## UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

## Controle Adaptativo de D-SSSC por MRAC

Bruno Pinto Braga Guimarães

Itajubá, Novembro de 2024

## UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Bruno Pinto Braga Guimarães

## Controle Adaptativo de D-SSSC por MRAC

Tese submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica como parte dos requisitos para obtenção do Título de Doutor em Ciências em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Automação e Sistemas Elétricos Industriais

Orientador: Prof. Dr.Robson Bauwelz Gonzatti Co-Orientador: Prof. Dr.Rondineli Rodrigues Pereira

> Novembro de 2024 Itajubá - MG

## UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

## Controle Adaptativo de D-SSSC por MRAC

#### Bruno Pinto Braga Guimarães

Tese aprovada por banca examinadora em 8 de Novembro de 2024, conferindo ao autor o título de **Doutor em Ciências em Engenharia Elétrica.** 

#### Banca Examinadora:

- Prof. Dr. Robson Bauwelz Gonzatti Prof. Dr. Rondineli Rodrigues Pereira Prof. Dr. Luiz Eduardo Borges da Silva Prof. Dr. Carlos Henrique da Silva
- Prof. Dr. Wilson César Sant'Ana
- Prof. Dr. Pedro Gomes Barbosa

Itajubá 2024

Este trabalho é dedicado à minha esposa, aos meus pais, avós e amigos, que estiveram ao meu lado em todos os momentos durante o doutorado.

## Agradecimentos

Gostaria de agradecer primeiramente a Deus por iluminar minhas decisões e me fortalecer em momentos difíceis. Sem sua mão nenhum dos meus objetivos seriam alcançados.

À minha esposa Fernanda, por compartilhar os momentos de dificuldade, de alegria e os sonhos, sempre me colocando para cima e me fazendo olhar de forma otimista para as dificuldades.

Aos meus pais, Vanessa e Jetro, por sempre estarem ao meu lado em minhas escolhas, me incentivando e instruindo com todo carinho e amor.

Aos meus avós, Chiquinho e Ana Maria, os quais devo grande parte do que sou. Aos meus avós, Abgar e Ruth, por toda força, confiança e carinho que sempre me concederam mesmo com a distância.

Ao professor, orientador e amigo Robson, o qual serei sempre grato pelas conversas, auxílio e paciência na orientação deste trabalho.

Ao professor Luiz Eduardo, pela amizade, pela inspiração e referência que representa para todos nós.

Aos amigos da PS Soluções, que sempre me incentivaram. Em especial, ao Erik, que confiou no meu trabalho e cujo exemplo é uma fonte de inspiração tanto profissional como humana.

Ao povo brasileiro e a CNPq pelo apoio financeiro. Aos demais familiares e amigos que de alguma forma participaram desta jornada

À ANEEL, através de seu Programa de Pesquisa e Desenvolvimento, pelo suporte a este trabalho.

## Resumo

Nos últimos anos, inúmeros fatores ambientais, técnicos e econômicos têm viabilizado o aumento da penetração de geração distribuída (GD) baseada em fontes renováveis no sistema de distribuição. Juntamente com os benefícios proporcionados por esta nova abordagem do sistema elétrico, tornou-se mais desafiador manter os padrões de qualidade de energia dentro de limites aceitáveis a serem entregues ao consumidor. Como forma de lidar com estes novos desafios, dispositivos baseados em eletrônica de potência conhecidos como RACDS têm apresentado grande potencial para a mitigação desses problemas de forma inteligente, flexível e dinâmica. Dentro deste cenário, este trabalho visa à análise operacional de um dispositivo RACDS do tipo série, conhecido como Compensador série estático síncrono de distribuição (D-SSSC, do inglês: Distribution static synchronous series compensator). Este equipamento tem como finalidade a interconexão entre ramais de distribuição para efetuar o balanceamento de carga entre eles, oferecendo, assim, melhor regulação de tensão, redução de perdas e postergação de investimentos em infraestrutura para atender às maiores demandas de energia nestes sistemas. A análise dos pontos operacionais do D-SSSC permitiu estabelecer os requisitos essenciais para o controlador a ser utilizado. Devido ao elevado número de incertezas e eventos a que os sistemas de distribuição estão sujeitos, como variação de cargas, entrada e saída de geração distribuída e manobras na rede, o controlador deve ser robusto e ágil para evitar desvios transitórios críticos. Neste contexto, o trabalho propõe o uso do controlador adaptativo com modelo de referência (MRAC, do inglês: Model Reference Adaptive Control). Esse controlador se destaca por seu perfil adaptativo, ajustando parâmetros em tempo real para lidar com as dinâmicas rápidas e incertezas do sistema de distribuição. A partir da análise dos resultados de testes realizados tanto em ambiente simulado quanto em ambiente laboratorial de média tensão, indicaram que o MRAC se mostrou promissor para o controle do D-SSSC.

## Abstract

In recent years, numerous environmental, technical, and economic factors have enabled the increased penetration of distributed generation (DG) based on renewable sources in distribution systems. Along with the benefits brought by this new approach to the power system, it has become more challenging to maintain power quality standards within acceptable limits for delivery to consumers. To address these new challenges, power electronicsbased devices, known as RACDS, have shown great potential for mitigating these issues in an intelligent, flexible, and dynamic manner. Within this context, this work aims to analyze the operational performance of a series-type RACDS device, known as a Distribution Static Synchronous Series Compensator (D-SSSC). This equipment is intended to interconnect distribution feeders to balance the load between them, thus providing better voltage regulation, loss reduction, and postponing infrastructure investments to meet higher energy demands in these systems. The analysis of the D-SSSC's operational points allowed for the establishment of essential requirements for the controller to be used. Due to the high number of uncertainties and events that distribution systems are subject to, such as load variations, the connection and disconnection of distributed generation, and network maneuvers, the controller must be robust and agile to prevent critical transient deviations. In this context, the work proposes the use of a Model Reference Adaptive Control (MRAC). This controller stands out for its adaptive profile, adjusting parameters in real-time to cope with the fast dynamics and uncertainties of the distribution system. Based on the analysis of test results conducted both in a simulated environment and in a medium-voltage laboratory setting, MRAC has shown promise for controlling the D-SSSC.

# Lista de ilustrações

Figura 1 –	Configuração RACDS a) shunt b) série c) série-shunt	18
Figura 2 –	Estruturas de compensação série estática	22
Figura 3 –	Esquemático D-SSSC do laboratório teste	23
Figura 4 –	Sistema básico de duas máquinas para a exemplificação da compensa-	
	ção série	24
Figura 5 –	Potência transmitida x ângulo $\delta$ proporcionado pela operação do SSSC	
	para diferentes valores de compensação $V_q$	25
Figura 6 –	Potência transmitida x ângulo $\delta$ proporcionado pela inserção de capa-	
	citor série na linha para diferentes parâmetros $k$	26
Figura 7 $-$	Sistema de duas máquinas com linha não-ideal	27
Figura 8 –	Diagrama fasorial da compensação série de uma linha não-ideal	27
Figura 9 $-$	Potência ativa e reativa transmitida x ângulo $\delta$ proporcionado pela	
	compensação série em linha não-ideal	28
Figura 10 –	Faixa operacional de operação do SSSC para os modos de controle de	
	tensão e reatância	31
Figura 11 –	Diagrama de dois ramais conectados através do SSSC	32
Figura 12 –	Planos das Potências ativas e reativas do SSSC em função de $\alpha$ e $\theta$	34
Figura 13 –	Planos das potências ativas e reativas transferida entre os ramais em	
	função de $\alpha$ e $\theta,$ para operação com módulo de impedância constante $% \theta$ .	36
Figura 14 –	Comportamento das potências trocadas entre ramais e entre sistema e	
	conversor, para $\alpha = 0,95$ e $\theta$ variável	39
Figura 15 –	Modelo D-SSSC	41
Figura 16 –	Malha de controle tradicional baseada em PI	43
Figura 17 –	Diagrama de blocos de um sistema realimentado com filtro	43
Figura 18 –	Diagrama de blocos do algoritmo de cálculo de $I_d * e I_q * \dots $	44
Figura 19 –	Diagrama de bloco do modelo expandido	48
Figura 20 –	Diagrama de blocos do controlador MRAC	52
Figura 21 –	Sistema de teste de média tensão	53
Figura 22 –	Diagrama unifilar do sistema teste	53
Figura 23 –	Esquemático D-SSSC do laboratório teste	54
Figura 24 –	Conversor que compõe uma das fases do D-SSSC	55
Figura 25 –	Resposta ao degrau do modelo de referência com tempo de acomodação	
	de 3 segundos	59
Figura 26 –	Resposta ao degrau do modelo de referência com tempo de acomodação	
	de 1,5 segundos	60
Figura 27 –	Lugar das raízes do sistema em malha aberta para $K_p = 1$ e $K_i = 100$ .	62

Figura 28 –	Resposta ao degrau para o sistema em malha fechada com $K_p = 7, 19$ e $K_i = 100. \dots 6$	3
Figura 29 –	Resposta ao degrau para o sistema em malha fechada com $K_p = 7, 19$ e $K_i = 98. \dots 6$	3
Figura 30 –	Resposta ao degrau para o sistema em malha fechada com $K_p = 14$ e $K_i = 98. \ldots 6$	4
Figura 31 –	Resposta do controlador durante variações de referência de $I_d \in I_q$ 6	6
Figura 32 –	Resposta ampliada do controlador MRAC já adaptado 6	6
Figura 33 –	Variação dos ganhos $K_x$ e $K_r$ durante o processo de adaptação 6	7
Figura 34 –	Variação dos coeficientes $\hat{W}$ associados às incertezas casadas do sistema	
	durante o processo de adaptação $\ldots \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots 6$	8
Figura 35 –	Resposta do controlador PI ampliada	8
Figura 36 –	Processo de adaptação do controlador MRAC durante variações de $set$	
	<i>points</i> de $I_d$ e $I_q$ , para um modelo de referência com $T_s = 3$ s 7	0
Figura 37 –	Resposta do controlador MRAC já adaptado, durante variações de re-	
	ferência de $I_d$ e $I_q$ , para um modelo de referência com $T_s = 3 \text{ s} \dots 7$	1
Figura 38 –	Resposta do controlador PI projetado para um $T_s = 3$ s, durante vari-	
	ações de referência de $I_d \in I_q$	2
Figura 39 –	Processo de adaptação do controlador MRAC durante variações de set-	
	points de $I_d$ e $I_q$ , para modelo de referência com $T_s=3$ s e linha com	
	<i>bypass</i>	3
Figura 40 –	Resposta do controlador MRAC já adaptado durante variações de re-	
	ferência de $I_d$ e $I_q$ , para modelo de referência com $T_s=3$ s e linha com	
	<i>bypass</i>	4
Figura 41 –	Resposta do controlador PI projetado para um $T_s=3$ s, durante varia-	
	ções de referência de $I_d \in I_q$ , para o sistema com linha com <i>bypass</i> 7	5
Figura 42 –	Resposta do controlador durante variações de carga resistiva, para	
_	$\Gamma_W = 10000 \dots \dots$	6
Figura 43 –	Resposta do controlador durante variações de carga resistiva, para	_
	$\Gamma_W = 100000 \dots $	7
Figura 44 –	Resposta do controlador durante variações de carga indutiva, para	_
D: 45	$\Gamma_W = 10000 \dots \dots$	1
Figura 45 –	Resposta do controlador durante variações de carga indutiva, para	'O
D: 40	$\Gamma_W = 100000 \dots $	8
Figura 46 –	Resposta do controlador PI durante variações de carga resistiva	9
$r_{1}gura 4i =$	Resposta do controlador P1 durante variações de carga indutiva <i>T</i>	9
rıgura 48 –	Processo de adaptação do controlador MRAC durante variações de <i>set</i> -	0
	points de $I_d$ e $I_q$ para o modero de referencia com $I_s=1,5$ s 8	U

Figura 49 $-$	Resposta do controlador MRAC já adaptado durante variações de re-	
	ferência de $I_d$ e $I_q$ , para o modelo de referência com $T_s=1,5$ s	81
Figura 50 –	Resposta do controlador PI projetado para um $T_s{=}1{,}5$ s, durante vari-	
	ações de referência de $I_d$ e $I_q$	82

## Lista de tabelas

Tabela 1 –	Valores de $\theta$ para os quais é possível transferir potência ativa entre o	
	ramal de maior tensão para o de menor tensão, sem que haja absorção	
	de potência ativa por parte do conversor $\ldots \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots$	37
Tabela 2 –	Natureza da potência transferida do ramal 1 para o ramal 2 em função	
	de $\theta$ e $\alpha$	38
Tabela 3 –	Dados do sistema de teste	56
Tabela 4 –	Tabela de ganhos de adaptação e seus respectivos valores	60
Tabela 5 –	Tabela de ganhos do controlador PI.	63

# Lista de abreviaturas e siglas

BESS	Sistema de Armazenamento por Baterias (do inglês: Battery Energy Storage System)
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
DFIG	Gerador de Indução Duplamente Alimentado (DFIG, do inglês: <i>Doubly-</i> <i>Fed Induction Generator</i> )
DSO	Otimização Simbólica Profunda (DSO, do inglês: Deep Symbolic Optimization)
D-SSSC	Compensador série estático síncrono de distribuição (do inglês: <i>Distribution static synchronous series compensator</i> )
FACTS	Transmissão Flexivel de Corrente Alternada (do inglês: <i>Flexible AC Transmission System</i> )
GD	Geração Distribuída
$I_d$	Componente de eixo direto da corrente
$I_q$	Componente de eixo de quadratura da corrente
MRAC	Controle Adaptativo por Modelo de Referência(do inglês: <i>Model Reference Adaptive Control</i> )
PI	Controlador Proporcional Integral
PLL	Phase-locked loop
RACDS	Sistema de Distribuição Resiliente CA (do inglês: <i>Resilient AC Distribution System</i> )
SEIG	Gerador de Indução Auto-Excitado (SEIG, do inglês: <i>Self-Excited In-</i> <i>duction Generator</i> )
SOP	Ponto de Abertura Suave (do inglês: Soft Open Point)
SSSC	Compensador série estático síncrono (do inglês: <i>static synchronous se-</i> <i>ries compensator</i> )
VSC	Conversor Fonte de Tensão (do inglês: Voltage Source Converter)

- $V_d$  Componente de eixo direto da tensão
- $V_q$  Componente de eixo de quadratura da tensão

## Sumário

1	INTRODUÇÃO	16
1.1	Considerações Iniciais	16
1.2	Objetivos e Contribuições	18
1.3	Metodologia de Pesquisa	19
1.4	Organização do Trabalho	19
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	21
2.1	Contextualização	21
2.2	Compensação Série	24
2.2.1	Impacto da parcela resistiva da linha na compensação série	26
2.3	Revisão das técnicas de controle aplicadas em D-SSSC	29
3	LEVANTAMENTO OPERACIONAL DO D-SSSC APLICADO NO	
	SISTEMA DE DISTRIBUIÇÃO	31
3.1	Estudo dos pontos críticos do D-SSSC	31
3.2	Estudo da potência transferida entre ramais	35
4	MALHA DE CONTROLE DO D-SSSC	40
4.1	Modelo D-SSSC em Espaço de Estados	41
4.2	Controlador PI	42
4.3	Controlador Model Reference Adaptive Controller (MRAC)	45
4.3.1	Sistemas com Incertezas	45
4.3.2	Modelo de Referência	47
4.3.2.1	Regulador Quadrático Linear	48
4.3.3	Mecanismo de Adaptação	50
5	SISTEMA DE TESTE	53
5.1	Projeto do controlador MRAC	55
5.2	Projeto do controlador PI	60
6	RESULTADOS E DISCUSSÕES	65
6.1	Resultados de Simulação	65
6.2	Resultados Experimentais	69
6.2.1	Caso I: Teste Base	69
6.2.2	Caso II: Variação do parâmetro de linha	73
6.2.3	Caso III: Variação de carga	76
6.2.4	Caso IV: Alteração do modelo de referência	80

7	CONCLUSÕES
7.1	Trabalhos Futuros
7.2	Artigos Publicados
7.2.1	Trabalhos publicados em periódicos
7.2.2	Trabalhos completos publicados em anais de eventos
	<b>REFERÊNCIAS</b>

## 1 Introdução

#### 1.1 Considerações Iniciais

Nos últimos anos, diferentes fatores tais como o aumento da demanda de energia, o barateamento e interesse por tecnologias de geração ambientalmente amigáveis, bem como a desregulamentação do mercado de energia, vem impulsionando mudanças na realidade do setor elétrico [1]. Neste novo cenário, a utilização de geração distribuída (GD) tem ganhado espaço devido a seus inúmeros benefícios que abrangem desde ganhos técnicos à econômicos aos sistemas onde estão inseridos.

Quanto às vantagens técnicas, a utilização de GDs permite a aproximação das plantas geradoras dos consumidores, permitindo a redução das perdas nas linhas associadas à transmissão de potência em grandes distâncias. Este aspecto também proporciona a melhora no perfil de tensão entregue a carga, uma vez que a proximidade entre esta e o ponto de geração implica em uma menor queda de tensão nos condutores.

Com a descentralização da geração energética obtida através do uso das GDs, é possibilitado o descongestionamento de ramais de transmissão e de distribuição, os quais outrora eram responsáveis pela total transmissão da potência demandada pelas cargas. Esta descentralização também permite um maior nível de segurança do suprimento de energia, principalmente no que se refere a cargas críticas, através da criação de microrredes durante casos onde há perda da rede principal [1].

Quanto ao aspecto econômico, a utilização de GDs pode postergar o investimento em infraestrutura das linhas, que seria necessária para a suprir a maior demanda de energia [1, 2]. Além disso, o corte de ponta proporcionado pela inserção de GDs no sistema reduz custo operacional deste.

Embora a inserção das GDs no sistema elétrico seja uma tendência a ser seguida devido aos seus inúmeros benefícios, sua utilização traz também novos desafios operacionais, principalmente no que se refere ao uso das GDs em sistemas de distribuição. Atualmente estes sistemas possuem perfil predominantemente radial, os quais foram planejados para suprir a demanda de energia requerida pela carga de forma unidirecional, isto é, o fluxo de potência percorre o ramal no sentido da tensão mais alta (fonte principal) para a mais baixa (carga). No entanto, a integração de fontes geradoras no ramal, pode causar um aumento da tensão deste devido ao excesso de potência injetada, a qual é maior que a demandada pela carga. Isto resulta na inversão do fluxo de potência do sistema, fazendo com que o ramal deva possuir caráter bidirecional, ocasionando efeitos adversos em sua regulação de tensão e seu sistema de proteção [3]. Estes fatores são agravados pelas características de intermitência e flutuação das fontes renováveis [4].

