os setores do 1º Quadrante em (13).

$$1^{\circ} \text{ Quadrante} \begin{cases} \sqrt{3}v_{\alpha} - v_{\beta} > 0 \rightarrow \text{Setor I} \\ \sqrt{3}v_{\alpha} - v_{\beta} < 0 \rightarrow \text{Setor II} \end{cases} \quad (13)$$

Figura 12. Detalhe do triângulo do vetor referência.



Fonte: Adaptado de [15].

Aplicando a mesma análise trigonométrica para os quadrantes seguintes, e assim de acordo com (14) consegue-se criar três variáveis que a partir da análise de seu sinal defini-se o setor em que o vetor referência se encontra a partir da Tabela 2. Isto acaba facilitando a implementação do algoritmo da SVM pois outra opção seria a cada ciclo de controle do microcontrolador executar o cálculo trigonométrico do ângulo do vetor referência, no caso abordado os valores de $v_{\alpha\beta}$ são cálculos simples de soma e multiplicação por uma componente trigonométrica que será calculada obrigatoriamente dentro do algoritmo de sincronização com a rede elétrica, que será abordado na seção 7 desse mesmo capítulo.

$$\begin{cases} C_1 = v_{\beta} \\ C_2 = \sqrt{3}v_{\alpha} - v_{\beta} \\ C_3 = \sqrt{3}v_{\alpha} + v_{\beta} \end{cases} \quad (14)$$

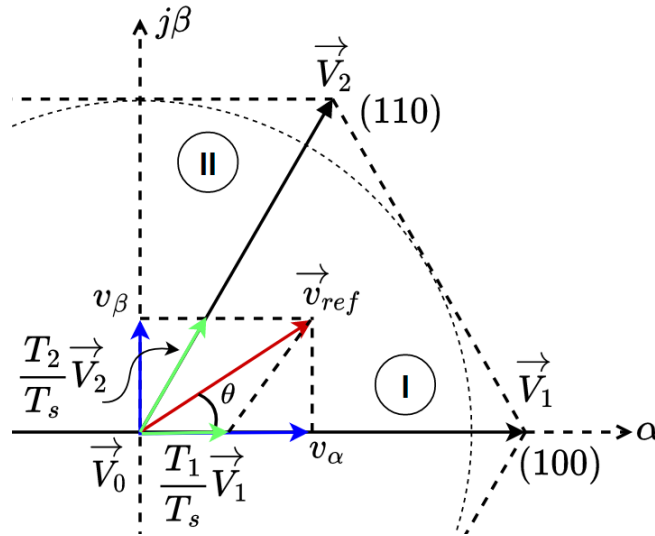
A definição dos tempos de duração dos vetores adjacentes e nulos em um período de comutação T_s é parte fundamental da modulação. Este tem referência com a razão cíclica com que o conversor opera, ou índice de modulação, dado que os tempos dos vetores ativos são dependentes entre si por serem os formadores do vetor referência, ou seja, a parte ativa da razão cíclica. Como ilustrado na Figura 13 para o exemplo de $\vec{v}_{ref}$ no setor I, quanto menor forem os tempos de $\vec{V}_1$ e $\vec{V}_2$ maior serão os tempos dos vetores nulos $\vec{V}_0$ ou $\vec{V}_7$, ou seja, menor será o índice de modulação.

Presumi-se que a frequência de comutação dos interruptores do conversor é muito

Tabela 2. Condições para identificação dos setores através das componentes $\alpha\beta$.

Setores	C_1	C_2	C_3
1	> 0	> 0	≥ 0
2	> 0	≤ 0	> 0
3	> 0	≤ 0	< 0
4	≤ 0	< 0	≤ 0
5	≤ 0	≥ 0	< 0
6	≤ 0	> 0	≥ 0

Figura 13. Detalhe do triângulo do vetor referência composto a partir das componentes dos vetores adjacentes e nulo.



Fonte: Adaptado de [15].

maior que a frequência fundamental da tensão senoidal de saída, o que permite assumir que T_s é constante, e logo pode-se escrever o $\vec{v}_{ref}$ como

$$\vec{v}_{ref} = \frac{T_1}{T_s} \vec{V}_1 + \frac{T_2}{T_s} \vec{V}_2 + \frac{T_0}{T_s} (\vec{V}_0 \text{ ou } \vec{V}_7) \quad (15)$$

Onde T_1 e T_2 representam os intervalos de acionamento dos respectivos vetores $\vec{V}_1$ e $\vec{V}_2$, e T_0 o tempo de aplicação dos vetores nulos. Assim, o período de comutação é dado como

$$T_s = T_0 + T_1 + T_2 \quad (16)$$

Partindo de (9) e (11), pode-se definir $\vec{v}_{ref}$, para o Setor I,

$$\vec{v}_{ref} = v_\alpha + v_\beta = \frac{T_1}{T_s} |\vec{V}_1| e^{j0} + \frac{T_2}{T_s} |\vec{V}_2| e^{j\pi/3} = \frac{T_1}{T_s} |\vec{V}_1| + \frac{T_2}{T_s} |\vec{V}_2| \left(\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \quad (17)$$

Substituindo as magnitudes dos vetores ativos em (17) como definido em (11), e

separando as partes referentes a α e β , obtém-se

$$\begin{cases} v_\alpha = \frac{T_1}{T_s} \frac{2}{3} V_B + \frac{T_2}{T_s} \frac{1}{3} V_B \\ v_\beta = \frac{T_2}{T_s} \frac{\sqrt{3}}{3} V_B \end{cases} \quad (18)$$

Resolvendo (18) para os tempos dos vetores ativos T_1 e T_2 , e também substituindo a relação das tensões pelos respectivos índices de modulação $m_{\alpha\beta} = \sqrt{3}v_{\alpha\beta}/V_B$, obtém-se

$$\begin{cases} T_1 = \frac{T_s}{2} (\sqrt{3}m_\alpha - m_\beta) \\ T_2 = T_s m_\beta \end{cases} \quad (19)$$

Reescrevendo (19), define-se as razões dos períodos em que os vetores são aplicados em relação ao período de comutação do conversor T_s , no Setor I, como

$$\begin{cases} t_1 = \frac{T_1}{T_s} = \frac{1}{2} (\sqrt{3}m_\alpha - m_\beta) \\ t_2 = \frac{T_2}{T_s} = m_\beta \end{cases} \quad (20)$$

Generalizando (20) para os demais setores é possível definir variáveis mostradas em (20) que poderão generalizar o cálculo dos tempos de aplicação dos vetores de acordo com a Tabela 3. Observando o Setor I vê-se que $t_1 = -W$ e $t_2 = U$, e a Tabela 3 generaliza utilização das variáveis criadas para os tempos t_n e t_{n+1} destinados aos demais setores [17].

$$\begin{cases} U = m_\beta \\ V = \frac{1}{2} (\sqrt{3}m_\alpha + m_\beta) \\ W = \frac{1}{2} (-\sqrt{3}m_\alpha + m_\beta) \end{cases} \quad (21)$$

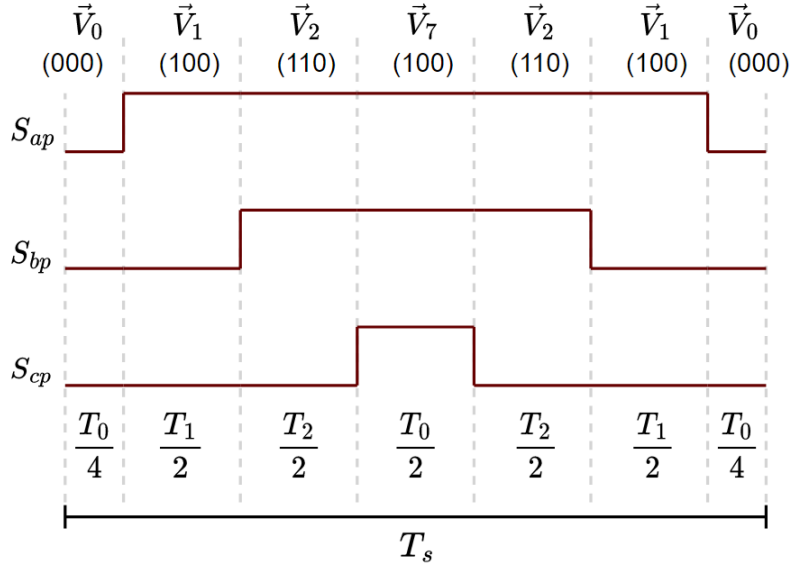
Tabela 3. Aplicações das variáveis UVW para cada razão cíclica dos vetores ativos nos setores.

Setores	1	2	3	4	5	6
t_n	-W	W	U	-U	-V	V
t_{n+1}	U	V	-V	W	-W	-U

É necessário aplicar a sequência dos vetores para cada setor em um determinado período T_s baseado nos braços do inversor trifásico. A sequência que será aplicada é

denominada como simétrica, como apresenta a Tabela 4, e ilustrada para um período de comutação do Setor I na Figura 14.

Figura 14. Pulsos dos interruptores positivos S_{abc_p} para o setor I.



Fonte: Adaptado de [15].

Pela ilustração e das definições dos vetores é possível observar que o interruptor superior (positivo) da fase A , definido como S_{ap} , só não permanece fechado durante metade de um período nulo T_0 . É interessante salientar que para o interruptor inferior S_{an} possui sinal complementar à S_{ap} , e, além disso as comutações são realizadas uma por vez, diminuindo assim as perdas. Fazendo a mesma análise para os outros interruptores positivos das fases seguintes pode-se definir (22) que calcula o tempo da largura do pulso (do inglês, *Duty Cycle*) dentro do período T_s para os interruptores positivos.

$$\begin{cases} d_{ap} = \frac{1}{T_s}(T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}) = t_1 + t_2 + \frac{t_0}{2} \\ d_{bp} = \frac{1}{T_s}(T_2 + \frac{T_0}{2}) = t_2 + \frac{t_0}{2} \\ d_{cp} = \frac{1}{T_s}(\frac{T_0}{2}) = \frac{t_0}{2} \end{cases} \quad (22)$$

Com o intuito de generalizar as definições encontradas em (22) para os outros setores, bastou-se fazer as mesmas análises e assim encontrar para cada um dos setores como mostrado na Tabela 5 as razões cíclicas dos interruptores positivos, e analogamente para os negativos.

Para resumir de forma simples o processo da SVM é ilustrado o fluxograma da Figura 15, onde já é feita menção a ideia do controle por referência síncronas em que é feita a mudança do referencial trifásico estacionário para o dq em que as saídas dos

Tabela 4. Sequência de aplicação dos vetores para os setores da SVM.

Setores	Sequência dos vetores
1	$\vec{V}_0 - \vec{V}_1 - \vec{V}_2 - \vec{V}_7 - \vec{V}_2 - \vec{V}_1 - \vec{V}_0$
2	$\vec{V}_0 - \vec{V}_3 - \vec{V}_2 - \vec{V}_7 - \vec{V}_2 - \vec{V}_3 - \vec{V}_0$
3	$\vec{V}_0 - \vec{V}_3 - \vec{V}_4 - \vec{V}_7 - \vec{V}_4 - \vec{V}_3 - \vec{V}_0$
4	$\vec{V}_0 - \vec{V}_5 - \vec{V}_4 - \vec{V}_7 - \vec{V}_4 - \vec{V}_5 - \vec{V}_0$
5	$\vec{V}_0 - \vec{V}_5 - \vec{V}_6 - \vec{V}_7 - \vec{V}_6 - \vec{V}_5 - \vec{V}_0$
6	$\vec{V}_0 - \vec{V}_1 - \vec{V}_6 - \vec{V}_7 - \vec{V}_6 - \vec{V}_1 - \vec{V}_0$

Tabela 5. Razões cíclicas dos interruptores positivos para os diferentes setores.

Setores	S_{ap}	S_{bp}	S_{cp}
1	$t_1 + t_2 + t_0/2$	$t_2 + t_0/2$	$t_0/2$
2	$t_2 + t_0/2$	$t_1 + t_2 + t_0/2$	$t_0/2$
3	$t_0/2$	$t_1 + t_2 + t_0/2$	$t_2 + t_0/2$
4	$t_0/2$	$t_2 + t_0/2$	$t_1 + t_2 + t_0/2$
5	$t_2 + t_0/2$	$t_0/2$	$t_1 + t_2 + t_0/2$
6	$t_1 + t_2 + t_0/2$	$t_0/2$	$t_2 + t_0/2$

controladores de corrente são índices de modulação constantes, as quais são entrada da modulação como mostrado.

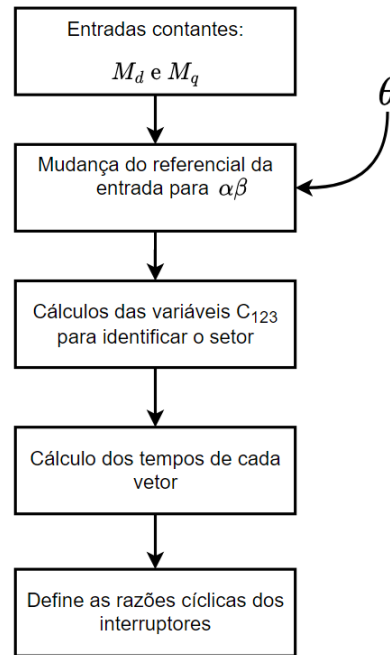
2.3 Filtro de Conexão

O filtro de conexão com a rede têm como função filtrar os harmônicos produzidos pela comutação proveniente do conversor CC-CA para proporcionar uma forma de onda de corrente injetada ou absorvida que se aproxime o máximo possível da frequência fundamental da rede elétrica, ou, tecnicamente, que tenha baixo conteúdo harmônico.

A característica do filtro é filtrar as altas frequências, portanto, do tipo passa-baixas. O projeto inclui a utilização de elementos passivos, indutores e capacitores, para diferentes configurações. As mais encontradas em trabalhos como [13, 17–21] são de filtros L, LC e LCL, como ilustrado na Figura 16.

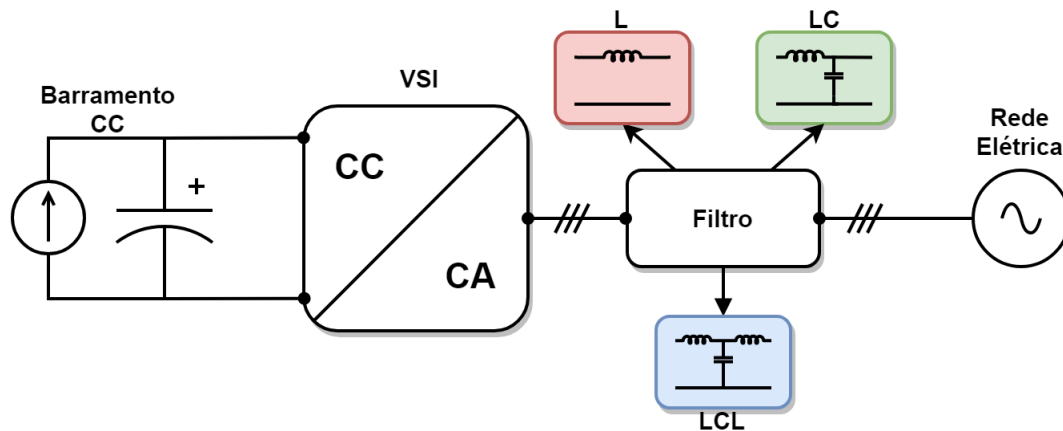
Por se tratar de um filtro de primeira ordem, o filtro L proporciona uma atenuação de 20 dB/década por todo o espectro de frequência. Normalmente prefere-se sua aplicação em sistemas de baixa potência na qual a indutância necessária pode ser maior, porém por se tratar de um elemento passivo apenas e o volume da construção depender do quadrado da corrente por consequência resultará em um filtro

Figura 15. Fluxograma básico da aplica  o da SVM.



Fonte: Adaptado de [15].

Figura 16. Diagrama do sistema com as principais topologias de filtro para conexão    rede elétrica.



Fonte: Adaptado de [22].

de tamanho e peso aceitáveis para aplica  o [23].

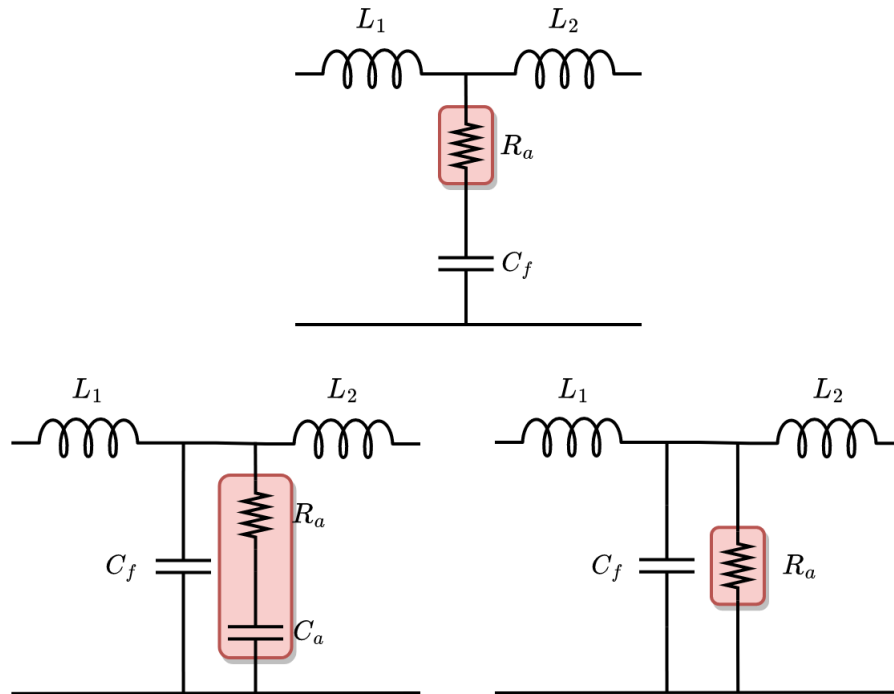
O filtro LC de segunda ordem já apresenta maior atenua  o que o filtro L dado a adi  o de mais um elemento passivo em sua arquitetura, o capacitor, o qual apresenta baixa impedância para componentes de alta frequência proporcionando uma atenua  o de 40 dB/década para componentes acima da frequência de ressonância do arranjo. Infelizmente para harmônicos da frequência de ressonância o filtro    visto como uma impedância nula com caminho para o terra, o que por exce  o das resistências parasitas dos elementos passivos acabaria gerando uma componente de

corrente altíssima, tendo, também correntes elevadas na primeira conexão   rede. Sendo assim, vê-se necessário a adi  o de um amortecimento ativo ou passivo ao filtro para tornar viável sua utiliza  o. E por possuir um capacitor no ponto de conexão   rede, a frequência de ressonância do filtro pode se alterar a partir de mudanças na impedância da rede, tornando mais difícil a opera  o de amortecimento [23].

Com 60 dB/década após sua frequência de ressonância, o filtro LCL   o que possui maior atenua  o dos 3 que foram mencionados. Por possuir um indutor para conexão   rede elétrica, o filtro LCL sofre menos com as altera  es da impedância do sistema de distribui  o, o que não prejudica tanto o funcionamento do filtro, porém, ainda assim sendo necessário algum tipo de amortecimento ativo ou passivo como no filtro LC [24].

Neste trabalho, por efeito de compara  o, são testados tanto o filtro L como o LCL, os quais possuem indutor para conexão com a rede elétrica.

Existem diversas alternativas para o amortecimento do efeito de ressonância do filtro LCL, sejam elas ativas como impedância virtual, inclusão de um filtro *Notch* em cascata ao controle, até alternativas passivas que visam a inser  o de um resistor no ramo capacitivo, seja em série, paralelo, ou um ramo RC dedicado ao amortecimento, como ilustrados na Figura 17 [25].



Fonte: Próprio autor.

Como mencionado em [26], a técnica de se adicionar um resistor em série ao ramo capacitivo   uma das solu  es mais simples e também das mais utilizadas em aplica  es industriais, além de também ser observado numa aplica  o muito similar

em [20]. Assim, esta a metodologia escolhida para aplica  o do filtro LCL neste trabalho. Definido as topologias dos filtros que serão testadas na sequência será abordado o projeto dos elementos passivos e também da modelagem para o estudo da dinâmica do sistema.

2.3.1 Projeto do filtro L e LCL

Para dimensionar os filtros são necessários os parâmetros com os quais cada um dos inversores irá operar, como potência nominal (P_n), frequência de chaveamento (f_s), frequência da rede elétrica (f_r), tensão eficaz de linha da rede (V_L), tensão no barramento CC (V_B) e ondula  o (ou do inglês, *ripple*) de corrente de saída em cada fase (ΔI_L). A Tabela 6 aborda, de forma geral, as características mais importantes para o projeto do filtro.

Tabela 6. Características dos inversores do sistema *Grid-Tied* para o projeto dos filtros de conexão

Parâmetros	Símbolos	Valores
Tensão Eficaz de Linha	V_L	220 V
Frequência da Rede Elétrica	f_r	60 Hz
Frequência de Chaveamento	f_s	15 kHz
Potência Nominal do Inversor	P_n	10 kW
Corrente Nominal de Saída (RMS)	I_{RMS}	26,3 A
Tensão do Barramento CC	V_B	450 V - 500 V
Ondula��o de corrente no indutor de rede	ΔI_{L_R}	10%

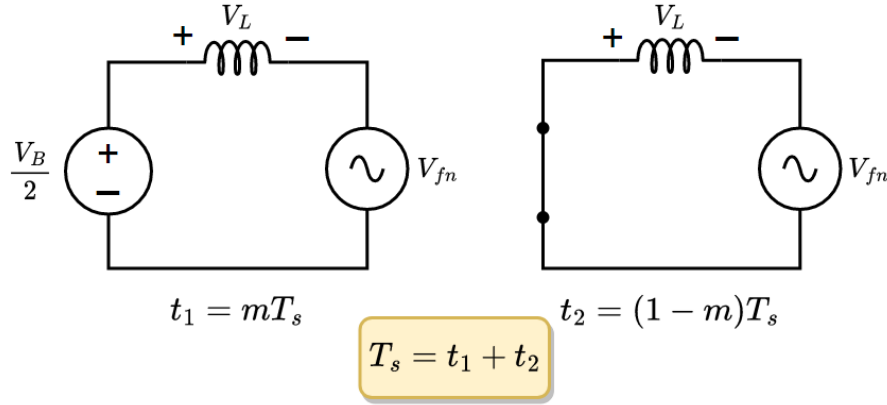
O cálculo do filtro L    simplificado e sua expressão pode ser deduzida do modelo monofásico de um dos braços do inversor, conforme ilustrado na Figura 18. Quando conectado    rede durante um período de chaveamento T_s e com um   ndice de modula  o m , a tensão no indutor pode ser descrita por (23).

$$v_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (23)$$

Assim, resolvendo a equa  o para a indutância L, no momento do pico da corrente, usando o valor da tensão do indutor v_L como a diferença entre $V_B/2$ e o pico da tensão monofásica da rede V_{fn} , a varia  o do tempo dt por mT_s e a varia  o da corrente di_L por Δi_L têm-se

$$L = \frac{m \left(\frac{V_B}{2} - \sqrt{2}V_{fn} \right)}{\Delta i_L f_s} \quad (24)$$

Figura 18. Modelo monofásico para o filtro L.



Fonte: Próprio autor.

O projeto do filtro LCL se inicia pelo cálculo do indutor do lado do inversor, L_1 , que é o primeiro elemento que atua na redução do conteúdo harmônico da corrente afim de estabelecer um *ripple* de corrente desejado. Sendo assim, pode-se seguir a metodologia utilizada por [15], a qual analisa o *ripple* da corrente no pior caso em todo o período da onda de tensão da rede, calculando-o pela expressão (25).

$$L_1 = \frac{1}{8} \frac{V_{fn}}{f_s \Delta i_{L1}} \quad (25)$$

Para o cálculo do indutor do lado da rede elétrica, L_2 , primeiramente é necessário definir o fator α_L que relaciona os dois indutores do filtro de acordo com

$$L_1 = \alpha_L L_2 \quad (26)$$

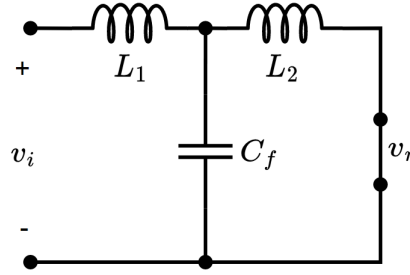
Idealmente quanto maior a indutância total do filtro $L_T = L_1 + L_2$ melhor a atenuação harmônica resultante na corrente; contudo, existem restrições para a queda de tensão sobre os indutores, como exemplo, limitar a queda a 10% da tensão da rede, como indicado na expressão (27).

$$L_T = L_1 + L_2 \leq 10\% \frac{V_l^2}{2\pi f_r P_n} \quad (27)$$

Para o projeto de L_2 se faz necessário uma análise da função de transferência do sistema para o controle da corrente da rede $i_r(s)$ em função da tensão do inversor $v_i(s)$. Para tal, recorre-se novamente a representação monofásica do sistema como ilustrada na Figura 19, assumindo a rede elétrica como um curto-circuito e desconsiderando o amortecimento passivo no ramo capacitivo [27]. Com isso a impedância equivalente entre L_2 e C_f pode ser expressa por (28).

$$Z_{eq} = sL_2 // \frac{1}{sC_1} = \frac{sL_2}{s^2 L_2 C_1 + 1} \quad (28)$$

Figura 19. Equivalente monof asico do filtro LCL para modelagem.



Fonte: Pr oprio autor.

