



UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
“JÚLIO DE MESQUITA FILHO”
Instituto de Ciência e Tecnologia
Câmpus de Sorocaba

GUILHERME GOMES LEITE

**Estratégias de Controle para Integração de Sistema de Armazenamento Baseado em
Baterias com Inversores Quasi Fonte-Y em Sistemas Agrovoltáicos**

Sorocaba

2026

Guilherme Gomes Leite

**Estratégias de Controle para Integração de Sistema de Armazenamento Baseado em
Baterias com Inversores Quasi Fonte-Y em Sistemas Agrovoltáicos**

Trabalho de Conclusão de Curso, apresentado à Universidade Estadual Paulista (UNESP), Instituto de Ciência e Tecnologia, Sorocaba, para obtenção do título de Bacharel em Engenharia de Controle e Automação.

Orientador: Prof. Dr. Flávio Alessandro
Serrão Gonçalves

Sorocaba
2026

L533e Leite, Guilherme Gomes
Estratégias de controle para integração de sistema de armazenamento
baseado em baterias com inversores Quasi Fonte-Y em sistemas agrovoltáicos
/ Guilherme Gomes Leite. -- Sorocaba, 2026
47 p. : il., tabs.

Trabalho de conclusão de curso (Bacharelado - Engenharia de Controle e
Automação) - Universidade Estadual Paulista (UNESP), Instituto de Ciência e
Tecnologia, Sorocaba
Orientador: Flávio Alessandro Serrão Gonçalves

1. Eletrônica de potência. 2. Engenharia elétrica. 3. Energia. I. Título.

GUILHERME GOMES LEITE

**ESTRATÉGIAS DE CONTROLE PARA INTEGRAÇÃO DE SISTEMA DE
ARMAZENAMENTO BASEADO EM BATERIAS COM INVERSORES QUASI
FONTE-Y EM SISTEMAS AGROVOLTAICOS**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à Universidade Estadual Paulista (UNESP), Instituto de Ciência e Tecnologia, Sorocaba, para obtenção do título de Bacharel em Engenharia de Controle e Automação.

Data de defesa: 20/02/2026

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Flávio Alessandro Serrão Gonçalves
UNESP – Instituto de Ciência e Tecnologia – Campus de Sorocaba

Profº Dr. Rafael dos Santos
UNESP - Instituto de Ciência e Tecnologia - Campus de Sorocaba

Profº Dr. Ivando Severino Diniz
UNESP - Instituto de Ciência e Tecnologia - Campus de Sorocaba

AGRADECIMENTOS

Agradeço, inicialmente, aos meus pais, Carlos Alberto e Maria Emiliana, que sempre me incentivaram a estudar, sempre se preocuparam e sempre lutaram, dando o seu melhor para que eu pudesse realizar os meus sonhos.

Agradeço aos meus padrinhos, Jorge e Neide, por toda a preocupação, incentivo e suporte desde o começo da faculdade.

Agradeço a minha namorada, Camilla, por me acompanhar em todos os momentos e sempre me encorajar a continuar forte, resiliente e enfrentar os desafios da graduação.

Agradeço ao meu amigo Gabriel pelas conversas, encontros e incentivos sempre que eu voltava para Araras e também mesmo à distância.

Agradeço ao meu professor de Educação Física do Ensino Médio, José Calixto, pela ajuda durante meu período de vestibular, por me trazer para Sorocaba no meu processo de mudança de cidade e por sempre oferecer toda a ajuda necessária.

Agradeço aos meus companheiros da república Albergue, que me acompanharam desde o primeiro dia de aula, pelas festas e alegrias, por me auxiliarem nos momentos de dificuldade, tanto acadêmicos quanto pessoais, mesmo sem saberem. Por tornarem a faculdade mais leve e por proporcionarem momentos e ensinamentos que levarei para o resto da vida.

Agradeço aos meus companheiros de turma, que tornaram as aulas e os trabalhos mais descontraídos.

Agradeço ao companheiro de turma João Paulo por todo o companheirismo nas aulas, trabalhos, provas, almoços e por todos os momentos vividos durante a graduação.

Agradeço aos meus amigos do *Beikão amanhã às 20h*, João Paulo, Ricardo, Santiago, Caio, Thiago, Giuliano e Christian, pela parceria nos estudos, pelos churrascos e, principalmente, pelos encontros no Beikão após cada semestre letivo.

Agradeço ao professor Roberto Bortoleto pelo convite e pela confiança para a minha primeira iniciação científica. Agradeço também à equipe de pesquisa do Labtec.

Agradeço aos professores do GASI: Rafael, Ivando, Helmo, Luiz, Glória e Everson, que sempre estiveram à disposição para conversas e esclarecimento de dúvidas.

Estendo meus agradecimentos aos servidores e técnicos da faculdade. Um agradecimento especial à Janaína, que desde o primeiro dia no campus sempre me acolheu e me deu segurança durante minha graduação.

Por fim, meu eterno agradecimento ao meu orientador, Flávio, pelos ensinamentos e conselhos, que se estenderam além do âmbito acadêmico e me ajudaram para além da faculdade.

A todos que citei e a muitos outros que estiveram e estão presentes em minha jornada, o Guilherme de hoje é uma construção da colaboração de cada um de vocês, que me ensinaram, me fortaleceram, cada um à sua maneira, e que me fizeram chegar onde cheguei. Sem vocês, nada disso seria possível. MUITO OBRIGADO!

RESUMO

Este trabalho investiga o emprego de estratégias de controle para a integração de um sistema de armazenamento de energia baseado em baterias a um inversor trifásico do tipo Quasi Fonte-Y conectado à rede elétrica. A topologia é analisada por permitir a conversão buck-boost em um único estágio, com elevado ganho de tensão e menor estresse nos componentes quando comparada a inversores convencionais. São apresentados os fundamentos das transformadas de Clarke e Park, empregadas na modelagem e no controle do sistema, bem como o projeto da rede de impedância e do filtro de saída LCL. A estratégia de controle utiliza modulação SPWM modificada para geração de *duty cycle* de *shoot-through*, denominada *simple boost control*, modelos simplificados em valores médios sem contabilizar a dinâmica das baterias, malha interna de controle de corrente no referencial síncrono e malha externa de controle da tensão do barramento CC. Resultados de simulação demonstram bom desempenho dinâmico e adequada qualidade de energia na injeção de corrente na rede.

Palavras-Chave: Quasi Fonte-Y, Rede de Impedância. Inversor trifásico.

ABSTRACT

This work investigates the implementation of control strategies for the integration of a battery-based energy storage system with a three-phase Quasi Fonte-Y type inverter connected to the electrical grid. The topology is analyzed to allow buck-boost conversion in a single stage, with high voltage gain and lower stress on the components when compared to conventional inverters. The fundamentals of the Clarke and Park transforms are presented, used in the modeling and non-control of the system, as well as the impedance network design and the LCL output filter. The control strategy uses modified SPWM modulation to generate the *duty cycle* of *shoot-through*, called *simple boost control*, simplified models in average values without accounting for battery dynamics, an inner current control loop in the synchronous reference frame, and an outer DC-link voltage control loop. Simulation results demonstrate dynamic performance and adequate energy quality in power injection into the network.

Keywords: Quasi-Y Source, Impedance Network. Three-Phase Inverter.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1	Topologia QYSI proposta.	14
Figura 2	Formas de onda: (a) em coordenadas abc e (b) em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$	15
Figura 3	Variáveis v_α e v_β em representação vetorial com a representação abc.	16
Figura 4	Representação no tempo dos sistemas abc e dq.	17
Figura 5	Inversor trifásico com filtro de saída para atenuação de harmônicas: (a) Filtro L, (b) filtro LC e (c) filtro LCL.	21
Figura 6	Circuito equivalente do filtro LCL por fase.	22
Figura 7	Diagrama de Bode do filtro LCL projetado.	24
Figura 8	Bloco do modelo de bateria do software Psim.	25
Figura 9	Forma de onda das portadoras, modulantes e circuito de geração dos pulsos de disparo: (a) geração dos pulsos de disparo dos semicondutores e (b) geração do pulso <i>shoot-through</i>	27
Figura 10	Geração do pulso <i>shoot-through</i> e da comparação da portadora CA com as modulantes.	28
Figura 11	Diagrama de blocos de controle da malha de tensão para sintetizar a referência de <i>duty cycle</i> para a geração do <i>shoot-through</i>	29
Figura 12	Resposta da rede de impedância com o atraso do PWM.	31
Figura 13	Resposta da malha de tensão considerando resposta da planta, atraso do PWM e do compensador PI tipo II.	31
Figura 14	Diagrama de blocos da malha de controle de corrente com desacoplamento.	32
Figura 15	Diagrama de Bode do sistema compensado.	32
Figura 16	Oscilografia da forma de onda: (a) corrente da rede de entrada e (b) da corrente de saída do inversor.	33
Figura 17	FFT da forma de onda da corrente da rede, considerando o inversor efetuando injeção de corrente.	33
Figura 18	Topologia QYSI associada ao banco de baterias conectada à rede.	34
Figura 19	Perfil de tensão empregado no barramento CC de entrada.	34
Figura 20	PLL e transformadas implementados no PSIM.	35
Figura 21	Perfil do estado de carga (SOC) do banco de baterias.	36
Figura 22	Tensão no capacitor V_{C1}	36
Figura 23	Corrente de linha da rede elétrica.	37
Figura 24	Corrente da rede: (a) descarregamento da bateria na condição de baixa geração e (b) carregamento da bateria.	38
Figura 25	Forma de onda da tensão no PAC.	39
Figura 26	Tensão do barramento CC durante os ciclos de carga e descarga.	39

Figura 27	Corrente da bateria durante os ciclos de carga e descarga.	39
Figura 28	Tensão do barramento CC durante: (a) a descarga da bateria e (b) com a bateria carregada.	40
Figura 29	Perfis de potência do sistema: (a) potência ativa de referência injetada pelo conversor e a potência ativa da rede em kW, (b) potência reativa de referência injetada pelo conversor e a potência ativa da rede em kVAR e (c) o fator de potência visto pela rede.	41
Figura 30	Perfis de potência do sistema: (a) potência ativa de referência injetada pelo conversor e a potência ativa da rede em kW, (b) potência reativa de referência injetada pelo conversor e a potência ativa da rede em kVAR e (c) o fator de potência visto pela rede.	42

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros elétricos para projeto da rede de impedância do QYSL.	19
Tabela 2 – Fatores utilizados na rede de impedância.	19
Tabela 3 – Resultados de projeto do conversor	20
Tabela 4 – Especificações de projeto do filtro LCL.	23
Tabela 5 – Parâmetros do filtro LCL.	23
Tabela 6 – Modelos de baterias e suas especificações segundo fabricantes.	25
Tabela 7 – Parâmetros do modelo de bateria	26
Tabela 8 – Parâmetros do conversor	30

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	12
2	OBJETIVO E JUSTIFICATIVA	14
3	DESENVOLVIMENTO TEÓRICO	15
3.1	Transformada de Clarke	15
3.2	Transformada de Park	16
3.3	Phase-locked loop	17
3.4	Projeto do inversor Quasi Fonte-Y	18
3.4.1	Projeto da rede de impedância	18
3.4.2	Projeto do filtro de saída - LCL	20
3.5	Sistema de Armazenamento	24
3.6	Estratégias de Controle	26
3.6.1	Estratégia de Modulação	26
3.6.2	Controle da Malha de Tensão	28
3.6.3	Controle da Malha de Corrente	31
4	RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES	34
5	CONCLUSÃO	43
6	TRABALHOS FUTUROS	44
	REFERÊNCIAS	45

1 INTRODUÇÃO

A agricultura representa um dos principais pilares da economia brasileira, tendo sido responsável, em 2019, por cerca de 21% das riquezas produzidas no país, quando considerada toda a cadeia produtiva (EMBRAPA, 2020). Sua relevância vai além do aspecto econômico, sendo fundamental para a segurança alimentar e o desenvolvimento de comunidades rurais. No entanto, as limitações ambientais e o uso sustentável da terra e de recursos exigem alternativas eficientes e responsáveis (Saath; Fachinello, 2018). Nesse contexto, a produtividade agrícola está fortemente condicionada à disponibilidade hídrica, especialmente em regiões com estiagens recorrentes ou distribuição irregular de chuvas. Estudos da Agência Nacional de Águas mostram que sistemas ineficientes de irrigação resultam em perdas superiores a 40% da água aplicada, reforçando a necessidade de soluções mais precisas e automatizadas (Aguas, 2021).

A adoção de sistemas de irrigação automatizados em áreas rurais depende diretamente do acesso a fontes confiáveis de energia. Entretanto, muitas regiões remotas enfrentam limitações no fornecimento elétrico. A geração fotovoltaica surge como alternativa viável e sustentável para atender essa demanda, sobretudo com o avanço da geração distribuída. O Brasil alcançou 26 MW de capacidade instalada de micro e minigeração distribuída em 2023, demonstrando o potencial dessa fonte para eletrificação rural (Empresa de Pesquisa Energética (EPE), 2024).

Com o intuito de unir estas problemáticas, criou-se o conceito de sistemas agrovoltaicos, um sistema onde une-se a geração fotovoltaica com a agricultura, visando conciliar os dois a fim de maximizar a produção de alimentos e a geração de energia, ao passo da otimização do espaço necessário, bem como a produção de energia e água por meio de uma fonte renovável e limpa. Este tipo de sistema tem ganhado cada vez mais foco após experimentos bem sucedidos na Itália e no Japão (Rösch; FakhariZadehShirazi, 2024), como cita (Toledo; Scognamiglio, 2021), com esta nova prática, além do duplo uso da terra, plantação-geração, é possível otimizar o espectro de luz fornecido a plantação, reduzir a quantidade necessária de água na irrigação do solo, minimização do impacto de intempéries do clima na produção, além de possibilitar a reabilitação de áreas degradadas.

A utilização de geração de energia por meio de painéis fotovoltaicos (PV) em zonas rurais surge também como alternativa à energia disponível da rede elétrica que por muitas vezes é deficitária em regiões mais afastadas, onde a única alternativa é a geração por meios próprios (Gomes; Sánchez, 2024). Todavia, como mencionado por (Mahdavi; Jurado; Schmitt, 2023) a geração por PV sofre com intercorrências na produção de energia devido a alta sensibilidade dessa tecnologia a variações de irradiação solar e da temperatura, além de produzir energia apenas durante o dia. Em decorrência disso, as baterias se tornam um meio de atenuar ou eliminar estes problemas de intermitência na geração, podendo suprir de forma parcial ou integralmente a demanda de energia.

