

UNIVERSIDADE FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO
CENTRO TECNOLÓGICO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

FÁDUA COZAC GONÇALVES DEL PIERO

**Controle Parcial de Potência em Sistemas de Energia Através de um
Transformador de Estado Sólido Híbrido**

VITÓRIA

2024

FÁDUA COZAC GONÇALVES DEL PIERO

**Controle Parcial de Potência em Sistemas de Energia Através de um
Transformador de Estado Sólido Híbrido**

Dissertação apresentada à Universidade Federal do Espírito Santo, como parte das exigências do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Lucas Frizera Encarnação

VITÓRIA

2024

Ficha catalográfica disponibilizada pelo Sistema Integrado de
Bibliotecas - SIBI/UFES e elaborada pelo autor

D331c Del Piero, Fádua Cozac, 1995-
Controle parcial de potência em sistemas de energia
através de um transformador de estado sólido híbrido / Fádua
Cozac Del Piero. - 2024.
68 p. : il.

Orientador: Lucas Frizera Encarnação.
Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) -
Universidade Federal do Espírito Santo, Centro Tecnológico.

1. Engenharia Elétrica. 2. Sistemas de Energia Elétrica. 3.
Transformadores elétricos. I. Encarnação, Lucas Frizera. II.
Universidade Federal do Espírito Santo. Centro Tecnológico. III.
Título.

CDU: 621.3

FÁDUA COZAC GONÇALVES DEL PIERO

Controle Parcial de Potência em Sistemas de Energia através de um Transformador de Estado Sólido Híbrido

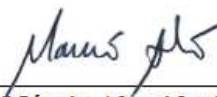
Dissertação submetida ao programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para a obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 10 de junho de 2024

COMISSÃO EXAMINADORA



Prof. Dr. Lucas Frizera Encarnação
Universidade Federal do Espírito Santo
Orientador



Prof. Dr. Márcio Almeida Có
Instituto Federal do Espírito Santo
Examinador



Prof. Dr. Walbermark Marques do Santos
Universidade Federal do Espírito Santo
Examinador

VITÓRIA

2024

AGRADECIMENTOS

Finalizar mais essa etapa na minha vida é muito gratificante e não poderia deixar de agradecer a todos os que contribuíram para isso.

Primeiramente gostaria de agradecer ao meu orientador, prof. Lucas Encarnação, que esteve sempre presente, oferecendo suporte e confiando no desenvolvimento deste trabalho que foi tão interessante.

Gostaria de expressar meu profundo agradecimento ao meu esposo, Ramon, por ser meu pilar de força e companheirismo durante todos esses anos, tornando meu caminho mais leve e prazeroso. Sua paciência e incentivo constante foram fundamentais para a conclusão desta dissertação.

Não poderia deixar de mencionar minha família, e em especial minha mãe, Waleska, por me apoiar em todas as fases da minha vida para que eu pudesse descobrir novos caminhos com minhas próprias pernas.

Sou muito grata à Ufes, em especial ao LEPAC, por me proporcionar os recursos e ambiente necessários para a realização dessa pesquisa.

Por fim, também agradeço à CAPES pela concessão da minha bolsa de estudos que viabilizou o desenvolvimento da minha pesquisa.

Dedico esta dissertação a todas as mulheres que acreditam no poder transformador da educação e do conhecimento. Que suas jornadas sejam sempre guiadas pela coragem e determinação.

RESUMO

Nos últimos anos, tem havido um foco crescente da ciência na engenharia para otimizar componentes e sistemas, impulsionando avanços na tecnologia de semicondutores em eletrônica de potência. Isso possibilitou o uso de frequências de comutação mais altas, redução de volume e maior eficiência. Dentro desse contexto, as microrredes, que dependem de transformadores e conversores para integrar fontes, cargas e sistemas, ganham destaque. Com o aumento da adoção de fontes de energia distribuídas, especialmente renováveis, torna-se crucial o uso de conversores eficientes para controlar tensão, corrente e fluxo de potência. No entanto, as limitações do transformador convencional, como controle de tensão limitado e grande volume, restringem a otimização do sistema. Uma alternativa é o Transformador de Estado Sólido, que oferece vantagens como compensação de potência reativa, regulação de tensão e tamanho reduzido, porém, apesar desses benefícios, a sua implementação enfrenta desafios, como custo mais elevado e eficiência inferior. Para superar essas dificuldades, será utilizada uma topologia híbrida que combina o Transformador Convencional com o Transformador de Estado Sólido. Neste trabalho, foi elaborado um sistema híbrido que utiliza o Transformador de Estado Sólido para controle parcial de energia, enquanto o transformador convencional realiza a maior parte da transformação e foram implementadas funcionalidades adicionais como filtro ativo paralelo e série, compensador de reativos e regulador dinâmico de tensão. O sistema foi analisado em diversos perfis de carga e de alimentação para validar a topologia e o controle propostos de forma a atestar a viabilidade da configuração para uma situação real.

Palavras-chave: transformador de estado sólido; SST; transformador de estado sólido híbrido; HSST; controle parcial de potência.

ABSTRACT

In recent years, there has been an increasing focus in science on engineering to optimize components and systems, driving advances in semiconductor technology in power electronics. This has enabled the use of higher switching frequencies, reduced volume, and increased efficiency. Within this context, microgrids, which rely on transformers and converters to integrate sources, loads, and systems, are gaining prominence. With the growing adoption of distributed energy sources, especially renewables, the use of efficient converters to control voltage, current, and power flow becomes crucial. However, the limitations of conventional transformers, such as limited voltage control and large volume, restrict system optimization. An alternative is the Solid-State Transformer, which offers advantages such as reactive power compensation, voltage regulation, and reduced size. Despite these benefits, the implementation of the Hybrid Solid State Transformer faces challenges, such as higher cost and lower efficiency. To overcome these difficulties, a hybrid topology is proposed that combines the conventional transformer with the Solid-State Transformer. In this work, a hybrid system was developed that uses the Solid-State Transformer for partial energy control, while the conventional transformer performs most of the transformation. Additional functionalities such as parallel and series active filters, reactive compensator, and dynamic voltage regulator were implemented. The system was analyzed under various load and supply profiles to validate the proposed topology and control, thereby demonstrating the feasibility of the configuration for a real-world situation.

Keywords: solid-state transformer; SST; hybrid solid-state transformer; HSST; partial power control.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1– (a) Transformador convencional (b) Transformador de estado sólido	18
Figura 2 – Topologia (a) ISOS, (b) IPOP e (c) IPOS	19
Figura 3 – Transformador de estado sólido híbrido	20
Figura 4 – Protocolo mapeamento sistemático.....	22
Figura 5 – Avanço mapeamento sistemático.....	23
Figura 6 – Esquemático HSST	28
Figura 7 – Filtro LCL	29
Figura 8 – Retificador do SST.....	29
Figura 9 – DAB do SST	31
Figura 10 – Formas de onda básicas do DAB	32
Figura 11 – Inversor do SST.....	33
Figura 12 – Esquemático completo HSST	34
Figura 13 – Diagrama de blocos SRF-SOGI.....	35
Figura 14 – Malha de tensão retificador.....	35
Figura 15 – Estratégias de controle de potência e harmônicos do retificador.....	37
Figura 16 – Malha de corrente do retificador.....	37
Figura 17 – Malha de controle DAB	38
Figura 18 – Malha de controle inversor.....	38
Figura 19 – Margem de fase da malha de corrente.....	49
Figura 20 – Diagrama de Bode do efeito dos filtros passa-faixa para diferentes frequências .	50
Figura 21 - Margem de fase da malha de tensão	52
Figura 22 – Margem de fase do DAB	53
Figura 23 – HSST (a-b) a vazio, (c-d), com carga puramente resistiva, (e-f) com carga resistiva e resistiva capacitiva, (g-h) com carga resistiva e resistiva indutiva e (i-j) carga resistiva indutiva e não linear.....	55
Figura 24 – Mitigação de harmônico de corrente na carga não linear	57
Figura 25 – Espectro harmônico da (a) carga resistiva indutiva e não linear (b) e da corrente da rede	58
Figura 26 – Tensões no DAB no (a) afundamento e (b) sobretensão.....	59
Figura 27 – Distúrbios de tensão: (a-b) afundamento, (c-d) sobretensão e (e-f) distorção harmônica	61
Figura 28 – Comportamento V_{DC1} e V_{DC2}	61

Figura 29 – Potências ativa e reativa na (a) entrada e (b) saída	62
--	----

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Parâmetros para componentes SST	44
Tabela 2 – Componentes SST	45
Tabela 3 – Parâmetros filtro LCL retificador	45
Tabela 4 – Componentes filtro LCL retificador	45
Tabela 5– Parâmetros filtro LCL inversor.....	46
Tabela 6 – Componentes filtro LCL inversor.....	46
Tabela 7 – Parâmetros cargas	47
Tabela 8 – Cargas	47
Tabela 9 – Critérios malhas de corrente	48
Tabela 10 – Ganhos PI malha de corrente	49
Tabela 11 – Ganhos ressonante malha de corrente.....	50
Tabela 12 – Critérios malha de tensão.....	51
Tabela 13 – Ganhos malha de tensão	51
Tabela 14 – Critérios DAB.....	52
Tabela 15 – Ganhos DAB.....	53
Tabela 16 - THD em (%) das componentes de entrada e saída.....	57
Tabela 17 – Eficiência durante afundamento	63
Tabela 18 – Eficiência durante sobretensão	63

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CC	corrente contínua
DAB	<i>dual active bridge</i>
DVR	<i>dynamic voltage restorer</i>
FA	filtro ativo
HSST	<i>hybrid solid state transformer</i>
IPOP	<i>input-parallel output-parallel</i>
IPOS	<i>input-parallel output-series</i>
ISOS	<i>input-series output-series</i>
LFT	<i>low frequency transformer</i>
PI	proporcional-integral
PI-RES	proporcional-integral-ressonante
SPS	<i>single phase shift</i>
SRF-SOGI	<i>synchronous reference frame – second-order generalized integrator</i>
SST	<i>solid state transformer</i>
STATCOM	<i>static synchronous compensator</i>
THD	<i>total harmonic distortion</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

C_{DC1}	capacitor do primeiro link CC (F)
C_{DC2}	capacitor do segundo link CC (F)
C_{RC}	capacitância carga resistiva capacitiva (F)
f_g	frequência da rede (Hz)
f_{sw}	frequência de chaveamento (Hz)
G_p	função de transferência da planta
i_{loss}^*	corrente de referência da entrada (A)
i_r	corrente do retificador (A)
i_r^*	corrente de referência do retificador (A)
i_α	componente alfa da corrente de entrada (A)
i_β	componente beta da corrente de entrada (A)
k	ganho
K_i	ganho integral
K_p	ganho proporcional
L_{RL}	indutância carga resistiva indutiva (H)
MF_d	margem de fase desejada
n	relação de transformação
$\bar{p}$	parcela constante da potência ativa instantânea (W)
$\tilde{p}$	parcela oscilante da potência ativa instantânea (W)
P_{NL}	potência ativa carga não linear (W)
P_o	potência da carga (W)
P_R	potência da carga resistiva (W)
$P_{RL/RC}$	potência ativa da carga resistiva indutiva ou resistiva capacitiva (W)
P_{SST}	potência a ser processada pelo SST (W)
$\bar{q}$	parcela constante da potência reativa instantânea (var)
$\tilde{q}$	parcela oscilante da potência reativa instantânea (var)
$Q_{RL/RC}$	potência reativa da carga resistiva indutiva ou resistiva capacitiva (var)
R_{NL}	resistência carga não linear
R_R	resistência da carga resistiva (Ω)
$R_{RL/RC}$	resistência da carga resistiva indutiva ou resistiva capacitiva (Ω)

T	constante de tempo
$\dot{V}$	tensão eficaz da carga não linear (V)
v_g	tensão da rede (V)
$V_{g,a(pu)}$	tensão de referência da entrada gerada pelo SRF-SOGI (pu)
V_o	tensão de saída (V)
v_o^*	tensão de referência na carga (V)
v_δ	diferença entre a tensão de referência e a tensão da rede (V)
V_{DC1}	tensão do primeiro link CC (V)
ΔV_{DC1}	variação máxima de tensão permitida no primeiro link CC (V)
V_{DC1}^*	tensão de referência do primeiro link CC (V)
V_{DC2}	tensão do segundo link CC (V)
ΔV_{DC2}	variação máxima de tensão permitida no segundo link CC (V)
V_{DC2}^*	tensão de referência do segundo link CC (V)
v_r	tensão do retificador (V)
v_r^*	tensão de referência do retificador (V)
v_α	componente alfa da tensão de entrada
v_β	componente beta da tensão de entrada
$X_{RL/RC}$	impedância da carga resistiva indutiva ou resistiva capacitiva (Ω)
φ	defasamento entre ondas quadradas do DAB
φ_c	ângulo de compensação
φ_p	ângulo de fase
ω_c	frequência de cruzamento de ganho desejada
ω_g	frequência angular da rede (rad/s)

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO.....	16
1.1 Objetivos gerais e específicos.....	20
1.2 Organização do Trabalho	21
1.3 Trabalhos Publicados.....	21
2 REVISÃO SISTEMÁTICA	22
3 TOPOLOGIA E CONTROLE DO HSST	27
3.1 Topologia	27
3.2 Estratégia de Controle	34
3.2.1 Retificador	34
3.2.2 DAB.....	38
3.2.3 Inversor	38
3.3 Controladores Lineares	39
3.3.1 Controlador Retificador – Malha de Corrente.....	39
3.3.2 Controlador Retificador – Malha de Tensão	41
3.3.3 Controlador DAB	42
4 PROJETO DO HSST	44
4.1 Componentes SST.....	44
4.2 Filtro LCL – Retificador.....	45
4.3 Filtro LCL – Inversor	46
4.4 Cargas	47
4.5 Controladores	48
4.5.1 Retificador – Malha de Corrente	48
4.5.2 Retificador – Malha de Tensão	50
4.5.3 DAB.....	52
5 RESULTADOS E DISCUSSÕES.....	54
5.1 Resultados de simulação em tempo real.....	54
5.1.1 HSST sob diferentes cenários de carga	54

5.1.2 HSST sob distúrbios na entrada	59
6 CONCLUSÃO	64
6.1 Trabalhos Futuros	65
REFERÊNCIAS	66

1 INTRODUÇÃO

A matriz energética global tem experimentado mudanças significativas nos últimos anos, com uma tendência clara de aumento na participação das fontes renováveis. Esse fenômeno decorre não apenas da crescente preocupação ambiental relacionada às emissões de gases de efeito estufa, mas também da instabilidade observada na oferta e nos preços do barril de petróleo. Definidas como aquelas que derivam de recursos naturais naturalmente renováveis, tais como sol, vento, chuva e marés, as fontes renováveis representam uma alternativa sustentável e promissora no panorama energético mundial. Essas mudanças na matriz energética global não apenas influenciam o desenvolvimento tecnológico, mas também impulsionam avanços significativos na engenharia e na tecnologia de semicondutores. Portanto, ao oferecerem menores impactos ambientais e uma maior segurança energética no longo prazo, as fontes renováveis assumem um papel cada vez mais relevante na transição para um modelo energético mais sustentável (EPE, 2023).

As atividades científicas contemporâneas priorizam de forma proeminente o avanço da engenharia, com um foco específico na otimização tanto de componentes individuais quanto de sistemas integrados. Esse foco tem levado a avanços notáveis na tecnologia de semicondutores na área de eletrônica de potência, desbloqueando possibilidades como frequências de comutação mais altas, volume reduzido e eficiência aprimorada. Essa rápida evolução está em consonância com a Lei de Moore, que diz que o número de transistores em circuitos integrados dobra aproximadamente a cada dois anos e, conseqüentemente, o desenvolvimento e aprimoramento de tecnologias se torna possível (MOORE, 1965). Esses avanços na tecnologia de semicondutores e eletrônica de potência estão transformando não apenas a infraestrutura energética, mas também a forma como os sistemas de energia tradicionais operam e se adaptam, incluindo a ascensão das microrredes como uma resposta às demandas em evolução. À medida que os dispositivos eletrônicos se proliferam, a dependência nas infraestruturas existentes enfrenta desafios sem precedentes, exigindo uma abordagem estratégica para garantir desempenho e confiabilidade ótimos. Surge então o *retrofit* de sistemas, uma estratégia econômica que atualiza e aprimora tecnologias bem estabelecidas, alinhando-as com os perfis de carga em evolução dos dispositivos eletrônicos. Essa abordagem não apenas preserva as vantagens das tecnologias familiares, mas também garante compatibilidade com o cenário eletrônico dinâmico, encontrando um equilíbrio entre inovação, eficiência de custos e confiabilidade operacional (MISHRA, et al., 2021).

No sistema tradicional, a energia é produzida por uma estação centralizada, conectada com os sistemas de distribuição e transmissão, constituída de máquinas rotativas, e em sua grande maioria, síncronas. Essas máquinas, por sua vez, conferem inércia ao sistema devido à sua natureza mecânica, responsável pela regulação da frequência do sistema elétrico. Contudo, o aumento pela demanda de unidades de geração distribuída instaladas, a diminuição da inércia total do sistema se torna um problema real e, se não controlado adequadamente, pode afetar a estabilidade do sistema (MOHAMMED et al., 2019). Neste cenário, encontram-se as microrredes que dependem de transformadores e conversores para integração entre suas fontes, suas cargas e o sistema. As microrredes possuem fontes de energia distribuídas usualmente baseadas em energia renovável, como painéis solares e turbinas eólicas, que precisam ser acopladas e controladas via conversores baseados em eletrônica de potência para que haja um bom funcionamento do sistema. Com o aumento da disseminação dessas fontes a inércia do sistema diminui e, para que as variações da tensão e frequência da rede não sejam prejudiciais ao sistema, o controle de tensão, corrente e fluxo de potência torna-se cada vez mais importante (ALMEIDA, 2017).

Transformadores Convencionais (LFT, do inglês *low frequency transformer*), são dispositivos amplamente utilizados ao redor do mundo devido à sua robustez, confiabilidade e eficiência. Pode-se encontrá-los facilmente instalados em postes ou em subestações por conta de sua alta aplicabilidade e das vantagens da sua utilização. Eles desempenham um papel crucial na transmissão e distribuição de energia elétrica, proporcionando um meio eficiente e confiável de adequar os níveis de tensão, garantindo assim a entrega segura de eletricidade aos consumidores finais. No entanto, apesar de suas qualidades, os transformadores convencionais possuem limitações intrínsecas, como baixa capacidade de controle de tensão e grande volume (COSTA; LISERRE; BUTICCHI, 2018).

Uma alternativa promissora ao transformador convencional é o Transformador de Estado Sólido (SST, do inglês *solid state transformer*), que utiliza eletrônica de potência para transferir potência em alta frequência. O SST apresenta várias vantagens, incluindo compensação de potência reativa, regulação de tensão, limitação de corrente de falta, controle de fluxo de energia e uma estrutura mais compacta. No entanto, apesar desses méritos, a tecnologia permanece proibitivamente cara e menos confiável. Em comparação com um transformador convencional com a mesmo nível de potência, um SST pode ser até cinco vezes mais caro, apresenta eficiência menor (~90%) e falta de compatibilidade com os esquemas de proteção mais

utilizados. Esses fatores atualmente dificultam a adoção generalizada dos SSTs. Esses dois dispositivos podem ser vistos na Figura 1 (BURKARD; BIELA, 2015).