Uma das opções para se mitigar estas questões referentes à qualidade de energia ocasionado pelas GDs, é a reconfiguração dos ramais radiais de distribuição para um perfil em *loop* ou malhado. Dentre as vantagens da reconfiguração dos ramais pode-se citar, a redução das perdas, alívio de sobrecarga no sistema de distribuição, regulação de tensão e aumento da confiabilidade dos ramais [5]. No entanto, a maior desvantagem da utilização desta estratégia, é o aumento da corrente de curto-circuito, especialmente nos pontos de carga [6], já que estas passam a ser alimentadas por duas fontes distintas.

Dados os desafios proporcionados pela inserção de GDs em sistemas de distribuição, soluções baseadas em dispositivos de eletrônica de potência vem sendo fonte de interesse devido a redução do custo e a evolução desta tecnologia. As vantagens da utilização de dispositivos baseados em eletrônica de potência, consistem em sua elevada flexibilidade operacional, rápida resposta dinâmica e confiabilidade, uma vez que estes equipamentos não possuem partes mecânicas e são menos propensos a necessidade de manutenção.

Com o amadurecimento do conceito dos FACTS (Transmissão Flexível de Corrente Alternada, do inglês: *Flexible AC Transmission System*), foi possível vislumbrar inúmeras possibilidades da aplicação de equipamentos baseados nesta tecnologia, não somente para o nível de transmissão, mas também para o nível de distribuição [7]. O conceito dos FACTS estendido a sistemas de distribuição, são conhecidos por RACDS (Sistema de Distribuição Resiliente CA, do inglês: *Resilient AC Distribution System*) e podem proporcionar à rede de distribuição onde estão inseridos as seguintes possibilidades [7]:

- Facilidade de interconexão entre ramais, promovendo aumento da resiliência do sistema;
- Possibilidade de aumento da inserção de fontes de geração distribuída na rede de distribuição;
- Possibilidade de integração de sistemas de armazenamento por baterias (BESS, do inglês: Battery Energy Storage System) para prover suporte rápido e dinâmico de tensão e frequência em caso de *blackouts*, bem como durante afundamentos de tensão devido à repentinas variações no perfil de carga;
- Possibilidade de mitigar problemas de qualidade de energia, para garantir alimentação confiável a cargas críticas;

Os dispositivos RACDS, assim como os FACTS, possuem basicamente 3 configurações, sendo elas: a) shunt b) série e c) shunt-série. Cada uma destas configurações possui suas particularidades que as tornam interessantes para diferentes tipos de aplicações. A Figura 1 apresenta o esquemático das 3 configurações citadas, conectadas à um sistema de distribuição.



Figura 1 – Configuração RACDS a) shunt b) série c) série-shunt

Visando solucionar os desafios trazidos pela inserção de GDs no sistema de distribuição, dispositivos RACDS do tipo série podem ser utilizados para realizar a reconfiguração do ramal radial em malhado de forma controlada. Esta reconfiguração consiste na interconexão de dois ramais radiais através de um conversor fonte de tensão. Desta maneira, devido a flexibilidade de controle dos RACDS, é possível realizar o balanceamento de carga e geração das GDs nos ramais de forma inteligente, obtendo-se assim a melhora do perfil de tensão, diminuição de perdas e melhor utilização dos bancos de capacitores existentes nos ramais [8].

#### 1.2 Objetivos e Contribuições

Este trabalho tem como objetivo melhorar a aplicabilidade do dispositivo RACDS do tipo série, denominado Compensador Série Estático Síncrono de Distribuição (D-SSSC, do inglês *Distribution Static Synchronous Series Compensator*), em ambientes reais, a partir da modificação da técnica de controle utilizada.

Para definir a técnica de controle mais adequada à aplicação, foi realizado um estudo operacional detalhado do equipamento, que permitiu identificar os principais desafios e as limitações intrínsecas da topologia do D-SSSC. Esse levantamento foi essencial para o desenvolvimento do controle adaptativo proposto, cujo desempenho será analisado ao longo deste trabalho. A técnica de controle adaptativo empregada, que ainda não foi aplicada neste contexto, se mostra capaz de lidar com as incertezas e a dinâmica dos sistemas de distribuição, sujeitos a variações decorrentes da integração de GDs, mudanças na demanda de cargas e bancos de capacitores.

#### 1.3 Metodologia de Pesquisa

A metodologia de pesquisa utilizada neste trabalho consiste nos seguintes pontos:

- Revisão bibliográfica da utilização do D-SSSC em sistemas de distribuição e seu funcionamento.
- Levantamento das equações que descrevem a troca de potência entre o equipamento e o sistema durante sua operação, bem como entre os ramais conectados através deste.
- Descrição da técnica de controle adaptativa proposta, bem como da técnica mais utilizada neste contexto, que é baseada em controladores PI.
- Comparação entre estas técnicas através de ambiente simulado e plataforma de teste em média tensão.

## 1.4 Organização do Trabalho

Esta dissertação está dividida segundo os capítulos a seguir:

O **Capítulo 2** apresenta uma breve revisão bibliográfica das duas principais topologias de RACDS do tipo série aplicados na interconexão de ramais de distribuição, bem como uma breve revisão conceitual da compensação série.

O **Capítulo 3** apresenta um levantamento dos pontos operacionais da topologia D-SSSC, bem como uma análise da transferência de potência ativa e reativa entre os ramais de distribuição proporcionada pela atuação deste equipamento .

O **Capítulo 4** apresenta a modelagem do D-SSSC, bem como a descrição da técnica do controlador MRAC e da topologia clássica baseada em PI.

O **Capítulo 5** apresenta o sistema de teste, cujos parâmetros foram utilizados no projeto do controlador MRAC e PI. Neste capítulo também é apresentada a metodologia de projeto utilizada para os testes dos controladores.

O **Capítulo 6** apresenta os resultados do D-SSSC utilizando os controladores MRAC e baseado em PI, para sistema simulado e no ambiente laboratorial de 13,8 kV.

O  ${\bf Capítulo~8}$  apresenta as conclusões gerais obtidas, junto das propostas para a continuidade do trabalho.

## 2 Revisão Bibliográfica

#### 2.1 Contextualização

Considerando as novas possibilidades proporcionadas pela evolução da eletrônica de potência, bem como as novas necessidades das redes de distribuição, vem-se aumentado o interesse, em especial, por dispositivos capazes de realizar o controle de fluxo de potência entre ramais destes sistemas. A interconexão entre diferentes ramais através de dispositivos RADCS, pode proporcionar o controle de fluxo de potência entre estes, de forma otimizada e controlada. Desta maneira proporcionando regulação de tensão entre os ramais, reduzindo perdas e também evitando possíveis sobrecargas nos mesmos [9].

Equipamentos para o controle de fluxo de potência em redes de distribuição foram apresentados em [10, 11, 12]. Nestes trabalhos foi utilizado um conversor do tipo *back-toback* os quais também são referidos na literatura como ponto de abertura suave (SOP, do ingês: *soft open point*), o qual permite um excelente controle das grandezas controladas, porém com a desvantagem deste equipamento dever ser capaz de processar toda potência a ser transferida entre os ramais [9]. Desta maneira a potência nominal do equipamento é elevada, e consequentemente, seu custo [13].

Para evitar a necessidade de utilização de conversores com potências demasiadamente elevadas, em [9], é proposto a utilização de um SSSC (Compensador Série Síncrono Estático, do inglês: Static Series Synchronous Compensator) aplicado em sistemas de distribuição. Este equipamento funciona impondo uma pequena tensão em série com a linha de forma a emular uma reatância série ao sistema onde está inserido, assim controlando o fluxo de potência neste. Devido a esta característica operacional do SSSC, este não necessita de realizar o processamento de toda a potência controlada do ramal, diminuindo assim a capacidade nominal necessária para a operação do equipamento e consequentemente seu tamanho e custo.

Apesar da menor potência processada pelo SSSC e consequentemente a redução de seu tamanho, este possui um menor grau de liberdade operacional se comparado à seu equivalente de configuração *back-to-back*. Este menor grau de liberdade operacional se apresenta como um desafio para aplicação destes equipamentos nas redes de distribuição, as quais são mais sensíveis à variações de potência proporcionada por estes tipos de equipamento se comparado às linhas de transmissão, além de estar mais exposta à diferentes tipos de distúrbios. Desta maneira, faz-se necessário um levantamento dos pontos operacionais críticos desta topologia, para que seja possível traçar uma estratégia de controle robusta que contorne suas limitações operacionais, permitindo assim, que a integração deste equipamento no sistema de distribuição ofereça efetivas melhorias na operação destes sistemas. A Figura 2 apresenta a estrutura *back-to-back* (a) e a estrutura SSSC (b), sendo esta última de interesse neste trabalho.



Figura 2 – Estruturas de compensação série estática

Este trabalho é uma continuação do D-SSSC apresentado em [8, 14], onde um protótipo de 500 kVA de potência foi instalado em um sistema de distribuição real para realizar testes de balanceamento de potência entre ramais. Este D-SSSC era composto por conversores em ponte-H por fase, as quais contavam com alimentação externa do elo CC, realizada através de um retificador conectado à um dos ramais. A presença de uma fonte externa de alimentação permite uma maior grau de liberdade operativa do equipamento, já que este pode injetar potência ativa no sistema, como será descrito nas próximas subseções. Este equipamento contava também com filtros indutivos conectados em sua saída e conectavam ambos os ramais de interesse através de um transformador de acoplamento. A Figura 3 apresenta o esquemático da topologia trifásica usada nas referências [8, 14] e que também será utilizada neste trabalho. Nesta, as fases do primeiro alimentador estão representados pelas legendas  $A, B \in C$ , enquanto os do segundo, são dados por  $A', B' \in C'$ .

A partir da experiência adquirida com a operação deste equipamento em ambiente real, foram identificadas demandas operativas que não se manifestaram em ambientes de simulação e laboratorial. A principal delas foi a dificuldade em sintonizar de forma adequada os controladores PI, uma vez que as variações e distúrbios na rede afetavam diretamente sua resposta. Além disso, a própria operação do equipamento também impactava a dinâmica operacional do sistema, que por usa vez impactava novamente na resposta do D-SSSC. Este ponto se mostrou crítico, uma vez que durante transitórios do sistema a tensão do elo CC do equipamento era carregado e a proteção fazia com que o equipamento saísse de operação. Desta maneira, devido à estes pontos, observou-se que a escolha da técnica de controle utilizada é de muita importância neste contexto. Sendo assim, este trabalho teve como foco a proposição de uma abordagem adaptativa para con-



Figura 3 – Esquemático D-SSSC do laboratório teste

trolar o D-SSSC aplicado em linhas de distribuição, que permita uma performance mais estável diante das variações e incertezas da rede de distribuição.

## 2.2 Compensação Série

O conceito da compensação série realizada por conversores do tipo fonte de tensão (VSC, do ingles: Voltage Source Converter) foi introduzida em [15] por Hingorani. Este conceito é exemplificado pela Figura 4a, que apresenta um sistema de duas máquinas (com tensões  $V_s \in V_r$ ) interligadas por uma linha de reatância indutiva  $X_L$ , na qual uma fonte de tensão  $V_q$ , representando o conversor, é conectada em série. Esta fonte ao injetar uma tensão capacitiva com polaridade oposta à tensão sobre a reatância  $X_L$ , resulta em um aumento da tensão sobre a impedância da linha física. Desta maneira, a corrente na linha é aumentada assim como a potência transferida, o que corresponde ao efeito da redução da impedância da linha. O diagrama fasorial das tensões durante a compensação é apresentado na Figura 4b.



Figura 4 – Sistema básico de duas máquinas para a exemplificação da compensação série [15]

A equação que expressa o fluxo de potência manipulado pelo VSC é apresentada em 2.1. Para fim de simplificação, nesta equação considerou-se que as tensões das máquinas são iguais em magnitude  $(V_s=V_r=V)$ . Assim sendo, além da tensão  $V_q$  imposta pelo conversor, a potência transferida também é dependente da magnitude das tensões nas pontas da linha (V), da reatância  $(X_L)$  e da diferença angular das tensões  $V_r \in V_s$   $(\delta)$ .

$$P_q = \frac{V^2}{X_L} sin\delta + \frac{V}{X_L} V_q cos\left(\frac{\delta}{2}\right)$$
(2.1)

A variação em p.u da potência transmitida para valores de  $V_q = 0, \pm 0.353, \pm 0.707$ e o ângulo  $\delta$  variando entre 0 e 180° são apresentados na Figura 5. Considerando que o conversor também possui capacidade de injetar tensões de natureza indutiva, o efeito do aumento da impedância da linha pode ser obtido, resultando na redução da corrente e da potência transferida. Caso a tensão indutiva injetada pelo VSC seja maior que a tensão sobre a linha não compensada, isto é, se  $V_q > |V_s - V_r|$ , então é possível inverter o sentido do fluxo de potência



Figura 5 – Potência transmitida x ângulo  $\delta$  proporcionado pela operação do SSSC para diferentes valores de compensação  $V_q$  [15]

Para fins de comparação, a Figura 6 traz a curva da potência transferida pelo ângulo  $\delta$ , para a compensação através da utilização de capacitores conectados em série com a linha ao invés do VSC. A variação da curva de potência para este tipo de compensação segue a equação 2.2, que como pode ser observado, depende do parâmetro k que é a relação entre a reatância da linha e a reatância capacitiva utilizada  $k = \frac{X_C}{X_L}$ . Os casos apresentados na Figura 6 possuem os valores de  $k = 0, \frac{1}{5}, \frac{1}{3}$  de forma a se obter compensação equivalente ao pontos do VSC apresentado na Figura 5.

$$P_q = \frac{V^2}{X_L \left(1 - k\right)} \sin(\delta) \tag{2.2}$$

Comparando as curvas do VSC e do capacitor série, nota-se que o primeiro é capaz de aumentar a potência transmitida em frações da potência máxima da linha não compensada, de forma independente do ângulo  $\delta$ , entre a faixa operacional 0°  $\langle = \delta \rangle = 90^{\circ}$ . Soma-se a isso a sua capacidade de operar com tensões capacitivas e indutivas o que acarreta no aumento ou redução da potência transmitida da linha como anteriormente discutido. A compensação com capacitância série por sua vez, é capaz de aumentar a potência transmitida segundo uma porcentagem da potência máxima da linha não compensada



Figura 6 – Potência transmitida x ângulo  $\delta$  proporcionado pela inserção de capacitor série na linha para diferentes parâmetros k [15]

para um dado valor do ângulo  $\delta$ . Além disso sua tensão de compensação é dependente da corrente da linha, caso que não ocorre na compensação utilizando o VSC [15].

#### 2.2.1 Impacto da parcela resistiva da linha na compensação série

A exposição do conceito da compensação série foi realizada anteriormente considerando o sistema de duas máquinas conectadas unicamente por uma reatância indutiva  $X_L$ . Este modelo simplificado, embora seja suficiente para a exposição do conceito é insuficiente para descrever a dinâmica do aumento da transferência de potência em linhas reais proporcionada pela compensação série. Isto se dá uma vez que estas linhas possuem também uma componente resistiva na qual impacta na resposta do sistema durante a compensação.

Para demonstrar o efeito proporcionado pela parcela resistiva da linha durante a compensação, o sistema apresentado na Figura 7 deve ser considerado. Nesta uma parcela resistiva é adicionada aos parâmetros da linha. A reatância capacitiva  $X_C$  presente no modelo representa a parcela responsável por realizar a compensação da reatância indutiva  $X_L$ , sendo  $X_{eff}$  a reatância resultante após a compensação.

Um parâmetro útil para a análise deste modelo de linha é o índice X/R, que



Figura 7 – Sistema de duas máquinas com linha não-ideal [15]

corresponde à relação entre a parcela reativa da linha e a parcela resistiva. Neste novo cenário, o aumento da compensação da parcela reativa pode reduzir o índice X/R para valores relativamente baixos, que com o progressivo aumento da demanda de potência reativa da linha, as perdas nesta e a possível queda de tensão, começariam a limitar a transmissão de potência ativa.

O efeito em questão pode ser facilmente visualizado no diagrama fasorial apresentado na Figura 8, onde uma linha não compensada de X/R=7,4, passa a receber uma compensação capacitiva de 50% e 75%. Observa-se que com o progressivo aumento da compensação, o índice X/R passa a decair para 3,7 e 1,85 respectivamente. Nota-se também, que há o aumento da parcela reativa da corrente dada por  $Isen(\delta/2 + \phi)$ , enquanto sua parcela ativa transmitida, dada por  $Icos(\delta/2 + \phi)$ , diminui se comparada com aquelas obtidas para uma linha idealmente reativa (R=0).



Figura 8 – Diagrama fasorial da compensação série de uma linha não-ideal [15]

As equações 2.3 e 2.4 descrevem a variação da potência ativa e reativa para o caso da linha não compensada. Para fim de simplificação foram consideradas que as tensões terminais possuem a mesma magnitude  $(V_s=V_r=V)$ . Diferentemente da compensação capacitiva da linha ideal, as potências ativa e reativas transferidas agora também são dependentes da parcela resistiva da linha (R), além de também dependerem dos parâmetros do caso anterior, como a reatância da linha (X, que pode ser o real ou o efetivo após a compensação), da magnitude das tensões terminais (V) e da diferença angular ( $\delta$ ).

$$P = \frac{V^2}{X^2 + R^2} [Xsen\delta - R(1 - \cos\delta)]$$
(2.3)

$$Q = \frac{V^2}{X^2 + R^2} [Rsen\delta + X(1 - \cos\delta)]$$

$$\tag{2.4}$$

O efeito da redução do índice X/R na potência ativa e reativa transferida referente ao caso da linha não-ideal é apresentado na Figura 9. Como pode ser observado, a redução deste índice acarreta na diminuição da potência máxima transmitida, bem como no aumento da relação da proporção entre a potência ativa e reativa transmitida.