A energia proveniente de sistemas fotovoltaicos é naturalmente disponibilizada em corrente

contínua (CC), enquanto a rede elétrica convencional opera em corrente alternada (CA). Dessa forma, a integração entre geração baseada em painéis fotovoltaicos e o sistema elétrico exige a utilização de conversores eletrônicos de potência, denominados inversores do tipo fonte de tensão (VSI), capazes de realizar a adaptação adequada da forma de onda, nível de tensão e frequência (Carneiro; Santos; Antunes, 2018).

Inversores convencionais baseados em duplo estágio, envolvendo um conversor CC-CC elevador (boost) em cascata com um inversor do tipo VSI, apresentam limitações em termos dos ganhos empregados na operação conjunta (Santos; Gonçalves, 2021b). Como alternativa, as topologias baseadas em redes de impedância, tais como, os inversores Z-Source (ZSI) e quasi-Z-Source (qZSI) podem realizar a conversão em um único estágio, oferecendo a possibilidade da obtenção de ganhos mais elevados e inerente tolerância ao curto-circuito na ponte (Peng, 2003; Mande; Trovão; Ta, 2020). A topologia qZSI pode apresentar corrente de entrada contínua e menor estresse nos capacitores, embora possa introduzir maior conteúdo harmônico dependendo do regime de operação (Nguyen; Tran; Le, 2020).

O *switched-inductor quasi-Z-source inverter* (SI-qZSI) também pode proporcionar um ganho de tensão elevado mantendo as características de corrente contínua, todavia, ao custo de maiores complexidade e perdas por comutação (Kim; Park; Lee, 2022). Por outro lado, o Y-Source Inverter (YSI) utiliza uma configuração flexível de rede de impedância que permite a obtenção de ganhos de tensão elevados empregando menores tempos no estado de *shoot-through* em relação a outras topologias baseadas em redes de impedância. Entretanto, a operação é penalizada pela descontinuidade da corrente na entrada. (Wang; Zhang; Yang, 2020). A topologia Quasi Y-Source Inverter (QYSI) proposta por (Siwakoti; Blaabjerg; Loh, 2015), por sua vez, combina os benefícios do YSI, garantindo um modo de condução contínua de entrada, atenuando o problema de saturação do núcleo e mantendo a possibilidade da obtenção de ganhos elevados com menores tempos no estado de *shoot-through* (Santos; Gonçalves, 2021b). Ademais, os estudos efetuados em catesantos2021sinusoidal indicam que o QYSI pode ser interessante na integração de fontes renováveis, em virtude de ser capaz de operar eficientemente nos modos de conversão CC-CC e CC-CA.

2 OBJETIVO E JUSTIFICATIVA

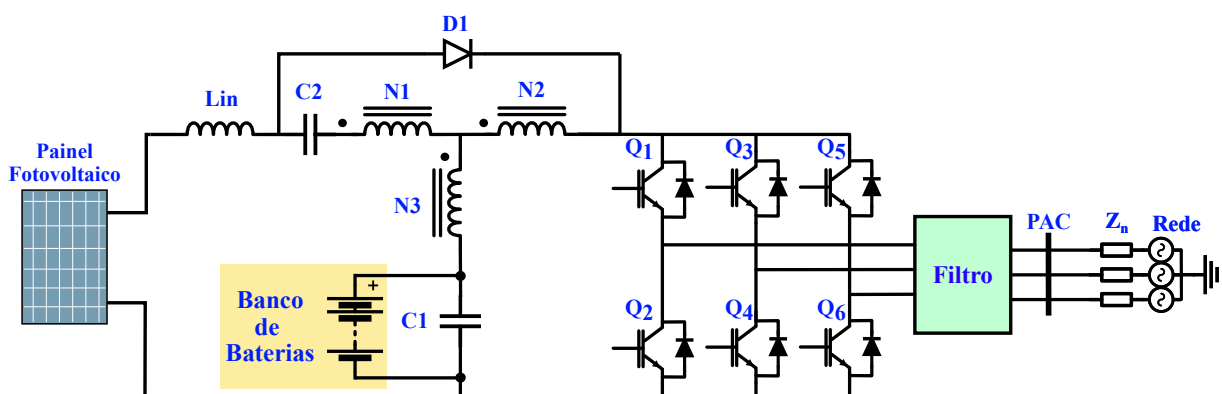
A integração de sistemas agrovoltáicos à rede de distribuição exige conversores capazes de atender aos requisitos técnicos de interconexão, como sincronização, controle de potência ativa e reativa e qualidade da energia, conforme estabelecido por (Basso; DeBlasio, 2004) do IEEE. Além disso, a natureza intermitente da geração fotovoltaica impõe a necessidade de estratégias de controle e armazenamento que garantam estabilidade e previsibilidade na injeção de potência.

Considerando que aplicações agroindustriais utilizam predominantemente cargas trifásicas, a adoção de um inversor trifásico é tecnicamente adequada por proporcionar melhor distribuição de potência, menor ondulação e compatibilidade com a estrutura das redes de média e baixa tensão.

Nesse contexto, a utilização da topologia Quasi Fonte-Y integrada a um sistema de armazenamento em baterias permite a adaptação do nível de tensão e maior flexibilidade operacional em um único estágio estrutural, conforme demonstrado por (Santos; Gonçalves, 2021a). Assim, o estudo das estratégias de controle aplicadas a essa configuração mostra-se tecnicamente relevante para viabilizar a integração eficiente de sistemas agrovoltáicos conectados à rede.

Diante disso, o intuito deste trabalho é realizar o estudo das estratégias de controle necessárias para gerenciar este sistema, visando a integração com placas fotovoltaicas conectadas à rede por meio de um inversor trifásico com a topologia Quasi Fonte-Y agregando um sistema de armazenamento de energia a bateria (*Battery Energy Storage Systems* ou BESS) sem a etapa de conversão CC-CC dedicada a bateria, conforme Figura 1.

Figura 1 – Topologia QYSI proposta.



Fonte: Autoria Própria.

3 DESENVOLVIMENTO TEÓRICO

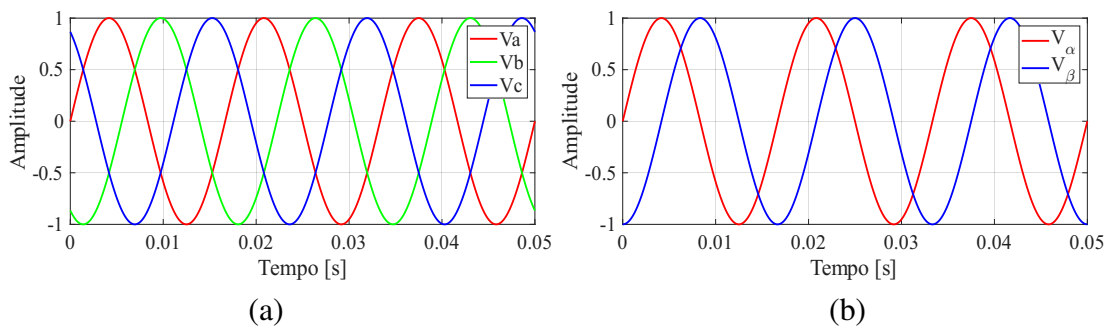
Este capítulo apresenta os principais fundamentos teóricos dos necessários para a compreensão das estratégias de controle e modulação adotadas neste trabalho. Inicialmente, são discutidas as transformadas de Clarke e Park, amplamente utilizadas na modelagem e no controle de sistemas trifásicos por permitirem a representação de grandezas alternadas com três variáveis no tempo para duas variáveis no tempo com a transformada de Clarke e duas variáveis contínuas com a transformada de Park, e que, por isso, foram utilizadas na etapa de projeto do controle deste trabalho. Em seguida, são abordados os conceitos relacionados ao projeto da rede de impedância e do filtro de saída utilizado, bem como a estratégia de modulação PWM modificada utilizada e as malhas de controle de corrente e tensão. Por fim, são discutidos os resultados das simulações referentes aos estudos de caso de integração com a rede e com o sistema de armazenamento de energia baseado em baterias.

3.1 TRANSFORMADA DE CLARKE

A transformada de Clarke, também chamada de transformada $\alpha\beta$, é uma mudança de base utilizada na análise, controle e modelagem de sistemas trifásicos, dada pela matriz de transformação (1). A transformada permite converter um conjunto de grandezas trifásicas com três variáveis: v_a , v_b e v_c , para um sistema ortogonal com duas variáveis: v_α e v_β , conforme Figura 2.

Essa representação em duas dimensões é particularmente útil em aplicações de controle de inversores, filtros ativos, compensadores harmônicos e técnicas de sincronização como PLLs, pois reduz a complexidade matemática sem perda de informação.

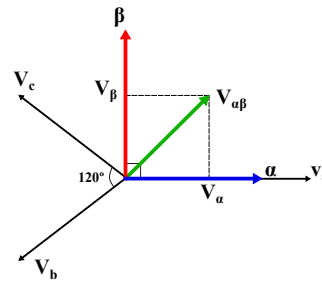
Figura 2 – Formas de onda: (a) em coordenadas abc e (b) em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$.



Fonte: Autoria Própria.

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

Figura 3 – Variáveis v_α e v_β em representação vetorial com a representação abc.



Fonte: Autoria Própria.

Segundo (Akagi; Watanabe; Aredes, 2007), a transformada de Clarke é o primeiro passo para a formulação da Teoria da Potência Instantânea, em que tensões e correntes trifásicas são convertidas para o plano $\alpha\beta$ antes de se calcular potências ativa e reativa instantâneas. Da mesma forma (Teodorescu; Liserre; Blaabjerg, 2011) destaca que o uso do plano $\alpha\beta$ simplifica o projeto de controladores, pois permite tratar o sistema trifásico como duas variáveis ao invés de três variáveis.

A transformada inversa de Clarke permite reconstruir as grandezas trifásicas a partir do vetor estacionário, como pode ser visto na Figura 3.

No contexto deste trabalho, a transformada de Clarke será empregada como uma das primeiras etapas do processamento dos sinais de corrente e tensão provenientes do inversor Quasi-Fonte-Y para uma das estratégias de controle, possibilitando aplicar a teoria da potência instantânea para geração de correntes de referência e a obtenção do ângulo de fase da forma de onda de tensão.

3.2 TRANSFORMADA DE PARK

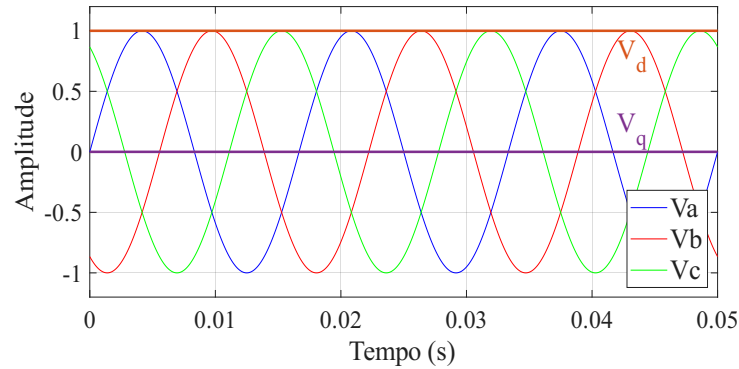
A transformada de Park, também conhecida como transformada $dq0$, consiste em uma mudança de coordenadas que projeta grandezas trifásicas para um sistema de referência síncrono rotativo. Diferentemente da transformada de Clarke, que fornece uma representação no plano estacionário $\alpha\beta$, a transformada de Park realiza uma rotação desse plano por um ângulo θ , associado à posição instantânea do vetor de tensão da rede elétrica.

A transformada de Park pode ser interpretada matematicamente como uma rotação do sistema de coordenadas $\alpha\beta$, conforme (Teodorescu; Liserre; Blaabjerg, 2011; Akagi; Watanabe; Aredes, 2007), sendo expressa por (2):

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Quando combinada com a transformada de Clarke, obtém-se a transformação direta do sistema trifásico abc para o sistema síncrono dq , amplamente empregada em estratégias de controle vetorial de máquinas elétricas e inversores conectados à rede (Mohan; Undeland; Robbins, 2003). Uma das principais vantagens dessa transformação é que, em condições

Figura 4 – Representação no tempo dos sistemas abc e dq.



Fonte: Autoria Própria.

de regime permanente e sistemas trifásicos equilibrados, grandezas senoidais passam a ser representadas como valores constantes no domínio dq , conforme Figura 4.

Essa propriedade permite a utilização de controladores convencionais do tipo Proporcional-Integral (PI) para o controle de correntes e tensões, simplificando significativamente o projeto das malhas de controle. Conforme destacado em (Teodorescu; Liserre; Blaabjerg, 2011), quando o eixo direto d é alinhado com o vetor de tensão da rede, a componente d da corrente está diretamente associada ao controle da potência ativa, enquanto a componente q está relacionada ao controle da potência reativa.

A forma completa da transformada de Park, incluindo a componente de sequência zero, é dada por (3):

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix}. \quad (3)$$

No contexto de inversores trifásicos, a transformada de Park é amplamente utilizada em estratégias de controle no referencial síncrono (SRF), pois permite o desacoplamento dinâmico das variáveis de controle e melhora o desempenho do sistema frente a perturbações e variações na rede (Blaabjerg et al., 2006).

Neste trabalho, a transformada de Park é empregada como ferramenta complementar à transformada de Clarke para a geração dos referenciais de corrente, tensão por meio de um Phase-locked loop (PLL).

3.3 PHASE-LOCKED LOOP

A sincronização com a rede elétrica é usualmente realizada por meio de estruturas do tipo *Phase-Locked Loop* (PLL), amplamente empregadas em conversores conectados à rede. No presente trabalho, a estimativa do ângulo da tensão é determinada por meio de uma formulação simplificada baseada na representação vetorial da tensão no referencial estacionário $\alpha\beta$.

A partir da Transformação de Clarke, as tensões trifásicas são projetadas no plano ortogonal estacionário, resultando nas componentes v_α e v_β . Para um sistema trifásico equilibrado e ideal, essas componentes podem ser descritas por:

$$v_\alpha = V_m \cos(\theta) \quad (4)$$

$$v_\beta = V_m \sin(\theta) \quad (5)$$

onde V_m é a amplitude da componente fundamental e θ representa o ângulo instantâneo da rede. Definindo o vetor espacial da tensão como:

$$\vec{v} = v_\alpha + jv_\beta, \quad (6)$$

O ângulo elétrico pode ser obtido diretamente como o argumento do vetor complexo (Teodorescu; Liserre; Blaabjerg, 2011; Bollen, 2000):

$$\theta = \arg(\vec{v}) = \tan^{-1} \left(\frac{v_\beta}{v_\alpha} \right). \quad (7)$$

Essa abordagem corresponde a uma simplificação estrutural de um PLL, pois realiza a extração direta do ângulo a partir da geometria do vetor tensão no plano $\alpha\beta$, sem a presença de uma malha de realimentação dinâmica típica de estruturas como o *Synchronous Reference Frame PLL* (SRF-PLL).