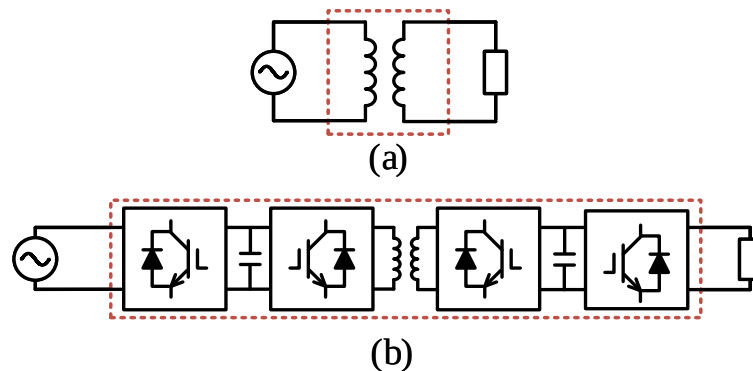


Figura 1– (a) Transformador convencional (b) Transformador de estado sólido
Fonte: elaborada pela autora.

Dados esses desafios, uma proposta para enfrentá-los e aproveitar os benefícios oferecidos por ambas as tecnologias, é o Transformador de Estado Sólido Híbrido (HSST, do inglês *hybrid solid state transformer*). Essa configuração combina os pontos fortes do LFT e do SST, oferecendo um caminho promissor para superar as limitações existentes e tornar a tecnologia SST mais viável. Essa abordagem não apenas lida com os desafios impostos pelo aumento das demandas de dispositivos eletrônicos, mas também prepara os sistemas existentes para sustentabilidade e adaptabilidade a longo prazo (HUANG et al., 2020; RAJENDRAN et al., 2020; RAJENDRAN et al., 2021; DING; LU; HUANG, 2021; DING et al., 2022; RAJENDRAN; GUO; HUANG, 2022; RAJENDRAN; HUANG, 2022; COZAC et al., 2023; RAJENDRAN et al., 2023).

O conceito do HSST envolve a combinação de um SST com um LFT visando aproveitar as vantagens inerentes a ambos. Conforme destacado por Huang (2020), diversas estratégias de conexão entre esses componentes foram consideradas, embora algumas apresentem desafios tanto do ponto de vista econômico quanto de engenharia. Topologias que conectam o SST ao enrolamento primário do transformador enfrentam questões como a necessidade de isolamento de alta tensão ou a limitação no controle da tensão e potência de saída. De forma similar, aquelas que integram o SST em ambas as extremidades do transformador embora também exijam isolamento de alta tensão, permitem a regulação da tensão. Por outro lado, a interconexão no enrolamento secundário elimina a necessidade de isolamento de alta tensão e três topologias para a conexão no secundário são apresentadas: topologia *input-series output-series* (ISOS), topologia *input-parallel output-parallel* (IPOP) e topologia *input-parallel output-series*

(IPOS), como mostra a Figura 2. A primeira possibilita o controle da tensão do secundário e da potência, mas o SST deve processar toda a potência do circuito, o que o torna grande e caro. A segunda permite o controle e o processamento parcial da potência, mas não possibilita a regulação da tensão da carga. Já a terceira topologia, IPOS, possibilita a regulação de tensão, processa e controla uma parcela específica da potência, além de não requerer componentes de alta tensão e, devido a estas características, esta será a topologia escolhida para o desenvolvimento deste trabalho.

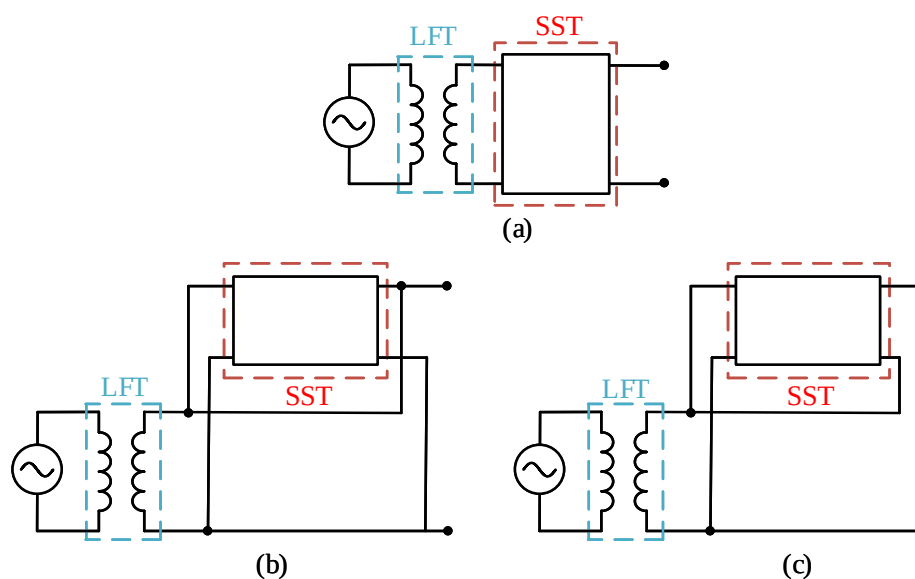


Figura 2 – Topologia (a) ISOS, (b) IPOP e (c) IPOS
 Fonte: elaborada pela autora.

A singularidade da topologia IPOS reside na sua compreensão de que o sistema demanda controle parcial, conferindo-lhe a legitimidade como um sistema de controle parcial de potência, visto que os distúrbios presentes nas redes representam uma parcela minoritária da potência total processada. A abordagem sugere a execução predominante da transferência de potência pelo LFT, enquanto o SST é empregado para gerenciar a parcela variável da potência e prover o controle do sistema. Tal estratégia possibilita a manutenção de custos reduzidos, ao mesmo tempo em que assegura confiabilidade e oferece um nível de controle adequado. Um aspecto de significância é a resolução da problemática relativa à confiabilidade reduzida do SST como componente eletrônico. O SST, basicamente, é projetado para mitigar distúrbios no sistema elétrico. Em situações em que tais distúrbios não estão presentes, pode-se optar por desativar o SST, permitindo que o sistema funcione sem depender de sua operação. Essa capacidade de *bypass* do SST contribui para a robustez do sistema elétrico, ao garantir a

continuidade da operação em cenários onde a intervenção do SST não é necessária ou mesmo em um caso de falha do equipamento (HUANG et al., 2020).

Dessa forma, o presente trabalho propõe um HSST monofásico, empregando a estratégia de controle de potência parcial por meio de um SST de três estágios na configuração IPOS com controle linear. A escolha pelo SST de três estágios está em consonância com a mudança da matriz energética para um perfil com maior relevância das fontes distribuídas, já que permite o acoplamento dessas fontes com a rede de maneira direta pelos links CC e simplifica a conexão. Em adição, a topologia IPOS com esse SST visa fornecer uma tensão de carga regulada, com supressão de harmônicos de tensão da rede e de corrente da carga, além de garantir um alto fator de potência no ponto de acoplamento e seu esquemático pode ser visto na Figura 3.

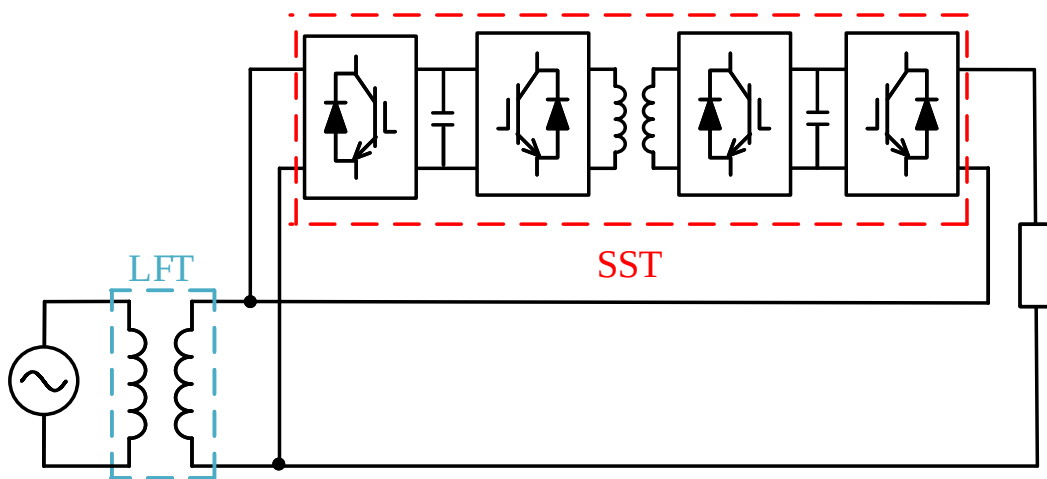


Figura 3 – Transformador de estado sólido híbrido
Fonte: elaborada pela autora.

1.1 Objetivos gerais e específicos

O objetivo geral desta dissertação consiste na simulação de um transformador de estado sólido híbrido, empregando a topologia IPOS, ou seja, que processe uma parcela da potência da carga, visando validar a funcionalidade dessa tecnologia e prover controle ao sistema. A intenção é alcançar a compensação de reativos na entrada, a mitigação de harmônicos de tensão provenientes da rede, a mitigação de harmônicos demandados pela carga e a regulação da tensão na carga.

Os objetivos específicos são:

- Avaliar o comportamento da topologia operando como filtro ativo;

- Avaliar o comportamento da topologia operando como compensador de reativos;
- Avaliar o desempenho do controle linear por meio da regulação dos links CC;
- Avaliar a resposta em regime permanente e transiente do HSST frente aos distúrbios da rede elétrica

1.2 Organização do Trabalho

Este trabalho está estruturado em seis capítulos: Introdução, Revisão Sistemática, Topologia e Controle do HSST, Projeto do HSST, Resultados e Discussões e Conclusão. Na Introdução é apresentado um panorama geral do tema em estudo em que é destacada a sua relevância, objetivos e os trabalhos que foram publicados ao longo de seu desenvolvimento. Na Revisão Sistemática é abordada a metodologia adotada para a pesquisa acerca do tema escolhido e os resultados obtidos por ela. Na Topologia e Controle do HSST são apresentadas a topologia escolhida para o desenvolvimento do trabalho e as estratégias de controle aplicadas. No capítulo de Projeto do HSST as topologias e estratégias propostas são desenvolvidas e validadas por meio de simulação computacional. Nos Resultados e Discussões o comportamento do sistema observado na simulação é discutido destacando os resultados obtidos e as contribuições do trabalho para o desenvolvimento do conhecimento na área. E finalmente, na Conclusão são apresentadas as conclusões do estudo e sugestões para trabalhos futuros.

1.3 Trabalhos Publicados

O seguinte artigo foi publicado a partir dos estudos realizados nesse trabalho:

1. F. Cozac, A. F. Nardoto, D. Carletti and L. F. Encarnacao, "Comparative Analysis of Conventional and Hybrid Solid State Transformer," 2023 IEEE 8th Southern Power Electronics Conference and 17th Brazilian Power Electronics Conference (SPEC/COBEP), Florianopolis, Brazil, 2023, pp. 1-8, doi: 10.1109/SPEC56436.2023.10408599 .

Além do artigo citado, um segundo artigo foi aceito para publicação:

2. F. Cozac, T. S. Amorim and L. F. Encarnacao, "Partial Power Control with a Hybrid Solid State Transformer" 2024 IEEE 18th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE POWERENG), Gdya, Poland, 2024.

2 REVISÃO SISTEMÁTICA

Dado que a abordagem proposta é uma área de pesquisa em recente desenvolvimento, realizou-se um estudo a fim de compreender o estado da arte. No entanto, a literatura atualmente disponível é escassa em relação a trabalhos relacionados ao tema. Para realizar uma busca estruturada, optou-se por adotar uma metodologia de pesquisa orientada por um mapeamento sistemático. O protocolo do mapeamento começa com a definição clara do objeto de estudo a ser investigado em publicações científicas. Em seguida, são estabelecidos os tipos de publicações a serem analisadas e as perguntas de pesquisa pertinentes. Além disso, são delineados os critérios de inclusão e exclusão das publicações, assim como as bases de dados a serem utilizadas na busca. Após a definição desses parâmetros, o processo segue com a aquisição das publicações relacionadas, seguida pela aplicação dos critérios de seleção para inclusão ou exclusão com base nos resumos e conteúdos completos em duas etapas de filtragem de resultados. Por fim, é realizada uma análise para verificar como cada publicação selecionada contribui para responder às perguntas de pesquisa estabelecidas. O protocolo utilizado pode ser visto em resumo na Figura 4.

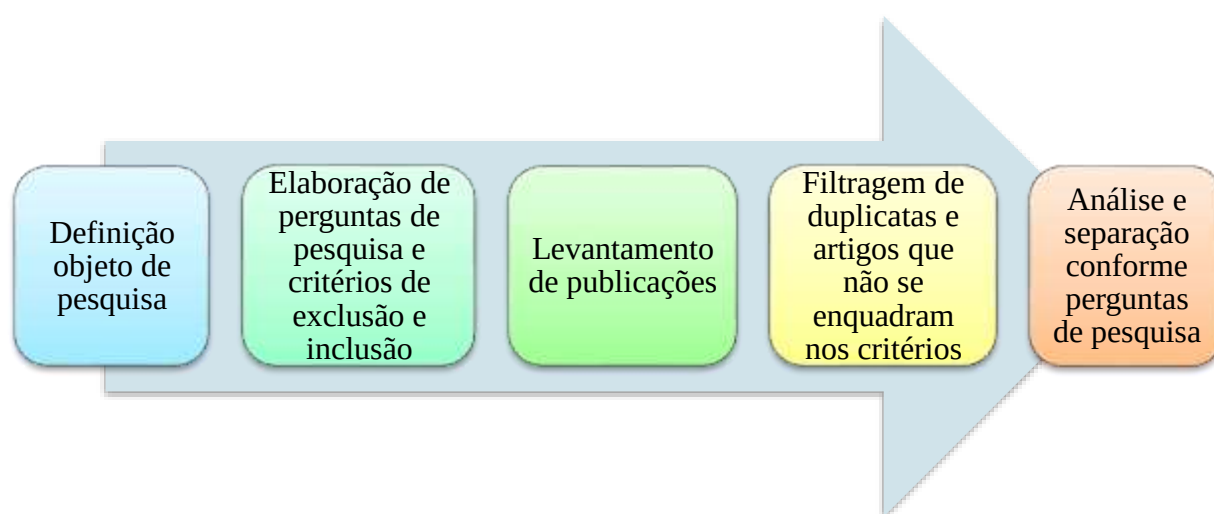


Figura 4 – Protocolo mapeamento sistemático
Fonte: elaborada pela autora

Com o objetivo principal da pesquisa sendo o HSST, foram selecionadas as palavras-chave para formar a seguinte *string* de busca utilizada: ("All Metadata":*hybrid solid state transformer*) OR ("All Metadata":*solid state transformer*) AND ("All Metadata":*sst*) AND ("All Metadata":*hsst*). Em seguida, as perguntas de pesquisa foram formuladas para determinar se os artigos analisados abordam a tecnologia e a topologia do HSST, se propõem métodos de

controle e se seguem normas específicas. Com isso definido, foram definidas as bases de pesquisa a serem utilizadas: *IEEEExplore*, *Web of Science* e *Scopus*. Os critérios de inclusão de publicações buscavam artigos que definiam e explicavam os conceitos e metodologias buscados, enquanto os critérios de exclusão variavam desde limitações técnicas, como acesso à versão completa do documento, até critérios específicos, como a utilização de normas ou conceitos ultrapassados, ou a falta de informações relevantes para o tema. Durante a etapa de aquisição nas bases de pesquisa, foram identificadas 32 publicações submetidas no período de 2019 até 2024. Após a remoção de 21 duplicatas na primeira etapa de filtragem, os critérios de inclusão e exclusão foram aplicados aos resumos e palavras-chave, resultando na aprovação de 10 publicações. Na segunda etapa, essas 10 publicações foram novamente analisadas e, considerando o texto completo, 9 delas foram aprovadas. Finalmente, as publicações foram separadas e analisadas de acordo com a natureza das informações apresentadas, confrontando-as com as perguntas de pesquisa e foi o momento em que se pode compreender o estado da arte da tecnologia e as metodologias mais utilizadas, como pode ser visto na Figura 5.

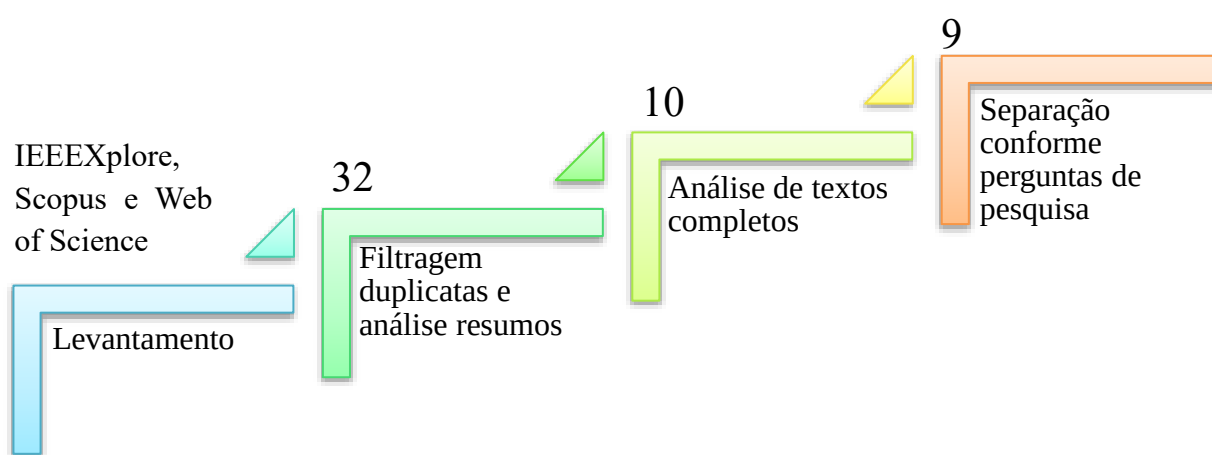


Figura 5 – Avanço mapeamento sistemático
Fonte: elaborada pela autora

A análise detalhada das publicações revelou uma tendência unânime em relação à escolha da topologia IPOS. Essa configuração tem sido amplamente reconhecida por sua eficiência e capacidade de controle (HUANG et al.; 2020). Para o SST, apesar dos autores diferirem bastante em relação à quantidade de estágios, a configuração utilizando o DAB emergiu como a preferida, tendo apenas em uma das publicações a utilização de outra alternativa (RAJENDRAN; HUANG, 2022). Em adição, a análise também revelou uma diversidade

significativa em relação aos métodos de controle propostos. Enquanto algumas publicações sugerem a implementação de um controle sistemático para otimizar o desempenho do SST (RAJENDRAN et al., 2021), outras exploram abordagens mais complexas, com o controle linear (COZAC et al., 2023; RAJENDRAN et al., 2023) ou preditivo (DING; LU; HUANG, 2021; DING et al., 2022;). Além disso, as propostas de alimentação também variam consideravelmente, com algumas publicações enfatizando a viabilidade de sistemas monofásicos (HUANG et al., 2020; RAJENDRAN et al., 2020; RAJENDRAN; GUO; HUANG, 2022; RAJENDRAN; HUANG, 2022; COZAC, 2023), enquanto outras destacam os benefícios dos sistemas trifásicos (DING; LU; HUANG, 2021). Essa heterogeneidade nas abordagens de controle e alimentação evidencia a diversidade de perspectivas e estratégias adotadas pelos pesquisadores neste assunto, contribuindo para um entendimento mais abrangente desse emergente campo de estudo. No Quadro 1 estão reunidas as publicações levantadas pelo mapeamento e o conteúdo de interesse analisado.

