

**UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA “JÚLIO DE MESQUITA FILHO”  
FACULDADE DE ENGENHARIA  
CÂMPUS DE ILHA SOLTEIRA**

**MAIRA MARIA SARAIVA**

**ANÁLISE E VALIDAÇÃO DO CONTROLE DE CORRENTE EM UMA  
MICRORREDE UTILIZANDO O SIMULADOR PLECS**

**Ilha Solteira  
2025**

**MAIRA MARIA SARAIVA**

**ANÁLISE E VALIDAÇÃO DO CONTROLE DE CORRENTE EM UMA  
MICRORREDE UTILIZANDO O SIMULADOR PLECS**

Trabalho de Graduação apresentado à  
Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira –  
Unesp como parte dos requisitos para  
obtenção do título de bacharel em  
Engenharia Elétrica.

Nome do orientador

**Prof. Dr. Fábio Bertequini Leão**

Ilha Solteira  
2025

FICHA CATALOGRÁFICA  
Desenvolvida pela Diretoria Técnica de Biblioteca e Documentação

S243a Saraiva, Maira Maria.  
Análise e validação do controle de corrente em uma microrrede utilizando o simulador PLECS / Maira Maria Saraiva. -- Ilha Solteira: [s.n.], 2025  
66 f. : il.

Trabalho de conclusão de curso (Graduação em Engenharia Elétrica) -  
Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira, 2025

Orientador: Fábio Bertequini Leão  
Inclui bibliografia

1. Microrredes. 2. Controle de corrente. 3. PLECS. 4. Eletrônica de potência.  
5. Conversores de potência. 6. Simulação.

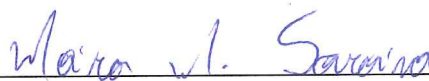
**ATA DE DEFESA DE TRABALHO DE GRADUAÇÃO**

Aos **vinte e oito dias do mês de novembro do ano de dois mil e vinte e cinco**, a discente Maira Maria Saraiva, matriculada sob o nº 182053891, tendo como banca examinadora seu orientador, o *Prof. Dr. Fábio Bertequini Leão*, o *Prof. Dr. Jean Marcos de Souza Ribeiro* e o *Doutorando Hugo Fernando Yamanaka*, apresentou o Trabalho de Graduação intitulado "ANÁLISE E VALIDAÇÃO DO CONTROLE DE CORRENTE EM UMA MICRORREDE UTILIZANDO O SIMULADOR PLECS" obtendo a nota 10 (DEZ) e conceito APROVADA.



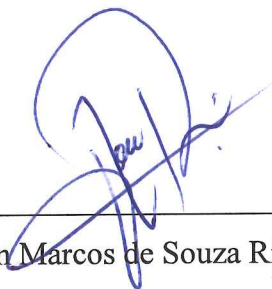
Prof. Dr. Fábio Bertequini Leão

- orientador -




Maira Maria Saraiva

- discente -



Jean Marcos de Souza Ribeiro

- Membro da Banca -



Hugo Fernando Yamanaka

- Membro da Banca -

## **DEDICATÓRIA**

Dedico a realização deste trabalho àquelas que estiveram ao meu lado durante toda a graduação, minha mãe Telvina Pereira, a minha irmã Camila Saraiva e ao meu amor que a UNESP me apresentou, Almerinda Keila. Mulheres que me inspiram muito, amo vocês.

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço a Deus pelo privilégio em estudar numa instituição como a UNESP, aos meus pais que sempre foram exemplo de persistência e dedicação, e aos meus irmãos por sempre me apoiarem. Agradeço também ao Núcleo de Permanência Estudantil (NPE) por viabilizar minha estadia na universidade durante o curso, e ao professor doutor Fábio Leão pela paciência e apoio na elaboração deste trabalho.

Gostaria de estender meus agradecimentos aos pesquisadores e laboratórios cujo trabalho seminal foi fundamental para a realização deste projeto. Um agradecimento especial ao Prof. Dr. Wellington M. A. Agostinho e ao Prof. Dr. Allan Fagner Cupertino, cujas dissertações, artigos e, principalmente, os modelos de conversores e o material didático publicamente disponibilizados foram o alicerce sobre o qual este trabalho pôde ser desenvolvido. A iniciativa de compartilhar esse conhecimento, proveniente do LCCE-UFMG e do LEACOPI-CEFET-MG, é um valioso catalisador para a pesquisa e o aprendizado na área de Eletrônica de Potência no Brasil.

"Ninguém ignora tudo. Ninguém sabe tudo. Todos nós sabemos alguma coisa. Todos nós ignoramos alguma coisa. Por isso aprendemos sempre".  
Paulo Freire

## RESUMO

O crescente avanço da geração distribuída evidencia a importância das microrredes como alternativa para integrar recursos energéticos distribuídos (REDs) aos sistemas de distribuição. Este trabalho apresenta o projeto, a modelagem e a análise por simulação de uma microrrede em baixa tensão, com foco na validação das estratégias de controle dos conversores que a compõem. A arquitetura do sistema é baseada em uma topologia consolidada na literatura, compreendendo um retificador ativo trifásico bidirecional, um inversor trifásico atuando como interface principal (UI) e um inversor monofásico representando um RED. A implementação dos modelos no *software* PLECS partiu de bases disponibilizadas pela comunidade acadêmica nacional, que foram significativamente adaptadas para atender aos propósitos deste estudo. Os resultados das simulações demonstram a eficácia do controle implementado, iniciando pela correta operação do algoritmo Phase-Locked Loop (PLL), que manteve o sincronismo com a rede mesmo frente a distúrbios, rastreando o ângulo de fase em aproximadamente um ciclo. Validou-se o controle de corrente e a efetividade do termo de desacoplamento, que garantiu a independência das componentes  $dq$ . Por fim, comprovou-se a operação bidirecional do retificador, com a inversão do fluxo de potência no ponto de acoplamento comum (PAC), e a capacidade do inversor trifásico de injetar potência ativa e reativa de forma controlada na rede. Conclui-se que os controladores projetados conferiram ao sistema uma operação estável, atingindo os objetivos de controle tais como robustez e desempenho dinâmico frente a perturbações típicas de operação, como variações abruptas de carga e distúrbios na rede elétrica.

**Palavras-chave:** microrredes, controle de corrente, PLECS, eletrônica de potência, conversores de potência, simulação.

## ABSTRACT

The growing advancement of distributed generation highlights the importance of microgrids as an alternative for integrating distributed energy resources (DERs) into distribution systems. This work presents the design, modeling, and simulation-based analysis of a low-voltage microgrid, focusing on validating the control strategies of its power converters. The system architecture is based on a well-established topology from the literature, comprising a bidirectional three-phase active rectifier, a three-phase inverter acting as the main utility interface (UI), and a single-phase inverter representing a DER. The implementation of the models in PLECS software started from bases made available by the national academic community, which were significantly adapted for the purposes of this study. Simulation results demonstrate the effectiveness of the implemented control, starting with the proper operation of the PLL algorithm, which maintained grid synchronization even under disturbances, tracking the phase angle in approximately one cycle. The current control and the effectiveness of the decoupling term were validated, ensuring the independence of the dq components. Finally, the bidirectional operation of the rectifier was proven, with the reversal of power flow at the point of common coupling (PCC), and the ability of the three-phase inverter to inject active and reactive power into the grid in a controlled manner was confirmed. It is concluded that the designed controllers provided the system with stable operation, achieving control objectives such as robustness and dynamic performance in the face of typical operational disturbances, such as abrupt load variations and electrical grid disturbances.

**Keywords:** microgrids, current control, PLECS, power electronics, power converters, simulation.

## LISTA DE FIGURAS

<b>Figura 1</b>	- Diagrama de uma Microrrede genérica.....	15
<b>Figura 2</b>	- Diagrama unifilar de uma microrrede real.....	15
<b>Figura 3</b>	- Força magnetomotriz de uma máquina elétrica.....	25
<b>Figura 4</b>	- Transformada de Clarke.....	27
<b>Figura 5</b>	- Esquema de transformação $dq \rightarrow \alpha\beta$ .....	29
<b>Figura 6</b>	- Esquema didático do funcionamento da SRF- PLL.....	30
<b>Figura 7</b>	- Controle do rastreamento de fase (SRF-PLL).....	31
<b>Figura 8</b>	- Referência inicial para frequência.....	32
<b>Figura 9</b>	- Diagrama de malha fechada do sincronismo de fase.....	32
<b>Figura 10</b>	- Comparação geradora do PWM.....	34
<b>Figura 11</b>	- Sinal da moduladora com e sem a injeção da terceira harmônica.....	35
<b>Figura 12</b>	- Diagrama trifilar do Retificador Ativo.....	40
<b>Figura 13</b>	- Diagrama da microrrede do estudo.....	41
<b>Figura 14</b>	- Diagrama trifilar da microrrede no PLECS.....	43
<b>Figura 15</b>	- UI na microrrede.....	43
<b>Figura 16</b>	- Simplificação do circuito do conversor.....	44
<b>Figura 17(a)</b>	- Diagrama de controle do conversor.....	46
<b>Figura 17(b)</b>	- Diagrama de controle do conversor simplificado.....	46
<b>Figura 18</b>	- Retificador ativo na simulação.....	47
<b>Figura 19</b>	- Regime transitório da PLL.....	51
<b>Figura 20</b>	- Após perturbação em 0,2s.....	52
<b>Figura 21</b>	- $V_d$ , $V_q$ e $\omega$ .....	53
<b>Figura 22</b>	- Respostas para $V_{rede} = V_n$ e $V_{rede} = V_n/2$ , PLL com normalização ativa.....	54
<b>Figura 23</b>	- Respostas para $V_{rede} = V_n$ e $V_{rede}=V_n/2$ , PLL sem normalização.....	55
<b>Figura 24</b>	- Injeção de potência ativa na rede.....	56
<b>Figura 25</b>	- Injeção de potência reativa na rede.....	57
<b>Figura 26</b>	- O efeito do desacoplamento do termo $\omega nL$ .....	58
<b>Figura 27</b>	- Fluxo de potência bidirecional.....	59
<b>Figura 28</b>	- Inversão de fase.....	60

<b>Figura 29</b>	- Tensão e corrente no PAC.....	61
------------------	---------------------------------	----

## LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

MR	Microrrede
SIN	Sistema Interligado Nacional
GD	Geração Distribuída
UAE	Unidade de Armazenamento de Energia
RED	Recurso Energético Distribuído
PAC	Ponto de Acoplamento Comum
SGEM	Sistema de Gerenciamento de Energia para Microrredes
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
DEC	Duração Equivalente de Interrupção por Unidade Consumidora
ONS	Operador Nacional do Sistema Elétrico
CFR	Conversor Formador de Rede
PBC	Power-Based Control
PLECS	Piecewise Linear Electrical Circuit Simulation
SRF-PLL	Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loop
PWM	Pulse Width Modulation
PLL	Phase-Locked Loop

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO.....</b>	<b>14</b>
1.1	MOTIVAÇÃO.....	16
1.2	OBJETIVOS.....	16
1.3	OBJETIVOS ESPECÍFICOS.....	17
1.4	METODOLOGIA.....	17
1.5	ORGANIZAÇÃO DO TEXTO.....	18
<b>2</b>	<b>REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....</b>	<b>20</b>
2.1	IMPLEMENTAÇÃO PELO MUNDO E CONTEXTO BRASILEIRO.....	20
2.2	CONTROLE VETORIAL.....	24
<b>2.2.1</b>	<b>Teoria de vetores espaciais.....</b>	<b>24</b>
<b>2.2.2</b>	<b>Transformada de Clarke e Park.....</b>	<b>26</b>
<b>2.2.3</b>	<b>Sincronismo de fase – SRF-PLL.....</b>	<b>30</b>
2.3	MODULAÇÃO PWM.....	33
2.4	FILTRO LCL.....	35
2.5	APRESENTAÇÃO DO SOFTWARE PLECS.....	38
<b>3</b>	<b>MICRORREDE PROPOSTA.....</b>	<b>41</b>
3.1	UTILITY INTERFACE.....	43
3.2	RETIFICADOR ATIVO CA-CC.....	46
3.3	FILTRO LCL.....	47
<b>4</b>	<b>RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....</b>	<b>50</b>
4.1	ESTUDO DO PLL.....	50
4.2	ESTUDO DA UI.....	55
4.3	ESTUDO DO RETIFICADOR ATIVO.....	59
4.4	ESTUDO DO PAC.....	60
<b>5</b>	<b>CONCLUSÕES.....</b>	<b>62</b>
<b>6</b>	<b>PROPOSTA PARA TRABALHOS FUTUROS.....</b>	<b>63</b>
	<b>REFERÊNCIAS.....</b>	<b>65</b>

## 1 INTRODUÇÃO

Devido ao aquecimento global, desde o século passado a questão da substituição das usinas tradicionais como as térmicas, as nucleares e as hidrelétricas por fontes renováveis passou a ser tema mundial – as hidrelétricas, apesar de usarem fonte renovável, destroem todo o ambiente em que são construídas, ceifando não somente a biodiversidade como também vidas humanas (Custódio, 2022). No entanto, não somente pelo aumento dos termômetros, mas como também pelas possíveis melhorias técnicas e econômicas na geração local de energia elétrica, foram fatores que motivaram cientistas e legisladores a tornarem possível o emprego das chamadas Microrredes (MR) na atualidade (Oliveira, 2016).

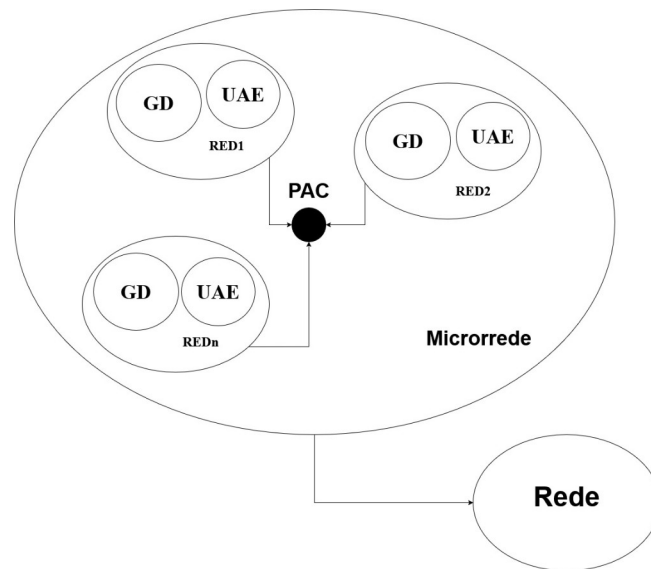
Além disso, a demanda de energia no Brasil tem crescido, enquanto o investimento na infraestrutura do sistema nacional (SIN, Sistema Interligado Nacional) não o acompanha. Para se ter uma ideia, a nível mundial, somente entre 1990 e 2000, o consumo de energia elétrica cresceu 49%, enquanto a capacidade instalada foi expandida em apenas 35%, o que levanta questões sobre o estado atual do sistema elétrico; a composição da matriz energética; e sua capacidade de atender o volume de energia requerido (Agostinho, 2023).

Porém, antes que se chegasse à definição de ‘Microrrede’, deve-se definir ‘Geração Distribuída’ (GD) que é considerada como uma geração local de energia. Ao conectar essa fonte local a uma Unidade de Armazenamento de Energia (UAEs) como baterias - ou então supercapacitores para partidas de motores (Carvalho, 2020) - o que se tem é um Recurso Energético Distribuído (REDs). Ao conectar alguns REDs a um Ponto de Acoplamento Comum (PAC), gerenciados pelo Sistema de Gerenciamento de Energia para Microrredes (SGEM) resulta na denominada microrrede (Agostinho, 2023) a qual recebe esse nome devido ao tamanho diminuto quando comparado a rede elétrica tradicional, englobando dentro de suas fronteiras a geração, distribuição e consumo de eletricidade com métodos avançados de controle para assegurar confiabilidade ao sistema.

Ademais, elas podem operar em modo ilhado, ou seja, desconectadas da rede ou então em modo não ilhado de forma a gerar créditos com a concessionária local caso injete energia na rede; ou então complementar a energia demandada pelo barramento CC, caso os REDs não a supram sozinhos. Importante mencionar que há também as chamadas nanorredes: similares a microrrede, no entanto, para

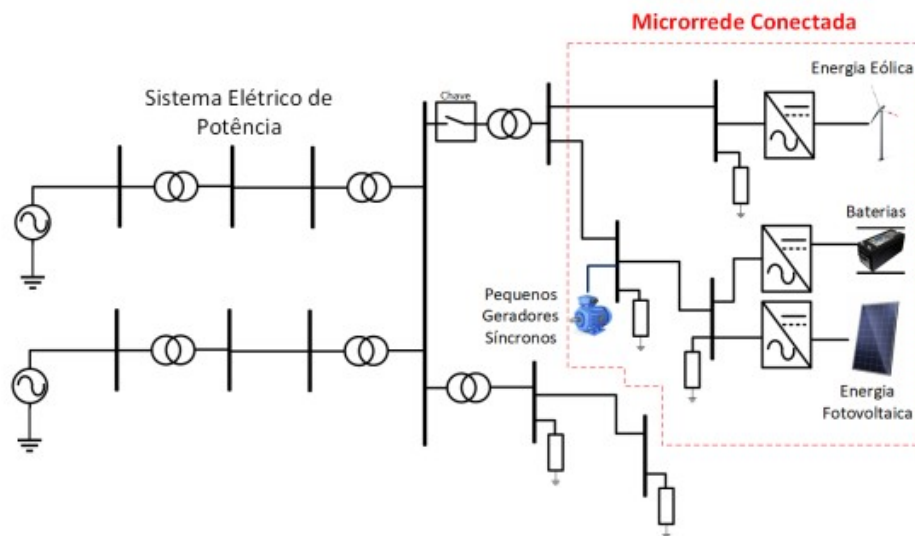
aplicações residenciais ou pequenas indústrias, diferentemente das MRs projetadas para maiores potências, como grandes indústrias e comunidades isoladas. Na Figura 1 é apresentado um diagrama que correlaciona as partes que compõe uma MR genérica enquanto na Figura 2 é apresentada uma MR real em diagrama unifilar.