É importante destacar que tal formulação somente é válida sob condições de sistema trifásico equilibrado, com baixa distorção harmônica. Em situações de desbalanceamento, presença de harmônicas ou afundamentos de tensão, a relação puramente senoidal entre v_α e v_β deixa de ser válida, comprometendo a precisão da estimativa angular (Rodríguez et al., 2006). Nesses casos, técnicas de sincronização baseadas em malhas fechadas são recomendadas na literatura.

3.4 PROJETO DO INVERSOR QUASI FONTE-Y

3.4.1 Projeto da rede de impedância

O projeto dos elementos da rede de impedância do QYSI foi efetuado considerando a metodologia proposta em (Santos, 2020). As especificações dos parâmetros elétricos adotados são mostradas na tabela 1.

Sendo V_{in} a tensão de entrada da rede de impedância, V_{linha} a tensão de linha eficaz de saída da ponte inversora, P_o a potência ativa do inversor, f_g a frequência da fundamental da forma de onda de saída do inversor e f_{sw} é a frequência da portadora triangular utilizada no comparador do circuito de geração do *shoot-through*.

A escolha das tensões considera o valor padrão de tensão empregado pelas concessionárias de energia do estado de São Paulo, 220 V tensão de linha com frequência de 60 Hz. A potência

Tabela 1 – Parâmetros elétricos para projeto da rede de impedância do QYSI.

Parâmetro	Valor
V_{in}	250 V
V_{linha}	220 V _{rms}
P_o	10 kW
f_g	60 Hz
f_{sw}	24 kHz

escolhida foi de 10 kW, suficiente para manter uma residência e uma pequena área de plantio com sistema de irrigação. A frequência de chaveamento foi fixada em 24 kHz, de modo que o índice de modulação (m_f) seja um múltiplo inteiro e para reduzir do tamanho dos elementos armazenadores de energia, bem como o ripple da corrente.

Para os capacitores e indutores que compõe a rede de impedância do QYSI, escolheu-se um fator de proporção de espiras (δ) como sendo $\delta = 3$, por oferecer menor restrição no controle e menor efeito de fase-não-mínima. Os parâmetros do fator de espiras (FE), fator de resistência indutiva (FRL), fator de resistência capacitiva (FRC) e fatores de correção (FS) foram mantidos os mesmos da dissertação do (Santos, 2020), conforme a tabela 2.

Tabela 2 – Fatores utilizados na rede de impedância.

Parâmetro	Valor
δ	3
FE	33
FRL	50 Ω/H
FRC	198,53 Ω/F
FS	1,0

Com isso, seguem as equações (8) a (13) de projeto desenvolvidas pelo autor utilizadas no projeto dos indutores e dos capacitores:

A) Projeto do indutor de entrada L_{in} :

$$L_{in} = V_{in} D_{st} \frac{\left(1 - \left(\frac{1-\delta}{1-D_{st}\delta}\right)\right)}{2\Delta I_{in} f_{tri}} \quad (8)$$

B) Projeto dos indutores L_1 , L_2 e L_3 :

$$L_{N_1} = \frac{V_{in}(1 - D_{st})D_{st}N_1}{(N_2 - N_3 - D_{st}(N_2 - N_1))2\Delta I_{in} f_{tri}} \quad (9)$$

$$L_{N_2} = \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 L_{N_1} \quad (10)$$

$$L_{N_3} = \left(\frac{N_3}{N_1} \right)^2 L_{N_1} \quad (11)$$

C) Projeto dos capacitores C_1 e C_2 :

$$C_2 = \frac{\overline{I_{in}} D_{st}}{2 \Delta V_c f_{tri}} \quad (12)$$

$$C_1 = -(1 - \delta) C_2 \quad (13)$$

Onde D_{st} representa o *duty cycle* correspondente ao estado de *shoot-through*, ΔI_{in} representa o ripple da corrente, f_{tri} a frequência de chaveamento da portadora e ΔV_c o ripple de tensão do capacitor.

Com base nos parâmetros de projeto definidos e nas equações apresentadas, obteve-se o projeto descrito na Tabela 3.

Tabela 3 – Resultados de projeto do conversor

Parâmetro	Valor
N_1	99
N_2	99
N_3	33
L_{in}	211,69 μH
L_1	63,93 μH
L_2	63,93 μH
L_3	7,10 μH
C_1	612,33 μF
C_2	306,16 μF
r_{C_1}	121,57 $m\Omega$
r_{C_2}	60,78 $m\Omega$
$r_{L_{in}}$	10,58 $m\Omega$
r_{N_1}	3,20 $m\Omega$
r_{N_2}	3,20 $m\Omega$
r_{N_3}	0,34 $m\Omega$

3.4.2 Projeto do filtro de saída - LCL

Filtros de saída são essenciais para limitar as harmônicas de corrente geradas pelo processo de modulação SPWM em inversores. O filtro L, mostrado na Figura 5a, é a solução mais simples, formado por uma indutância série, e proporciona atenuação de 20 dB/década. Apesar de robusto e fácil de implementar, exige indutores de maior porte para atender aos limites de distorção impostos por normas como (Basso; DeBlasio, 2004), resultando em aumento de perdas e volume (Liu, 2016).

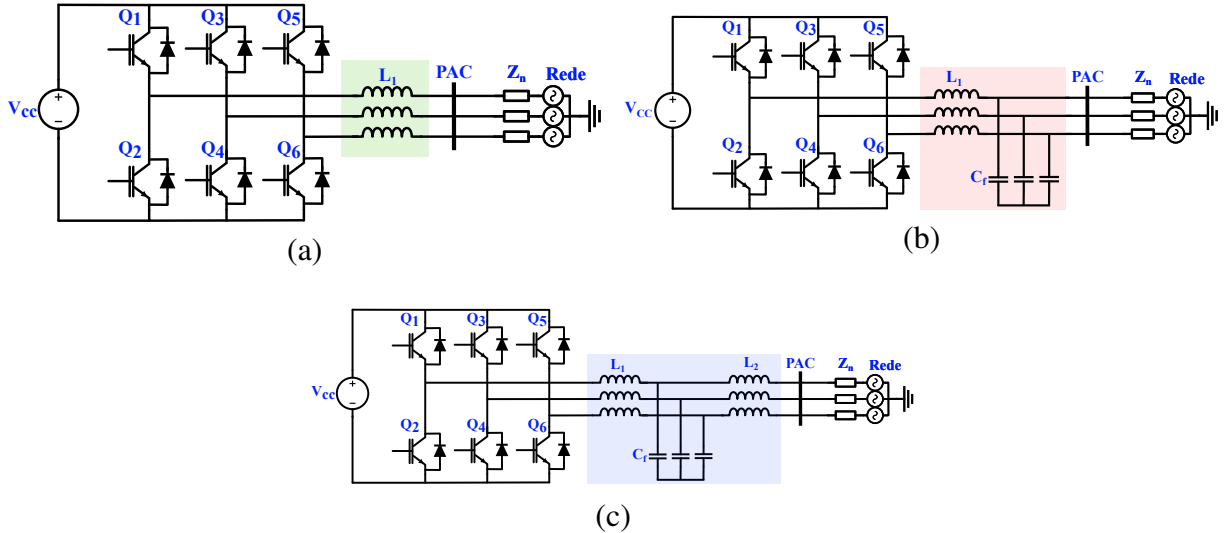
Conforme ilustrado na Figura 5b, o filtro LC proporciona atenuação de 40 dB/década mediante a inclusão de um capacitor *shunt*. Entretanto, essa topologia pode provocar ressonância com a rede elétrica e gerar correntes reativas indesejadas no regime fundamental (Liu, 2016).

O filtro LCL da Figura 5c combina dois indutores e um capacitor shunt, alcançando atenuação de até 60 dB/década. Essa configuração reduz significativamente as harmônicas relacionadas com o chaveamento, permite o uso de indutores menores e mantém elevada eficiência. Contudo, a presença de uma frequência de ressonância torna necessária a inclusão de um mecanismo de amortecimento, que pode ser ativo ou passivo. O amortecimento passivo é a estratégia mais simples e convencional, obtida pela inclusão de um resistor em série com o capacitor.

Dessa forma, considerando que o inversor trifásico Quasi Fonte-Y será conectado diretamente à rede, escolheu-se o filtro LCL. Essa configuração proporciona elevada rejeição das componentes de alta frequência com indutores e capacitores de menor porte, além de estar alinhada às práticas consolidadas na literatura para inversores conectados a rede (*grid-tied*).

Para a determinação da função transferência do filtro LCL, utiliza-se o circuito equivalente por fase mostrado na Figura 6. Mediante a aplicação da lei de Kirchhoff das tensões, obtém-se as equações (14) e (15).

Figura 5 – Inversor trifásico com filtro de saída para atenuação de harmônicas: (a) Filtro L, (b) filtro LC e (c) filtro LCL.



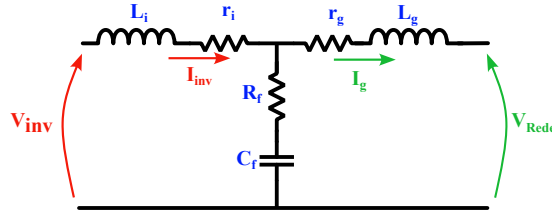
Fonte: Autoria Própria.

$$I_i(sL_i + r_i + R_f + \frac{1}{sC_f}) - I_g(R_f + \frac{1}{sC_f}) = V_i(s) \quad (14)$$

$$-I_i(R_f + \frac{1}{sC_f}) + I_g(sL_g + r_g + R_f + \frac{1}{sC_f}) = 0 \quad (15)$$

Para reduzir a uma única equação que correlaciona a tensão de saída do inversor e a corrente de saída do filtro, pode-se isolar I_i na equação (15) e substituí-la em (14). com isso, chega-se a

Figura 6 – Circuito equivalente do filtro LCL por fase.



Fonte: Autoria Própria.

função de transferência do filtro dada pela equação (16).

$$\frac{I_g}{V_i} = \frac{sC_f R_f + 1}{L_i L_g C_f s^3 + C_f (L_i r_g + L_g r_i + L_r R_f) s^2 + [L_r + C_f R_f (r_r) + C_f (r_i r_g)] s + r_r} \quad (16)$$

Sendo L_r e r_r definidas pelas equações (17) e (18):

$$L_r = L_i + L_g \quad (17)$$

$$r_r = r_i + r_g \quad (18)$$

Conforme definido por (Reznik et al., 2013), os valores de L_i , L_g , C_f e R_f são determinados pelas seguintes relações.

$$Z_b = \frac{V_{LL}^2}{P_n} \quad (19)$$

$$C_b = \frac{1}{\omega_g Z_b} \quad (20)$$

$$C_f = x C_b \quad (21)$$

Sendo Z_b a impedância base, C_b capacitância base, V_{LL} a tensão de linha eficaz da rede, P_n a potência ativa do conversor, ω_g a frequência angular da rede e x a máxima variação do fator de potência visto pela rede. A corrente do indutor é dada pela eq. (23) e o seu *ripple* pela eq. (22). Combinando ambas, obtém-se o valor do indutor L_{inv} , conforme a eq. (24).

$$\Delta I_{Lmax} = \frac{2V_{CC}}{3L_1} (1 - m) m T_{sw} \quad (22)$$

$$I_{max} = \frac{P_n \sqrt{2}}{3V_{fase}} \quad (23)$$

$$L_{inv} = \frac{V_{CC}}{6f_{sw} \Delta I_{Lmax}} \quad (24)$$

O valor do indutor L_g é encontrado pela relação entre a corrente harmônica de saída do filtro e a fundamental, sendo:

$$L_g = \frac{\sqrt{\frac{1}{k_a^2} + 1}}{C_f \omega_{sw}^2} \quad (25)$$

A resistência de amortecimento R_f é definida como uma relação entre a frequência angular de ressonância e o capacitor C_f do filtro.

$$R_f = \frac{1}{3\omega_{res} C_f} \quad (26)$$

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{L_{inv} + L_g}{L_{inv} L_g C_f}} \quad (27)$$

$$10f_g < f_{res} < 0,5f_{sw} \quad (28)$$

Na tabela 4 são apresentadas as especificações do projeto do filtro implementado, e, na tabela 5 os valores resultantes do projeto.

Tabela 4 – Especificações de projeto do filtro LCL.

Parâmetro	Valor
Potência do filtro (P_{filtro})	10 kW
Tensão de linha (V_{LL})	220 V
Tensão do barramento CC (V_{CC})	600 V
Frequência da rede (f_g)	60 Hz
Frequência de chaveamento (f_{sw})	24 kHz
Máxima variação do fator de potência	10%
Atenuação desejada	0,2
Máximo ripple	10%

Tabela 5 – Parâmetros do filtro LCL.

Parâmetro	Valor
L_1 (inversor)	1,123 mH
L_2 (rede)	190,1 μ H
C_f	18,268 μ F
R_f	583 m Ω
f_{res}	4,973 kHz

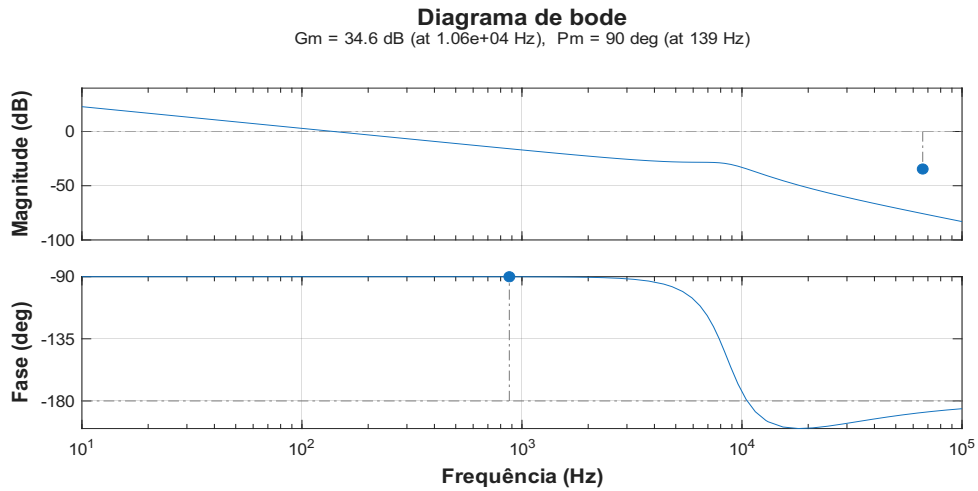
Com base no dimensionamento do filtro e na equação (16), derivou-se a função transferência da equação (29). Por meio desta função, determinou-se a resposta em frequência mostrada na Figura 7, evidenciando uma margem de fase de 90° a uma frequência de cruzamento de 139 Hz e uma margem de ganho de 2,323. A frequência de ressonância obtida foi de 4,973 kHz, dentro das margens recomendadas pela equação (28) e distante da frequência da rede. Essa condição

flexibiliza o projeto do compensador e permite a sintonia da malha de corrente em frequências mais elevadas. Os limites definidos por (Reznik et al., 2013) para o filtro LCL projetado são apresentados na (30).

$$H_{LCL} = \frac{1,067 * 10^{-5}s + 1}{3.898 * 10^{-13}s^3 + 1.218 * 10^{-8}s^2 + 0.001142s} \quad (29)$$

$$600 \text{ Hz} < 4,973 \text{ kHz} < 12 \text{ kHz} \quad (30)$$

Figura 7 – Diagrama de Bode do filtro LCL projetado.