Com isso a tensão no ramo capacitivo pode ser definida como

$$v_c(s) = v_i(s) \frac{Z_{eq}}{sL_1 + Z_{eq}} = v_i(s) \frac{sL_2}{s(s^2L_1L_2C_f + L_1 + L_2)} \quad (29)$$

Logo, obt m-se corrente no indutor L_2 conforme (30).

$$i_r(s) = \frac{v_c(s)}{sL_2} = v_i(s) \frac{1}{s(s^2L_1L_2C_f + L_1 + L_2)} \quad (30)$$

Ajustando para a forma de fun o de transferência e deixando o maior termo do denominador como múltiplo unitário têm-se

$$\frac{i_r(s)}{v_i(s)} = \frac{1}{(L_1 + L_2)} \frac{\left(\frac{L_1 + L_2}{L_1L_2C_f}\right)}{s(s^2 + \frac{L_1 + L_2}{L_1L_2C_f})} \quad (31)$$

Relacionando (31) com a forma padrão de uma fun o de transferência de segunda ordem como dado por (32)   possível determinar a equa o da frequência de ressonância (w_0) em (33).

$$G(s) = K \frac{w_n^2}{s^2 + 2\zeta w_n s + w_n^2} \quad (32)$$

$$w_0 = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1L_2C_f}} \quad (33)$$

Substituindo (26) e (27) em (33) obt m-se a frequência de ressonância do filtro em fun o da indutância total L_T e de α_L .

$$w_0 = \sqrt{\frac{(1 + \alpha_L)^2}{\alpha_L L_T C_f}} \quad (34)$$

Resolvendo (34) para encontrar o valor da capacitância C_f tem-se

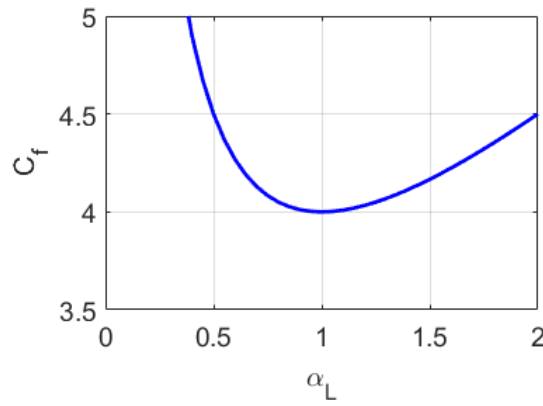
$$C_f = \frac{1}{w_0^2 L_T} \frac{(1 + \alpha_L)^2}{\alpha_L} \quad (35)$$

Para qualquer frequência de ressonância desejada    possível determinar qual o fator α_L que resulta na menor capacitância do filtro. Fazendo a análise da derivada como mostrado em (36), e ilustrado de forma normalizada em    rela  o frequência na Figura 20, tem-se

$$\frac{\partial C_f}{\partial \alpha_L} = \frac{1}{w_0^2 L_T} \left(1 - \frac{1}{\alpha_L^2} \right) \quad (36)$$

$$\frac{\partial C_f}{\partial \alpha_L} = 0 \rightarrow \alpha_L = 1 \quad (37)$$

Figura 20. Capacitância normalizada em fun  o do fator α_L .



Fonte: Próprio autor.

Logo C_f pode ser calculado por (38) para uma determinada frequência de ressonância escolhida.

$$C_f = \frac{2}{w_0^2 L_1} \quad (38)$$

Para garantir elevado fator de potência para o sistema    recomendado que o fluxo de potência reativa do ramo capacitivo seja no máximo 5% da potência ativa total do conversor, sendo assim, o valor de $C_{f,max}$    dado em (39) [26]. Além disso, para certificar a boa atenua  o das componentes de alta frequência, a frequência de ressonância    limitada de acordo com (40).

$$C_{f,max} = 0,05 \left(\frac{P_n}{2\pi f_r V_l^2} \right) \quad (39)$$

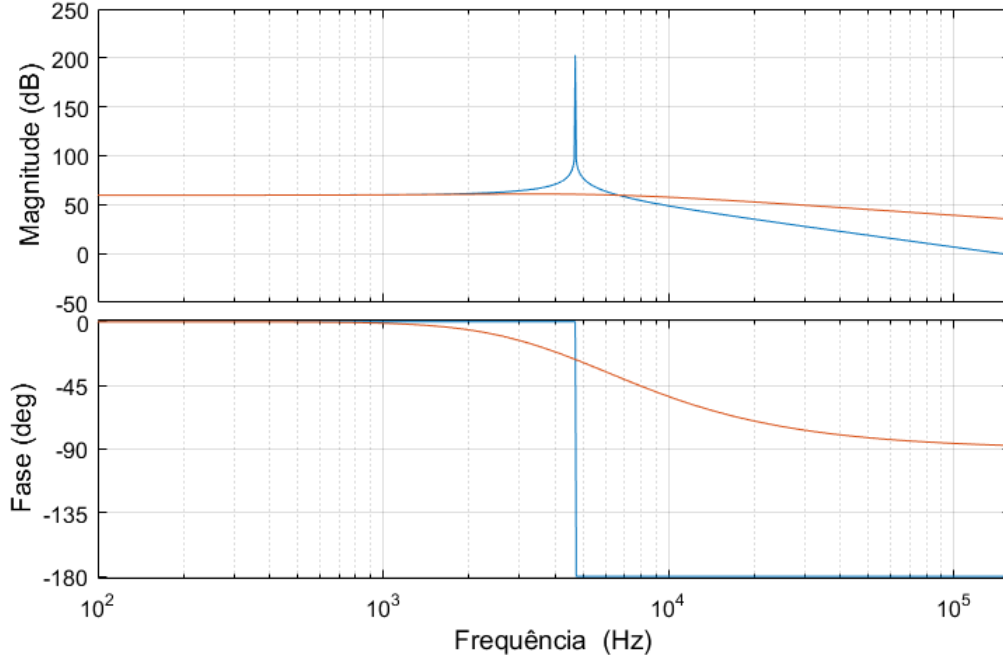
$$10f_r \leq f_0 \leq f_s/2 \quad (40)$$

O último t  pico a ser abordado    o projeto do resistor de amortecimento R_a . Para tal,    necessário analisar a resposta em frequência da fun  o de transferência obtido similarmente como em (31), o método das impedâncias equivalentes, que revela a rela  o entre a corrente da rede e a tensão do inversor [27]. A fun  o $i_r(s)/v_i(s)$   

mostrada em (41), o diagrama de *Bode* do sistema amortecido e sem amortecimento    mostrado na Figura 21.

$$\frac{i_r(s)}{v_i(s)} = \frac{sR_aC_f + 1}{s^3L_1L_2C_f + s^2(L_1 + L_2)C_fR_a + s(L_1 + L_2)} \quad (41)$$

Figura 21. Resposta em frequência para o filtro LCL com amortecimento (em laranja) e sem amortecimento (em azul).



Fonte: Próprio autor.

Como mostrado por [27] o resistor de amortecimento R_a pode ser projetado através de (42) que resulta na maior atenua  o do efeito de ressonância na sua resposta em frequência.

$$R_a = \sqrt{\frac{L_T}{C_f}} = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{C_f}} \quad (42)$$

2.4 Modelo dinâmico para o controle da corrente de saída

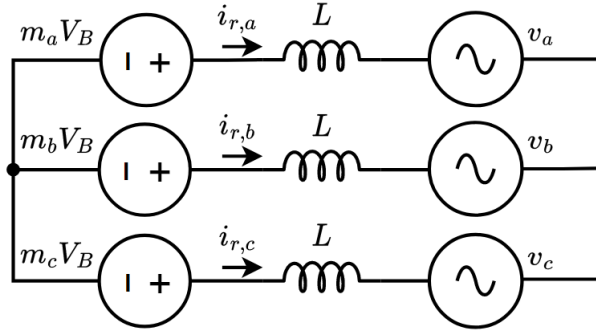
A Figura 22 mostra o circuito equivalente do modelo médio de um inversor trifásico VSI conectado   rede pelo filtro L. A equa  o que descreve o circuito pode ser escrita como (43) em coordenadas estacionárias abc [28].

$$L \frac{d\vec{i}_{r,abc}}{dt} = \vec{m}_{abc}V_B - \vec{v}_{abc} \quad (43)$$

onde $\vec{v}_{abc}$   o vetor das tensões de linha

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix}.$$

Figura 22. Modelo médio do inversor com filtro L.



Fonte: Próprio autor.

Para os dois filtros L e LCL, a estratégia de controle de corrente será feita a partir da transforma  o das leituras de correntes no plano estacionário abc para o plano girante síncrono $dq0$. Esta mudança de referencial feita a partir das transformadas de Park e Clarke tr  s consigo a facilidade do rastreamento de uma referência constante em vez de um sinal senoidal como se espera para sistema conectados    rede elétrica. Esta vantagem permite a utiliza  o de controladores clássicos como o Proporcional Integral (PI) que garantem uma boa resposta transitória e de regime permanente se bem sintonizados.

As transformadas diretas abc para $dq0$ e a inversa são descritas por (44) e (45), respectivamente, onde na primeira, a fase A da rede elétrica    alinhada    coordenada d , e portanto, a amplitude da corrente estará presente nesta componente e o controle poderá ser realizado a partir dela.

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}}_{\mathbf{T}} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (44)$$

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{T}^{-1}} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (45)$$

Aplicando a transforma  o para $dq0$ em (43) têm-se

$$L \frac{d}{dt} (\mathbf{T}^{-1} \vec{i}_{r,dq}) = \mathbf{T}^{-1} \vec{m}_{dq} V_B - \mathbf{T}^{-1} \vec{v}_{dq} \quad (46)$$

Multiplicando $\mathbf{T}$ em ambos os lados da expressão e manipulando a derivada

chega-se à

$$L\left(\frac{d\vec{i}_{dq}}{dt} + \mathbf{T}\frac{d\mathbf{T}^{-1}}{dt}\vec{i}_{dq}\right) = \vec{m}_{dq}V_B - \vec{v}_{dq} \quad (47)$$

Computando a derivada da transformada, obtém-se

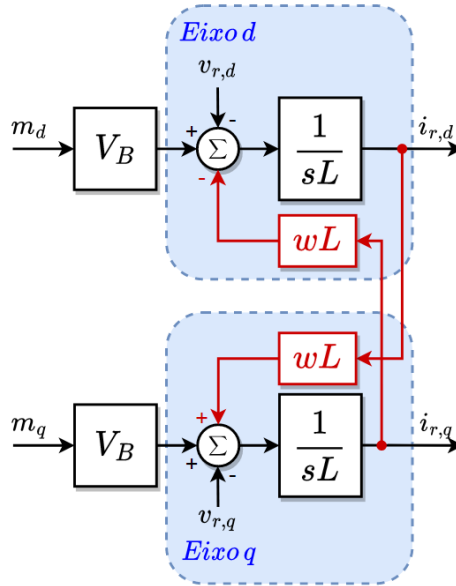
$$\mathbf{T} \cdot \frac{d\mathbf{T}^{-1}}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & -w \\ w & 0 \end{bmatrix} = \mathbf{W} \quad (48)$$

Com isso a equação equivalente do circuito com filtro L em componentes $dq\theta$ é descrito por (49).

$$L\frac{d\vec{i}_{dq}}{dt} = \vec{m}_{dq}V_B - \vec{v}_{dq} - \mathbf{W}L\vec{i}_{dq} \quad (49)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (49) é possível representar o sistema em diagrama de blocos como ilustrado na Figura 23. Vê-se que existe um acoplamento no sistema entre as componentes dq como destacado em vermelho, dado que a transformada possui termos que são função do tempo.

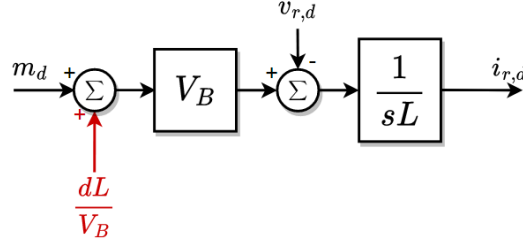
Figura 23. Diagrama de blocos dos eixos dq do inversor com filtro L.



Fonte: Próprio autor.

O desacoplamento pode ser feito a partir da alimentação direta do termo da equação (50) no índice de modulação, por exemplo para a coordenada d , e ilustrado pela Figura 24.

$$dL = wL \cdot i_{r,q} \quad (50)$$

Figura 24. Desacoplamento do eixo d com filtro L.


Fonte: Próprio autor.

Observa-se que o desacoplamento é feito a partir de uma estrutura *feedforward* dos termos do acoplamento dos eixos. Sendo assim, o novo índice de modulação pode ser definido como m'_{dq} conforme por (51).

$$\begin{cases} m'_d = m_d + \frac{dL}{V_B} = m_d + \frac{L i_{r,q}}{V_B} \\ m'_q = m_q + \frac{dL}{V_B} = m_q - \frac{L i_{r,d}}{V_B} \end{cases} \quad (51)$$

Substituindo o novo índice em (49) e assumindo as componentes da rede $\vec{v}_{r,dq}$ constantes dentro de um período de chaveamento, reescreve-se a equação (52). Em seguida, aplicando a transformada de Laplace, substituindo as variáveis por perturbações e assim obtendo o modelo dinâmico das correntes com as entradas sendo os índices de modulação em (53).

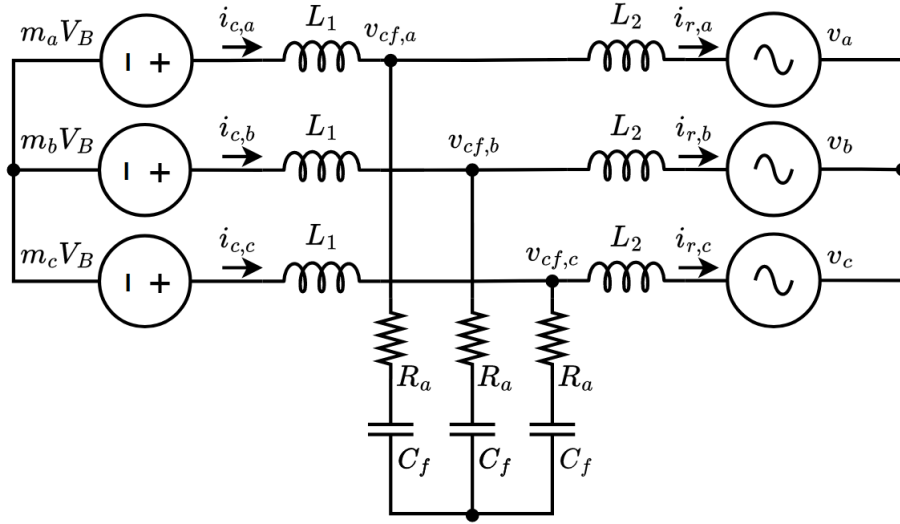
$$\begin{cases} L \frac{di_{r,d}}{dt} = m'_d V_B \\ L \frac{di_{r,q}}{dt} = m'_q V_B \end{cases} \quad (52)$$

$$\begin{cases} \frac{\hat{i}_{r,d}(s)}{\hat{m}'_d(s)} = \frac{V_B}{sL} \\ \frac{\hat{i}_{r,q}(s)}{\hat{m}'_q(s)} = \frac{V_B}{sL} \end{cases} \quad (53)$$

Para o filtro LCL, o circuito do modelo médio do conversor visto pela rede elétrica é como o ilustrado pela Figura 25 e descrito matematicamente por (54). De forma análoga ao realizado para o inversor com filtro L, a mudança do referencial estacionário abc pode ser feita a partir da substituição por termos dq associados à transformada $\mathbf{T}$. Sendo assim, de forma semelhante, é possível exemplificar para a primeira equação referente ao indutor do lado do conversor L_1 em (54), obtendo-se (55).

$$\begin{cases} L_1 \frac{d\vec{i}_{c,abc}}{dt} = \vec{m}_{abc} V_B - \vec{v}_{C,abc} \\ L_2 \frac{d\vec{i}_{r,abc}}{dt} = \vec{v}_{C,abc} - \vec{v}_{r,abc} \\ C_f \frac{d\vec{v}_{Cf,abc}}{dt} = \vec{i}_{c,abc} - \vec{i}_{r,abc} \end{cases} \quad (54)$$

Figura 25. Modelo médio do inversor com filtro LCL.



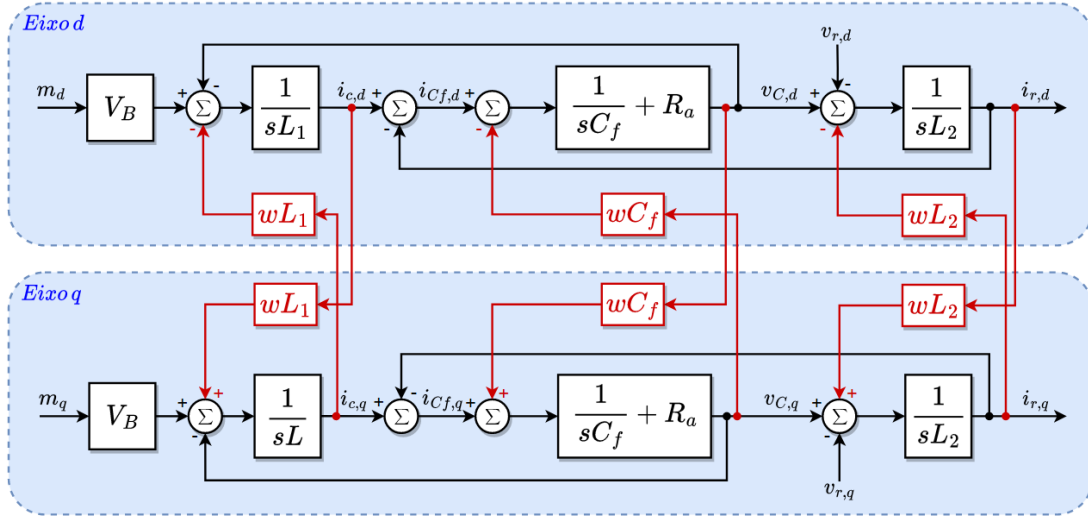
Fonte: Próprio autor.

$$L \frac{d}{dt} (\mathbf{T}^{-1} \vec{i}_{c,dq}) = \mathbf{T}^{-1} \vec{m}_{dq} V_B - \mathbf{T}^{-1} \vec{v}_{C,dq} \quad (55)$$

Aplicando o mesmo conceito nas outras equações de (54) e, desenvolvendo a derivada da transformada, chega-se no sistema de equações em coordenadas dq para o filtro LCL com amortecimento passivo no ramo capacitivo, de acordo com (56).

$$\begin{cases} L_1 \frac{d\vec{i}_{c,dq}}{dt} = \vec{m}_{dq} V_B - \vec{v}_{C,dq} - L_1 \cdot \mathbf{W} \vec{i}_{c,dq} \\ L_2 \frac{d\vec{i}_{r,dq}}{dt} = \vec{v}_{C,dq} - \vec{v}_{r,dq} - L_2 \cdot \mathbf{W} \vec{i}_{r,dq} \\ C_f \frac{d\vec{v}_{Cf,dq}}{dt} = \vec{i}_{c,dq} - \vec{i}_{r,dq} - C_f \cdot \mathbf{W} \vec{v}_{Cf,dq} \end{cases} \quad (56)$$

Assim como no modelo do filtro L, neste, observa-se que as componentes dos eixos dq possuem um acoplamento devido a transformada ser uma função do tempo, mas neste caso a complexidade é maior devido a planta ser de ordem 3. Na Figura 26 é apresentado o diagrama de blocos do sistema com filtro LCL para os eixos dq , onde, em vermelho, são destacadas as componentes do acoplamento entre os eixos.

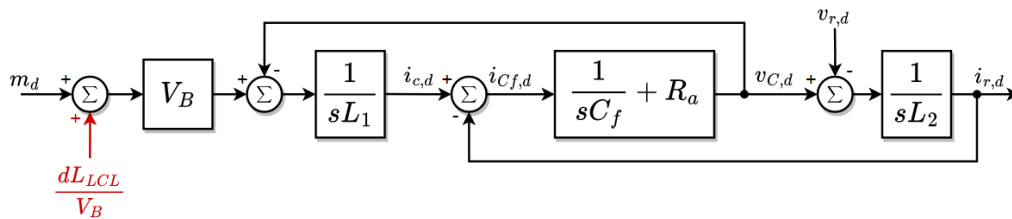
Figura 26. Diagrama de blocos dos eixos dq com filtro LCL.


Fonte: Próprio autor.

Novamente, o desacoplamento dos eixos pode ser feito por uma realimentação direta no índice de modulação. Contudo, no caso do filtro LCL existem 3 componentes a serem compensadas, duas referentes às correntes dos indutores e uma relativa à tensão no ramo capacitivo amortecido. A realimentação levará em conta apenas as duas primeiras componentes, sendo que a compensação do ramo capacitivo necessitaria do sensoramento das suas tensões, e, além disso, também existe a justificativa que o acoplamento devido aos capacitores não interfere de forma substancial na funcionalidade do controlador [29]. Para a compensação das componentes dos indutores usa-se a convenção de que as correntes do lado do conversor $i_{c,dq}$ possuem valor médio instantâneo equivalente às correntes do lado da rede $i_{r,dq}$ e, assim, o termo de realimentação dL_{LCL} pode ser definido como

$$dL_{LCL} = w(L_1 + L_2) \cdot i_{r,dq} \quad (57)$$

A Figura 27 exemplifica como é feito o desacoplamento do eixo d para o controle de corrente do sistema utilizando o termo (57) e também já eliminando a parcela do ramo capacitivo amortecido.

 Figura 27. Desacoplamento do eixo d com filtro LCL.


Fonte: Próprio autor.

Sendo assim, a nova representação do índice de modulação é definida como

$$\begin{cases} m'_d = m_d + \frac{dL_{LCL}}{V_B} = m_d + \frac{w(L_1 + L_2) i_{r,q}}{V_B} \\ m'_q = m_q - \frac{dL_{LCL}}{V_B} = m_q - \frac{w(L_1 + L_2) i_{r,d}}{V_B} \end{cases} \quad (58)$$

A partir do diagrama de blocos dos eixos desacoplados dq é possível aplicar a técnica de dedução da função de transferência do sistema, e, também da teoria de perturbação a pequenos sinais para assim encontrar o modelo que define a dinâmica das correntes $i_{r,dq}$ em função dos respectivos índices de modulação m'_{dq} , como mostrado em (59).

$$\begin{cases} G_{i,d}(s) = \frac{\hat{i}_{r,d}(s)}{\hat{m}'_d(s)} = \frac{(sR_a C_f + 1)V_B}{s^3 L_1 L_2 C_f + s^2 (L_1 + L_2) C_f R_a + s(L_1 + L_2)} \\ G_{i,q}(s) = \frac{\hat{i}_{r,q}(s)}{\hat{m}'_q(s)} = \frac{(sR_a C_f + 1)V_B}{s^3 L_1 L_2 C_f + s^2 (L_1 + L_2) C_f R_a + s(L_1 + L_2)} \end{cases} \quad (59)$$

2.5 Modelo dinâmico para o controle da tensão do barramento CC

O controle de tensão do barramento CC é uma importante função do sistema *Grid-Tied* do eletroposto, uma vez que todas as fontes de energia necessitam de uma tensão estabilizada para operarem de modo adequado (absorvendo ou injetando corrente neste elemento). Sendo assim, o controlador de tensão será responsável por definir o referencial de corrente $i_{r,d}^*$ que está associado à potência ativa, e, portanto, a modelagem matemática tem como objetivo a definição da função de transferência dada por (60).

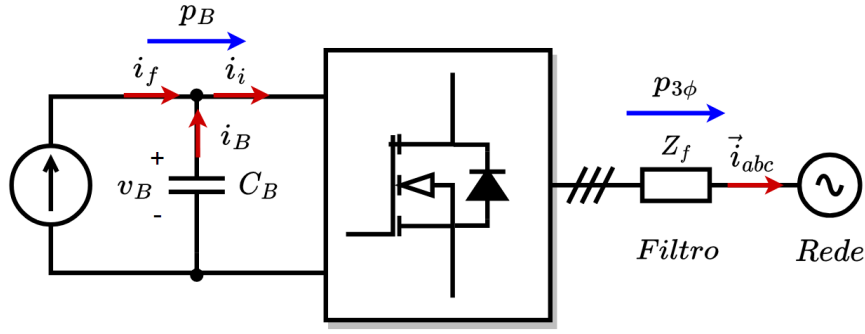
$$G_V(s) = \frac{v_B(s)}{i_{r,d}(s)} \quad (60)$$

A Figura 28 representa o sistema *Grid-Tied* pela perspectiva do barramento CC. A configuração do filtro nesta modelagem não altera os resultados e, portanto, é generalizado para uma impedância Z_f . As correntes da parte CC são definidas como corrente das fontes i_f , corrente do banco capacitivo i_B , e a corrente CC dos inversores somadas como i_i , já no lado da rede têm-se o vetor das correntes trifásicas $\vec{i}_{abc}$. Com isso, as potências do lado CC e do lado CA podem ser definidas por (61).

$$\begin{cases} p_{3\phi} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = \frac{3}{2} (v_{r,d} i_{r,d} + v_{r,q} i_{r,q}) \\ p_b = -v_B C_B \frac{dv_B}{dt} + v_B i_f \end{cases} \quad (61)$$

Parte-se da premissa que as potências podem ser igualadas, desprezando as perdas inerentes ao chaveamento e também dos elementos passivos, sendo assim o ba-

Figura 28. Modelo médio do inversor pela visão do barramento CC.