Figura 1 – Diagrama de uma microrrede genérica



Fonte: Autoria própria

Figura 2 – Diagrama unifilar de uma microrrede real



Fonte: Santos, 2022

Existem trabalhos dedicados a compreender e desenvolver melhores soluções para seus componentes, como seus dispositivos de proteção, os REDs, suas técnicas de controle, a conexão com a rede, seus meios de comunicação, o gerenciamento de energia, dentre tantos outros fatores (Junior & Freitas, 2020). Destes, há três fatores essenciais há serem estudados, tais como a possibilidade da MR operar em modo ilhado; o compartilhamento proporcional de potência entre os REDs; e, quando em modo conectado, o controle de fluxo de potência para a rede principal (IEEE, 2018), sendo este último ponto, tema central das normas regulatórias da atualidade.

Além do mais, é necessário se atentar ao funcionamento adequado dos serviços ancilares da MR tais como compensação de reativos e desbalanços de fases, detecção da necessidade de ilhamento, monitoramento do estado de carga das UAes de forma a elevar a confiabilidade e a qualidade de energia (Hatziargyriou, 2014). Nesse sentido, as MRs se tornam a progressão mais orgânica para o sistema elétrico de potência criado através das GDs. Aquelas, devido à geração e consumo local, têm maior eficiência energética pois não geram perda com transmissão e distribuição além de terem capacidade de gerenciar fluxo de potência bidirecional, elevando a economia no gerenciamento do recurso energético.

## **1.1 MOTIVAÇÃO**

A energia elétrica é uma tecnologia essencial para promover bem-estar social e desenvolvimento econômico. Portanto, é necessário democratizar o acesso à eletricidade priorizando fontes sustentáveis a fim de garantir sustentabilidade ambiental e social.

## **1.2 OBJETIVOS**

Desenvolver e validar por simulação computacional uma estratégia de controle baseado apenas na malha de corrente para os conversores de uma microrrede, com o intuito de avaliar sua robustez e desempenho dinâmico frente a perturbações típicas de operação, como variações abruptas de carga e distúrbios na rede elétrica. O objetivo é validar a estrutura por meio de simulações realizadas no software PLECS (*Piecewise Linear Electrical Circuit Simulation*), versão 4.9.6, um

ambiente especializado na simulação de sistemas de eletrônica de potência e controle (PLEXIM, 2025). Assim, unir diversas disciplinas estudadas durante o curso de Engenharia Elétrica.

Optou-se por um controle simplificado focado apenas na malha interna de corrente em detrimento de uma arquitetura hierárquica completa que incluiria também o controle de potência, visando adequar o escopo do projeto às restrições de tempo e complexidade inerentes a um Trabalho de Graduação. Esta abordagem permite uma investigação mais aprofundada e validada da camada de controle fundamental para a qualidade e estabilidade da energia injetada na rede.

### 1.3 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

De forma mais delimitada, os objetivos deste Trabalho de Graduação são:

- Projetar e implementar a malha de controle de corrente para os conversores, garantindo o rastreamento adequado da referência e a rejeição a distúrbios;
- Simular o comportamento da microrrede em diferentes cenários operacionais, incluindo variações súbitas de carga e perturbações na amplitude e frequência da tensão da rede;
- Avaliar o desempenho do sistema de controle por meio de métricas como tempo de estabilização e análise do sobressinal;
- Analisar as implicações da ausência do controle de potência na operação global da microrrede, discutindo suas limitações e cenários de aplicabilidade.
- Validar os resultados obtidos por simulação no PLECS.

### 1.4 METODOLOGIA

A validação do sistema de controle de corrente foi realizada através de simulações no *software* PLECS, utilizando uma arquitetura de microrrede composta por três elementos principais: um retificador ativo trifásico (componente bidirecional), um inversor trifásico operando como formador de rede (UI/CFR), e um inversor monofásico (RED), que atuou como recurso distribuído adicional.

Os modelos de simulação dos conversores foram baseados em arquiteturas validadas e disponibilizadas pela comunidade acadêmica (LCCE-UFMG e LEACOPI-

CEFET-MG). O foco do desenvolvimento não foi o projeto do estágio de potência em si, mas a adaptação, integração e validação dos sistemas de controle para os parâmetros operacionais específicos desta microrrede.

Para tanto, foram realizadas reconfigurações dos parâmetros operacionais, ou seja, todos os modelos tiveram seus parâmetros fundamentais redefinidos — como tensões de barramento CC e CA, potência nominal e frequência de chaveamento — para atender às especificações da microrrede proposta. Dessa forma, a contribuição central deste trabalho reside na integração sistêmica desses componentes, criando uma microrrede operacional e na análise do comportamento do controle de corrente neste contexto específico.

Posteriormente, realizou-se a validação em conjunto do sistema integrado, submetendo a microrrede a cenários que incluíram variações abruptas de carga e perturbações na rede, com o objetivo de avaliar a robustez e a interação dos controladores de corrente. O desempenho foi medido com base em métricas de tempo de estabilização e sobressinal, utilizando parâmetros típicos de sistemas de baixa tensão.

## 1.5 ORGANIZAÇÃO DO TEXTO

Este trabalho está organizado em seis capítulos, os quais conduzem o leitor de forma lógica desde os fundamentos teóricos até a análise dos resultados obtidos. O Capítulo 2 (Revisão Bibliográfica) estabelece a base teórica necessária, iniciando com um panorama da implementação de microrredes pelo mundo e no contexto brasileiro. Em seguida, aprofunda-se no controle vetorial, detalhando a teoria de vetores espaciais, as transformadas de Clarke e Park e o algoritmo SRF-PLL para sincronismo de fase. O capítulo é finalizado com uma explanação sobre os princípios da modulação PWM e a apresentação do método de dimensionamento de filtros LCL. No Capítulo 3 (Microrrede Proposta), é detalhada a arquitetura do sistema desenvolvido. São descritos os conversores que o compõem, com um estudo aprofundado da *Utility Interface* (UI), incluindo seu modelo e equações de controle. Para o retificador ativo, adotou-se a estratégia de referenciar trabalhos consagrados que realizaram seu dimensionamento, utilizando-se algoritmos de controle validados. Por fim, são apresentados os parâmetros do filtro LCL projetado.

No Capítulo 4 (Resultados de Simulação) são apresentados e discutidos os resultados da modelagem, analisando separadamente o desempenho do PLL, da UI e do retificador ativo, conforme os objetivos do trabalho. Por fim, os Capítulos 5 e 6 trazem, respectivamente, as Conclusões finais, sintetizando as contribuições e limitações do estudo, e as Propostas para Trabalhos Futuros, sugerindo diretrizes para a continuidade da pesquisa.

## 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Esta seção apresenta os fundamentos teóricos e o estado da arte que embasam este trabalho, percorrendo desde o panorama de implantação de microrredes pelo mundo e no contexto brasileiro até os elementos essenciais que compõem o sistema de controle e interface dos conversores de potência.

Inicialmente, será apresentado um panorama sobre a implementação de microrredes em escala global e suas particularidades no cenário nacional, destacando a relevância e os desafios desta tecnologia. Em seguida, o foco se voltará para a base teórica do controle vetorial, abrangendo a teoria de Vetores Espaciais, as Transformadas de Clarke e Park – ferramentas fundamentais para o desacoplamento e controle das correntes – e as estratégias de sincronismo de fase, com destaque para a técnica SRF-PLL (*Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loop*), indispensável para a conexão estável com a rede. Por fim, serão revisados os princípios da Modulação por Largura de Pulso (PWM), técnica de chaveamento empregada nos conversores, e o projeto de filtros LCL, componentes críticos para a atenuação de harmônicos e o atendimento aos padrões de qualidade de energia.

### 2.1 IMPLEMENTAÇÕES PELO MUNDO E CONTEXTO BRASILEIRO

A história das MRs não seguiu um caminho linear. Em cada país, sua disseminação seguiu caminhos históricos diferentes, principalmente devido aos incentivos e normativas acerca do assunto que cada país buscou fomentar (Soares, 2022). Na verdade, as primeiras usinas da história eram muito similares ao que hoje denominamos como microrrede, no entanto, sem nenhum tipo de controle eletrônico ou mecanismo de eficiência energética. Continham pequenos geradores instalados próximos aos centros de carga e forneciam eletricidade para as residências e comércios nos arredores, através de linhas de distribuição curtas, como por exemplo, o sistema de iluminação de Paris, na França de 1878, cuja estrutura era baseada em dínamos posicionados em postes que eram conectados às lâmpadas por cabos subterrâneos (Bowers, 1982). No decorrer de algumas poucas décadas, várias instalações desse tipo foram existindo na Europa e nos EUA todas em corrente contínua (CC), até que entre 1880 e 1890 foi traçada a Guerra das

Correntes que, dentre outras questões, pautava-se na transmissão e distribuição de energia elétrica por longas distâncias, ponto que a corrente alternada traz como principal vantagem e por esse motivo venceu a guerra, resultando assim, na consolidação da geração centralizada até os tempos atuais.

Com a Guerra Fria e as intensas crises do petróleo, o mundo todo foi significativamente impactado, fazendo com que diversos países buscassem novas soluções para garantir a segurança energética dando início à GD (Hamilton, 2011). A partir desse período, tecnologias baseadas em eletrônica de potência impulsionaram rapidamente a progressão das REDs e UAEs de tal forma a permitir o desenvolvimento das microrredes modernas (Coelho, 2000). Até que nos anos 2000 o conceito de microrrede é definido pela *Consortium for Electric Reliability Technology Solutions* (CERTS) e em 2005 é realizado em ambiente controlado o projeto-piloto no AEP *Dolan Center*, um protótipo em escala reduzida. A CERTS é uma iniciativa colaborativa focada em melhorar a confiabilidade, eficiência e resiliência de sistemas elétricos com ênfase em microrredes e integração de energia renovável desenvolvida nos EUA com o apoio do Departamento de Energia (DOE) e de laboratórios nacionais.

A primeira microrrede moderna implantada em escala real para uma comunidade civil surgiu três anos depois do protótipo estadunidense, em 2008, numa Ilha da Grécia chamada Kythnos, e em 2009, na Universidade da Califórnia, San Diego (UCSD). Desde então, as pesquisas e projetos de microrredes progrediram significativamente. Em todo o mundo, as microrredes estão em fases iniciais de desenvolvimento, sobretudo em projetos-piloto experimentais (Dato, Durmaz & Pommeret, 2020). Mesmo assim, atualmente, há diversas dificuldades técnicas, regulatórias e comerciais para implementá-las.

No Brasil, a Resolução Normativa nº 482/2012 da agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) que regulamenta os consumidores a gerarem sua própria energia foi o grande marco legal incentivador da implementação nacional desta tecnologia. Os requisitos técnicos para essa integração, em especial para unidades conectadas em baixa tensão, são detalhados no Módulo 8 do PRODIST (Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional), que estabelece, entre outros parâmetros, os limites de qualidade de energia a serem atendidos (ANEEL, 2023).

A grande vantagem dessa implementação em regiões remotas é a possibilidade de serem abastecidas continuamente mesmo que a concessionária contratada não consiga suprir a carga local em algum momento, o que acaba sendo inconveniente para a unidade consumidora e para as concessionárias que são multadas por tal desabastecimento.

Só em 2023, segundo (Saringer, 2024) o valor total das indenizações pagas pelas concessionárias aos consumidores foi de R\$ 1,080 bilhão, oriundas de multas devido às quedas de energia elétrica repentinas, os chamados ‘apagões’. Também em 2023, ANEEL informou que a duração média dos cortes de energia por unidade consumidora (DEC) no Brasil foi de 10,43 horas (ANEEL, 2024). Embora este valor tenha permanecido abaixo do limite especificado pela ANEEL, nos últimos 10 anos, a meta só foi atingida em 4 anos. Dentre as diversas soluções disponíveis para estes e outros problemas, a microrrede se destaca como uma das opções mais confiáveis (Bahrami; Mohammadi, 2019).

Apesar da marca de mais de um bilhão de reais cobrados por apagões em 2023, não é de hoje que o Brasil sofre com falta de planejamento no setor elétrico. A crise energética de 2001 ficou marcada na memória da população brasileira, não apenas pelo impacto econômico que o racionamento de energia elétrica resultou, tais como a redução do crescimento econômico, redução na arrecadação de impostos, crescimento do desemprego e crescimento do deficit da balança comercial, mas também, os grandes incômodos que a privação de energia causa à população (Tolmasquim; Guerreiro; Gorini, 2007).

A crise de eletricidade de 2021 apresenta muitos aspectos comuns em relação à crise de 2001. A excessiva dependência das hidrelétricas, a escassez de chuvas no país e a falta de um planejamento público estratégico voltado para a construção de uma matriz elétrica mais sustentável, segura e competitiva colaboram para compreender estes aspectos. O principal resultado em curto prazo é o crescimento severo das tarifas de eletricidade em todo o país pois quanto maior for o uso de termoelétricas, maior será o valor das tarifas. Por essas e outras é que se faz necessário reaver a matriz energética brasileira. Segundo (Zambon, 2015), entre 2000 e 2012, em média 91% da produção de eletricidade foi oriunda de fonte hídrica, o restante complementado sobretudo por usinas térmicas. Daquele período até o início da década de 2020, com grande seca registrada nas principais bacias do Brasil, a participação das fontes hídricas diminuiu, com um despacho severo das

termelétricas e significativo deplecionamento, isto é, rebaixamento do nível de água dos reservatórios. Destaca-se ainda que características físicas das usinas e reservatórios ocasionam inúmeras limitações para a operação do sistema, já que outros usos da água também são representados tradicionalmente como restrições para a operação das hidrelétricas (ONS, 2011).

Com a alta do custo da energia, tem-se a conseqüente alta no custo de vida dos brasileiros e de toda a inflação pois se trata de um recurso fundamental para todo tipo de consumidores tais como agropecuários, industriais, comerciais, residenciais e o setor público. A energia elétrica está presente em inúmeras atividades econômicas e os seus custos precisam ser repassados aos consumidores em potencial. Nesta dinâmica, a inflação passa a ocupar lugar de destaque no panorama econômico do país, pois, como bem observam Burnquist e Denny (2021), a dificuldade em gerar produtos exportáveis deve reduzir o fluxo de reservas internacionais, contribuindo para o baixo poder de compra de nossa moeda; a conjunção destes aspectos pode levar a um aumento generalizado de preços, ou seja, à inflação.

É comum correlacionar a falta de planejamento energético brasileiro ao poder público que muitas vezes se apresenta como ineficiente e parasitário. No entanto, o Brasil tem apenas 54% de participação estatal na capacidade instalada de geração de energia hidrelétrica, o restante está sob controle da iniciativa privada (Pajolla, 2021). Uma participação bem baixa quando comparado a outros países como Estados Unidos, 75%; França, 78%; e Canadá, 87% (Pajolla, 2021). A respeito da intensidade e frequência do uso das termelétricas, destaca-se que é o Operador Nacional do Sistema Elétrico (ONS), que decide as estratégias a serem adotadas, cuja diretoria constitui-se basicamente de representantes de empresas privadas (Pajolla, 2021).

No Brasil, as microrredes conectadas ao sistema são raras e ainda em fase de pesquisa, como o projeto Microrrede Inteligente desenvolvido pela Enel no Ceará (Enel, 2017) e o projeto MERGE (*Microgrids for Efficient, Reliable and Greener Energy*) desenvolvido pela parceria entre UNICAMP, USP e a CPFL em São Paulo (UNICAMP - Campus Sustentável, 2022), no Laboratório de Sistemas de Energia (LSE) da FEEC/UNICAMP de grande relevância nacional e internacional no campo de microrredes e smart grids. O projeto possui infraestrutura completa para estudos experimentais, incluindo geração fotovoltaica, armazenamento em baterias e

sistemas avançados de controle. Suas pesquisas abrangem desde estratégias de gestão de energia até operação em modo ilhado, oferecendo valiosos *insights* para a implementação de microrredes resilientes adaptadas às particularidades do sistema elétrico brasileiro (Santos *et al.*, 2022).

Ao redor do mundo existem algumas microrredes implementadas e operando. A microrrede *Blue Lake Rancheria* (BLR), por exemplo, está localizada na Califórnia e é capaz de atender a escritórios, recarga de veículos elétricos, um hotel e outras cargas (Schatz Energy, 2019). A microrrede BLR é um exemplo de MR robusta capaz de operar em modo ilhado e, para isso, há uma determinação de níveis de prioridade para as cargas, as quais podem ser desligadas ou não em caso de falha da rede principal (Schatz Energy, 2019).

## 2.2 CONTROLE VETORIAL

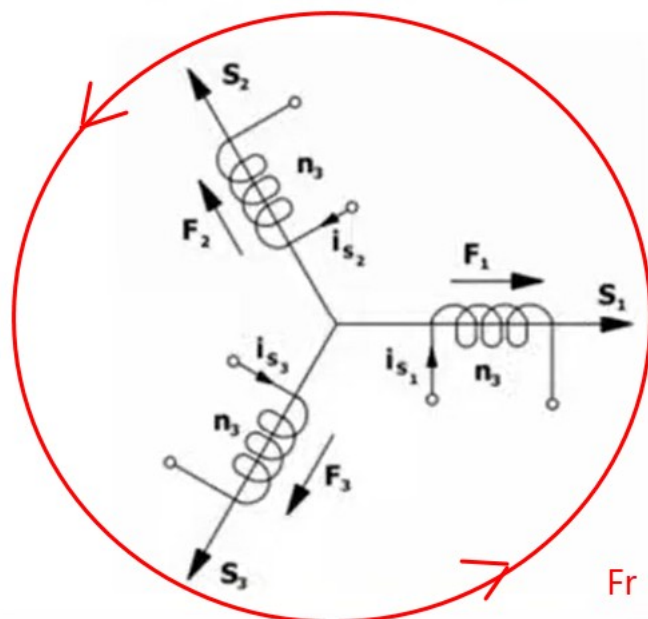
Esta seção apresenta os fundamentos teóricos e as ferramentas matemáticas necessárias para a implementação do controle vetorial em MRs. Inicialmente, será introduzida a teoria de vetores espaciais, que possibilita a representação compacta de um sistema trifásico por meio de um único fasor girante no plano complexo. Em seguida, serão detalhadas as transformadas de Clarke e Park, responsáveis, respectivamente, pela conversão do sistema trifásico original para um referencial estacionário bifásico  $\alpha\beta$  e, posteriormente, para um referencial síncrono e rotativo  $dq$ . Essa última transformação converte grandezas alternadas em contínuas, viabilizando a utilização de controladores do tipo Proporcional-Integral (PI) para o rastreamento em regime permanente.