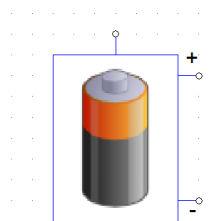
A análise do diagrama de Bode do filtro LCL projetado mostrou que o sistema atende os requisitos esperados, permitindo a passagem de frequência baixas sem distorcer a componente fundamental. A elevada ordem de frequência da ressonância garante que seus efeitos não interfiram na dinâmica do controle de corrente e assegura boa atenuação das componentes harmônicas associadas à comutação do inversor.

3.5 SISTEMA DE ARMAZENAMENTO

Sistemas de Armazenamento de Energia Baseados em Baterias (Battery Energy Storage Systems – BESS) são utilizados para apoiar a geração fotovoltaica em períodos de baixa irradiância, fornecer suporte ao inversor e aumentar a capacidade de injeção de potência na rede elétrica.

Entre as tecnologias existentes, as baterias de íons de lítio destacam-se por combinarem maior densidade energética, elevada eficiência de carga e descarga e maior vida em ciclos, em comparação às baterias de chumbo-ácido, apesar de possuírem custo inicial superior. Segundo a International Energy Agency (IEA), baterias de íons de lítio representam a maior parte das novas instalações de armazenamento estacionário devido à sua performance e à significativa redução de custos nos últimos anos (International Energy Agency, 2023).

Figura 8 – Bloco do modelo de bateria do software Psim.



Fonte: Autoria Própria.

As baterias de chumbo-ácido, tecnologia tradicional, apresentam menor densidade energética e menor número de ciclos de vida útil, além de requererem manutenção periódica do eletrólito. Essas características limitam sua utilização em aplicações de armazenamento cíclico intensivo, sobretudo quando comparadas a tecnologias modernas como LiFePO_4 (Department for Business, Energy & Industrial Strategy, 2021).

Dentre as configurações químicas de íons de lítio, a tecnologia *Lithium Iron Phosphate* (LiFePO_4 ou LFP) tem sido amplamente adotada em BESS conectados à rede, devido à sua maior estabilidade térmica, longa vida útil e elevada segurança operacional em comparação às demais configurações químicas de íons de lítio (International Energy Agency, 2023).

A Tabela 6 apresenta três modelos de baterias LiFePO_4 disponíveis comercialmente, com capacidades entre 5 e 30 kWh, representativos da tecnologia aplicada em BESS estacionário.

Tabela 6 – Modelos de baterias e suas especificações segundo fabricantes.

Fabricante	BYD	Huawei	Sungrow
Modelo	Battery-Box Premium HVM	LUNA2000	SBR096
Composição	LiFePO_4	LiFePO_4	LiFePO_4
Potência nominal (kW)	5-10	5-15	9,6
Capacidade (kWh)	8,3-22,1	5-30	9,6-25,6
Tensão (V)	200-500	350-560	192-512

Para a simulação, utilizou-se o bloco do software Psim, mostrado na Figura 8, capaz de emular uma célula de bateria de íons de lítio, facilitando a implementação e obtenção do estado de carga (SOC), tendo em vista que o intuito do trabalho não é estudar o sistema de baterias mais profundamente. O arranjo de baterias foi dimensionado para que a tensão do arranjo em série das células fosse equivalente à tensão do capacitor C1 (480 V), resultando em 115 células de 4,2 V por célula (considerando a tensão padrão da célula do Psim). Em paralelo, foram adicionadas 10 células, permitindo que a dinâmica de carga e descarga do banco ocorresse em um tempo de simulação de 0,8 s. As demais informações utilizadas são mostradas na tabela 7.

Tabela 7 – Parâmetros do modelo de bateria

Parâmetro	Valor
Número de células em série	115
Número de células em paralelo	10
Fator de desclassificação de tensão	1
Fator de desclassificação de capacidade	1
Tensão nominal	3,7
Tensão de corte de descarga	2,5
Capacidade nominal	3,2/3600
Resistência interna	0,025
Corrente de descarga	0,9
Fator de capacidade	1,02
Tensão máxima (carga completa)	4,2
Tensão no ponto exponencial	3,9
Tensão nominal	3,6
Capacidade máxima	5,2/3600
Capacidade no ponto exponencial	1,08/3600
Capacidade nominal	5,2/3600
Estado inicial de carga (SOC inicial)	1

3.6 ESTRATÉGIAS DE CONTROLE

3.6.1 Estratégia de Modulação

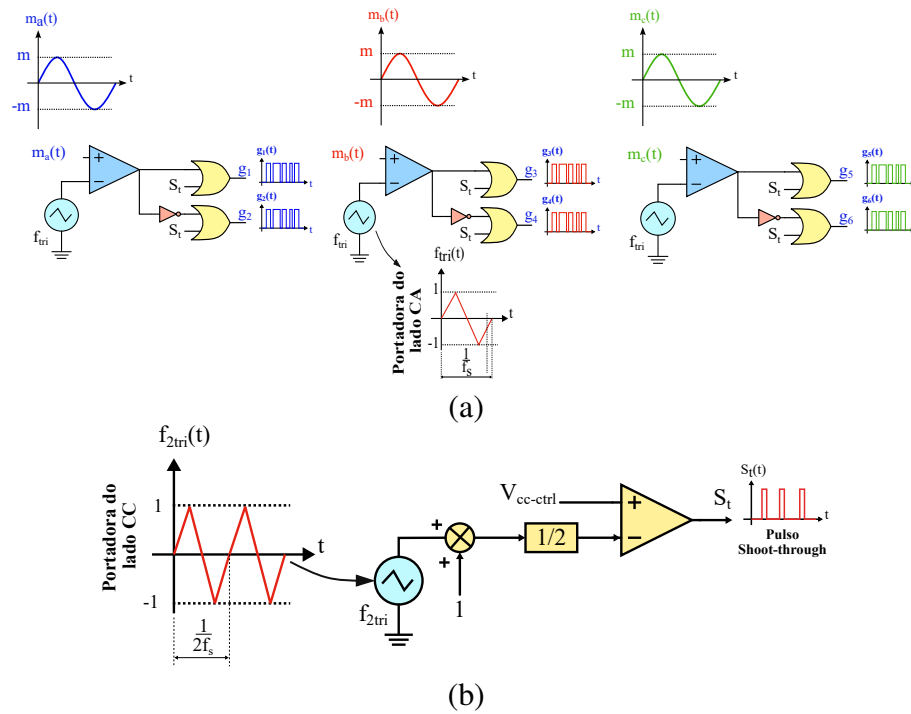
Na modulação SPWM convencional, utilizada em inversores do tipo fonte de tensão, os sinais de referência senoidais trifásicos são comparados com uma portadora triangular de alta frequência. Esse processo gera os sinais de acionamento dos interruptores do inversor. No entanto, as combinações de comandos que resultam em estados de curto-circuito nos braços do inversor são proibidas, uma vez que podem levar à destruição dos dispositivos semicondutores (Mohan; Undeland; Robbins, 2003).

Em contraste, os inversores baseados em redes de impedância permitem a aplicação intencional de estados de *shoot-through*. No conversor Quasi Fonte-Y, esses estados são utilizados para armazenar energia na rede de impedância e, conseqüentemente, elevar a tensão do barramento CC. O parâmetro responsável por definir a fração de tempo em que o conversor opera nesse modo é o *duty cycle* de *shoot-through*, denotado por D_{st} . (Santos; Gonçalves, 2021b).

A técnica consiste na inserção de um sinal adicional $D_{st}(t)$ às referências senoidais de modulação, de forma que os intervalos de *shoot-through* sejam distribuídos uniformemente ao longo do período de comutação. Neste trabalho, utilizou-se a técnica *Simple Boost Control*(SBC) devido à simples implementação comparada a outras técnicas, por exemplo, MBC e MCBC, sendo a expressão para o D_{st} pela técnica SBC dada pela equação (31).

$$D_{st} = 1 - V_{cc-ctrl} \quad (31)$$

Figura 9 – Forma de onda das portadoras, modulantes e circuito de geração dos pulsos de disparo: (a) geração dos pulsos de disparo dos semicondutores e (b) geração do pulso *shoot-through*.



Fonte: Adaptado de (Santos; Leite; Gonçalves, 2025).

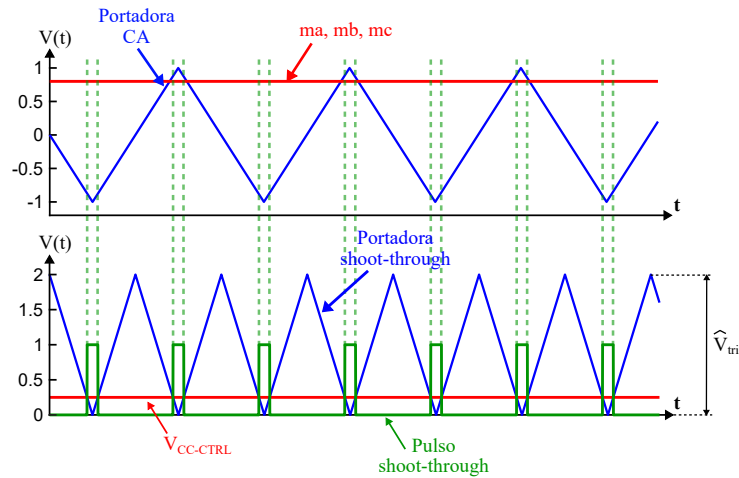
Onde $V_{cc-ctrl}$ é o sinal de controle utilizado para a geração do *shoot-through*.

O diagrama de blocos para a geração do SPWM é mostrado na Figura 9, enquanto a Figura 10 ilustra o princípio da modulação proposto por (Ding et al., 2007). Essa abordagem garante que a componente fundamental da tensão de saída não seja afetada, enquanto o tempo total de *shoot-through* é ajustado conforme a necessidade de elevar o barramento CC.

De acordo com (Santos; Gonçalves, 2021a), a distribuição uniforme dos intervalos de *shoot-through* ao longo do período de comutação, propiciada pela técnica SBC, contribui para a redução das ondulações de corrente nos elementos da rede de impedância e para a diminuição dos esforços nos dispositivos semicondutores. Além disso, essa técnica mantém compatibilidade com estratégias de controle no referencial estacionário e síncrono, como controladores Proporcional-Ressonantes (PR) e Proporcionais-Integrativos (PI).

Neste trabalho, a técnica de SPWM modificada, para a geração do *duty cycle* de *shoot-through*, é integrada à malha de controle da tensão do barramento CC. O valor de D_{st} é ajustado dinamicamente conforme o erro entre a tensão medida e a tensão de referência do barramento. Assim, a estratégia de modulação contribui diretamente para a regulação da tensão CC e para a adequada injeção de potência na rede elétrica.

Figura 10 – Geração do pulso *shoot-through* e da comparação da portadora CA com as modulantes.



Fonte: Autoria Própria.

3.6.2 Controle da Malha de Tensão

A malha de controle de tensão do link CC tem papel fundamental na operação estável do conversor, pois é responsável por garantir a regulação do barramento CC frente a variações de carga e perturbações provenientes da rede ou da etapa de conversão. Neste trabalho adotou-se o controlador do tipo proporcional-integral.

O controlador Proporcional-Integral (PI) é amplamente empregado em sistemas de eletrônica de potência devido à sua estrutura simples, robustez e eficácia no rastreamento de referências em regime permanente. Em inversores conectados à rede elétrica, o controlador PI é utilizado em malhas de tensão e de corrente, onde o objetivo principal é garantir que a variável de saída siga uma referência adequada, com baixo erro estacionário e boa dinâmica transitória (Kazmierkowski; Krishnan; Blaabjerg, 2002).

O controlador PI combina uma ação proporcional, responsável por melhorar a resposta transitória do sistema, com uma ação integral, cuja função é eliminar o erro em regime permanente. A função de transferência de um controlador PI pode ser expressa por:

$$G_{PI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s}, \quad (32)$$

onde K_p é o ganho proporcional e K_i é o ganho integral. A ação proporcional atua diretamente sobre o erro instantâneo, enquanto a ação integral acumula o erro ao longo do tempo, assegurando erro nulo em regime permanente para sinais contínuos ou senoidais no referencial síncrono (transformada dq) (Teodorescu; Liserre; Blaabjerg, 2011).

Quando o controle é realizado no referencial síncrono, a corrente torna-se uma grandeza contínua em regime permanente, o que torna o controlador PI particularmente adequado para essa aplicação (Teodorescu; Liserre; Blaabjerg, 2011). Entre as principais vantagens do controlador PI destacam-se a simplicidade de implementação, a facilidade de sintonia e a ampla aceitação na

literatura. Além disso, sua estrutura requer baixo esforço computacional, o que a torna adequada para aplicações em processadores digitais de sinais e microcontroladores (Ogata, 2010).

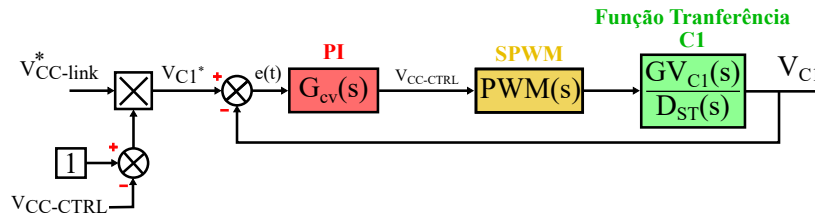
Por outro lado, o controlador PI apresenta limitações quando aplicado diretamente no referencial estacionário para o controle de sinais senoidais, uma vez que não oferece ganho infinito na frequência fundamental. Além disso, seu desempenho pode ser degradado em sistemas com dinâmica ressonante pronunciada, como aqueles que empregam filtros LCL, exigindo cuidados adicionais no projeto da largura de banda da malha de corrente (Blaabjerg et al., 2006).