Figura 9 – Potência ativa e reativa transmitida x ângulo  $\delta$  proporcionado pela compensação série em linha não-ideal [15]

Embora a compensação série da componente reativa da linha ocasione a diminuição do índice X/R e consequentemente a diminuição da capacidade de potência ativa transmitida, a compensação através de um VSC pode oferecer uma opção para contornar este problema. Estes conversores caso possuam uma fonte de alimentação externa, podem injetar, adicionado à componente de tensão reativa, uma componente de tensão em anti-fase com a queda de tensão da parcela resistiva da linha, e assim, compensar o efeito desta última. Desta maneira, estes conversores podem oferecer uma compensação controlável, simultânea e independente tanto da parcela resistiva quanto ativa da linha. Em essência, uma linha ideal pode ser criada, garantindo o efetivo aumento da potência máxima transmitida.

## 2.3 Revisão das técnicas de controle aplicadas em D-SSSC

Os dispositivos SSSC são utilizados principalmente para aumentar a capacidade de transmissão de potência em linhas de transmissão e para balancear a potência em ramais de distribuição. Além disso, esses dispositivos amortecem oscilações de potência causadas por distúrbios na rede, evitando que o sistema fique instável. Diversas técnicas de controle são propostas para o amortecimento dessas oscilações.

Em [16], por exemplo, é apresentada uma estratégia de controle de ordem fracionária capaz de amortecer de forma robusta oscilações de potência. Embora o modelo em espaço de estados, com as incertezas do sistema, seja calculado em tempo real, a precisão do controle por modo deslizante é impactada por variações e faltas no sistema. No estudo apresentado em [17], um algoritmo genético foi utilizado para otimizar os parâmetros do sistema de controle. No entanto, como esses parâmetros são calculados *offline*, não é possível considerar variações nos parâmetros da linha durante a operação. Já o artigo [18] propõe o uso de um controlador PI baseado na teoria de controle modal unificada para um sistema com gerador de indução duplamente alimentado (DFIG, do inglês: *Doubly-Fed Induction Generator*), utilizando um SSSC. No entanto, devido à dependência da reatância da linha, esse método não garante uma operação adequada em condições não lineares.

Embora o SSSC seja amplamente estudado no contexto do amortecimento de oscilações, sua aplicação em sistemas de distribuição tem recebido pouca atenção na literatura. Nesses sistemas, o dispositivo é conhecido como D-SSSC e é usado principalmente para balancear a potência entre ramais, onde oscilações de potência não têm tanta relevância [9].

Assim como nos dispositivos da família SOP, que também atuam no balanceamento de potência entre ramais, controladores PI são amplamente utilizados devido à sua simplicidade de implementação e baixo custo computacional [13, 19, 8, 20, 14]. No entanto, as incertezas nos sistemas de distribuição, bem como os distúrbios causados por entradas e saídas de carga e bancos de capacitores, tornam a sintonia desses controladores um desafio.

Em [21], um controlador baseado em lógica fuzzy foi proposto para lidar com as incertezas do sistema. No entanto, o desempenho de um sistema fuzzy depende fortemente da experiência de um operador humano na definição das funções de pertinência e regras, o que torna a configuração mais complexa [22]. Além disso, sistemas fuzzy tendem a apresentar grandes *overshoots* durante transições bruscas de carga [16].

Em [23], é proposto o uso de um controlador LQR para balanceamento de potência entre ramais. Embora robusto, esse controlador depende do modelo do sistema, sendo incapaz de se adaptar a incertezas e mudanças nos parâmetros do sistema. Pelo exposto no presente trabalho, é proposto o uso de um controlador adaptativo MRAC para o D-SSSC, com o objetivo de balancear a potência entre ramais de distribuição. Embora o MRAC também se baseie em um modelo, diferentemente do LQR, ele se adapta a variações no sistema, ajustando-se ao novo ponto de operação. O controlador busca replicar a dinâmica de um modelo de referência previamente estabelecido, facilitando sua sintonia.

Devido às suas características adaptativas, o MRAC tem sido amplamente utilizado em diversas aplicações de eletrônica de potência. Em [24, 25, 26, 27], o MRAC foi empregado para controlar a corrente de conversores conectados à rede. Em [24], o MRAC foi combinado com o controle por modo deslizante *super-twisting sliding* para compensação de harmônicos injetados pelo conversor. Já em [25], a compensação foi realizada com a incorporação do algoritmo de otimização simbólica profunda (DSO, do inglês: *Deep Symbolic Optimization*), que gera uma expressão matemática equivalente das tensões da rede e reconfigura o controlador para compensar adequadamente os harmônicos elevados.

No artigo [28], o MRAC foi utilizado para restaurar simultaneamente tensão e frequência em microrredes autônomas de corrente alternada. Em [29], o controlador foi empregado no controle de um inversor trifásico de tensão e frequência constantes com filtro LC de saída. Neste, o controlador foi projetado para estabilizar a dinâmica de erro do sistema em regime, por meio de um termo de controle de realimentação e atenuar as incertezas associadas aos parâmetros do sistema por um termo adaptativo. Nesta aplicação o controlador proposto apresentou rápida convergência dos erros de saída, em relação ao modelo de referência. Além disso, o termo adaptativo do controlador garantiu uma resposta dinâmica rápida durante os transitórios, sem a necessidade de utilização de sensores de corrente da carga ou observadores de estado.

No trabalho de [30], o controlador MRAC é empregado para controlar um STAT-COM, que tem a função de otimizar a integração de geradores de indução autoexcitados (SEIG, do inglês: *Self-Excited Induction Generator*) alimentados por turbinas eólicas nas redes elétricas, através do controle do fluxo de potência reativa neste sistema.

O controlador MRAC também foi amplamente aplicado em conversores CC/CC. Em [31], ele foi empregado no controle de conversores *boost* em microrredes CC para regulação de tensão. No artigo [32], o MRAC foi utilizado para regular a tensão de saída de um conversor *buck-boost* em veículos elétricos, atendendo a diferentes condições de carga, como aceleração e frenagem regenerativa.

Dado o desempenho robusto e as inúmeras aplicações do MRAC em eletrônica de potência, este trabalho investiga sua aplicação no D-SSSC para o balanceamento de potência entre ramais de distribuição. Devido o elevado nível de incertezas e distúrbios nesses sistemas, o controlador MRAC se apresenta como uma solução promissora para otimizar a performance desses dispositivos aplicados nestes sistemas.

# 3 Levantamento Operacional do D-SSSC aplicado no Sistema de Distribuição

## 3.1 Estudo dos pontos críticos do D-SSSC

O SSSC possui capacidade de operar em dois modos distintos, sendo eles os modos de compensação de tensão e de reatância. O modo de compensação de tensão, é possível devido sua capacidade de injetar tensões indutivas  $(V_L)$  e capacitivas  $(V_C)$  independentemente da corrente da linha, desde que esta última não ultrapasse o limite suportado pelo equipamento. Desta maneira, os fatores limitantes para sua operação consistem na máxima tensão de compensação nos quais este é capaz de injetar, bem como da corrente máxima suportada pelo equipamento. Sendo assim, sua potência aparente é o produto de sua máxima corrente e a máxima tensão de compensação:  $VA = I_{max}V_{qmax}$ .

No modo de compensação de reatância, o SSSC deve proporcionar a compensação de uma reatância fixa independente da magnitude da corrente da linha, desde que esta última não ultrapasse os limites do equipamento. Na Figura 10, a faixa operacional do conversor é apresentado para ambos os modos de operação descritos. Como pode ser observado, o SSSC de 1 p.u de potência aparente consegue alcançar uma faixa de compensação de 2 p.u var, isto é, seu controle pode variar de forma contínua entre -1 p.u (capacitivo) var e +1 p.u (indutivo) var.



(a) Modo de controle de tensão (b) Modo de controle de reatância



Como já descrito no capítulo anterior, o SSSC pode operar também injetando uma parcela de potência ativa caso seja necessário realizar a compensação da parcela resistiva da linha, ou absorvendo uma pequena quantidade de potência ativa da rede para regular a tensão do elo CC do conversor. No que se refere ao aspecto operacional, a autonomia da injeção de potência ativa será dependente de uma fonte externa conectada ao elo CC do VSC. A parcela de potência ativa drenada, por sua vez, não deve ser superior à necessária para suprir as perdas do conversor pois a tensão nos capacitores do elo CC irá aumentar indefinidamente.

A aplicação deste equipamento em sistemas de distribuição para a conexão entre dois ramais diferentes em *Loop*, e assim realizar o controle do fluxo de potência entre estes, apresenta alguns desafios. O primeiro ponto é a dependência operacional do equipamento em relação às tensões nos pontos de acoplamento deste com as linhas. Além disso, devido ao reduzido valor do índice X/R das linhas de distribuição, a tensão destas tendem a sofrer maior variação devido às mudanças de carga e a serem mais sensíveis à mudança do fluxo de potência manipulado pelo equipamento. A Figura 11 apresenta o esquemático de dois ramais de distribuição conectados pelo SSSC através de um transformador de acoplamento. A impedância dos ramais 1 e 2 são dadas por  $R_1 + jX_1$  e  $R_2 + jX_2$ respectivamente. As tensões  $V_1$  e  $V_2$  correspondem as tensões no ponto de conexão do equipamento, enquanto  $V_C$  corresponde a tensão CA imposta por este. A corrente que passa pelo conversor é dada por  $I_C$  e a tensão do capacitor do lado CC do equipamento é dada por  $V_{cap}$ . A alimentação do ramal 1 e 2 é realizada através das fontes  $V_{S1}$  e  $V_{S2}$ respectivamente.



Figura 11 – Diagrama de dois ramais conectados através do SSSC

As equações que descrevem a troca de potência ativa  $(P_C)$  e reativa  $(Q_C)$  entre o equipamento e a rede, considerando todos os parâmetros de interesse, podem ser derivadas a partir das equações fundamentais de potência apresentadas em 3.1 e 3.2. Nestas equações,  $V_C$  e  $I_C$  são respectivamente, a magnitude da tensão e da corrente sobre o conversor durante seu funcionamento, enquanto  $\theta$  é o ângulo entre elas.

$$Q_C = V_C I_C sen\theta \tag{3.2}$$

Considerando que a tensão sobre o equipamento é igual a diferença das tensões nos pontos de acoplamento da linha 1 ( $V_1$ ) e da linha 2 ( $V_2$ ), onde  $\delta$  é a diferença angular entre estas tensões e adotando  $V_1$  como referência, tem-se:

$$V_C = V_1 \angle 0 - V_2 \angle \delta \tag{3.3}$$

Para obter a magnitude de  $V_C$  em função das tensões dos pontos de acoplamento das linhas 1 e 2, a equação 3.3 é transformada para sua forma retangular de forma a se efetuar a subtração das tensões. Em seguida, o resultado é transformado para sua forma polar novamente, onde a magnitude da tensão é obtida segundo a equação 3.4.

$$V_C = \sqrt{(V_1 - V_2 \cos\delta)^2 + V_2^2 \sin^2\delta}$$
(3.4)

Substituindo a expressão 3.4 em 3.1 e 3.2, temos as equações 3.5 e 3.6 que descrevem, respectivamente, a troca de potência ativa e reativa entre conversor e sistema em função das grandezas relacionadas às tensões dos pontos de acoplamento, como magnitude  $(V_1 \ e \ V_2)$  e diferença angular  $(\delta)$ , bem como da corrente manipulada pelo conversor.

$$P_C = \sqrt{V_1^2 - 2V_1 V_2 \cos\delta + V_2^2} I_C \cos\theta$$
(3.5)

$$Q_C = \sqrt{V_1^2 - 2V_1 V_2 \cos\delta + V_2^2} I_C \sin\theta$$
 (3.6)

Para simplificação da análise, adota-se que a tensão  $V_2$  é proporcional à tensão de referência  $V_1$  através de uma constante  $\alpha$  ( $V_2 = \alpha V_1$ ). Desta maneira, após as devidas manipulações algébricas, obtém-se as expressões 3.7 e 3.8.

$$P_C = V_1 I_C \cos\theta \sqrt{\alpha^2 - 2\alpha \cos\delta + 1} \tag{3.7}$$

$$Q_C = V_1 I_C sen\theta \sqrt{\alpha^2 - 2\alpha cos\delta + 1} \tag{3.8}$$

A partir destas equações 3.7 e 3.8 é possível traçar os planos que descrevem as trocas de potência ativa e reativa do conversor com o sistema. A Figura 12 apresenta os planos característicos de potência do SSSC em função da variação dos valores  $\alpha$  (constante de proporção entre a magnitude das tensões nos pontos de acoplamento), bem como dos valores de  $\theta$  (diferença angular entre a tensão e corrente no equipamento). Para gerar estas superfícies, considerou-se que o equipamento opera transferindo uma corrente de

módulo constante. Quanto à diferença angular das tensões no ponto de acoplamento  $(\delta)$ , 3 casos foram considerados, os quais são:  $\delta = -2^{\circ}$ ,  $\delta = 0^{\circ}$  e  $\delta = 2^{\circ}$ . Em cada uma destas condições, o valor do ângulo da impedância  $(\theta)$  é variado entre  $-180^{\circ}$  e  $180^{\circ}$ , enquanto a relação entre as tensões terminais  $(\alpha)$  varia de 0,95 a 1,1.



Figura 12 – Planos das Potências ativas e reativas do SSSC em função de  $\alpha$  e  $\theta$ 

Analisando a Figura 12, observa-se que independentemente do valor de  $\delta$  a potência ativa trocada com o sistema é nula para  $\theta = -90^{\circ}$  e  $\theta = 90^{\circ}$ . Outro ponto onde não há troca de potência ativa entre a rede e o equipamento, ocorre quando  $\alpha = 1$  e  $\delta = 0^{\circ}$  como apresentado na Figura 12c, nesta situação é onde ocorre o curto entre as duas linhas.

Para valores de  $\theta > 90^{\circ}$  e  $\theta < -90^{\circ}$ , tem-se que o SSSC despende um montante de potência ativa durante sua operação, sendo necessária portanto, a utilização de fontes

externas para manter os capacitores do elo CC do conversor carregados. Nesta faixa de operação é possível realizar a compensação da parcela resistiva das linhas, como discutido anteriormente na seção 2.2.1. Para os valores de  $-90^{\circ} < \theta < 90^{\circ}$ , o conversor passa a absorver potência ativa do sistema, implicando no aumento das tensões nos capacitores do elo CC e fazendo com que as operações nestes pontos sejam críticas. Desta maneira, tais pontos de operação devem ser evitados.

A troca de reativo é nula para  $\theta = 0^{\circ} e \theta = \pm 180^{\circ}$ , e alcança seus máximos valores em magnitude em  $\theta = -90^{\circ} e \theta = 90^{\circ}$  respectivamente. É importante pontuar que os pontos onde a troca de reativo é máxima, correspondem aos pontos onde a potência ativa é nula. Desta maneira, embora não haja impacto na carga dos capacitores, a corrente reativa deve ser controlada para não ultrapassar o valor limite do equipamento. Quanto a natureza da potência reativa trocada entre o D-SSSC e o sistema, esta possuirá perfil capacitivo no intervalo  $-180^{\circ} < \theta < 0^{\circ}$  e indutivo no intervalo  $0^{\circ} < \theta < 180^{\circ}$ .

## 3.2 Estudo da potência transferida entre ramais

O SSSC pode ser interpretado como uma impedância variável uma vez que existe uma diferença de potencial sobre ele, bem como a circulação de uma corrente controlável. No entanto, a análise das potências transferidas entre os ramais pode ser facilitado se considerado que o equipamento opera como uma impedância de módulo constante. As equações 3.9 e 3.10 descrevem as potências ativas e reativas transferidas em função das tensões terminais ( $V_1 \in V_2$ ), a diferença angular ( $\delta$ ) entre elas, da impedância (Z) e seu ângulo ( $\theta$ ).

$$P = \frac{V_1^2 \cos(\theta)}{Z} - \frac{V_1 V_2 \cos(\theta - \delta)}{Z}$$
(3.9)

$$Q = \frac{V_1^2 \sin(\theta)}{Z} - \frac{V_1 V_2 \sin(\theta - \delta)}{Z}$$

$$(3.10)$$

Para fim de simplificação, adotando que  $V_2 = \alpha V_1$ , as equações 3.9 e 3.10 são reescritas em 3.11 e 3.12.

$$P = \frac{V_1^2 \cos(\theta)}{Z} - \frac{\alpha V_1^2 \cos(\theta - \delta)}{Z}$$
(3.11)

$$Q = \frac{V_1^2 \sin(\theta)}{Z} - \frac{\alpha V_1^2 \sin(\theta - \delta)}{Z}$$
(3.12)

A partir destas equações, é possível traçar os planos que descrevem as trocas de potências entre os ramais para algumas condições operacionais em regime permanente, como apresentado na Figura 13. Para gerar estas superfícies, foram considerados os casos onde a diferença angular ( $\delta$ ) é mantida constante em  $\delta = -2^{\circ}$ , 0° e 2°. Em cada uma destas condições, o valor do ângulo da impedância ( $\theta$ ) é variado entre  $-180^{\circ}$  e  $180^{\circ}$ , enquanto a relação entre as tensões terminais ( $\alpha$ ) varia de 0,95 a 1,1. As potências são dadas em p.u segundo os parâmetros base do equipamento.



Figura 13 – Planos das potências ativas e reativas transferida entre os ramais em função de  $\alpha$  e  $\theta$ , para operação com módulo de impedância constante

Para a análise dos planos considera-se que a operação útil do equipamento é aquela onde ocorre a transferência de potência do ramal de maior para o menor nível de tensão. Isto se deve à inferência que o ramal com nível de tensão mais baixo está sobrecarregado e deve ser compensado. Sendo o ramal 1 a referência, convenciona-se que as potências de magnitude positiva saem deste barramento, enquanto as negativas entram.
Analisando o fluxo de potência ativa, caso  $\delta = 0^{\circ}$  como apresentado na Figura 13c, tem-se que há uma simetria entre as parcelas do plano a direita e a esquerda do eixo formado por  $\theta = 0$ . Nesta situação, a operação que permite a transferência de potência do ramal de maior para o de menor tensão, ocorre somente na faixa operacional crítica do conversor ( $-90^{\circ} < \theta < 90^{\circ}$ ), onde este passa a absorver energia do sistema. Nesta situação em que conversor opera com  $\theta = \pm 90^{\circ}$ , não há troca de potência ativa entre equipamento e sistema, bem como entre os ramais.

Caso  $\delta \neq 0$ , como apresentado nas Figuras 13a e 13e, ocorre a perda de simetria entre as metades do plano, passando a ser possível a transferência de potência ativa do ramal de maior para o de menor tensão, para o conversor operando em  $\theta = 90^{\circ}$ ou  $\theta = -90^{\circ}$  (dependendo dos parâmetros  $\alpha \in \delta$ ). Desta maneira, é possível realizar a transferência de potência ativa sem que haja absorção desta pelo conversor. A Tabela 1 apresenta o ângulo  $\theta$  que o conversor deve operar para a transferência de potência ativa da linha com maior tensão para a menor, em função dos parâmetros das tensões terminais dos ramais ( $\alpha \in \delta$ ).