Por fim, será abordado o sincronismo de fase por meio da técnica SRF-PLL. O PLL desempenha um papel crítico na extração em tempo real do ângulo e da frequência da rede, garantindo o alinhamento adequado do referencial  $dq$  com a tensão da microrrede. A correta sincronização é essencial para assegurar a injeção de corrente com fator de potência unitário e a estabilidade do sistema de controle como um todo.

### 2.2.1 TEORIA DE VETORES ESPACIAIS

Vetores espaciais, ou fasores espaciais, são componentes matemáticas usadas para representar correntes elétricas, sendo o módulo do vetor igual à intensidade da corrente e direção e sentido atrelados ao campo magnético gerado pela mesma ao percorrer um toroide (Kovács, 1984). Originalmente denominado ‘Vetores Espaciais’ no estudo de máquinas elétricas pelo então engenheiro mecânico Károly Pál Kovács essa interpretação viabiliza os métodos de controle usados até hoje em eletrônica de potência para estudar sistemas elétricos. Basicamente, a ideia de Kovács foi a de equacionar o vetor de força magnomotriz – mais conhecido como ‘campo girante’ – em função da somatória das correntes que o geram e, uma vez considerado o mesmo número de espiras nas três bobinas, evidenciar a somatória das correntes e denominá-la como ‘Fasor Espacial da Corrente’.

Figura 3 – Força magnetomotriz de uma máquina elétrica



Fonte: Autoria própria

Sendo um sistema equilibrado,

$$\begin{cases} |F_a(t)| = N_a |i_a(t)| \\ |F_b(t)| = N_b |i_b(t)| \\ |F_c(t)| = N_c |i_c(t)|. \end{cases} \quad (1)$$

De tal modo que o vetor resultante equivale a somatória  $\overline{F_R^*} = \overline{F_a} + \overline{F_b} + \overline{F_c}$ .

Logo,

$$F_R = N_a i_a(t) e^{j0} + N_b i_b(t) e^{j\frac{2\pi}{3}} + N_c i_c(t) e^{j\frac{4\pi}{3}} \quad (2)$$

Assim, ao considerar  $N_a = N_b = N_c = N$ ,

$$F_R = N \left( i_a e^{j0} + i_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) = N \vec{i} \quad (3)$$

sendo:  $i$  fasor espacial de corrente.

As correntes trifásicas são descritas pela equação (4) como segue:

$$\begin{cases} i_a(t) = \hat{I} \cos(\omega_n t + \theta_0) \\ i_b(t) = \hat{I} \cos\left(\omega_n t + \theta_0 - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_c(t) = \hat{I} \cos\left(\omega_n t + \theta_0 - \frac{4\pi}{3}\right). \end{cases} \quad (4)$$

Das relações trigonométricas existentes entre  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$  tem-se:

$$\vec{i} = \frac{3}{2} \hat{I} e^{j(\omega_n t + \theta_0)} \quad (5)$$

Ou seja, o fasor espacial de corrente é 1,5x maior do que suas componentes e por esse motivo se faz a multiplicação pelo inverso de 3/2 para se chegar no equivalente real:

$$\vec{i} = \frac{2}{3} \left( i_a(t) e^{j0} + i_b(t) e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_c(t) e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (6)$$

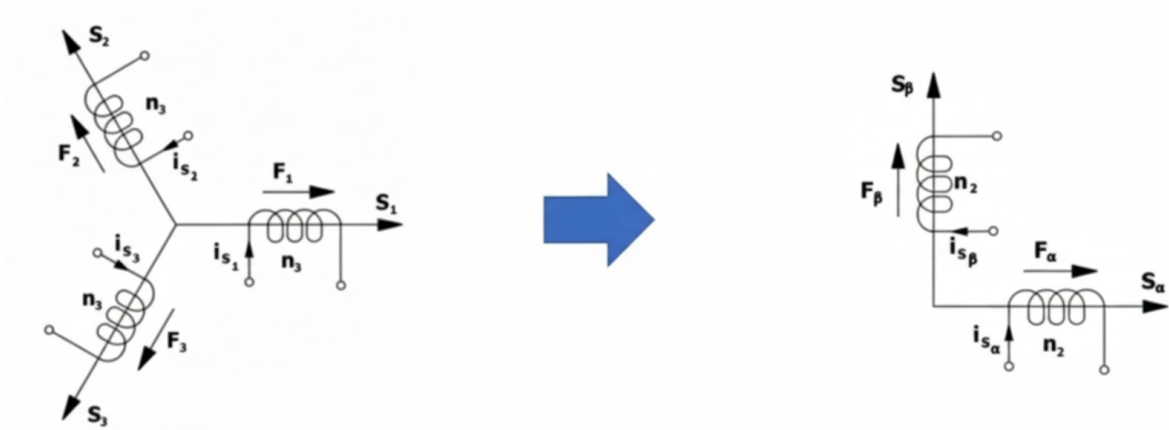
$$\vec{v} = \frac{2}{3} \left( v_a(t) e^{j0} + v_b(t) e^{j\frac{2\pi}{3}} + v_c(t) e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (7)$$

## 2.2.2 TRANSFORMADAS DE CLARKE E PARK

Edith Clarke e Robert H. Park foram contemporâneos de Kovács e trouxeram avanços na teoria de vetores espaciais. Ambas transformadas trazem simplificações que tornaram possível simulações que até então eram impossíveis de se realizar devido à limitada capacidade de cálculo computacional da época de apenas 4 integradores. Ou seja, qualquer modelo que tivesse mais de quatro equações diferenciais, teria que ser simulado parte a parte. Por esse motivo, Clarke, primeira mulher a ser professora de engenharia elétrica dos EUA e primeira integrante mulher do IEEE, foi autora da teoria usada até hoje em controle de potência. Com base nos seguintes fatores: (I) Eixos trifásicos não são ortogonais; (II) Em um sistema equilibrado, há combinação linear entre as três variáveis ( $i_c = -i_b - i_a$ ) Clarke criou a transformada de Clarke, também chamada transformada alfa, beta, zero cuja ideia é

partir de um sistema de coordenadas de três dimensões e transformá-lo num outro de duas dimensões.

Figura 4 – Transformada de Clarke



Fonte: Adaptado de (Cupertino, 2015)

Das relações trigonométricas, tem-se:

$$\begin{aligned} F_{\alpha} &= F_a + F_b \cos \frac{2\pi}{3} + F_c \cos \frac{4\pi}{3} \\ F_{\beta} &= 0 + F_b \sin \frac{2\pi}{3} + F_c \sin \frac{4\pi}{3} \end{aligned} \quad (8)$$

ou, em forma de matriz,

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} N_3 \\ N_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (9)$$

Contudo, somente matrizes quadradas têm inversa. Por esse motivo, Clarke inventa uma terceira componente, a componente de sequência zero que deve ser

proporcional ao fator  $k$  e à constante  $\frac{N_3}{N_2}$ .

$$i_0 = k \frac{N_3}{N_2} (i_a + i_b + i_c) \Rightarrow \begin{bmatrix} i_0 \\ i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{N_3}{N_2} \begin{bmatrix} k & k & k \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (10)$$

Essa componente de sequência zero não é gerada em inversores de um único nível abordados no presente estudo, apenas nos de dois níveis ou mais os

quais devem ser alimentados por quatro fios, diferentemente dos de um único nível

de três fios. Os termos  $\frac{N_3}{N_2}$  e  $k$  recebem valores diferentes a depender do tipo de transformação realizada que podem ser de dois tipos: Invariante em Potência ou Invariante em Amplitude. No primeiro caso, é obrigatório que a matriz de transformação seja ortogonal, ou seja, que sua inversa seja igual a sua transposta, o

que resulta em  $k = \frac{1}{\sqrt{2}}$  e  $\frac{N_3}{N_2} = \sqrt{\frac{2}{3}}$ ; no segundo caso, com base no observado em

experimentos (Clarke, 1951),  $k = \frac{1}{2}$  e  $\frac{N_3}{N_2} = \frac{2}{3}$ .

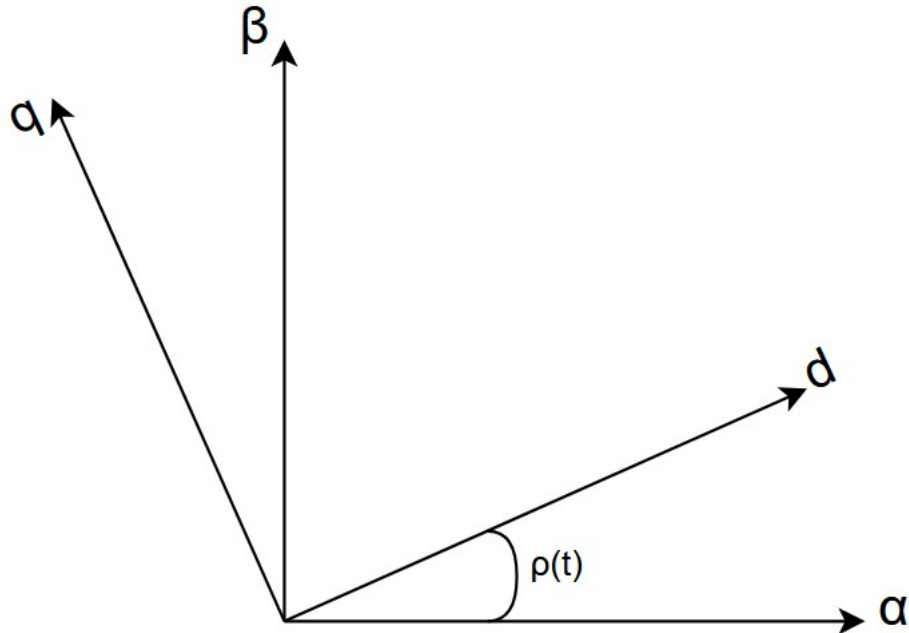
A transformada de Park proposta em 1929 e chamada 'Transformada dq0', baseia-se na ideia de relacionar os fasores girantes a um sistema de coordenada também girante que gire na mesma velocidade do fasor, transformando, portanto, um sistema trifásico em bifásico e de variáveis contínuas, permitindo a utilização de controladores proporcional integral. É uma técnica empregada até hoje, porém, como sua transformada original resulta em seis equações trigonométricas, na prática, usam-se a transformada de Clarke para intermediar o resultado pois nela há apenas o cálculo de duas equações trigonométricas. Em máquinas síncronas é uma transformada usada não só para reduzir a ordem do sistema (de três para dois, como Clarke) mas também para atribuir a invariância das indutâncias do rotor, facilitando assim o controle. Dessa forma, as transformadas de Clarke e Park, por partirem de sistemas semelhantes, são usadas até hoje no controle dos inversores. Assim como Clarke, parte de relações trigonométricas entre abc e dq de forma a gerar a seguinte matriz,

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ \cos \rho & \cos \left( \rho - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left( \rho - \frac{4\pi}{3} \right) \\ -\sin \rho & -\sin \left( \rho - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left( \rho - \frac{4\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (11)$$

No entanto, como supracitado, é uma transformada dependente de seis equações trigonométricas para serem recalculadas a cada instante. Isso gera alta demanda de processamento. Por esse motivo, na prática, faz-se a transformada  $\alpha\beta$  para depois  $dq$ . Nesse sentido, com o objetivo de rastrear o ângulo  $\rho(t)$  - ângulo

entre os eixos  $\alpha\beta$  e  $dq$ , partindo do esquema da Figura 5 resultado na matriz dada pela equação (12).

Figura 5 – Esquema de transformação  $\alpha\beta \rightarrow dq$



Fonte: Adaptado de (Cupertino, 2015)

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \rho & \sin \rho \\ 0 & -\sin \rho & \cos \rho \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (12)$$

A equação (12) mostra uma matriz de rotação da álgebra linear, capaz de rotacionar o eixo num ângulo  $\rho(t)$ . Dessa forma, considerando um caso geral e sendo o sistema trifásico descrito pela equação (13),

$$\begin{cases} v_a(t) = \widehat{V} \cos(\omega t + \theta_0) \\ v_b(t) = \widehat{V} \cos\left(\omega t + \theta_0 - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_c(t) = \widehat{V} \cos\left(\omega t + \theta_0 - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases}, \quad (13)$$

A transformada de Park resultará na equação (14) como:

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \widehat{V} \cos(\omega t + \theta_0 - \rho) \\ \widehat{V} \sin(\omega t + \theta_0 - \rho) \end{bmatrix} \quad (14)$$

o que equivale a

$$\vec{v}_{dq} = \vec{v}e^{-j\rho(t)} = \widehat{V}e^{-j[(\omega t - \rho(t)) + \theta_0]} \quad (15)$$

Considerando  $\omega t = \rho$ , o que equivale a dizer que a velocidade angular do eixo  $dq$  é igual à velocidade angular do fasor  $\widehat{V}$ ,

$$\vec{v}_{dq} = \widehat{V}e^{-j[(\omega t - \rho(t)) + \theta_0]} \Rightarrow \vec{v}_{dq} = \widehat{V}e^{-j\theta_0} \Rightarrow \begin{cases} v_d = \widehat{V} \cos(\theta_0) \\ v_q = \widehat{V} \sin(\theta_0) \end{cases} \quad (16)$$

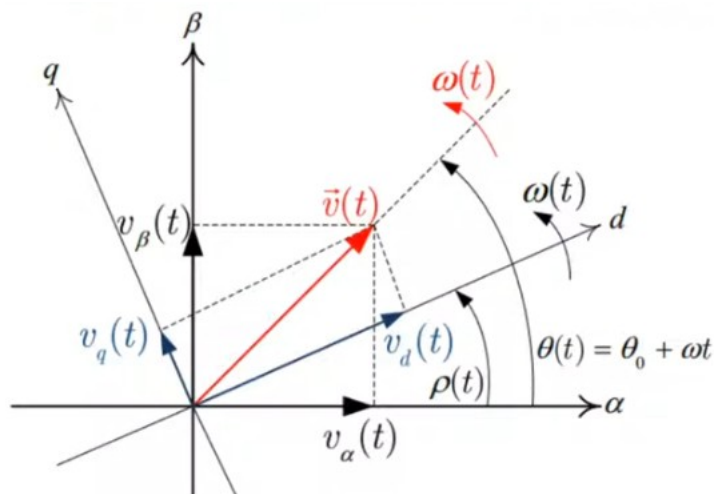
Portanto,  $v_d$  e  $v_q$  são variáveis contínuas dependentes somente da fase inicial de  $\widehat{V}$ ,  $\theta_0$ . Mas como garantir  $\omega t = \rho$ ? Esse será o tema da próxima seção.

No caso do controle baseado em potência, é importante se ater às expressões de potência instantânea descritas para o eixo estacionário ( $\alpha\beta$ ) e o rotativo ( $dq$ ). No entanto, sendo este trabalho focado em controle de corrente, essa teoria não será abordada.

### 2.2.3 SINCRONISMO DE FASE – SRF-PLL

PLL (*Phase locked loop*) é uma das técnicas para rastrear o ângulo de fase de um sinal. SRF (*Synchronous reference frame*) é um subgrupo de PLL, um dos mais simples, mas que é base para outros métodos mais refinados. Há outros, como SOGI e DDSRF, porém, este trabalho utilizará o SRF. O princípio de funcionamento dessa técnica é baseado em duas ideias conforme ilustrado na Figura 6.

Figura 6 – Esquema didático do funcionamento da SRF-PLL



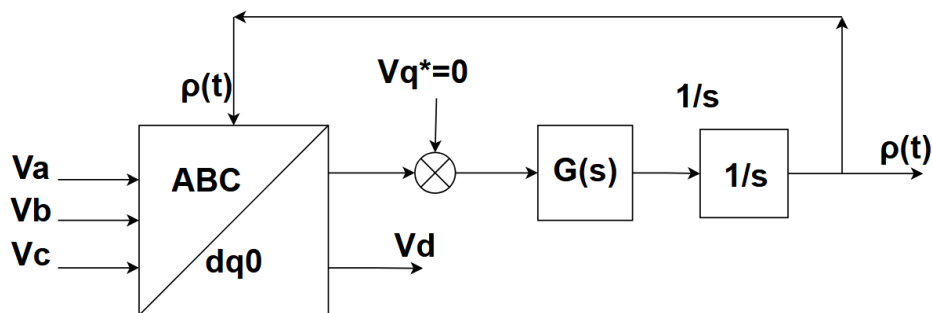
Fonte: (Cupertino, 2015)

A primeira é que, caso o eixo  $dq$  tenha a mesma velocidade angular que o fasor  $\hat{V}$ , ou seja,  $\rho(t) = \theta(t)$ , então ambos estão estacionários entre si e daí, nesse caso, tanto a corrente em eixo de quadratura quanto a corrente em eixo direto tornam-se correntes contínuas. O segundo ponto é, caso o fasor de tensão fique paralelo ao eixo direto, então a magnitude de  $v_d$  será a própria amplitude do fasor  $\hat{V}$  (caso de transformação invariante em amplitude) ou então proporcional a ela (invariante em potência) mas em todo caso,  $v_q = 0$ . Em suma, realizando um controle em malha fechada que anule  $v_q$ , o ângulo dessa estrutura convergirá para o ângulo da rede. Tendo essa ideia em mente, o sistema de controle capaz de gerar tal efeito é o que segue.

$$\begin{cases} V_d = \hat{V} \cos(\omega_n t + \theta_0 - \rho(t)) \\ V_q = \hat{V} \sin(\omega_n t + \theta_0 - \rho(t)) \end{cases} \quad (17)$$

e sabendo que,  $v_d = \hat{V}$  e  $v_q = 0$  quando  $\rho(t) = \omega_n t + \theta_0$  então projeta-se um controlador para anular a componente de quadratura da tensão conforme ilustrado na Figura 7.