Quadro 1 – Publicações levantamento sistemático

Referência	Estágios SST	Conteúdo de interesse
Huang et al., 2020	1	Topologias para o HSST
Rajendran et al., 2020	1	Construção do SST no HSST
Rajendran et al., 2021	1	Projeto e controle de corrente e tensão
Ding; Lu; Huang, 2021	3	Controle preditivo
Ding et al., 2022	3	Controle preditivo
Rajendran; Guo; Huang, 2022	2	Implementação física
Rajendran; Huang, 2022	1*	HSST com pseudo* estágio único
Cozac et al., 2023	3	Projeto e controle linear
Rajendran et al., 2023	2	Controle linear PI ressonante

Fonte: elaborada pela autora

Os três primeiros artigos apresentados na tabela (HUANG et al., 2020; RAJENDRAN et al., 2020; RAJENDRAN et al., 2021) apresentam a topologia do HSST e discutem suas vantagens de aplicação, qual topologia deveria ser utilizada segundo uma série de parâmetros de configuração como a presença de chaves de alta tensão, isolamento de alta tensão e a possibilidade de regulação de tensão. Foram apresentadas e discutidas, no primeiro desses três artigos, 9 possibilidades de ligação entre o LFT e o SST e a escolha mais vantajosa, segundo os critérios apresentados, foi a IPOS, utilizada neste trabalho, também foram escolhidos o tipo do

SST, de um estágio para simplificar o sistema e diminuir seu tamanho, e a estratégia de controle para permitir a regulação de tensão. Como esses artigos objetivaram apresentar uma nova topologia, a realização de um protótipo e testes em bancada mostrou-se mandatório, então o segundo artigo foi desenvolvido com esse objetivo. Nele foi escolhida o tipo de chave a ser utilizada para o nível de tensão pretendido e, a partir dos cálculos das perdas, foi calculada a eficiência do sistema com um valor relativamente alto de 97%. Então, no terceiro trabalho, há um compilado do conteúdo dos primeiros dois artigos e a apresentação dos resultados do trabalho como um todo, além de ser simulado no *software PLECS*, e um detalhamento maior da estratégia de controle.

Nos quarto e quinto trabalhos (DING; LU; HUANG, 2021; DING et al., 2022) foi desenvolvida uma estratégia de controle preditivo para o HSST no *software PLECS*. Após a validação dessa estratégia para controle básico do HSST feita no quarto artigo, se é discutida a necessidade de um controle mais abrangente que englobe as não linearidades e restrições do sistema e então o modelo dinâmico do HSST é estabelecido para a implementação de um controle preditivo abrangendo essas novas questões no quinto artigo.

No sexto artigo analisado (RAJENDRAN; GUO; HUANG, 2022), o trabalho dos primeiros três artigos é retomado para apresentar agora uma mudança na topologia do SST, utilizando um modelo com dois estágios e seus resultados foram apresentados de forma compilada como no terceiro artigo e foi alcançada uma eficiência de 98,5% nessa nova configuração.

No sétimo artigo (RAJENDRAN; HUANG, 2022), de maneira a abranger todas as possibilidades de SST para a topologia, foi apresentada uma topologia com pseudo estágio único, em que eles agregam as vantagens de um sistema de estágio único – menor número de componentes, maior eficiência e menor tamanho – mas agregando as vantagens de ter um link DC que aumenta a faixa de controle e que vai de encontro a topologias já validadas para os HSST.

No oitavo artigo (COZAC et al.; 2023) o HSST foi apresentado utilizando uma topologia de HSST IPOS com três estágios no SST e funcionalidades adicionais de controle, mencionadas no corpo dos artigos anteriores como necessárias para o bom funcionamento da tecnologia, foram implementadas. A simulação foi realizada no *software MATLAB* utilizando controle linear para cada um dos estágios do sistema.

E, finalmente, no nono artigo (RAJENDRAN et al.; 2023) foi apresentado, de maneira complementar aos primeiro, segundo, terceiro e sexto artigos, um trabalho de um HSST com

um SST de dois estágios que apresenta um conversor DC/DC na parte de baixa tensão, de maneira a sempre complementar o trabalho realizado por esse laboratório que está buscando determinar qual a melhor topologia para a tecnologia. Foi utilizado uma estratégia de controle com *phase-shift* triplo para otimizar o funcionamento e em sua conclusão é dito que em trabalhos posteriores serão apresentadas a eficiência e a estrutura de controle para a inserção dessa topologia em sistemas de transmissão.

A análise da literatura disponível sobre o tema revela que a maioria dos estudos é conduzida predominantemente por um laboratório localizado em Austin, Texas, Estados Unidos, ou em colaboração com este. Apenas um dos artigos encontrados (COZAC et al., 2023) foi desenvolvido fora desse laboratório, o que indica que o tema ainda é recente e carece de uma maior diversidade de abordagens para se consolidar como uma alternativa viável para implementação real.

3 TOPOLOGIA E CONTROLE DO HSST

3.1 Topologia

O acoplamento do SST ao LFT é concebido como uma maneira de realizar um *retrofit* do sistema, ou seja, é uma estratégia que alinha o custo-benefício com o aprimoramento do sistema de modo a maximizar as vantagens oferecidas por ambas tecnologias. Dentre as possíveis maneiras de se realizar esse acoplamento, uma topologia se destaca por permitir a conexão sem a necessidade de isolamento de alta tensão, permite a regulação de tensão e permite que o SST processe apenas a parcela variante da potência, deixando a parcela fixa e majoritária para o LFT, como pode ser observado na Figura 6.

Dessa forma, o SST processará apenas uma parcela da potência total e terá como principal funcionalidade a regulação de tensão da carga. Como a saída do SST está em série com o LFT, sempre que houver variação na tensão da carga o SST atuará de forma a compensá-la, deixando-a dentro de seu valor nominal utilizando a estratégia de *feedforward* ao comparar a tensão de referência na carga (v_o^*) com a tensão de entrada do sistema (v_g). Em decorrência disso serão possíveis três modos fundamentais de funcionamento de acordo com a diferença de tensão entre a tensão de referência e a tensão da rede ($v_\delta = v_o^* - v_g$): (i) $v_\delta = 0$: quando a tensão da saída está igual ao valor de referência e não será necessária a atuação do SST (*by-pass*); (ii) $v_\delta > 0$: quando a tensão de entrada é menor do que a tensão esperada na carga o SST irá gerar uma tensão em fase para compensar a diferença; (iii) $v_\delta < 0$: quando a tensão de entrada é maior do que a referência o SST irá gerar uma tensão em contra fase. Dessa maneira, pode-se dizer que o HSST consegue operar similarmente a um restaurador dinâmico de tensão (DVR, do inglês *Dynamic Voltage Restorer*) (SADIGH; SMEDLEY, 2012).

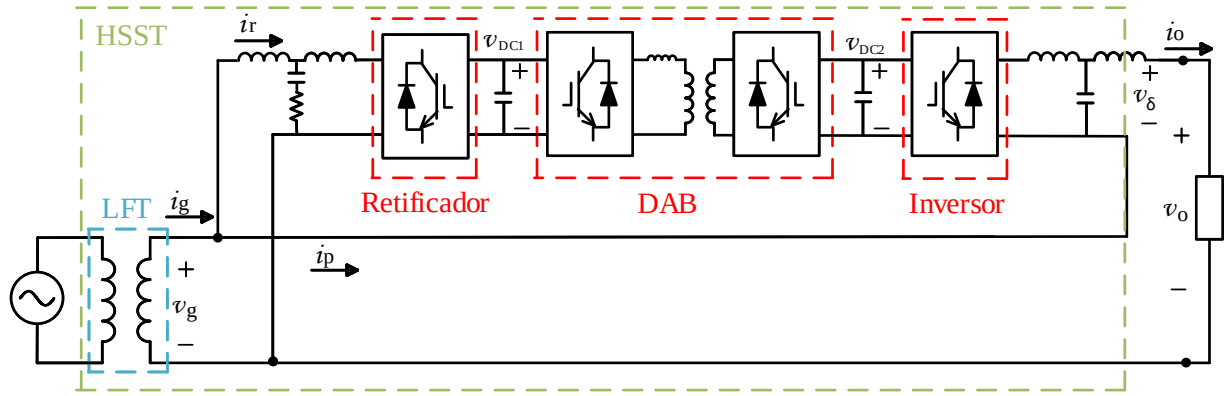


Figura 6 – Esquemático HSST
Fonte: elaborada pela autora

Logo, as flutuações de tensão serão corrigidas pelo SST e, devido a sua capacidade de abarcar valores positivos, negativos ou nulo, a potência processada irá variar em correlação direta com a tensão de saída processando apenas uma parcela da potência, conforme demonstrado em (1) (HUANG et al., 2020).

$$P_{SST} = P_o \frac{v_{\delta}}{v_o^*} \quad (1)$$

Onde P_{SST} é a potência a ser processada pelo SST e P_o é a potência da carga.

Além do processamento parcial de energia e da capacidade de DVR, o HSST também pode funcionar como um Filtro Ativo (FA) e como um compensador síncrono estático (STATCOM, do inglês, *Static Synchronous Compensator*). Na etapa do retificador, foram implementadas funcionalidades de FA paralelo e STATCOM para mitigar os harmônicos de corrente e compensar a potência reativa da carga. Enquanto isso, no inversor, foi implementada a funcionalidade do FA série para mitigar as harmônicas da tensão da rede, além da funcionalidade de DVR já mencionada, que regula dinamicamente a tensão da carga. Visando compromisso com a funcionalidade de FA, para aumentar o nível de controle e robustez do sistema foram projetados filtros LCL para a entrada do retificador e saída do inversor. Os filtros LCL do retificador e do inversor foram projetados segundo metodologia de cálculo apresentada por Liserre (2005) e o filtro LCL pode ser observado na Figura 7.

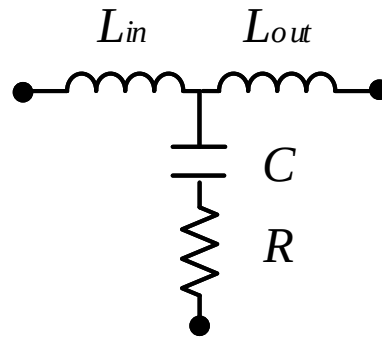


Figura 7 – Filtro LCL
Fonte: elaborada pela autora

Para o retificador, que é o primeiro estágio do SST, foi utilizada a topologia em ponte monofásica completa com um capacitor (C_{DC1}) na saída com a função de formar um link CC, como ilustrado pela Figura 8.

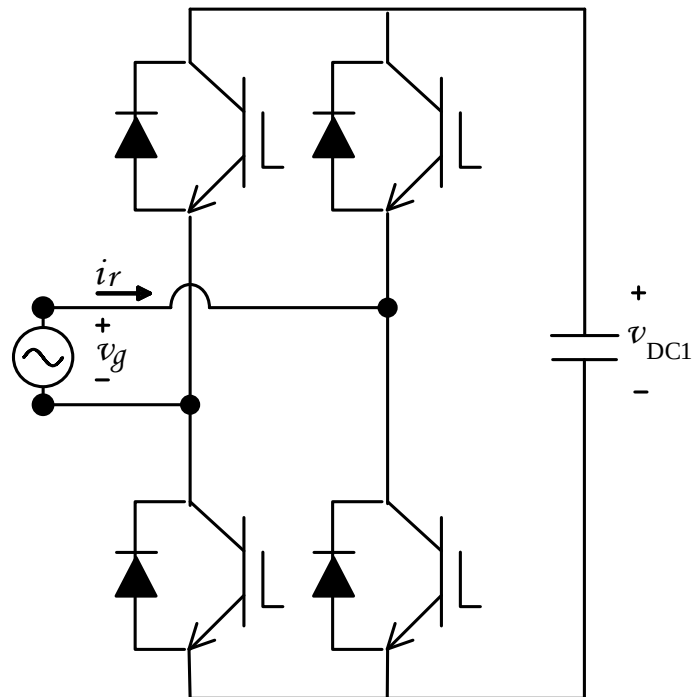


Figura 8 – Retificador do SST
Fonte: elaborada pela autora

O projeto desse capacitor foi realizado segundo a equação (2) (CAMARGO et al, 2020).

$$C_{DC1} = \frac{P_{SST}}{\omega_g \cdot V_{DC1} \cdot \Delta V_{DC1}} \quad (2)$$

Onde, ω_g é o valor da frequência angular da rede, V_{DC1} é o nível de tensão do primeiro link CC e ΔV_{DC1} é a variação máxima de tensão permitida no primeiro link CC.

Após o retificador está o DAB, segundo estágio do SST, ilustrado na Figura 9, que é um conversor CC-CC que, além de permitir o fluxo bidirecional de potência, fornece isolamento galvânico. O DAB é constituído por duas pontes monofásicas completas separadas por um transformador de alta frequência e um indutor de acoplamento e em sua saída há um capacitor com a função de formar um segundo link CC (V_{DC2}). O projeto do indutor de acoplamento do DAB (L_{DAB}) e do capacitor do segundo link CC (C_{DC2}) foi realizado segundo (3) (NARDOTO et al., 2022) e (4) (CAMARGO et al., 2020). Note que esse indutor de acoplamento surge com a função impedir que os capacitores C_{DC1} e C_{DC2} fiquem em paralelo, agindo como carga de corrente constante para C_{DC1} e como fonte de corrente constante para C_{DC2} .

$$L_{DAB} = \frac{V_{DC1} \cdot V_{DC2} \cdot \varphi \left(1 - \frac{\varphi}{\pi}\right)}{\frac{1}{n} \cdot 2\pi \cdot f_{sw} \cdot P_{SST}} \quad (3)$$

$$C_{DC2} = \frac{P_{SST}}{\omega \cdot V_{DC2} \cdot \Delta V_{DC2}} \quad (4)$$

Onde n é a relação de transformação V_{DC1}/V_{DC2} , f_{sw} é a frequência de chaveamento, φ é o defasamento entre as ondas da quadradas e ΔV_{DC2} é a variação máxima de tensão permitida no segundo link CC.

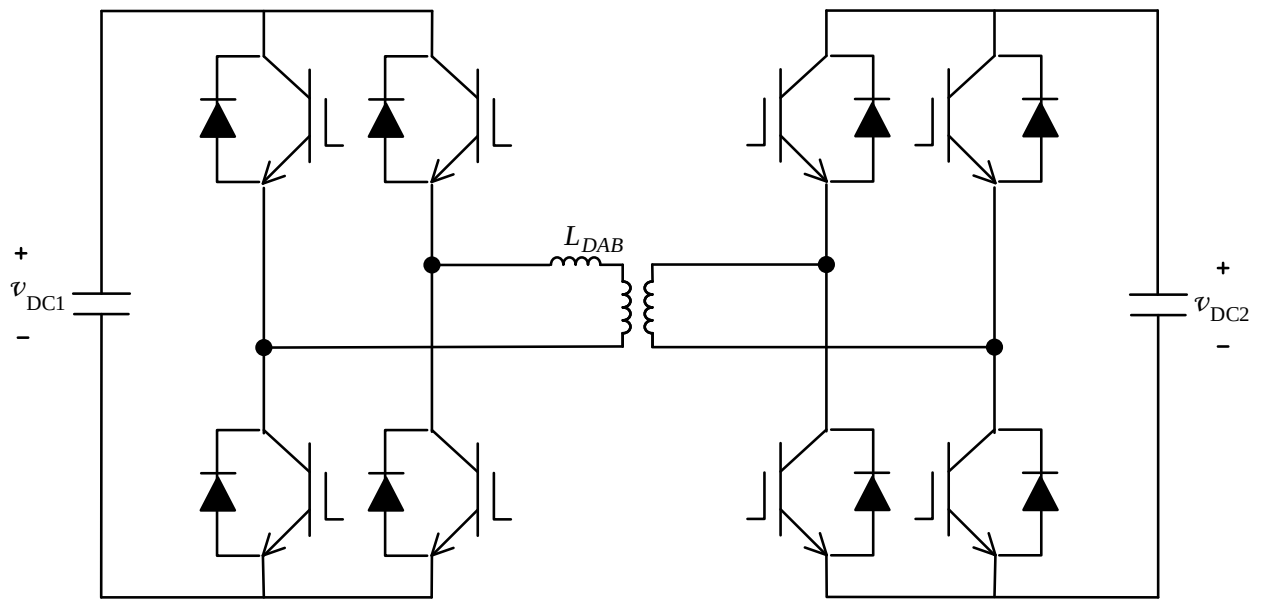


Figura 9 – DAB do SST
Fonte: elaborada pela autora

A seleção do DAB revela-se vantajosa nessa aplicação devido à sua capacidade de permitir o fluxo bidirecional de energia. Esse comportamento é viabilizado pela dinâmica de acionamento de suas chaves, que é influenciada pela interação entre os sinais de tensão presentes na entrada e saída do conversor, mais especificamente, a transferência de potência ocorre somente quando há uma diferença de fase entre as ondas quadradas geradas pelo conversor. Ao longo dos anos, várias estratégias de modulação foram desenvolvidas para gerar os avanços de fase, dentre elas destacam-se a SPS (do inglês, *single phase-shift*), EPS (do inglês, *extended phase shift*), DPS (do inglês, *dual phase-shift*) e TPD (do inglês, *triple phase-shift*).

A estratégia SPS para o DAB envolve o avanço da fase entre as portadoras das pontes monofásicas completas com *duty cycle* de 50% para permitir a transferência de energia em ambos os lados. Ou seja, a tensão nos terminais do transformador de alta frequência é uma onda quadrada que é deslocada no tempo dependendo da direcionalidade do fluxo de potência. A seleção da estratégia SPS é baseada em sua simplicidade, uso generalizado em sistemas semelhantes (NARDOTO et al., 2022).

A geração e controle das formas de onda de tensão são cruciais para o correto funcionamento do sistema. No primário do DAB, representado em vermelho, e no secundário, em azul, são observadas formas de onda quadradas que resultam do chaveamento das oito chaves disponíveis, distribuídas em quatro para cada ponte monofásica completa. A existência de um

defasamento φ entre as formas de onda de tensão primária e secundária influencia diretamente no fluxo de potência no sistema. Especificamente, quando há um defasamento entre as formas de onda de tensão, um fluxo de potência é induzido, evidenciado pela corrente na indutância do DAB (i_{DAB}). Se o defasamento ocorrer de forma que o primário esteja adiantado em relação ao secundário, o fluxo de potência se dará do primário para o secundário. É relevante notar que, na Figura 10, consideramos que as tensões não estão em seu valor nominal, apresentando uma diferença de 20%. Essa disparidade provoca variações na intensidade do fluxo de potência ao longo do tempo, resultando em dois momentos distintos de intensidade no fluxo de potência.