Tabela 1 – Valores de  $\theta$  para os quais é possível transferir potência ativa entre o ramal de maior tensão para o de menor tensão, sem que haja absorção de potência ativa por parte do conversor

	$\alpha < 1 \ (V_1 > V_2)$	$\alpha > 1 \ (V_1 < V_2)$
$\delta < 0$	90°	$-90^{\circ}$
$\delta > 0$	$-90^{\circ}$	90°

Quanto a análise da potência reativa, adotando primeiramente a condição apresentada na Figura 13d onde  $\delta = 0^{\circ}$ , tem-se que potência reativa transferida é zero para  $\theta = 0^{\circ}$ . Este ponto de operação é onde há a maior absorção de potência ativa por parte do conversor. Desta maneira, caso  $\delta = 0^{\circ}$ , o ponto onde nenhuma potência reativa é transferida, é um ponto crítico de operação e deve ser evitado.

A natureza da potência reativa transferida irá depender dos parâmetros  $\alpha \in \theta$ , sendo esta transferência mais acentuada nos casos em que  $\theta = \pm 90^{\circ}$ , aumentando para maiores valores da diferença de potencial entre os ramais. A Tabela 2 apresenta a natureza da potência reativa transferida em função dos parâmetros  $\alpha \in \theta$ . Nesta adotou-se como referência a potência transferida do ramal 1 para o ramal 2 para a definição da natureza da potência.

Para as situações em que  $\delta \neq 0$ , ocorre uma distorção no plano da potência reativa transferida. Esta distorção proporciona uma potência de perfil predominantemente capacitivo no intervalo  $-90^{\circ} < \theta < 90^{\circ}$  quando  $\delta < 0$ , como apresentado na Figura 13b. No mesmo intervalo, caso  $\delta > 0$ , a potência reativa transferida apresenta perfil predominantemente indutivo, como apresentado na Figura 13f.

Tabela 2 –	Natureza	da potênci	a transferida	a do	ramal	1 para	l O	ramal	$2 \mathrm{em}$	função	de $\theta$	e
	$\alpha$											

	$\theta = -90$	$\theta = 90$
$\alpha < 1 \ (V_1 > V_2)$	capacitiva	indutiva
$\alpha > 1 \ (V_1 < V_2)$	indutiva	capacitiva

A interação entre as potências transmitidas entre os ramais pode ser melhor analisada se arbitrado um valor de  $\alpha$  constante. Considerando os pontos das superfícies apresentadas na Figura 13 para um  $\alpha = 0,95$ , obtém-se os gráficos da Figura 14. Nesta também são apresentadas as variações das potências ativas e reativa trocadas entre SSSC e sistema. Como pode ser observado, os pontos operacionais onde o equipamento injeta ou absorve potência do sistema são sempre os mesmos, dependendo apenas da diferença angular entre sua tensão e corrente ( $\theta$ ). Já a potência transferida sofre grande influência do ângulo  $\delta$ , o qual proporciona um deslocamento das curvas de perfil senoidal que descrevem a potência transferida entre ramais em função do ângulo  $\theta$ . Além disso, nota-se que o montante de potência transferida é significativamente maior se comparado com o que é trocado com o conversor. Isto implica na possibilidade de reduzir o tamanho do equipamento, uma vez que este não processa toda potência manejada entre os ramais.



Figura 14 – Comportamento das potências trocadas entre ramais e entre sistema e conversor, para  $\alpha=0,95$  e  $\theta$ variável

# 4 Malha de Controle do D-SSSC

A característica mais importante do controle do D-SSSC deve ser a capacidade de controlar sua corrente e tensão, evitando os pontos críticos do conversor, ou seja, impedindo que as tensões e correntes máximas sejam ultrapassadas, bem como prevenindo o aumento da tensão no elo CC.

A partir dessa perspectiva, é possível garantir que o conversor opere em pontos aceitáveis dentro dos planos de potência e, dentro dessas possibilidades operacionais, escolha o ponto que otimize o funcionamento do sistema ao qual o equipamento está conectado.

Devido ao fato de o sistema de distribuição apresentar características dinâmicas e estar sujeito a inúmeros distúrbios e incertezas, é necessário que a técnica de controle das correntes transferidas entre ramais seja capaz de lidar com todas esses fatores. Nesse contexto, o controlador escolhido deve possuir características robustas, adaptabilidade às mudanças do sistema e ser capaz de garantir estabilidade e desempenho, mesmo na presença de variações nos parâmetros ou de distúrbios externos.

Além disso, é essencial que o controlador responda rapidamente às mudanças dinâmicas do sistema, ajustando-se de forma contínua e automática às condições operacionais em tempo real, evitando que, durante transitórios, o equipamento passe por pontos críticos, onde ocorre a absorção de potência, ocasionando o aumento de tensão em seu elo CC.

Nesse cenário, o MRAC (Model Reference Adaptive Control) se destaca como uma solução interessante. O MRAC tem a capacidade de adaptar seus parâmetros de controle em tempo real, ajustando-os com base nas discrepâncias entre a resposta real do sistema e o comportamento esperado do modelo de referência. Isso o torna ideal para lidar com sistemas dinâmicos e incertos, pois se adapta continuamente, garantindo que o sistema siga o modelo de referência, mesmo diante de perturbações ou variações nos parâmetros.

Nas subseções a seguir, será apresentada, inicialmente, a modelagem do D-SSSC em espaço de estados, proporcionando uma visão clara do comportamento dinâmico do sistema. Em seguida, será discutido o controle tradicional baseado em PI, ressaltando sua aplicação e limitações no controle de correntes em sistemas sujeitos a variações e incertezas. Por fim, será introduzida a teoria do controlador MRAC, destacando suas vantagens adaptativas e como ele pode superar as restrições dos métodos tradicionais ao lidar com as dinâmicas e incertezas do sistema de forma mais eficiente.

# 4.1 Modelo D-SSSC em Espaço de Estados

O circuito da Figura 3 pode ser modelado pelo circuito apresentado na Figura 15, o qual é composto por uma fonte de tensão CA que representa o conversor série, uma resistência (R) e uma indutância (L), que representam os parâmetros do filtro e do transformador de acoplamento do equipamento [33, 23, 34]. A magnitude da corrente transferida  $i_c$  dependerá da diferença das tensões terminais no ponto de acoplamento do conversor  $(V_1 e V_2)$ , bem como da tensão imposta por ele  $(V_c)$ .



Figura 15 – Modelo D-SSSC

Devido ao equipamento apresentado neste trabalho possuir uma alimentação externa para o elo CC como será apresentado nas seções posteriores, e considerando sua operação natural com a diferença angular entre a tensão e a corrente do conversor igual a  $\theta = \pm 90^{\circ}$ , onde não há troca de potência ativa com o sistema, a parcela do modelo que descreve a tensão nos capacitores do elo CC pode ser desconsiderada. Dessa maneira, considerando apenas os parâmetros do lado CA, para o sistema trifásico, temos o sistema de equações apresentado em:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{c_A} \\ \dot{i}_{c_B} \\ \dot{i}_{c_C} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c_A} \\ i_{c_B} \\ i_{c_C} \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} (v_{1_A} - v_{2_A} + v_{c_A}) \\ (v_{1_B} - v_{2_B} + v_{c_B}) \\ (v_{1_C} - v_{2_C} + v_{c_C}) \end{bmatrix}$$
(4.1)

Aplicando a transformada  $\alpha - \beta$  ao sistema trifásico apresentado na equação 4.1, obtém-se o modelo do D-SSSC no sistema de coordenadas ortogonais estacionárias, conforme apresentado na equação 4.2.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{c\alpha} \\ \dot{i}_{c\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} (v_{1\alpha} - v_{2\alpha} + v_{c\alpha}) \\ (v_{1\beta} - v_{2\beta} + v_{c\beta}) \end{bmatrix}$$
(4.2)

Aplicando a transformada de Park à equação 4.2, obtém-se o modelo do D-SSSC na referência síncrona, expresso na equação 4.3. Como observado, ambas as componentes de eixo direto e de quadratura da corrente são mutuamente acopladas pela frequência nominal do sistema, dada por  $\omega$ . Na equação 4.3, também é apresentada a matriz de saída do modelo, dada por C.

$$\overbrace{\substack{i_{cq}\\ i_{cq}}}^{i} = \overbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega\\ -\omega & -\frac{R}{L} \end{bmatrix}}^{A} \overbrace{\begin{bmatrix} i_{cd}\\ i_{cq} \end{bmatrix}}^{x} + \overbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0\\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix}}^{B} \Biggl[ \frac{v_{1d} - v_{2d} + v_{cd}}{v_{1q} - v_{2q} + v_{cq}} \Biggr]$$

$$y = \overbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0\\ 0 & 1 \end{bmatrix}}^{C} x$$
(4.3)

O modelo expresso na equação 4.3 é utilizado para todo o desenvolvimento e projeto dos controladores apresentados neste trabalho. Embora a demonstração da obtenção do modelo na transformada síncrona tenha sido realizada sob uma perspectiva trifásica, a abordagem do D-SSSC será feita de forma monofásica, sem perda de generalização. Para isso, será utilizada a técnica de transformada síncrona modificada, conforme apresentado em [35].

### 4.2 Controlador PI

Para realizar o balanço de potência entre ramais, tanto com a utilização de equipamentos da família SOP [13, 19] quanto o SSSC [8, 20, 14], topologias de controle baseadas nos controladores PI são as mais utilizadas. Nesta abordagem, o controle da potência ativa transferida é realizada através da componente de eixo direto  $(I_d)$  da corrente, enquanto a parcela reativa da potência é realizada pela componente de quadratura da corrente  $(I_q)$ . Ambas as componentes de corrente são calculadas a partir da referência de ângulo proporcionada por um algoritmo de PLL sincronizado com a tensão terminal da linha 1.

A Figura 16 apresenta a topologia típica baseada em controladores PI. Para obter uma melhor resposta do controlador PI, é comum a utilização de um ramo de *feedforward*, que é responsável por integrar ao sinal de controle, as medidas de eixo direto  $(V_d)$  e quadratura  $(V_q)$  da diferença das tensões nos pontos de acoplamento do equipamento. A malha em questão também apresenta um ramo responsável por realizar o desacoplamento entre as componentes de eixo direto e quadratura das correntes. A utilização dos ramos de *feedforward* e desacoplamento garantem menor magnitude dos transitórios, bem como menores oscilações dos sinais durante distúrbios na rede [36].

Neste trabalho, as componentes de eixo direto e quadratura das grandezas elétricas são obtidas através da transformada síncrona modificada, a qual é utilizada para lidar com sistemas monofásicos [35]. Esta abordagem monofásica se deve à independência operativa entre os conversores associados a cada uma das fases do equipamento. Durante a transformação para componentes dq, o sinal resultante contará com uma parcela contínua e uma em 120 Hz. Neste caso, como o controlador PI não apresenta capacidade de rastreamento satisfatória para sinais alternados, é necessária a filtragem desta componente [37].



Figura 16 – Malha de controle tradicional baseada em PI

Devido à inserção de filtros para a atenuação da componente alternada do sinal, a função de transferência deste passa a interagir com a função de transferência do controlador e da planta, o que adiciona um maior grau de complexidade ao processo de sintonia do controlador. A Figura 17 apresenta o diagrama de blocos do PI com a influência do filtro no caminho de *feedback*, que é representado pela função de transferência F(s).



Figura 17 – Diagrama de blocos de um sistema realimentado com filtro

Para adicionar o efeito do filtro durante o processo de sintonia do controlador, pode-se considerar a função de transferência em malha aberta  $(T_{OL}(s))$ , dada pela equação 4.4, e em malha fechada  $(T_{CL}(s))$ , pela equação 4.5. Em ambas as equações, G(s)representa a função de transferência do controlador PI, H(s) da planta controlada e F(s)do filtro utilizado.

$$T_{OL}(S) = G(S)H(S)F(S) \tag{4.4}$$

$$T_{CL}(S) = \frac{G(S)H(S)}{1 + G(S)H(S)F(S)}$$
(4.5)

A partir dessas equações, a inserção do filtro proporcionará o aumento do número de polos e zeros. Esses polos podem se localizar próximos à origem, tornando-os mais dominantes do que os polos oriundos da interação entre o controlador e a planta. Esse fato pode limitar a obtenção de uma dinâmica específica desejada pelo projetista. Em regra geral, deve-se selecionar um filtro cuja frequência de corte seja, no mínimo, uma década maior que a frequência de *crossover* da função de transferência do sistema em malha aberta, dada pela equação 4.4. Isso permite que a dinâmica do controlador seja impactada minimamente pelo filtro, possibilitando uma sintonia mais precisa do controlador pelos métodos tradicionais, como o lugar das raízes e a resposta em frequência.

As funções de transferência de  $I_d$  e  $I_q$  que serão utilizadas neste trabalho foram obtidas a partir do espaço de estados descrito na seção anterior e são apresentadas na equação 4.6. A função de transferência do controlador PI, por sua vez, apresenta o formato descrito na expressão 4.7, onde  $K_p$  e  $K_i$  são os ganhos proporcional e integral, respectivamente.

$$H_{I_d}(s) = H_{I_q}(s) = \frac{s + \frac{R_s}{L_s}}{L_s \left( \left( s + \frac{R_s}{L_s} \right)^2 + \omega^2 \right)}$$
(4.6)

$$G_{PI}(s) = K_p \left( 1 + K_i \frac{1}{s} \right) \tag{4.7}$$

É importante pontuar que, para evitar a operação em pontos críticos onde energia é absorvida pelo D-SSSC e o capacitor CC é carregado, a diferença angular da tensão e corrente do conversor deve estar fora da faixa  $-90^{\circ} < \theta < 90^{\circ}$ , como apresentado na seção 3.2. Para isso as parcelas de eixo direto e quadratura da corrente devem ser calculados de acordo com a tensão do conversor ( $V_c$ ). Um possível algoritmo para o calculo das referências ( $i_d * e i_q *$ ), onde a operação segura é garantida, é apresentado na Figura 18.



Figura 18 – Diagrama de blocos do algoritmo de cálculo de  $I_d * e I_q *$ 

Neste algoritmo, deve-se definir a magnitude da corrente que deverá ser transferida entre os ramais ( $I_{c_Amp}$ \*), este valor, por sua vez, é multiplicado por um seno o qual está sincronizado com o sinal a ser modulado pelo equipamento (que corresponde à tensão sobre o conversor  $V_C$ ), através de um segundo PLL. Ao seno sincronizado com o sinal a ser modulado, e que será a referência para gerar a corrente que passa no conversor, é possível adicionar um deslocamento de fase ( $\theta$ ), o qual é usado para controlar os pontos de operação do equipamento. Após definidos os parâmetros da corrente transferida, isto é, o módulo e o ângulo em relação à tensão do conversor, esta é decomposta em componentes de eixo direto e quadratura pela referência síncrona sincronizada com a tensão do ramal de referência, e, desta maneira, são geradas as referências de  $I_d * e I_q *$  a serem rastreadas pelo controle.

Embora em aplicações em sistemas de distribuição reais seja de fundamental importância a utilização de algoritmos que evitam pontos críticos, neste trabalho a implementação destes será desconsiderada. Esta escolha se deve ao fato do objetivo deste trabalho consistir na análise dos controladores sem a dinâmica imposta por estes algoritmos externos. Além disso, como será detalhado nas próximas seções, o laboratório de testes apresenta características intrínsecas que impedem a elevação da tensão no elo CC do conversor, tornando desnecessária a implementação desses algoritmos. Desta maneira, a interação de todos estes fatores serão alvo de pesquisas futuras.

## 4.3 Controlador Model Reference Adaptive Controller (MRAC)

O conceito do controlador MRAC foi proposto em 1958 pelos autores das referências [38, 39]. Esta técnica adaptativa de controle surgiu com o intuito de diminuir a influência dos inúmeros distúrbios exógenos que impactam os sistemas reais a serem controlados, bem como as incertezas presentes nesses sistemas, que decorrem de suposições idealizadas, linearizações e modos de operação não ideais. Essas anomalias impactam negativamente tanto a performance do sistema quanto podem levá-lo à instabilidade [40].

Sendo os aspectos da estabilidade e performance fundamentais no controle em malha fechada de sistemas dinâmicos incertos, o controlador MRAC se apresenta como uma ferramenta poderosa para alcançar resultados satisfatórios quanto a tais quesitos. Diferentemente da família dos controladores robustos, que são sintonizados para a situação de pior caso, o MRAC, devido à sua natureza adaptativa, é capaz de lidar com as incertezas do sistema em tempo real e, dessa forma, melhora continuamente a dinâmica do sistema controlado [40].

O funcionamento do controlador MRAC consiste na utilização de um modelo de referência, o qual é responsável por capturar a dinâmica desejada em malha fechada do sistema. Os erros entre os estados de interesse do modelo de referência e da planta são utilizados para atualizar um mecanismo de adaptação. Esse mecanismo de adaptação, por sua vez, ajusta os parâmetros do controlador de forma que a trajetória do sistema com incerteza seja conduzida para a trajetória do modelo de referência. Nas próximas subseções, serão apresentados os principais conceitos relacionados ao controlador MRAC e sua modelagem.

### 4.3.1 Sistemas com Incertezas

O modelo incerto utilizado neste trabalho é representado pela forma em espaço de estados apresentada na equação 4.8:

$$\dot{x}_{p}(t) = A_{p}x_{p}(t) + B_{p}\Lambda u(t) + B_{p}\delta_{p}(x_{p}(t))$$

$$x_{p}(0) = x_{p0}$$
(4.8)

Nesta equação,  $x_p(t) \in \mathbb{R}^{n_p}$  são as variáveis de estado mensuráveis, e  $u(t) \in \mathbb{R}^m$  é o vetor de controle. A matriz de estados do sistema é denotada por  $A_p \in \mathbb{R}^{n_p \times n_p}$ , enquanto a matriz de controle é dada por  $B_p \in \mathbb{R}^{n_p \times m}$ . As parcelas relacionadas às incertezas são dadas por  $\delta_p : \mathbb{R}^{n_p} \to \mathbb{R}^m$ , representando uma incerteza do sistema invariante no tempo, e  $\Lambda \in \mathbb{R}^{m \times m} \cap \mathbb{D}^{m \times m}$ , que representa uma matriz de eficácia de controle, a qual é desconhecida. Em toda análise, considera-se que as matrizes  $A_p$  e  $B_p$  são controláveis e que as incertezas do sistema são funções localmente Lipschitz.