Para o projeto de controle do conversor QYSI utilizando o controlador PI, correlacionou-se a tensão de saída V_{CC} com a tensão do capacitor C1, sendo essa relação dada pela equação (33), conforme (Santos, 2020). É importante destacar que neste trabalho adotou-se a estratégia de empregar um modelo simplificado, no qual a dinâmica da bateria em paralelo com o capacitor C1 não foi considerada.

Por meio dessa relação e da técnica de modulação implementada, obtém-se o diagrama de blocos da Figura 11.

$$\hat{V}_{CC} = \frac{\hat{V}_{C1}}{1 - D_{st}} \quad (33)$$

Figura 11 – Diagrama de blocos de controle da malha de tensão para sintetizar a referência de *duty cycle* para a geração do *shoot-through*.



Fonte: Autoria Própria.

Com base no modelo obtido por meio da técnica de valor médio de pequenos sinais demonstrado em (Santos, 2020), foi derivada a função de transferência que relaciona a variação D_{st} com a tensão do capacitor C1 (V_{C1}), que conforme os valores adotados na tabela 8 possibilitou chegar a função transferência da equação (34). Essa função transferência encontrada não considera a dinâmica da bateria.

Tabela 8 – Parâmetros do conversor

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
L_{in}	0,212 mH	RLin	10,6 mΩ
Cap_1	612 μF	$RCap_1$	122 mΩ
Lm	0,212 mH	$RCap_2$	60,8 mΩ
Cap_2	306 μF	Rs	25,0 mΩ
δ	3	RD	25,0 mΩ
N_1	99	Lf	5,00 mH
N_2	99	RL	3,92
N_3	33	Rf	0,42 mΩ
δ'	-2	RS	25,0 mΩ

$$G \frac{V_{C1}(s)}{D_{st}(s)} = \frac{-9716s^4 - 2.03e07s^3 + 5.266e09s^2 + 1.51e13s + 4.212e15}{s^5 + 2186s^4 - 2.021e05s^3 - 2.251e09s^2 - 2.075e12s - 7.445e14} \quad (34)$$

Além disso, o modelo desenvolvido considera o atraso introduzido pelo modulador PWM e pelo processamento do sistema de controle, representado por meio de uma aproximação de Padé de primeira ordem, conforme a equação (35). A inclusão desse atraso é importante para uma representação mais próxima da dinâmica do sistema, pois afeta diretamente a margem de fase e a estabilidade da malha de tensão.

$$PWM(s) = \frac{1 - s \frac{T_s}{2}}{1 + s \frac{T_s}{2}} \quad (35)$$

A resposta do sistema em malha aberta é dada pela equação:

$$T_{nc}(s) = PWM(s) * G \frac{V_{C1}(s)}{D_{st}(s)} \quad (36)$$

Sendo $PWM(s)$:

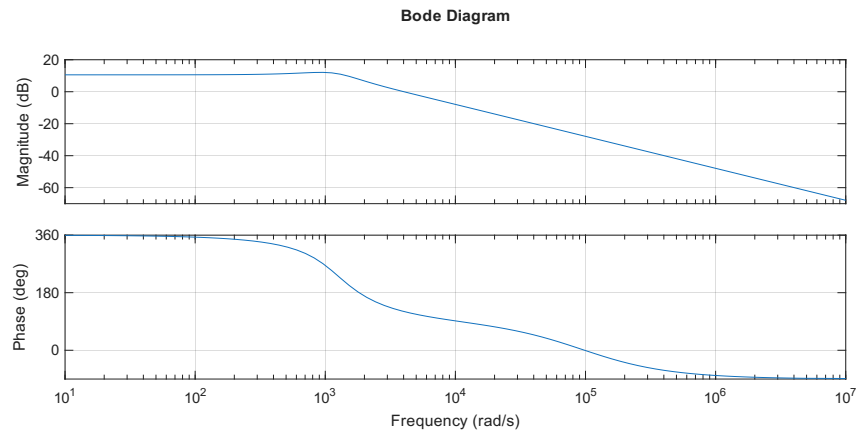
$$PWM(s) = \frac{1 - s \frac{20,83*10^{-6}}{2}}{1 + s \frac{20,83*10^{-6}}{2}} \quad (37)$$

A resposta em frequência da função transferência (34) em malha aberta é mostrada no diagrama de Bode na Figura 12.

Por meio da simulação, foram testados os ganhos do compensador PI tipo II, definidos pela equação (38) e adotados em (Santos; Leite; Gonçalves, 2025). Nessa configuração, adotou-se uma frequência de cruzamento de 5 Hz e uma margem de fase de 80°, o que resultou em uma boa resposta. Assim, o compensador foi utilizado na seção de simulação, cuja resposta da malha de regulação de tensão é apresentada na Figura 13.

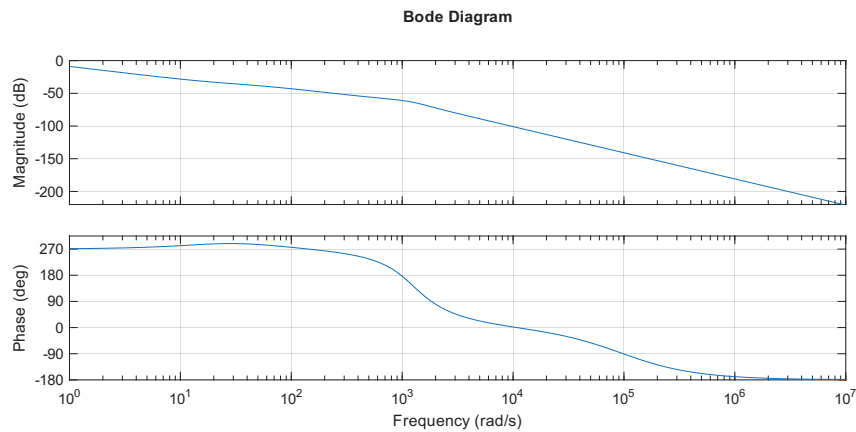
$$G_{cv} = \frac{0.22432(s + 21,64)}{s(s + 45,61)} \quad (38)$$

Figura 12 – Resposta da rede de impedância com o atraso do PWM.



Fonte: Autoria Própria.

Figura 13 – Resposta da malha de tensão considerando resposta da planta, atraso do PWM e do compensador PI tipo II.



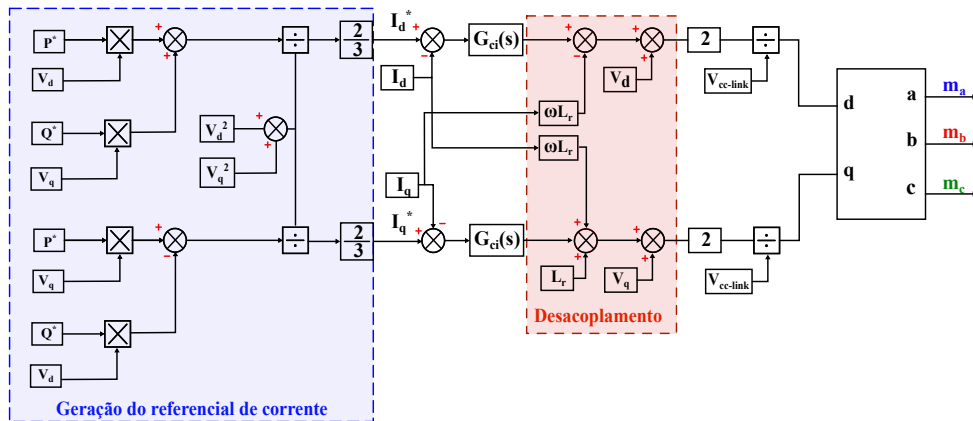
Fonte: Autoria Própria.

3.6.3 Controle da Malha de Corrente

Para o controle da malha de corrente, utilizou-se o referencial síncrono dq, e com isso, foi possível a utilização de um controlador PI. Nesta etapa não foi considerada a rede de impedância, o barramento CC do inversor foi alimentado por uma fonte de tensão contínua de 600 V. A estrutura da malha de controle de corrente implementada é mostrada na Figura 14, considerando o desacoplamento dinâmico entre os eixos d e q.

O controlador PI da malha de corrente foi projetado com base na análise da resposta em frequência do sistema em malha aberta. A sintonia foi realizada de modo a garantir uma margem de fase de aproximadamente 70° e uma frequência de cruzamento de ganho em torno de 420 Hz, definida como a banda passante da malha de corrente. Foi adotada uma frequência de cruzamento inferior a dez vezes a frequência de ressonância do filtro LCL, assegurando que não haja influência dos modos ressonantes do filtro sobre a estabilidade do sistema, em conformidade com a equação (28).

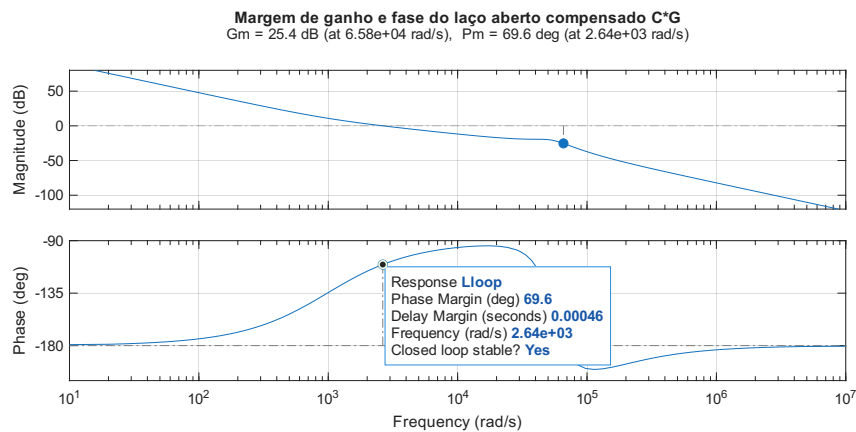
Figura 14 – Diagrama de blocos da malha de controle de corrente com desacoplamento.



Fonte: Autoria Própria.

A Figura 15 apresenta o diagrama de Bode do sistema compensado, evidenciando as margens de estabilidade obtidas. A Figura 16a e Figura 16b mostram, respectivamente, a corrente da rede e do inversor com o filtro de saída projetado na seção anterior, indicando o intervalo em que a corrente do inversor injetada na rede é nula (de 0 s a 0,66 s), correspondente a uma potência de 10 kW em 220 V. Por fim, a Figura 17 mostra o espectro de frequência da corrente injetada na rede, confirmando a baixa distorção harmônica obtida.

Figura 15 – Diagrama de Bode do sistema compensado.

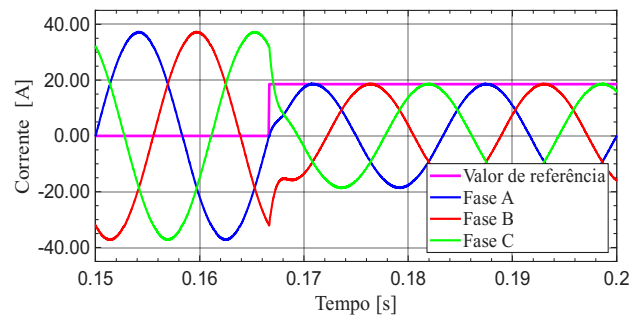


Fonte: Autoria Própria.

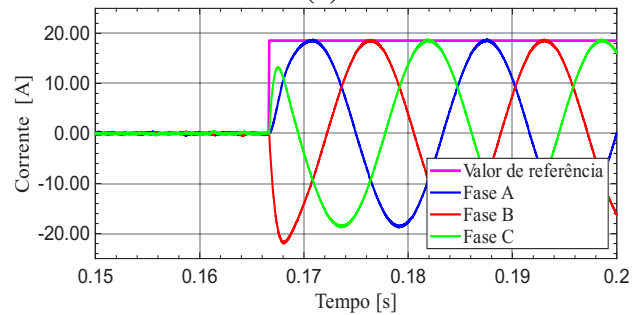
Nota-se que as formas de onda obtidas tiveram um bom comportamento, com baixa distorção e rápida acomodação na mudança de controle durante a transição de não injeção de corrente e depois na injeção de corrente na rede, mostrando que o controle está adequado para o objetivo proposto.

No espectro da corrente, as baixas frequências que apareceram tiveram peso de no máximo 0,07% da fundamental. Essas componentes podem ser atribuídas primeiramente à influência dos intervalos de *shoot-through*, que afetam as larguras de pulso efetivas, ao possível janelamento feito e ao índice de modulação utilizado não ser um múltiplo ímpar e inteiro da fundamental,

Figura 16 – Oscilografia da forma de onda: (a) corrente da rede de entrada e (b) da corrente de saída do inversor.



(a)

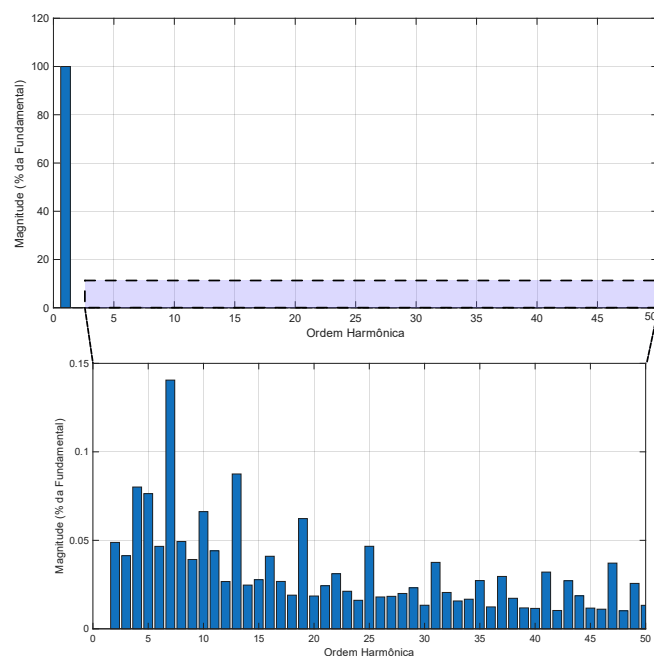


(b)

Fonte: Autoria Própria.

o que pode acabar inserindo frequências menores que a ordem de mf. Contudo, com um mf elevado, tais componentes não exercem impacto significativo na saída.