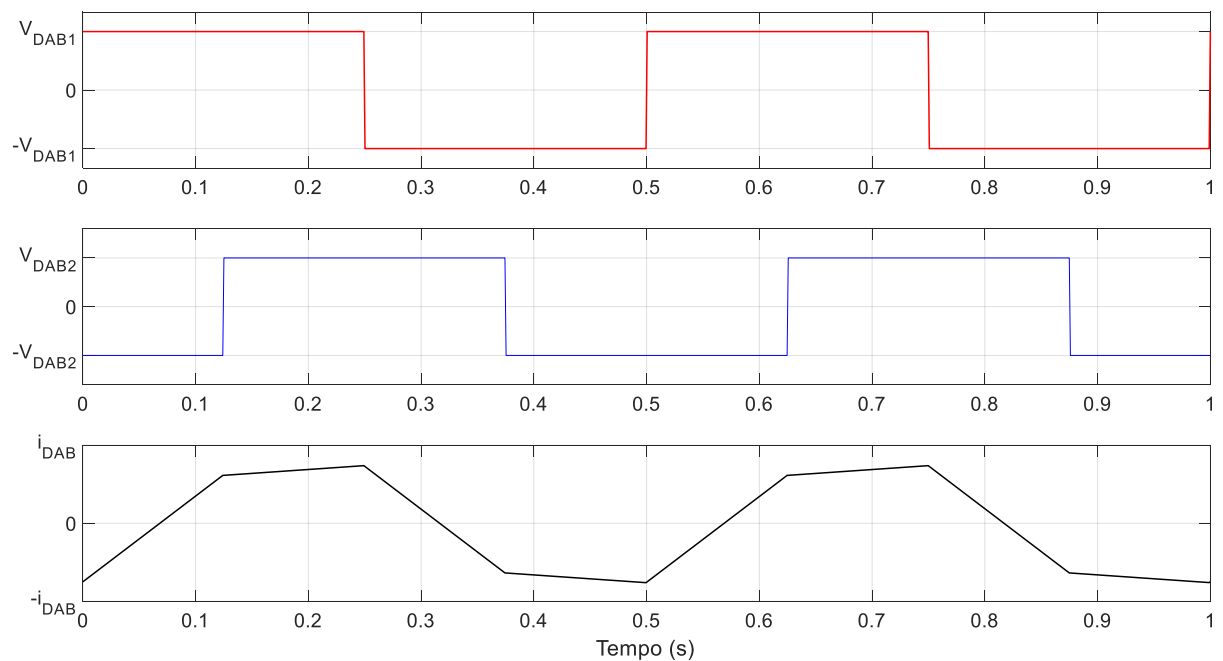


Figura 10 – Formas de onda básicas do DAB
Fonte: elaborada pela autora

O terceiro estágio será formado por um inversor de ponte completa convencional, como ilustrado pela Figura 11.

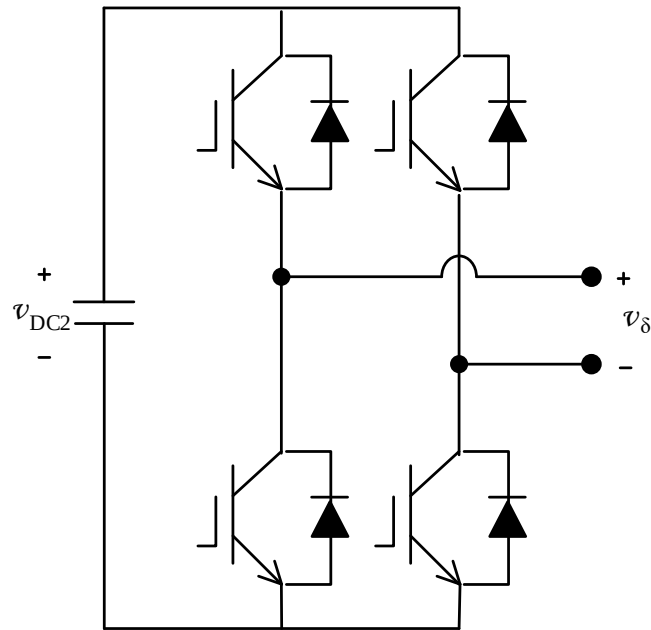


Figura 11 – Inversor do SST
Fonte: elaborada pela autora

Finalmente, foram projetadas cargas para avaliar o desempenho das funcionalidades propostas. Para isso, essas cargas foram configuradas para consumir a potência nominal ao serem ligadas duas a duas, criando diferentes cenários de compensação. Foram escolhidas quatro cargas com características distintas, uma resistiva (5), uma resistiva-indutiva (6-8), uma resistiva-capacitiva (6-7,9) e uma não linear (10) e os testes utilizaram essas cargas em pares para atestar seu funcionamento (ANDERSON, 1973).

$$R_R = \frac{V_o^2}{P_R} \quad (5)$$

$$R_{RL/RC} = \frac{V_o^2 \cdot P_{RL/RC}}{P_{RL/RC}^2 + Q_{RL/RC}^2} \quad (6)$$

$$X_{RL/RC} = \frac{V_o^2 \cdot Q_{RL/RC}}{P_{RL/RC}^2 + Q_{RL/RC}^2} \quad (7)$$

$$L_{RL} = \frac{X_{RL/RC}}{2\pi f_g} \quad (8)$$

$$C_{RC} = \frac{1}{2\pi f_g X_{RL/RC}} \quad (9)$$

$$R_{NL} = \frac{\dot{V}^2}{P_{NL}} \quad (10)$$

Em que, f_g é a frequência da rede, V_o é a tensão de saída, para a carga resistiva, R_R é a resistência e P_R é a potência; para a carga indutiva ou capacitiva $R_{RL/RC}$ é a resistência, $X_{RL/RC}$ é a impedância, L_{RL} é a indutância, C_{RC} é a capacitância, $P_{RL/RC}$ é a potência ativa, $Q_{RL/RC}$ é a potência reativa; para a carga não linear $\dot{V}$ é a tensão eficaz, R_{NL} é a resistência e P_{NL} é a potência ativa.

O esquemático de como esses componentes se conectam ao HSST pode ser visto na Figura 12, em que pode ser visto que a transformação do LFT em HSST é alcançada com mínima interferência, contribuindo ainda mais para o aumento da densidade de potência.

Com os componentes escolhidos e o circuito fisicamente estruturado pode-se então desenvolver as estratégias de controle para o funcionamento de cada um dos estágios do sistema.

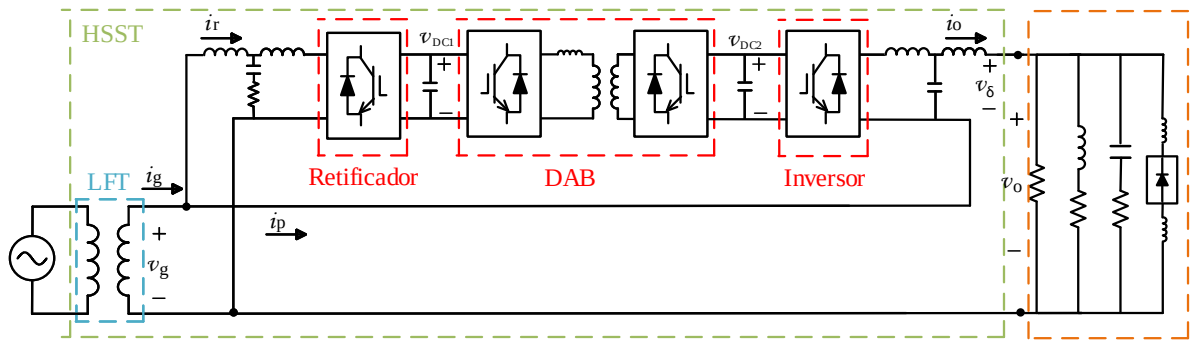


Figura 12 – Esquemático completo HSST
Fonte: elaborada pela autora

3.2 Estratégia de Controle

3.2.1 Retificador

O retificador, que está em paralelo com a rede, tem como funcionalidade principal a regulação de tensão do primeiro link CC. Para tal será utilizada uma estratégia convencional de controle

em que a tensão de referência do link CC (V_{DC1}^*) é comparada com a tensão atual do link CC (V_{DC1}), que passa por um filtro média móvel que tem como objetivo eliminar as oscilações no dobro da frequência da rede ($2\omega_g$), naturais de redes monofásicas, e essa diferença gera um sinal através de um controle linear PI que será multiplicado por uma tensão senoidal unitária em fase com a tensão fundamental da rede ($V_{g,\alpha(pu)}$) gerada por um SRF-SOGI (do inglês, *synchronous reference frame - second-order generalized integrator*) (RODRIGUEZ, 2008), ilustrado na Figura 13, para garantir que a corrente de referência gerada (i_{loss}^*) processe apenas a potência ativa do controle do link CC, como pode ser visto na Figura 14.

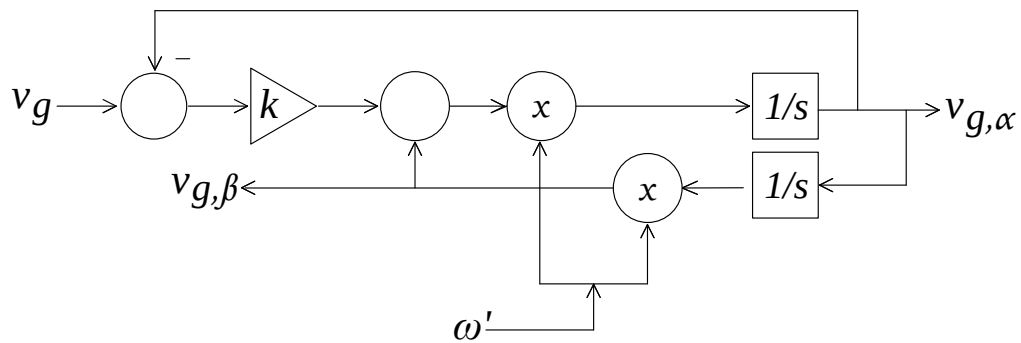


Figura 13 – Diagrama de blocos SRF-SOGI

Fonte: elaborada pela autora

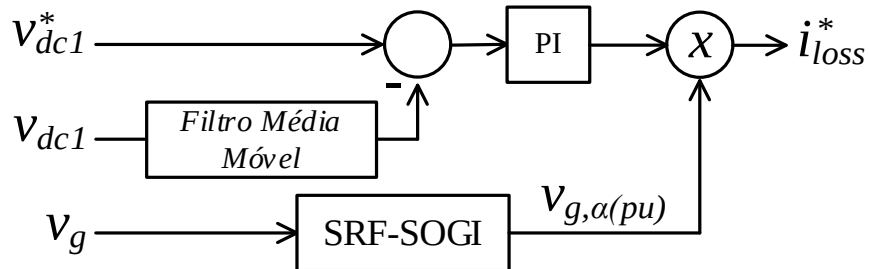


Figura 14 – Malha de tensão retificador

Fonte: elaborada pela autora

Após o cálculo da corrente de referência, torna-se necessário calcular a potência reativa e as componentes harmônicas da carga, para que essas parcelas sejam compensadas pelo retificador. Para isso foi utilizada a Teoria pq (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2007) adaptada para circuitos monofásicos. Essa abordagem envolve a determinação das potências ativa e reativa do sistema utilizando as correntes e tensões instantâneas. Essa metodologia de cálculo é

interessante pois permite essa determinação mesmo quando as formas de onda da corrente e da tensão apresentam harmônicos e desbalanços.

As potências p e q definidas podem ser separadas em parcelas de valor constante $\bar{p}$ e $\bar{q}$ e em parcelas oscilantes $\tilde{p}$ e $\tilde{q}$. As equações (11) e (12) mostram as composições das potências a partir das respectivas parcelas constantes e oscilantes.

$$p = \bar{p} + \tilde{p} = v_{\alpha} i_{\alpha} + v_{\beta} i_{\beta} \quad (11)$$

$$q = \bar{q} + \tilde{q} = v_{\beta} i_{\alpha} - v_{\alpha} i_{\beta} \quad (12)$$

Todas as componentes harmônicas de tensão e corrente podem contribuir para as potências constantes $\bar{p}$ e $\bar{q}$ desde que elas tenham a mesma frequência. A presença de dois ou mais harmônicos de frequência, por exemplo, produzem potências oscilantes $\tilde{p}$ e $\tilde{q}$ (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2007).

Como dito anteriormente, a Teoria pq foi desenvolvida para sistemas trifásicos, então para ser utilizada em um circuito monofásico ela requer uma adaptação pois os cálculos dependem de componentes de corrente e tensão derivadas da transformada de Clarke (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2007). Para tal, a tensão de entrada (v_g) e a corrente da carga (i_o) são utilizadas. Para gerar as componentes do eixo- β é utilizado um avanço de fase de $\frac{1}{4}$ de período, em que o valor original é a componente do eixo- α e o valor fictício resultante do avanço é a componente do eixo- β . Utilizando esses valores em (13) e (14) os valores de compensação podem ser determinados, ou seja, $\bar{q}$, resultante do produto da tensão e corrente fundamentais, $\tilde{p}$ e $\tilde{q}$, componentes oscilantes derivadas do produto da tensão fundamental e dos harmônicos de corrente da carga.

$$\begin{bmatrix} p^* \\ q^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{g\alpha} & v_{g\beta} \\ v_{g\beta} & -v_{g\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{o\alpha} \\ i_{o\beta} \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha,pq}^* \\ i_{\beta,pq}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{g\alpha}^2 + v_{g\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{g\alpha} & v_{g\beta} \\ v_{g\beta} & -v_{g\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ (\bar{q} + \tilde{q}) \end{bmatrix} \quad (14)$$

Como o valor do eixo- β da tensão de entrada já é gerado no SRF-SOGI para a sincronização, ele não precisa ser gerado novamente. Então, após a aplicação da Teoria pq tem-se o valor da

componente do eixo- α da corrente de saída, e este será adicionado à corrente de referência (i_{loss}^*) para gerar a corrente de referência do retificador (i_r^*), como mostrado na Figura 15.

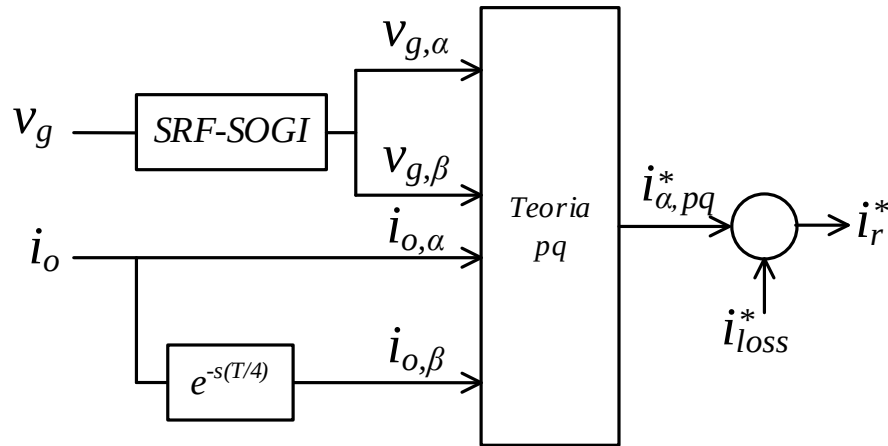


Figura 15 – Estratégias de controle de potência e harmônicos do retificador
Fonte: elaborada pela autora

Em sequência, essa referência de corrente é comparada com a corrente de entrada do retificador, essa diferença gera um sinal através de um controle linear PI-RES (proporcional-integral-ressonante) que é somado com a tensão da rede gerando a tensão de referência do retificador que será utilizada na sua estratégia de chaveamento. Essa tensão será comparada a uma portadora triangular, a fim de efetuar o chaveamento do retificador, utilizando a estratégia de modulação por largura de pulso (PWM), conforme ilustrado na Figura 16.

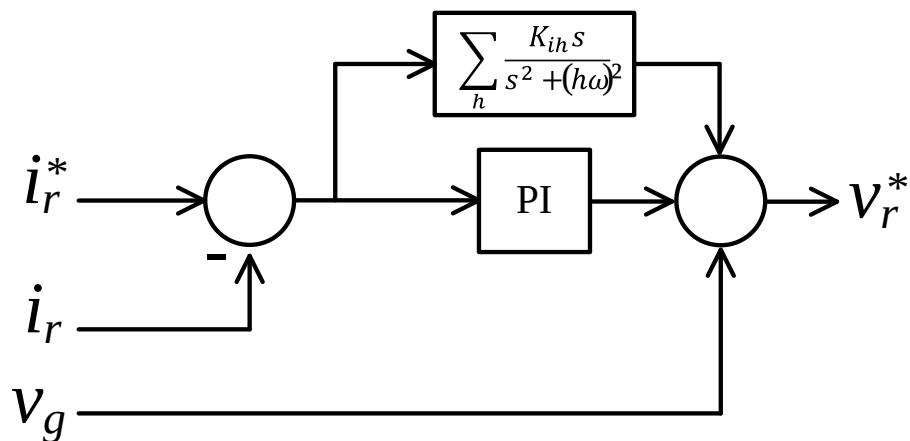


Figura 16 – Malha de corrente do retificador
Fonte: elaborada pela autora

3.2.2 DAB

Assim como no retificador, foi utilizada em uma estratégia de controle convencional para o DAB, o método de deslocamento de fase monofásico SPS. O DAB trabalha com o *duty cycle* em 50% na ponte do lado primário e na do lado secundário então, para realizar o controle na saída do DAB, é realizada a comparação entre o valor de V_{dc2} e o seu valor de referência V_{dc2}^* . A partir dessa comparação é gerado um defasamento via controle linear para controlar a transferência de energia DAB, já que a diferença de tensão pode alcançar valores positivos e negativos e o controle irá agir de forma a mitigar essa variação via estratégia SPS, conforme ilustrado na Figura 17.

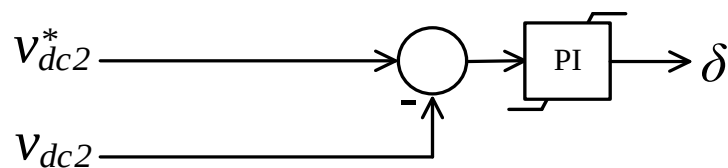


Figura 17 – Malha de controle DAB
Fonte: elaborada pela autora

3.2.3 Inversor

Finalmente, o controle do inversor se dará pela comparação entre a tensão de entrada (V_g) e a tensão de referência gerada pelo SFR-SOGI ($V_{g,\alpha(pu)}$) multiplicada por uma constante (k) a fim de gerar uma referência dinâmica que possui amplitude fixa e fase variável dependente apenas da tensão de entrada. Essa diferença será a tensão a ser sintetizada no inversor via estratégia *feedforward* em que a perturbação é medida para uma tomada de decisão para antecipar a propagação do erro, atuando diretamente sobre a variável controlada via modulação PWM, como pode ser visto na Figura 18. Vale ressaltar que o SRF é um detector de fase e frequência e o SOGI de amplitude e frequência, sendo então, possível gerar a onda para satisfazer a necessidade do controle (RAJENDRAN, et al. 2020).