Se  $\delta_p(x_p(t))$  atua no sistema da mesma maneira que o vetor de controle u(t), isto é, através da matriz de controle  $B_p$ , ela é considerada uma incerteza acoplada ao sistema. A incerteza  $\delta_p(x_p(t))$  pode ser de parametrização estruturada ou não estruturada. Se for do tipo estruturada, pode ser representada por uma matriz de pesos desconhecida que multiplica um vetor regressor conhecido, composto por funções localmente Lipschitz e dependentes das variáveis de estado, como apresentado na equação 4.9.

$$\delta_p(x_p) = W_p^T \sigma_p(x_p), \quad x_p \in \mathbb{R}^{n_p}$$
(4.9)

Aqui,  $W_p \in \mathbb{R}^{s \times m}$  denota uma matriz de pesos desconhecida e  $\sigma_p : \mathbb{R}^{n_p} \to \mathbb{R}^s$  é o vetor regressor conhecido, que possui a forma:

$$\sigma_p(x_p) = [\sigma_{p1}(x_p), \sigma_{p2}(x_p), \dots, \sigma_{ps}(x_p)]^T$$
(4.10)

Se a equação 4.8 é reescrita como apresentado na equação 4.11, pode-se avaliar que ela possui uma forma semelhante à equação 4.3 que modela o SSSC. Desta maneira, a diferença de tensão entre os pontos de acoplamento  $(v_{1d} - v_{2d} e v_{1q} - v_{2q})$  pode ser interpretada como equivalente à incerteza  $\delta_p(x_p(t))$ .

$$\dot{x}_p(t) = A_p x_p(t) + B_p(\Lambda u(t) + \delta_p(x_p(t)))$$

$$x_p(0) = x_{p0}$$
(4.11)

Considerando a incerteza como um sinal de tensão, pode-se interpretar que ela resulta da interação entre os sinais de corrente controlados pelo equipamento e uma impedância desconhecida. Assim, o vetor regressor  $\sigma_p(x_p)$  pode ser considerado como composto pelas variáveis de estado do sistema.

Descrita a abordagem do sistema com incertezas utilizada neste trabalho, a próxima seção abordará o procedimento para a obtenção do modelo de referência para a implementação do controlador MRAC. A partir do erro entre as variáveis de estado deste modelo e as que podem ser medidas na planta, o mecanismo de adaptação que atualiza os pesos da matriz  $W_p$  será alimentado.

### 4.3.2 Modelo de Referência

Como o controlador MRAC visa replicar uma dinâmica desejada a ser alcançada pela planta controlada, é necessário obter um modelo de referência que possua tal dinâmica. O procedimento para a obtenção do modelo de referência é realizado considerando o modelo ideal da planta, isto é, sem incertezas e com parâmetros ideais. A partir de então, são realizadas alterações nesse modelo para se obter a resposta requerida pelo projetista.

Neste trabalho, dado que o modelo do sistema D-SSSC apresentado na equação 4.3 não possui um integrador, é necessário inseri-lo para que o sistema apresente erro nulo em regime de malha fechada. Isso é realizado através da expansão do modelo ideal, conforme apresentado na equação 4.12 [41].

$$\begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ \dot{\xi}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ -C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ \xi(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} u(t)$$
(4.12)

Nesta expressão, A é a matriz de estado do sistema ideal descrito na equação 4.3, Bé a matriz de controle, C é a matriz de saída, e r(t) é o vetor de referência a ser rastreado pelo modelo. Observa-se que, com o procedimento de expansão, há o aumento do número de variáveis de estado representado por  $\xi(t)$ , e consequentemente, da ordem do sistema. Como descrito anteriormente, o vetor de variáveis x(t) é composto pelas componentes de eixo direto  $(I_d)$  e quadratura  $(I_q)$  da corrente transferida, enquanto a parcela extra, dada por  $\xi$ , é composta pela integral do erro entre a referência das variáveis de estado  $(I_d \in I_q)$ e seus valores medidos.

Tomando a lei de controle conforme apresentada na equação 4.13, onde K é o ganho de *feedback* e  $k_i$  é o ganho de *feedforward*, obtém-se a equação em malha fechada do modelo expandido, conforme apresentado na equação 4.14. Nesta última, r(t) é o vetor de referência a ser rastreado pelo modelo e I é a matriz identidade. A Figura 19 apresenta o diagrama de blocos que representa o modelo de referência.

$$u(t) = -Kx(t) + k_i\xi(t)$$
(4.13)

$$\begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ \dot{\xi}(t) \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} A - BK & Bk_i \\ -C & 0 \end{bmatrix}}^{\operatorname{Ar}} \begin{bmatrix} x(t) \\ \xi(t) \end{bmatrix} + \overbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix}}^{\operatorname{Br}} r(t)$$
(4.14)

Os ganhos presentes no modelo expandido irão definir a dinâmica do sistema em malha fechada. Neste trabalho, o método adotado para a definição destes ganhos foi o



Figura 19 – Diagrama de bloco do modelo expandido

regulador quadrático linear (LQR, do inglês: *Linear Quadratic Regulator*), o qual será apresentado na próxima subseção.

#### 4.3.2.1 Regulador Quadrático Linear

O método LQR foi escolhido neste trabalho devido à sua abordagem sistemática para a definição dos ganhos de controle, quando comparado a outros métodos, como a alocação de polos, por exemplo. Este método baseia-se na minimização da função de custo dada pela equação 4.15.

$$J = \int_0^\infty \left( x(t)^T Q x(t) + u(t)^T R u(t) \right) dt$$
(4.15)

Nesta equação, Q é uma matriz de pesos associada às variáveis de estado, a qual deve ser uma matriz hermitiana definida-positiva ou simétrica real. A matriz R, por sua vez, também é uma matriz de pesos, porém associada ao atuador. Da mesma forma que Q, R deve ser uma matriz hermitiana definida-positiva ou simétrica real. Ajustando os pesos dessas matrizes, é possível definir a importância entre desempenho e esforço do atuador, obtendo assim uma lei de controle otimizada.

A dedução do processo de minimização da função de custo para a obtenção da matriz de ganho K ótima tem início considerando a lei de controle genérica apresentada na equação 4.16, e substituindo-a na equação 4.15, obtém-se a expressão 4.17.

$$u(t) = -Kx(t) \tag{4.16}$$

$$J = \int_0^\infty x(t)^T (Q + K^T R K) x(t) \, dt$$
 (4.17)

A obtenção do valor mínimo de J dada na equação 4.17 pode ser abordada como um problema de otimização estática. Dessa maneira, a equação 4.17 pode ser interpretada como uma função diferencial exata expressa na equação 4.18 [42, 43]. Nesta, a matriz Pé uma matriz hermitiana e definida-positiva ou simétrica real.

$$x(t)^{T}(Q + K^{T}RK)x(t) = -\frac{d}{dt}\left(x(t)^{T}Px(t)\right)$$

$$(4.18)$$

Derivando a parcela do lado direito da equação 4.18, tem-se:

$$x(t)^{T}(Q + K^{T}RK)x(t) = -\dot{x}^{T}Px - x^{T}P\dot{x}$$
(4.19)

Substituindo o modelo em espaço de estados em malha fechada, representado pela equação 4.20, na equação 4.19, obtém-se a equação 4.21. Sendo  $A_{cl}$  uma matriz estável, existirá uma matriz P definida-positiva que satisfaz a equação 4.21.

$$\dot{x}(t) = (A - BK)x = A_{cl}x \tag{4.20}$$

$$(A - BK)^{T}P + P(A - BK) = -(Q + K^{T}RK)$$
(4.21)

Considerando o sistema em malha fechada como estável e controlável, pela equação 4.22, obtida da substituição da equação 4.18 na equação 4.17, o vetor de estados tende a zero quando o tempo tende ao infinito. Dessa forma, conclui-se que o valor mínimo da função de custo (J) é obtido em termos da matriz P e da condição inicial do vetor de estados.

$$J = \int_0^\infty -\frac{d}{dt} \left( x(t)^T P x(t) \right) \, dt = -x(t)^T P x(t) \Big|_0^\infty = x(0)^T P x(0) \tag{4.22}$$

Como apresentado em [41, 44], a matriz de ganhos ótimos de um sistema linear invariante no tempo e com horizonte de tempo infinito é dada pela equação 4.23.

$$K = R^{-1}B^T P \tag{4.23}$$

Substituindo a equação 4.23 na equação 4.21, obtém-se a equação algébrica reduzida de Riccati, apresentada na equação 4.24. Com as matrizes  $A, B, R \in Q$  conhecidas, esta equação é utilizada para a obtenção da matriz P. Obtida a matriz P, ela é substituída na equação 4.23 para a determinação da matriz de ganhos K.

$$A^{T}P + PA - PBR^{-1}B^{T}P + Q = 0 (4.24)$$

É importante destacar que na aplicação referida neste trabalho, as matrizes  $A \in B$ referem-se, respectivamente, às matrizes de estado e de entrada do modelo de referência descrito na subseção anterior. A matriz K obtida contém tanto os ganhos de *feedback* (k)como o ganho de *feedforward*  $(k_i)$  da parcela integral.

### 4.3.3 Mecanismo de Adaptação

Como já descrito anteriormente, o controlador MRAC tem como objetivo fazer com que a planta controlada, a qual possui incertezas associadas, reproduza a resposta de um modelo de referência previamente selecionado. Para isso, a condição de correspondência de modelo deve ser atendida, isto é, deve existir uma matriz de ganhos  $K_x$  que satisfaça a equação 4.25. Nesta equação, a matriz de estados da planta  $(A_p)$  é Hurwitz, porém desconhecida, e  $\Lambda$  é uma matriz constante diagonal positiva definida, também desconhecida. Assume-se que o par  $(A_p, B_p\Lambda)$  é controlável e que  $B_p$  é conhecido. A matriz  $A_r$  é o modelo de referência o qual deve ter a dinâmica rastreada pelo controlador.

$$A_r = A_p + B_p \Lambda K_x^T \tag{4.25}$$

Adequando-se a equação do modelo incerto, dada pela equação 4.8, para o caso do modelo com integrador, este passa a ser representado pela expressão 4.26.

$$\dot{x}_{p}(t) = A_{p}x_{p}(t) + B_{p}\Lambda u(t) + B_{p}\delta_{p}(x_{p}(t)) + B_{r}r$$
(4.26)

A partir da equação 4.25, a equação 4.26 pode ser reescrita, obtendo-se a equação 4.27.

$$\dot{x}_{p}(t) = A_{r}x_{p}(t) + B_{p}\Lambda(u(t) - K_{x}^{T} + W_{p}^{T}\sigma_{p}(x_{p})) + B_{r}r$$
(4.27)

Para o processo de adaptação considera-se a lei de controle composta de ganhos adaptativos como apresentado na equação 4.28. Nesta,  $\hat{K}_x$  é o ganho adaptativo associado ao controlador, o qual inicialmente foi projetado para um sistema sem incertezas no modelo. O vetor  $\hat{W}$ , por sua vez, está associado às incertezas casadas do sistema.

$$u(t) = \hat{K}_x^T x_p(t) - \hat{W}^T \sigma_p(x_p)$$
(4.28)

Substituindo a equação 4.28 em 4.27, 4.29 é obtida.

$$\dot{x}_p(t) = A_r x_p(t) + B_p \Lambda \left( \underbrace{\left(\hat{K}_x - K_x\right)}_{\Delta K_x} T x_p(t) - \underbrace{\left(\hat{W} - W\right)}_{\Delta W} T \sigma(x_p) \right) + B_r r$$

$$= A_r x_p(t) + B_p \Lambda \left( \Delta K_x^T x_p(t) - \Delta W^T \sigma(x_p) \right) + B_r r$$

$$(4.29)$$

A partir da subtração entre as equações 4.29 e 4.14, obtém-se a equação 4.30, a qual descreve a dinâmica do erro entre a resposta da planta real e do modelo de referência.

$$\dot{e} = A_r e + B_p \Lambda \left( \Delta K_x^T x - \Delta W^T \sigma(x_p) \right)$$
(4.30)

Para derivar o mecanismo de adaptação deve-se resolver a equação de Lyapunov segundo apresentado na equação 4.31. Considerando que a matriz de estado do sistema de referência  $(A_r)$  é Hurwitz, então existe uma matriz  $P_{lyap}$  definida positiva [45, 46], a qual deve ser obtida. Nesta,  $Q_{lyap}$  é uma matriz arbitrária positiva definida.

$$A_r^T P_{lyap} + P_{lyap} A_r = -Q_{lyap} \tag{4.31}$$

O próximo passo consiste na adoção de uma função candidata de Lyapunov, neste trabalho adotou-se a apresentada na equação 4.32 [44].

$$V(e, \Delta K_x, \Delta W) = e^T P_{lyap} e + \operatorname{tr} \left( \Delta K_x^T \Gamma_x^{-1} \Delta K_x \Lambda \right) + \operatorname{tr} \left( \Delta W^T \Gamma_W^{-1} \Delta W \Lambda \right)$$
(4.32)

A função candidata de Lyapunov  $(V(e, \Delta K_x, \Delta W))$  escolhida possui característica de ser positiva para todos os valores de  $\Delta K_x, \Delta W$ , exceto para  $(e, \Delta K_x, \Delta W) = 0$ , onde esta é nula. Além disso,  $V(e, \Delta K_x, \Delta W)$  é radialmente não limitada. O termo  $\Gamma_x$  refere-se ao ganho de adaptação relacionado aos ganhos de *feedback* e *feedforward* do controlador, enquanto  $\Gamma_W$  ao termo de compensação das incertezas casadas do sistema. Em sua forma matricial, estas matrizes devem ser diagonais definidas positivas. A função deste termo consiste em controlar os transitórios de erro do sistema [40].

Derivando a função de Lyapunov escolhida obtém-se:

$$\dot{V}(e,\Delta K_x,\Delta W) = -e^T Q_{lyap} e + 2e^T P_{lyap} B\Lambda \left(\Delta K_x^T x - \Delta W^T \sigma(x_p)\right) + 2 \operatorname{tr} \left(\Delta K_x^T \Gamma_x^{-1} \dot{K}_x \Lambda\right) + 2 \operatorname{tr} \left(\Delta W^T \Gamma_W^{-1} \dot{W} \Lambda\right)$$
(4.33)

Ao se aplicar nesta, a identidade do traço vetorial  $(a^T b = tr(ba^T))$ , que é válida para quaisquer dois vetores de co-dimensão a e b, é possível reescrever 4.33 como:

$$\dot{V}(e,\Delta K_x,\Delta W) = -e^T Q_{lyap} e + 2 \operatorname{tr} \left( \Delta K_x^T \left\{ \Gamma_x^{-1} \dot{\hat{K}}_x + x e^T P_{lyap} B \right\} \Lambda \right) + 2 \operatorname{tr} \left( \Delta W^T \left\{ \Gamma_W^{-1} \dot{\hat{W}} - \sigma(x_p) e^T P_{lyap} B \right\} \Lambda \right)$$

$$(4.34)$$

A partir desta equação pode-se definir as leis de adaptação segundo as equações apresentadas em 4.35.

$$\hat{K}_x = -\Gamma_x x e^T P_{lyap} B$$
  
$$\dot{\hat{W}} = \Gamma_W \sigma e^T P_{lyap} B$$
(4.35)

A estabilidade de Lyapunov do erro (e) do sistema, bem como do erro das matrizes estimadas de ganhos do controlador  $(\Delta K_x)$  e de coeficientes das incertezas casadas com o sistema  $(\Delta W)$ , pode ser verificada pela equação 4.36, que é proveniente da substituição da equação 4.35 em 4.34. Esta equação também indica que o trio  $(e, \Delta K_x, \Delta W)$  é limitado para todo  $t \in \mathbb{R}^+$ .

$$V(e, \Delta K_x, \Delta W) = -e^T Q_{lyap} e \le 0 \tag{4.36}$$

Além disso, sendo  $\sigma(.)$  limitado para todo  $t \in \mathbb{R}^+$ , tem-se que a derivada do erro ( $\dot{e}$ ), presente na equação 4.30, bem como a função de Lyapunov (V(.)) são limitadas para todo  $t \in \mathbb{R}^+$ . Sendo assim, pelo lema de Barbalat, tem-se que [44, 45, 46]:

$$\lim_{t \to \infty} \dot{V}(e, \Delta K_x, \Delta W) = 0, \quad \Rightarrow \lim_{t \to \infty} e(t) = 0.$$
(41)

Desta maneira, pode-se verificar que o mecanismo de adaptação apresentado na equação 4.35, é capaz de levar a trajetória do sistema dinâmico incerto a se igualar ao sistema do modelo de referência. A malha de controle completa do MRAC utilizado neste trabalho é apresentado na Figura 20.



Figura 20 – Diagrama de blocos do controlador MRAC

# 5 Sistema de Teste

Para validar a utilização do controlador MRAC no contexto do D-SSSC aplicado na interconexão de ramais de distribuição, testes foram conduzidos em um laboratório de média tensão, o qual é apresentado na Figura 21, e cujo esquemático é apresentado na Figura 22.



Figura 21 – Sistema de teste de média tensão



Figura 22 – Diagrama unifilar do sistema teste

Este laboratório conta com dois transformadores trifasicos do tipo Yg-Yg, que são responsáveis pela elevação da tensão de 220V para 13,8kV. Cada um destes transformadores é responsável pela alimentação do circuito que emula uma ramal de distribuição. Devido a limitações de isolamento dos componentes, optou-se por inserir os elementos resistivos e indutivos de cada uma das linhas ( $R_{L1}$ ,  $R_{L2}$  e  $L_{L1}$  e  $L_{L2}$ ) no lado de baixa deste transformador. O circuito que representa o ramal 2 conta também com cargas resistivas e indutivas, que podem ser conectadas em derivação, no lado de baixa tensão do transformador

Neste trabalho a topologia do D-SSSC é constituída por três conversores independentes por fase. Desta maneira, a conexão entre as fases de cada uma das linhas e o conversor do D-SSSC, é realizado através de um transformador de acoplamento monofásico. Devido esta característica de independência entre os equipamentos de cada fase, neste trabalho será abordado o equipamento de forma monofásica.