Figura 7 – Controle do rastreamento de fase (SRF-PLL)



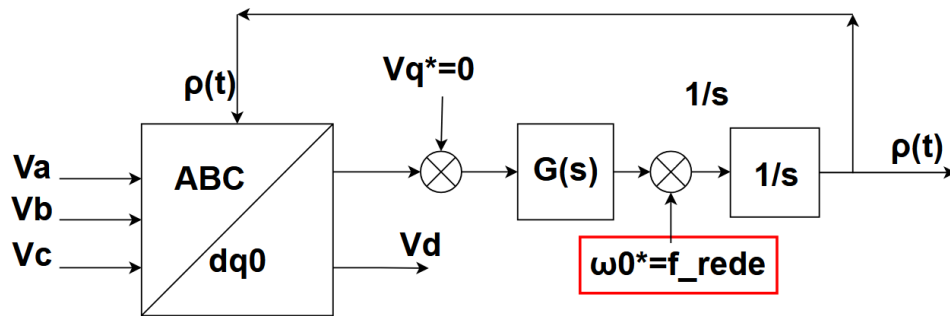
Fonte: Adaptado de (Cupertino, 2015)

A fim de projetar o controlador  $G(s)$ , o diagrama da Figura 7, resulta num sistema não linear pois,

$$\omega = G(s)V_q = G(s)\hat{V} \sin[\omega t + \theta_0 - \rho(t)] \quad (18)$$

Porém, se for dado uma referência inicial para a frequência, como por exemplo 60Hz, como destacado na Figura 8, então  $\omega t + \theta_0 \approx \rho(t)$ .

Figura 8 – Referência inicial para frequência



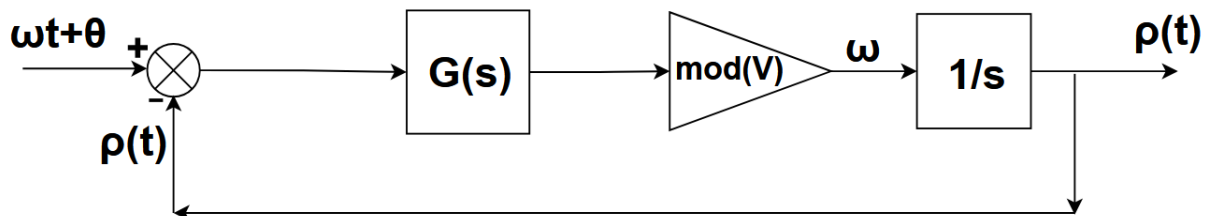
Fonte: Adaptado de (Cupertino, 2015)

Neste caso, o limite fundamental  $\lim_{\delta \rightarrow 0} \frac{\sin \delta}{\delta} = 1$  pode ser aplicado, resultando em  $\sin[\omega t + \theta_0 - \rho(t)] \approx \omega t + \theta_0 - \rho(t)$ . Daí, a equação (18) torna-se linear na forma da equação (19). Por haver essa consideração simplificadora é que denomina-se esta técnica como ‘Modelo de pequenos sinais’.

$$\omega = G(s)\hat{V}[\omega t + \theta_0 - \rho(t)] \quad (19)$$

Resultando no circuito de malha fechada expresso na Figura 9.

Figura 9 – Diagrama de malha fechada do sincronismo de fase



Fonte: Adaptado de (Cupertino, 2015)

Cuja função de transferência é dada pela equação (20).

$$\frac{P(s)}{\Theta(s)} = \frac{\frac{G(s)\hat{V}}{s}}{1 + \frac{G(s)\hat{V}}{s}} = \frac{G(s)\hat{V}}{s + G(s)\hat{V}} \quad (20)$$

Dessa equação, caso  $s=0$ , o ganho é unitário. Ainda, sendo  $G(s)$  um controlador PI, ou seja,  $G(s) = \frac{K_p s + K_i}{s}$  a equação (20) fica na forma da equação (21) como:

$$\frac{P(s)}{\Theta(s)} = \frac{\frac{k_p s + k_i}{s} \hat{V}}{s + \frac{k_p s + k_i}{s} \hat{V}} = \frac{k_p \hat{V} s + k_i \hat{V}}{s^2 + k_p \hat{V} s + k_i \hat{V}} \quad (21)$$

A equação (21) é um sistema de segunda ordem que pode ser escrita na forma canônica como:

$$\frac{P(s)}{\Theta(s)} = \frac{2\varepsilon\omega_n + \omega_n^2}{s^2 + 2\varepsilon\omega_n + \omega_n^2} \quad (22)$$

Portanto, por inspeção tem-se:

$$k_p = \frac{2\varepsilon\omega_n}{\hat{V}} \quad e \quad k_i = \frac{\omega_n^2}{\hat{V}} \quad (23)$$

$k_p$  e  $k_i$  dependem de  $\hat{V}$  e, caso seja usado seu valor nominal e porventura ocorra um afundamento de tensão,  $k_p$  e  $k_i$  ficariam incoerentes com o projeto. Por esse motivo, se faz o cálculo de  $\hat{V}$  em tempo real pela forma da equação (24).

$$k_p = \frac{2\varepsilon\omega_n}{\sqrt{v_d^2 + v_q^2}} \quad e \quad k_i = \frac{\omega_n^2}{\sqrt{v_d^2 + v_q^2}} \quad (24)$$

Da literatura tradicional,

$$(I) \quad \varepsilon = \frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0,707 \quad e \quad (II) \quad \omega_n < \omega_c; \omega_n \approx \frac{1}{3}\omega_c \quad (25)$$

sendo:  $\omega_c$  frequência da rede

Dessa forma, considerando o caso em que não há variação - equação (23), os ganhos  $k_p \approx 177,6885$  e  $k_i \approx 15791,37$ . Por fim, é importante destacar que uma boa PLL é composta pelas seguintes características:

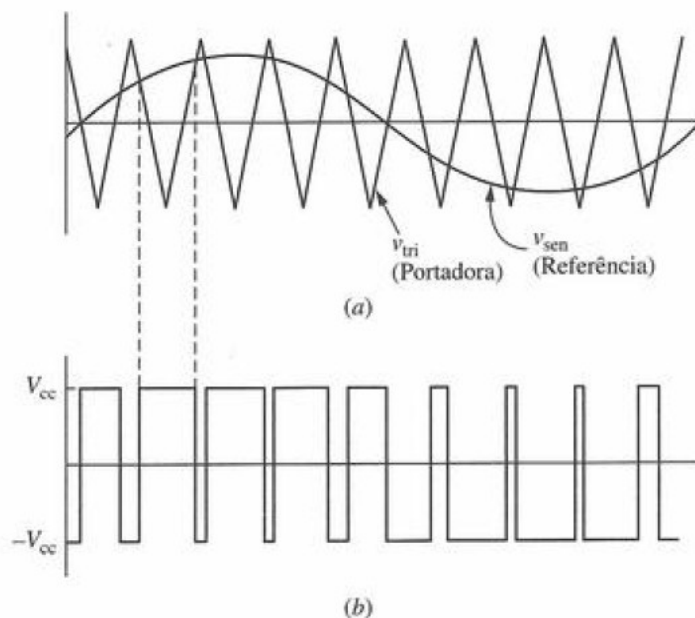
- Deve ser suficientemente rápida;
- Deve ser estável;
- Robustez perante variações na tensão e na frequência da rede;
- Robustez perante distorção harmônica;
- Robustez perante *offset* de medição.

## 2.3 MODULAÇÃO PWM

*Pulse Width Modulation* (PWM) também conhecida como Modulação por Largura de Pulso, é uma técnica empregada por conversores quando se deseja

gerar sinais AC a partir de um sinal DC. Há diversos tipos, no entanto, todos têm o mesmo embasamento: um sinal de referência senoidal de baixa frequência - a forma de onda que se deseja obter, é comparado com um sinal portador de alta frequência, geralmente uma onda triangular ou dente de serra. O resultado dessa comparação é um trem de pulsos quadrados em que a largura de cada pulso é proporcional à amplitude instantânea do sinal senoidal de referência, ou seja, uma modulação AM. Assim, onde a senoide tem pico, os pulsos são mais largos; onde a senoide passa por zero, os pulsos são mais estreitos. Na Figura 10 é ilustrada essa dinâmica.

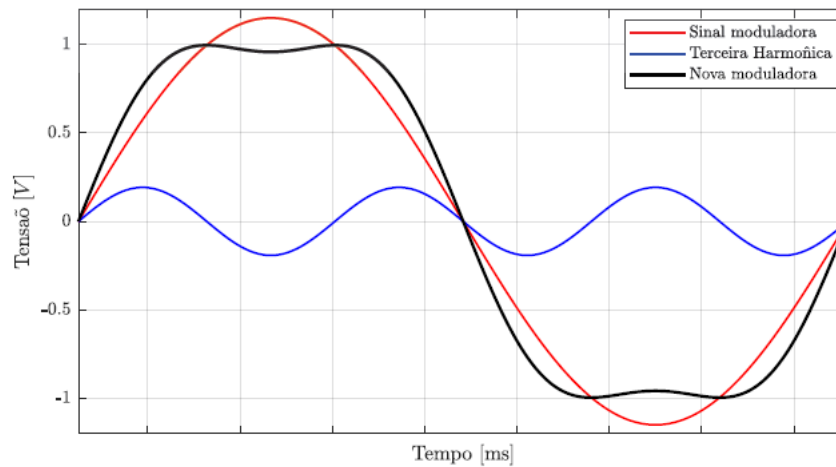
Figura 10 - Comparação geradora do PWM



Fonte: (Hart, 2012)

Essa técnica, apesar de simples, é ineficiente quanto ao uso da energia do barramento DC pois a amplitude máxima AC equivale à metade da amplitude máxima do barramento. No entanto, produz sinais fáceis de serem filtrados pois gera harmônicas de frequência muito mais elevado do que a fundamental. Pela ineficiência atrelada ao método simples é que se buscou outros métodos como THIPWM e SVPWM. A técnica implementada corresponde ao THIPWM (*Third Harmonic Injection PWM*), também conhecida como PWM com injeção de terceira harmônica. Este método emprega a injeção de uma componente de sequência zero calculada diretamente das tensões de fase.

Figura 11 - Sinal da moduladora com e sem a injeção da terceira harmônica



Fonte: (Macagnan, 2023)

O princípio físico explora o cancelamento natural da componente de sequência zero nas tensões linha-linha do sistema trifásico, permitindo aumentar a amplitude das tensões de fase referência sem causar saturação do modulador. Esta estratégia possibilita aumentar a amplitude fundamental da tensão de saída em aproximadamente 15% em comparação com o PWM senoidal convencional, alcançando até 86,6% de utilização da tensão DC disponível no barramento.

## 2.4 FILTRO LCL

Os conversores estáticos conectados à rede, como retificadores ativos e inversores, são fontes significativas de harmônicos de corrente, especialmente nas faixas de frequência próximas à frequência de chaveamento (Teodorescu, 2011). A presença desses harmônicos pode degradar a qualidade da energia, interferir em outros equipamentos sensíveis e violar limites estabelecidos por normas como a IEEE 519 (IEEE, 2014). Para atenuar esses componentes indesejados, emprega-se filtros passivos na saída do conversor. Dentre as topologias disponíveis, os filtros L, LC e LCL se destacam, cada um com características próprias de atenuação, custo e complexidade segundo (de Souza, 2024).

O filtro L, composto por um único indutor em série com a saída do conversor, é a topologia mais simples. Sua principal função é limitar o *ripple* de corrente gerado pela comutação, apresentando uma atenuação de  $-20$  dB/década a partir da

frequência de corte. Embora seja de fácil implementação e controle, sua principal limitação aparece em aplicações de média e alta potência: para obter uma atenuação significativa, é necessário um indutor de valor elevado, o que implica em maior volume, peso, custo e queda de tensão indutiva. Em sistemas trifásicos de alguns quilowatts em diante, essa solução torna-se rapidamente inviável.

O filtro LC, de segunda ordem, introduz um capacitor em paralelo com a saída, proporcionando uma atenuação mais acentuada de  $-40$  dB/década. Isso permite a utilização de indutores menores para um mesmo nível de atenuação, reduzindo o volume e o custo do filtro em comparação com o filtro L. No entanto, essa topologia apresenta dois desafios significativos: a conexão direta do capacitor à rede pode gerar correntes de *inrush* e transitórios severos durante o chaveamento, e o circuito LC introduz uma frequência de ressonância pronunciada que pode levar o sistema à instabilidade, exigindo, muitas vezes, a adoção de estratégias de amortecimento.

O filtro LCL surge como uma solução de compromisso superior, particularmente para aplicações acima de alguns quilowatts. Sendo um filtro de terceira ordem, ele é composto por dois indutores (um do lado do conversor,  $L_L$ , e outro do lado da rede,  $L_G$ ) e um capacitor em derivação,  $C_f$ . Sua principal vantagem reside na taxa de atenuação de  $-60$  dB/década, o que permite uma supressão muito eficaz dos harmônicos de alta frequência, especialmente aqueles em torno da frequência de chaveamento, mesmo com valores de indutância totais reduzidos. Isso se traduz em menor volume, peso e custo para um mesmo desempenho, ou um desempenho significativamente melhor para um mesmo volume de filtro.

Além disso, a presença do indutor do lado da rede ( $L_G$ ) confere uma impedância de saída indutiva ao conjunto, o que amortece os transitórios de conexão e reduz a sensibilidade a distúrbios provenientes da rede. A contrapartida do uso do filtro LCL é o surgimento de um pico de ressonância acentuado na resposta em frequência, localizado tipicamente entre a frequência fundamental e a frequência de chaveamento. Esse pico, se não for adequadamente amortecido, pode levar o sistema à instabilidade e amplificar harmônicos específicos. Para contornar esse problema, são empregadas técnicas de amortecimento, que podem ser passivas (utilizando resistências em série com o capacitor, por exemplo) ou ativas (por meio de estratégias de controle que virtualizam o efeito de um elemento dissipativo).

O dimensionamento do filtro LCL, portanto, não busca apenas a atenuação de harmônicos, mas também o equilíbrio entre desempenho, custo, volume e estabilidade. O procedimento sistemático proposto por Liserre *et al.* (2005) é amplamente adotado, pois estabelece um método passo a passo que considera as principais restrições de projeto. As equações a seguir são fundamentais para este fim.

#### a. Impedância e Capacitância de Base

Estabelecem uma base por unidade (pu) para o sistema, normalizando os cálculos.

$$Z_b = \frac{E_n^2}{P_n} \quad (26)$$

$$C_b = \frac{1}{\omega_n Z_b} \quad (27)$$

em que  $E_n$  é a tensão de linha RMS,  $P_n$  a potência nominal e  $\omega_n$ , a frequência angular da rede.

#### b. Relação entre indutâncias

Define a proporção entre a indutância da rede e a do conversor, impactando diretamente a atenuação.

$$L_g = r * L \quad (28)$$

sendo  $r$  a relação de indutâncias.

#### c. Capacitância do filtro

Limitada pela potência reativa máxima que pode ser trocada com a rede, para evitar um baixo fator de potência.

$$C_f = x * C_b \quad (29)$$

em que  $x$  é a fração de potência reativa absorvida pelo capacitor, tipicamente limitada a 5%.

#### d. Atenuação de *ripple* no lado da rede

Calcula a eficácia do filtro em reduzir o *ripple* de corrente na frequência de chaveamento.

$$\frac{i_g(h_{sw})}{i(h_{sw})} = \frac{1}{|1 + r(1 - a \cdot x)|} \quad (30)$$

tal que  $a = L * C_b * \omega_s w^2$ .

#### e. Frequência de Ressonância

Parâmetro crítico para a estabilidade, que deve estar contido em uma faixa segura.

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{L + L_g}{LL_g C_f}} \quad (31)$$

a ressonância deve situar-se entre 10 vezes a frequência da rede e metade da frequência de chaveamento.

#### f. Amortecimento Passivo

Um resistor  $R_d$  é inserido em série com o capacitor para amortecer o pico de ressonância. Seu valor é uma fração da impedância capacitiva na frequência de ressonância.

$$R_d \approx \frac{1}{3 \cdot \omega_{res} \cdot C_f} \quad (32)$$

Este conjunto de equações fornece as ferramentas necessárias para projetar um filtro LCL que seja, ao mesmo tempo, compacto, eficiente e estável.

## 2.5 APRESENTAÇÃO DO SOFTWARE PLECS

O PLECS (*Piecewise Linear Electrical Circuit Simulation*) é um ambiente de simulação especializado em sistemas de eletrônica de potência e acionamentos elétricos, reconhecido pela sua velocidade computacional e robustez numérica. Originalmente desenvolvido como uma ferramenta de pesquisa na ETH Zurique (Suíça) no final da década de 1990, seu desenvolvimento comercial e distribuição global é atualmente realizado pela empresa suíça Plexim GmbH, que mantém sua sede no parque científico da própria ETH. O *software* se destaca por empregar uma abordagem *piecewise linear* (linear por partes) para modelar componentes não lineares, como interruptores semicondutores. Isso permite simular circuitos de

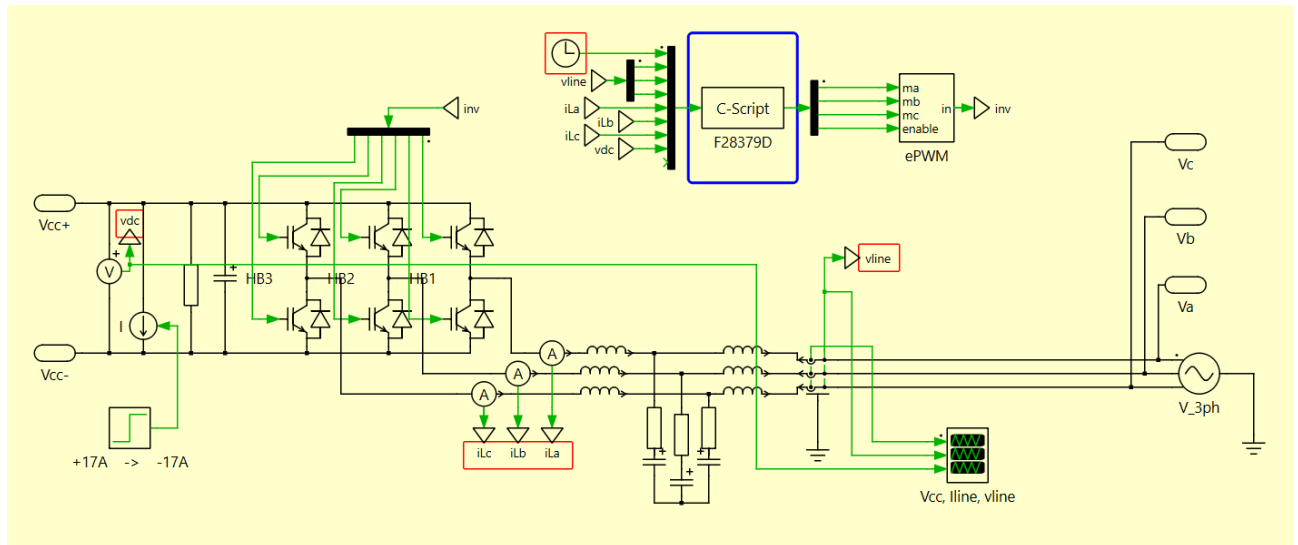
chaveamento com um tempo computacional significativamente inferior ao de simuladores SPICE tradicionais, sem perder a precisão essencial para a fase de projeto. Suas principais aplicações incluem (1) Projeto e análise de conversores estáticos; (2) Modelagem de sistemas de energia renovável e microrredes; (3) Projeto de acionamentos de máquinas elétricas; (4) Análise térmica de semicondutores e projeto magnético de componentes; (5) Geração de código para implementação em *hardware* via PLECS *Coder*.