Fonte: Próprio autor.

lanço de potência é dado como

$$\frac{3}{2}(v_{r,d}\dot{i}_{r,d} + v_{r,q}\dot{i}_{r,q}) = -v_B C_B \frac{dv_B}{dt} + v_B \dot{i}_f \quad (62)$$

Aplicando perturbações nas variáveis obtém-se

$$\begin{aligned} \frac{3}{2} \left[(V_{r,d} + \hat{v}_{r,d})(I_{r,d} + \hat{i}_{r,d}) + (V_{r,q} + \hat{v}_{r,q})(I_{r,q} + \hat{i}_{r,q}) \right] = & -(V_B + \hat{v}_B) C_B \frac{d(V_B + \hat{v}_B)}{dt} \\ & + (V_B + \hat{v}_B)(I_f + \hat{i}_f) \end{aligned} \quad (63)$$

Anulando as perturbações diferentes de $\hat{v}_d$ e assumindo $V_q \approx 0$ para uma rede equilibrada, têm-se

$$\frac{3}{2} \left[(V_{r,d} I_{r,d} + V_{r,d} \hat{i}_{r,d}) \right] = -V_B C_B \frac{d\hat{v}_B}{dt} + V_B I_f + \hat{v}_B I_f \quad (64)$$

Podendo se considerar a igualdade de

$$\frac{3}{2} V_{r,d} I_{r,d} = V_B I_f \quad (65)$$

Então, simplifica-se (64) para

$$\frac{3}{2} V_d \hat{i}_{r,d} = -V_B C_f \frac{d\hat{v}_B}{dt} + \hat{v}_B I_f \quad (66)$$

Supondo que toda a corrente da rede venha exclusivamente do capacitor, assume-se $I_f = 0$. Além disso, também defini-se que a componente V_d é equivalente à tensão de pico de fase da rede elétrica V_p . Fazendo as devidas substituições e aplicando a transformada de Laplace em (66) chega-se à função de transferência para o controle de tensão conforme (67).

$$G_v(s) = \frac{\hat{v}_B(s)}{\hat{i}_{r,d}} = -\frac{3}{2} \frac{V_p}{V_B C_f s} \quad (67)$$

2.6 Estimativa da capacitância do barramento CC

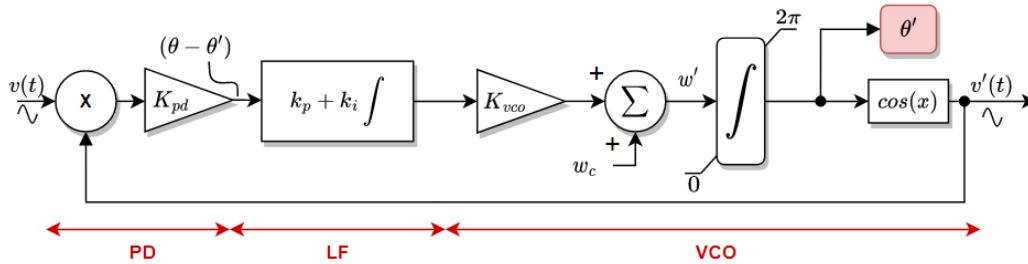
A metodologia adotada para se estimar o valor da capacitância do barramento CC é a apresentada por [30] e em (68). Esta leva em consideração a tensão mínima desejada no barramento CC, a potência (P_B) que se deseja trocar a partir do capacitor, e também o tempo que se fornecerá essa potência hipoteticamente tendo o capacitor como única fonte de energia, do inglês tempo de *hold up* (t_{hu}).

$$C_B = \frac{2P_B \cdot t_{hu}}{V_B^2 - V_{B,min}^2} \quad (68)$$

2.7 Algoritmo de sincronização com a rede elétrica

A técnica mais utilizada para sincronização de conversores de interface com a rede elétrica CA é o PLL (do inglês, *Phase Locked Loop*) [31]. Este algoritmo possui 3 estágios principais de funcionamento: Detector de Fase (do inglês, PD - *Phase Detector*), Laço de filtro (do inglês, LF - *Loop Filter*) e o Oscilador Controlado por tensão (do inglês VCO - *Voltage Controlled Oscillator*). O diagrama simplificado de um PLL aplicado a um sinal senoidal é mostrado na Figura 29.

Figura 29. Diagrama básico do PLL.



Fonte: Adaptado de [31].

Uma linearização do sistema pode ser feita a partir da Figura 29 conforme mostrado na Figura 30 de acordo com [32]. O filtro passa-baixas (FPB) é inserido ao sistema para poder atenuar as componentes harmônicas que inserem distúrbios ao sistema, sendo caracterizadas por $D(s)$. A função de transferência em malha aberta (FTMA) do PLL linearizado pode ser descrita por (69).

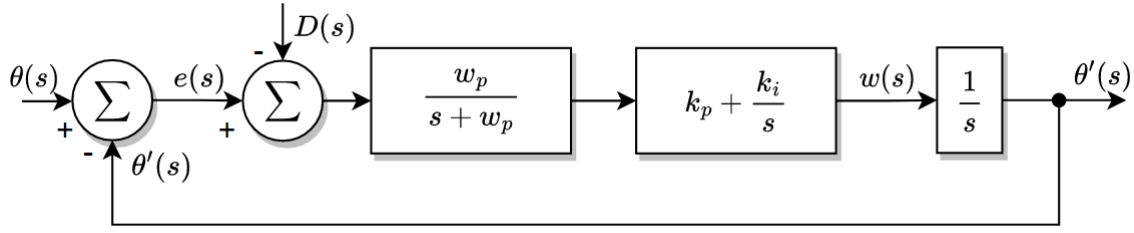
$$FTMA_{PLL}(s) = \frac{k_p w_p (s + w_z)}{s^2 (s + w_p)} \quad (69)$$

onde $w_z = k_i/k_p$.

A partir da análise feita por [32] é possível calcular a margem de fase (MF) para a dinâmica do PLL a partir de

$$MF = \tan^{-1} \left(\frac{k^2 - 1}{2k} \right) \quad (70)$$

Figura 30. Diagrama do PLL linearizado.



Fonte: Adaptado de [32]

onde k é um valor constante e é escolhido de acordo com a resposta transitória e estabilidade requeridas para o sistema, pois possui relação com a frequência do FPB e os ganhos do controlador PI, sendo definida por $w_p = k^2 w_z$.

O ganho proporcional do PI é definido como a frequência de cruzamento desejada w_c , pois assim a MF é maximizada. Logo, o projeto do PLL pode ser feito a partir das equações apresentadas em (71).

$$\begin{cases} k_p = w_c \\ k_i = w_c^2/k \\ w_p = kw_c \end{cases} \quad (71)$$

2.7.1 SRF-PLL

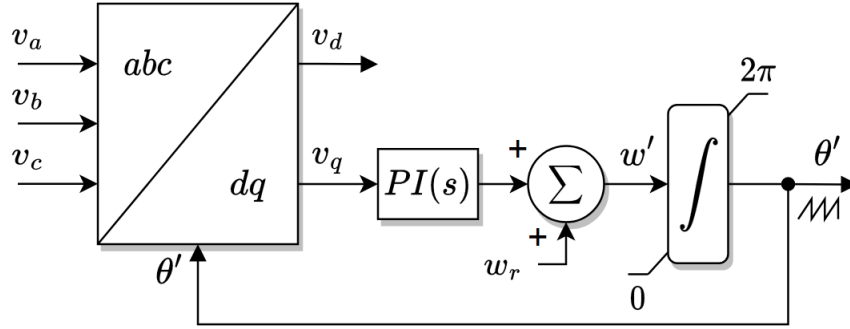
Um dos PLLs mais utilizados para sistemas trifásicos funciona a partir de referências síncronas (SRF - *Synchronous Reference Frame*) como mostrado na Figura 31, no qual a realimentação da fase do PLL é feita diretamente na transformada de Park até que a componente do sinal de quadratura v_q venha a ser a nula e, portanto, a diferença da fase do PLL e da rede elétrica também. Além da transformada de Park, também se faz necessária a de Clarke. Ambas são expostas respectivamente em (72) e (73).

$$v_{dq} = T_{dq} \cdot v_{\alpha\beta} \rightarrow \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (72)$$

$$v_{\alpha\beta} = T_{\alpha\beta} \cdot v_{abc} \rightarrow \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (73)$$

A relação entre a realimentação de fase do PLL, θ' , e a fase atual da rede elétrica, θ , pode ser explicada pela transformada de Park na transformação dos sinais de quadratura $\alpha\beta$ defasados de 90° entre si e já normalizados, em que tem-se (74).

Figura 31. Diagrama básico do PLL.



Fonte: Adaptado de [31].

$$v_{dq} = T_{dq}' \cdot v_{\alpha\beta} \rightarrow \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta') & \sin(\theta') \\ -\sin(\theta') & \cos(\theta') \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sin(\theta) \\ \cos(\theta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta') \\ \sin(\theta - \theta') \end{bmatrix} \quad (74)$$

A adição da frequência angular da rede w_r , em *feedforward*, contribui para o algoritmo iniciar próximo da sua saída em regime $\theta - \theta' \approx 0$. LF se trata de um controlador Proporcional Integral (PI), fará este erro de fase tender à 0. Portanto, v_q pode ser linearizado por $\sin(\theta - \theta') \approx \theta - \theta'$, e assim o erro de fase calculado pelo detector de fase é

$$erro = v_q \approx \theta - \theta' \quad (75)$$

2.7.2 DSOGI-PLL

Sob condições em que a rede elétrica não sofre com desbalanceamento de fases ou distorções harmônicas, o SRF-PLL apresenta resultados satisfatórios para sincronização do sistema à rede. Quando exposto à estes problemas é necessário diminuir a largura de banda do controlador para reduzir os efeitos das harmônicas, porém, em relação ao desbalanceamento do sistema esta solução não será suficiente e o desempenho será prejudicado [33]. Para superar esta dificuldade é indicada a utilização de um PLL que extraia as componentes positiva e negativa da rede elétrica, o que permitirá a sincronização do algoritmo com a componente fundamental da tensão.

A técnica que será utilizada neste trabalho é apresentada em [34]. Se trata de um DSOGI-PLL (*Dual Second Order Generalized Integrator-PLL*) que utiliza inicialmente a transformada de Clarke para mudar o referencial trifásico para o bifásico estacionário $\alpha\beta$. Na sequência, os sinais passam por um gerador de sinais de quadratura (do inglês QSG - *Quadrature signal generator*) que funciona como um filtro e também cria novos sinais $\alpha\beta$ com componentes defasadas 90° das originais e, assim, criando as componentes de sequência positiva que depois passam pelo SRF-PLL discutido anteriormente.

A sequência positiva pode ser extraída do referencial trifásico abc a partir de

$$v_{abc}^+ = \begin{bmatrix} v_a^+ & v_b^+ & v_c^+ \end{bmatrix} = [T_+]v_{abc} \quad (76)$$

$$[T_+] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a^2 & a \\ a & 1 & a^2 \\ a^2 & a & 1 \end{bmatrix} \quad (77)$$

onde $a = e^{-j\frac{2\pi}{3}}$.

Para obter as componentes $\alpha\beta$ de sequência positiva basta aplicar (78).

$$v_{\alpha\beta}^+ = [T_{\alpha\beta}]v_{abc}^+ \quad (78)$$

Portanto, substituindo (76) em (78) e fazendo as devidas manipula  es chega-se na expressão para extrair a sequência positiva a partir dos sinais originais $\alpha\beta$ por

$$v_{\alpha\beta}^+ = [T_{\alpha\beta}]v_{abc}^+ = [T_{\alpha\beta}][T_+]v_{abc} = [T_{\alpha\beta}][T_+][T_{\alpha\beta}]^{-1}v_{\alpha\beta} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -q \\ q & 1 \end{bmatrix} v_{\alpha\beta} \quad (79)$$

onde $q = e^{-j\frac{\pi}{2}}$.

Para gerar os sinais $v_{\alpha\beta}$ defasados de 90° utiliza-se de um integrador generalizado de segunda ordem (do inglês SOGI - *Second Order Generalized Integrator*) [35] que possui a dinâmica descrita pelas função de transferência mostradas em (80), e estrutura ilustrada pela Figura 32.

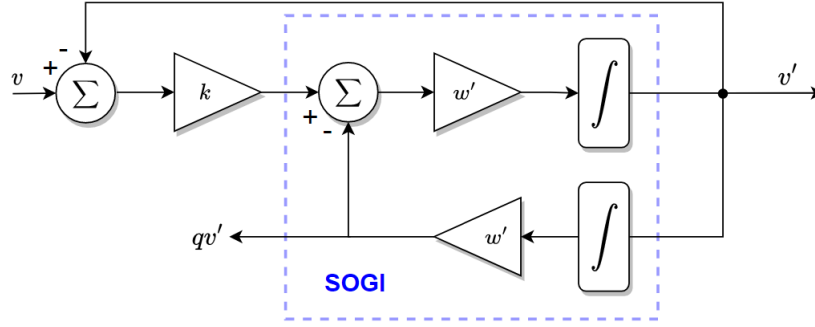
$$\begin{cases} D(s) = \frac{v'(s)}{v(s)} = \frac{kw's}{s^2 + kw's + w'^2} \\ Q(s) = \frac{qv'(s)}{v(s)} = \frac{kw's}{s^2 + kw's + w'^2} \end{cases} \quad (80)$$

onde fator o k determina o fator de amortecimento do sistema, e w' a frequência de ressonância, ou a frequência alvo do SOGI.

Em [34] têm-se como sugestão a utiliza  o de $k = \sqrt{2}$ para obter uma resposta criticamente amortecida, e ainda expõe bons resultados a partir desta defini  o.

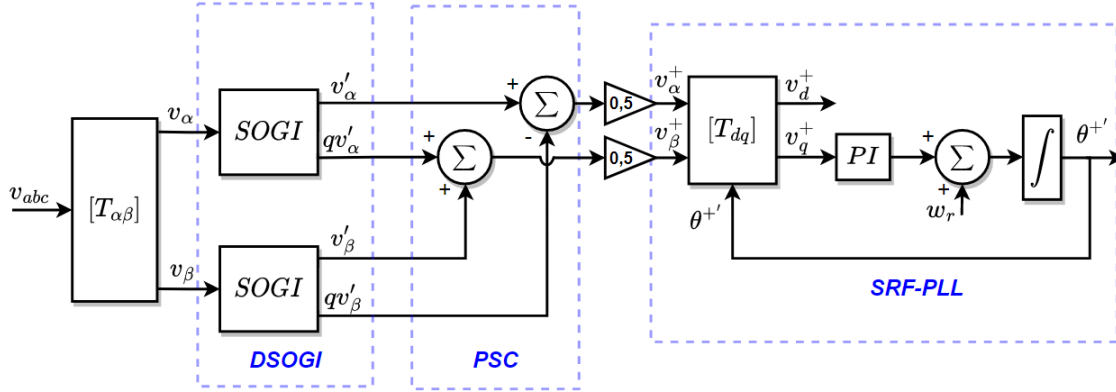
Então utilizando dois SOGI para cada componente $v_{\alpha\beta}$ se obt  m $v'_{\alpha\beta}$ e $qv'_{\alpha\beta}$ que são utilizados para calcular $v_{\alpha\beta}^+$ de sequência positiva através de (79). Logo, o sistema completo do DSOGI-PLL pode ser ilustrado pela Figura 33, que anexa a gera  o dois sinais de quadratura defasados pelo DSOGI mais o extrator de sequência positiva (PSC - *Positive Sequence Calculator*) e o SRF-PLL.

Figura 32. Esquemático do SOGI.



Fonte: Adaptado de [34].

Figura 33. Esquemático do DSOGI-PLL.



Fonte: Adaptado de [34].

2.8 Estratégia de controle do sistema

O sistema é composto por dois inversores trifásicos para lidar com a potência total do sistema de 20 kW, sendo que o barramento CC será controlado para 450V e isso eleva a faixa de corrente nos interruptores para apenas um inversor. Além disso a utilização de dois inversores possibilita a utilização da técnica de entrelaçamento (do inglês, *interleaved*) que trás benefícios na qualidade da forma de onda da corrente, menor esforços dos interruptores, e também menores ruídos por interferências eletromagnéticas (do inglês, EMI - Electromagnetic interference) [36], onde diversas topologias de conversores eletrônicos com *interleaved* são utilizadas em sistema que lidam com VEs pela alta qualidade da energia que proporcionam.

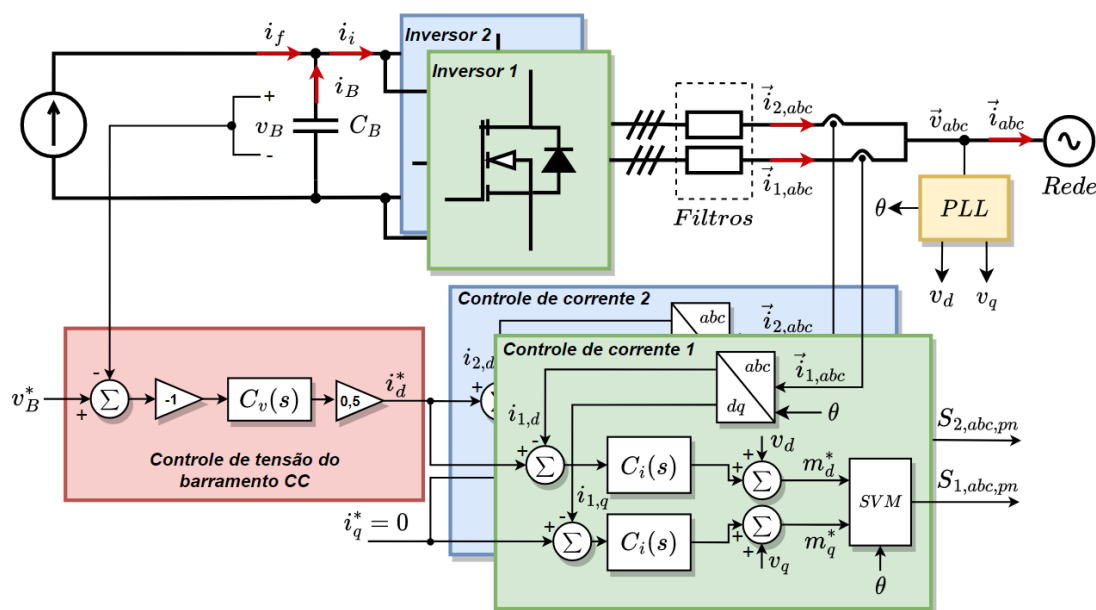
Após a obtenção dos modelos dinâmicos para o controle de corrente e tensão é necessário determinar e projetar os controladores para as malhas. Neste trabalho se utilizará de controladores convencionais do tipo PI para controle de corrente dos inversores e também para o controle de tensão do barramento CC, em ambos os casos, atingindo erro nulo em regime permanente. O projeto destes será feito no domínio da frequência a partir de análises com diagramas de Bode para se atingir as margens

de fase desejadas, assim como as frequências de cruzamento para cada malha de controle. É importante frisar que a utilização de controladores PI, com estrutura mostrada em (81), só apresenta resultados de qualidade por causa da utilização da transformação do referencial abc para o estacionário dq , caso contrário seria necessário a utilização de outro controlador, como por exemplo um proporcional-ressonante (PR) [37]. A Figura 34 mostra uma visão geral do controle do sistema *Grid-Tied*. Observa-se que o controle de tensão gera a referência da corrente do eixo direto i_d^* , e o referencial da componente de quadratura i_q^* é mantido em 0 para obter fator de potência unitário. Posteriormente, i_q^* será alterada para a injeção de potência reativa. Além disso, o controle de corrente de cada inversor é feito de maneira isolada com cada um recebendo metade do valor de saída do controlador de tensão.

$$C(s) = k_i \left(\frac{\tau_i s + 1}{s} \right) \quad (81)$$

onde τ_i é a relação entre o ganho proporcional e o integral k_p/k_i .

Figura 34. Diagrama de controle do sistema *Grid-Tied*.

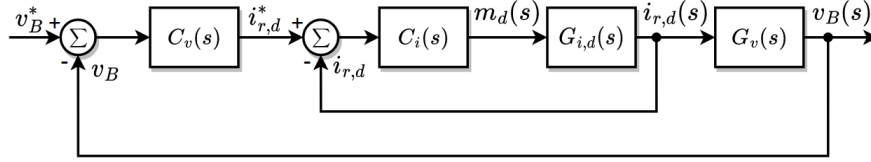


Fonte: Próprio autor.

Para melhorar a compreensão é mostrada na Figura 35 o esquemático das malhas de controle de corrente i_d e tensão v_B para um inversor. É proposto que o controle lidará com os valores de corrente e tensão em sua escala real. Sendo assim, as funções de transferência em malha aberta (FTMA) para a corrente e tensão podem ser definidas como mostrado em (82), onde observa-se que a malha fechada (FTMF) do laço de corrente se insere em cascata à malha de tensão.

$$\begin{cases} FTMA_i(s) = C_i(s)G_{i,d}(s) \\ FTMA_v(s) = C_v(s)FTMF_i(s)G_v(s) \end{cases} \quad (82)$$

Figura 35. Malhas de controle simplificado.



Fonte: Próprio autor.

O projeto do controlador de corrente se inicia a partir da fase necessária que o PI de corrente deverá inserir na $FTMA_c$ do sistema sem compensação para atender aos requisitos de projeto. Definindo-se uma frequência de cruzamento desejada w_c , o cálculo do ângulo do PI, com uma margem de fase (MF) desejada, pode ser calculado por

$$fasePI = MF - \left(180^\circ + \angle FTMA_c(jw_c)\right) \quad (83)$$

Após determinada a fase que o PI deverá inserir na planta, calcula-se a relação entre os ganhos do controlador a partir de (84).

$$\tau_i = \frac{\tan(fasePI + 90^\circ)}{w_c} \quad (84)$$

Com τ_i é feita a análise do ganho do sistema na frequência de cruzamento desejada a partir do compensador ainda sem o ganho k_p em série e, assim, é definido o ganho da parte integral como:

$$k_i = \left(\left| \left(\frac{\tau_i jw_c + 1}{jw_c} \right) \cdot FTMA(jw_c) \right| \right)^{-1} \quad (85)$$

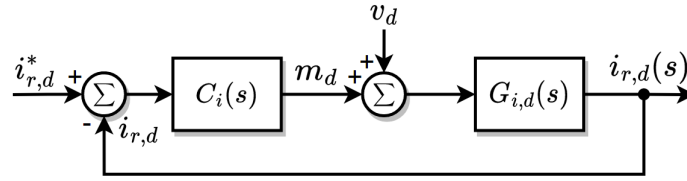
E consequentemente, o ganho da parte proporcional k_p pode ser encontrada por

$$k_p = \tau_i \cdot k_i \quad (86)$$

2.8.1 Malha *feedforward* de tensão

Em ambas configurações de filtros utilizados, L e LCL, foi adicionado na malha de controle de corrente um compensador *feedforward* de tensão, como já apresentado na Figura 34 e detalhado aqui pela Figura 36 para o eixo d .

A justificativa para a utilização do *feedforward* como mostrado em [38, 39] vem do fato de que os harmônicos da rede elétrica influenciam na corrente de saída

Figura 36. Detalhe da adi  o da componente *feedforward*.

Fonte: Próprio autor.

do sistema fazendo com que componentes de baixa frequência apareçam. Além de inibir estes efeitos, o *feedforward* também reduz os esforços do controlador de corrente fazendo com que este opere nas varia  es necessárias para atender as dinâmicas das correntes nos indutores de conexão    rede elétrica, além também de permitir que o sistema inicie sem grandes picos de corrente.

A realimenta  o do *feedforward* ainda sofre um ganho dado pelo valor da tensão do barramento $1/V_B$ para adequar aos limites do   ndice de modula  o, entre 0 e aproximadamente 1, dado que de forma direta o valor de v_d reflete o pico da tensão de fase da rede elétrica.

2.9 Discretiza  o e amostragem

A discretiza  o das fun  es de transferência, de controladores e filtros se faz necessária para aplica  o do sistema proposto em um controlador digital, no caso deste trabalho através de um *Digital Signal Processor* (DSP) LAUNCHXL-F28379D com processador da série C2000 da *Texas Instruments* [40]. Pelo método de discretiza  o de *Tustin* basta aplicar a substitui  o do termo contínuo s por

$$s = \frac{2}{T_a} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \quad (87)$$

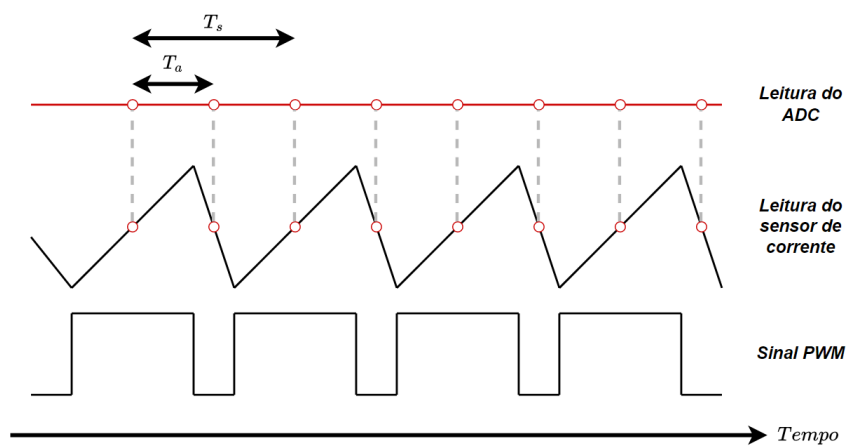
onde T_a    o tempo de amostragem que    feita a leitura das variáveis do controle.

Para aplica  o de conversores chaveados se utiliza comumente o tempo de amostragem como o inverso do dobro da frequência de chaveamento para atender o critério da amostragem de *Nyquist* [41], sendo assim dado por

$$T_a = \frac{1}{2f_s} \quad (88)$$

Além disso, esta associa  o entre o tempo de amostragem e o de chaveamento permite a utiliza  o da técnica de amostragem síncrona do sinal de corrente que faz com que parte do *ripple* presente na leitura do ADC seja filtrada de forma natural como    detalhada pela Figura 37, que pode ser implementada facilmente ao configurar a amostragem do ADC nos pontos médios dentro do período do sinal PWM.

Figura 37. Amostragem síncrona.



Fonte: Adaptado de [17].

3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Esta seção tem como objetivo apresentar os resultados das simulações utilizadas para validar a teoria apresentada no capítulo anterior para, assim, seguir com a implementação laboratorial do sistema proposto através de controle digital. Os resultados foram obtidos a partir do *software* MATLAB/Simulink®. Inicialmente será abordado o algoritmo de sincronização à rede elétrica de distribuição, e, na sequência serão tratados os controles de tensão e corrente.