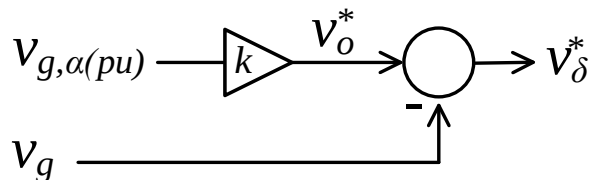


Figura 18 – Malha de controle inversor
Fonte: elaborada pela autora

3.3 Controladores Lineares

As malhas de controle projetadas para o retificador e para o DAB apresentaram um controlador linear a fim de utilizar um erro entre um sinal medido e um de referência para gerar um sinal de controle. Por conta desse fato, cada um dos controladores teve que ser modelado para alcançar parâmetros especificados para o circuito.

3.3.1 Controlador Retificador – Malha de Corrente

3.3.1.1 Controle PI

Na fase inicial da determinação dos ganhos do controlador, é essencial realizar a sintonização adequada. Diversas abordagens estão disponíveis na literatura para obter os valores dos ganhos do controlador. Neste estudo, foi adotada a estratégia de sintonização próxima ao controle ótimo, com base no desempenho do controlador PI mais eficaz, sendo este escolhido como referência para o projeto. Para alcançar esse objetivo, utilizou-se o método de análise da resposta em frequência, empregando um algoritmo que ajusta a margem de fase e outros parâmetros relevantes para determinar os melhores parâmetros de projeto.

No âmbito da engenharia de controle, durante a investigação de projetos baseados em análise de frequência, a margem de fase e a margem de ganho surgem como elementos-chave na avaliação da estabilidade relativa do sistema. A margem de fase denota o atraso adicional na fase na frequência de cruzamento de ganho, indicando a proximidade do sistema com a instabilidade. Por outro lado, a margem de ganho revela até que ponto o ganho do sistema pode ser ampliado sem gerar instabilidade, ou a magnitude pela qual o ganho deve ser reduzido para assegurar a estabilidade. Adicionalmente, a frequência de cruzamento do ganho é o ponto onde o módulo da função de transferência em malha aberta se torna unitário ou nulo. Tais parâmetros são obtidos através da análise da função de transferência em malha aberta (OGATA, 2000).

Após realizadas as especificações para o projeto, como a frequência de chaveamento (f_{sw}), a margem de fase (MF_d) e frequência de cruzamento (ω_c) desejadas, o controlador é definido e a função de transferência da planta é determinada.

Pela Figura 16 pode-se observar como o controlador linear irá agir na planta e então obtém-se a função de transferência do sistema (G_{pc}) em função do sistema físico, conforme a equação (15), baseado nos dados de Campanhol (2012) (SANTOS, 2013).

$$G_{pc}(s) = \frac{2 \cdot V_{DC1}}{L_{eq}s + R_{eq}} \quad (15)$$

Onde L_{eq} é a indutância equivalente e R_{eq} é a resistência do filtro LCL do retificador.

Uma vez determinada a equação do sistema é possível determinar sua margem de fase via *software MATLAB* para maior exatidão dos dados. Uma vez encontrada a margem de fase da planta pode-se determinar o compensador a ser inserido em série, vide equação (16), de forma a fazer o sistema apresentar, em malha aberta, o ângulo de fase de acordo com a margem de fase determinada no projeto.

$$C_c(s) = \frac{T_1s + 1}{s} \quad (16)$$

Onde T_1 é a constante de tempo que é obtida ao se decompor a função $C_c(s)$ no plano complexo, que depende do ângulo de fase (φ_{p1}) e da compensação angular (φ_{c1}) a ser imposta pelo controlador, conforme as equações (17) e (18).

$$\varphi_{c1} = MF_{d1} - (\varphi_{p1} + 180^\circ) \quad (17)$$

$$T_1 = \frac{-1}{tg(\varphi_{c1})\omega_{c1}} \quad (18)$$

Com as informações obtidas pelas equações anteriores pode-se determinar a função de transferência de malha aberta do sistema compensado ao se multiplicar as equações (15) e (16). Substituindo-se s por $-j\omega_c$ pode-se determinar o módulo do sistema compensado através da equação (19).

$$|G_{MAC}| = \sqrt{\left(\frac{KT_1R_{eq}\omega_{c1}^2 - KL_{eq}\omega_{c1}^2}{L_{eq}^2\omega_{c1}^4 + R_{eq}^2\omega_{c1}^2}\right)^2 + \left(\frac{-KT_1L_{eq}\omega_{c1}^3 - KR_{eq}\omega_{c1}}{L_{eq}^2\omega_{c1}^4 + R_{eq}^2\omega_{c1}^2}\right)^2} \quad (19)$$

E, finalmente, a partir do módulo da função de transferência compensada pode-se determinar os ganhos integrativo (K_{ic}) e proporcional (K_{pc}) do controlador como demonstram as equações (20) e (21).

$$K_{ic} = \frac{1}{|G_{MAC}|} \quad (20)$$

$$K_{pc} = K_{ic} \cdot T_1 \quad (21)$$

3.3.1.2 Controle Ressonante

O controlador PI é utilizado para controlar a corrente do retificador de forma a regular o primeiro link CC. Porém, para tornar a corrente do retificador o mais próximo possível de sua referência torna-se necessário atuar em diferentes frequências, visto que o retificador terá uma função adicional de filtragem harmônica da corrente da carga. Para tal, o controlador ressonante funciona injetando um ganho elevado na frequência de interesse no sinal de erro para que esta seja compensado do sinal original. O controle foi projetado utilizando filtros passa-faixa projetados para aumentar o ganho nas frequências dos harmônicos de corrente mais significativos. Para tal, a estrutura utilizada foi a da equação (22) que será adaptada para cada um dos harmônicos.

$$C_{res} = \frac{k_h \cdot s}{s^2 + (h\omega_g)^2} \quad (22)$$

Em que h é a ordem do harmônico e k_h é o ganho a ser multiplicado para amplificar o ganho na frequência de interesse.

3.3.2 Controlador Retificador – Malha de Tensão

Para a malha de tensão, novamente foram realizadas especificações para o projeto, o controlador definido e a função de transferência da planta determinada. Pela Figura 14 pode-se observar como o controlador linear irá agir e então obtém-se a função de transferência da malha de tensão (G_{pt}), que depende do pico da tensão de entrada (v_g), do capacitor e da tensão do primeiro link CC conforme a equação (23), novamente segundo Campanhol (2012) (SANTOS, 2013).

$$G_{pt}(s) = \frac{3v_g}{2 \cdot C_{DC1} V_{DC1} \cdot s} \quad (23)$$

Analogamente à malha de corrente, após determinar o ângulo de fase (φ_{p2}) da planta, serão calculados para a malha de tensão a compensação angular (φ_{c2}) e a constante de tempo (T_2), obtendo-se o compensador a ser inserido (C_t). Com isso pode-se multiplicar as equações da função de transferência (G_{pt}) pela do compensador para calcular o módulo da função, como demonstrado em (24).

$$|G_{MA_t}| = \sqrt{\left(\frac{-V_g}{2.C_{DC1}V_{DC1}\omega_{c2}^2}\right)^2 + \left(\frac{-V_g T_2 \omega_{c2}}{2.C_{DC1}V_{DC1}\omega_{c2}^2}\right)^2} \quad (24)$$

Por fim, de maneira análoga, a partir do módulo da função de transferência compensada pode-se determinar os ganhos integrativo (K_{it}) e proporcional (K_{pt}) do controlador como demonstram as equações (25) e (26).

$$K_{it} = \frac{1}{|G_{MA_t}|} \quad (25)$$

$$K_{pt} = K_{it} \cdot T_2 \quad (26)$$

3.3.3 Controlador DAB

E, finalmente, para o DAB, o controle foi definido partido da ideia exposta pela Figura 17 e foram realizadas especificações para o projeto, o controlador definido e a função de transferência da planta determinada igualmente à malha de tensão. Foram utilizadas as mesmas equações da malha de tensão para o DAB por conta de serem utilizadas as mesmas métricas na definição do capacitor do link CC. Então pode-se obter a função de transferência da malha do DAB (G_{pDAB}), conforme as equações (27-28).

$$G_{pDAB} = \frac{3v_o}{2.C_{DC2}V_{DC2}.s} \quad (27)$$

$$|G_{MA_{DAB}}| = \sqrt{\left(\frac{-V_o}{2.C_{DC2}V_{DC2}\omega_{c3}^2}\right)^2 + \left(\frac{-V_o T_3 \omega_{c3}}{2.C_{DC2}V_{DC2}\omega_{c3}^2}\right)^2} \quad (28)$$

De maneira análoga, a partir do módulo da função de transferência compensada pode-se determinar os ganhos integrativo (K_{iDAB}) e proporcional (K_{pDAB}) do controlador como demonstram as equações (29) e (30).

$$K_{iDAB} = \frac{1}{|G_{MA_{DAB}}|} \quad (29)$$

$$K_{pDAB} = K_{iDAB} \cdot T_3 \quad (30)$$

4 PROJETO DO HSST

Após a consolidação do embasamento teórico e a exposição das equações essenciais no capítulo anterior, é possível avançar para a etapa de cálculos, visando a quantificação e análise do acoplamento entre o SST e o LFT para as condições de projeto determinadas.

O primeiro passo consistirá na determinação da capacidade de processamento de potência do SST em relação ao valor total do circuito. A fim de garantir que o SST possa operar de forma significativa, porém mantendo-se relativamente pequeno, processando apenas a parcela variável da potência e mantendo valores de potência adequados para um circuito monofásico, foi estabelecido que o SST operará com uma capacidade de processamento de 20% da potência total de 5 kVA (HUANG et al., 2020).

4.1 Componentes SST

Foram calculados os capacitores formadores dos *links* CC (C_{DC_1}) e (C_{DC_2}), o indutor do DAB (L_{DAB}). Para isso foram definidos os parâmetros de projeto para esse dimensionamento que estão listados na Tabela 1.

Tabela 1 - Parâmetros para componentes SST

Parâmetro	Valor
Potência do SST	$P_{SST} = 5000 \cdot 0,2 = 1 \text{ kVA}$
Frequência angular da rede	$\omega_g = 2 \cdot \pi \cdot 50 \text{ rad/s}$
Tensão do primeiro link CC	$V_{DC_1} = 500V$
Máxima variação de tensão V_{DC_1}	$\Delta V_1 = 500 \cdot 0,05 = 25 \text{ V}$
Tensão segundo link CC	$V_{DC_2} = 120 \text{ V}$
Máxima variação de tensão V_{DC_2}	$\Delta V_2 = 120 \cdot 0,05 = 6 \text{ V}$
Ângulo defasamento DAB	$\varphi = \frac{\pi}{4} \text{ rad}$

Fonte: elaborada pela autora

Com os parâmetros estabelecidos, pode-se utilizar as equações (2-4) para calcular os valores dos componentes a serem utilizados que estão listados na Tabela 2.

Tabela 2 – Componentes SST

Critério	Valor
Capacitor primeiro link CC	$C_{DC_1} = 1,2 \text{ mF}$
Capacitor segundo link CC	$C_{DC_2} = 4,4 \text{ mF}$
Indutor de acoplamento DAB	$L_{DAB} = 1,2 \text{ mH}$

Fonte: elaborada pela autora

4.2 Filtro LCL – Retificador

Após a definição do SST, o filtro LCL do retificador foi calculado de acordo com os valores apresentados na Tabela 3. Note que a rotina apresentada por Liserre (2005) foi desenvolvida para um circuito trifásico, então será necessária uma pequena adaptação nos valores para que os cálculos alcancem os valores corretos para um circuito monofásico.

Tabela 3 – Parâmetros filtro LCL retificador

Parâmetro	Valor
Potência Trifásica	$S_{3\phi} = 3 \cdot 1000 = 3 \text{ kVA}$
Tensão de linha do filtro	$V_{L_{ret}} = 220\sqrt{3} \text{ V}$
Frequência angular	$\omega_g = 2 \cdot \pi \cdot f_g$
Frequência de chaveamento	$f_{sw} = 20 \text{ kHz}$
Frequência da rede	$f_g = 50 \text{ Hz}$

Fonte: elaborada pela autora

E, utilizando a rotina foi possível encontrar os valores utilizados para o filtro LCL do retificador que estão dispostos na Tabela 4.

Tabela 4 – Componentes filtro LCL retificador

Parâmetro	Valor
Indutância entrada	$L_{in_{ret}} = 6,9 \text{ mH}$
Indutância saída	$L_{out_{ret}} = 406,6 \text{ }\mu\text{H}$
Capacitância	$C_{ret} = 3,306 \text{ }\mu\text{F}$
Resistência	$R_{ret} = 3,59 \text{ }\Omega$

Fonte: elaborada pela autora

4.3 Filtro LCL – Inversor

De forma análoga, o filtro LCL do inversor foi dimensionado de acordo com os valores indicados na Tabela 5, utilizando novamente a metodologia proposta por Liserre (2005). Uma distinção notável entre as rotinas de cálculo reside na determinação da tensão de linha do filtro, onde, para o inversor, apenas 20% da tensão é considerada. Esta escolha é fundamentada no fato de que o SST processará apenas 20% da potência total, e sua principal função é a regulação de tensão. Portanto, essa limitação na variação da tensão da carga será aplicada no circuito por meio da adequação da tensão de linha do filtro.

Tabela 5– Parâmetros filtro LCL inversor

Parâmetro	Valor
Potência Trifásica	$S_{3\phi} = 3 \cdot 1000 = 3 \text{ kVA}$
Tensão de linha do filtro	$V_{L_{inv}} = 0,2 \cdot 220\sqrt{3} \text{ V}$
Frequência angular	$\omega_n = 2 \cdot \pi \cdot f_g$
Frequência de chaveamento	$f_{sw} = 20 \text{ kHz}$
Frequência da rede	$f_g = 50 \text{ Hz}$

Fonte: elaborada pela autora

E, utilizando a rotina foi possível encontrar os valores utilizados para o filtro LCL do retificador que estão dispostos na Tabela 6.

Tabela 6 – Componentes filtro LCL inversor

Parâmetro	Valor
Indutância entrada	$L_{in_{ret}} = 0,278 \text{ mH}$
Indutância saída	$L_{out_{ret}} = 0,162 \text{ }\mu\text{H}$
Capacitância	$C_{ret} = 0,826 \text{ }\mu\text{F}$
Resistência	$R_{ret} = 0,1437 \text{ }\Omega$

Fonte: elaborada pela autora

4.4 Cargas

As cargas foram projetadas de modo a avaliar o desempenho das funcionalidades desenvolvidas. Então quatro cargas foram elaboradas de modo a englobar quatro diferentes perfis nos testes de validação realizados. Os parâmetros escolhidos para o cálculo das cargas estão expressos na Tabela 7.

Tabela 7 – Parâmetros cargas

Parâmetro	Valor
Tensão de saída	$V_o = 220\text{ V}$
Potência ativa carga resistiva	$P_R = 2500\text{ W}$
Potência ativa carga indutiva/capacitiva	$P_{RL/RC} = 1500\text{ W}$
Potência reativa carga indutiva/capacitiva	$Q_{RL/RC} = 3000\text{ var}$
Potência ativa carga não linear	$P_{NL} = 1500\text{ W}$
Tensão eficaz carga não linear	$\dot{V} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{\sqrt{2}V_o}{\sqrt{3}} = 161,7\text{ V}$

Fonte: elaborada pela autora

Então, utilizando os parâmetros apresentados as cargas que foram especificadas foram as dispostas na Tabela 8 utilizando as equações (5-10).

Tabela 8 – Cargas

Parâmetro	Valor
Carga resistiva	$R_R = 19,36\ \Omega$
Carga indutiva/capacitiva – resistência	$R_{RL/RC} = 6,45\ \Omega$
Carga indutiva – indutância	$L_{RL} = 41\text{ mH}$
Carga capacitiva – capacitância	$C_{RC} = 247\ \mu F$
Carga não linear – resistência	$R_{NL} = 17,43\ \Omega$
Carga não linear – indutância entrada	$L_L = 250\text{ mH}$
Carga não linear – indutância alisamento	$L_1 = 5\text{ mH}$

Fonte: elaborada pela autora

4.5 Controladores

4.5.1 Retificador – Malha de Corrente

4.5.1.1 Controle PI

A determinação dos ganhos do controlador é um passo crucial na otimização do desempenho de sistemas de controle. A abordagem adotada neste estudo é a sintonização próxima ao controle ótimo, isso é realizado por meio da análise da resposta em frequência, que utiliza características do sistema, como a margem de fase, para determinar os melhores parâmetros de projeto por meio da análise da função de transferência em malha aberta. Após a definição das especificações do projeto, como frequência de chaveamento, margem de fase desejada e frequência de cruzamento, o controlador é determinado e a função de transferência da planta é estabelecida. Os critérios de projeto escolhidos para o sistema estão dispostos na Tabela 9.

Tabela 9 – Critérios malhas de corrente

Critério	Valor
Erro em regime	0
Amortecimento	$0 < \xi < 1$
Tempo de acomodação – malha de corrente	$t_{amc} = 5ms$
Frequência de cruzamento desejada	$\omega_c = 2 \cdot \pi \cdot f_g / 12$
Margem de fase desejada	$MF_d = 67^\circ$

Fonte: elaborada pela autora

Uma vez definidos os parâmetros do sistema, pode-se definir $G_{cc}(s)$, mostrado pela equação (31) por meio do equacionamento de (15).

$$G_{pc}(s) = \frac{2 \cdot 500}{0,0073s + 3,59} \quad (31)$$

Uma vez determinada a equação do sistema sua margem de fase é determinada via *software MATLAB*. Assim o valor da margem de fase é identificado, como mostrado pela Figura 19, a constante de tempo pode ser definida após se calcular o ângulo de compensação a ser inserido no sistema utilizando as equações (17-18). E então o compensador que será inserido no sistema pode ser calculado, como demonstrado na equação (32).