Figura 17 – FFT da forma de onda da corrente da rede, considerando o inversor efetuando injeção de corrente.

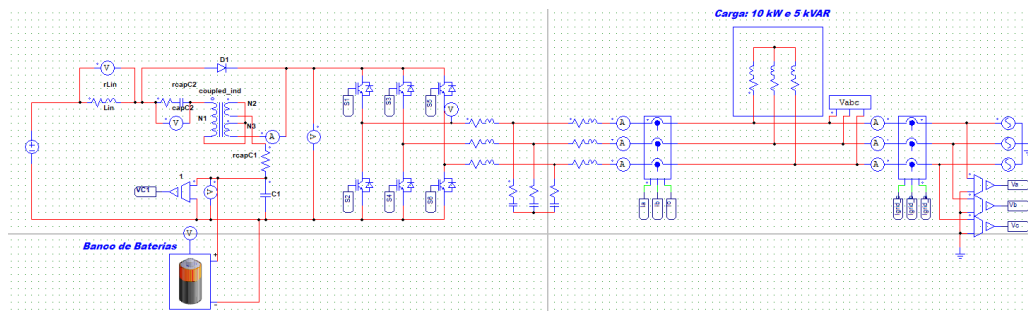


Fonte: Autoria Própria.

4 RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES

As simulações foram realizadas no *software* PSIM, com passo de integração de $8,33 \times 10^{-7}$ s e um tempo total de simulação de 0,8 s. As *strings* de baterias foram configuradas para que os ciclos de carga e descarga ocorressem dentro do intervalo de tempo de simulação, como descrito na seção 3.5. Na prática, entretanto, o sistema seria configurado para que esses ciclos levassem algumas horas. A topologia considerada, ilustrada na Figura 18, corresponde ao conversor Quasi Fonte-Y associado a um banco de baterias, alimentando uma carga de 10 kW e 5 kVAR conectada à rede elétrica. O banco de baterias foi modelado de modo a permitir a observação explícita das dinâmicas de carga e descarga no intervalo de simulação. Para emular a intermitência característica da geração fotovoltaica, empregou-se uma fonte de tensão variável no barramento CC de entrada, cujo perfil temporal é apresentado na Figura 19.

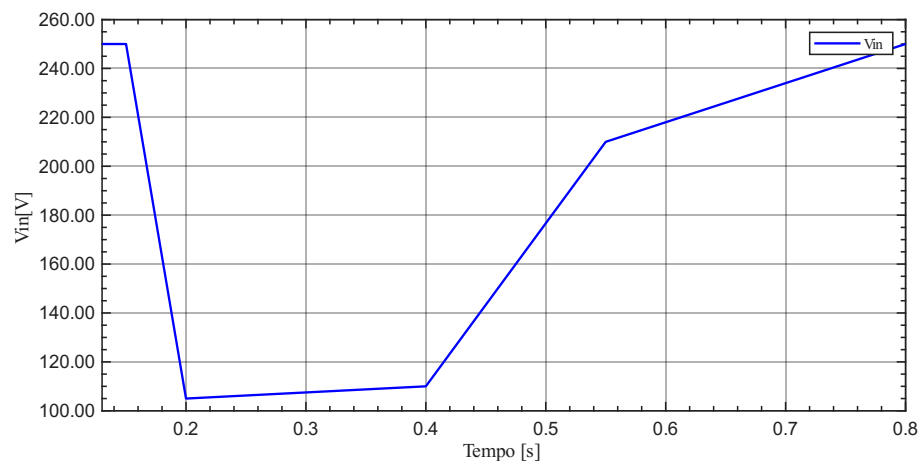
Figura 18 – Topologia QYSI associada ao banco de baterias conectada à rede.



Fonte: Autoria Própria.

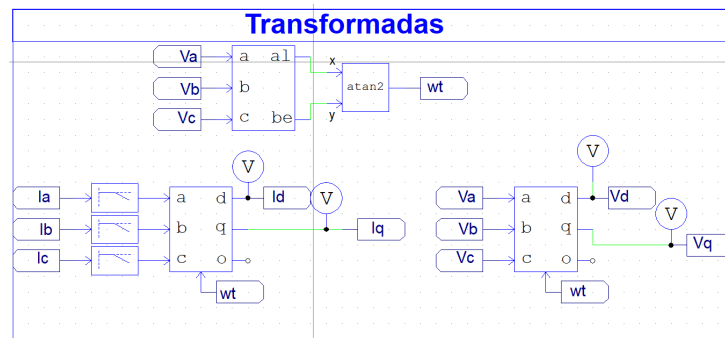
O PLL para sincronismo com a rede foi implementado conforme ilustrado na Figura 20. A tensão da rede é inicialmente projetada no referencial estacionário por meio da transformada

Figura 19 – Perfil de tensão empregado no barramento CC de entrada.



Fonte: Autoria Própria.

Figura 20 – PLL e transformadas implementados no PSIM.



Fonte: Autoria Própria.

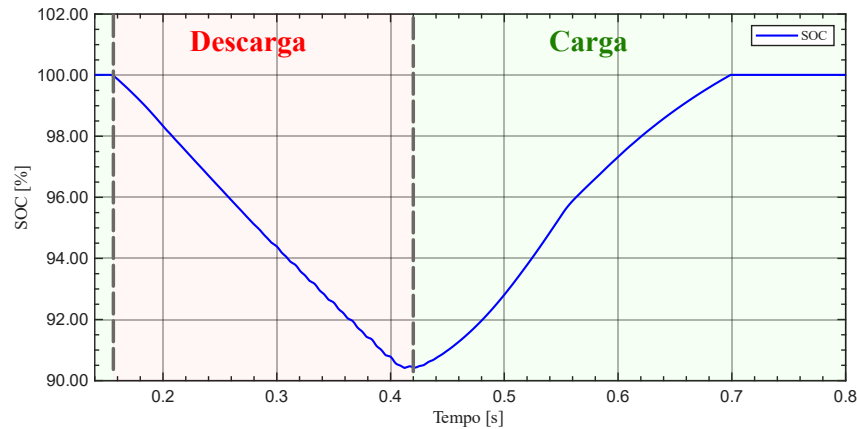
de Clarke, obtendo-se as componentes α e β . O ângulo de fase da rede elétrica instantâneo é determinado pela relação da equação (7). Sendo este ângulo utilizado na transformada de Park para obtenção das grandezas no referencial síncrono dq , isto é, V_d , V_q , I_d e I_q . Essas variáveis alimentam as malhas de controle de corrente, garantindo o desacoplamento entre potência ativa e reativa e permitindo a imposição direta das referências desejadas, como mostrado na Figura 14.

A variação do perfil de tensão de entrada apresentada na Figura 19 impacta diretamente na dinâmica de ganho do QYSI, refletindo-se no comportamento do SOC do banco de baterias, mostrado na Figura 21. Observa-se a alternância entre etapas de carga e descarga do BESS, associadas, respectivamente, ao aumento e à redução da tensão no barramento CC proveniente da fonte fotovoltaica. Como o BESS está conectado em paralelo ao capacitor C_1 , reduções na tensão de entrada tendem a ser compensadas pela descarga da bateria, que atua como elemento de sustentação de tensão do capacitor C_1 . Considerando que a dinâmica da bateria é significativamente mais lenta que a dinâmica do capacitor, o controle baseado na tensão de C_1 faz com que o BESS atue como elemento de grampeamento da tensão do barramento, assegurando a manutenção dos ciclos de acumulação de energia durante os intervalos de *shoot-through*, o ganho de tensão característico da rede de impedância e a continuidade da injeção de potência na rede. Essa variação da carga da bateria é refletida em sua tensão, conforme mostrado na Figura 22, onde se notam as etapas de redução da tensão da bateria juntamente com a redução do SOC e o aumento da tensão com o aumento do SOC, denotando os estágios de carga e descarga. A tensão controlada de V_{C1} conseguiu seguir a tensão de referência, apresentando um pequeno *offset* de até 2,17%. Essa diferença de tempo de resposta era esperada, pois a simplificação adotada desconsiderou a dinâmica da bateria no projeto do controlador da malha de tensão.

Em decorrência da dinâmica da rede de impedância diante das intermitências na tensão de entrada, a corrente de saída do conversor é influenciada e, por conseguinte, a corrente proveniente da rede. O comportamento da corrente da rede ao longo de todo o período de simulação é apresentado na Figura 23.

De forma geral, verifica-se um comportamento senoidal estável, com baixa distorção e boa rastreabilidade das referências impostas pelo controle. Uma pequena alteração é perceptível

Figura 21 – Perfil do estado de carga (SOC) do banco de baterias.



Fonte: Autoria Própria.

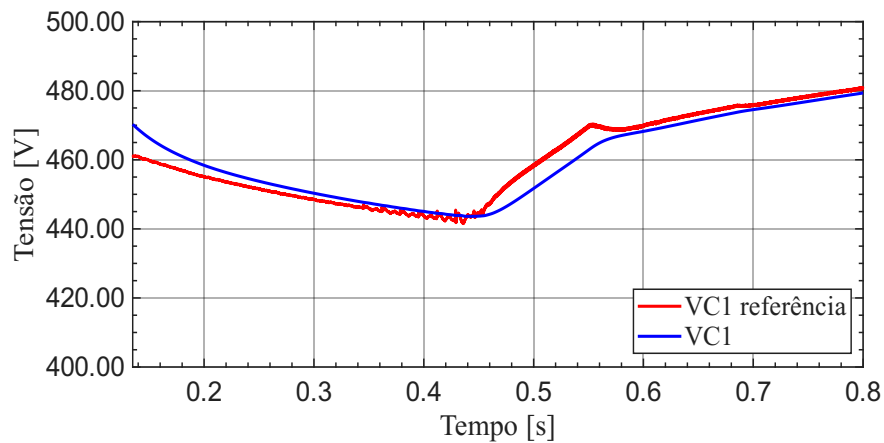
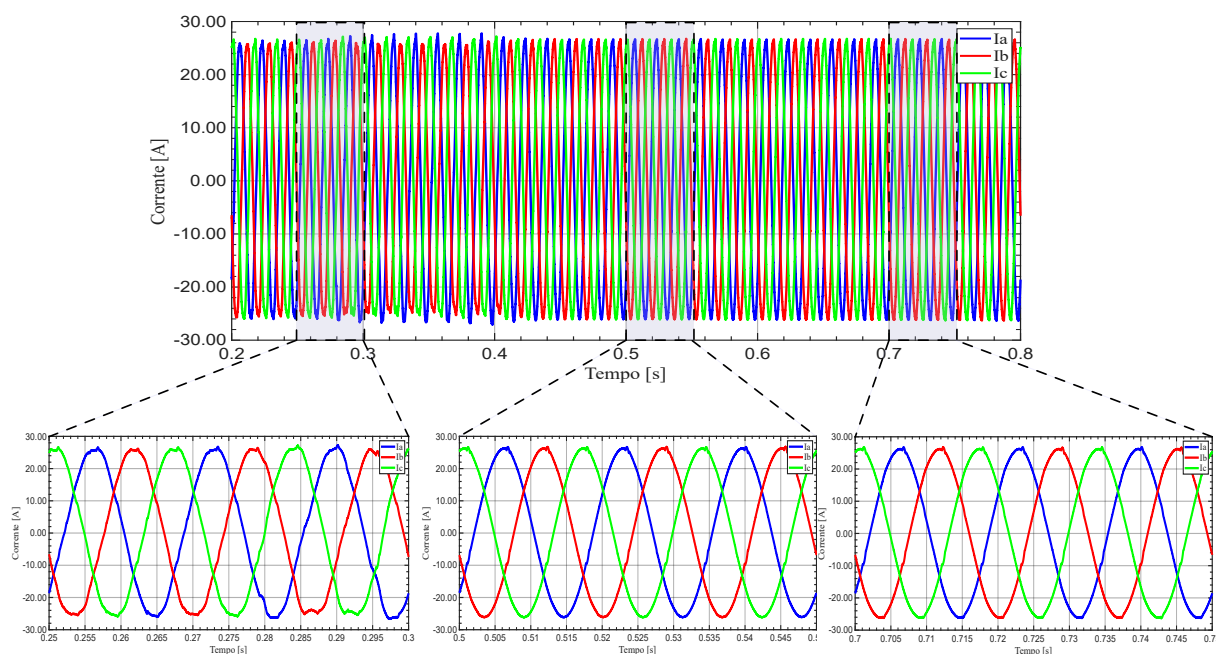


Figura 22 – Tensão no capacitor V_{C1} .

próximo a 0,42 s, instante em que a tensão de entrada passa a ser suficiente para que o conversor possa elevar o barramento a 600 V e iniciar o processo de carregamento do BESS. A comparação detalhada entre os períodos de descarga e carga da bateria é apresentada na Figura 24, onde se observa que, durante a descarga, há uma leve deformação nos picos da senoide, mais pronunciada nos semiciclos positivos. Ainda assim, a taxa de distorção harmônica total da corrente (DHT_i) permaneceu inferior a 1%, valor aceitável para aplicações conectadas à rede, tendo em vista que não trouxe distorções significativas na tensão no ponto de acoplamento comum (PAC), atendendo ao critério do PRODIST de distorção harmônica total da tensão (DHT_v), $DHT_v < 5\%$, como pode ser visto na Figura 25. Essa pequena perturbação da corrente está relacionada à interação entre a malha de corrente e a dinâmica da rede de impedância, aos ruídos de medição ou à resposta transitória do controle frente às mudanças dinâmicas do sistema. Ressalta-se que tais distúrbios não foram observados durante o projeto isolado da malha de corrente (Seção 3.6.3), indicando que sua origem está relacionada ao acoplamento dinâmico entre o controle da malha de corrente e a rede de impedância. Foram implementados filtros adicionais na medição de corrente e ajustes na velocidade de resposta da malha, que atenuaram parcialmente o fenômeno.

Figura 23 – Corrente de linha da rede elétrica.