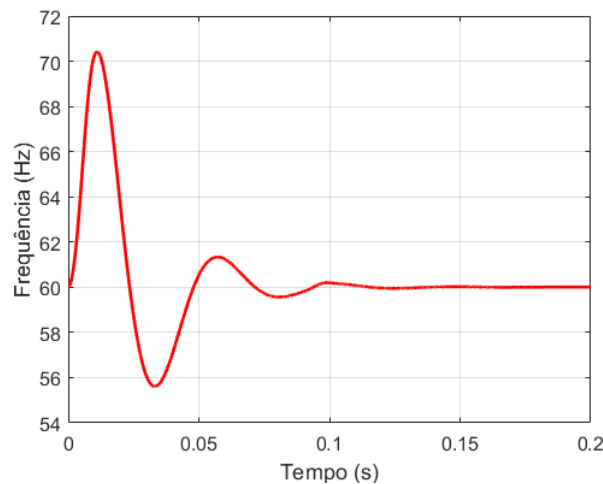
3.1 Resultados do DSOGI-PLL

Utilizando os passos abordados em (71) e definindo os parâmetros $k = 2,4$ e $f_p = 24$ Hz, como sugeridos em [32], chegou-se aos ganhos do controlador PI mostrado em (89). Assim, aplicando a técnica de discretização abordado na seção 2.9 montou-se a estrutura do DSOGI-PLL de forma discreta a partir da leitura das tensões da rede elétrica com 30 kHz de amostragem.

$$\begin{cases} k_p = w_c = 150,8 \\ k_i = \frac{w_c^2}{k} = 9,48.10^3 \end{cases} \quad (89)$$

Para avaliar o funcionamento do algoritmo, configurou-se as tensões da rede elétrica para ficarem adiantadas em 30° para dificultar a inicialização do PLL. A Figura 38 mostra o transitório da resposta da frequência de saída do PLL. Observa-se que a entrada em regime permanente ocorre aproximadamente no tempo de 0,1 segundos e, após isso, se estabiliza na frequência da rede em 60 Hz.

Figura 38. Resposta da frequência do DSOGI-PLL.



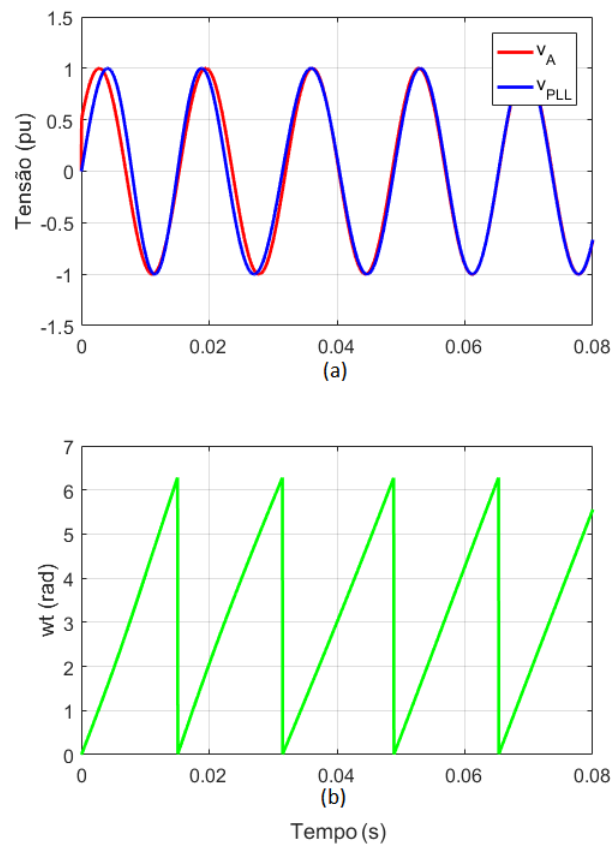
Fonte: Próprio Autor

A oscilação inicial não é preocupante para o funcionamento do sistema pois

a conexão    rede elétrica só ocorre após a estabiliza  o do PLL. A resposta em frequência    muito relevante para futuros algoritmos de prote  o do sistema para identificar falhas na rede caso ocorra a falta de uma fase por exemplo, assim atuando como um algoritmo de anti-ilhamento [18].

Outro resultado interessante de se observar    o apresentado na Figura 39(a), o qual compara a tensão normalizada da fase A com o sinal senoidal de saída do PLL, que obrigatoriamente devem estar em fase. Verifica-se que a resposta de fase do PLL    mais rápida que a de frequência, dado que o sinal de referencia do PLL visivelmente já está quase em fase com a rede elétrica próximo dos 0,06 segundos. O gráfico da Figura 39(b) mostra o valor do ângulo θ utilizado nos cálculos das transformadas do referencial abc para dq .

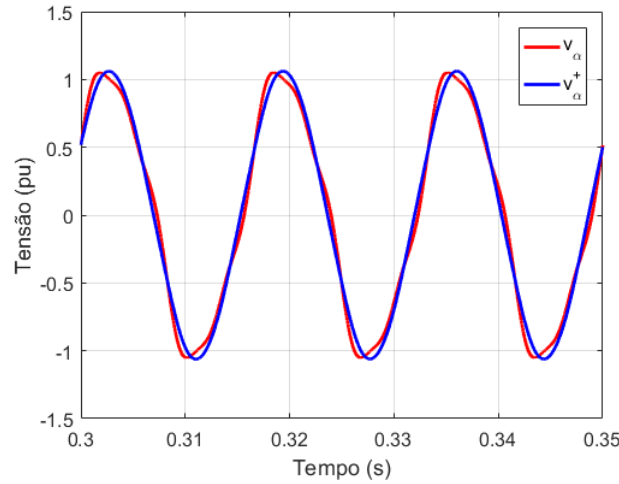
Figura 39. Resposta de fase e ângulo do DSOGI-PLL.



Fonte: Próprio Autor

Por fim, a Figura 40 aborda a justificativa para se utilizar um DSOGI-PLL em vez de um SRF-PLL para sistemas trifásicos. Adicionou-se componentes de 3   e 5   ordens    tensão para simular uma rede elétrica com distor  es. O resultado da forma de onda normalizada    mostrado em vermelho por v_α , e a componente de sequência positiva v_α^+ , em azul, obtida via DSOGI,    enviada ao algoritmo PLL evitando assim oscila  es nas variáveis de saída causadas pela má qualidade da tensão no ponto de conexão do sistema.

Figura 40. Compara  o entre a componente de entrada e de seq  ncia positiva de v_α .



Fonte: Próprio Autor

3.2 Controle de corrente

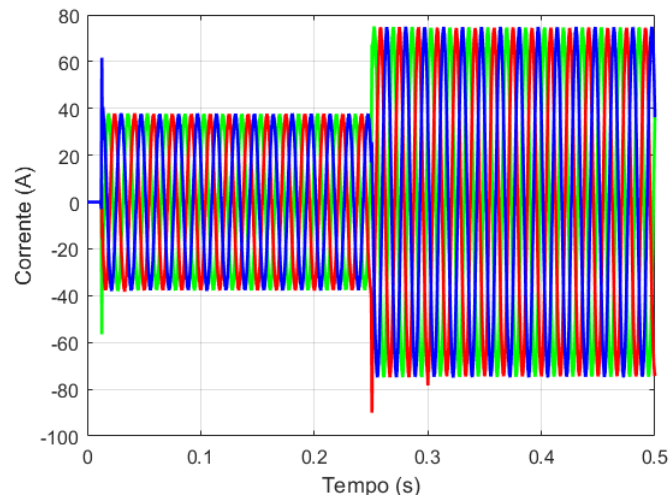
Para validar o controle de corrente via simula  o utilizou-se, inicialmente, de uma fonte de tensão contínua fixa para emular o barramento CC do eletroposto. Para o filtro L utilizou-se ramos indutivos de $520 \mu H$ e $1 mH$, e, para o filtro LCL apenas a configura  o em que $L_1 = L_2 = 520 \mu H$, cada inversor com seu filtro dedicado. Já para o ramo capacitivo amortecido do filtro LCL foi definido $C_f = 4,4 \mu F$, e consequentemente com os valores dos indutores citados anteriormente, calculou-se o resistor de amortecimento $R_a = 15,37 \Omega$.

Se tratando dos parâmetros de projeto do controlador optou-se por manter a frequência de cruzamento da planta em um décimo da frequência de chaveamento $f_c = 1,5 \text{ kHz}$ promovendo já uma boa atenua  o das componentes do chaveamento e boa velocidade de resposta. A margem de fase foi definida em 60 graus para assim garantir um fator de amortecimento ao sistema que será rápido o suficiente porém sem oscila  es e grandes *overshoots*.

Com degraus de 50% e 100% da carga nominal do sistema sendo injetada na rede, a Figura 41 mostra as formas de onda das correntes trifásica utilizando o filtro LCL. Observa-se que o controle responde de forma satisfatória. Apenas no momento da conexão    rede elétrica que    possível identificar um *overshoot* de 39,26% em rela  o    referência de corrente, este fato    compreensível já que se trata da situa  o mais crítica para o sistema, e, também    previsível que a inicializa  o na rede elétrica nunca será feita a partir de um valor tão alto de potência a ser injetada ou absorvida.

Como mostrado na Figura 42, quando o sistema inicia em rampa, o *overshoot* anteriormente mostrado    quase inexistente. Neste teste, a referência de corrente vai de seu valor nominal equivalente aos 20 kW de potência em rampa de 0 a 0,1 segundos, em seguida, permanece neste valor até 0,25 segundos onde se inicia uma

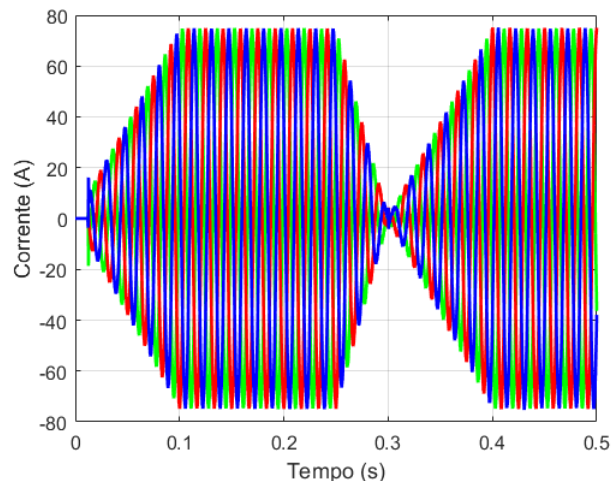
Figura 41. Resposta do controle de corrente do sistema   degraus de carga injetando corrente na rede elétrica.



Fonte: Próprio Autor

rampa de transi  o de estado de potência, de injetando corrente na rede elétrica para absorvendo. Após o sistema estar absorvendo potência da rede, a referência de corrente cresce em rampa para atingir o valor nominal de potência para, assim, finalizar a valida  o de ambos os modos de funcionamento com os parâmetros de projeto definidos.

Figura 42. Resposta do controle de corrente    rampas e transi  o entre os modos de funcionamento.

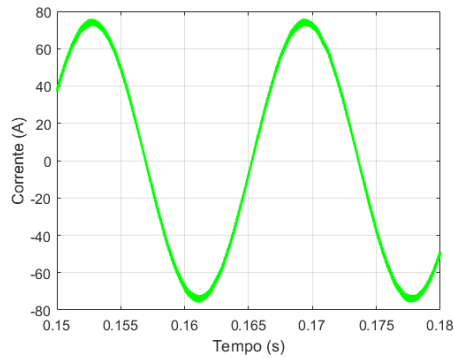


Fonte: Próprio Autor

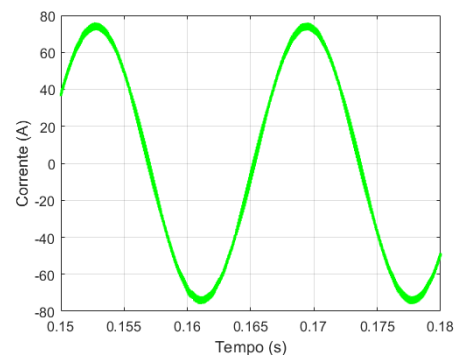
Uma das vantagens da utiliza  o de dois inversores em paralelo   a possibilidade de realizar o entrelaçamento (do inglês, *interleaved*) dos sinais portadores do chaveamento para que parte do *ripple* de corrente se anule naturalmente, aumentando a qualidade da corrente drenada ou injetada na rede elétrica. A compara  o entre as formas de onda de corrente com as respectivas distorções harmônicas totais (DHT)

para os tipos de filtros propostos   mostrada na Figura 43.

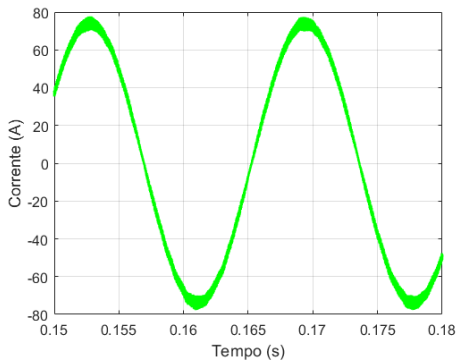
Figura 43. Formas de onda de corrente com suas taxas de distor  o harmônica total para cada tipo de filtro proposto.



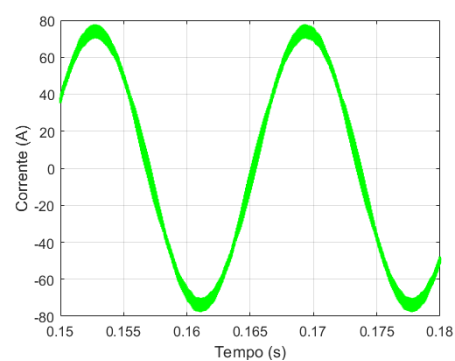
(a) $L = 1\text{mH}$ com *interleaved*
DHT = 2,1%.



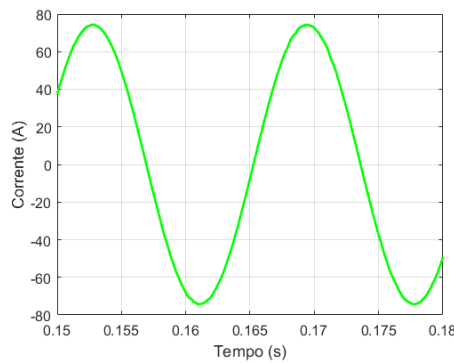
(b) $L = 1\text{ mH}$ sem *interleaved*
DHT = 2,61%.



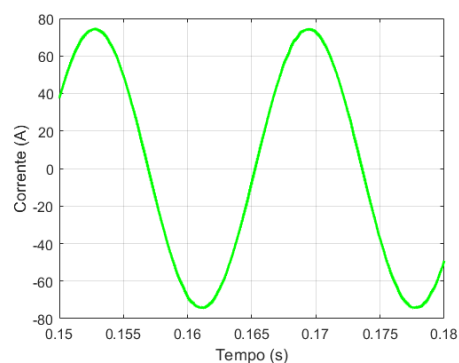
(c) $L = 520\mu\text{H}$ com *interleaved*
DHT = 3,54%.



(d) $L = 520\mu\text{H}$ sem *interleaved*
DHT = 4,7%.



(e) $L_1 = L_2 = 520\mu\text{H}$ e $C_f = 4,4\mu\text{F}$ com
interleaved
DHT = 1,42%.



(f) $L_1 = L_2 = 520\mu\text{H}$ e $C_f = 4,4\mu\text{F}$ sem
interleaved
DHT = 1,65%.

Fonte: Próprio Autor

Os 6 resultados apresentados em potência nominal estão dentro das normativas do estado de Mato Grosso do Sul pela concessionária de energia Energisa através da NDU-013 que comissiona que um sistema de gera  o distribuída (GD) em seu funcionamento em potência nominal deve conter uma DHT abaixo dos 5%, assim como na norma IEEE 1547 [42].

Dado os valores de indutância para o filtro L    esperado que quanto maior a indutância menor a DHT apresentada na forma de onda de corrente. Mesmo abaixo do valor projetado fielmente pelo cáculo apresentado na se  o 2.3.1, que se trata do filtro L com 520 μH , este apresenta um resultado com uma DHT de 4,7%, esta que através do *interleaved*    potencializada para 3,54%; a qual    visivelmente alcançada pelo cancelamento do *ripple* ao longo do crescimento da onda senoidal de corrente, e também levemente em seu pico. O *ripple* de corrente sem *interleaved* fica em aproximadamente 8,85 A para um pico de corrente de 74 A o que resulta em um *ripple* percentual Δi_L de 11,95% próximo ao normalmente utilizado no projeto dos indutores de 10%. Já que o *ripple* de corrente possui uma rela  o linear com a indutância de conexão, para a indutância de 1 mH o resultado obtido foi de 4,47 A equivalente    um Δi_L de 6%.

O *interleaved* agrega na melhoria da qualidade de todas as configura  es de filtro utilizada, porém    observado que a melhora alcançada com a ativa  o desta fun  o    bem mais expressiva no filtro com menor atenua  o e maior *ripple*, sendo as redu  es na DHT, respectivamente pela sequência da Figura 43, como 0,51%, 1,16% e 0,23%. O que aumenta a viabilidade da utiliza  o do filtro L com menor indutância por seu menor volume e custo.

Como já previsto, o filtro LCL se sobressai sobre as outras duas configura  es mostradas com uma DHT próxima de 1,5% e Δi_{L2} de 1,75%, já se encaixando dentro das normativas com uma potência bem abaixo da nominal. E como comentando anteriormente, a utiliza  o do *interleaved*, nesta configura  o, não gera tantos ganhos na qualidade da corrente.

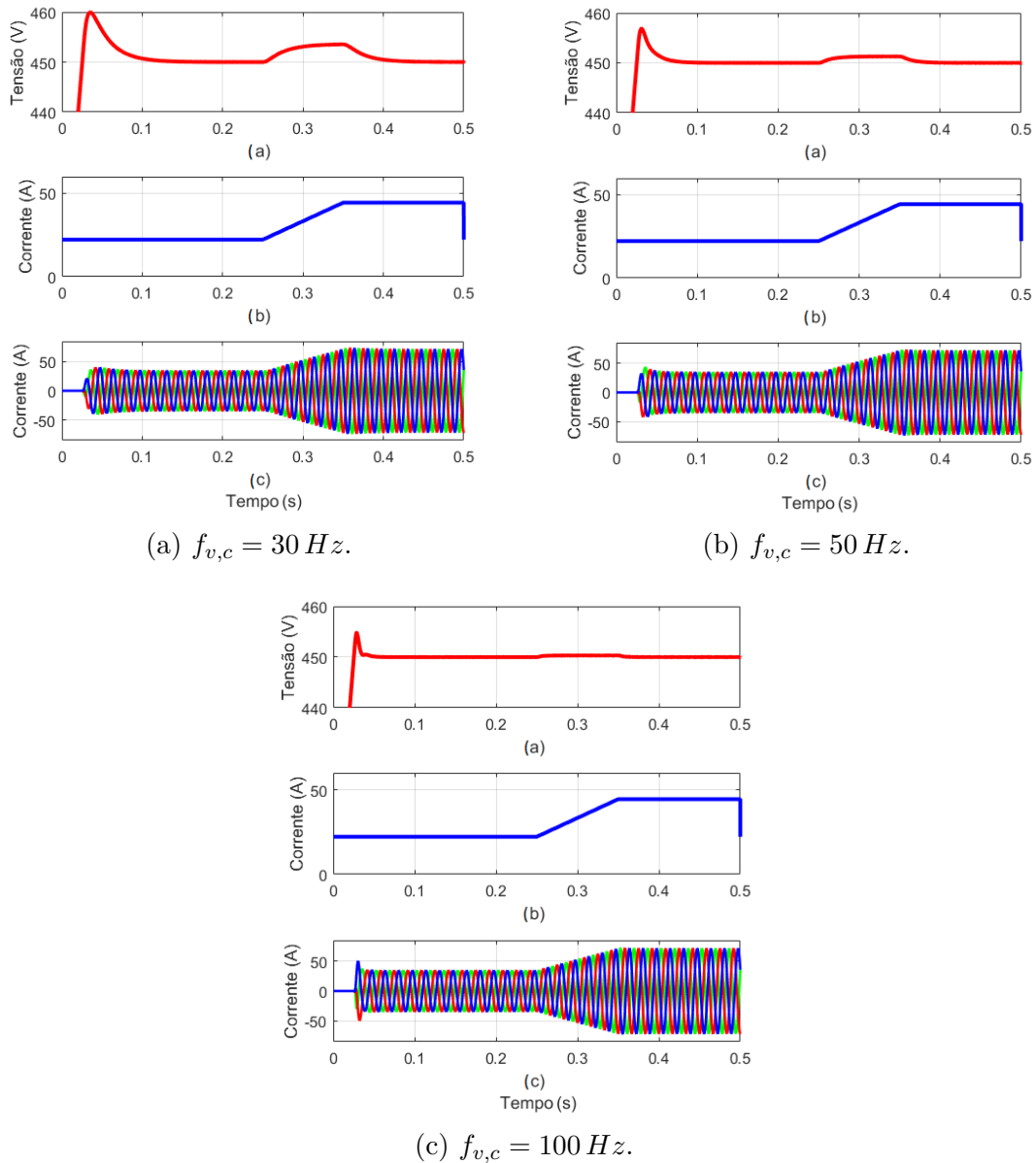
3.3 Controle de tensão

Para as simula  es, definiu-se a capacitância do barramento CC como $C_B = 10\text{ mF}$ como valor próximo a estima  o feita a partir da equa  o (68) utilizando como base metade da potência nominal do sistema, 10 kW.

A malha de controle teve como parâmetros uma margem de fase de 80   para proporcionar um amortecimento maior do que o da malha de corrente, pois, caso o barramento CC sofra com oscila  es de grande amplitude isso se refletir   na referência de corrente repassada ao controle de corrente. Já a frequência de cruzamento $f_{v,c}$ foi escolhida com o objetivo de isolar as malhas de controle entre si. Dada a frequência de cruzamento do controle de corrente $f_{i,c}$ de 1,5 kHz, deve-se escolher, assim, valores que sejam menores que um décimo de $f_{i,c}$ para que as malhas trabalhem isoladas entre si. Outro fator também na escolha da frequência de cruzamento    o *ripple* natural de 360 Hz que estará presente na onda de tensão, sendo, assim, desejado um valor menor para atenua  o deste efeito. A Figura 44 exemplifica os resultados de simula  o do sistema para um padrão de corrente que chega ao barra-

mento CC i_B mostrada em azul, que inicia com metade da corrente nominal e finaliza transitando em rampa para potência completa. Em vermelho, o comportamento da tensão do barramento CC e a última figura as correntes trifásicas injetadas na rede elétrica para frequências de cruzamento em 30, 50 e 100 Hz, utilizando o filtro LCL, com resultados para demais filtros muito parecido por se tratar de uma dinâmica da planta de tensão, onde as diferenças na corrente seriam apenas a forma de onda.

Figura 44. Diferença da dinâmica do barramento CC dado a frequência de cruzamento do controle.



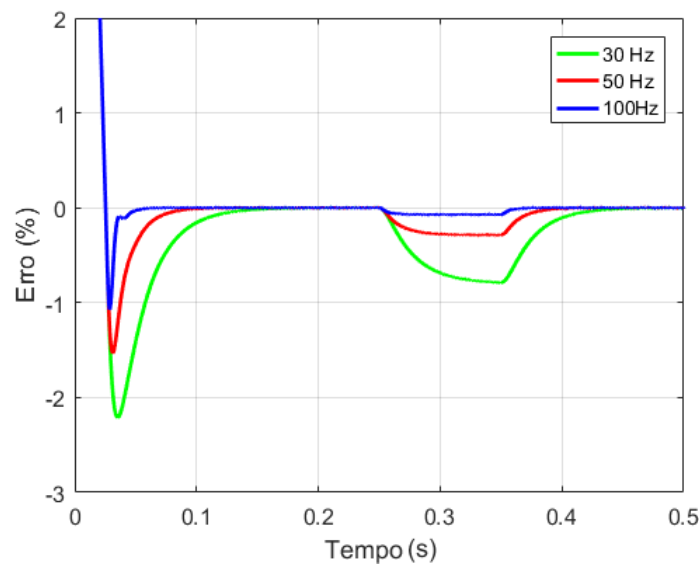
Fonte: Próprio Autor

Os controles se diferenciam basicamente pela velocidade que o sistema atinge os referenciais quando estes ficam constantes, e também o tamanho do erro no momento da rampa de transi  o, dado que o controlador PI não    capaz de rastrear este tipo

de sinal com erro nulo, porém, observa-se que quanto maior a velocidade do controle menor    o erro, como pode ser observado na Figura 45 que mostra em gráfico o detalhamento do erro para as frequências de cruzamento dos testes. Além disso, os *overshoots* observados são bem baixos em rela  o ao referencial de 450V, sendo o maior deles 2,1% não trazendo preocupa  o ao funcionamento.

Mesmo com as diferenças observadas, qualquer uma das frequências atenderiam muito bem o sistema, dado que a flutua  o de tensão fica próxima aos 1% em rela  o a referência. Também    importante frisar que os controladores de corrente das fontes de energia encontradas no eletroposto possuem um controle de corrente bem lento em compara  o    esta malha de tensão. Se tratando das correntes trifásicas da rede elétrica pouco se alteraram em seus comportamentos apenas uma observa  o em rela  o a resposta para a frequência de 100 Hz em que houve um princípio de *overshoot* por causa da maior velocidade. Portanto, optou-se por utilizar $f_{v,c} = 50 \text{ Hz}$.

Figura 45. Erro da tensão do barramento CC para diferentes frequências de cruzamento.