As principais vantagens oferecidas pelo software são velocidade e estabilidade; integração eficiente com outros programas de análise de sistemas, como MATLAB/Simulink e Octave, a fim de combinar a modelagem avançada desses aplicativos com a simulação eficiente de potência do PLECS; assim como seus múltiplos domínios que permite simulações simultâneas nos domínios elétrico, térmico e magnético em uma única plataforma; seu foco aplicado em eletrônica de potência oferecendo ferramentas nativas de inspeção como análise de Fourier, cálculo do ponto de operação em regime permanente e extração de modelos de pequenos sinais, facilitando o projeto de controladores.

Algumas principais desvantagens ou limitações são seu elevado custo, embora ofereça licenças acadêmicas com descontos, seu custo pode ser uma barreira para usuários independentes ou pequenas empresas, especialmente quando comparado a ferramentas gratuitas (como LTSpice); o foco especializado, a depender do projeto, pode ser um problema pois o torna menos abrangente para simulações de circuitos analógicos puros ou sistemas de outros domínios físicos (ex.: hidráulicos), o que pode resultar inclusive em fóruns de discussão online menores do que soluções mais genéricas como o Simulink, impactando na facilidade de encontrar soluções para problemas específicos.

Na Figura 12 é apresentado um *printscreen* do modelo do Retificador Ativo - tratado na seção 3.2, a fim de demonstrar ao leitor como o software funciona.

Figura 12 – Diagrama trifilar do Retificador Ativo



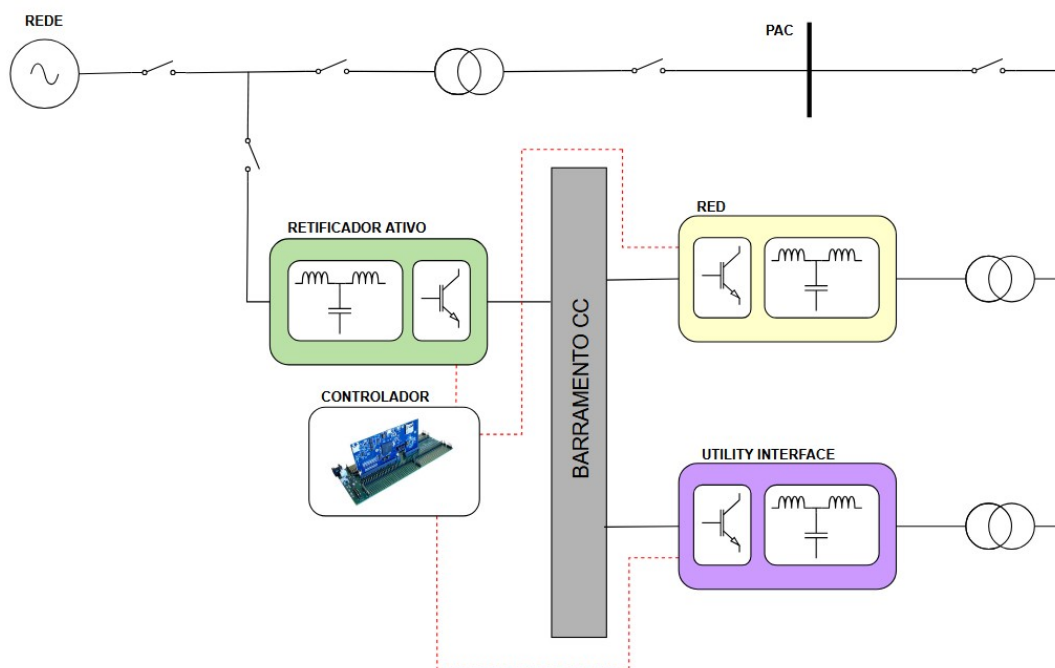
Fonte: Adaptado de (Agostinho, 2022)

Na Figura 12 as linhas em verde referem-se à transmissão de dados digitais; em preto, dados de potência. Os parâmetros destacados na cor laranja são os usados para o processamento que gera os pulsos de gate das chaves controladas e o bloco destacado na cor azul refere-se à unidade denominada 'C-Script' onde é alocado o algoritmo responsável pelo processamento, portanto, simula o microprocessador da estrutura (DSP da *Texas Instruments* TMS320F28379/D).

### 3 MICRORREDE PROPOSTA

Neste trabalho de graduação, optou-se pela implementação de um sistema de controle baseado apenas na malha de corrente para os conversores da microrrede, diferentemente de abordagens mais complexas, como a proposta por Agostinho (2022), que emprega um controle hierárquico com malhas de corrente e de potência. A escolha por um controle simplificado deve-se principalmente ao escopo com foco na avaliação da robustez do controle de corrente frente a perturbações na rede e nas cargas; e à intenção de validar o comportamento dinâmico do sistema em cenários críticos, como variações abruptas de carga e distúrbios na rede. Na Figura 13 é apresentado o diagrama da microrrede proposta neste trabalho.

Figura 13 – Diagrama da microrrede do estudo



Fonte: Adaptado de (Agostinho, 2022)

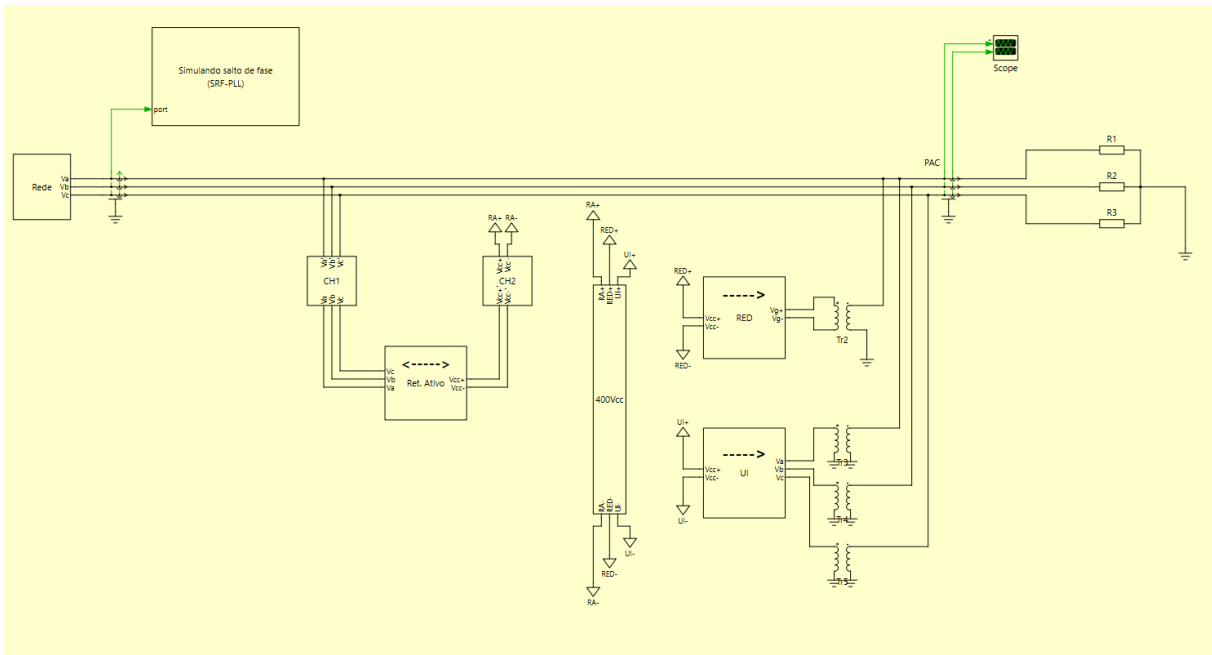
Embora o controle de potência permita o gerenciamento ativo dos fluxos de energia ativa e reativa no ponto de acoplamento comum (PAC) — assegurando, por exemplo, o compartilhamento proporcional entre os recursos distribuídos — a ausência dessa camada neste projeto não inviabiliza a operação da microrrede. Em vez disso, limita sua atuação a cenários onde o controle de potência não é exigido,

como em operações locais ou em sistemas com geração centralizada. Dessa forma, este trabalho concentra-se em validar a camada de controle de corrente, que é fundamental para a estabilidade e a qualidade da energia injetada na rede, abrindo caminho para futuras implementações do controle de potência em trabalhos subsequentes. Em suma, os elementos que compõem a microrrede são os seguintes:

- Retificador Ativo Trifásico (Conversor CC-CA Bidirecional): Atua como a interface principal com a rede elétrica, controlando o barramento CC e permitindo o fluxo bidirecional de potência. Este é o único componente da microrrede com capacidade de bidirecionalidade no contexto deste estudo.
- Inversor Trifásico (*Utility Interface* - UI / Formador de Rede): Configurado para operar como um Conversor Formador de Rede (CFR) no modo *grid-following* (seguidor de rede). Sua função é estabelecer e regular a tensão e a frequência na microrrede, fornecendo a referência para os demais componentes.
- Inversor Monofásico (Recurso Energético Distribuído - RED): Um modelo pré-configurado da biblioteca do *software* de simulação, operando no modo *grid-following*. Este componente foi integrado para complementar a topologia e representar uma carga ou fonte de geração distribuída adicional, sem que tenham sido realizadas modificações em seu controle interno.

Na Figura 14 são apresentados esses componentes no simulador PLECS e nas subseções seguintes serão detalhados cada um deles.

Figura 14 – Diagrama trifilar da microrrede no PLECS

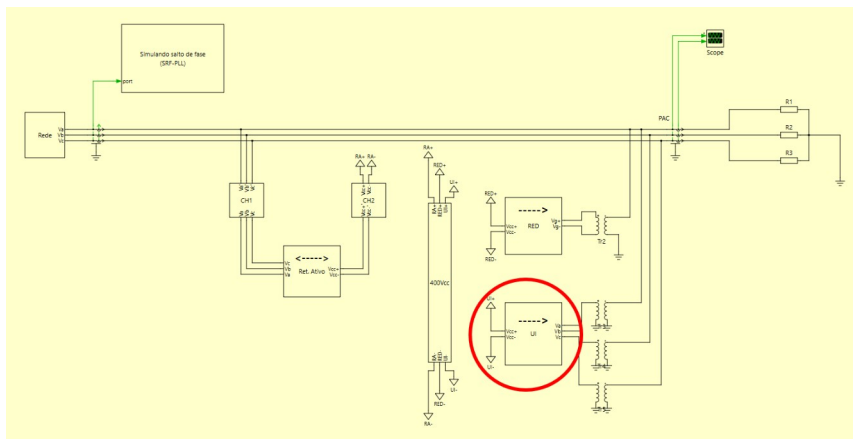


Fonte: Autoria própria

### 3.1 UTILITY INTERFACE (UI)

Na simulação, a *Utility Interface* é o elemento destacado na Figura 15.

Figura 15 – UI na microrrede



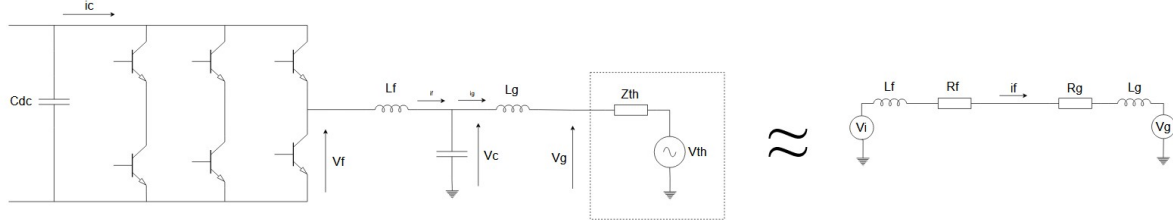
Fonte: Autoria própria

UI (*Utility Interface*) é um inversor trifásico que, quando a microrrede está ilhada, assume a função de Conversor Formador de Rede (CFR). O CFR, tipicamente um inversor trifásico operando no modo *grid-forming* (formador de rede),

é o elemento responsável por estabelecer e regular a tensão e a frequência da microrrede quando esta opera de forma ilhada. Este trabalho concentrou-se no projeto e análise da camada de controle de corrente para os inversores trifásicos de uma microrrede, operando no modo *grid-following* (seguidor da rede). Nesta configuração, os inversores são controlados como fontes de corrente ideais, injetando potência na rede preexistente, cujos parâmetros de tensão e frequência são definidos pela própria rede da concessionária.

A fim de simular a variação de corrente no inversor trifásico, foi preciso levantar seu modelo dinâmico e assim viabilizar seu controle. A ideia é partir do princípio da sintetização de tensão de saída de tal modo a forçar a circulação de corrente, princípio este que é coerente com o funcionamento do modulador PWM. Portanto, atentando-se à dinâmica média das correntes de saída e desprezando o efeito dos harmônicos de comutação, parte-se da simplificação do circuito apresentado na Figura 16.

Figura 16 – Simplificação do circuito do conversor



Fonte: Autoria própria

O qual é descrito em coordenadas naturais como sendo,

$$\begin{cases} v_{ia}(t) - (R_f + R_g) i_a(t) - (L_f + L_g) \frac{di_a(t)}{dt} - v_{ga}(t) = 0 \\ v_{ib}(t) - (R_f + R_g) i_b(t) - (L_f + L_g) \frac{di_b(t)}{dt} - v_{gb}(t) = 0 \\ v_{ic}(t) - (R_f + R_g) i_c(t) - (L_f + L_g) \frac{di_c(t)}{dt} - v_{gc}(t) = 0 \end{cases} \quad (33)$$

e, utilizando da teoria de vetores espaciais,

$$\vec{v}_i - R\vec{i} - L\frac{d\vec{i}}{dt} - \vec{V}_g = 0 \quad ; \quad \begin{aligned} R &= R_f + R_g \\ L &= L_f + L_g \end{aligned} \quad (34)$$

Como  $\vec{X} = \vec{X}_{\alpha\beta} = X_\alpha + jX_\beta$ , então a equação (34) é decomposta em duas partes conforme a equação (35).

$$\begin{cases} v_{i\alpha}(t) - Ri_{\alpha}(t) - L \frac{di_{\alpha}(t)}{dt} - v_{g\alpha}(t) = 0 \\ v_{i\beta}(t) - Ri_{\beta}(t) - L \frac{di_{\beta}(t)}{dt} - v_{g\beta}(t) = 0 \end{cases} \quad (35)$$

Para transformar em  $dq$ , multiplica-se tudo por  $e^{-j\rho}$ . Porém, sendo  $\rho$  uma variável no tempo, multiplica-se na verdade por  $1 = e^{-j\rho}e^{j\rho}$  o que resulta na equação (36),

$$v_{i\alpha\beta}e^{-j\rho}e^{j\rho} - Ri_{\alpha\beta}e^{-j\rho}e^{j\rho} - L \frac{d(i_{\alpha\beta}e^{-j\rho}e^{j\rho})}{dt} - v_{g\alpha\beta}e^{-j\rho}e^{j\rho} = 0 \quad (36)$$

Daí,  $\vec{X}_{\alpha\beta}e^{-j\rho} = \vec{X}_{dq} e$ , portanto,

$$v_{idq}e^{j\rho} - Ri_{dq}e^{j\rho} - L \frac{di_{dq}e^{j\rho}}{dt} - v_{gdq}e^{j\rho} = 0 \quad (37)$$

Da equação (30), três dos quatro termos podem ser expressos pelas suas componentes ortogonais  $\vec{v}_{idq}$ ,  $\vec{i}_{dq}$ ,  $\vec{v}_{gdq}$  e só o termo  $-L \frac{d}{dt} (\vec{i}_{dq}e^{j\rho})$  não pode ser decomposto. Para tal, é preciso calcular a derivada do produto, e é da aplicação da regra da cadeia que surge um acoplamento entre os eixos, pois,

$$L \frac{d}{dt} (\vec{i}_{dq}e^{j\rho}) = -L \frac{d\vec{i}_{dq}}{dt} e^{j\rho} - jL\vec{i}_{dq} \frac{d\rho}{dt} e^{j\rho} \quad (38)$$

Finalmente o modelo dinâmico é descrito pela equação (39) como:

$$\begin{cases} v_{id} - Ri_d - L \frac{di_d}{dt} + Li_q \frac{d\rho}{dt} - v_{gd} = 0 \\ v_{iq} - Ri_q - L \frac{di_q}{dt} - Li_d \frac{d\rho}{dt} - v_{gq} = 0. \end{cases} \quad (39)$$

Portanto, na prática, ao realizar alguma alteração na corrente em eixo de quadratura é esperado que a corrente em eixo direto também sofra o efeito aplicado e vice-versa, uma característica intrínseca do modelo. Outro ponto a destacar é a possibilidade de estimar os parâmetros da rede, como tensão ( $Vg$ ) e frequência ( $\frac{d\rho}{dt}$ ) por serem valores conhecidos e, ao estimá-los previamente, é garantida a diminuição de erros em regime transitório e maior independência entre eixo direto e quadratura. Com base nisso, chega-se ao diagrama de controle ilustrado na Figura 17(a).