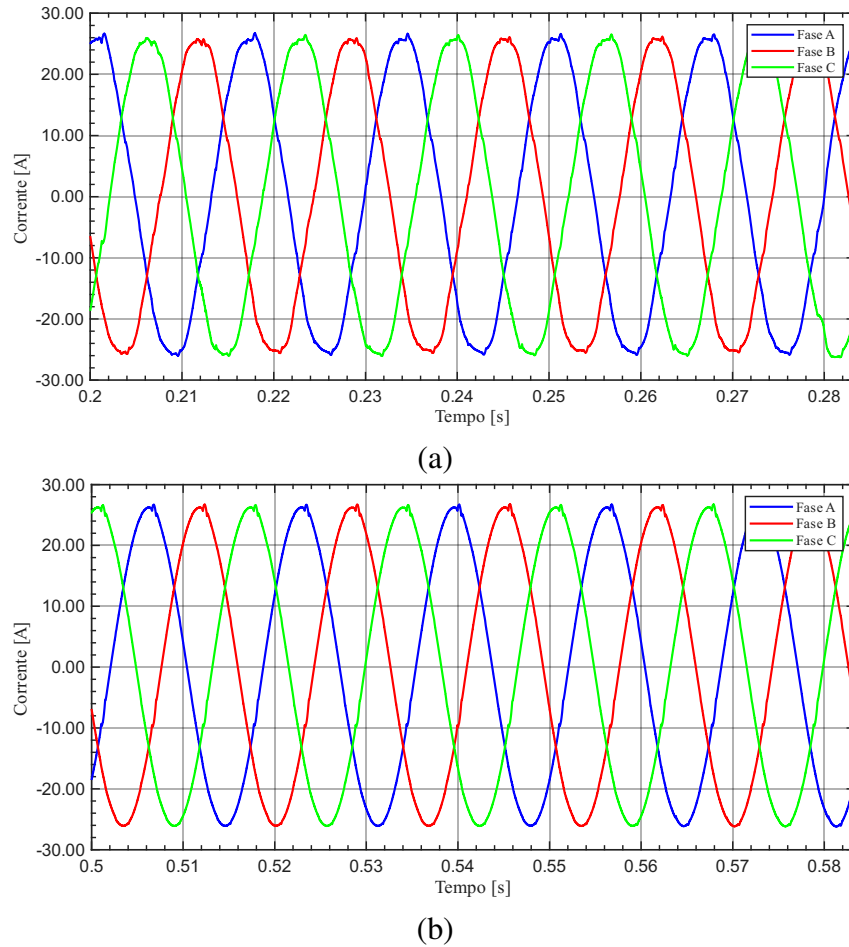


Fonte: Autoria Própria.

O impacto da dinâmica do conversor nos dois estados pode ser visto na tensão do link CC que é apresentada na Figura 26. Quando a tensão de entrada é de 250 V, valor suficiente para operação com ganho, o barramento atinge aproximadamente 600 V, exibindo um comportamento pulsado típico da operação com chaveamento dos IGBTs. Quando ocorre a redução abrupta da tensão de entrada para 105 V, conforme Figura 19, verifica-se uma queda momentânea na tensão do barramento, seguida de restabelecimento após aproximadamente 50 ms. Durante a etapa de descarga da bateria, surgem oscilações que elevam a tensão a valores próximos de 640 V. Essas oscilações decorrem da alteração da dinâmica interna do conversor quando o fluxo de potência do BESS é invertido e do comportamento oscilatório da corrente, impactando o ciclo de acúmulo de energia da rede de impedância, conforme Figura 27, condição que não foi considerada no projeto das malhas de controle. Com o restabelecimento da tensão mínima de ganho (130 V), as oscilações são reduzidas, mantendo-se níveis próximos de 610 V até que o SOC ultrapasse aproximadamente 96%, momento em que a tensão retorna de forma estável ao valor nominal de 600 V. As Figura 28a e Figura 28b detalham esses dois regimes de operação. Observa-se que a tensão pulsada no barramento apresenta frequência dominante de 48 kHz, correspondente ao dobro da frequência de chaveamento de 24 kHz da portadora triangular utilizada na estratégia de modulação. Essa característica intrínseca da operação com estados de *shoot-through* contribui para a redução do ripple na saída e possibilita a utilização de elementos passivos de menor valor.

O perfil de potência do sistema é apresentado na Figura 29, mostrando as potências ativa, reativa e o fator de potência no ponto de conexão com a rede. Inicialmente, priorizou-se apenas a injeção de potência ativa, resultando em um fator de potência inferior a 0,92 devido à presença da carga indutiva de 5 kVAR. Pequenas oscilações na potência ativa injetada são observadas

Figura 24 – Corrente da rede: (a) descarregamento da bateria na condição de baixa geração e (b) carregamento da bateria.



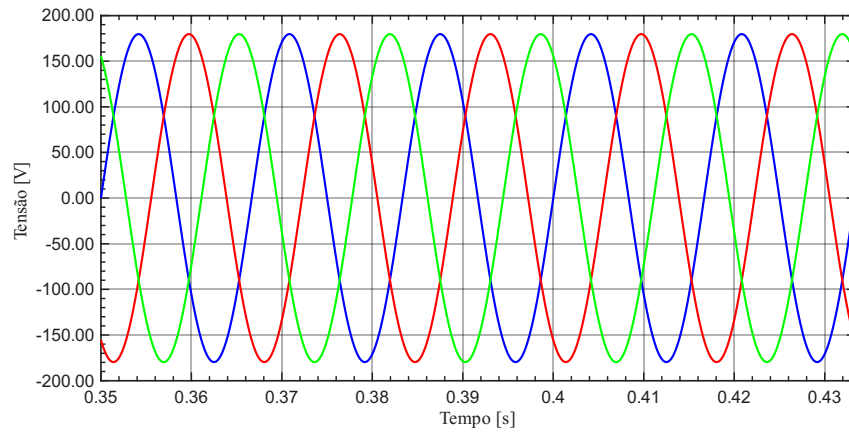
Fonte: Autoria Própria.

nos instantes de transição dinâmica: início da descarga da bateria, período de maior oscilação do barramento CC e retomada do carregamento do BESS. Tais oscilações estão associadas às mudanças abruptas no balanço de energia interna do conversor e à adaptação das malhas de controle a novos pontos de operação.

Com o objetivo de corrigir o fator de potência, a referência de potência reativa do conversor foi ajustada para compensar integralmente os 5 kVAR da carga. Os resultados apresentados na figura Figura 30, mostram que o sistema passou a operar com fator de potência unitário no ponto de acoplamento comum, reduzindo a demanda de potência reativa da rede e melhorando o perfil de potência exigida da rede elétrica. Em aplicações práticas, contudo, a elevação da potência reativa injetada deve ser acompanhada de análise térmica e da capacidade nominal do conversor, podendo ser necessário reduzir a potência ativa para evitar sobrecarga dos dispositivos semicondutores.

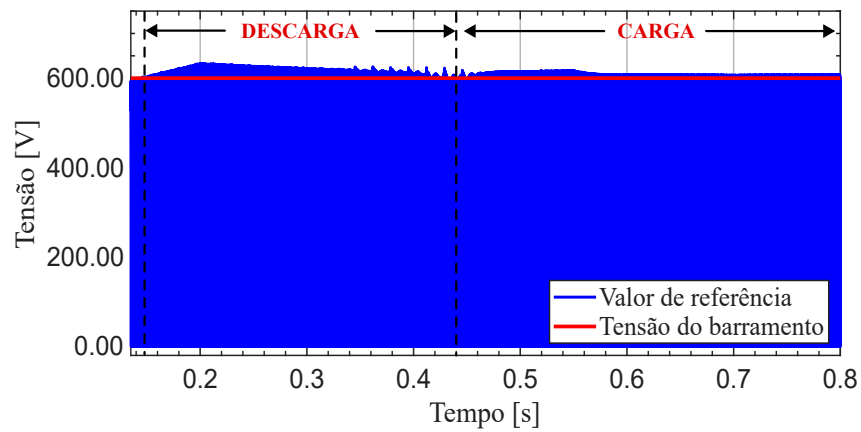
De maneira geral, mesmo considerando o emprego de modelos simplificados, os resultados evidenciam que a topologia QYSI associada ao BESS possui grande potencial, mantendo a regulação do barramento CC, assegurando a adequada qualidade da corrente e permitindo o

Figura 25 – Forma de onda da tensão no PAC.



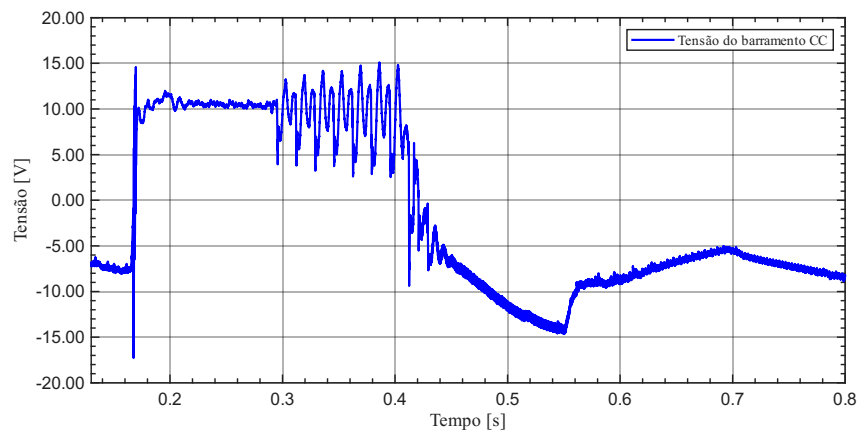
Fonte: Autoria Própria.

Figura 26 – Tensão do barramento CC durante os ciclos de carga e descarga.



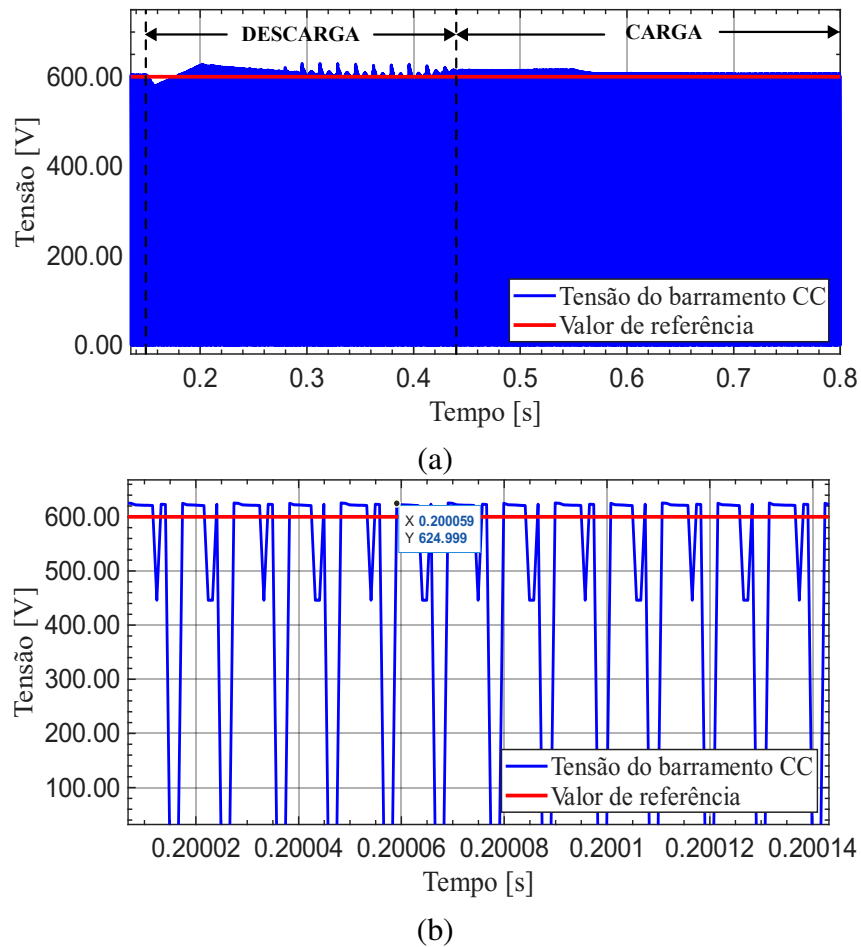
Fonte: Autoria Própria.

Figura 27 – Corrente da bateria durante os ciclos de carga e descarga.



Fonte: Autoria Própria.

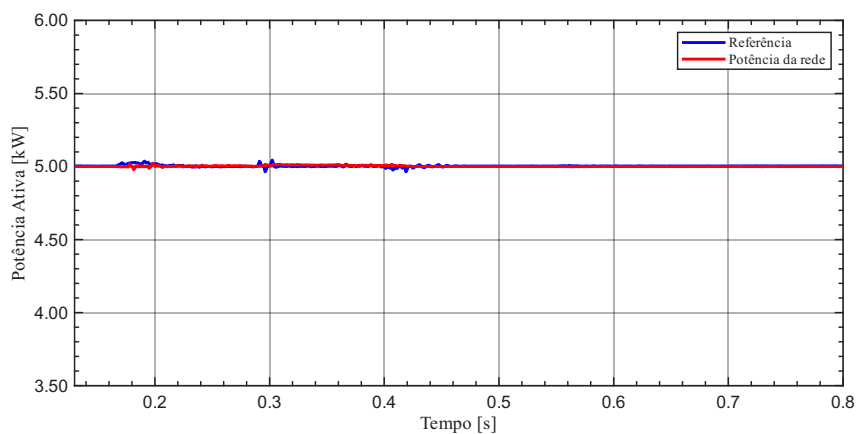
Figura 28 – Tensão do barramento CC durante: (a) a descarga da bateria e (b) com a bateria carregada.



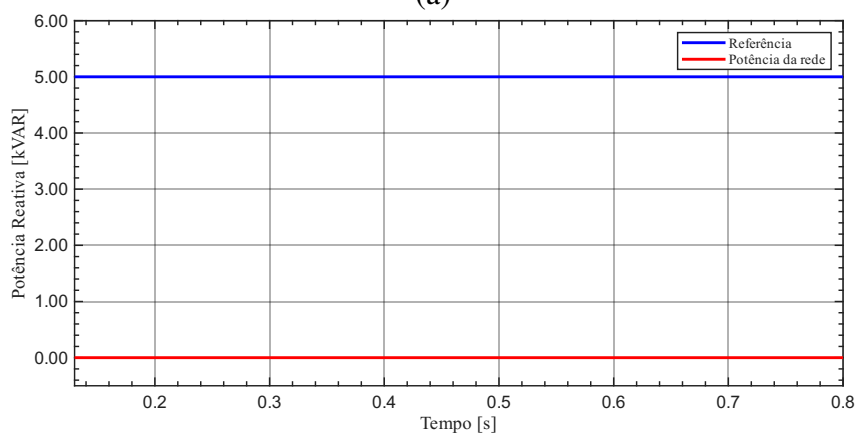
Fonte: Autoria Própria.

controle independente das potências ativa e reativa. As pequenas oscilações observadas estão relacionadas principalmente às transições entre regimes energéticos distintos, sugerindo como perspectiva futura o refinamento do modelo dinâmico utilizado no projeto do controle, de modo a incorporar explicitamente a influência do fluxo bidirecional de potência do banco de baterias sobre a dinâmica do barramento CC.