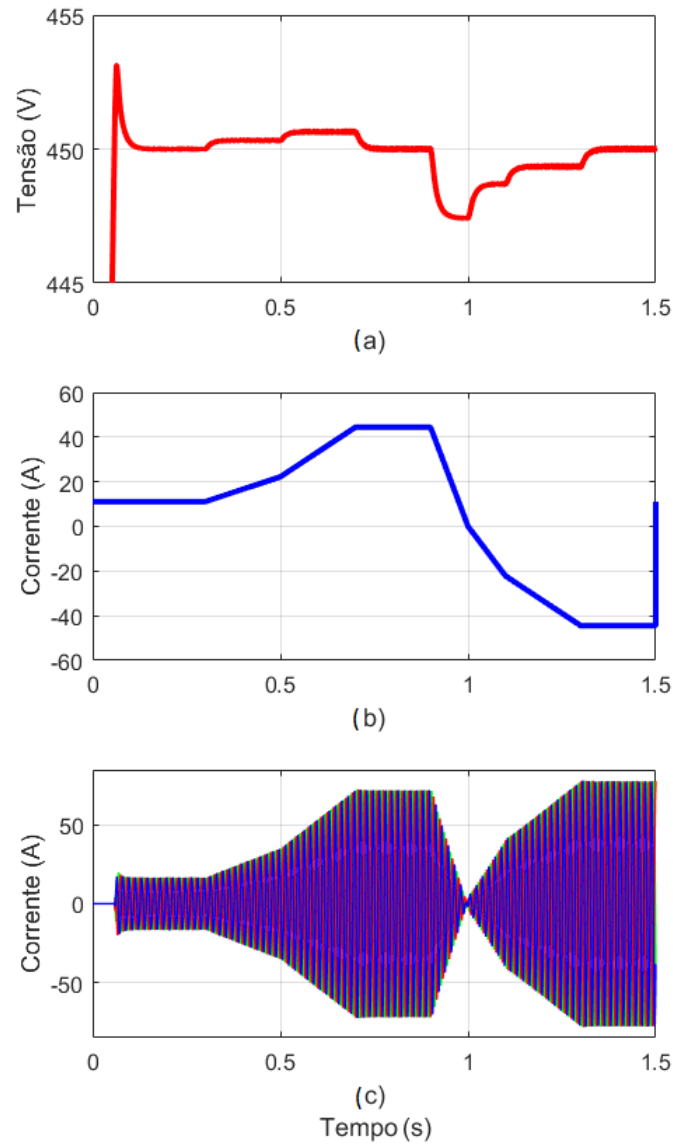


Fonte: Próprio Autor

O último resultado retrata um perfil de corrente do barramento CC mais condizente com o funcionamento que será imposto ao inversor *Grid-Tied* apresentando tanto inje  o de corrente na rede elétrica quanto absor  o, e, exigindo corrente nominal em ambos os sentidos como    mostrado na Figura 46. A conexão    rede elétrica ocorre quando o barramento CC, carregado pela corrente i_B , atinge o valor de 450V. Neste momento    iniciado as malhas de controle de tensão e corrente até então desabilitadas. Observa-se que as oscila  es na tensão do barramento CC ficaram abaixo de 1% do valor nominal de referência com um baixo erro nas transi  es em rampa, e, além disso, no momento da conexão, aproximadamente em 0,06 segundos, não ocorre nenhum pico nas correntes trifásicas, e também no momento de inversão de

sentido do fluxo de potência do conversor em 1 segundo.

Figura 46. Resultados de simula  o para o controle completo do sistema com uma referência de corrente do barramento CC bidirecional.



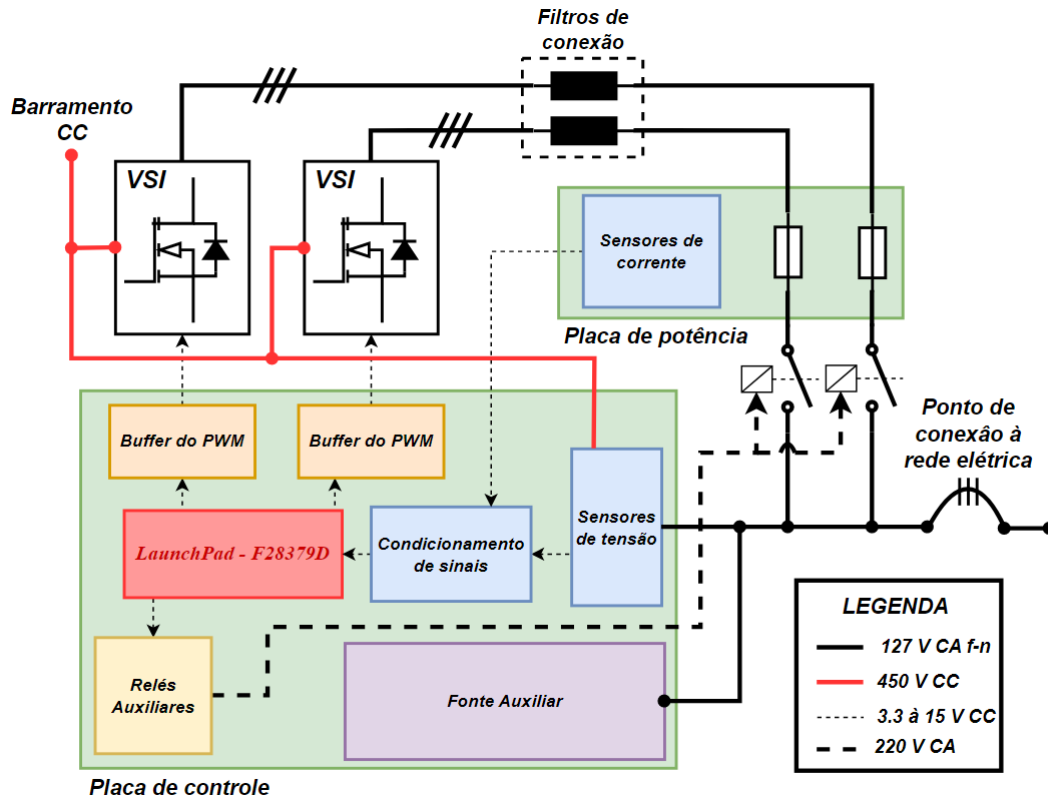
Fonte: Próprio Autor

4 PROTÓTIPO IMPLEMENTADO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O seguinte capítulo tem o objetivo de apresentar a implementação do protótipo do inversor bidirecional *Grid-Tied* e os resultados obtidos a partir do mesmo.

Uma visão geral da montagem é mostrada na Figura 47. O esquemático apresenta a função das placas de acordo com o seu posicionamento nas placas de circuito impresso (PCB).

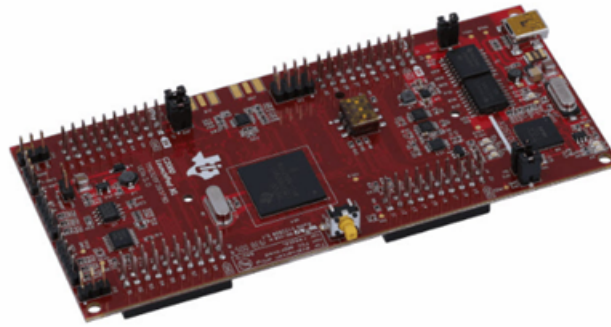
Figura 47. Esquemático da montagem do protótipo do inversor bidirecional *Grid-Tied*.



Fonte: Próprio Autor.

No controle do sistema é utilizado um LAUNCHXL-F28379D da *Texas Instruments* de 32 bits mostrado na Figura 48. Este apresenta 200 MHz de clock, conversores analógicos digitais (ADC) de 12 e 16 bits, e unidade de cálculos em ponto flutuante (FPU) [40]. No total foram utilizados 6 canais PWM, 3 para cada inversor, 9 ADCs, 6 para as correntes dos inversores, 2 para as tensões da rede elétrica, e 1 para tensão do barramento CC, além de 4 portas de uso geral (do inglês, GPIO - *General Purpose Input/Output*) para acionamento dos relés auxiliares dos contadores de conexão do sistema à rede.

Para os projetos das PCBs foi utilizado o software profissional *Altium Designer*, e para o desenho do painel montado do sistema o software de desenho 3D *Solid Works*.

Figura 48. LAUNCHXL-F28379D da *Texas Instruments*.

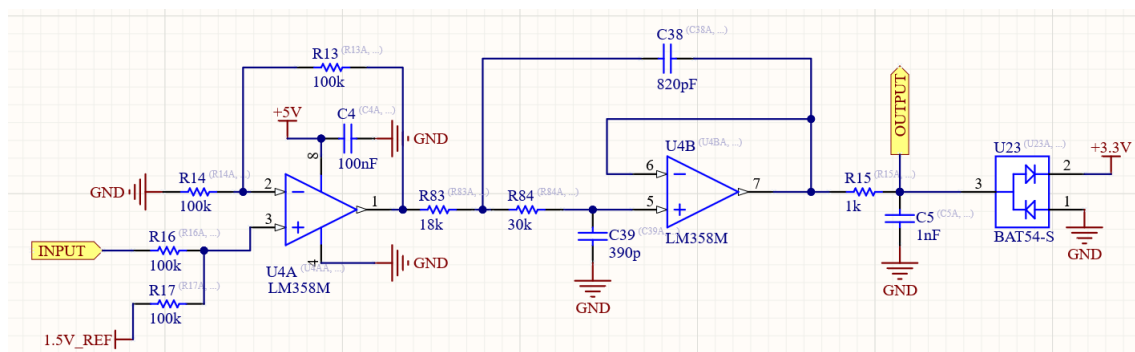
Fonte: [40]

4.1 Projetos das placas de controle e potência

4.1.1 Condicionamento de sinais

A primeira fun  o da placa de controle    a de condicionar os sinais dos sensores de corrente e tensão para as leituras dos ADCs do DSP. Os sinais adquiridos pelos sensores possuem valores tanto positivos como negativos por se tratarem de ondas senoidais, e, a leitura do ADC s   suporta sinais entre 0 e 3 V como detalhado em [40]. Portanto, o condicionamento com amplificadores operacionais foi projetado de forma a adicionar um *offset* ao sinal provido dos sensores para eliminar a parte negativa, e, após este estágio, inseriu-se um filtro passa-baixas de segunda ordem para reduzir a influência dos ruídos de chaveamento no controle. Este foi sintonizado em 12 kHz.

A Figura 49 mostra o esquemático utilizado para o condicionamento de sinais com um circuito integrado (CI) com amplificador duplo, configura  o esta que    replicada para todos os sinais dos sensores. Por fim, vale ressaltar que em sua saída foi colocado uma prote  o para sobretensão e subtensão com um CI BAT54.

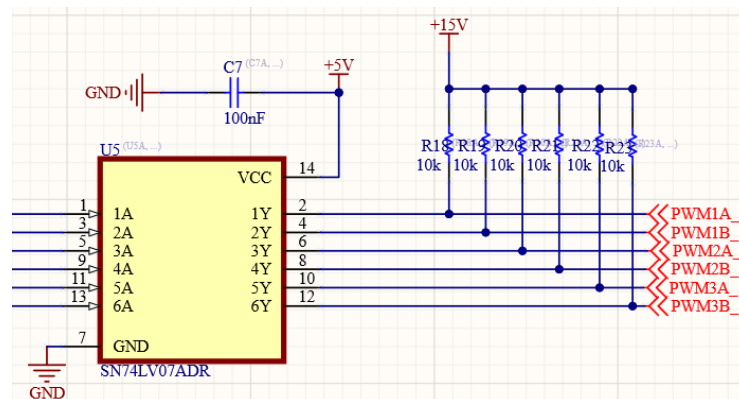
Figura 49. Esquemático do circuito de condicionamento de sinais no *Altium Designer*.

Fonte: Próprio Autor.

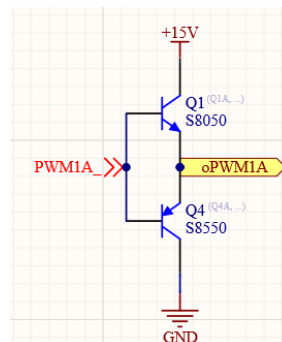
4.1.2 *Buffer* PWM

O *buffer* do sinal PWM tem como objetivo fazer com que o sinal tenha tanto amplitude necessária para acionamento do *Gate Driver* do módulo inversor como fornecer a corrente necessária. Sendo assim, o primeiro estágio utiliza um CI de 6 entradas/saídas SN74LV07 que possui dreno aberto e assim o nível de tensão da saída é determinada pela tensão colocada no resistor de *pull-up* como pode ser observado na Figura 50(a). É interessante observar que ocorre inversão na lógica de acionamento, porém, isto é facilmente corrigido via *firmware*. Por fim, um amplificador de corrente em meia ponte utilizando transistores do tipo NPN e PNP faz o papel de *buffer* de corrente como mostrado na Figura 50(b).

Figura 50. Detalhe do circuito *buffer* do PWM.



(a) *buffer* de tensão.



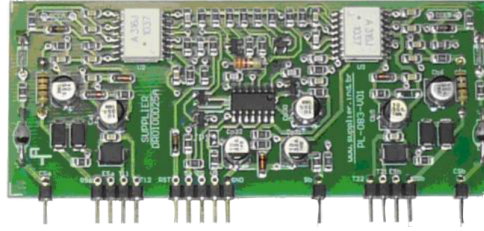
(b) *buffer* de corrente.

Fonte: Próprio Autor.

Os sinais para os *Gate drivers* dos inversores são enviados através de conectores tipo IDC de 14 pinos com amplitude de 0 e 15 V, e sua alimentação também é feita por esta conexão com uma tensão de 15V. Os inversores utilizados são da fabricante SEMIKRON e possuem o *Gate driver* dedicado da Supplier DRO100D25A, Figura 51. Este aciona transistores MOSFET ou IGBT em até 100 kHz de forma isolada com inversão na tensão de *gate* no momento em que o interruptor deve parar de conduzir, o que acelerará a dinâmica de bloqueio do semicondutor se comparado à

apenas impor um nível lógico baixo de 0 V. [43]

Figura 51. *Gate driver* DRO100D25A da Supplier.



Fonte: [43]

4.1.3 Sensores de tensão e corrente

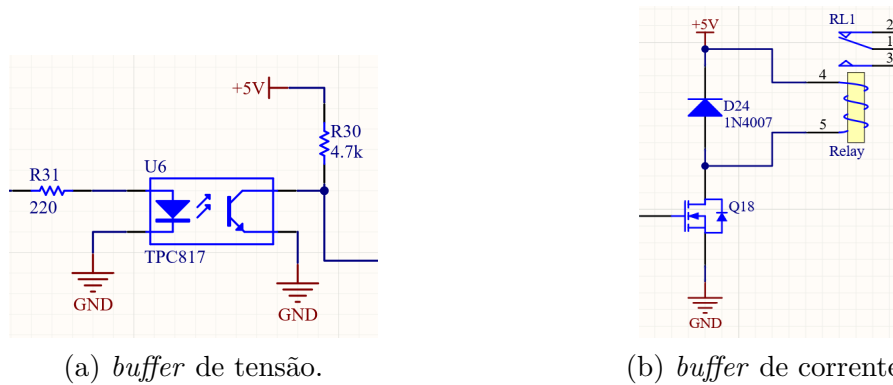
Para a leitura dos sinais de correntes e tensões optou-se por utilizar sensores isolados através de efeito Hall, ambos da mesma fabricante de sensores, LEM. Para realizar a aquisi  o das tensões e correntes utilizou-se respectivamente para a tensão e corrente, o LV25-P e LA35-NP. Para o sensor de tensão sua utiliza  o    bem simplificada, a partir da limita  o de corrente do enrolamento primário se delimita a tensão máxima de leitura que proporcionar   também corrente máxima no enrolamento secundário, que funciona como fonte de corrente. Assim, dentro dos limites de resistência dados no *datasheet* [44], escolhe-se um valor para determinada tensão que será enviada ao condicionamento de sinais. Por exemplo, para o LV25-P a corrente do secundário máxima    de 25 mA RMS, então colocou-se uma associa  o de resistores de 160 Ω que produzir   uma tensão máxima e mínima de:

$$v_{max,min} = \pm\sqrt{2} \cdot 0,025 \cdot 160 = \pm 5,64 V \quad (90)$$

Com a associa  o dos resistores    possível ajustar a amplitude desejada e ainda permanecer nos limites de resistência do sensor. Por exemplo, para uma associa  o de 120 Ω e 40 Ω a leitura pode ser feita no resistor de menor valor proporcionando uma amplitude máxima e mínima agora de $\pm 1,41 V$ onde basta adicionar um *offset* de 1,5 V para ajustar os limites em aproximadamente 0 e 3 V. Este mesmo procedimento pode ser replicado para o sensor de corrente respeitando seus valores de referência, dados em [45], para a corrente do secundário e também para as resistências máxima e mínima.

O acionamento dos rel   auxiliares    realizado a partir de optoacopladores que acionam um transistor *low-side* para acionar a bobina do relé como mostrado na Figura 52. O objetivo    fazer com que a corrente de acionamento não seja provida pela porta utilizada no DSP e sim pela fonte de alimenta  o da placa de controle.

Figura 52. Detalhe do circuito de acionamento dos relés.



Fonte: Próprio Autor.

4.1.4 Fonte auxiliar

Para alimenta  o, tanto da placa de controle quanto dos sensores da placa de potência, optou-se pelo projeto de uma fonte *flyback* dado a necessidade da alimenta  o em vários níveis diferentes de tensão, além da necessidade de fontes simétricas e isolamento. A teoria completa acerca do conversor *flyback* não será tratada neste trabalho como pode ser vista em [46], mas serão feitos alguns comentários acerca do projeto. As tensões necessárias e suas funções são resumidas na Tabela 7, assim como uma previsão de potência que foi utilizada para o cálculo do transformador.

Tabela 7. Fontes de tensão necessária para o projeto do *flyback*.

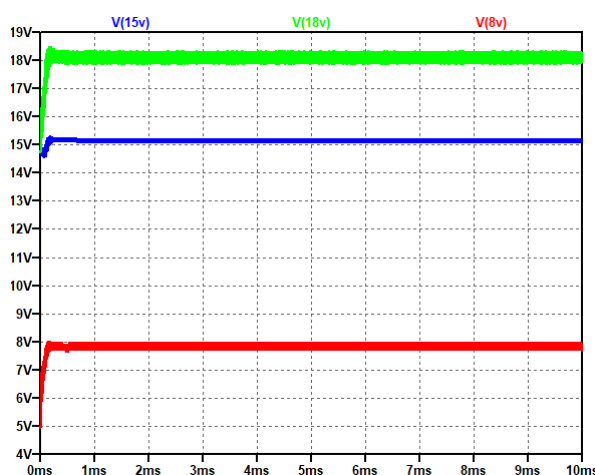
Tensão	Corrente prevista	Alimenta��o
+15V	500 mA	Sensores de tensão e corrente
-15V	500 mA	Sensores de tensão e corrente
+5V	400 mA	Condicionamento de sinais e relés auxiliares
+3V3	50 mA	Proteção e Condicionamento de sinais
+15V	500 mA	Gate driver 1
+15V	500 mA	Gate driver 2

Cada tensão presente na Tabela 7, exceto +3V3 gerado a partir dos 5 V com regulador linear, representa um enrolamento presente no transformador, além de existir um enrolamento auxiliar que será utilizado para o controle da fonte de alimenta  o do circuito integrado (CI) de controle UC3844. A metodologia de projeto utilizada    apresenta por [46], em que o controle    aplicado ao enrolamento auxiliar e por consequência da relação de espiras, os outros enrolamentos têm seguem

o mesmo referencial equivalente. A valida  o do funcionamento do projeto se deu, inicialmente, através de simula  o no software *LTspice*; para exemplo    mostrado na Figura 53, em azul, a tensão do enrolamento auxiliar, em verde, a tensão que será os +15V, e em vermelho, +5V.

A metodologia de controle utilizada    mais simplificada pelo fato de que as tensões das fontes serão posteriormente ajustadas via reguladores lineares, sendo assim, o controle por equivalência só precisa gerar tensões com amplitude de tensão maior que o desejado, no caso como sugestão de [46], 3 V a mais como também    possível se observar na Figura 53. Caso contrário seria necessário um controle baseado diretamente na tensão que se deseja controlar o qual    exemplificado nas aplica  es técnicas de [47].

Figura 53. Resultado de Simula  o da fonte auxiliar *flyback*.

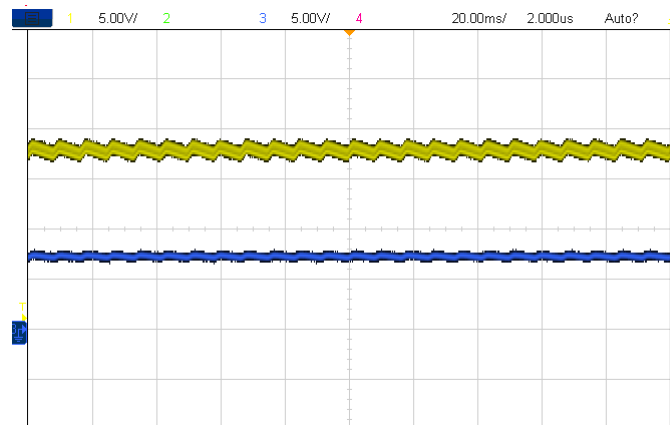


Fonte: Próprio Autor.

A potência de projeto foi de aproximadamente 42 W, supondo um rendimento de 70%, a potência de entrada resultante    de 60 W. A fonte foi projetada para a tensão de entrada de 127 V RMS, com frequência de chaveamento de 75 kHz. As tensões resultantes são estáveis e possuem apenas *ripple* de 200 mV causado por propaga  o de ruídos de efeito eletromagnético (do inglês, EMI - *electromagnetic interference*) devido ao chaveamento do conversor, e, também pelas não idealidades do transformador, porém, este *ripple* não afeta o funcionamento do sistema como será observado nos resultados experimentais. Uma representa  o simples da estabilidade das tensões obtidas pode ser observada na Figura 54. As formas de onda apresentadas são antes da limita  o aplicada pelo regulador linear, logo, a ondula  o observada não está presente no valor final. Os valores médios apresentados na Figura 54 são 17,92 V e 7,5 V, referentes as fontes de 15 V e 5 V respectivamente.

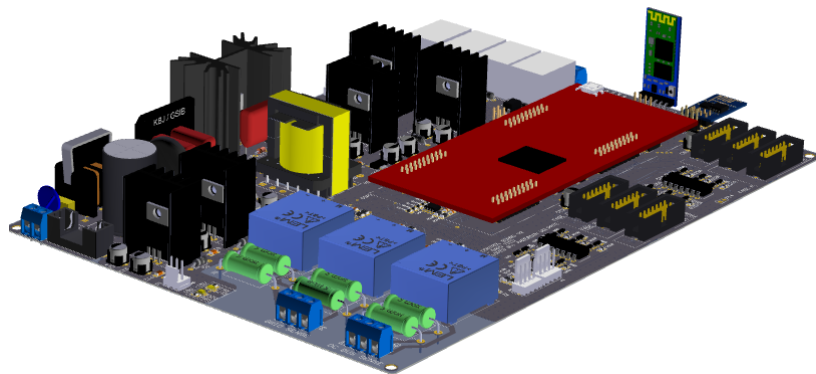
As placas confeccionadas de controle e potência, em seu modelo 3D, são mostradas, respectivamente, nas Figuras 55 e 56.

Figura 54. Tensões da fonte Flyback. Escalas - Tempo: 20 ms/div; Em amarelo a tensão da fonte de 15V: 5 V/div; Em azul a tensão da fonte de 5V: 5 V/div.



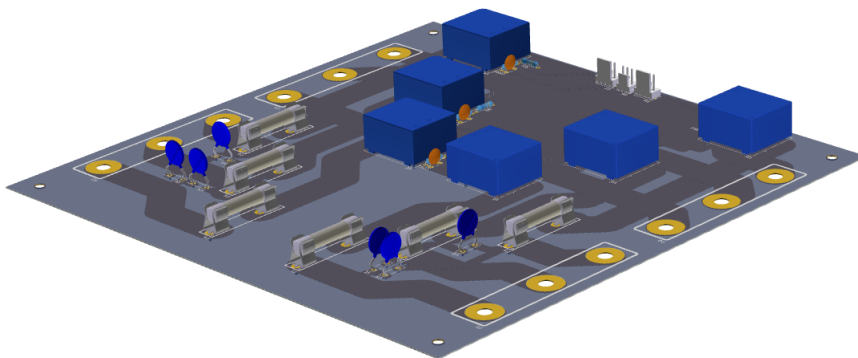
Fonte: Próprio Autor.

Figura 55. Modelo 3D da placa de controle feita no *Altium Designer*.



Fonte: Próprio Autor.

Figura 56. Modelo 3D da placa de potência feita no *Altium Designer*.



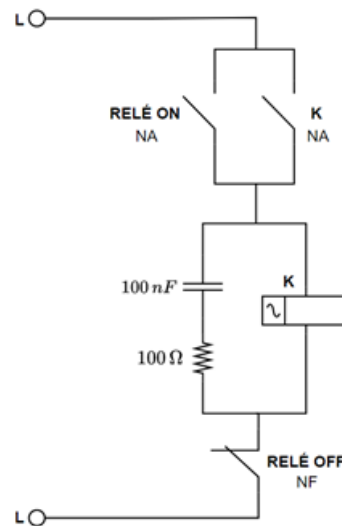
Fonte: Próprio Autor.

4.1.5 Acionamento dos contadores

A placa de controle possui 4 relés auxiliares, 2 para cada inversor. Esta configura  o foi escolhida para cada par de relés funcionar como botoeiras de liga e

desliga como pode ser visto pelo circuito de acionamento da bobina do contator, tal como mostrado na Figura 57. O contato normalmente aberto (NA) do *RELÉ ON* será fechado por um breve instante de tempo para acionar a bobina do contator K. Logo será aberto novamente, neste momento o contato NA de K já efetuar   o efeito de selo de acionamento do contator e este só será desligado quando o contato NF do *RELÉ OFF* for aberto.

Figura 57. Circuito de acionamento do contator.



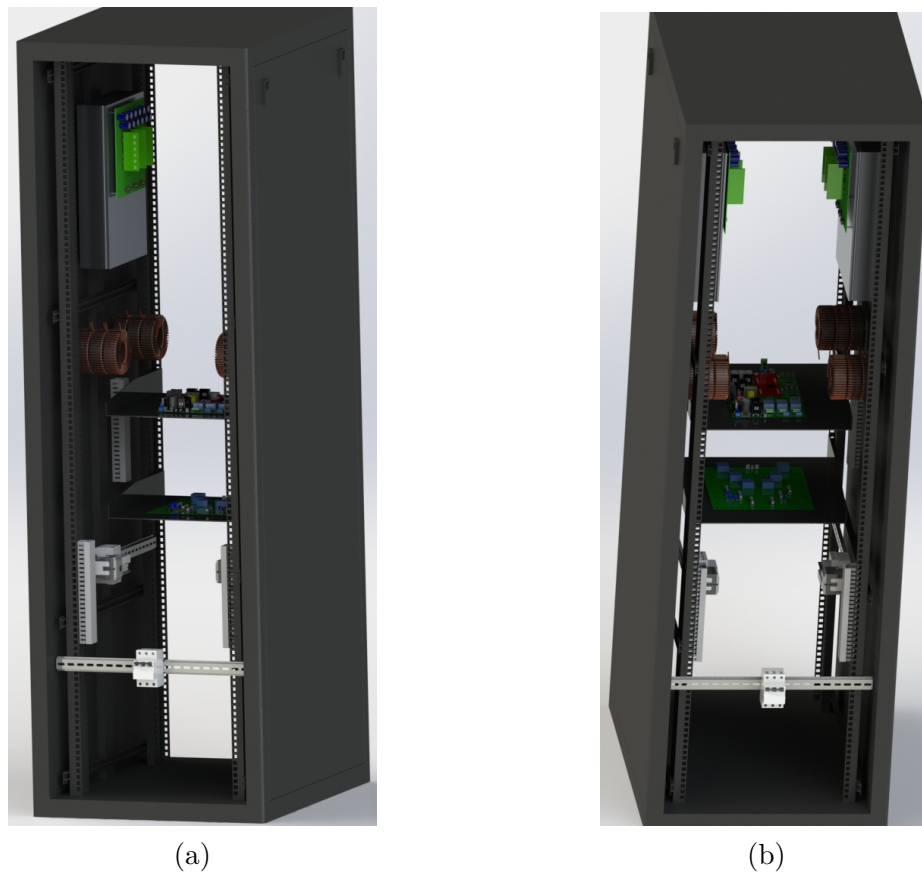
Fonte: Próprio Autor.