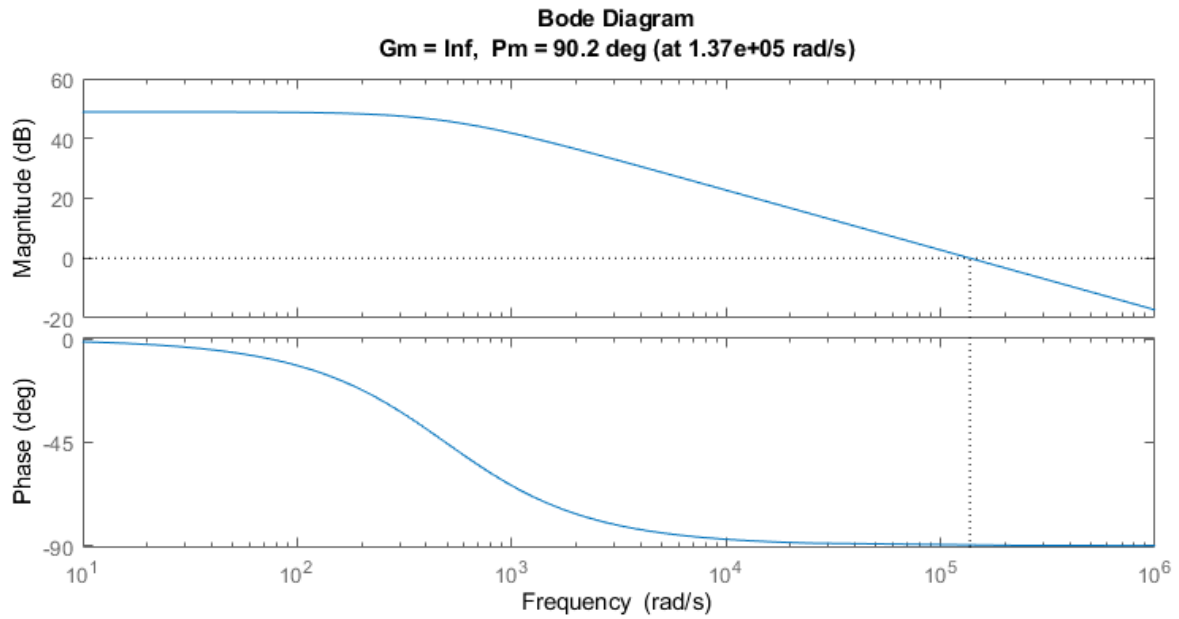


Figura 19 – Margem de fase da malha de corrente
Fonte: elaborada pela autora

$$C_{cc}(s) = \frac{0,0018s + 1}{s} \quad (32)$$

Com o compensador em mãos, finalmente, pode-se encontrar o módulo da função de transferência via equação (19) e encontrar os valores dos ganhos descritos por (20-21) e que estão elencados na Tabela 10.

Tabela 10 – Ganhos PI malha de corrente

Critério	Valor
Ganho integrativo	$K_{ic} = 7769$
Ganho proporcional	$K_{pc} = 14,156$

Fonte: elaborada pela autora

4.5.1.2 Controle Ressonante

Para complementar o controle PI, foi implementado o controle ressonante para mitigar os efeitos dos harmônicos de corrente de 3ª, 5ª, 7ª, 9ª e 11ª ordem. Para tal a estrutura utilizada foi a da equação (22) em que cada um dos ganhos dos filtros foi encontrado de forma a minimizar o efeito do respectivo harmônico na corrente do retificador. Para ilustrar o efeito dos filtros,

pode-se observar a Figura 20, que mostra o ganho injetado nos harmônicos. Os ganhos alcançados estão dispostos na Tabela 11.

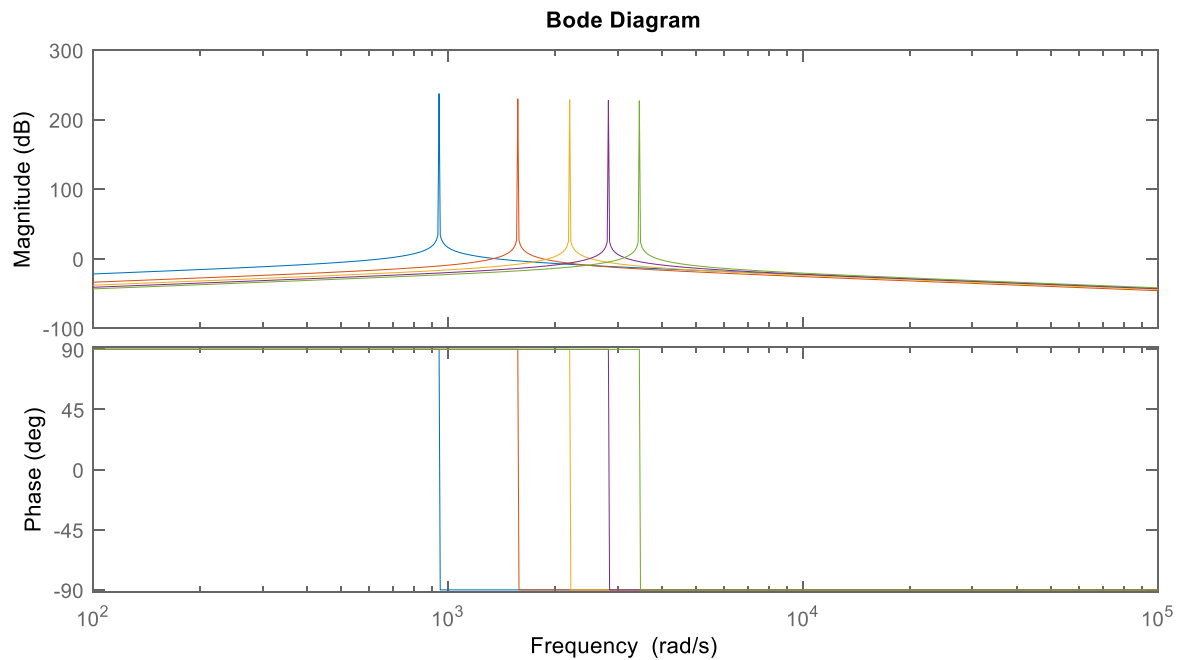


Figura 20 – Diagrama de Bode do efeito dos filtros passa-faixa para diferentes frequências
Fonte: elaborada pela autora

Tabela 11 – Ganhos ressonante malha de corrente

Critério	Valor
Ganho harmônico 3 ^a ordem	$K_{h3} = 700$
Ganho harmônico 5 ^a ordem	$K_{h5} = 500$
Ganho harmônico 7 ^a ordem	$K_{h7} = 600$
Ganho harmônico 9 ^a ordem	$K_{h9} = 700$
Ganho harmônico 11 ^a ordem	$K_{h11} = 800$

Fonte: elaborada pela autora

4.5.2 Retificador – Malha de Tensão

Analogamente, a malha de tensão seguirá a mesma metodologia da malha de corrente após realizadas as especificações para o projeto, que estão dispostos na Tabela 12

Tabela 12 – Critérios malha de tensão

Critério	Valor
Erro em regime	0
Amortecimento	$0 < \xi < 1$
Tempo de acomodação – malha de tensão	$t_{amt} = 0,5 \text{ s}$
Frequência de cruzamento desejada	$\omega_c = 2 \cdot \pi \cdot f_{rede}/5$
Margem de fase desejada	$MF_d = 89^\circ$

Fonte: elaborada pela autora

Uma vez definidos os parâmetros, pode-se definir $G_{pt}(s)$, mostrado pela equação (23) por meio do equacionamento de (33).

$$G_{pt}(s) = \frac{3 \cdot 220\sqrt{2}}{2 \cdot 1,2m \cdot 500 \cdot s} \quad (33)$$

Uma vez determinada a equação do sistema, novamente, sua margem de fase é determinada via *software MATLAB*. Assim o valor da margem de fase é identificado, como mostrado pela Figura 21, a constante de tempo pode ser definida após se calcular o ângulo de compensação a ser inserido no sistema utilizando as equações (17-18). E então o compensador que será inserido no sistema pode ser calculado, como demonstrado na equação (34).

$$C_{ct}(s) = \frac{0,4559s + 1}{s} \quad (34)$$

Com o compensador em mãos, finalmente, pode-se encontrar o módulo da função de transferência via equação (24) e encontrar os valores dos ganhos descritos por (25-26) e que estão elencados na Tabela 13.

Tabela 13 – Ganhos malha de tensão

Critério	Valor
Ganho integrativo	$K_{it} = 1,06$
Ganho proporcional	$K_{pt} = 0,486$

Fonte: elaborada pela autora

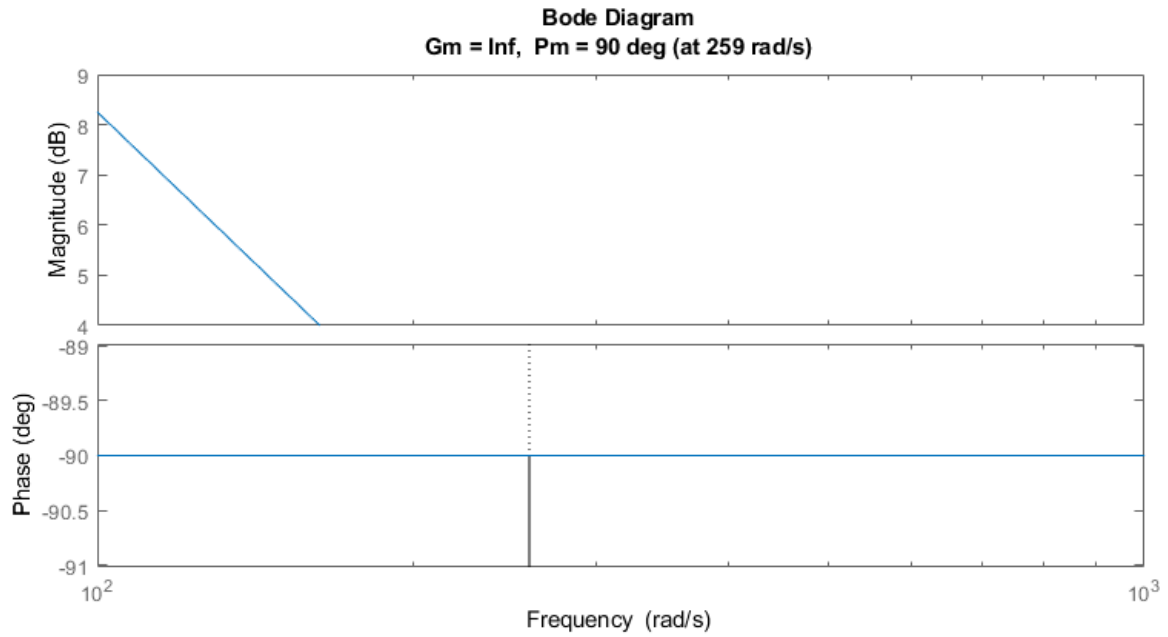


Figura 21 - Margem de fase da malha de tensão
Fonte: elaborada pela autora

4.5.3 DAB

Por fim, seguindo a metodologia exposta o controlador do DAB será projetado (35-36). Seus parâmetros estão descritos na Tabela 14 e as equações dos ganhos e controladores foram calculadas conforme demonstrado anteriormente nas equações (27-30).

Tabela 14 – Critérios DAB

Critério	Valor
Erro em regime	0
Amortecimento	$0 < \xi < 1$
Tempo de acomodação – malha de tensão	$t_{amt} = 100 \mu s$
Frequência de cruzamento desejada	$\omega_c = 2 \cdot \pi \cdot f_{sw}/12$
Margem de fase desejada	$MF_d = 89^\circ$

Fonte: elaborada pela autora

$$G_{pDAB} = \frac{3 \cdot 220\sqrt{2}}{2 \cdot 4,4m \cdot 120.s} \quad (35)$$

E, novamente, determinada a equação da planta, sua margem de fase é determinada via *software MATLAB*. Identifica-se o valor da margem de fase, como mostrado pela Figura 22, a constante de tempo pode ser definida após se calcular o ângulo de compensação a ser inserido no sistema utilizando as equações (17-18). E então o compensador que será inserido no sistema pode ser calculado, como demonstrado na equação (36).

$$C_{cDAB}(s) = \frac{0,006s + 1}{s} \quad (36)$$

Com o compensador pode-se encontrar o módulo da função de transferência via equação (28) e encontrar os valores dos ganhos descritos por (29-30) e que estão elencados na Tabela 15.

Tabela 15 – Ganhos DAB

Critério	Valor
Ganho integrativo	$K_{iDAB} = 641,12$
Ganho proporcional	$K_{pDAB} = 3,307$

Fonte: elaborada pela autora

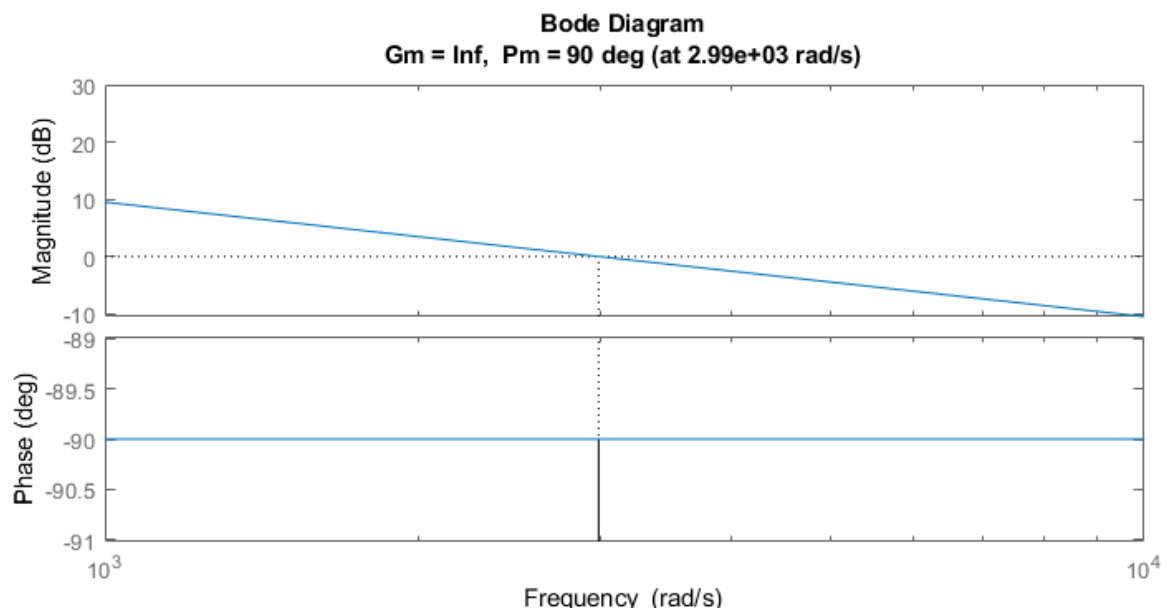


Figura 22 – Margem de fase do DAB

Fonte: elaborada pela autora

5 RESULTADOS E DISCUSSÕES

5.1 Resultados de simulação em tempo real

Com as malhas de controle projetadas e definidas foi elaborada um modelo computacional da topologia estudada no *software Typhoon HIL Control Center*. Os resultados da simulação realizada serão apresentados em duas seções distintas, cada uma delas abordando aspectos específicos do desempenho do sistema. Na primeira seção, são expostos os resultados obtidos durante a análise sob diferentes cenários de carga, focando-se especialmente nos resultados relacionados à compensação do fator de potência e à mitigação de harmônicos de corrente proporcionados pelo HSST. Esta seção da análise oferece uma visão detalhada das capacidades do HSST em lidar de forma eficaz com flutuações de carga e os impactos resultantes na qualidade da energia elétrica.

Na segunda seção, são apresentados os resultados da simulação diante de distúrbios na tensão da rede elétrica, destacando-se a capacidade do sistema HSST em realizar restauração dinâmica da tensão e em mitigar harmônicos de tensão de forma eficaz. Esta parte da análise fornece percepções cruciais sobre como o HSST pode responder de maneira dinâmica e adaptativa a perturbações na rede, preservando assim a estabilidade e confiabilidade do sistema elétrico.

5.1.1 HSST sob diferentes cenários de carga

Como dito anteriormente, as cargas foram projetadas com o objetivo de avaliar o desempenho das funcionalidades propostas. As cargas foram: puramente resistiva, resistiva indutiva, resistiva capacitiva e não linear. De maneira a testar de maneira mais assertiva a capacidade do HSST, as cargas foram projetadas para funcionarem em pares drenando potência nominal. Então, para os testes realizados foram definidos os seguintes cenários que estão divididos em duas figuras cada, a primeira figura contém as informações da entrada e a segunda contém as informações referentes à carga :

- i. a vazio (Figura 23 (a-b));
- ii. carga puramente resistiva (Figura 23 (c-d));
- iii. carga resistiva e carga resistiva capacitiva (Figura 23 (e-f));
- iv. carga resistiva e carga resistiva indutiva (Figura 23 (g-h));

v. carga resistiva indutiva e carga não linear (Figura 23 (i-j)).

E, seguindo esse roteiro, pode-se encontrar os resultados mostrados na Figura 23.

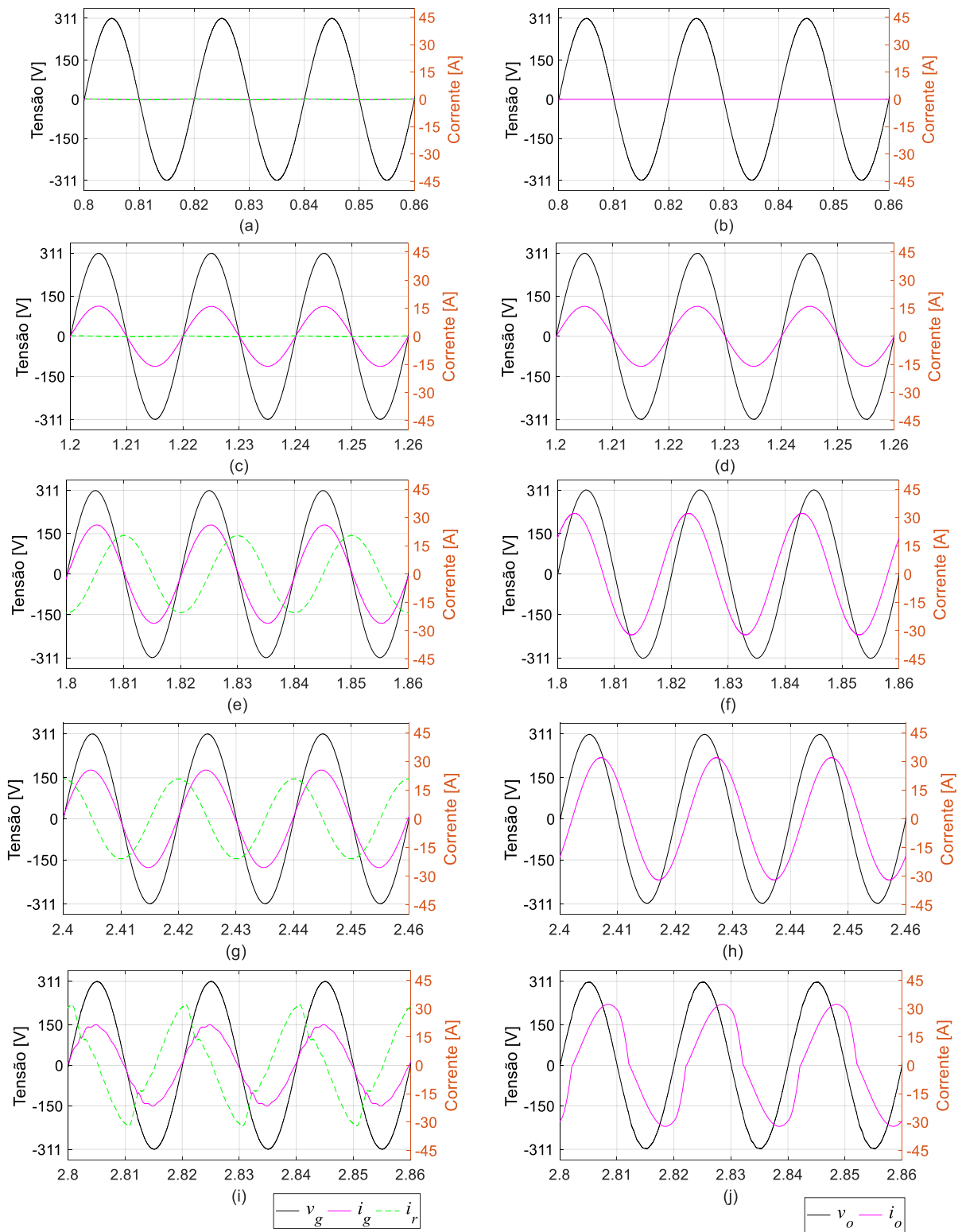


Figura 23 – HSST (a-b) a vazio, (c-d), com carga puramente resistiva, (e-f) com carga resistiva e resistiva capacitiva, (g-h) com carga resistiva e resistiva indutiva e (i-j) carga resistiva indutiva e não linear.