Figura 17(a) - Diagrama de controle do conversor

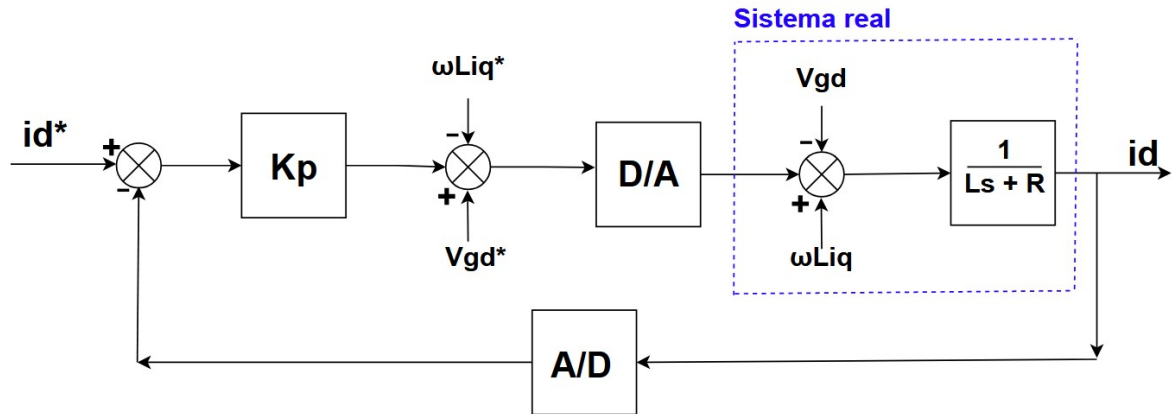
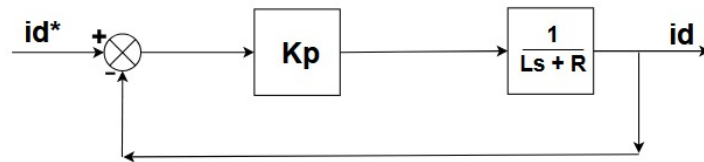


Figura 17(b) - Diagrama de controle do conversor simplificado



Fonte: Adaptado de (de Souza, 2014)

Da Figura 17(b) gera-se a seguinte função de transferência

$$\frac{i_d}{i_d^*} = \frac{\frac{k_p}{Ls+R}}{1 + \frac{k_p}{Ls+R}} = \frac{k_p}{Ls + R + k_p} \quad (50)$$

um sistema de primeira ordem, portanto, não há sobressinal (*overshot*) e seu ganho é da forma,

$$ganho = \frac{k_p}{R + k_p} \neq 1 \quad (51)$$

como esperado do controlador proporcional. Quanto ao polo do sistema,

$$P_1 = \frac{-R + k_p}{L} = -2\pi f_{P1} \Rightarrow k_p = 2\pi f_{P1}L - R \quad (52)$$

A frequência do polo é limitada pela frequência de comutação do inversor. Da literatura,

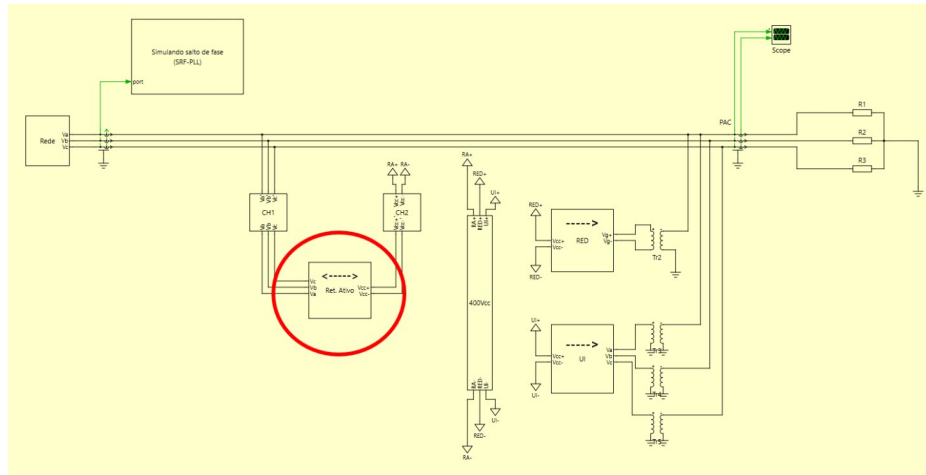
$$f_{P1} \leq \frac{f_c}{10} \quad (53)$$

sendo:  $f_c$  frequência de comutação.

### 3.2 RETIFICADOR ATIVO CA-CC

Na simulação, o Retificador ativo é o elemento destacado na Figura 18.

Figura 18 - Retificador ativo na simulação



Fonte: Autoria própria

O projeto do retificador baseia-se nos mesmos princípios abordados detalhadamente na subseção anterior: parte-se da análise do circuito; faz-se simplificações e transformações vetoriais a fim de viabilizar o uso de compensadores PI; sintetiza-se o equacionamento em diagrama bem como o levantamento da função de transferência; e enfim, tem-se o projeto de controle. O método abordado partiu do trabalho de Alisson (2004) que faz todo o levantamento em circuito CC, e posteriormente, o mesmo para o circuito CA. Partindo do princípio da sobreposição, chega-se ao projeto do retificador trifásico de fluxo de potência bidirecional. Também, uma vez já abordado os algoritmos de controle na subseção anterior, aqui optou-se por utilizar funções prontas da biblioteca *C2000 Digital Power Software Library* disponibilizada pela *Texas Instruments* para sua linha de DSPs C2000 (Texas Instruments, 2024).

### 3.3 FILTRO LCL

Nesta seção, aplica-se o método de Liserre *et al.* (2005) aos parâmetros da microrrede em estudo cujos valores do sistema são descritos na Tabela 1.

Tabela 1 - Dados do Sistema

GRANDEZA	VALOR
$V_{gl}$	220 V
$S_n$	10 kVA
$f_n$	60 Hz
$f_{sw}$	16 kHz
$V_{dc}$	400 V

Fonte: Autoria própria

a) Cálculo da impedância e capacitância de base

$$Z_b = \frac{(220)^2}{10000} = 4,84 \Omega \quad (54)$$

$$C_b = \frac{1}{2\pi \cdot 60 \cdot 4,84} = 548 \mu\text{F} \quad (55)$$

b) Definição da capacitância do filtro

Adotando  $x=0,01$  (1% da potência reativa):

$$C_f = 0,01 \cdot 548 \mu\text{F} = 5,48 \mu\text{F} \quad (56)$$

c) Escolha das indutâncias

$$L_f = L_g = 400,6 \mu\text{H} \quad (57)$$

d) Cálculo da frequência de ressonância

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{L_f + L_g}{L_f \cdot L_g \cdot C_f}} = \sqrt{\frac{801,2 \mu}{(400,6 \mu)^2 \cdot 5,48 \mu}} \approx 2\pi \cdot 3,4 \text{ kHz} \quad (58)$$

Verifica-se que  $600 \text{ Hz} < 3,4 \text{ kHz} < 8 \text{ kHz}$  – dentro do intervalo permitido.

e) Dimensionamento do amortecimento passivo

$$R_d = \frac{1}{3 \cdot 2\pi \cdot 3400 \cdot 5,48 \mu} \approx 1,5 \Omega \quad (59)$$

Tabela 2 - Resumo do filtro LCL projetado

GRANDEZA	VALOR
$L_f = L_g$	400,6 $\mu\text{H}$
$C_f$	5,48 $\mu\text{F}$

$$\begin{array}{ll} R_d & 1,5 \Omega \\ f_{resson} & \approx 3,4 kHz \end{array}$$

---

Fonte: Autorial própria

## 4 RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES

Esta seção apresenta e discute os principais resultados obtidos através de simulações computacionais da microrrede proposta, realizadas no *software* PLECS. Os testes foram conduzidos com o objetivo de validar o desempenho e a robustez dos sistemas de controle implementados, seguindo uma abordagem sistemática que progressivamente avalia a atuação de cada componente.

Inicialmente, são analisados os resultados do algoritmo de sincronismo (PLL), verificando seu rastreamento de fase e sua resposta a distúrbios. Em seguida, avalia-se o controle de corrente dos conversores, incluindo a análise de sua dinâmica, a efetividade das técnicas de desacoplamento e sua capacidade de injetar correntes de referência de forma precisa. Por fim, demonstra-se a operação bidirecional do retificador ativo e a injeção controlada de potência ativa e reativa pelo inversor trifásico (UI), consolidando a funcionalidade da microrrede como uma entidade única e controlável perante a rede elétrica. Através desta sequência, os resultados não apenas comprovam a eficácia das estratégias de controle adotadas, mas também destacam os *trade-offs* e as limitações inerentes ao escopo do projeto.

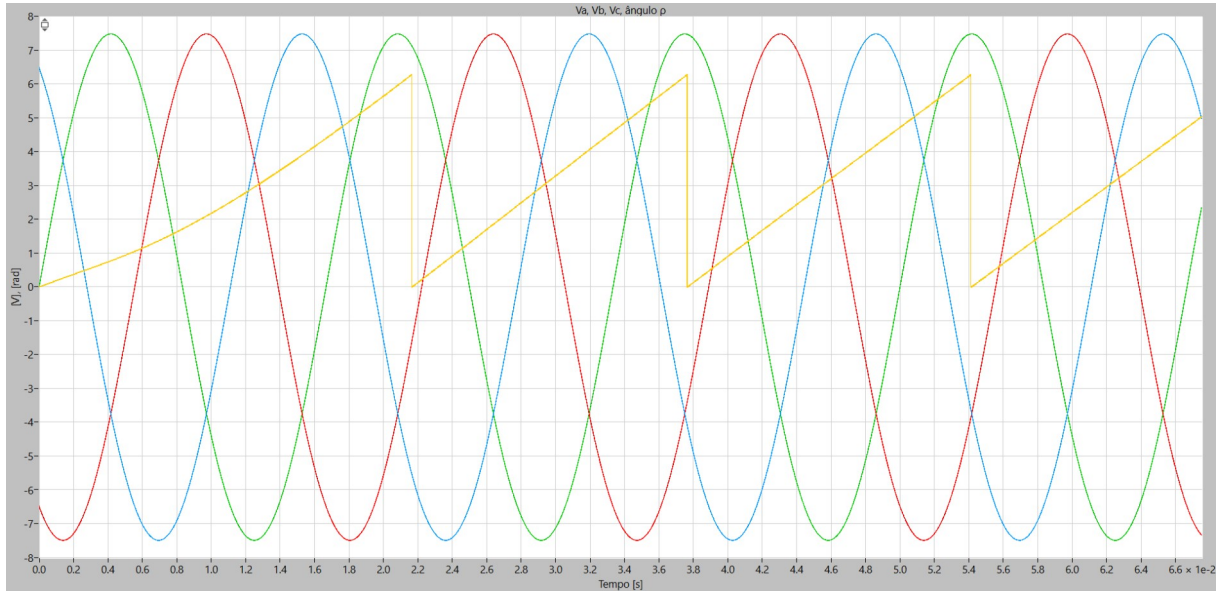
### 4.1 ESTUDO DO PLL

A eficácia da estratégia de sincronismo implementada foi validada submetendo o algoritmo PLL a um distúrbio intencional na forma de um salto de fase de  $30^\circ$  na tensão da rede no instante  $t = 0,2s$ . Na Figura 19 é apresentada a resposta dinâmica do PLL, mostrando o rastreamento do ângulo de fase da rede  $\theta(t)$  em relação ao ângulo real da fase A. Conforme observado, o sinal de saída do PLL apresenta o característico formato de "dente de serra", variando ciclicamente entre 0 e  $2\pi$  radianos (equivalente a 6,28 rad) a cada ciclo da fundamental da rede, o que representa corretamente a evolução temporal contínua do ângulo de fase.

Em regime permanente, antes da perturbação ( $t < 0,2s$ ), verifica-se que o PLL mantém um rastreamento estável e preciso do ângulo da rede, sem erro de regime permanente, o que é fundamental para a correta geração das referências de corrente. Imediatamente após o salto de fase em  $t = 0,2 s$ , o PLL detecta o erro instantâneo e inicia um processo de correção, o que é mostrado na Figura 20. Conforme descrito, o sistema foi capaz de se restabelecer e "travar" novamente no

novo ângulo de fase da rede em apenas um ciclo de rede (aproximadamente 16,67 ms para um sistema de 60 Hz).

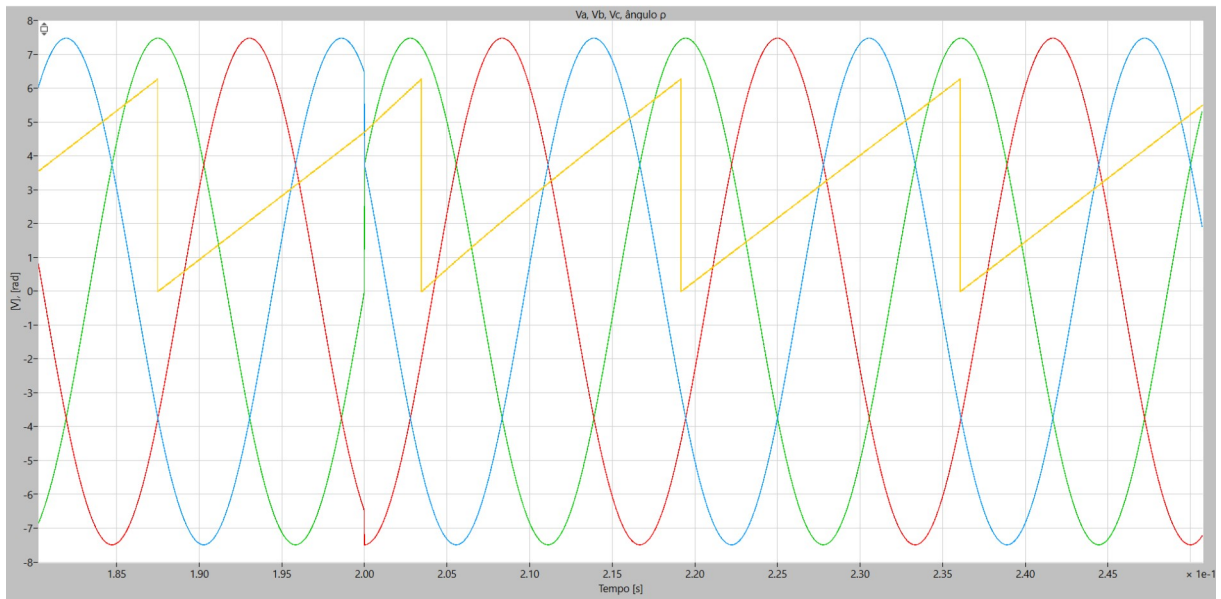
Figura 19 – Regime transitório da PLL



Fonte: Autoria própria

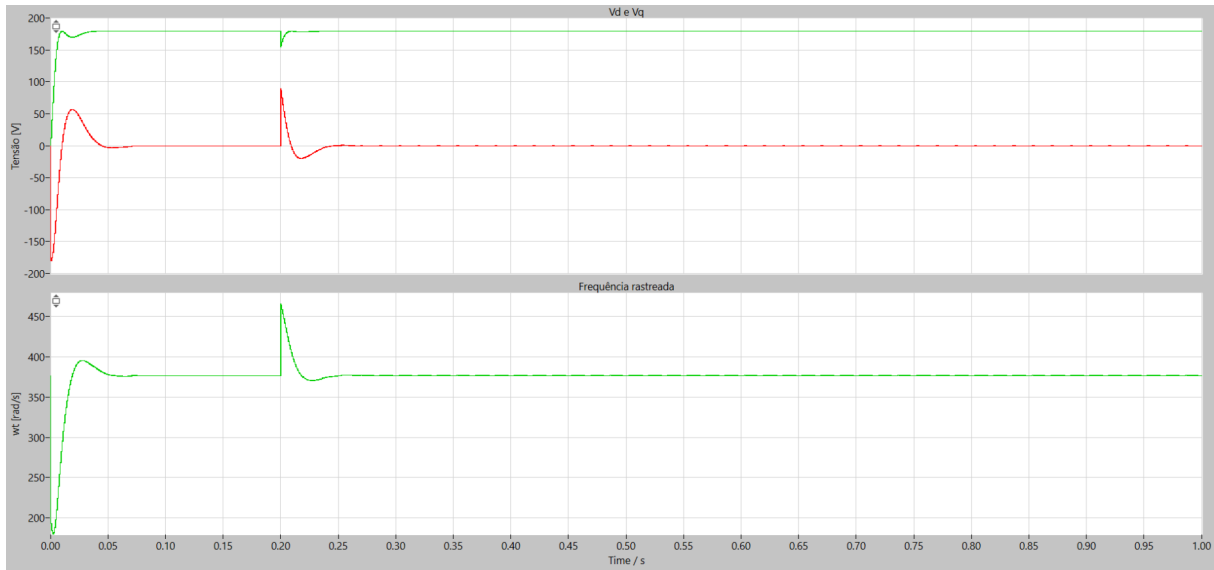
Um tempo de acomodação de um ciclo é considerado um desempenho rápido e adequado para a maioria das aplicações em conversores de potência conectados à rede. Este resultado demonstra que o projeto do SRF-PLL possui uma largura de banda adequada, garantindo uma resposta ágil a perturbações sem comprometer a rejeição a ruídos e harmônicos. A rápida resincronização é crucial para evitar a injeção de correntes transitórias descontroladas no sistema e para manter a estabilidade do controle de potência.

Figura 20 - Após perturbação em 0,2s



Fonte: Autoria própria

Na Figura 21 é apresentada a dinâmica das componentes de tensão no referencial síncrono,  $v_d$  e  $v_q$ , que fornecem uma visão fundamental do desempenho interno do algoritmo SRF-PLL durante o sincronismo inicial e a rejeição ao distúrbio. A análise revela um comportamento dinâmico consistente com a teoria pois, a componente  $v_d$ , que representa a amplitude da tensão da rede, apresenta uma resposta transitória de segunda ordem conforme previsto pelo modelo matemático do PLL. Após o transitório inicial e após a perturbação em  $t = 0,2$  s,  $v_d$  converge e se estabiliza no valor de pico de 180 V, que corresponde ao valor de pico da tensão cujo valor eficaz é 220 V, validando a precisão do algoritmo na estimação da magnitude da tensão. Já a componente  $v_q$  que atua como o indicador de erro de fase, converge para zero em regime permanente, tanto no início da operação quanto após o salto de fase. Este é o comportamento central e desejado para qualquer PLL, confirmando que o sistema alcança e mantém o sincronismo de fase com a rede. O fato de  $v_q$  atingir o zero em aproximadamente um ciclo de rede corrobora com a conclusão anterior sobre a agilidade do sistema.