Além disso, adicionou-se ao circuito um ramo RC em paralelo com a bobina principal do contator para amortecer o acionamento e também para circula  o de corrente quando desligado e, assim, evitando gera  o de ruídos para a placa de controle, o que poderia alterar as leituras dos sinais de baixa tensão enviados e recebidos pelo DSP.

4.2 Montagem do sistema *Grid-Tied*

Por disponibilidade, e também, pela densidade de componentes que o sistema *Grid-Tied* ocupa, optou-se por fazer sua montagem em um *rack* de servidor que estava disponível no laboratório. Utilizando o software de desenho Solid Works e os modelos 3D das placas projetadas no Altium Designer chegou-se a uma perspectiva da montagem, como apresentado na Figura 58.

O sistema foi separado em níveis visando afastar os sinais de alta tensão dos de baixa. O primeiro nível são os inversores de potência da *Semikron* que recebem o barramento CC de 400 V   500 V, abaixo deste nível, vêm os filtros de conexão   rede elétrica, que são conectados na placa de potência, e, em seguida, têm-se os contadores um nível abaixo. Como a placa de controle recebe e envia sinais das diversas partes do sistema, esta ficou localizada no meio da montagem, facilitando as co-

Figura 58. Foto da montagem 3D do protótipo do inversor bidirecional *Grid-Tied*.

Fonte: Próprio Autor.

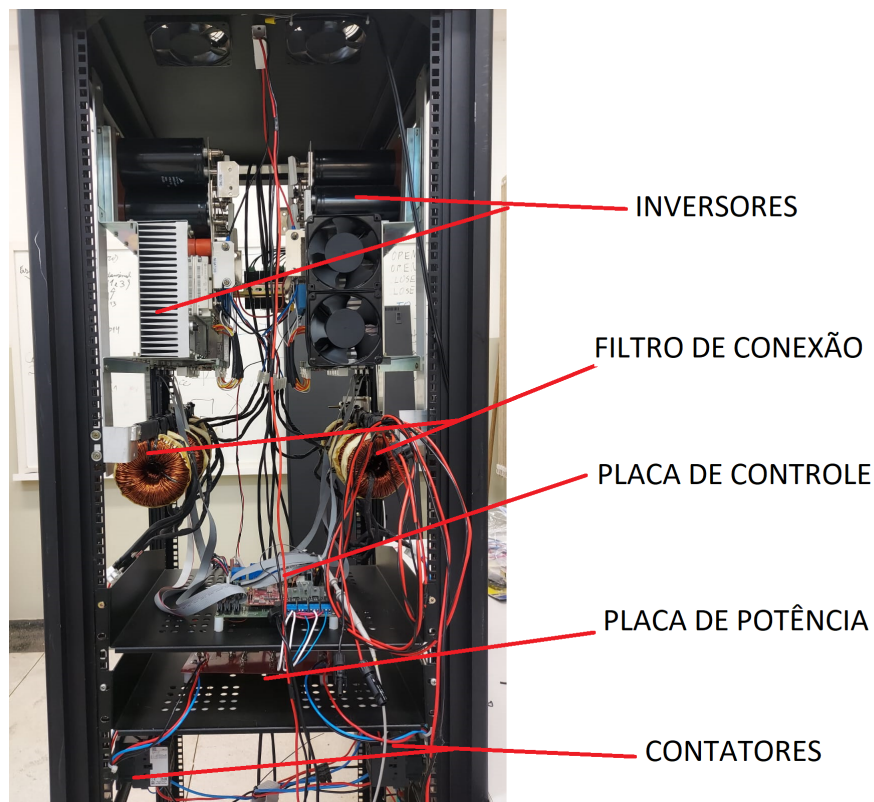
nex  es aos inversores, e, também da alimenta  o da placa de potência logo abaixo e, ainda, mantendo a uma certa distância dos indutores que podem gerar interferência eletromagnética. As conexões mais longas foram passadas dentro de trilhos de PVC para melhor organiza  o dos condutores. A Figura 59 apresenta a montagem do sistema em laboratório destacando as partes anteriormente mencionadas.

4.3 Resultados do sistema implementado

Para a obten  o de resultados foi utilizado o osciloscópio *Keysight DSOX3054T* com 4 canais e já incluso uma fun  o de FFT (do inglês, *Fast Fourier Transform*) para medi  o de DHT das correntes do sistema. Como fonte de tensão CC foi utilizado o simulador fotovoltaico *TerraSAS ETS 600* com tensão máxima de 600V e corrente de 16,7 A, totalizando 10 kW de potência em padrões nominais.

4.3.1 Valida  o do algoritmo de sincronismo

O primeiro resultado experimental buscado foi validar o funcionamento do DSOGI-PLL implementado no DSP pois todo o controle nas coordenadas dq depende do

Figura 59. Foto da montagem em rack do protótipo do inversor bidirecional *Grid-Tied*.

Fonte: Próprio Autor.

sincronismo pelo ângulo θ .

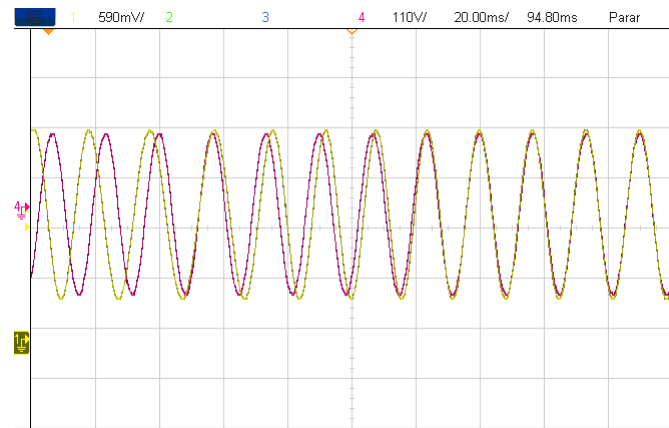
Através do periférico de conversão digital para analógico (do inglês, DAC - *digital to analog converter*) do DSP colocou-se o sinal senoidal de saída do DSOGI-PLL para compara  o com a medi  o da fase A da rede elétrica para, assim, demonstrar o processo do algoritmo até a sincroniza  o total do sistema. Na Figura 60, em rosa, observa-se a leitura da tensão da rede elétrica e em amarelo o sinal do DAC. V  -se que o DSOGI-PLL inicia aproximadamente 90° atrasado da fase da rede e em cerca de 120 ms consegue a sincroniza  o, garantindo assim que a conexão e o funcionamento do controle será feito de forma adequada.

4.3.2 Controle de corrente

Os testes iniciais do controle de corrente foram feitos a partir da alimenta  o de cargas resistivas com a fonte de tensão CC. O intuito foi o de checar o funcionamento correto do controle a partir de altera  es no referencial de corrente e, também, se este consegue proporcionar uma qualidade na forma de onda de corrente dadas as limita  es de atenua  o das componentes harmônicas de cada filtro utilizado, citando, filtros L de 520 μH e 1 mH, e LCL de $L_1 = L_2 = 520 \mu\text{H}$ e C_f de 4,4 μF .

A Figura 61 apresenta os resultados do sistema funcionando com 1,2 kW com cargas resistivas e o filtro L de menor indutância. Em rosa, a medi  o da tensão

Figura 60. Demonstr  o do algoritmo DSOGI-PLL em sincroniza  o com   rede.



Fonte: Próprio Autor.

da fase A da rede elétrica para evidenciar o sincronismo com a corrente, em azul e verde, respectivamente, as correntes das fases A e B das resistências conectadas em Y, e por último, em amarelo, o sinal de referência de sincronismo do DSOGI-PLL.

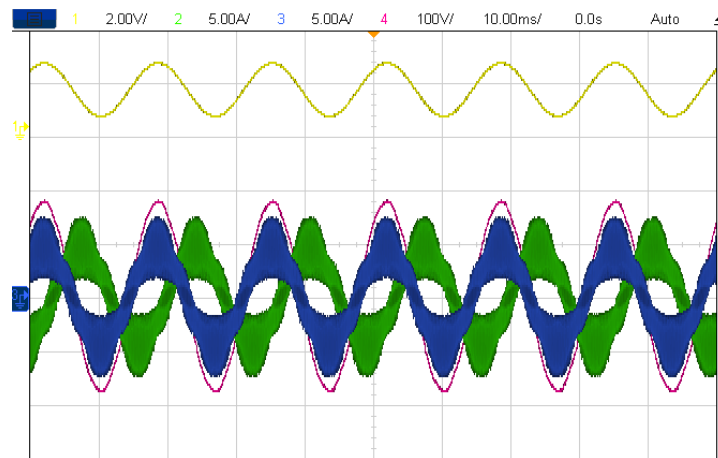
Como nas simula  es, aqui também   demonstrado o efeito do funcionamento em *interleaved* dos inversores, neste caso, ganhando destaque para uma situa  o em que a potência do sistema   quase 20 vezes menor do que a de projeto, limita  o esta causada tanto pela indisponibilidade de um banco de resistência de tal tamanho assim como restri  es nos equipamentos de medi  o utilizados para extrair o maior detalhamento das formas de onda, por exemplo, a ponteira de corrente utilizada *Keysight* N2893A, que possui limite de corrente de pico em 15 A.

Na Figura 61(a)   possível observar o *ripple* de corrente bem evidenciado, com $\Delta I_L = 5,31$ A, valor abaixo dos resultados de simula  o em conexão   rede elétrica pelo fato do sistema estar alimentando resistências e também pela não linearidade das indutâncias dos indutores que podem possuir uma curva de indutância que decresce de acordo a corrente, como pode ser observado nos projetos [48]. Quando ativa-se na Figura 61(b), o *interleaved*, o *ripple* de corrente sofre uma diminui  o como já esperado e passa a ser $\Delta I_L = 1,25$ A, além disso, visualmente também pode se afirmar que ocorreu uma atenua  o das componentes de alta frequência pelo fato da onda senoidal fundamental de 60 Hz estar mais aparente.

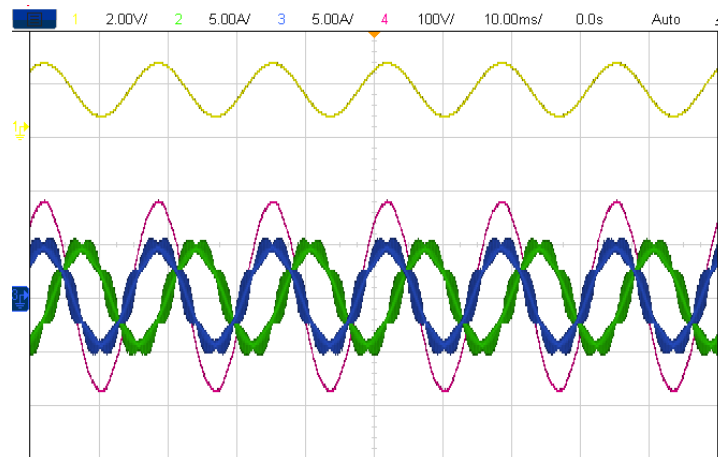
Agora com o filtro L de 1 mH, como mostrado na Figura 62, observa-se uma diminui  o no *ripple* e na melhoria de qualidade da forma de onda das correntes como já era esperado por se tratar de um aumento na indutância de filtragem. O *ripple* sem *interleaved* medido foi de $\Delta I_L = 3,1$ A e com a funcionalidade de *interleaved* reduz abaixo dos 1 A.

Como os resultados com filtro L de 1 mH com *interleaved* já demonstraram uma ótima qualidade nas formas de onda das correntes, era esperado para o filtro LCL uma qualidade ainda melhor onde não se notaria de forma acentuada outras

Figura 61. Formas de onda para o sistema alimentando cargas resistivas com 1,2 kW com filtro L de 520 μH . Escalas - Tempo: 10 ms/div; Em amarelo a tensão de referência do PLL: 2 V/div; Em azul corrente da fase A: 5 A/div; Em verde corrente da fase B: 5 A/div; Em rosa a tensão da fase A da rede elétrica: 100 V/div.



(a) Sem *interleaved*



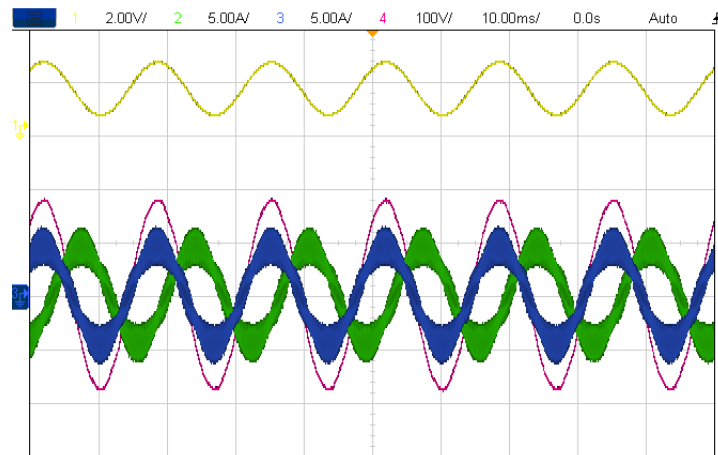
(b) Com *interleaved*

Fonte: Próprio Autor.

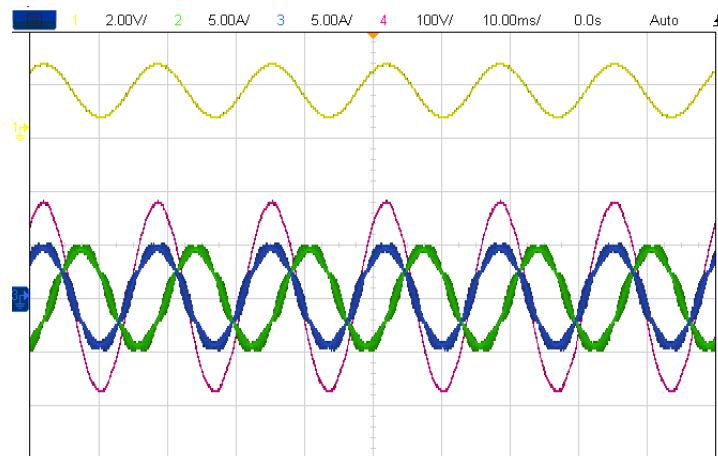
componentes de frequência maiores que a fundamental, dada a maior atenua  o proporcionada pela configura  o de 3 ordem. O resultado da Figura 63 confirma as suposi  es anteriores onde vê-se a forma senoidal quase perfeita das ondas de corrente com um *ripple* menor que 0,5 A, mesmo com uma potência considerada baixa para os valores dos elementos passivos.

Para testes de estabilidade e assentamento, analisou-se o instante de inicializa  o do sistema e também aplicou-se degraus na referência de corrente para validar o funcionamento, por completo, antes de partir para testes em conexão    rede elétrica. As Figuras 64 e 65 demonstram os resultados para valida  o do sistema com cargas resistivas, as quais expõem a estabilidade do sistema frente    mudanças bruscas em seu referencial de funcionamento, no caso uma mudança de 30% para 100% da carga

Figura 62. Formas de onda para o sistema alimentando cargas resistivas com 1,2 kW com filtro L de 1 mH. Escalas - Tempo: 10 ms/div; Em amarelo a tensão de referência do PLL: 2 V/div; Em azul corrente da fase A: 5 A/div; Em verde corrente da fase B: 5 A/div; Em rosa a tensão da fase A da rede elétrica: 100 V/div.



(a) Sem *interleaved*



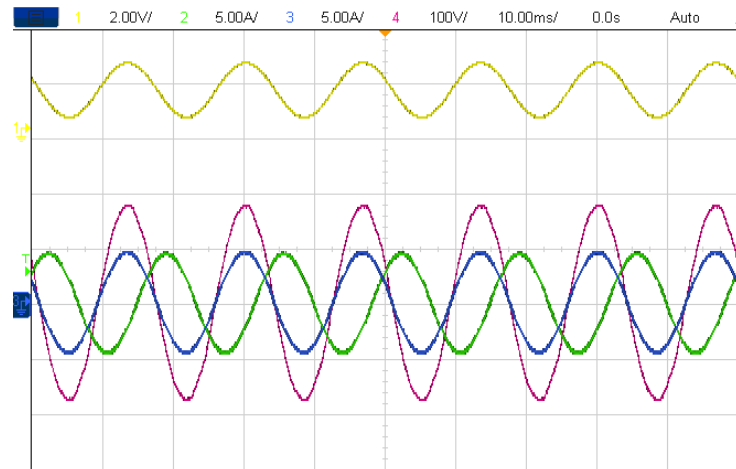
(b) Com *interleaved*

Fonte: Próprio Autor.

total de 1,2 kW.

Na inicializa  o, a entrada em regime permanente ocorre antes dos 10 ms com *overshoot* próximo a 100% em rela  o ao valor final. A análise deste último    explicado pela presença da malha *feedforward* que inicia o controle de corrente com um   ndice de modula  o elevado. Ainda pelo comportamento observado no degrau da Figura 65 não se observa nenhum *overshoot* já que a saída final do controle já está estabilizada tendo o controlador PI trabalhando apenas nos ajustes necessários para atender ao referencial de entrada. Portanto, p  de-se validar os controladores de corrente utilizados, e, indiretamente, também os métodos de cálculo aplicados, possibilitando, assim, partir para testes em conexão a rede elétrica apenas com controle de corrente, em um primeiro momento.

Figura 63. Formas de onda para o sistema alimentando cargas resistivas com 1,2 kW com filtro LCL sem interleaved. Escalas - Tempo: 10 ms/div; Em amarelo a tensão de referência do PLL: 2 V/div; Em azul corrente da fase A: 5 A/div; Em verde corrente da fase B: 5 A/div; Em rosa a tensão da fase A da rede elétrica: 100 V/div.



Fonte: Próprio Autor.

Figura 64. Inicializa  o do sistema para cargas resistivas com 600 W. Escalas - Tempo: 100 ms/div; Em amarelo a tensão de referência do PLL: 2 V/div; Em azul corrente da fase A: 5 A/div; Em verde corrente da fase B: 5 A/div; Em rosa a tensão da fase A da rede elétrica: 200 V/div.

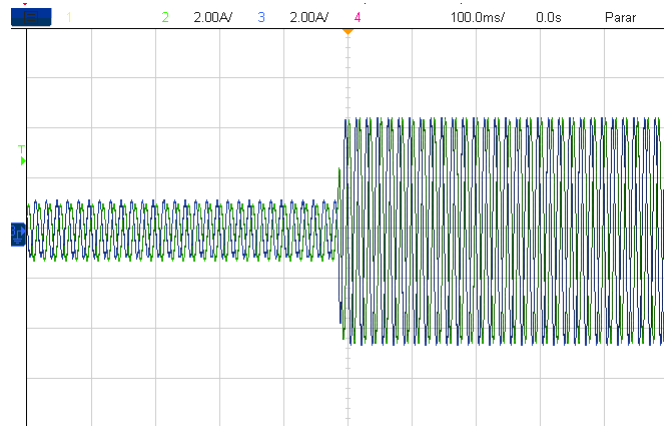


Fonte: Próprio Autor.

Visto os bons resultados com o *interleaved* e a não altera  o da dinâmica do sistema por causa deste, definiu-se para os filtros propostos a utiliza  o desta fun  o. Portanto, não será ponto de discussão para os resultados tanto em conexão    rede quanto para os testes de controle de tensão; em ambos, subentende-se que a fun  o está ativa.

Na Figura 66 são apresentados as formas de onda das correntes no mesmo padrão dos testes feitos com carga resistiva, mas, agora em conexão    rede elétrica sendo injetada uma potência trifásica de 4 kW utilizando os 3 filtros propostos. Potência esta, limitada pelo pico máximo permitido pela ponteira de corrente.

Figura 65. Degrau de 30% para 100% de uma carga total de 1,2 kW. Escalas - Tempo: 10 ms/div; Em azul corrente da fase A: 2 A/div; Em verde corrente da fase B: 2 A/div.



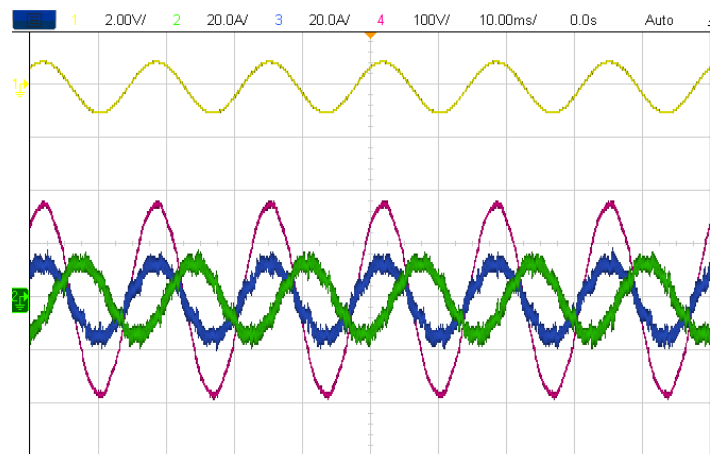
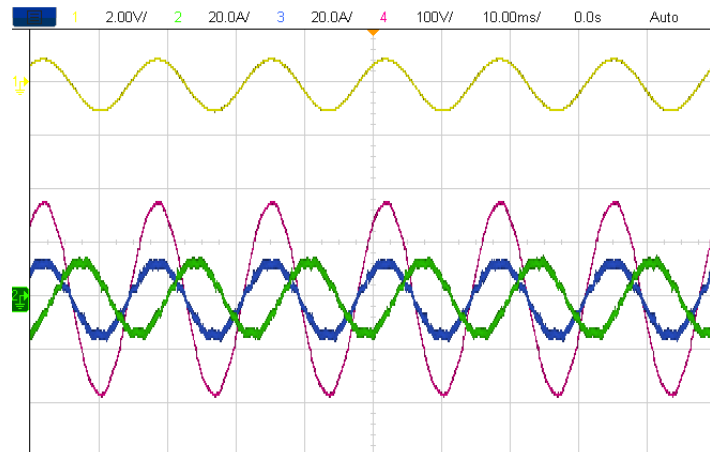
Fonte: Próprio Autor.

Observa-se, a princípio, que existem deforma  es nas formas de onda das correntes nos 3 resultados que não constavam anteriormente com apenas cargas resistivas; estas altera  es se traduzem em uma DHT pior para os 3 testes.   importante destacar que a utiliza  o de uma fonte conectada   rede elétrica, ainda que isolada galvanicamente, pode gerar interferências que resultem nessas componentes. Além disso, a fonte em questão possui um retificador trifásico convencional em sua entrada, o qual apresenta um baixo fator de potência. A conexão do sistema não   mais adequado pelo fato de ser um circuito distante do quadro geral do laboratório, podendo, assim, existir uma alta impedância entre o sistema *Grid-Tied* e a rede elétrica da concessionária.

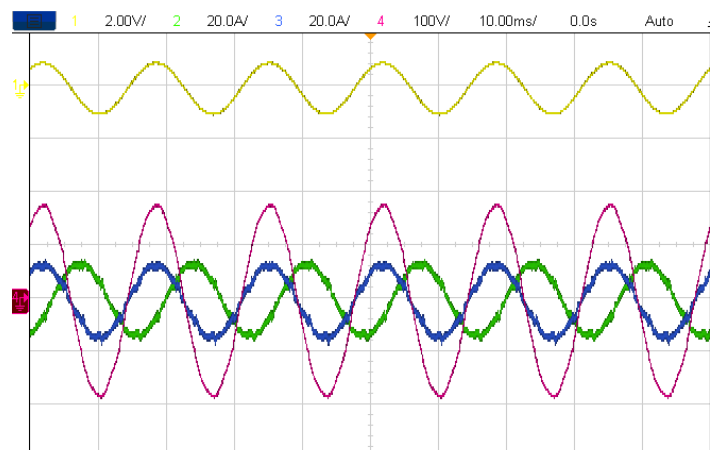
As DHTs medidas para os 3 resultados da Figura 66 foram respectivamente 13,63%, 7,6% e 6,52%. Já para os *ripples* das correntes ΔI_L obteve-se em porcentagem 7,74%, 3,87% e 3,53%, respectivamente. Percebe-se, deste modo, que todos os filtros proporcionaram um *ripple* abaixo dos 10% assim como nas simula  es do sistema em conexão com   rede, portanto, pode-se afirmar que generalizando estes resultados para potências de maior valor, as formas de ondas das correntes resultariam em DHTs melhores e formatos ainda mais senoidais e com menos destaque para as perturba  es observadas. Esta afirma  o   atestada pelos resultados de simula  o para 4 kW, mostrada na Figura 67. As DHTs obtidas foram respectivamente 14,81%, 7,38% e 3,8%, os quais apenas para o filtro LCL se distância do obtido nos testes experimentais, porém, para os filtros L os resultados são muito condizentes e próximos.

Um fato a se observar   a proximidade dos resultados experimentais do filtro L de 1 mH com o filtro LCL, sendo que tanto nos testes com resistências quanto em simula  o o LCL sempre sobrepassou os resultados dos outros dois filtros com uma boa margem tanto em *ripple* como em qualidade da forma de onda da corrente. Uma

Figura 66. Formas de onda para o sistema conectado   rede elétrica injetando 4 kW. Escalas - Tempo: 10 ms/div; Em amarelo a tensão de referência do PLL: 2 V/div; Em azul corrente da fase A: 20 A/div; Em verde corrente da fase B: 20 A/div; Em rosa a tensão da fase A da rede elétrica: 100 V/div.