Fonte: elaborada pela autora

Pode ser observado como o sistema se comporta na entrada pelos valores da tensão de entrada (v_g), corrente de entrada (i_g) e a corrente do retificador (i_r) e na saída pelos valores da tensão de saída (v_o) e corrente de saída (i_o). Na entrada, o que se espera do circuito, é que ele mantenha i_g em fase com v_g e que não tenha seu valor afetado por nenhum harmônico que possa vir a ser demandado pela carga. Para que i_g seja puramente senoidal e em fase com v_g é necessária a atuação do retificador para corrigir essa variação, então i_r irá aparecer com um perfil complementar à corrente i_o e mitigar a sua ação. Na saída, o esperado é enxergar uma carga que apresente i_o condizente com a carga atuante e que não tenha variações em v_o .

Como esperado, em todos os casos, v_g e i_g mantiveram-se em fase independentemente da carga sendo alimentada. Para verificar a capacidade de mitigar a corrente harmônica da carga, as correntes da rede, da carga, e do retificador foram examinadas quando o circuito foi simulado com a carga não linear. Dada a natureza não linear, componentes de corrente harmônica foram exigidos da rede, exigindo que o retificador as compensasse. Como ilustrado na Figura 22(i)-(j) e detalhado na Figura 24, é evidente que a corrente da rede não foi fortemente afetada, uma vez que o retificador pôde detectar (usando a Teoria pq) e mitigar os componentes harmônicos da carga. Torna-se aparente que a corrente sintetizada do retificador responde dinamicamente para compensar os componentes harmônicos e reativos da carga.

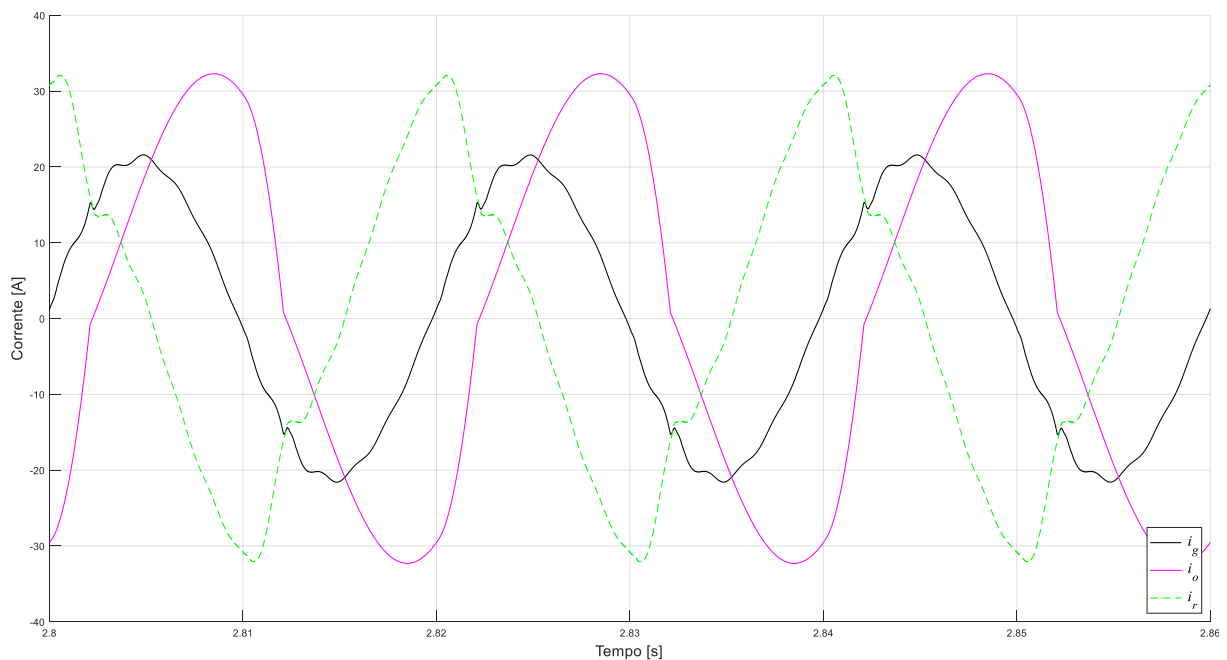


Figura 24 – Mitigação de harmônico de corrente na carga não linear
 Fonte: elaborada pela autora

Compreendendo o fato mencionado acima e englobando os efeitos desse quesito em todos os sinais mensurados, a Tabela 16 fornece uma análise quantitativa da distorção harmônica total (THD, do inglês *Total Harmonic Distortion*) em cada um dos casos analisados. Observando esses dados pode-se concluir que o HSST tem a capacidade de bloquear a propagação dos harmônicos de corrente provenientes das cargas para a rede. Novamente, dando enfoque para o caso da carga resistiva indutiva e não linear, a distorção harmônica intrínseca à carga de 12,16% em i_o tem sua influência na rede significativamente atenuada pelo HSST, onde i_g apresenta 3,01% de distorção harmônica, o que está de acordo com os limites operacionais definidos pela norma *IEEE Std 519-2022* (IEEE, 2022) e, ainda mais, esse valor representa uma redução de 75,25% da distorção harmônica da saída para a entrada. Outro ponto a se destacar é que, em todos os cenários, a tensão de saída v_o apresenta um baixo THD e isso indica que a forma de onda é senoidal e possui uma boa qualidade de energia elétrica.

Tabela 16 - THD em (%) das componentes de entrada e saída

<i>Cargas</i>	v_g	i_g	v_o	i_o
À vazio	0,03	-	1,07	0
R	0,02	0,315	0,27	0,27
R + RC	0,04	0,758	0,22	0,43
R + RL	0,06	0,85	0,9	0,48
RL + NL	0,2	3,01	0,98	12,16

Fonte: elaborada pela autora

Para uma melhor visualização dos harmônicos no caso da carga resistiva indutiva e não linear pode-se observar a Figura 24 em que o espectro harmônico no intervalo de atuação dessa carga é apresentado.

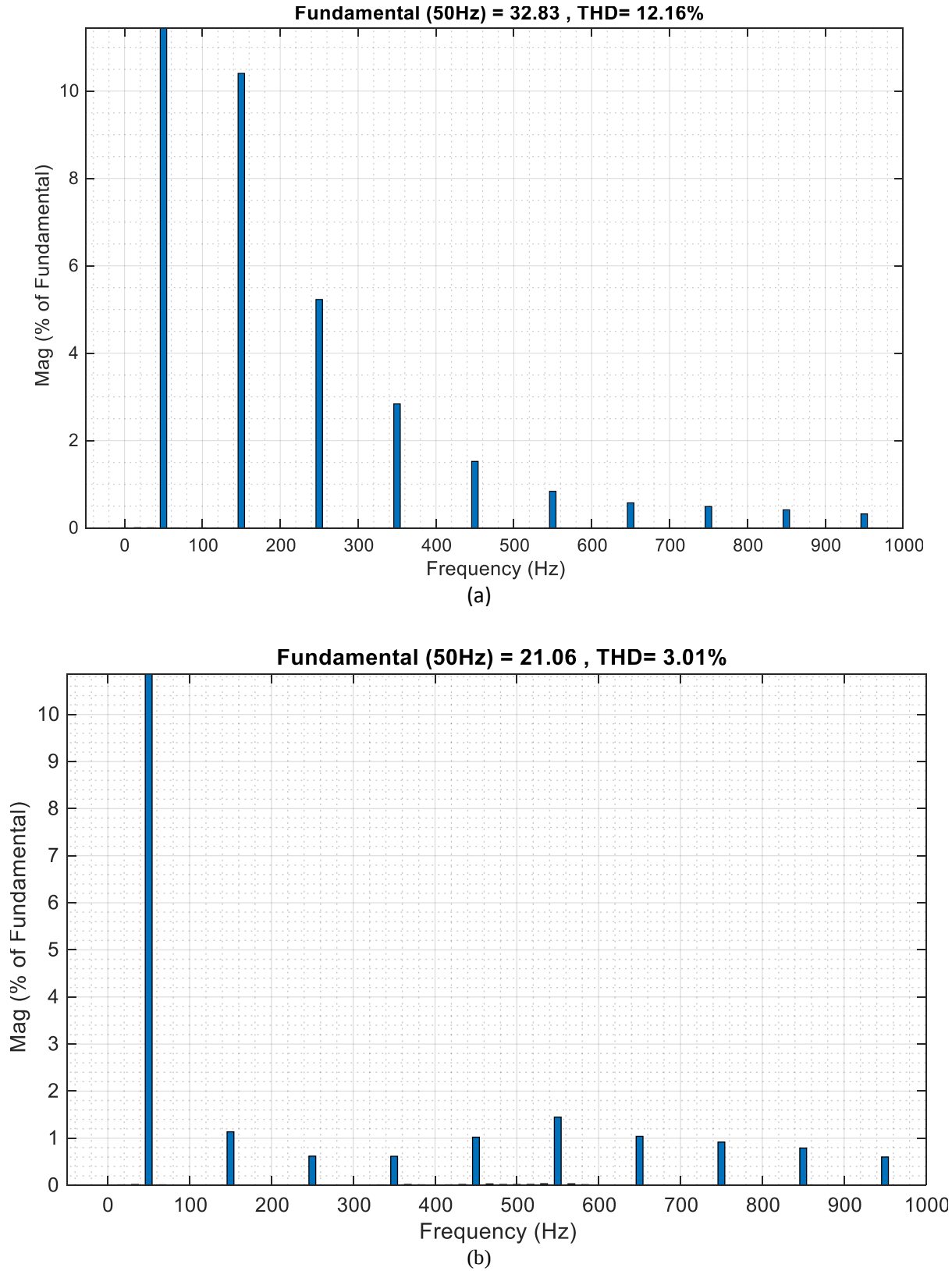


Figura 25 – Espectro harmônico da (a) carga resistiva indutiva e não linear (b) e da corrente da rede
Fonte: elaborada pela autora

5.1.2 HSST sob distúrbios na entrada

Após a realização de experimentos sob diferentes condições de carga, foi conduzida uma avaliação da eficácia do HSST em lidar com perturbações na tensão da rede. Esta avaliação englobou a simulação de cenários de afundamento e elevação de tensão de $\pm 20\%$, com as cargas resistiva indutiva e não linear conectadas (que apresentam o pior cenário), além da introdução de perturbações harmônicas.

Como mencionado anteriormente, o DAB utiliza a estratégia de controle SPS, na qual sinais de disparo são gerados com base na fase entre os portadores das pontes monofásicas completas, comparando as tensões de entrada e saída. Para observar o comportamento de comutação, foram geradas as Figuras 26 (a)-(b), que exibem a variação do ângulo entre os sinais utilizados para gerar o sinal de controle. Os momentos selecionados para essa análise são aqueles nos quais o ângulo pode assumir tanto valores negativos, indicando afundamento de tensão e torna-se necessária a transferência de potência do primeiro link CC para o segundo, quanto positivos, indicando sobretensão e então torna-se necessária a transferência de potência do segundo link CC para o primeiro.

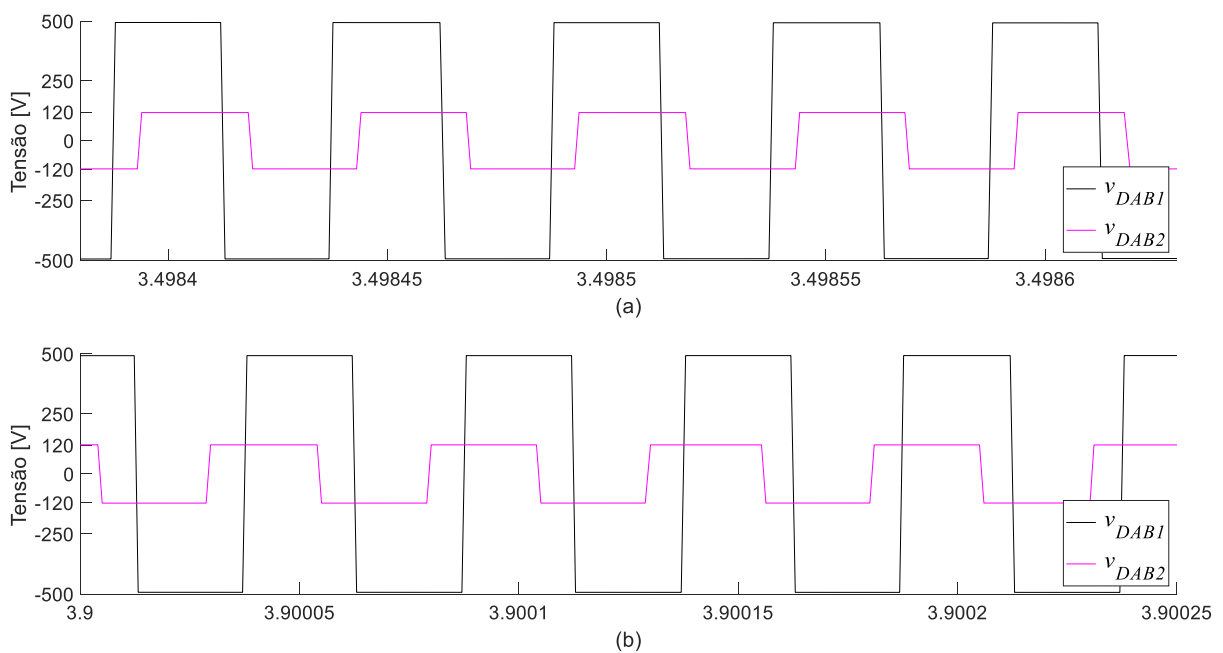


Figura 26 – Tensões no DAB no (a) afundamento e (b) sobretensão
Fonte: elaborada pela autora

Dessa maneira, é importante destacar que o SST possui fluxo de energia bidirecional entre os barramentos da rede e da carga. Por exemplo, no cenário de afundamento de tensão, conforme

indicado na Figura 26(a), o ângulo de defasagem entre as pontes H primária e secundária do DAB é negativo, o que indica que o SST consome uma parte da energia da rede para restaurar a tensão da carga. Por outro lado, no cenário de elevação de tensão, conforme indicado na Figura 26(b), o ângulo de defasagem é positivo, indicando que o SST injeta uma parte da energia na rede para restaurar a tensão da carga. Essa bidirecionalidade é essencial para que o SST possa processar a energia necessária para que o inversor regule adequadamente a tensão da carga nos cenários de afundamento ou elevação de tensão.

Uma parte importante do funcionamento do sistema é a regulação dos links CC e da tensão da carga. Idealmente eles devem se manter estáveis em regime permanente e variar o mínimo possível dentro dos transitórios. Para a observação desse fenômeno, foram geradas as informações contidas na Figura 27 que sintetizam as informações da resposta do sistema para os fenômenos de afundamento, sobretensão e inserção de harmônicos.

Para fins de organização, pode-se abordar inicialmente a tensão da carga realizando a análise para cada um dos cenários e em seguida analisar os links CC. Na Figura 27(a), pode-se observar que no momento em que o afundamento acontece o inversor sintetiza uma tensão v_δ em fase com a tensão da rede v_g para se somar com esta e regular instantaneamente a tensão da carga v_o que não reflete o distúrbio injetado na entrada. Essa rápida dinâmica é possível graças à malha de controle *feedforward* ou antecipatório que foi proposta para o inversor.

De maneira análoga, na Figura 27(c) pode-se observar que durante uma injeção de sobretensão, o inversor irá sintetizar v_δ em contrafase com a tensão da rede para se subtrair desta e regular a tensão da carga. Novamente, é possível observar a rápida dinâmica de restauração de tensão da estrutura de controle proposta, conseguindo restaurar a tensão da carga para seu valor nominal de forma quase instantânea.

Por fim, foi inserida uma distorção harmônica de quinta ordem com magnitude igual a 10% do valor de tensão da rede. A partir disso o inversor responde sintetizando uma tensão contra-harmônica, isolando a carga dos efeitos dessa perturbação, como pode ser observado na Figura 27(e). Adicionalmente, quando a rede opera sem flutuações de tensão v_δ se mantém mínimo, operando de forma passiva.

Em relação aos links CC, eles se mantiveram relativamente com o mesmo perfil de tensão durante a atuação dos distúrbios, com sua variação dentro dos valores projetados, como pode ser observado nas Figuras 27(b-d-f) e que pode ser visto com maior amplitude na Figura 28 que mostra o comportamento dos links CC ao longo da simulação.