Figura 21 -  $v_d$ ,  $v_q$  e  $\omega$ 

Fonte: Autoria própria

Na Figura 21 também é apresentada a resposta da frequência estimada,  $\omega(t)$ , durante o mesmo evento de salto de fase. Observa-se que, no instante da perturbação, a frequência sofre um pico transitório, atingindo aproximadamente 73 Hz. Este comportamento é intrínseco à estratégia de controle do SRF-PLL, que atua sobre a frequência interna como variável de controle para forçar a correção do ângulo de fase. Conforme o erro de fase é reduzido, a frequência retorna exponencialmente ao seu valor nominal de 60 Hz, estabilizando-se no mesmo intervalo de um ciclo de rede, o que valida a sintonia do controlador PI interno do laço. A frequência estimada, por sua vez, demonstra a mesma robustez, convergindo para o valor nominal de 377 rad/s ( $2\pi \cdot 60$  Hz) após cada evento transitório. A estabilização precisa da frequência é essencial para a correta geração dos sinais de referência dos controladores de corrente.

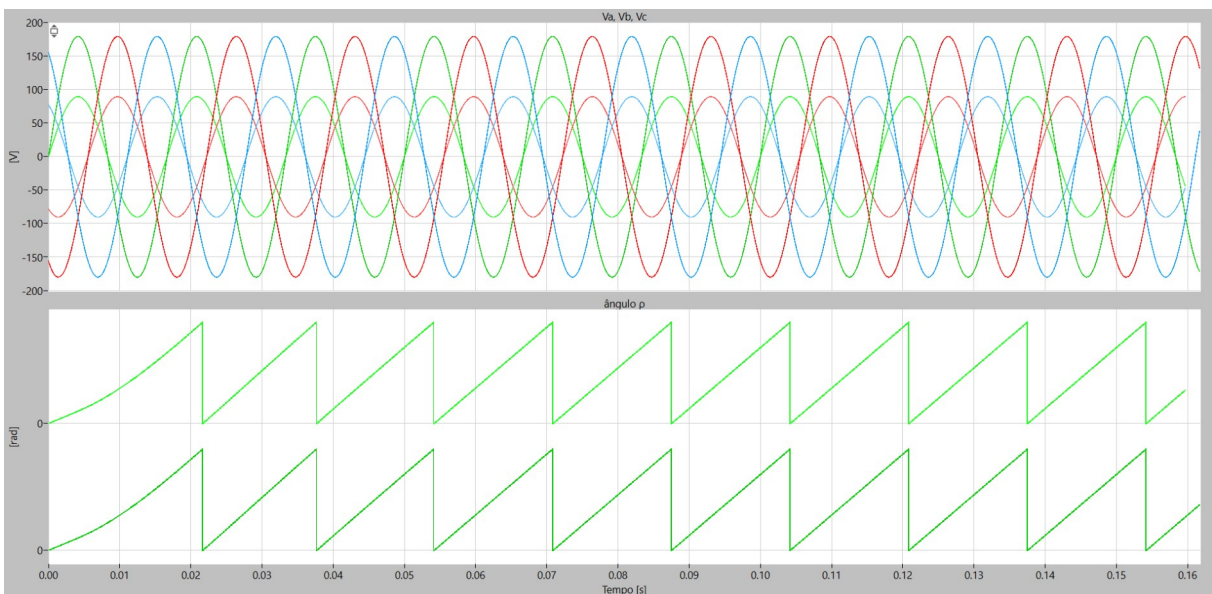
A resposta de segunda ordem observada em  $v_d$  e a rejeição do erro de fase ( $v_q \rightarrow 0$ ) atestam que o SRF-PLL foi corretamente sintonizado. O desempenho demonstrado — com tempo de assentamento rápido e precisão em regime permanente — garante os sinais de sincronismo de qualidade necessários para uma injeção de corrente estável e controlada na rede. Portanto, pode-se concluir que o algoritmo SRF-PLL implementado atende aos requisitos de sincronismo, apresentando precisão em regime permanente e robustez dinâmica para se

recuperar de distúrbios abruptos na fase da rede, um atributo essencial para assegurar a operação confiável do inversor no ponto de acoplamento comum (PAC).

Para demonstrar a importância do mecanismo de normalização em tempo real no algoritmo PLL, foram realizados testes comparativos sob duas condições distintas: com normalização ativa e sem normalização. Os resultados revelam implicações significativas na robustez e no desempenho do sistema de sincronismo.

Como mostrado na Figura 22, quando equipado com normalização em tempo real - onde o sinal de tensão é continuamente normalizado pela sua amplitude estimada - o PLL apresenta rastreamento do ângulo  $\theta$  invariante frente a variações na amplitude da tensão da rede (testado para  $V_{rede} = V_n$  e  $V_{rede} = V_n/2$ ). Esta característica torna o sistema menos sensível a distúrbios de amplitude, como afundamentos ou elevações de tensão, garantindo que a estimativa de fase permaneça precisa e estável. A contrapartida desta robustez é uma dinâmica intrinsecamente mais lenta, uma vez que o laço de controle da amplitude adiciona uma camada de processamento que limita a banda passante do sistema. Essas foram as respostas para uma PLL mais lenta, que normaliza a tensão  $V_q$  a cada ciclo. Ou seja, caso a tensão da rede sofra algum distúrbio que variasse sua amplitude, essa PLL não deixaria de funcionar.

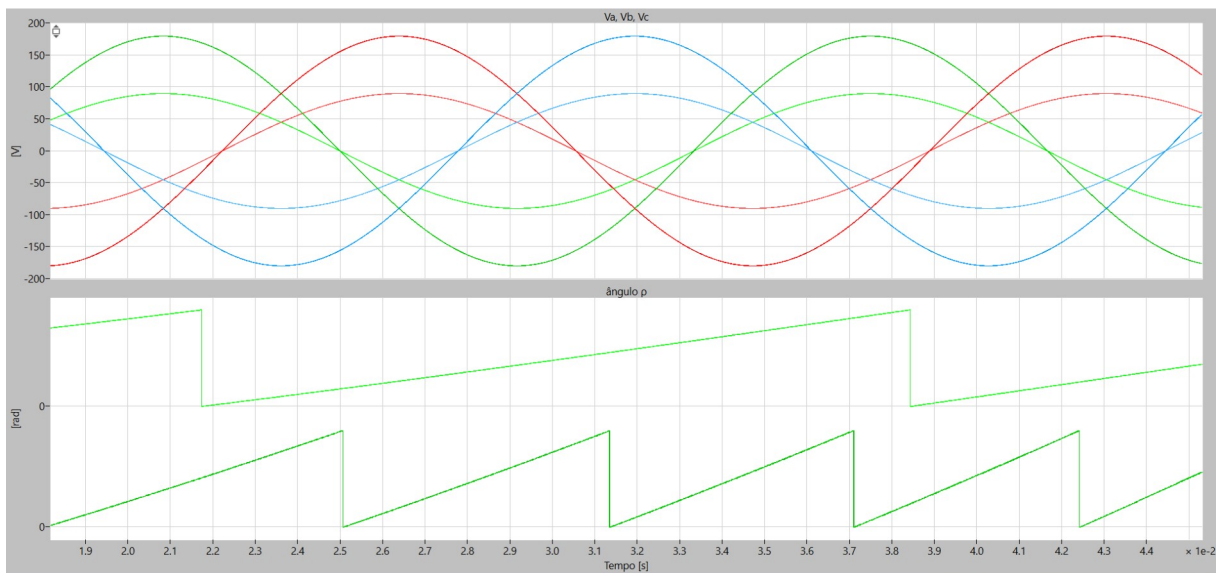
Figura 22 - Respostas para  $V_{rede} = V_n$  e  $V_{rede} = V_n/2$ , PLL com normalização ativa



Fonte: Autoria própria

O segundo cenário, ilustrado na Figura 23, avalia o desempenho do PLL quando o mecanismo de normalização é desativado. Nesta configuração, o PLL é sintonizado para uma amplitude de tensão específica ( $V_n$ ). Quando a tensão da rede difere deste valor nominal (ex.:  $V_n/2$ ), o rastreamento de fase fica comprometido, resultando em erros de estimação do ângulo  $\theta$ . Isto ocorre porque o ganho do laço torna-se dependente do nível de tensão, distorcendo a dinâmica do controlador. Um PLL neste modo, embora potencialmente mais rápido devido à sua simplicidade, é altamente suscetível a variações na amplitude da tensão, podendo levar a perda de sincronismo em cenários reais de operação da rede.

Figura 23 - Respostas para  $V_{rede} = V_n$  e  $V_{rede}=V_n/2$ , PLL sem normalização



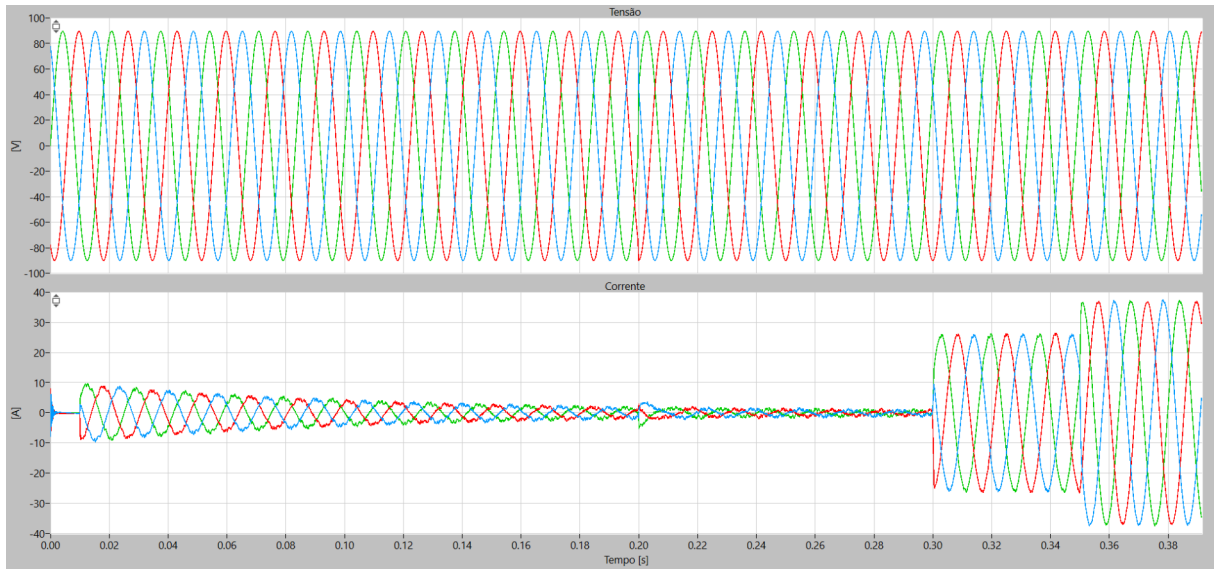
Fonte: Autoria própria

A escolha entre uma estratégia de PLL mais rápida (sem normalização) ou mais robusta (com normalização) representa um *trade-off* clássico de projeto. Para aplicações em microrredes e sistemas de distribuição, onde distúrbios de amplitude são frequentes, a implementação de um PLL com normalização em tempo real demonstrou ser essencial para garantir a confiabilidade e a continuidade do sincronismo, justificando a aceitação de uma resposta dinâmica ligeiramente mais lenta em prol da estabilidade do sistema.

## 4.2 ESTUDO DA UI

Para demonstrar a capacidade de injeção de potência controlada do inversor trifásico (UI), na Figura 24 são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente na saída do conversor durante uma sequência de comandos.

Figura 24 – Injeção de potência ativa e reativa na rede



Fonte: Autoria própria

Fase 1 – Inicialização e Pulso de Teste ( $t < 0,3$  s):

No instante inicial, o sistema encontra-se desativado. Em  $t = 0,05$  s, um pulso unitário é aplicado ao sistema de controle de corrente, resultando em pequenas oscilações transitórias que validam a ativação do controle interno, sem, no entanto, representar uma injeção significativa de potência. Em  $t = 0,2$  s surge um pequeno distúrbio relacionado ao salto de fase - tratado na seção 4.1 - ocorrido na rede de distribuição.

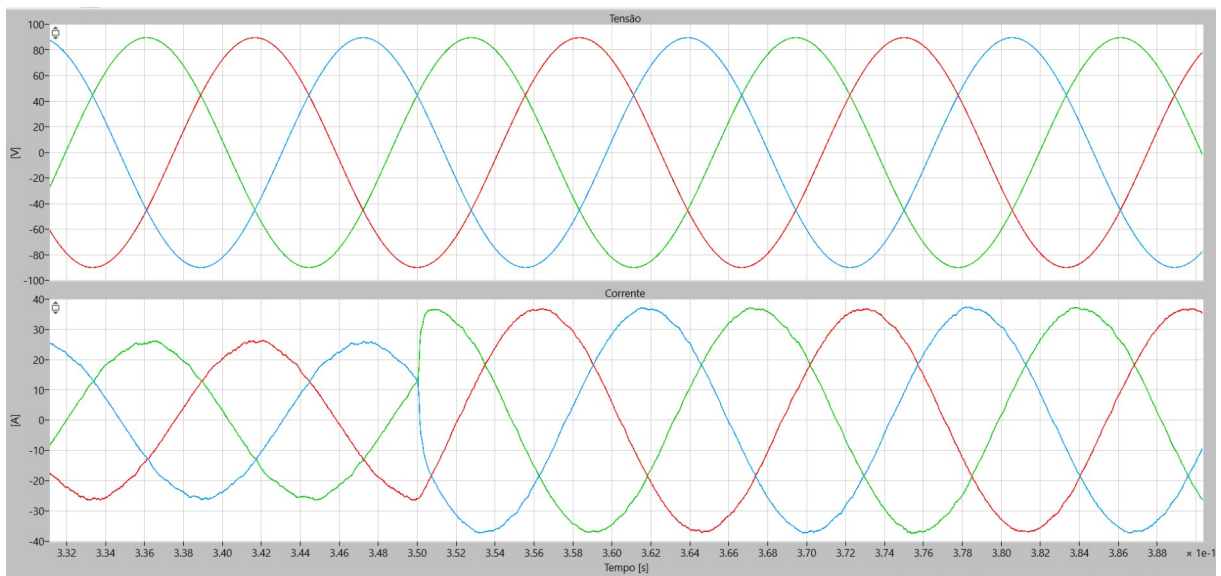
Fase 2 – Injeção de Potência Ativa ( $t = 0,3$  s):

No instante  $t = 0,3$  s, a componente de corrente  $I_d$  recebe uma referência positiva, proporcional à corrente nominal do inversor. Isto resulta no início da injeção de potência ativa (P) na rede, conforme evidenciado pelo aumento da amplitude da corrente e pelo seu posicionamento em fase com a tensão da rede.

Fase 3 – Injeção Conjunta de Potência Ativa e Reativa ( $t = 0,5$  s):

Em  $t = 0,5$  s, a componente de corrente  $I_q$  também recebe uma referência positiva. A superposição das componentes  $I_d$  e  $I_q$  resulta na injeção simultânea de potência ativa (P) e reativa (Q). Na Figura 25, é apresentado em detalhe ampliado as formas de onda, e portanto permite verificar que a corrente resultante agora apresenta um defasamento de aproximadamente  $18^\circ$  em relação à tensão, o que é consistente com a injeção de potência reativa indutiva na rede. Este defasamento comprova o correto funcionamento do controle orientado pelo campo e a capacidade do inversor de atuar no gerenciamento do fluxo de potência no PAC.

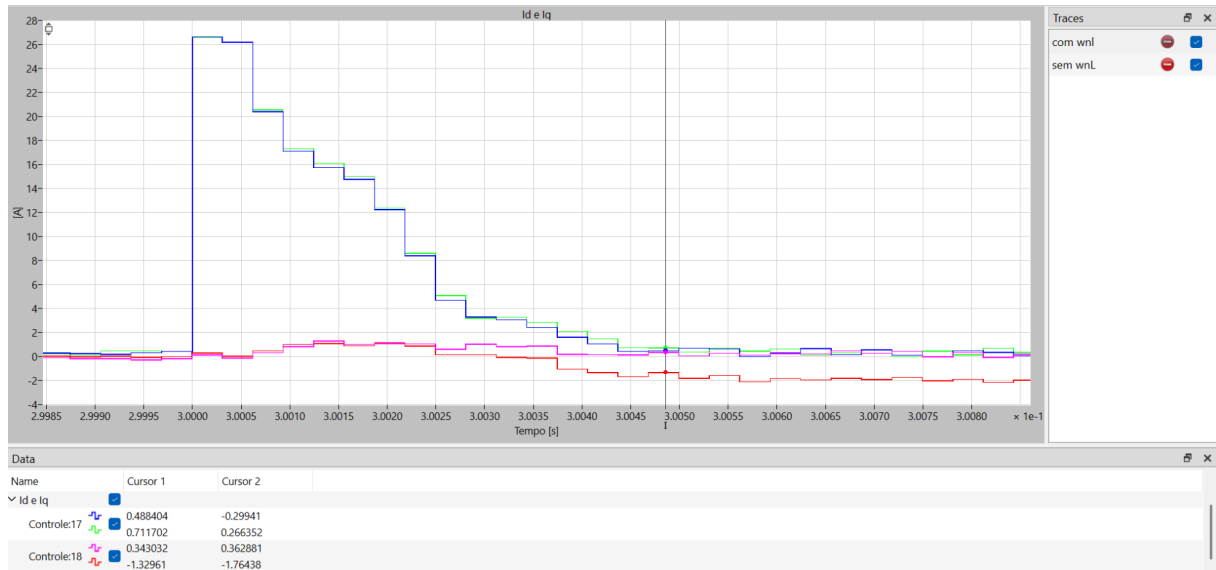
Figura 25 - Injeção de potência reativa na rede



Fonte: Autoria própria

**Conclusão:** a sequência operacional demonstrou com sucesso a capacidade do inversor trifásico de injetar potência ativa e reativa de forma controlada e independente, atendendo aos requisitos de uma interface versátil para a microrrede.

Para demonstrar a importância da compensação do acoplamento cruzado inerente ao modelo  $dq$  do inversor - como demonstrado na equação (39), na Figura 26 é apresentado um zoom da resposta dinâmica das correntes  $I_d$  e  $I_q$  no instante de um pulso de referência em  $I_d$  ( $t = 0,3$  s), comparando duas condições: com e sem a inclusão do termo de desacoplamento  $\omega nL$  no controlador de corrente.