A topologia do conversor utilizado utilizada é do tipo ponte-H, que conta apenas com filtros do tipo L para realizar filtragem das altas frequências oriundas do chaveamento. A alimentação do elo CC do equipamento é realizado através de um retificador trifásico a diodo, que por sua vez é alimentado por um circuito externo do laboratório. O esquemático do D-SSSC utilizado no laboratório é apresentado na Figura 23.



Figura 23 – Esquemático D-SSSC do laboratório teste

A Figura 24 apresenta o conversor utilizado nos testes. Na Figura 24a os circuitos periféricos de condicionamento de sinais vindo dos sensores, bem como a placa do DSP são apresentados. A Figura 24b por sua vez, apresenta o circuito de potência composto pela ponte-H, filtro L, contatores, dentre outros.

Como já discutido na seção 3.1, o D-SSSC contando com uma fonte externa de alimentação apresenta um grau de liberdade maior de controle uma vez que haverá constantemente energia armazenada no elo CC. No entanto, em pontos operativos em que a corrente transferida entre ramais apresenta componentes em fase com a tensão imposta pelo conversor, o equipamento passa a drenar energia, carregando o elo CC.

Como o intuito deste trabalho é verificar a resposta do controlador MRAC aplicado no contexto do D-SSSC, os testes foram conduzidos em baixas potências de modo que as perdas do conversor fossem suficientes para dissipar a potência drenada nos pontos operativos onde o elo CC é carregado. Com esta abordagem, não se faz necessária a utilização de algoritmos responsáveis por garantir que corrente e tensão do conversor se mantenham em 90° para evitar o aumento da tensão do elo CC. Tais algoritmos impactariam na dinâmica do controlador, e mascarariam a resposta real deste último.





(b) Ponte-H e circuito de potência

Figura 24 – Conversor que compõe uma das fases do D-SSSC

A Tabela 3 apresenta os dados de todos os componentes do sistema teste, o qual foi discutido nos últimos parágrafos. Estes dados serão aplicados no modelo utilizado para a sintonia dos controladores MRAC, bem como do PI, cuja resposta será comparada com a do MRAC. Os procedimentos de sintonia dos controladores serão discutidos nas próximas subseções.

## 5.1 Projeto do controlador MRAC

O principal aspecto a ser considerado no projeto do controlador MRAC é o modelo de referência que será utilizado. Para o caso em questão, o modelo de referência será obtido a partir dos dados do sistema de teste descrito na seção anterior.

Usualmente, em sistemas de distribuição reais, o filtro do conversor possui uma impedância mais relevante do que a das linhas. Sendo assim, o modelo de referência pode se basear principalmente nos parâmetros deste filtro. No entanto, como no sistema de teste as impedâncias das linhas estão localizadas no lado de baixa dos transformadores de entrada, estas impedâncias, quando refletidas para o lado do equipamento, passam a representar a parcela mais significativa do modelo. Portanto, neste trabalho, essas impedâncias serão

Transformador de entrada				
Relação de transformação	220 V : 13,8 kV			
Potência	66 kVA			
Ligação	Yg-Yg			
Impedância	6%			
Resistência $(R_T)$	54,74 $\Omega$			
Indutância $(L_T)$	435  mH			
Relação X/R	3 (estimado)			
Transformador de acoplamento				
Relação de transformação	1,5  kV : 600  V			
Potência	75 kVA			
Ligação	monofásico			
Impedância	$5{,}03\%$			
Resistência $(R_{Te})$	$0,48 \ \Omega$			
Indutância $(L_{Te})$	$3,79 \mathrm{~mH}$			
Relação X/R	2,96			
Parâmetros ramal 1				
Resistência $(R_{L1})$	$0,1~\Omega$			
Indutância $(L_{L1})$	$210~\mu\mathrm{H}$			
Parâmetros ramal 2				
Resistência $(R_{L2})$	$0,1~\Omega$			
Indutância $(L_{L2})$	$400 \ \mu H$			
Parâmetros de carga linha 2				
Potência Ativa trifásica	12 kW			
Potência Reativa trifásica	8,5  kVAr			
Parâmetros do Conversor				
Potência	75 kVA			
Topologia	Ponte-H			
Filtro $\overline{\mathcal{L}(L_f)}$	$400 \ \mu H$			
Frequência de chaveamento	$5 \mathrm{~kHz}$			
Microcontrolador	TMS320F28335			
Frequência de amostragem $(f_s)$	20  kHz			

Tabela 3 – Dados do sistema de teste

integradas na modelagem do sistema.

Levando em consideração esses aspectos, inicialmente deve-se refletir as indutâncias  $(L_{L1} \in L_{L2})$  e resistências  $(R_{L1} \in R_{L2})$  das linhas para o lado do equipamento. Para isso, considera-se as relações de transformação dos transformadores de entrada e também do transformador de acoplamento do D-SSSC, como apresentado nas equações 5.1 e 5.2.

$$L_{Linhas} = \frac{\left(L_{L1} + L_{L2}\right) \left(\frac{13.8 \text{ kV}}{220 \text{ V}}\right)^2}{\left(\frac{1.5 \text{ kV}}{600 \text{ V}}\right)^2} = 0,377 \text{ mH}$$
(5.1)

$$R_{Linhas} = \frac{\left(R_{L1} + R_{L2}\right) \left(\frac{13,8\,\text{kV}}{220\,\text{V}}\right)^2}{\left(\frac{1,5\,\text{kV}}{600\,\text{V}}\right)^2} = 62,95\,\Omega\tag{5.2}$$

O mesmo procedimento é realizado para as resistências e indutâncias dos dois transformadores de entrada  $(R_{T1}, L_{T1}, R_{T2} \in L_{T2})$  e do transformador de acoplamento  $(R_{Te}, L_{Te})$ , onde as impedâncias descritas na Tabela 3 apresentam os valores referenciados ao lado de alta destes transformadores. As equações 5.3 e 5.4 apresentam o procedimento de reflexão dos parâmetros dos transformadores de entrada, enquanto as equações 5.5 e 5.6 se referem ao transformador do equipamento.

$$L_{Trafos} = \frac{L_T}{\left(\frac{1.5 \,\text{kV}}{600 \,\text{V}}\right)^2} = 69.7 \,\text{mH}$$
(5.3)

$$R_{Trafos} = \frac{R_T}{\left(\frac{1.5 \,\text{kV}}{600 \,\text{V}}\right)^2} = 8,75 \,\Omega \tag{5.4}$$

$$L_{acoplamento} = \frac{L_{Te}}{\left(\frac{1.5 \,\mathrm{kV}}{600 \,\mathrm{V}}\right)^2} = 0.6 \,\mathrm{mH}$$
(5.5)

$$R_{acoplamento} = \frac{R_{Te}}{\left(\frac{1.5 \,\mathrm{kV}}{600 \,\mathrm{V}}\right)^2} = 0.077 \,\Omega \tag{5.6}$$

Para finalizar o levantamento dos parâmetros do modelo, deve-se somar a contribuição do filtro do conversor dado por  $L_f$ . Sendo assim, os parâmetros utilizados no modelo são dados pelas equações 5.7 e 5.8. Como a indutância do filtro ( $L_F = 400 \,\mu H$ ) é significativamente menor que as demais indutâncias, nota-se a necessidade de realizar a modelagem do sistema considerando as demais impedâncias de extrema importância, como no caso apresentado neste trabalho.

$$L_s = 2L_{trafos} + L_{acoplamento} + L_{Linhas} + L_f = 518 \,\mathrm{mH} \tag{5.7}$$

$$R_s = 2R_{trafos} + R_{acoplamento} + R_{Linhas} + R_f = 80,65\,\Omega\tag{5.8}$$

Adotando-se os valores de indutância e resistência calculados, substituem-se tais valores no modelo em espaço de estados apresentado na equação 4.3. Este modelo será expandido pela inserção de um integrador, como descrito na equação 4.12. Esta versão expandida será utilizada para a obtenção dos ganhos do LQR que serão integrados ao modelo e permitirão definir a dinâmica a ser rastreada pela planta, como descrito pela equação 4.14.

Na seção 4.3.2.1, foi descrita a metodologia para a obtenção dos ganhos de controle a partir do método LQR, onde a primeira ação a ser tomada é a definição dos valores das matrizes de pesos  $Q \in R$ . Neste trabalho, os valores dessas matrizes foram escolhidos de forma empírica, de modo a se obter um modelo com tempo de acomodação de 3 s e outro de 1,5 s.

Para o primeiro caso, onde o tempo de acomodação é de 3 s, as matrizes  $Q \in R$ adotadas são apresentadas na equação 5.9, enquanto a matriz dos ganhos associados aos estados naturais  $(k_x)$  e os provenientes da inserção do integrador  $(k_r)$  são apresentados na equação 5.10.

$$Q_{Ts=3s} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 10700 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 10700 \end{bmatrix} \qquad R_{Ts=3s} = \begin{bmatrix} 0,141 & 0 \\ 0 & 0,141 \end{bmatrix}$$
(5.9)

$$k_x = \begin{bmatrix} 0,721 & -4,38 \times 10^{-4} \\ 4,38 \times 10^{-4} & 0,721 \end{bmatrix} \qquad k_r = \begin{bmatrix} 105,95 & 254,27 \\ -254,27 & 105,95 \end{bmatrix}$$
(5.10)

A partir da obtenção dos ganhos e da substituição dos mesmos na expressão de malha fechada do modelo expandido, apresentada na equação 4.14, realiza-se a discretização pelo método ZOH para uma frequência de amostragem de 20 kHz. A discretização do modelo é necessária para sua implementação no microcontrolador, pois o MRAC tem como alvo a resposta dinâmica desse modelo e utiliza o erro entre essa resposta e a da planta real como um dos parâmetros de adaptação. A Figura 25 apresenta a resposta ao degrau do modelo de referência projetado para o tempo de acomodação de 3 segundos. Nesta, as telas 1 e 4 representam a resposta da corrente de eixo direto  $(I_d)$  e quadratura  $(I_q)$  do modelo, enquanto as telas 2 e 3 representam as parcelas de acoplamento entre essas duas variáveis, isto é, quanto o distúrbio em uma delas impacta na outra. Observa-se que o modelo de referência projetado alcançou o tempo de acomodação esperado com um elevado nível de desacoplamento entre as variáveis de interesse.

Para o modelo com o tempo de acomodação de 1,5 segundos, o mesmo procedimento de projeto foi aplicado. Neste caso, as matrizes de peso utilizadas são apresentadas na expressão 5.11, enquanto os ganhos de controle são apresentados na expressão 5.12.

$$Q_{Ts=1,5s} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 11000 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 11000 \end{bmatrix} \qquad R_{Ts=1,5s} = \begin{bmatrix} 0,036 & 0 \\ 0 & 0,036 \end{bmatrix}$$
(5.11)



Figura 25 – Resposta ao degrau do modelo de referência com tempo de acomodação de 3 segundos

$$k_x = \begin{bmatrix} 1,534 & -1,72 \times 10^{-3} \\ 1,72 \times 10^{-3} & 1,534 \end{bmatrix} \qquad k_r = \begin{bmatrix} 214,4 & 509,45 \\ -509,45 & 214,4 \end{bmatrix}$$
(5.12)

A resposta ao degrau para esse modelo é apresentada na Figura 26. Assim como no caso anterior, o sistema atingiu exatamente o tempo de acomodação requerido de 1,5 segundos, bem como um significativo desacoplamento entre as variáveis.

Além do modelo de referência, a implementação do controlador MRAC conta também com a definição dos parâmetros do mecanismo de adaptação dos ganhos do controlador, dados pelas expressões 4.35 descritas na seção 4.3.3. O primeiro dos parâmetros a ser definido é a obtenção da matriz  $P_{lyap}$ , obtida através da resolução da equação de Lyapunov dada pela expressão 4.31, a qual pode ser resolvida facilmente com a utilização de ambientes de desenvolvimento como Matlab, Octave e Python, que já contam com bibliotecas para esse fim. Neste trabalho, foi utilizada a plataforma do Matlab para a obtenção da matriz  $P_{lyap}$ . Como o cálculo desta matriz faz uso da matriz de estados do modelo de referência  $(A_r)$ , foi necessário realizar os cálculos para os casos de tempo de acomodação de 1,5 e 3 segundos.

Os valores dos ganhos de aprendizagem relacionados à adaptação dos ganhos de feedback e feedforward ( $\Gamma_x$ ) e os associados às incertezas relacionadas ao sistema ( $\Gamma_W$ ) foram determinados empiricamente através de simulações. Tais valores são apresentados na Tabela 4.



Figura 26 – Resposta ao degrau do modelo de referência com tempo de acomodação de 1,5 segundos

Tabela 4 – Tabela de ganhos de adaptação e seus respectivos valores.

Ganhos de adaptação		
$\Gamma_x$	5000	
$\Gamma_W$	10000	

## 5.2 Projeto do controlador PI

Neste trabalho, também foi implementada a topologia de controle baseada em controladores PI, conforme apresentado na Figura 16 da seção 4.2. O objetivo da implementação desta topologia é possibilitar a comparação da resposta do controlador MRAC com a topologia mais tradicional para este tipo de aplicação. Para que a comparação seja válida, optou-se pelo projeto de um controlador que possua a mesma dinâmica do modelo de referência, o qual o MRAC deve rastrear a performance. Para isso, foi escolhido o método do lugar das raízes para a determinação dos ganhos dos controladores.

As funções de transferência de  $I_d$  e  $I_q$  que serão utilizadas neste trabalho foram obtidas a partir do espaço de estado descrito na seção 4.1 e estão apresentadas na equação 5.13. Os parâmetros ( $R_s$  e  $L_s$ ) adotados são do sistema de teste e foram os mesmos utilizados na obtenção do modelo de referência para o MRAC.

$$H_{I_d}(s) = H_{I_q}(s) = \frac{s + \frac{R_s}{L_s}}{L_s \left( \left( s + \frac{R_s}{L_s} \right)^2 + \omega^2 \right)}$$
(5.13)

Para a filtragem das componentes de 120 Hz decorrentes da transformada síncrona, foi utilizado um filtro passa-baixa de segunda ordem, cuja função de transferência é apresentada na expressão 5.14. A frequência de corte ( $\omega_n$ ) adotada foi de 43,98 rad/s, enquanto o coeficiente de amortecimento ( $\zeta$ ) foi de 0,707.

$$F(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \tag{5.14}$$

Por fim, a função de transferência do controlador PI apresenta o formato descrito na expressão 5.15, onde  $K_p \in K_i$  são os ganhos proporcional e integral, respectivamente.

$$G_{PI}(s) = K_p \left( 1 + K_i \frac{1}{s} \right) \tag{5.15}$$

Todos os parâmetros destas funções de transferência são conhecidos, exceto os ganhos do controlador PI, que serão determinados para atender às especificações de projeto. Os procedimentos aqui adotados foram realizados para os casos em que se deseja obter dinâmica com tempos de acomodação de 3 e 1,5 segundos, como foi considerado para o MRAC. Para fins de exemplificação, será demonstrado apenas o processo de projeto para o caso com tempo de acomodação de 3 segundos, sendo o mesmo procedimento aplicado para o caso de 1,5 segundos. Além disso, como a componente de eixo direto e quadratura apresentam a mesma função de transferência, apenas a parcela de eixo direto será demonstrada.

Para o projeto do controlador pelo método do lugar das raízes, deve-se considerar a função de transferência do sistema em malha aberta, que é a composição das três funções de transferência descritas anteriormente e possui a forma da equação 4.4 descrita na seção 4.2. Todos os parâmetros destas funções de transferência são conhecidos, exceto os ganhos do controlador PI, que serão determinados para atender às especificações de projeto.

Para atingir um tempo de acomodação de 3 segundos, é necessário identificar o valor da parte real do polo dominante do sistema em malha aberta, pois essa característica de resposta está diretamente vinculada a ele. Aproximando o sistema real a um sistema de segunda ordem, o valor da parte real do polo pode ser determinado pela equação 5.16, onde  $T_s$  é o tempo de acomodação desejado e  $\sigma$  é a parcela real do polo.

$$\sigma \approx \frac{4}{T_s} = 1,333 \tag{5.16}$$

Obtido o valor do polo, recorre-se ao gráfico do lugar das raízes para determinar o ganho proporcional  $(K_p)$  necessário para que o sistema em malha aberta apresente esse polo. Para isso, considera-se inicialmente o ganho proporcional como unitário e o ganho integral como um valor qualquer; neste caso, este valor foi adotado como 100. A Figura 27 apresenta o gráfico do lugar das raízes para a função de transferência de malha aberta do sistema com os ganhos  $K_p = 1$  e  $K_i = 100$ .



Figura 27 – Lugar das raízes do sistema em malha aberta para  $K_p = 1$  e  $K_i = 100$ .

Observa-se que o ganho  $K_p$  para este sistema deve ser igual a 7,19 para o valor de polo desejado. Além disso, conclui-se que o sistema é estável, pois todos os polos apresentam parte real negativa. Aplicando os ganhos calculados e fechando a malha do sistema, é possível obter a resposta ao degrau do sistema, apresentada na Figura 28. Nesta figura, também é apresentada a resposta ao degrau do modelo de referência, que é a resposta que o PI deve apresentar.

A pequena diferença no tempo de acomodação entre as duas respostas se deve à metodologia de projeto que aproxima o sistema real de um sistema de segunda ordem. Para ajustar isso, o projetista pode modificar o ganho integral.

Como a resposta do PI está ligeiramente mais rápida que a do modelo, pode-se reduzir um pouco o valor de  $K_i$ . Neste caso, este valor foi alterado para 98 e a resposta em degrau após a modificação é apresentada na Figura 29. Com esses ganhos, a dinâmica do sistema com controlador PI passa a ser praticamente a resposta do modelo de referência.

A mesma metodologia foi utilizada para o caso considerando um tempo de acomodação de 1,5 segundos, onde foram obtidos  $K_p = 14$  e  $K_i = 98$ . A Figura 30 apresenta a resposta ao degrau tanto do modelo de referência quanto do sistema com o PI para um tempo de acomodação de 1,5 segundos. Nota-se que neste caso, ambos os sistemas apresentam praticamente a mesma resposta. A Tabela 5 sintetiza as informações dos ganhos utilizados para o controlador PI para os dois casos de tempo de acomodação.



Figura 28 – Resposta ao degrau para o sistema em malha fechada com  $K_p=7,19$ e $K_i=100.$ 



Figura 29 – Resposta ao degrau para o sistema em malha fechada com  $K_p=7,19$  e $K_i=98.$ 

Tabela 5 – Tabela de ganhos do controlador PI.