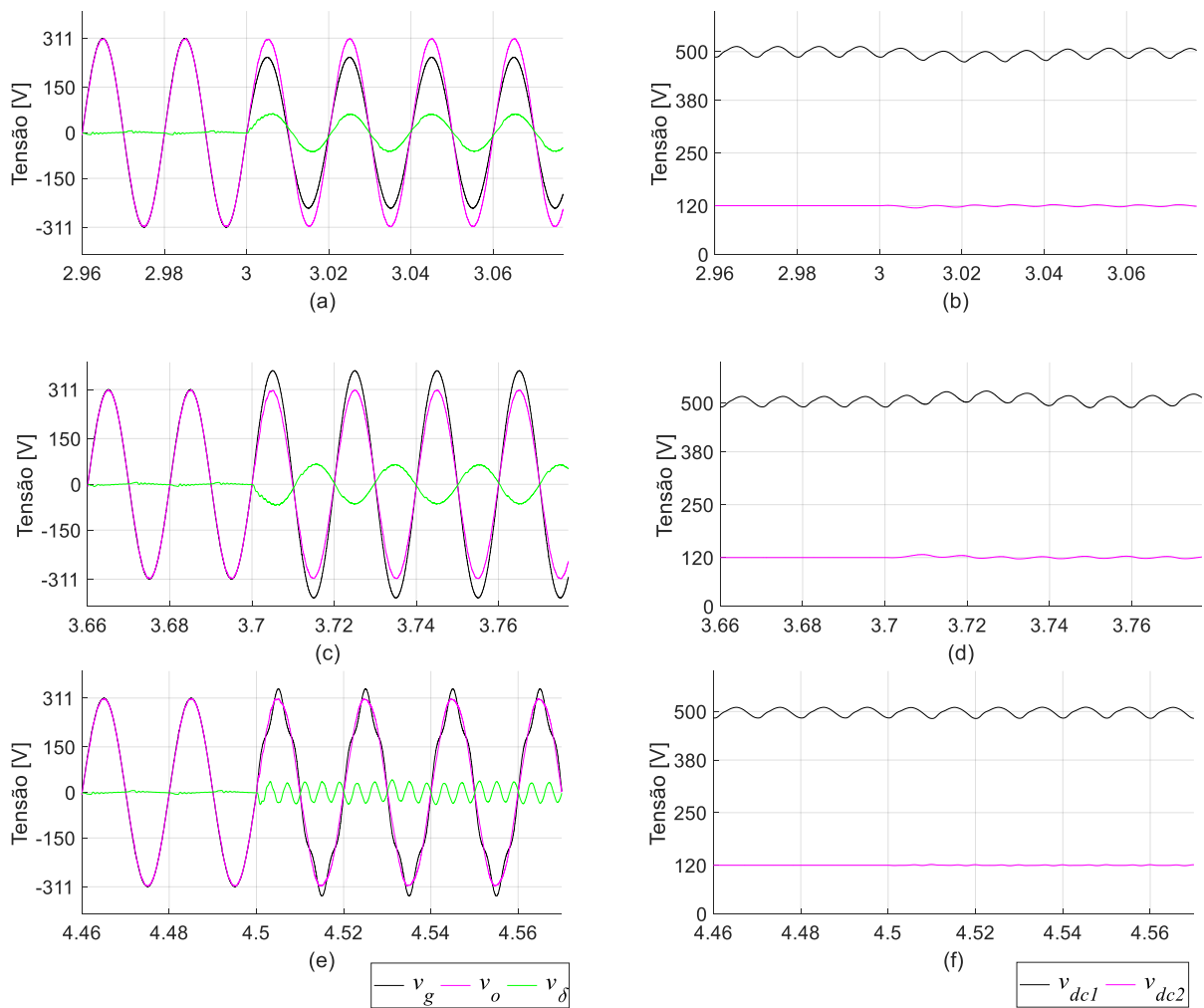


Figura 27 – Distúrbios de tensão: (a-b) afundamento, (c-d) sobretensão e (e-f) distorção harmônica
 Fonte: elaborada pela autora

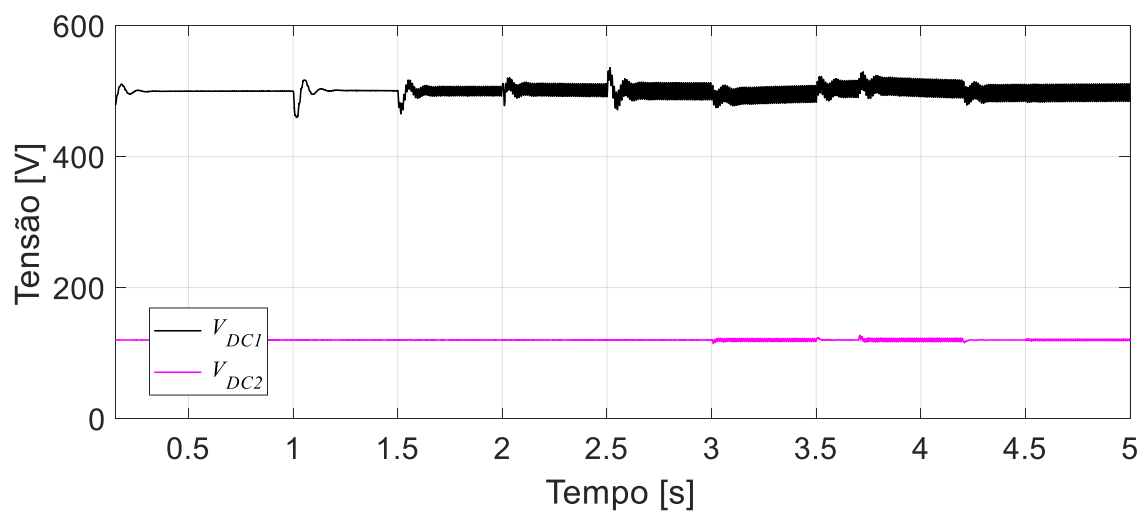


Figura 28 – Comportamento V_{DC1} e V_{DC2}
 Fonte: elaborada pela autora

Partindo para uma avaliação da eficácia do circuito na correção do fator de potência, uma análise do fluxo de potência da rede (P_g e Q_g) e da carga (P_o e Q_o) pode ser feita ao se analisar a Figura 29.

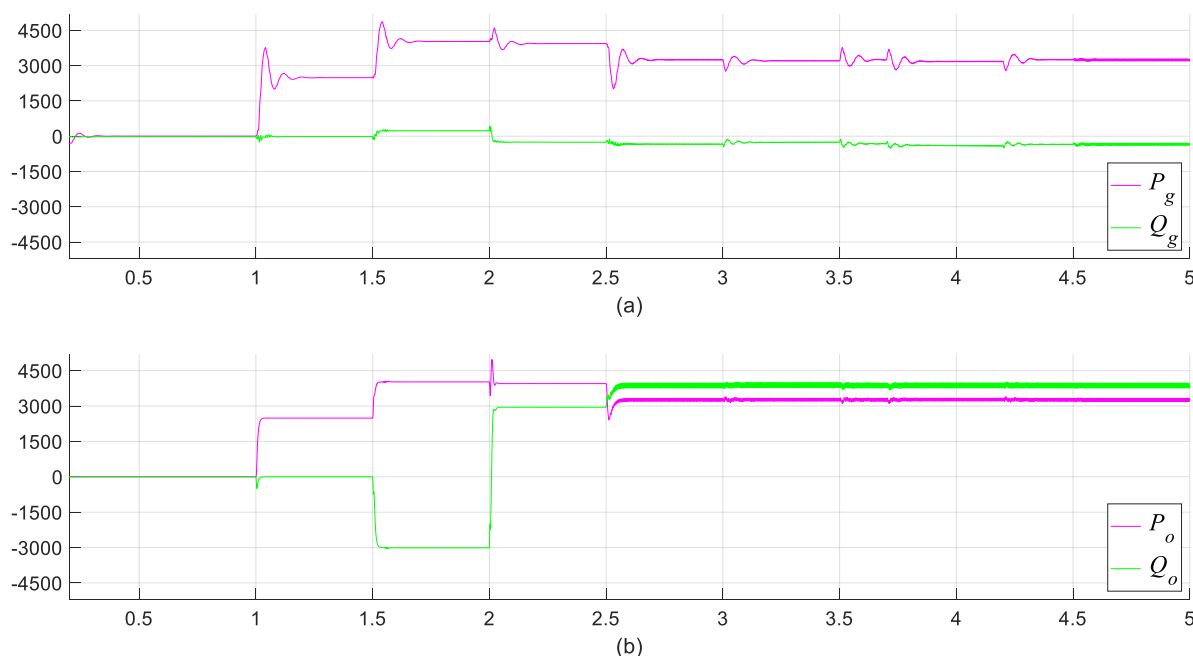


Figura 29 – Potências ativa e reativa na (a) entrada e (b) saída
Fonte: elaborada pela autora

Na análise da entrada, percebe-se uma variação nas cargas, onde a potência ativa aumenta a cada mudança na carga para acomodá-la, enquanto a variação na potência reativa é mínima, indicando um circuito praticamente resistivo para a rede em todos os momentos.

Já na carga, observa-se um aumento na potência ativa ao passar de um circuito vazio para um com apenas carga resistiva, e esse aumento se repete quando as cargas são combinadas. Quanto à potência reativa, quando a carga é capacitiva, ela assume valores negativos, enquanto cargas indutivas resultam em valores positivos, como esperado.

Para finalizar, ao analisar o fluxo de energia foram escolhidos pontos durante o afundamento e durante a sobretensão para analisar suas potências de entrada e saída e seu rendimento e essas informações estão dispostas nas Tabelas 17 e 18.

Tabela 17 – Eficiência durante afundamento

Critério	Valor
Potência de entrada	$P_g = 3204,79 \text{ W}$
Potência de saída	$P_o = 3202,83 \text{ W}$
Eficiência	$\eta = 99,93\%$

Fonte: elaborada pela autora

Tabela 18 – Eficiência durante sobretensão

Critério	Valor
Potência de entrada	$P_g = 3176,48 \text{ W}$
Potência de saída	$P_o = 3253,24 \text{ W}$
Eficiência	$\eta = 99,23\%$

Fonte: elaborada pela autora

Na literatura, a eficiência média do LFT é geralmente representada por um índice de 99,7%, enquanto a do SST é de 90% (MISHRA et al., 2021). A eficiência do sistema combinado de LFT e SST, conforme apresentado nos dados disponíveis, varia entre esses valores, com uma média de 99,58%. Essa eficiência intermediária aponta para um ponto de viabilidade dessa tecnologia. Vale ressaltar que essa é uma análise preliminar utilizada com a premissa de se justificar uma análise mais detalhada *a posteriori* utilizando, por exemplo, o modelo das chaves e perdas do transformador convencional.

Finalmente, ao compilar e analisar os resultados dessas duas seções, é possível obter uma visão abrangente das capacidades do sistema HSST em diversos cenários operacionais, fundamentando assim a avaliação de seu desempenho e seu potencial para aprimorar a qualidade da energia elétrica em sistemas de potência.

6 CONCLUSÃO

O SST emerge como uma solução promissora para integrar as funcionalidades do LFT com a capacidade de controle dos conversores de energia. Entretanto, sua aplicação prática enfrenta desafios significativos, como questões de confiabilidade, custo elevado e menor robustez em comparação com tecnologias estabelecidas. Em resposta a esses desafios, surge o HSST, que visa combinar a robustez e a confiabilidade dos LFTs com a capacidade de controle dos SSTs.

Os resultados obtidos neste estudo indicam que a topologia proposta para o HSST oferece uma alternativa viável. Ao priorizar o uso dos SSTs para controlar perturbações, deixando a parte majoritária da transformação de potência para o LFT, o sistema HSST requer potências inferiores, possui tamanho reduzido e proporciona economia de custos em comparação com as implementações tradicionais de SST.

Além disso, os resultados desta investigação destacam não apenas a eficácia das funcionalidades propostas, mas também sua aplicabilidade em uma variedade de perfis de carga. Demonstram que a topologia poderia ser um caminho viável para permitir a integração de SSTs em redes de energia do mundo real por meio de uma estratégia de *retrofit*. As simulações com *Typhoon HIL* corroboram essas conclusões, mostrando que a topologia e a estratégia de controle propostas para o HSST podem restaurar a tensão de carga com uma dinâmica rápida e proporcionar funcionalidades secundárias valiosas, como compensação de fator de potência e mitigação de harmônicos de tensão e corrente.

As estratégias de controle linear são desenvolvidas com o objetivo de linearizar um sistema em torno de um ponto de operação específico, tornando-o estável. Essa abordagem é altamente eficiente para o controle de sistemas cuja estrutura permanece inalterada. No entanto, caso ocorram modificações na estrutura do sistema, as equações de transferência e seus respectivos ganhos precisam ser recalculados, o que pode se tornar um processo trabalhoso e oneroso. Dado que as redes podem ser facilmente alteradas, como pela inserção de uma nova carga, a utilização de estratégias de controle linear pode não ser a solução mais prática. Uma alternativa viável é a aplicação de técnicas de controle não linear, como o controle preditivo, que não requer a função de transferência do sistema e proporciona maior flexibilidade em relação aos elementos que se deseja controlar.

Em suma, a topologia com essas funcionalidades proposta para o HSST, que combina as vantagens tanto dos LFTs quanto dos SSTs, emerge como uma solução promissora para a

integração de SSTs em redes de energia do mundo real. Esforços adicionais de pesquisa e desenvolvimento são necessários para refinar e otimizar o conceito HSST para uma implementação prática, potencialmente desbloqueando todo o potencial da tecnologia SST em sistemas de energia modernos.

6.1 Trabalhos Futuros

Para a continuidade dos estudos realizados nessa dissertação, são propostos os seguintes temas:

- Substituir as estratégias de controle linear por estratégias de controle preditivo de forma a melhorar a resposta dinâmica do HSST;
- Implementar o HSST em uma rede trifásica;
- Implementar o HSST proposto em uma simulação *Hardware-in-the-Loop* com a utilização de microcontroladores reais;
- Desenvolvimento de uma bancada experimental de um HSST de forma a validar os resultados em regime permanente e transiente.

REFERÊNCIAS

AKAGI, H.; WATANABE, E.; AREDES, M. **Instantaneous power theory and applications to power conditioning**. New Jersey: John Wiley & Sons, 2007.

ALMEIDA, M. **Implicações Técnicas da Inserção em Grande Escala da Geração Solar Fotovoltaica na Matriz Elétrica**. 2017. Tese (Doutorado em Ciências) – Programa de Pós-Graduação em Energia, Instituto de Energia e Ambiente, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2017.

ANDERSON, P. **Analysis of Faulted Power Systems**. Iowa: Iowa State Pr, 1973.

BURKARD, J.; BIELA, J. Evaluation of Topologies and Optimal Design of a Hybrid Distribution Transformer. 2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications, 2015, Geneva. **Proceedings[...]**. Geneva: IEEE, 2015, p. 1-10.

CAMARGO, R.; MAYOR, D.; MIGUEL, A.; BUENO, E.; ENCARNÇÃO, L. A novel cascaded multilevel converter topology based on three-phase cells CHB SDC. 2020 IEEE 29th International Symposium on Industrial Electronics, 2020, Delft. **Proceedings[...]**. Delft: IEEE, 2020, p. 1161-1166

CAMPANHOL, L. **Filtro ativo de potência paralelo utilizando inversores monofásicos full-bridge aplicado em sistemas trifásicos a quatro fios**. 2012. 147 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Cornélio Procópio. 2012.

COSTA, L.; LISERRE, M.; BUTICCHI, G. Overview and design of solid-state transformers. In: DRAGICEVIC, T.; WHEELER, P.; BLAABJERG, F. **DC Distribution Systems and Microgrids**. 1. ed. Institution of Engineering & Technology, 2018.

COZAC, F.; NARDOTO, A.; CARLETTI, D.; ENCARNÇÃO, L. Comparative Analysis of Conventional and Hybrid Solid State Transformer. 2023 IEEE 8th Southern Electronics Conference (SPEC/COBEP), 2023, Florianópolis. **Proceedings[...]**. Florianopolis: IEEE, 2023, p.1-8.

DING, L.; DU, Y.; LU, X.; HUANG, A. Dynamic Modeling and Model Predictive Control of Hybrid Solid-State Transformers. 2022 IEEE Power & Energy Society Innovative Smart Grid Technologies Conference, 2022, New Orleans. **Proceedings[...]**. New Orleans: IEEE, 2022, p. 1-5.

DING, L.; LU, X.; HUANG, A. Versatile Control Functions of Hybrid Solid-State Transformers in Distribution Systems. 2021 6th IEEE Workshop on the Electronic Grid, 2021, New Orleans. **Proceedings[...]**. New Orleans: IEEE, 2021, p. 1-5.

EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA. **Balanco Energético Nacional – Ano Base 2022: Relatório Síntese**. Rio de Janeiro: EPE, 2023.

HUANG, Q.; RAJENDRAN, S.; SEN, S.; GUO, Z.; ZHANG, L.; HUANG, A. 500kVA Hybrid Solid State Transformer (HSST): Architecture, Functionality and Control. 2020 IEEE Energy

Conversion Congress and Exposition, 2020, Detroit. **Proceedings[...]**. Detroit: IEEE, 2020, p. 4864-4871.

INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS. **IEEE Std 519-2022:** Standard for Harmonic Control in Electric Power Systems. IEEE, 2022.

LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier **IEEE Transactions on Industry Applications**, 2005, [S.l.], v. 41, n. 5, p. 1281-1291, 2005.

MISHRA, A.; GHADI, M.; LI, L.; HOSSAIN, M.; ZHANG, J.; RAY, P.; MOHANTY, A. A review on solid-state transformer: A breakthrough technology for future smart distribution grids. **International Journal of Electrical Power & Energy Systems**. v. 133, 2021.

MOHAMMED, O.; OTUOZE, A.; SALISU, S.; IBRAHIM, O.; RUFA'I, N. Virtual Synchronous Generator: An Overview. **Nigerian Journal of Technology**, Nsukka, v.38, p. 153-164, 2019.

MOORE, G. Cramming more components onto integrated circuits. **Electronics**, p.114-117, 1965.

NARDOTO, A.; AMORIM, T.; ENCARNACÃO, L.; SANTOS, S. Comparação entre controles clássicos e preditivo no desempenho de um conversor dual active bridge. IX Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos (SBSE 2022), 2022, Santa Maria. **Anais[...]**. Santa Maria: SBA, 2022 v. 2, n. 1.

OGATA, K. **Engenharia de controle moderno**. 3. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2000.

RAJENDRAN, S.; GUO, Z.; HUANG, A. A Hybrid Solid State Transformer (HSST) based on two-stage medium voltage SST. 2022 – 48th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2022, Brussels. **Proceedings[...]**. Brussels: IEEE, 2022, p. 1-6

RAJENDRAN, S.; HUANG, A. A Novel Single Stage AC-AC Converter for Hybrid Solid State Transformer (HSST). 2022 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2022, Detroit. **Proceedings[...]**. Detroit: IEEE, 2022, p. 1-8

RAJENDRAN, S.; SEN, S.; ZHANG, L.; GUO, Z.; HUANG, Q.; HUANG, A. 500kVA Hybrid Solid State Transformer (HSST): Design and Implementation of the SST. 2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2020, Detroit. **Proceedings[...]**. Detroit: IEEE, 2020, p. 1643-1649.

RAJENDRAN, S.; SEN, S.; GUO, Z.; HUANG, A. 500kVA Hybrid Solid State Transformer (HSST): Modelling and Control. 2021 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2021, Vancouver. **Proceedings[...]**. Vancouver: IEEE, 2021, p. 1135-1141.

RAJENDRAN, S.; XU, W.; GUO, Z.; HUANG, A. A Hybrid Solid State Transformer (HSST) based on two-stage medium voltage SST. 2023 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2023, Orlando. **Proceedings[...]**. Orlando: IEEE, 2023, p. 2280-2286.

RODRIGUEZ, P.; LUNA, A.; CANDELA, I.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. Grid synchronization of power converters using multiple second order generalized integrators. 2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, 2008, Orlando. **Proceedings[...]**. Orlando: IEEE, 2008, p. 755-765.

SADIGH, A.; SMEDLEY, K. Review of Voltage Compensation Methods in Dynamic Voltage Restorer (DVR). 2012 IEEE Power and Energy Society General Meeting, 2012, San Diego, **Proceedings[...]**. San Diego: IEEE, 2012, p.1-8.

SANTOS, L. **Proposta de um controlador PI não-linear aplicado a um filtro ativo de potência paralelo monofásico**. 2013. 102 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Cornélio Procópio, 2013.