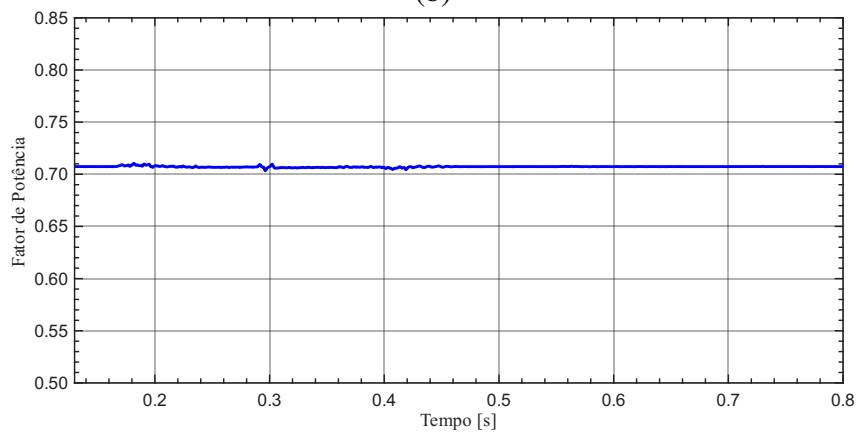
Figura 29 – Perfis de potência do sistema: (a) potência ativa de referência injetada pelo conversor e a potência ativa da rede em kW, (b) potência reativa de referência injetada pelo conversor e a potência ativa da rede em kVAR e (c) o fator de potência visto pela rede.



(a)



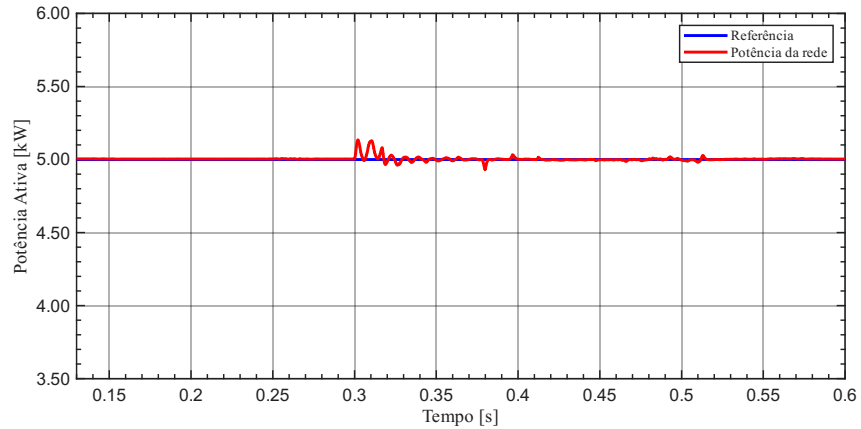
(b)



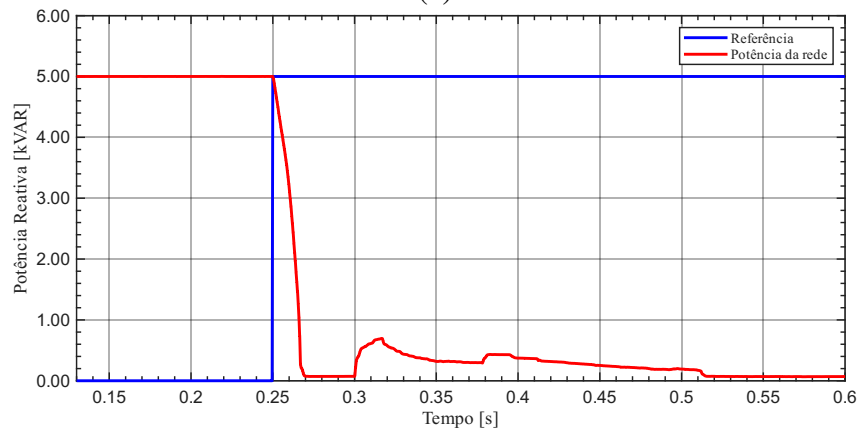
(c)

Fonte: Autoria Própria.

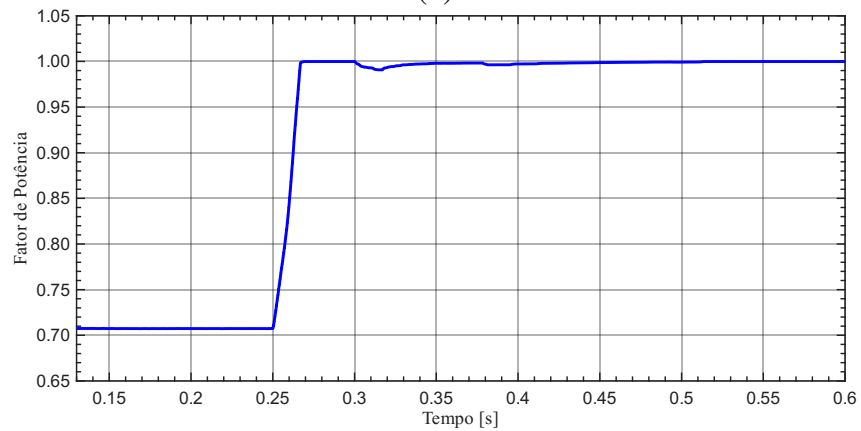
Figura 30 – Perfis de potência do sistema: (a) potência ativa de referência injetada pelo conversor e a potência ativa da rede em kW, (b) potência reativa de referência injetada pelo conversor e a potência ativa da rede em kVAR e (c) o fator de potência visto pela rede.



(a)



(b)



(c)

Fonte: Autoria Própria.

5 CONCLUSÃO

Este trabalho teve como objetivo principal investigar a integração de um sistema de armazenamento baseado em baterias com um inversor do tipo Quasi Fonte-Y, visando à aplicação em sistemas agrovoltáicos para garantir um fornecimento de energia estável e confiável diante das intermitências deste tipo de geração, sem a necessidade de um estágio discreto de conversão CC-CC entre o BESS e o inversor.

Quanto ao projeto de potência, o filtro LCL de saída foi dimensionado de forma a atender satisfatoriamente aos requisitos, apresentando atenuação eficaz das harmônicas de baixa ordem geradas pela comutação do inversor. Alinhado à modulação SPWM modificada empregando a técnica *Simple Boost Control*, o barramento CC apresentou *ripple* com frequência dominante de 48 kHz, correspondente ao dobro da frequência de chaveamento de 24 kHz, o que facilitou a filtragem e aumentou a eficácia do filtro.

As simulações realizadas, demonstraram que o arranjo proposto, composto pelo inversor Quasi Fonte-Y acoplado ao banco de baterias, operando por meio da técnica *Simple Boost Control* e com malha de controle de corrente (CA) no referencial síncrono dp , foi capaz de injetar energia na rede local de forma satisfatória, mesmo empregando modelos simplificados da dinâmica das baterias para o projeto dos controladores. Esse desempenho foi observado tanto nos períodos de menor geração da planta fotovoltaica quanto nos momentos de maior geração, quando o conversor fornece o ganho necessário para o barramento CC e recarrega o banco de baterias. Todas estas operações ocorreram sem a necessidade de um conversor CC-CC intermediário, mantendo corrente estável e com baixo índice de distorção harmônica total (THDi < 1%) para os tipos de cargas avaliadas. O sistema apresentou algumas perturbações que podem ser mitigadas com a inclusão do comportamento dinâmico das baterias nos modelos e um maior refinamento dos projetos dos laços de controle.

6 TRABALHOS FUTUROS

Para os próximos passos, um possível tópico é o estudo do efeito do banco de bateria e a sua influência no comportamento dinâmico do conversor, bem como a inserção deste comportamento no projeto do controle. De forma análoga, estudos dos efeitos da dinâmica de painéis fotovoltaicos no estágio de entrada, associada a estratégias de MPPT, ilhamento e eficiência do sistema. Outro tópico relevante é o estudo de estratégias de controle mais modernas, como o *Model Predictive Control* (MPC), aplicadas à situação abordada neste PFC. Por fim, destacam-se a prototipagem e a implementação do sistema proposto para validação experimental.

REFERÊNCIAS

- AGUAS, A. N. de. Atlas irrigação: Uso da Água na agricultura irrigada. ANA, 2021. Disponível em: <https://portal1.snirh.gov.br/ana/apps/storymaps/stories/a874e62f27544c6a986da1702a911c6b>.
- AKAGI, H.; WATANABE, E. H.; AREDES, M. **Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning**. Piscataway, NJ: IEEE Press / Wiley, 2007. ISBN 9780470109081.
- BASSO, T. S.; DEBLASIO, R. Ieee 1547 series of standards: interconnection issues. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 19, n. 5, p. 1159–1162, 2004.
- BLAABJERG, F. et al. Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 21, n. 5, p. 1264–1275, 2006.
- BOLLEN, M. H. J. **Understanding Power Quality Problems: Voltage Sags and Interruptions**. New York: IEEE Press, 2000. ISBN 9780780353459.
- CARNEIRO, T. C.; SANTOS, H. A. dos; ANTUNES, F. L. M. Conversor para interligação de sistema de geração fotovoltaico à rede elétrica. In: **Anais Congresso Brasileiro de Energia Solar-CBENS**. [S.l.: s.n.], 2018.
- Department for Business, Energy & Industrial Strategy. **Domestic Battery Energy Storage Systems**. 2021. Disponível em: https://assets.publishing.service.gov.uk/government/uploads/system/uploads/attachment_data/file/923611/domestic-battery-energy-storage-systems.pdf.
- DING, X. et al. A pid control strategy for dc-link boost voltage in z-source inverter. In: **IEEE. APEC 07-Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition**. [S.l.], 2007. p. 1145–1148.
- EMBRAPA. **A agricultura brasileira**. 2020. <https://www.embrapa.br/vii-plano-diretor/a-agricultura-brasileira>. Acesso em: 24 jun. 2025.
- Empresa de Pesquisa Energética (EPE). **Relatório Síntese do Balanço Energético Nacional 2024 (Ano base 2023)**. 2024. <https://www.epe.gov.br/pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/Balanco-Energetico-Nacional-BEN>. Acesso em: 26 jun. 2025.
- GOMES, J. V.; SÁNCHEZ, J. A. G. Complementos indispensáveis para a implementação apropriada da energia solar fotovoltaica como tecnologia no programa luz para todos. **Revista Tecnologia e Sociedade**, v. 20, n. 59, p. 309–329, 2024.
- International Energy Agency. **Batteries and Secure Energy Transitions**. 2023. Disponível em: <https://www.iea.org/reports/batteries-and-secure-energy-transitions>.
- KAZMIERKOWSKI, M. P.; KRISHNAN, R.; BLAABJERG, F. **Control in Power Electronics**. [S.l.]: Academic Press, 2002.
- KIM, J.; PARK, H.; LEE, D. Comparative analysis of switched-inductor-based quasi-z-source inverters. **Journal of Power Electronics**, v. 22, n. 4, p. 1120–1130, 2022.
- LIU, H. Control design of a single-phase dc/ac inverter for pv applications. 2016.

- MAHDAVI, M.; JURADO, F.; SCHMITT, K. Comparing biomass electricity generation from cow manure with photovoltaic and wind electric energy generation. In: **2023 IEEE IAS Global Conference on Emerging Technologies (GlobConET)**. [S.l.]: IEEE, 2023. p. 1–6.
- MANDE, D.; TROVÃO, J. P.; TA, M. C. Comprehensive review on main topologies of impedance source inverter used in electric vehicle applications. **World Electric Vehicle Journal**, v. 11, n. 2, p. 37, 2020.
- MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. **Power Electronics: Converters, Applications, and Design**. 3. ed. Hoboken, NJ: Wiley, 2003. ISBN 9780471226930.
- NGUYEN, M.; TRAN, H.; LE, Q. N. Topological review of quasi-switched boost inverters. **Electronics**, v. 10, n. 12, p. 1485, 2020.
- OGATA, K. **Modern Control Engineering**. [S.l.]: Prentice Hall, 2010.
- PENG, F. Z. Z-source inverter. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 39, n. 2, p. 504–510, 2003.
- REZNIK, A. et al. *lcl* filter design and performance analysis for grid-interconnected systems. **IEEE transactions on industry applications**, IEEE, v. 50, n. 2, p. 1225–1232, 2013.
- RODRÍGUEZ, P. et al. A stationary reference frame grid synchronization system for three-phase grid-connected power converters under adverse grid conditions. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 21, n. 5, p. 1359–1368, 2006.
- RÖSCH, C.; FAKHARIZADEHSHIRAZI, E. The spatial socio-technical potential of agrivoltaics in germany. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 202, p. 114706, 2024.
- SAATH, K. C. d. O.; FACHINELLO, A. L. Crescimento da demanda mundial de alimentos e restrições do fator terra no brasil. **Revista de Economia e Sociologia Rural**, v. 56, 2018.
- SANTOS, R.; GONÇALVES, F. A. Sinusoidal pwm techniques comparison for the quasi-y-source inverter. **Journal of Control, Automation and Electrical Systems**, Springer, v. 32, n. 5, p. 1399–1407, 2021.
- SANTOS, R.; GONÇALVES, F. A. S. Quasi-y source network: A design and analysis approach for a dc-dc application. **IEEE Latin America Transactions**, v. 19, n. 9, p. 1573–1580, 2021.
- SANTOS, R.; LEITE, G. G.; GONÇALVES, F. A. S. Control and design of a quasi-y-source inverter for vehicle-to-grid applications in virtual power plants. **Processes**, MDPI, v. 13, n. 9, p. 2800, 2025.
- SANTOS, R. d. Conversor cc-ca empregando rede de impedância do tipo quasi-fonte-y. Universidade Estadual Paulista (Unesp), 2020.
- SIWAKOTI, Y. P.; BLAABJERG, F.; LOH, P. C. Quasi-y-source inverter. In: **2015 Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–5.
- TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; BLAABJERG, F. **Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems**. Chichester, UK: Wiley, 2011. ISBN 9780470057511.
- TOLEDO, C.; SCOGNAMIGLIO, A. Agrivoltaic systems design and assessment: A critical review, and a descriptive model towards a sustainable landscape vision (three-dimensional agrivoltaic patterns). **Sustainability**, v. 13, n. 12, p. 6871, 2021.

WANG, L.; ZHANG, X.; YANG, Z. Critical review on various inverter topologies for pv system architectures. **IET Renewable Power Generation**, v. 14, n. 6, p. 993–1001, 2020.