Figura 26 - O efeito do desacoplamento do termo  $\omega nL$ 

Fonte: Autoria própria

No caso da não compensação de  $\omega nL$ , a curva em rosa, referente à corrente  $I_q$  sem o termo de desacoplamento, observa-se uma variação acoplada de aproximadamente 1,0 A decorrente do pulso aplicado a  $I_d$ . Este comportamento é esperado, pois, no referencial síncrono, as equações diferenciais que regem  $I_d$  e  $I_q$  são naturalmente acopladas. A ausência da compensação impede o controle independente das correntes, fazendo com que uma variação em  $I_d$  induza um distúrbio indesejado em  $I_q$ . Em contrapartida, quando se aplicou a compensação do termo  $\omega nL$ , a curva em vermelho, que representa  $I_q$  com a devida compensação  $\omega nL$ , mantém-se praticamente invariável durante o transitório de  $I_d$ . Isto demonstra a efetividade do termo de desacoplamento em cancelar o acoplamento cruzado, permitindo que os controladores atuem de forma independente sobre os eixos direto e em quadratura.

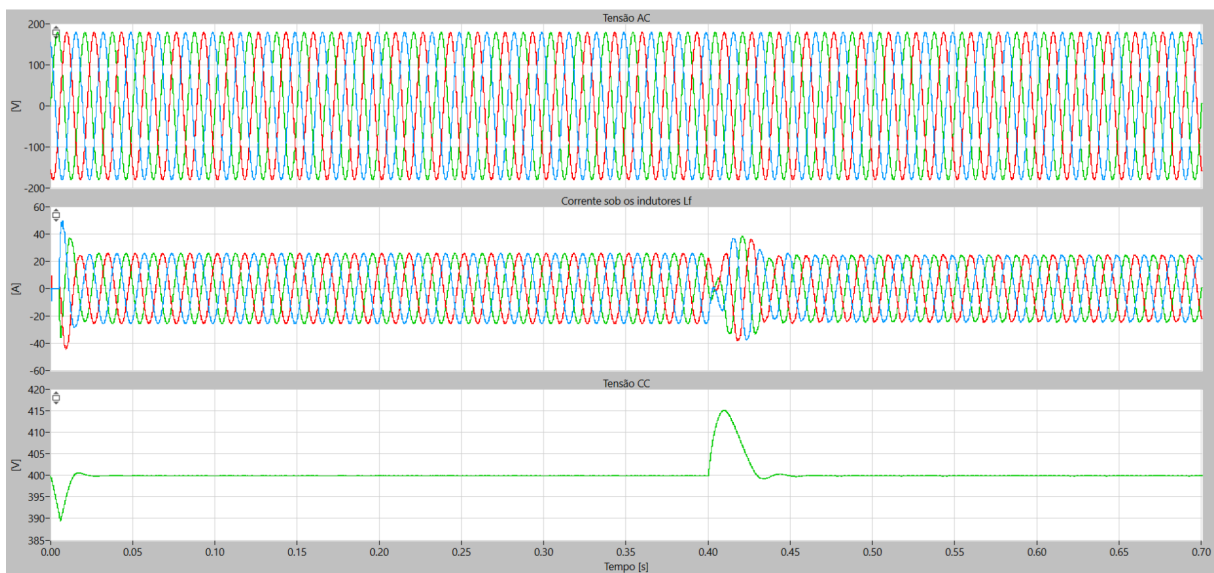
O erro de 1,0 A não é pequeno, tão pouco irrelevante para o controle de potência em regime permanente, portanto esse desacoplamento é crítico em cenários dinâmicos. Em uma operação real, sujeita a sucessivas variações de carga e referência, a não compensação sistemática desse acoplamento pode levar a oscilações persistentes nas correntes e, conseqüentemente, na potência reativa; também na perda de desempenho do controle e possíveis instabilidades; bem como elevar a distorção harmônica devido à resposta inadequada do controlador. Portanto, a inclusão do termo  $\omega nL$  no algoritmo de controle mostrou-se essencial

para garantir a independência dos controladores, a resposta dinâmica adequada e a estabilidade robusta do sistema frente a variações operacionais.

### 4.3 ESTUDO DO RETIFICADOR ATIVO

A operação bidirecional do retificador ativo, que permite a microrrede alternar entre os modos de consumo e injeção de potência, foi validada por meio de um teste de inversão abrupta do fluxo de potência. Para isso, a carga foi simulada por uma fonte de corrente controlada, cujo valor foi comutado de +17 A para -17 A no instante  $t = 0,4$  s, efetivamente invertendo o sentido do fluxo de potência. Na Figura 27 é apresentada a resposta do sistema a este distúrbio, indicando da base ao topo: a tensão do barramento CC, demonstrando a regulação do link CC durante a transição; as correntes trifásicas nos indutores do filtro de entrada, que indicam o sentido do fluxo de potência; as tensões trifásicas na entrada do retificador, fornecendo a referência da rede

Figura 27 – Fluxo de potência bidirecional

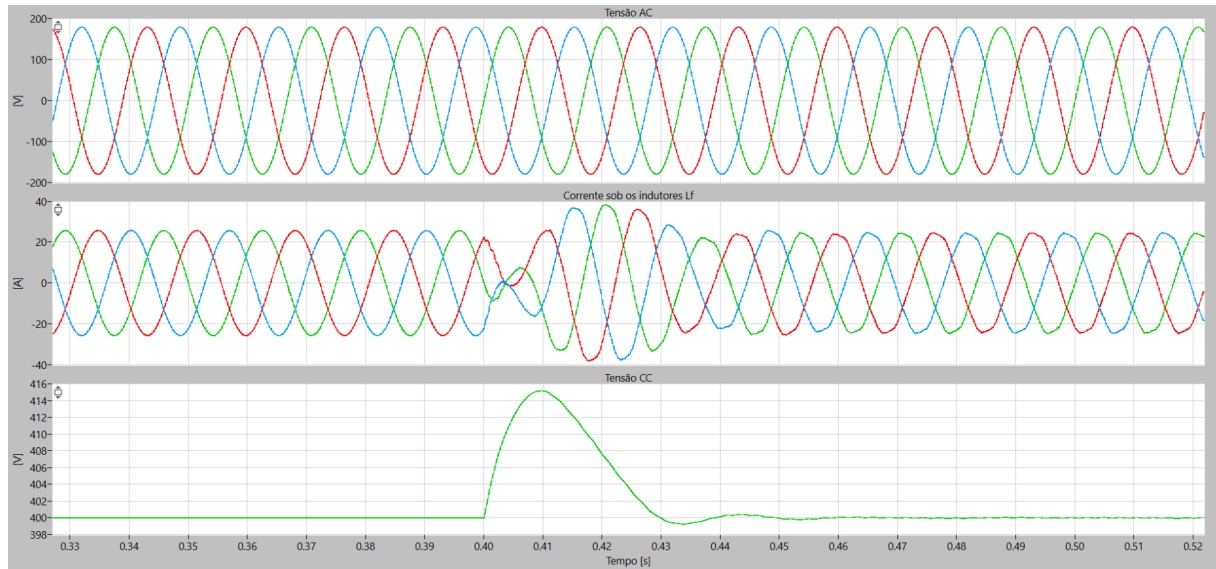


Fonte: Autoria própria

Na Figura 28, por sua vez, é apresentada uma visão detalhada da relação de fase entre tensão e corrente em uma das fases. Antes de  $t = 0,4$ s, observa-se que a corrente está em oposição de fase (defasagem de  $\approx 180^\circ$ ) em relação à tensão, característica inequívoca do modo retificador, no qual a microrrede consome

potência ativa da rede. Após  $t = 0,4$  s, a corrente se estabelece em fase com a tensão, confirmando a transição para o modo inversor e a consequente injeção de potência ativa na rede.

Figura 28 – Inversão de fase

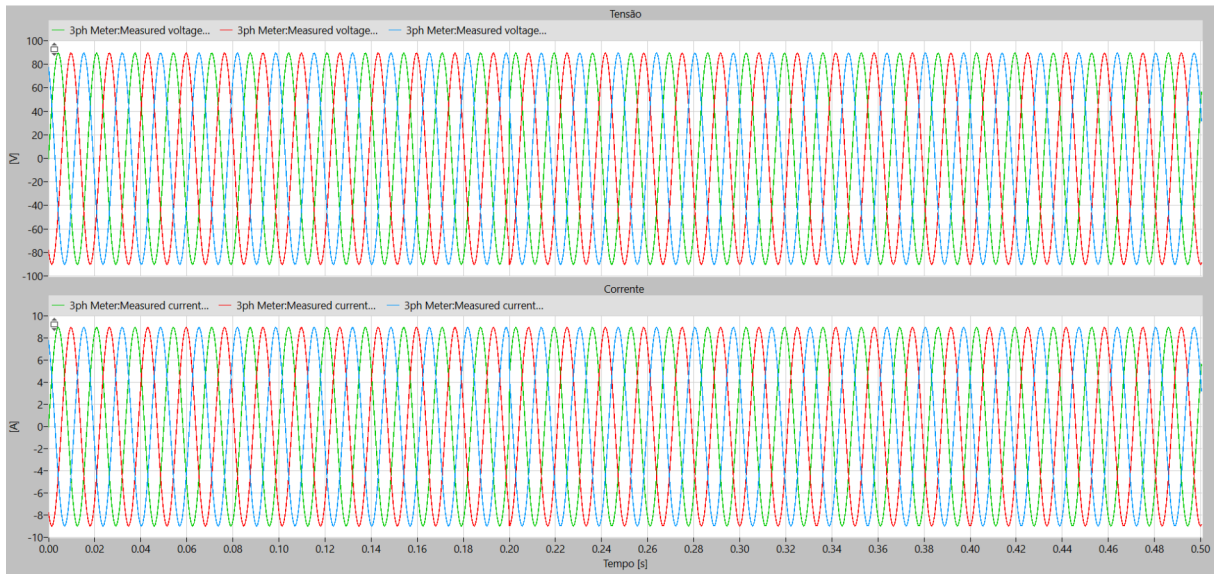


Fonte: Autoria própria

#### 4.4 ESTUDO DO PAC

Na Figura 29 são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente no PAC da microrrede durante a operação conjunta dos conversores. Um aspecto notável observado é a elevada qualidade do sinal de corrente no PAC mesmo frente às perturbações inerentes ao chaveamento dos conversores e dos distúrbios incrementados nos outros elementos da MR como em 0,3s, 0,4s e 0,5s. Sendo o único efeito sentido pelo PAC foi em 0,2s, devido ao salto de fase da própria rede.

Figura 29 - Tensão e corrente no PAC



Fonte: Autoria própria

Este comportamento desejável pode ser atribuído à presença dos transformadores de acoplamento e aos filtros de saída LCL inseridos entre os conversores e o barramento CA da microrrede. Estes componentes atuam como uma barreira de impedância, atenuando significativamente as componentes de alta frequência geradas pela operação dos inversores. Dessa forma, as perturbações localizadas nas saídas dos conversores não são enxergadas pelo PAC, assegurando que a energia injetada ou consumida da rede principal atenda aos padrões de qualidade, como os estabelecidos pela norma IEEE 519.

Este resultado valida o projeto eficaz dos filtros e o correto isolamento proporcionado pelos transformadores, que em conjunto, garantem a não propagação de distúrbios de comutação para a rede elétrica, característica fundamental para a integração harmônica de microrredes ao sistema de distribuição.

## 5 CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou o projeto e a validação por simulação de um sistema de controle aplicado a uma microrrede, com foco no domínio e na robustez da malha de corrente dos conversores. Os resultados obtidos demonstram que os objetivos principais foram alcançados com sucesso: a estratégia de controle implementada garantiu a operação estável e a qualidade da injeção de corrente na rede, mesmo frente a perturbações como variações abruptas de carga e distúrbios na tensão da rede. A análise detalhada do PLL, do desacoplamento das correntes  $dq$  e da resposta dinâmica do sistema comprova a eficácia do controle no nível hierárquico primário.

As escolhas de projeto, naturalmente, definiram o escopo e as capacidades finais do sistema. A opção por uma arquitetura focada exclusivamente no controle de corrente — em detrimento de uma estrutura hierárquica completa — resultou em características operacionais específicas como o foco na operação conectada pois a ausência de um CFR restringe a operação ao modo conectado (*grid-following*), onde a estabilidade é garantida pela presença de uma rede elétrica robusta. Esta foi uma escolha consciente que permitiu concentrar os esforços na validação da base de todo o sistema: o controle de corrente. Outro ponto que merece destaque é o gerenciamento de potência como etapa futura pois a falta de um controle de potência (nível secundário) impede o gerenciamento ativo dos fluxos de energia no PAC. Enquanto algoritmos como o PBC permitem otimizar e regular esse fluxo, o sistema aqui desenvolvido priorizou a qualidade e a confiabilidade da injeção de corrente, que é o pré-requisito fundamental para qualquer gerenciamento de potência superior. No entanto, a arquitetura simplificada não foi uma limitação, mas a condição que permitiu um estudo aprofundado e validado da robustez e do desempenho dinâmico do controle de corrente.

Portanto, conclui-se que o trabalho não apenas cumpriu seu propósito de validar uma estratégia de controle de corrente robusta, como também estabeleceu uma base sólida e confiável sobre a qual pode ser construída uma arquitetura de controle mais complexa. As “limitações” apontadas se traduzem, na verdade, em oportunidades diretas e bem fundamentadas para trabalhos futuros, como a implementação do controle de potência e da operação ilhada, que partirão de um sistema de corrente já devidamente validado.

## 6 PROPOSTA PARA TRABALHOS FUTUROS

A estrutura desenvolvida neste trabalho serve como uma base sólida e validada para expansões futuras, que poderiam elevar a capacidade de controle da microrrede ao patamar do estado da arte, como exemplificado por Agostinho (2022). Como desdobramentos futuros, sugere-se:

- Implementação do Controle de Potência: A inclusão de malhas externas de controle de potência ativa e reativa, implementando um algoritmo como o Power-Based Control (PBC), seria o próximo passo para permitir o gerenciamento do fluxo de energia no PAC e o compartilhamento proporcional de carga entre os recursos distribuídos;
- Desenvolvimento de um Conversor Formador de Rede (CFR): O desenvolvimento e a integração de um inversor trifásico operando no modo *grid-forming* é essencial para conferir autonomia à microrrede. Esta implementação permitiria a transição para o modo de operação ilhada, aumentando drasticamente a confiabilidade do sistema;
- Integração de Estratégia de Transição entre Modos: Finalmente, a implementação de uma lógica de controle superior para gerenciar a transição segura entre os modos conectado e ilhado, sincronizando a microrrede com a rede principal, consolidaria uma arquitetura de microrrede completa e resiliente;
- Implementação de Sub-rotinas de Proteção: Para assegurar a operação segura e duradoura do protótipo em todos os cenários, é fundamental desenvolver e embarcar rotinas de proteção no *firmware* dos conversores. Isso inclui funções como pré-carga do barramento CC para evitar correntes de influxo, e proteções contra sobrecorrente, subtensão e sobretensão nos barramentos CA e CC, garantindo a desconexão segura em condições de falta.
- Aplicação de Estratégias de Controle Robusto ( $H^\infty$ ): Para elevar a robustez e desempenho dinâmico dos controladores propostos, sugere-se a implementação de técnicas de controle  $H^\infty$ . Esta abordagem poderia ser aplicada tanto nas malhas internas de corrente dos conversores, quanto nas

malhas externas de potência ou na lógica de transição de modos. O controle  $H^\infty$  permitiria otimizar a rejeição a perturbações oriundas de distúrbios ou entradas exógenas no sistema, garantindo robustez mesmo diante de incertezas e perturbações.

## REFERÊNCIAS

AGOSTINHO, Wellington Marcio Albino et al. Controle baseado em potência aplicado a geradores distribuídos conectados em uma microrrede. 2022. Disponível em \ url{<http://hdl.handle.net/1843/47417>}. Acesso em 01 jul. 2025.

CUPERTINO, Allan Fagner. Desenvolvimento de um simulador de módulos fotovoltaicos para testes de conversores estáticos. 2015.

CUSTÓDIO, Douglas et al. Usinas hidrelétricas e seus impactos ambientais. Anais da Exposição Anual de Tecnologia, Educação, Cultura, Ciências e Arte do Instituto Federal de São Paulo-Câmpus Guarulhos, v. 2, 2022.

DE SOUZA, GUILHERME BOAVENTURA; DO SUL, MATO GROSSO. SIMULAÇÃO DE UM INVERSOR TRIFÁSICO BIDIRECIONAL PARA INTERFACE DE ELETROPOSTOS COM A REDE ELÉTRICA. 2024.

DE SOUZA, Thiago Marques; CUPERTINO, Allan Fagner; PEREIRA, Heverton Augusto. Controle de um inversor trifásico utilizando técnica baseada em passividade para operação em sistemas fotovoltaicos. In: Anais Congresso Brasileiro de Energia Solar-CBENS. 2014.

FREIRE, Paulo. Pedagogia do Oprimido. Rio de Janeiro: Paz e Terra, 1987

IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems, in IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992) , vol., no., pp.1-29, 11 June 2014, doi: 10.1109/IEEESTD.2014.6826459.

JUNQUEIRA, Alisson Dias. Retificador trifásico com elevado fator de potência. 2004. Tese de Doutorado. Universidade de São Paulo.

LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier. In: IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 41, no. 5, pp. 1281-1291, Sept.-Oct. 2005, doi: 10.1109/TIA.2005.853373.

MACAGNAN, Marcelo. Estudo de filtros LCL para inversores trifásicos conectados à rede para atender normas de conteúdo harmônico. 2023. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico, Florianópolis, 2023.

PAJOLLA, M. O que está por trás da crise energética que pode provocar um novo "apagão" no Brasil. Foz do Iguaçu: Lábrea-Am, 2021.

PLEXIM. PLECS – Simulation Platform for Power Electronics. 2023. Disponível em: <https://www.plexim.com/products/plecs>. Acesso em: 6 out. 2025.

SANTOS, L. H. S. et al. Modelagem e simulação das microrredes piloto do projeto MERGE-UNICAMP. 2022. Tese (Doutorado) – Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Campinas, 2022.

TEODORESCU, Remus; LISERRE, Marco; RODRIGUEZ, Pedro. Grid converters for photovoltaic and wind power systems. John Wiley & Sons, 2011.

TEXAS INSTRUMENTS. C2000™ Digital Power Software Library. Disponível em: <https://www.ti.com/tool/C2000-DIGITAL-CONTROL-LIBRARY>. Acesso em: 11 nov. 2025.