$T_s = 3$ segundos			
$K_p$	$7,\!19$		
$K_i$	98		
$T_s =$	$T_s = 1.5$ segundos		
$K_p$	14		
$K_i$	98		



Figura 30 – Resposta ao degrau para o sistema em malha fechada com  $K_p = 14$  e  $K_i = 98$ .

# 6 Resultados e Discussões

### 6.1 Resultados de Simulação

Para verificar o funcionamento do controlador MRAC, foi realizada uma simulação no ambiente Simulink, com os mesmos parâmetros do sistema de teste real, porém, sem a inserção de carga. Nessa simulação, foi utilizado o modelo de referência com tempo de acomodação ( $T_s$ ) de 3 segundos. Os ganhos de adaptação associados aos ganhos de feedback e feedforward ( $\Gamma_x$ ) e o associado às incertezas casadas com sistema ( $\Gamma_W$ ) são os mesmos da Tabela 4, a qual foi descrita na Seção 5.1.

Os ganhos de feedback  $(K_x)$  e feedforward  $(K_r)$  do controlador foram inicializados com a metade dos valores dos ganhos do controlador LQR do modelo de referência. Isso foi feito para que se pudesse analisar o processo de adaptação dos coeficientes.

Na simulação, o D-SSSC começa a operar no instante 0,1 s e entra no estado de flutuação, isto é, nenhuma corrente é transferida entre os ramais. No instante igual a 20 s, o setpoint de  $I_d$  passa a sofrer variações entre os valores de 0,2 e -0,1 A, a cada 20 s. O setpoint de  $I_q$  sofre variações entre os valores de 0,1 e -0,1 A também a cada 20 s, porém, a partir do instante igual a 30 s. Esses valores de referência das correntes são considerados como sendo no lado de média tensão do sistema. Esses baixos valores de corrente se devem às limitações de potência e corrente do alimentador do laboratório onde o sistema de testes está inserido.

Na Figura 31, são apresentados os sinais da corrente de eixo direto  $(I_d)$  e de quadratura  $(I_q)$  do sistema simulado, bem como o sinal da resposta do modelo de referência, gerado pelas mudanças de *setpoint* enviadas para o controlador. Vale ressaltar que a resposta do sinal do modelo de referência é o sinal a ser rastreado pelo controlador MRAC.

Observa-se que, nas primeiras variações de referência para ambas as variáveis de estado, como o sistema ainda não está adaptado, existe um maior erro entre a resposta do modelo e a do sistema real, e também um maior acoplamento entre as variáveis. No entanto, conforme o controle se adapta, o sistema passa a capturar a dinâmica do modelo de referência, bem como a atenuar a característica de acoplamento entre as variáveis. A Figura 32 apresenta um *zoom* nos sinais já adaptados, o que possibilita avaliar de forma mais minuciosa a resposta do controlador MRAC.

A Figura 33 apresenta os ganhos  $K_x$  e  $K_r$  do controlador durante o processo de adaptação. Observa-se que, conforme o sistema se adapta, os ganhos tendem a convergir para valores que proporcionam a dinâmica do modelo de referência. Também é possível notar a importância que as variações no sistema (neste caso, as variações de *setpoint*)



Figura 31 – Resposta do controlador durante variações de referência de  $I_d$  e  $I_q$ 



Figura 32 – Resposta ampliada do controlador MRAC já adaptado

exercem no processo de adaptação. Embora o D-SSSC já estivesse em funcionamento desde o instante de 0,1 s, os ganhos só começaram a se adaptar a partir do instante igual a 20 s, momento no qual as referências de corrente a ser transferida entre os ramais

#### começaram a variar.



Figura 33 – Variação dos ganhos  $K_x$  e  $K_r$  durante o processo de adaptação

A Figura 34 apresenta a variação dos coeficientes associados às incertezas casadas do sistema durante o processo de adaptação do controlador. Assim como os ganhos  $K_x$  e  $K_r$ , os coeficientes de  $\hat{W}$  tendem a convergir para valores que proporcionam a dinâmica do modelo de referência. No caso do D-SSSC, esses valores estão associados principalmente à variação das componentes de eixo direto e quadratura da diferença de tensões entre os ramais. O efeito dessas componentes de tensão não está inserido no modelo de referência e possui um papel importante no modelo do D-SSSC. Além disso, esses valores podem mudar constantemente dependendo do montante de corrente transferido de um ramal para outro ou de variações de carga ou de nível de geração (caso exista) nos ramais de distribuição. Nesta simulação, como não há variação de carga ou de geração, a contribuição dessa componente no controle da planta é baixa.

A simulação do sistema teste também foi realizada para o controlador baseado em PI, cuja topologia é apresentada na Figura 16 da seção 4.2. Os ganhos  $K_p$  e  $K_i$  do controlador foram adotados como sendo os mesmos calculados para o caso de tempo de acomodação igual a 3 s que é apresentado na tabela 5. A topologia possui uma parcela de desacoplamento entre as variáveis que é dependente da frequência nominal (60 Hz ou 377 rad/s) da rede e a da indutância do sistema, que foi considerada como sendo igual 518 mH, que é a indutância estimada do sistema de teste.

A Figura 35 apresenta a resposta do PI para o mesmo teste conduzido para o caso do MRAC apresentado na Figura 31, que consistiu em realizar variações dos *setpoints* das variáveis  $I_d$  e  $I_q$ . Como no caso do PI não há alteração da resposta ao longo do tempo, uma vez que este não apresenta parcela adaptativa, considerou-se para análise somente o intervalo entre os instantes de 175 s e 200 s, o qual também foi analisado na simulação



Figura 34 – Variação dos coeficientes  $\hat{W}$  associados às incertezas casadas do sistema durante o processo de adaptação

do controlador MRAC.

Como o controlador PI foi projetado para apresentar a mesma resposta do controlador MRAC, que por sua vez deve reastrear a resposta dinâmica do modelo de referência, logo, para fins de comparação, a resposta do modelo também foi apresentada.



Figura 35 – Resposta do controlador PI ampliada

Observa-se que o controlador PI não apresentou exatamente a resposta transitória do modelo de referência, mesmo com seu projeto sendo realizado a partir do modelo exato do sistema simulado. A principal a causa da diferença entre as duas respostas, se deve ao fato de que durante o projeto do PI, não é considerado no modelo o acoplamento entre as duas variáveis. Embora seja incluído na topologia do controlador uma parcela de desacoplamento, essa parcela não é capaz de mitigar totalmente o acoplamento entre as variáveis. Sendo assim, durante as variações do *setpoint* das variáveis, uma passa a impactar na outra, alterando a resposta transitória projetada. No caso simulado, o sistema apresentou um tempo de acomodação mais rápido que o valor de referência de 3 segundos.

O efeito do acoplamento entre as variáveis também pode ser notado durante momentos em que há a variação do *setpoint* de uma delas, enquanto a outra encontra-se em regime. Nota-se que houve um *overshoot* de cerca de 60% em  $I_q$  durante o instante de 180 s, onde ocorre a variação do *setpoint* de  $I_d$ . No caso da variação de  $I_q$ , o *overshoot* em  $I_d$ é de cerca de 20%.

Comparando ambas abordagens de controle, observa-se um maior desacoplamento entre as variáveis por parte do MRAC. Além disso, devido ao seu perfil adaptativo, é possível atingir a dinâmica de resposta projetada com um erro bem pequeno. O PI por sua vez, pode não apresentar a resposta projetada esperada, mesmo se conhecido exatamente o modelo do sistema que está sendo aplicado. Além disso, a resposta deste controle pode ser ainda mais impactada em casos de aplicação em sistemas reais devido às incertezas presentes neste.

Quanto ao MRAC, nota-se que as variações no sistema (no caso simulado, as variações de *setpoint*) facilitam o processo de adaptação, o que pode ser uma vantagem para a aplicação do D-SSSC em linhas de distribuição. Isto ocorre devido a esses tipos de sistema estarem expostos a constantes variações naturais geradas por fatores como entrada e saída de carga, bem como variações do nível de geração, caso existam fontes presentes nesses sistemas.

A simulação realizada descrita nesta seção teve como objetivo analisar a resposta de ambos controladores em ambiente completamente conhecido, bem como observar o mecanismo de adaptação do controlador MRAC. Na próxima seção serão apresentadas as respostas destes controladores em sistema real, onde estes são mais expostos a incertezas e distúrbios. Além disso, serão apresentados um maior número de casos operativos como alteração da impedância das linhas e entrada de carga.

## 6.2 Resultados Experimentais

### 6.2.1 Caso I: Teste Base

Os resultados apresentados nesta subseção foram obtidos com o sistema de testes configurado com os parâmetros descritos no Capítulo 5, os quais foram utilizados para o projeto do controlador MRAC e PI. Quanto aos parâmetros do controlador MRAC, foi utilizado o modelo de referência com tempo de acomodação de 3 s, cujo procedimento de

projeto foi detalhadamente descrito na Seção 5.1. Os ganhos de adaptação do controlador e das incertezas casadas são os mesmos apresentados na Tabela 4.

As componentes de eixo direto e quadratura das correntes, por serem oriundas de transformações matemáticas que ocorrem dentro do microcontrolador, foram extraídas através da modulação desses sinais em módulos PWM e medidas na porta de saída do dispositivo. Após a medição desses sinais, por meio de funções presentes no osciloscópio modelo RTH1004 da Rohde Schwarz, foi realizada a filtragem e a conversão da tensão medida para o equivalente em corrente. O mesmo procedimento foi utilizado para a extração do sinal do modelo de referência do controlador MRAC.

A Figura 36 apresenta o processo de adaptação do controlador MRAC para a variação dos *setpoints* das componentes de eixo direto ( $I_d$ , sinal azul) e quadratura ( $I_q$ , sinal amarelo) da corrente transferida entre os ramais. Esta imagem também mostra a resposta dinâmica das correntes de eixo direto (sinal magenta) e quadratura (sinal ciano) do modelo de referência, o qual deve ser rastreado pelo controlador MRAC. Assim como no caso simulado, as variações de *setpoint* de  $I_d$  e  $I_q$  ocorrem em períodos de 20 s, com um defasamento de 10 s entre si. As variações de  $I_d$  alternam entre 0,2 e -0,1 A, enquanto as de  $I_q$  variam entre 0,1 e -0,1 A.



Figura 36 – Processo de adaptação do controlador MRAC durante variações de setpoints de  $I_d$  e  $I_q$ , para um modelo de referência com  $T_s = 3$  s. Sinal azul:  $I_d$  medido; sinal amarelo:  $I_q$  medido; sinal magenta: Modelo  $I_d$ ; sinal ciano: Modelo  $I_q$ .

Para avaliar o processo de adaptação do controlador MRAC, os ganhos  $K_x$  e  $K_r$ foram inicializados como metade dos ganhos do controlador LQR aplicado ao modelo de referência, os quais estão descritos na Equação 5.10. Nota-se que, a cada variação de *setpoint*, as respostas de  $I_d$  e  $I_q$  se aproximam da dinâmica do modelo de referência, indicando adaptação. A resposta do sistema já adaptado é apresentada na Figura 37. Nessa figura, observa-se que o MRAC é capaz de rastrear com precisão a resposta do modelo de referência. Ou seja, as respostas possuem um tempo de acomodação de 3 s, além de apresentar um elevado nível de desacoplamento entre as variáveis.



Figura 37 – Resposta do controlador MRAC já adaptado, durante variações de referência de  $I_d$  e  $I_q$ , para um modelo de referência com  $T_s = 3$  s. Sinal azul:  $I_d$  medido; sinal amarelo:  $I_q$  medido; sinal magenta: Modelo  $I_d$ ; sinal ciano: Modelo  $I_q$ .

Para fins de comparação com o controlador MRAC, os mesmos testes foram realizados utilizando o controlador PI. Como neste caso foi considerado um tempo de acomodação de 3 s, foram utilizados os ganhos ( $K_p = 7, 19 \ e \ K_i = 98$ ) projetados na Seção 5.2 para se alcançar a mesma resposta do modelo de referência do MRAC. A Figura 38 apresenta a resposta do PI para a mesma situação de variação do *setpoint* de  $I_d$  (sinal azul) e  $I_q$  (sinal amarelo). Também é apresentada a resposta dinâmica de  $I_d$  (sinal magenta) e  $I_q$  (sinal ciano) do modelo de referência, que representa a dinâmica que o PI deveria alcançar em teoria.

Nota-se que o controlador PI apresentou um considerável nível de acoplamento entre as variáveis, bem como um tempo de acomodação ligeiramente maior do que o esperado. Como discutido nos resultados referentes à simulação, essa diferença de resposta também está relacionada ao fato de que o projeto do PI não considera o efeito de acoplamento entre as variáveis.

Além disso, diferentemente do caso simulado, o sistema de teste real apresenta maiores incertezas em relação aos valores paramétricos dos componentes, o que pode causar um descolamento entre o modelo teórico considerado no projeto do controle e o modelo do sistema real. Como exemplo dessa incerteza, pode-se citar o valor da relação X/R dos transformadores de entrada, que, por não ser conhecido, foi estimado com um valor igual



Figura 38 – Resposta do controlador PI projetado para um  $T_s = 3$  s, durante variações de referência de  $I_d \in I_q$ . Sinal azul:  $I_d$  medido; sinal amarelo:  $I_q$  medido; sinal magenta: Modelo  $I_d$ ; sinal ciano: Modelo  $I_q$ .

a 3, como nos casos do transformador de acoplamento do equipamento. Essa incerteza também impacta na parte da malha do controlador PI implementada para realizar o desacoplamento entre as variáveis. Isso ocorre porque essa parte da malha de controle utiliza a informação da indutância do sistema, que, por sua vez, é incerta.

Considerando esses fatores, observa-se que o controlador MRAC possui uma vantagem no processo de projeto de controle em relação ao PI. Apesar das incertezas paramétricas do sistema, o controlador MRAC é capaz de se adaptar e alcançar a dinâmica requerida. Além disso, o MRAC apresentou um elevado grau de desacoplamento entre as variáveis, o que não ocorre com o PI.
### 6.2.2 Caso II: Variação do parâmetro de linha

Neste caso, é realizado o *bypass* dos parâmetros das linhas do ramal 1 ( $R_{L1}$  e  $L_{L1}$ ), fazendo com que a impedância total do sistema diminua. Devido às impedâncias do sistema de teste serem bem maiores que a do filtro do equipamento, as linhas possuem maior peso na composição do modelo do sistema. No entanto, apesar dessa variação de parâmetros, a mesma configuração do controlador utilizado no caso base é mantida. Esta situação emula uma maior incerteza associada ao modelo de referência adotado no projeto do controlador.

A Figura 39 apresenta o processo de adaptação do controlador MRAC para este caso. O procedimento adotado durante este teste é exatamente o mesmo utilizado na demonstração do processo de adaptação do controlador MRAC para o caso base. Neste caso, observa-se um *overshoot* ligeiramente menor nas respostas das variáveis  $I_d \in I_q$ durante o processo de inicialização, se comparado ao caso base. Além disso, ao analisar o sinal de  $I_q$  durante as variações de  $I_d$ , pode-se concluir que, neste caso, o sistema leva mais tempo para alcançar a dinâmica com menor acoplamento entre as variáveis.



Figura 39 – Processo de adaptação do controlador MRAC durante variações de setpoints de  $I_d$  e  $I_q$ , para modelo de referência com  $T_s=3$  s e linha com bypass. Sinal azul:  $I_d$  medido; sinal amarelo:  $I_q$  medido; sinal magenta: Modelo  $I_d$ ; sinal ciano: Modelo  $I_q$ .

Sendo os parâmetros de controle exatamente os mesmos para este caso e o caso base, esses pontos de diferença na resposta se devem exclusivamente à variação do sistema causada pelo *bypass* dos parâmetros da linha do ramal 1. No entanto, após a adaptação completa dos ganhos do controlador, a resposta das variáveis controladas passa a rastrear a dinâmica do modelo de referência e, consequentemente, apresenta a mesma resposta do caso base.



Figura 40 – Resposta do controlador MRAC já adaptado durante variações de referência de  $I_d$  e  $I_q$ , para modelo de referência com  $T_s=3$  s e linha com *bypass*. Sinal azul:  $I_d$  medido; sinal amarelo:  $I_q$  medido; sinal magenta: Modelo  $I_d$ ; sinal ciano: Modelo  $I_q$ .

A Figura 41 apresenta a resposta do PI para a situação com *bypass* dos parâmetros da linha do ramal 1. Nesse caso, o PI apresenta um elevado grau de acoplamento, com praticamente o mesmo *overshoot* do caso base. No entanto, nesta situação, o tempo de acomodação alcançado foi mais próximo do valor ideal representado pela dinâmica do modelo. Com esse resultado, observa-se o impacto que os parâmetros da linha proporcionam na dinâmica do D-SSSC, impacto que, após a adaptação do MRAC, não é sentido pelo mesmo.



Figura 41 – Resposta do controlador PI projetado para um  $T_s=3$  s, durante variações de referência de  $I_d$  e  $I_q$ , para o sistema com linha com *bypass*. Sinal azul:  $I_d$  medido; sinal amarelo:  $I_q$  medido; sinal magenta: Modelo  $I_d$ ; sinal ciano: Modelo  $I_q$ .

### 6.2.3 Caso III: Variação de carga

Assumindo a mesma configuração do sistema para o caso base, foram realizados testes com entrada e saída das cargas presentes na linha 2. A Figura 42 apresenta o sistema já adaptado e operando em regime com  $I_d$  e  $I_q$  iguais a 0,1 A, quando uma carga resistiva é conectada ao ramal e permanece durante 10 s, sendo desconectada novamente. Para esta situação, o ganho de adaptação associado às incertezas casadas do sistema ( $\Gamma_W$ ) é igual a 10000.

Neste caso, pode-se notar que a componente  $I_d$  é mais sensível à variação de carga se comparado a  $I_q$ , uma vez que este último apresenta um menor *overshoot* e possui um tempo ligeiramente menor para retornar ao valor de regime.



Figura 42 – Resposta do controlador durante variações de carga resistiva, para  $\Gamma_W = 10000$ . Sinal azul:  $I_d$  medido; sinal amarelo:  $I_q$  medido; sinal magenta: Modelo  $I_d$ ; sinal ciano: Modelo  $I_q$ .