(a) L de 520 μH 

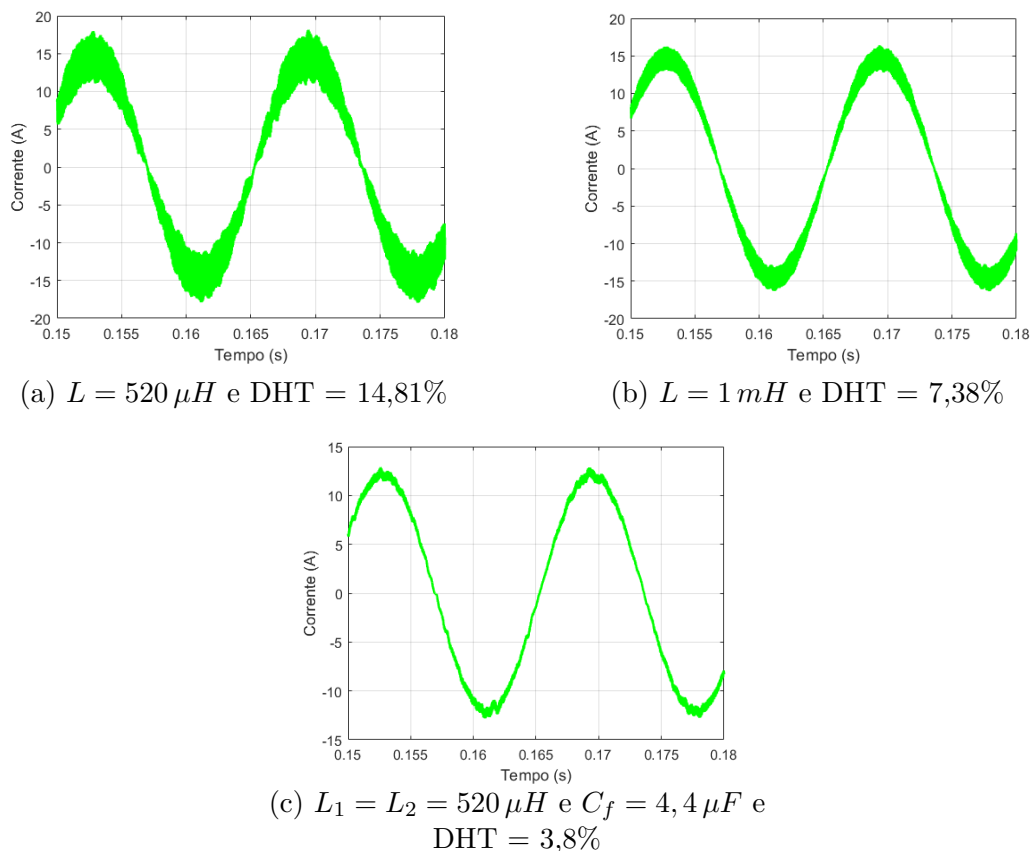
(b) L de 1 mH



(c) LCL

Fonte: Próprio Autor.

Figura 67. Formas de onda de corrente para a simula  o do sistema com 4 kW, considerando os filtros propostos.



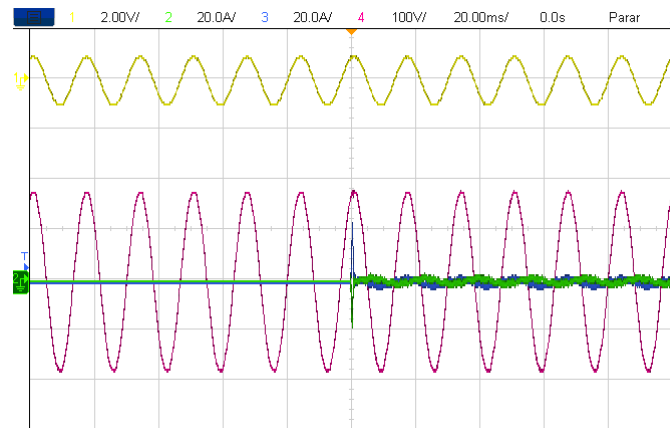
Fonte: Próprio Autor

explica  o para este ocorrido   a interferência já comentada da fonte CC utilizada quando o sistema trabalha em conexão   rede elétrica. A fonte acaba inserindo uma componente de alta frequência ao resultado final de corrente, isto será corroborado pelas formas de ondas apresentadas nos testes da malha de tensão quando em fun  o retificador PWM conectado   rede elétrica.

Para encerrar, as Figuras 68 e 69 apresentam os resultados dos sistema para instantes onde este sofre altera  es súbitas em seu funcionamento, quando no momento da conexão   rede elétrica e também quando   aplicado um degrau na corrente de referência.

No primeiro caso observa-se que o sistema sofre um *overshoot* antes da estabiliza  o num referencial de corrente de $I_d = 2$ A, contudo, este pico de corrente não chega a ficar próximo da corrente nominal, I_d para 20 kW. Já nos momentos dos degraus apresentados, o controle consegue seguir a referência de modo bem suave e sem *overshoot* demonstrando a boa sintonia do controlador e, também, não apresenta nenhuma oscila  o de amplitude nas correntes para chegada em regime permanente. O filtro utilizado nesses resultados foi o L de 1 mH, porém, pode-se

Figura 68. Formas de onda para o momento da conexão do sistema   rede elétrica com $I_d = 2$. Escalas - Tempo: 10 ms/div; Em amarelo a tensão de referência do PLL: 2 V/div; Em azul corrente da fase A: 20 A/div; Em verde corrente da fase B: 20 A/div; Em rosa a tensão da fase A da rede elétrica: 100 V/div.



Fonte: Próprio Autor.

assumir que a mesma estabilidade e velocidade no controle apresentadas são similares nos outros filtros, dado a utiliza  o dos mesmos parâmetros no projeto dos controladores de corrente.

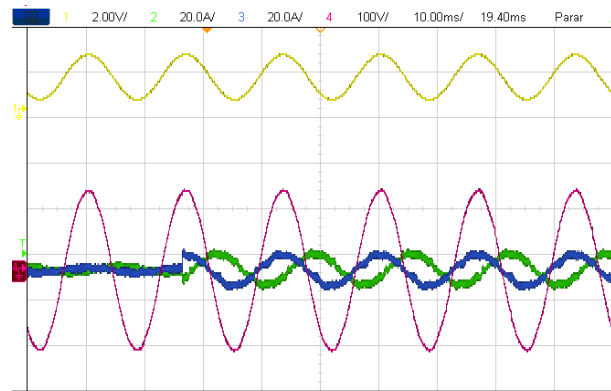
Por fim, a Figura 70 demonstra o sistema funcionando para a potência máxima atingida em laboratório 7,6 kW, com filtro LCL e com DHT de 4,21%, sendo este resultado generalizado para os outros dois filtros também, mostrando assim que não se teriam problemas em aumentar a potência e manter a estabilidade e controle apresentadas nas baixas potências. Este resultado foi retirado utilizando uma ponteira de corrente de menor qualidade que a mencionada anteriormente apenas para a fase A, neste caso a *Keysight* 1146B, porém possui uma escala máxima de 100A. As demais correntes das fases B e C são os sinais de tensão dos condicionamentos de sinais, apenas para visualiza  o do funcionamento do sistema trifásico.

4.3.3 Controle de tensão

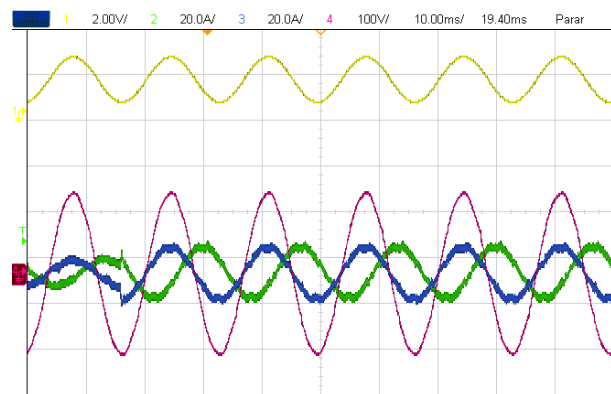
O barramento CC utilizado foi o próprio presente nos inversores do protótipo que em conjunto resultam em uma capacitância de 6 mF, sendo mais que o suficiente para realizar os testes e valida  es do controle de tensão.

Assim como para a valida  o do controle de corrente, o controle de tensão também foi testado com cargas resistivas antes da conexão do sistema   rede elétrica. O teste consistiu em configurar a fonte CC TerraSAS para o modo fonte de corrente, e, assim, quem estaria encarregado de controlar a tensão do barramento CC seria o sistema *Grid-Tied*. Para esta valida  o utilizou-se apenas do filtro LCL, tendo os resultados obtidos a seguir generalizados e validados indiretamente também para os outros dois filtros.

Figura 69. Formas de onda para respostas das correntes do sistema após degraus na referência de $I_d = 2$ A para $I_d = 8$ A, e depois para $I_d = 12$ A em conexão a rede elétrica. Escalas - Tempo: 10 ms/div; Em amarelo a tensão de referência do PLL: 2 V/div; Em azul corrente da fase A: 5 A/div; Em verde corrente da fase B: 5 A/div; Em rosa a tensão da fase A da rede elétrica: 100 V/div.



(a)



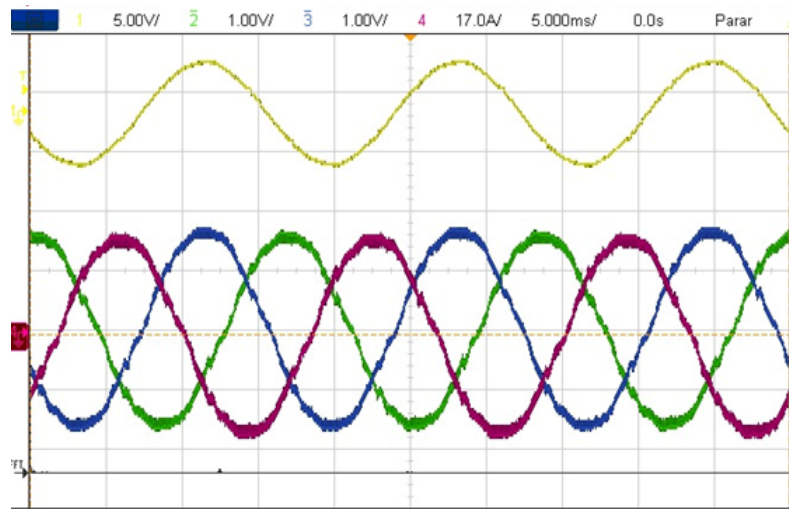
(b)

Fonte: Próprio Autor.

A Figura 71 mostra a inicializa  o do sistema como se estivesse conectado    rede elétrica, a fonte de corrente equivalente das fontes de energia do eletroposto carregam o barramento CC, e no momento em que a tensão (em rosa) atinge 450 V o sistema *Grid-Tied*    acionado, controlando a tensão no ponto de referência de 450 V. Observa-se que após o acionamento, o sistema leva cerca de 200 ms para entrar em regime permanente com as correntes senoidais (em azul e verde) com amplitude fixa.

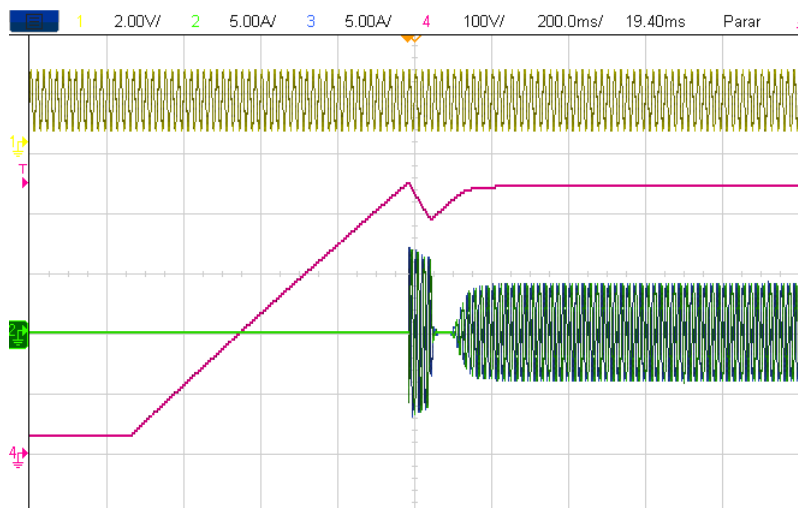
Outra análise a se fazer    que para este teste o sistema tem que aumentar as correntes nas resistências para diminuir a tensão do barramento CC. Para aumentar se diminui o valor de referência de corrente ou até se anula pois não    possível absorver potência da rede elétrica; esta última situa  o pode ser observada no instante de 100 ms no qual a tensão necessita aumentar novamente, mas agora com o sistema ligado, então a saída do controlar    quase zerada.

Figura 70. Formas de onda para o sistema injetando 7,6 kW na rede elétrica com filtro LCL. Escalas - Tempo: 5 ms/div; Em amarelo sinal do sensor de tensão da fase A: 5 V/div; Em azul sinal do sensor de corrente da fase B: 1 V/div; Em verde sinal do sensor de corrente da fase C: 1 V/div; Em rosa a corrente da fase A da rede elétrica: 17 A/div.



Fonte: Próprio Autor.

Figura 71. Formas de onda para respostas do controle de tensão do barramento CC na inicializa  o com TerraSAS em modo fonte de corrente e com cargas resistivas no lado CA de 1,2 kW. Escalas - Tempo: 10 ms/div; Em amarelo a tensão de referência do PLL: 2 V/div; Em azul corrente da fase A: 5 A/div; Em verde corrente da fase B: 5 A/div; Em rosa a tensão do barramento CC: 100 V/div.



Fonte: Próprio Autor.

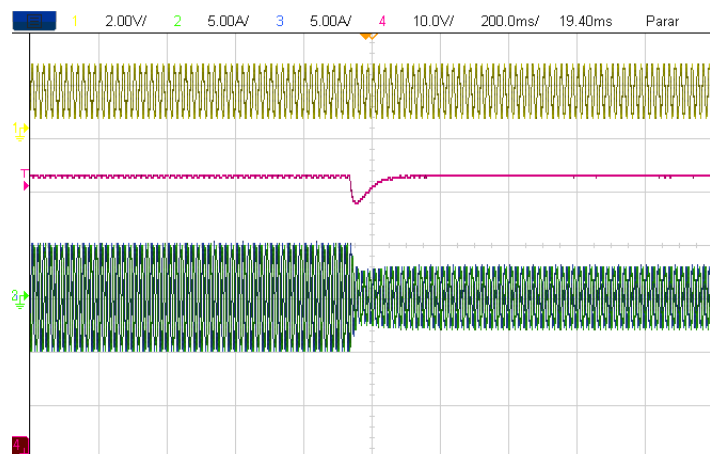
Perturbando o sistema de forma a alterar a corrente de entrada do barramento CC p  de-se verificar o comportamento do controle de tensão para restabelecer o novo ponto de funcionamento. Os resultados tanto para o aumento quanto para diminui  o de potência são mostrados na Figura 72. A potência mais elevada    de 1,35 kW e a menor metade deste valor.

Em ambas as situa  es de mudança de carga percebe-se que o comportamento   

Figura 72. Formas de onda para respostas do controle de tensão do barramento CC para degraus de carga no lado CA de 0,775 kW e 1,35 kW com TerraSAS em modo fonte de corrente. Escalas - Tempo: 10 ms/div; Em amarelo a tensão de referência do PLL: 2 V/div; Em azul corrente da fase A: 5 A/div; Em verde corrente da fase B: 5 A/div; Em rosa a tensão do barramento CC: 100 V/div.



(a) Aumento de potência



(b) Diminui  o de potência

Fonte: Próprio Autor.

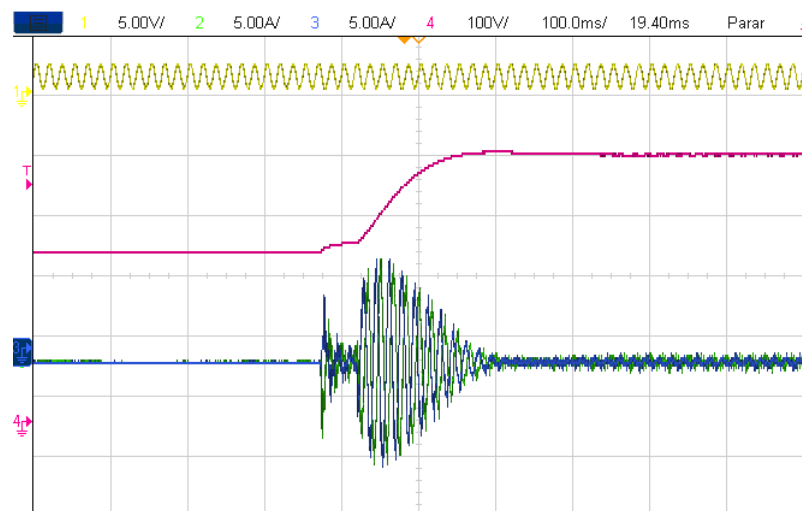
linear, ou seja, tanto os *overshoots* como o tempo de assentamento são iguais, sendo estes 1,25% e de aproximadamente 150 ms. Com a valida  o do funcionamento com cargas resistivas partiu-se para testes de controle de tensão com o sistema em funcionamento como retificador PWM trifásico.

A metodologia de testes para a próxima etapa inicia com a retirada da fonte CC do experimento. Agora, o barramento CC    alimentado a partir de um retificador trifásico convencional, com uma tensão próxima a 310 V contínuos. Essa tensão    obtida através de tr  s resistências de *bypass*, conectadas em série    rede elétrica e em paralelo a um dos contadores dos inversores. Isso foi necessário para inibir o pico de corrente inicial durante o carregamento da capacitância do barramento CC até o nível de tensão inicial do teste. Quando o sistema    iniciado, o contator em paralelo

remove as resistências e o sistema funciona normalmente. No lado do barramento, foram inseridas resistências para teste de degraus de carga, com um valor máximo de 2,8 kW.

A Figura 73 mostra os resultados da inicializa  o do sistema ainda sem carga, apenas com a capacitância do barramento CC, para avaliar se o sistema conseguiria manter o nível de tensão de referência. O sistema demora cerca de 3 ciclos da rede elétrica para iniciar definitivamente, este tempo foi determinado para garantir o fechamento da contatora quando o controle iniciar, e isto acabou causando o efeito de dois transit  rios. Após isso, rapidamente o controle de tensão aumenta a corrente absorvida para elevar a tensão do barramento CC, levando aproximadamente 230 ms para entrar em regime permanente e sem *overshoot*.

Figura 73. Formas de onda para respostas do controle de tensão do barramento CC na inicializa  o no modo retificador PWM conectado    rede sem carga no lado CC. Escalas - Tempo: 10 ms/div; Em amarelo a tensão de referência do PLL: 2 V/div; Em azul corrente da fase A: 5 A/div; Em verde corrente da fase B: 5 A/div; Em rosa a tensão do barramento CC: 100 V/div.



Fonte: Próprio Autor.

Em seq  ncia    feito um degrau de carga de 1,35 kW em paralelo ao barramento CC para perturbar o sistema como mostrado na Figura 74. A tensão do barramento cai para 430 V e retorna ao seu valor de regime em 130 ms. Em rela  o às correntes da rede nota-se um pequeno *overshoot* que pode ser desconsiderado por causa do seu baixo valor percentual tanto em rela  o ao valor final de regime para esta carga quanto para o valor nominal projetado do sistema.

Para o aumento de carga necessitou-se diminuir a tensão do sistema para 380 V e assim drenar 2,8 kW da rede elétrica com as resistências disponíveis, como mostrado na Figura 75.

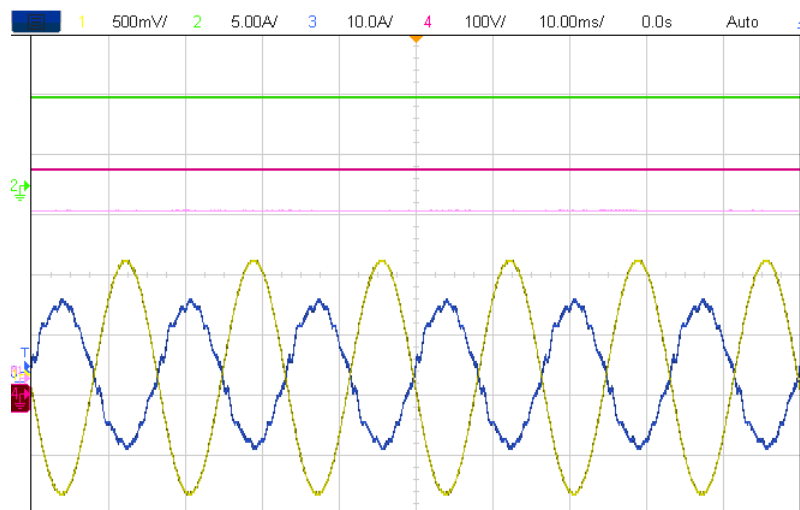
Em rela  o    forma de onda de corrente senoidal drenada da rede elétrica, a primeira observa  o a ser feita    o nível de *ripple* presente na onda de corrente, que

Figura 74. Formas de onda para respostas do controle de tensão do barramento CC para um degrau de carga de 1,35 kW no lado CC no modo retificador PWM conectado    rede. Escalas - Tempo: 10 ms/div; Em amarelo a tensão de referência do PLL: 2 V/div; Em azul corrente da fase A: 5 A/div; Em verde corrente da fase B: 5 A/div; Em rosa a tensão do barramento CC: 100 V/div.



Fonte: Próprio Autor.

Figura 75. Formas de onda para respostas do controle de tensão do barramento CC em regime permanente no modo retificador PWM conectado    rede com carga de 2,8 kW no lado CC. Escalas - Tempo: 10 ms/div; Em amarelo a tensão de referência do PLL 500 mV/div; Em azul corrente da fase A: 10 A/div; Em verde corrente do barramento CC: 5 A/div; Em rosa a tensão do barramento CC: 100 V/div.



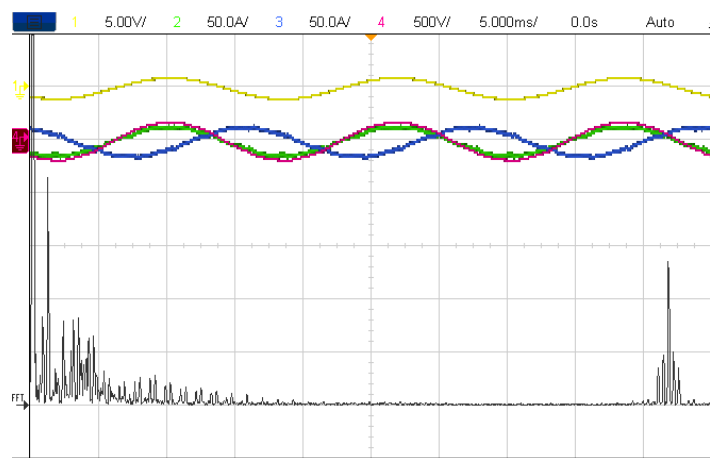
Fonte: Próprio Autor.

pode ser comparado ao resultado da Figura 63, que apresenta um valor próximo a 1 A. Em seguida, também se nota uma ondula  o que pode ser causada pela impedância da rede, que acaba trazendo harmônicas múltiplas da fundamental, ou também por se tratar de um funcionamento com baixa potência. Esse fato já foi observado em testes de simula  o, mas, desconsiderando isso,    possível afirmar que

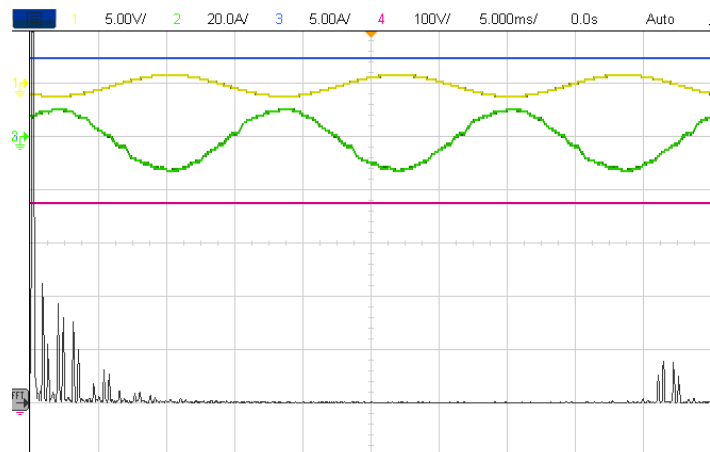
este resultado se aproxima do observado com carga resistiva. A DHT observada    de 5,5%, abaixo dos valores observados quando o sistema injetava a potência proveniente da fonte CC nos testes de controle de corrente, mesmo com uma potência menor, neste caso 4 kW. Comparando visualmente este resultado de 2,8 kW com o teste anterior de 4 kW e com o filtro LCL da Figura 66, percebe-se que esta forma de onda    melhor e apresenta menos *ripple* ao longo da senoide.

As afirma  es anteriores podem ser confirmadas pela Figura 76 que apresenta as FFTs para os dois testes em questão, injetando 4 kW via fonte CC TerraSAS e retificando 2,8 kW com 380 V de referência no barramento CC.

Figura 76. FFT da corrente da rede elétrica para as duas fun  es do sistema.



(a) Injetando 4 kW via fonte CC



(b) Retificando 2,8 kW com carga resistiva no lado CC

Fonte: Próprio Autor.

As escalas para as Figuras apresentadas em 76 rela  o    FFT são na vertical a amplitude de cada componente com 100 mA/div e, na horizontal, escala máxima de 16 kHz e frequência central de 8 kHz, ou seja, 1,6 KHz/div. Observa-se que ambas possuem picos característicos próximos a frequência de 15 kHz, como esperado, por se tratar da frequência de chaveamento do conversor; porém, em 76(a) vê-se uma

maior amplitude nesta componente harmônica de 268,75 mA e em 76(b) 78 mA. Outro ponto a se comentar   a quantidade e as amplitudes das componentes após a frequência de 1,6 kHz, onde na função retificador são menores e em menor quantidade do que na função inversor, estas quando somadas certamente agregam   diferença no *ripple* observado entre as duas formas de onda de correntes. Nota-se também que existem harmônicas de menor frequência, abaixo de 1,6 kHz, que ganham destaque no modo inversor, especificamente a de 420 Hz que atinge uma amplitude de 425 mA, onde a mesma na função retificador fica próxima de 100 mA. E por fim, pode-se afirmar que existem componentes desta faixa de frequência na função inversor que não são presentes na função retificador que podem ajudar na diferença entre os resultados.

4.3.4 Sistema *Grid-tied* com potência reativa ($I_q > 0$ ou $I_q < 0$)

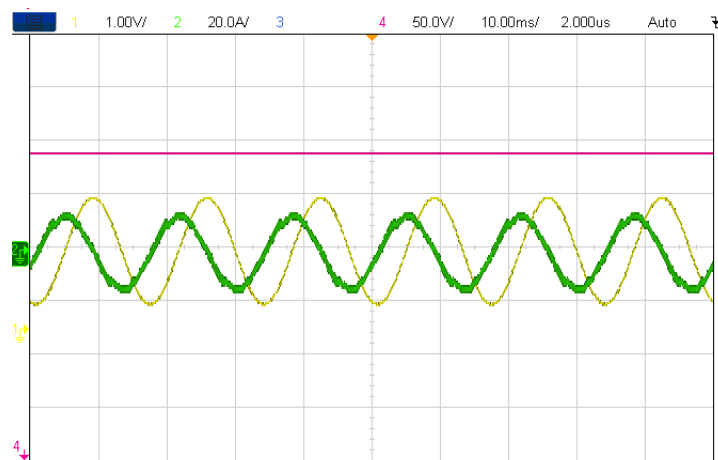
O controle pelas coordenadas dq possibilita que o sistema do eletroposto funcione com o fator de potência controlado, utilizando o banco capacitivo do barramento CC de forma controlada. Alterando o valor da coordenada i_q   possível atrasar ou adiantar as correntes em relação as suas respectivas tensões de fase, como mostrado nas Figuras 77(a) e 77(b). Nos resultados apresentados utilizou-se $i_q \pm 12 A$ e $i_d = 0 A$. Percebe-se que a corrente em verde fica exatamente 90 graus adiantada ou atrasada da tensão de referencia em amarelo demonstrando o correto funcionamento do controle por coordenadas dq , que já havia sido validado para apenas potência ativa, podendo-se assumir que o sistema funciona de mesma maneira, apenas com o diferencial na potência.

4.3.5 Integração do conversor de carregamento de baterias ao sistema *Grid-Tied*

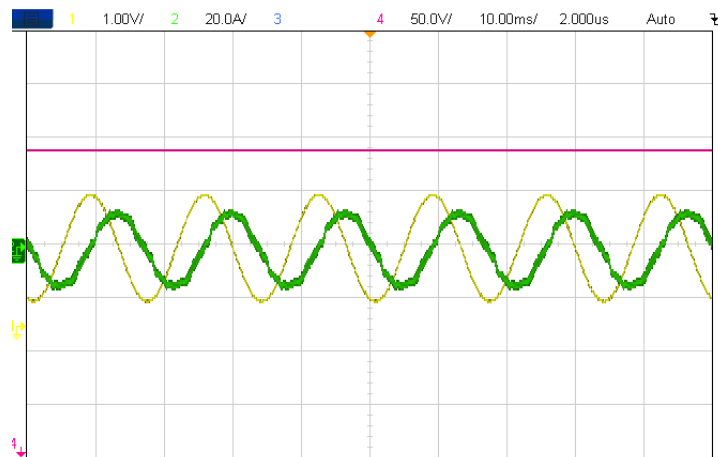
O conversor de carregamento de baterias, como pode ser observado na Figura 4, trabalha com a entrada de 192 V e saída em controle de corrente. Sendo assim conectou-se a saída deste conversor no barramento CC do sistema *Grid-Tied* para testes do sistema integrado. O barramento capacitivo utilizado neste experimento foi de 14 mF, anteriormente no modo retificador tinha sido 3 mF.

O primeiro teste   a inicialização do sistema, como mostrado na Figura 78. Inicialmente com 0 V, o conversor de baterias começa a injetar corrente nos capacitores do barramento CC com corrente constante, até 480 V, com uma corrente equivalente a 1,3 kW. Neste momento o sistema *Grid-Tied* entra em funcionamento, sendo que este já estava com o PLL sincronizado e em *stand-by* para ligar as malhas de controle e se conectar   rede elétrica. Após a conexão com a rede elétrica, o sistema passa por um *undershoot* com a tensão do barramento diminuindo até 435 V. A

Figura 77. Formas de onda para o sistema *Grid-Tied* trabalhando com potência reativa com referência $i_q \pm 12\text{ A}$. Escalas - Tempo: 10 ms/div; Em amarelo a tensão de referência do PLL 1 V/div; Em verde corrente da fase A: 20 A/div; Em rosa a tensão do barramento CC: 500 V/div.



(a) Corrente adiantada



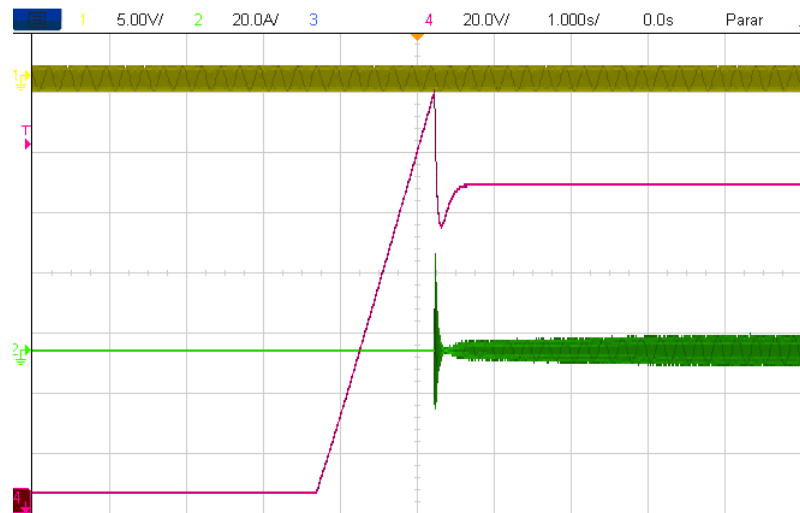
(b) Corrente atrasada

Fonte: Próprio Autor.

corrente da fase A medida sofre um *overshoot*, o qual a corrente tem um pico de 32 A. As observa  es apresentadas ficam dentro do esperado para uma etapa crítica de funcionamento como    a de conexão a rede elétrica. O tempo do transitório, após o sistema *Grid-Tied* identificar a tensão para seu acionamento    de 280 ms, e, então o sistema entra em regime permanente estavelmente.

Os dois últimos testes apresentados nas Figuras 79 e 80 partem do sistema já conectado    rede elétrica e em regime. No primeiro experimento, o sistema *Grid-tied* está mantendo a tensão do barramento em 450 V com o conversor de baterias desligado. Em certo momento, o conversor de baterias    ligado e começa a injetar corrente em rampa no barramento CC. Nesse momento, a corrente da rede do sistema integrado    injetada na rede elétrica para controle do nível de tensão. Essa

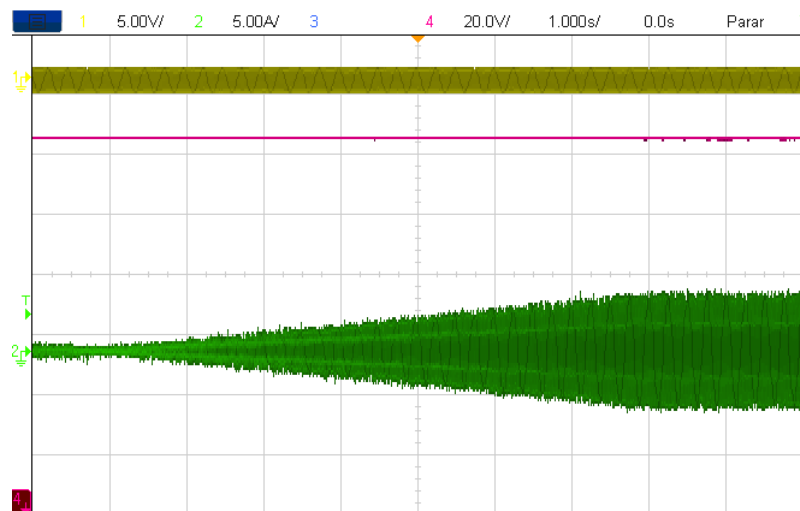
Figura 78. Formas de onda para inicializa  o do sistema integrado entre conversor de baterias e *Grid-Tied* com potência de 1,3 KW. Escalas - Tempo: 1 s/div; Em amarelo a tensão de referência do PLL 5 V/div; Em verde corrente da fase A: 20 A/div; Em rosa a tensão do barramento CC: 100 V/div.



Fonte: Próprio Autor.

corrente também apresenta amplitude crescente ao longo do tempo até que o conversor de baterias alcance seu valor de regime permanente com potência de 1,3 kW. Ao longo desta transi  o,    possível observar que o nível de tensão se mant  m em seu referencial, e não apresenta distúrbios, o que valida o controle de tensão nesta situa  o.

Figura 79. Formas de onda para aumento de corrente em rampa do sistema integrado entre conversor de baterias e *Grid-Tied* com potência de 1,3 KW. Escalas - Tempo: 1 s/div; Em amarelo a tensão de referência do PLL 5 V/div; Em verde corrente da fase A: 5 A/div; Em rosa a tensão do barramento CC: 100 V/div.



Fonte: Próprio Autor.

Na Figura 80, o sistema está em regime quando ocorre subitamente o desliga-

Figura 80. Formas de onda para desligamento do sistema integrado entre conversor de baterias e *Grid-Tied* com potência de 1,3 KW. Escalas - Tempo: 1 s/div; Em amarelo a tensão de referência do PLL 5 V/div; Em verde corrente da fase A: 5 A/div; Em rosa a tensão do barramento CC: 100 V/div.



Fonte: Próprio Autor.

mento da inje  o de corrente no barramento CC pelo conversor de baterias. Nesse momento, o nível de tensão cai para 445 V e retorna ao seu referencial em 350 ms com uma transi  o estável, e, sem picos de corrente. O sistema *Grid-Tied* mant  m o nível de tensão com um fluxo de potência quase nulo entre a rede elétrica e o barramento CC, conforme pode ser observado pela amplitude de corrente. E assim,    finalizado a valida  o do funcionamento proposto para o sistema *Grid-Tied*.

5 CONCLUSÕES

Neste trabalho, foi desenvolvido um sistema de dois inversores em paralelo bidirecionais para funcionar como interface entre o barramento CC principal de um posto de recarga do tipo V2G e a rede elétrica, permitindo o trânsito de potência em ambos os sentidos.

Inicialmente, realizou-se um estudo teórico do inversor trifásico fonte de tensão VSI para análise de funcionamento e dinâmica de controle, o qual foi aplicado separadamente em cada inversor. A estratégia de controle do sistema com os dois inversores foi projetada de forma que o controle de tensão gerasse a referência de corrente para o controle individual de cada inversor. Os resultados de simulação demonstraram um funcionamento adequado do sistema, levando ao desenvolvimento do protótipo em laboratório.

Para construir o sistema completo foram montadas duas placas de circuito impresso: uma de controle e outra de potência. Nessas placas foi incluída uma fonte auxiliar para os circuitos de condicionamento de sinais, alimentação dos sensores e dos gate drivers dos inversores. Além disso, neste sistema inclui-se a placa de controle com o microcontrolador e os dois módulos inversores, sendo necessário apenas uma conexão trifásica para a conexão física à rede.

Para validar de forma segura o sistema construído, foram realizados testes utilizando cargas resistivas e envolvendo os três tipos de filtros de conexão. Isso permitiu a validação das placas projetadas através da leitura das correntes nas resistências, sincronização das formas de onda em relação à rede elétrica e análise dos resultados das formas de onda para cada tipo de filtro. Também foram realizados testes de controle de tensão proposto, essenciais para o funcionamento da microrrede. Os resultados mostraram que o sistema conseguiu estabilizar-se na referência desejada de tensão ao alimentar cargas resistivas, mesmo diante de mudanças na carga conectada. Com base nesses resultados, foram realizados testes de conexão à rede elétrica.

Nos testes com apenas o controle de corrente, os três filtros apresentaram resultados condizentes com os observados quando a carga resistiva estava presente. Especificamente em relação à estabilidade diante de mudanças na carga, constatou-se a inexistência de surtos de corrente nesses momentos. Devido à dinâmica imposta pela rede elétrica ao sistema, as formas de onda apresentam mais distorções, que se tornam mais evidentes devido à baixa potência utilizada nos testes em comparação com a potência nominal. No entanto, os resultados demonstram que, mesmo para uma potência de 4 kW, estão dentro do esperado. Pode-se afirmar que, caso seja possível se aproximar da potência nominal, os índices de DHT ficariam próximos aos observados em simulação, garantindo assim que o sistema funcione com uma

DHT inferior a 5%, conforme exigido pelas normativas. Além disso,    válido ressaltar que a função *interleaved* em um paralelismo de inversores deve ser sempre implementada para melhorar as formas de onda das correntes, conforme indicam os resultados obtidos. E ainda, validado o sistema para trabalhar com potência reativa para caso necessário realizar a correção controlada do fator de potência do sistema que o eletroposto está inserido.

Por fim, devido    impossibilidade de o sistema funcionar apenas com a malha de corrente na função em que    necessário absorver energia da rede elétrica, a validação completa do sistema de controle foi realizada por meio do modo retificador PWM trifásico. Com um referencial desejado de 450 V, o sistema conseguiu controlar a tensão do barramento CC que alimentava cargas resistivas, mesmo quando perturbado por alterações na quantidade de corrente drenada da rede elétrica. Por último, conseguiu-se validar os testes com o conversor de carregamento de baterias para emular o funcionamento do sistema integrado de conversores proposto na microrrede do eletroposto, resultado este que mostra o funcionamento correto e controlado da tensão do barramento CC para a mudança de fluxo de potência.

No teste final de controle de tensão, foram observadas diferenças nas formas de onda entre a injeção de corrente a partir de uma fonte CC no barramento e a absorção de corrente sem nenhuma outra fonte conectada ao sistema. Por esse motivo, analisaram-se as componentes harmônicas presentes na corrente nos dois testes, constatando-se uma maior presença de componentes de alta frequência no primeiro teste. Concluiu-se, portanto, que existe alguma relação entre a fonte CC utilizada quando o sistema está conectado    rede elétrica e a ocorrência dessas componentes, resultando em distorções diferentes das observadas com cargas resistivas.

Apesar das diferenças observadas, os resultados laboratoriais apresentados validam o funcionamento completo do sistema, tanto em relação    qualidade da DHT das correntes observadas na rede elétrica quanto    estabilidade do sistema como um todo, nos modos inversor e retificador.

Para trabalhos futuros são sugeridos:

- Expansão da potência de testes para 20 KW;
- Testes com os demais conversores da microrrede;
- Criação de protocolos de comunicação internos    microrrede;
- Estudo e aplicação de novas topologias de filtros para conexão    rede;
- Estudo e aplicação de novas técnicas de amortecimento ativo e passivo;
- Projeto de um inversor trifásico para substituição do inversor comercial didático utilizado;

- Lapida  o da estrutura do sistema para finaliza  o do produto da microrrede.

A ARTIGOS PRODUZIDOS

VOLPATO, A. S. ; SOUZA, M. A. ; BALTA, F. M. ; BATISTA, E. A. ; GODOY, RUBEN ; BRITO, MOACYR A. G. DE . Interleaved Bidirectional DC-AC Converter for Electric Vehicle Charging Station. In: 14th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications, 2021, São Paulo. INDUSCON. São Paulo: IEEE, 2021. v. 1. p. 1-6.

DE BRITO, MOACYR AURELIANO GOMES; CARVALHO, A. A. ; GODOY, R. B. ; VOLPATO, A. S. ; PEREIRA, L. F. S. C. ; BATISTA, E. A. . A New Positive-Sequence Detector Phase-Locked Loop Algorithm for DC Offset Rejection. In: XVI Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, 2021, João Pessoa. COBEP 2021. João Pessoa: IEEE, 2021. v. 1. p. 1-5.

DE BRITO, MOACYR A. G. DE; VOLPATO, A. S. ; BATISTA, E. A. ; GODOY, R. B. . Power Electronics Converters for an Electric Charging Station: Description and Experimental Evaluation. In: 8th INTERNATIONAL ELECTRIC VEHICLE CONFERENCE, 2023, Edinburgh. EVC2023. Edinburgh: Napier University, 2023. v. 1. p. 161-162.

REFERÊNCIAS

- [1] J. Larminie and J. Lowry, *Electric vehicle technology explained*. John Wiley & Sons, 2012.
- [2] K. T. Chau, *Electric vehicle machines and drives: design, analysis and application*. John Wiley & Sons, 2015.
- [3] P. Morrissey, P. Weldon, and M. O'Mahony, "Future standard and fast charging infrastructure planning: An analysis of electric vehicle charging behaviour," *Energy Policy*, vol. 89, pp. 257–270, 2016. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0301421515302159>
- [4] F. Karagulian, C. A. Belis, C. F. C. Dora, A. M. Prüss-Ustün, S. Bonjour, H. Adair-Rohani, and M. Amann, "Contributions to cities' ambient particulate matter (pm): A systematic review of local source contributions at global level," *Atmospheric environment*, vol. 120, pp. 475–483, 2015.
- [5] S. Shafiee and E. Topal, "When will fossil fuel reserves be diminished?" *Energy policy*, vol. 37, no. 1, pp. 181–189, 2009.
- [6] E. Global, "Global ev outlook 2020," *International Energy Agency (IEA)*, 2020.
- [7] Associação brasileira do veículo elétrico (ABVE), *Página Inicial*, Disponível em: <http://www.abve.org.br>. Acesso em 6 dez. 2022.
- [8] Mckinsey & Company, *Europe's EV opportunity—and the charging infrastructure needed to meet it*, Disponível em: <https://www.mckinsey.com/industries/automotive-and-assembly/our-insights/europes-ev-opportunity-and-the-charging-infrastructure-needed-to-meet-it>. Acesso em 6 dez. 2022.
- [9] J. G. Schmidt, F. J. De Faveri, J. C. De Bona, E. A. Rosa, L. S. Dos Santos, C. Q. Pica, L. B. R. Morinico, and I. França, "Forecasts and impact on the electrical grid with the expansion of electric vehicles in northeast of brazil," in *2022 IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition (TD)*, 2022, pp. 1–5.
- [10] Engenharia Elétrica UFMS, *Desenvolvimento de Sistema Nacional de Recarga Rápida de Bicicletas e Veículos Elétricos para Aplicações V2G (Vehicle to Grid)*, Disponível em: <https://engeletrica.ufms.br/files/2020/08/Projeto-de-Mobilidade-El%C3%A9trica-V2G.pdf>. Acesso em 6 dez. 2022.

- [11] Meio norte, *PMT e Equatorial Energia inauguram eletroposto em Teresina*, Disponível em: <https://www.meionorte.com/noticias/pmt-e-equatorial-energia-inauguram-eletroposto-em-teresina-441096>. Acesso em 6 dez. 2022.
- [12] M. S. Mastoi, S. Zhuang, H. M. Munir, M. Haris, M. Hassan, M. Alqarni, and B. Alamri, “A study of charging-dispatch strategies and vehicle-to-grid technologies for electric vehicles in distribution networks,” *Energy Reports*, vol. 9, pp. 1777–1806, 2023. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2352484722027408>
- [13] A. G. Andreta, “Estratégia híbrida de controle para inversores trifásicos conectados à rede baseada em controladores deadbeat e proporcional+ ressonante,” (Dissertação), Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2014.
- [14] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of power electronics*. Springer Science & Business Media, 2007.
- [15] D. G. Holmes and T. A. Lipo, *Pulse width modulation for power converters: principles and practice*. John Wiley & Sons, 2003, vol. 18.
- [16] K. Zhou and D. Wang, “Relationship between space-vector modulation and three-phase carrier-based pwm: a comprehensive analysis [three-phase inverters],” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 1, pp. 186–196, 2002.
- [17] C. G. d. S. Moraes, “Análise e concepção de um sistema híbrido de armazenamento de energia para aplicação em locomotivas diesel-elétricas,” (Dissertação), Universidade Federal de Santa Catarina, 2020.
- [18] M. A. G. d. Brito, “Inversores integrados monofásicos e trifásicos para aplicações fotovoltaicas: Técnicas para obtenção de mppt, detecção e proteção de ilha-mento, 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.
- [19] G. Lo Calzo, A. Lidozzi, L. Solero, and F. Crescimbeni, “Lc filter design for on-grid and off-grid distributed generating units,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 2, pp. 1639–1650, 2015.
- [20] C. Tan, Q. Chen, L. Zhang, and K. Zhou, “Frequency-adaptive repetitive control for three-phase four-leg v2g inverters,” *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 7, no. 4, pp. 2095–2103, 2021.

- [21] B. Zhang, W. Wu, Y. Yang, N. Gao, J. Chen, E. G. Koutroulis, H. S.-H. Chung, M. Liserre, and F. Blaabjerg, “A novel simplified finite control set repeat model predictive control for grid-connected inverters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 70, no. 11, pp. 11 324–11 333, 2023.
- [22] 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.
- [23] R. F. Coelho, “Concepção, análise e implementação de uma microrrede interligada à rede elétrica para alimentação ininterrupta de cargas cc a partir de fontes renováveis,” Tese (Doutorado)-Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2014.
- [24] G. C. Knabben, “Microinversor fotovoltaico não isolado de dois estágios,” (Dissertação), Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2017.
- [25] W. Wu, Y. Liu, Y. He, H. S.-H. Chung, M. Liserre, and F. Blaabjerg, “Damping methods for resonances caused by lcl-filter-based current-controlled grid-tied power inverters: An overview,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 9, pp. 7402–7413, 2017.
- [26] M. Liserre, F. Blaabjerg, and S. Hansen, “Design and control of an lcl-filter-based three-phase active rectifier,” *IEEE Transactions on industry applications*, vol. 41, no. 5, pp. 1281–1291, 2005.
- [27] P. Channegowda and V. John, “Filter optimization for grid interactive voltage source inverters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 12, pp. 4106–4114, 2010.
- [28] S. C. Ximenes, “Projeto de um conversor cc-ca trifásico para interligar um sistema fotovoltaico à rede elétrica,” Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal do Ceará, 2012.
- [29] R. Buerger, “Contribuição ao estudo de microrredes trifásicas supridas a partir de geração fotovoltaica com possibilidade de operação em modo ilhado ou conectado à rede elétrica,” Tese (doutorado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2019.
- [30] I. Barbi, “Eletrônica de potência,” 2006.
- [31] R. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodriguez, *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*. John Wiley & Sons, 2011.

- [32] 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.
- [33] S.-K. Chung, “A phase tracking system for three phase utility interface inverters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 15, no. 3, pp. 431–438, 2000.
- [34] P. Rodríguez, R. Teodorescu, I. Candela, A. V. Timbus, M. Liserre, and F. Blaabjerg, “New positive-sequence voltage detector for grid synchronization of power converters under faulty grid conditions,” in *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2006, pp. 1–7.
- [35] X. Yuan, W. Merk, H. Stemmler, and J. Allmeling, “Stationary-frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, no. 2, pp. 523–532, 2002.
- [36] R. R. De Melo, F. L. Tofoli, S. Daher, and F. L. M. Antunes, “Interleaved bidirectional dc–dc converter for electric vehicle applications based on multiple energy storage devices,” *Electrical Engineering*, vol. 102, pp. 2011–2023, 2020.
- [37] A. J. Balbino, “Processamento parcial de energia aplicado a sistemas eólicos de pequeno porte conectados à rede elétrica,” (Dissertação), Universidade Federal de Santa Catarina, 2020.
- [38] M. Castilla, J. Miret, A. Camacho, J. Matas, and L. G. de Vicuna, “Reduction of current harmonic distortion in three-phase grid-connected photovoltaic inverters via resonant current control,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 4, pp. 1464–1472, 2013.
- [39] W. Li, X. Ruan, D. Pan, and X. Wang, “Full-feedforward schemes of grid voltages for a three-phase *lcl*-type grid-connected inverter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 6, pp. 2237–2250, 2013.
- [40] TI, “Launchxl-f28379d overview,” Texas Instruments, 2019.
- [41] P. S. Diniz, E. A. Da Silva, and S. L. Netto, *Digital signal processing: system analysis and design*. Cambridge University Press, 2010.

- [42] “Ieee standard for interconnection and interoperability of distributed energy resources with associated electric power systems interfaces,” *IEEE Std 1547-2018 (Revision of IEEE Std 1547-2003)*, pp. 1–138, 2018.
- [43] Supplier, *Drivers para Transistores de Potência*, Disponível em: <http://www.supplier.ind.br/produtos/img/dro100d25a11012016112230.pdf>. Acesso em 6 dez. 2022.
- [44] LEM, *Voltage Transducer LV 25-P*, Disponível em: <https://www.lem.com/sites/default/files/products/datasheets/lv25-p.pdf>. Acesso em 6 dez. 2022.
- [45] —, *Current Transducer LA 35-NP*, Disponível em: <https://www.lem.com/sites/default/files/products/datasheets/la%2035-np%20e.pdf>. Acesso em 6 dez. 2022.
- [46] I. Barbi, *Projetos de fontes chaveadas*, 3rd ed. Edição do Autor, Florianópolis, 2014.
- [47] TI, *UCX84X Current-Mode PWM Controllers datasheet*. Texas Instruments, Disponível em: <https://www.ti.com/lit/ds/symmlink/uc2845.pdf>. Acesso em 6 dez. 2022.
- [48] Micrometals, *Inductor Analyzer*, Disponível em: <https://micrometals.com/design-and-applications/design-tools/inductor-analyzer/>. Acesso em 6 dez. 2022.