Caso  $\Gamma_W$  seja aumentado em 10 vezes, observa-se uma melhora significativa na resposta de  $I_d$ , a qual é mais sensível às variações de carga de perfil resistivo. Para este novo ganho, tal componente passa a apresentar um menor *overshoot* durante o transitório, bem como um reestabelecimento mais rápido ao valor de referência de operação. A componente  $I_q$ , por sua vez, por apresentar menor sensibilidade à variação da carga resistiva, não apresentou variação significativa de resposta em comparação à situação de menor ganho  $\Gamma_W$ .

O mesmo teste foi realizado para a entrada e saída de uma carga indutiva e  $\Gamma_W$  igual a 10000, como apresentado na Figura 44. Nesta situação, as respostas de  $I_d$  e  $I_q$  se apresentaram bem semelhantes, com praticamente o mesmo nível de *overshoot* e tempo de reestabelecimento ao valor inicial.



Figura 43 – Resposta do controlador durante variações de carga resistiva, para  $\Gamma_W = 100000$ . Sinal azul:  $I_d$  medido; sinal amarelo:  $I_q$  medido; sinal magenta: Modelo  $I_d$ ; sinal ciano: Modelo  $I_q$ .



Figura 44 – Resposta do controlador durante variações de carga indutiva, para  $\Gamma_W=10000$ . Sinal azul:  $I_d$  medido; sinal amarelo:  $I_q$  medido; sinal magenta: Modelo  $I_d$ ; sinal ciano: Modelo  $I_q$ .

Para a situação da variação da carga indutiva e  $\Gamma_W$  igual a 100000, a resposta apresentada na Figura 45 é obtida. Neste caso, não houve mudança significativa na resposta da componente  $I_d$  em comparação ao caso anterior. Porém, nota-se uma redução no tempo de recuperação da componente  $I_q$ , o que indica que esta variável é mais sensível às variações de perfil reativo.



Figura 45 – Resposta do controlador durante variações de carga indutiva, para  $\Gamma_W = 100000$ . Sinal azul:  $I_d$  medido; sinal amarelo:  $I_q$  medido; sinal magenta: Modelo  $I_d$ ; sinal ciano: Modelo  $I_q$ .

Diante dos casos apresentados, percebe-se que é possível atenuar o impacto da variação de carga através do aumento do ganho de adaptação  $\Gamma_W$ . Isto se torna possível, uma vez que variações de carga impactam as tensões terminais do ponto de acoplamento do equipamento, as quais possuem um papel importante no modelo do D-SSSC, como já discutido em seções anteriores. Como essas tensões variam de maneira incerta e são dependentes das impedâncias do sistema, da corrente que circula entre os ramais e de variações de carga e geração nos ramais, pode-se utilizar a parcela adaptativa do controle referente às incertezas casadas do sistema para mitigar o impacto das variações de carga.

É importante pontuar que, embora o aumento do ganho  $\Gamma_W$  possa atenuar o impacto de variações de carga no sistema, o aumento excessivo dessa variável pode ocasionar maiores oscilações das variáveis em regime permanente. Dessa maneira, deve-se encontrar um equilíbrio entre a velocidade de atenuação do impacto na variação de carga e o nível de oscilações aceitável em regime.

Na Figura 46 é apresentada a resposta do controlador PI, diante da entrada e saída da carga resistiva presente no ramal 2. Assim como no caso MRAC, a componente de eixo direto da corrente  $(I_d)$  apresenta maior sensibilidade às variações da carga resistiva se comparado à componente de eixo de quadratura  $(I_q)$ . Comparando a resposta do PI com qualquer um dos casos testados para o MRAC, nota-se que este controlador apresenta maior *overshoot* durante os eventos, bem como maior tempo de retomada do sistema.

A Figura 47 apresenta a resposta do controlador PI, diante da entrada e saída da carga indutiva presente no ramal 2. Nesta situação, a variável mais sensível é a compo-



Figura 46 – Resposta do controlador PI durante variações de carga resistiva. Sinal azul:  $I_d$  medido; sinal amarelo:  $I_q$  medido; sinal magenta: Modelo  $I_d$ ; sinal ciano: Modelo  $I_q$ .

nente de eixo de quadratura  $(I_q)$ . O comportamento do controlador PI para este caso se assemelha ao da variação da carga resistiva, onde o sistema apresenta maior *overshoot* durante os eventos, bem como maior tempo de retomada do sistema. Também nesse caso, a resposta do controlador se mostrou inferior em comparação a qualquer caso do controlador MRAC.



Figura 47 – Resposta do controlador PI durante variações de carga indutiva. Sinal azul:  $I_d$  medido; sinal amarelo:  $I_q$  medido; sinal magenta: Modelo  $I_d$ ; sinal ciano: Modelo  $I_q$ .

### 6.2.4 Caso IV: Alteração do modelo de referência

Este caso consistiu na alteração do modelo de referência utilizado no controlador MRAC. Mantiveram-se as mesmas configurações do sistema base, bem como os mesmos valores dos coeficientes de adaptação originais. Entretanto, o modelo de referência foi alterado para possuir uma resposta com tempo de acomodação igual a 1,5 s. A descrição da metodologia de projeto deste modelo foi apresentada de forma detalhada na Seção 5.1. Os ganhos associados ao controlador LQR utilizado neste modelo, por sua vez, são apresentados nas equações 5.12.

A Figura 48 apresenta o processo de adaptação do controlador MRAC para o novo modelo de referência. Nela, são apresentados os sinais das componentes  $I_d$  (sinal azul) e  $I_q$ (sinal amarelo) da corrente transferida, bem como a resposta dinâmica das componentes de eixo direto (sinal magenta) e de quadratura (sinal ciano) do modelo de referência, durante variações dos *setpoints* destas variáveis.



Figura 48 – Processo de adaptação do controlador MRAC durante variações de setpoints de  $I_d$  e  $I_q$  para o modelo de referência com  $T_s=1,5$  s. Sinal azul:  $I_d$  medido; sinal amarelo:  $I_q$  medido; sinal magenta: Modelo  $I_d$ ; sinal ciano: Modelo  $I_q$ .

Neste teste, assim como nos demais casos que envolviam a análise do processo de adaptação, a inicialização dos ganhos de controle foi realizada com metade dos valores dos ganhos do LQR calculado para o modelo de referência. As variações de *setpoint* de  $I_d$  e  $I_q$  ocorrem em períodos de 20 s, sendo defasadas uma da outra em 10 s. As variações de  $I_d$  alternam entre 0,2 e -0,1 A, enquanto as de  $I_q$  variam entre 0,1 e -0,1 A. Observa-se que, como nos casos anteriores, a cada variação dos *setpoints*, o sistema passa a capturar melhor a dinâmica do modelo de referência.

A Figura 49 apresenta um zoom na resposta do controlador para a variação dos set-

points de  $I_d$  e  $I_q$  no caso em que a adaptação já foi completada. Nota-se que o controlador MRAC foi capaz de rastrear a dinâmica do novo modelo de referência com sucesso, mantendo o nível de desacoplamento entre as variáveis e obedecendo ao tempo de acomodação de 1,5 s, como requerido.



Figura 49 – Resposta do controlador MRAC já adaptado durante variações de referência de  $I_d$  e  $I_q$ , para o modelo de referência com  $T_s=1,5$  s. Sinal azul:  $I_d$  medido; sinal amarelo:  $I_q$  medido; sinal magenta: Modelo  $I_d$ ; sinal ciano: Modelo  $I_q$ .

Na Figura 50, são apresentadas as respostas do controlador PI sintonizado para um tempo de acomodação de 1,5 s. Neste caso, foi necessária a atualização de seus ganhos para os valores de  $K_p = 14$  e  $K_i = 98$ , cujo procedimento de projeto foi discutido na Seção 5.2. O PI apresentou os mesmos pontos negativos já discutidos nos casos anteriores, principalmente o elevado nível de acoplamento entre as correntes  $I_d$  e  $I_q$ , overshoots inexistentes na resposta do modelo de referência e um tempo de acomodação ligeiramente mais lento.



Figura 50 – Resposta do controlador PI projetado para um  $T_s=1,5$  s, durante variações de referência de  $I_d$  e  $I_q$ . Sinal azul:  $I_d$  medido; sinal amarelo:  $I_q$  medido; sinal magenta: Modelo  $I_d$ ; sinal ciano: Modelo  $I_q$ .

# 7 Conclusões

Neste trabalho, foi realizada a análise dos pontos críticos do D-SSSC aplicado na interconexão de ramais de distribuição, com o objetivo de rebalancear a potência entre eles. O estudo abrangeu o desenvolvimento das equações que descrevem tanto a troca de potência entre o D-SSSC e o sistema, quanto entre os ramais. Os principais parâmetros considerados foram a relação entre as magnitudes das tensões nos pontos de acoplamento do equipamento, a diferença angular entre essas tensões e a impedância variável representada pelo D-SSSC. Com base nesse conjunto de equações, identificaram-se os pontos operacionais críticos, onde o equipamento absorve potência ativa, o que resulta no aumento da tensão em seu elo CC.

A análise dos pontos operacionais do D-SSSC na interconexão de ramais permitiu estabelecer os requisitos essenciais para o controlador que será utilizado na aplicação. Devido ao elevado número de incertezas e eventos a que os sistemas de distribuição estão sujeitos, como a variação de cargas, entrada e saída de geração distribuída e manobras na rede, o controlador deve ser robusto e ágil. Ele precisa reagir rapidamente para evitar que o sistema passe por excursões transitórias que possam atravessar pontos críticos.

Diante desse cenário, este trabalho propôs a utilização de um controlador MRAC como uma solução potencial para o controle do sistema. Essa escolha se justifica pelo perfil adaptativo do controlador, que é capaz de ajustar seus parâmetros em tempo real conforme as variações no sistema ocorrem, o que é essencial para lidar com as incertezas e dinâmicas rápidas presentes nos ramais de distribuição. Além disso, o MRAC oferece robustez frente a perturbações externas e mudanças nos parâmetros do sistema, garantindo estabilidade e desempenho mesmo em condições operacionais diferentes da nominal.

A capacidade do MRAC de seguir um modelo de referência garante que o sistema opere dentro dos limites desejados, minimizando a ocorrência de desvios transitórios significativos, que poderiam comprometer a operação segura do D-SSSC. Dessa forma, o controlador não apenas possui potencial para atender às demandas de velocidade e robustez exigidas pela aplicação, mas também contribui para a otimização do comportamento dinâmico do sistema, garantindo que o sistema opere segundo a dinâmica projetada conhecida.

Além disso, este trabalho realizou a comparação do controlador MRAC com topologia tradicional baseada em controladores do tipo PI. A comparação entre as duas técnicas foi realizada tanto em ambiente simulado quanto em ambiente laboratorial de média tensão. Nestes testes foram realizados analises das respostas do controladores para diversas situações como variação de carga de perfil resistivo e indutivo, mudança de parâmetros de linhas e mudança de dinâmica do a ser seguida por eles. Nos diversos casos testados o MRAC apresentou melhor resposta se comparado ao PI.

## 7.1 Trabalhos Futuros

Como proposta de continuidade desta pesquisa pode-se indicar os seguintes pontos:

- Implementação do D-SSSC baseado em controlador MRAC em ambiente de distribuição real.
- Desenvolvimento de um algoritmo que seja rápido o suficiente para gerar as referências das correntes de eixo direto e quadratura que garanta operação com 90° entre tensão e corrente do equipamento.
- Implementação de um retificador a PWM para alimentação e controle da tensão do elo CC, expandindo a faixa operacional do equipamento.
- Testes com o controlador MRAC operando direto no sistema de referência alternada abc ao invés de utilização de referência síncrona.
- A partir de sua operação na referência abc, realizar testes quanto ao bloqueio harmônico da corrente transferida.

### 7.2 Artigos Publicados

### 7.2.1 Trabalhos publicados em periódicos.

- GUIMARAES, B. P. B. et al. The development of a reduced-scale laboratory for the study of solutions for microgrids. Energies, v. 17, n. 3, 2024. ISSN 1996-1073. Disponível em: <a href="https://www.mdpi.com/1996-1073/17/3/609">https://www.mdpi.com/1996-1073/17/3/609</a>>.
- PINHEIRO, G. G. et al. Power flow control using series voltage source converters in distribution grids. Energies, v. 15, n. 9, 2022. ISSN 1996-1073. Disponível em: <a href="https://www.mdpi.com/1996-1073/15/9/3337">https://www.mdpi.com/1996-1073/15/9/3337</a>>.
- PINHEIRO, G. G. et al. Comparison of control techniques for harmonic isolation in series vsc-based power flow controller in distribution grids. Energies, v. 16, n. 6, 2023. ISSN 1996-1073. Disponível em: <a href="https://www.mdpi.com/1996-1073/16/6/2729">https://www.mdpi.com/1996-1073/16/6/2729</a>>.

- FERREIRA, S. C. et al. Online adaptive parameter estimation of a finite control set model predictive controlled hybrid active power filter. Energies, v. 16, n. 9, 2023. ISSN 1996-1073. Disponível em: <a href="https://www.mdpi.com/1996-1073/16/9/3830">https://www.mdpi.com/1996-1073/16/9/3830</a>>.
- SANT'ANA, W. C. et al. 13.8 kv operation of a peak-shaving energy storage equipment with voltage harmonics compensation feature. IEEE Access, v. 8, p. 182117–182132, 2020.

#### 7.2.2 Trabalhos completos publicados em anais de eventos

- Guimaraes, BRUNO Pinto Braga; Gonzatti, R. B. ; Foster, J. G. L. ; Siqueira, M. ; Pereira, R. R. ; Demuner, V.. *Model Reference Adaptive Controller for a Distribution SSSC*. In: Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP), 2023, Florianópolis. 2023 IEEE 16th Brazilian Power Electronics Conference and 6th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC), 2023.
- Foster, João G. L. ; Ferreira, Sílvia C. ; Gonzatti, Robson B. ; Pereira, Rondineli R. ; Pinheiro, Guilherme G. ; Guimarães, Bruno P. B. . Comparison of Parameters Estimation Techniques Applied to an FCS-MPC Controlled HAPF. In: 2023 IEEE 8th Southern Power Electronics Conference and 17th Brazilian Power Electronics Conference (SPEC/COBEP), 2023, Florianopolis. 2023 IEEE 8th Southern Power Electronics Conference and 17th Brazilian Power Electronics Conference (SPEC/COBEP), 2023. p. 1.
- 3. Pinheiro, Guilherme Gonçalves; Luppi Foster, João Gabriel ; Braga Guimarães, Bruno Pinto; Gonzatti, Robson Bauwelz ; Pereira, Rondineli Rodrigues ; da Silva, Luiz Eduardo Borges; de Oliveira Branco, Nilton ; Filho, Joselino Santana . Development and Field Demonstration of a Series Power Flow Controller for Distribution Grids. In: 2023 IEEE 8th Southern Power Electronics Conference and 17th Brazilian Power Electronics Conference (SPEC/COBEP), 2023, Florianopolis. 2023 IEEE 8th Southern Power Electronics Conference and 17th Brazilian Power Electronics Conference (SPEC/COBEP), 2023, Electronics Conference (SPEC/COBEP), 2023. p. 1.
- 4. Siqueira, Marcelo ; Gonzatti, Robson ; Pereira, Rondineli ; Guimarães, Bruno ; Costa, Arnaldo . *Bidirectional IGBT-based Battery Fast Charger*. In: 2023 IEEE 8th Southern Power Electronics Conference and 17th Brazilian Power Electronics Conference (SPEC/COBEP), 2023, Florianopolis. 2023 IEEE 8th Southern Power Electronics Conference and 17th Brazilian Power Electronics Conference (SPEC/COBEP), 2023. p. 1.

5. Araújo dos Santos, Yago ; Gonzatti, Robson Bauwelz ; Paes Salomon, Camila; Rodrigues Pereira, Rondineli ; Borges da Silva, Luiz Eduardo; Gonçalves Pinheiro, Guilherme ; Cesar Sant'ana, Wilson ; Barros Scianni Morais, Lucas ; Pinto Braga Guimarães, Bruno . Avaliação da Compensação de Filtros Ativos Paralelos no Sistema de Distribuição com o OpenDSS e Matlab. In: ANAIS DA XIV CONFERêNCIA BRASILEIRA SOBRE QUALIDADE DA ENERGIA ELé-TRICA, 2021. Anais da XIV Conferência Brasileira sobre Qualidade da Energia Elétrica, 2021.

# Referências

1 CHIRADEJA, P.; RAMAKUMAR, R. An approach to quantify the technical benefits of distributed generation. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 19, n. 4, p. 764–773, 2004. Citado na página 16.

2 DRIESEN, J.; BELMANS, R. Distributed generation: challenges and possible solutions. In: 2006 IEEE Power Engineering Society General Meeting. [S.l.: s.n.], 2006. p. 8 pp.–. Citado na página 16.

3 MAHMUD, N.; ZAHEDI, A. Review of control strategies for voltage regulation of the smart distribution network with high penetration of renewable distributed generation. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 64, p. 582–595, 2016. ISSN 1364-0321. Disponível em: <a href="https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S136403211630243X">https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S136403211630243X</a>. Citado na página 16.

4 PETINRIN, J.; SHAABAN, M. Impact of renewable generation on voltage control in distribution systems. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 65, p. 770–783, 2016. ISSN 1364-0321. Disponível em: <a href="https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032116303094">https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032116303094</a>>. Citado na página 17.

5 JIRAPONG, P. et al. Effect of upgrading primary feeders from radial to loop arrangement on electrical distribution system performance. In: 2015 12th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON). [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–6. Citado na página 17.

6 SARADARZADEH, M. et al. Combination of power flow controller and short-circuit limiter in distribution electrical network using a cascaded h-bridge distribution-static synchronous series compensator. *Generation, Transmission & Distribution, IET*, v. 6, p. 1121–1131, 11 2012. Citado na página 17.

7 PENG, F. Z. Flexible ac transmission systems (facts) and resilient ac distribution systems (racds) in smart grid. *Proceedings of the IEEE*, v. 105, n. 11, p. 2099–2115, 2017. Citado na página 17.

8 PINHEIRO, G. G. et al. Power flow control using series voltage source converters in distribution grids. *Energies*, v. 15, n. 9, 2022. ISSN 1996-1073. Disponível em: <a href="https://www.mdpi.com/1996-1073/15/9/3337">https://www.mdpi.com/1996-1073/15/9/3337</a>>. Citado 4 vezes nas páginas 18, 22, 29 e 42.

9 SARADARZADEH, M. et al. Application of cascaded h-bridge distribution-static synchronous series compensator in electrical distribution system power flow control. *Power Electronics, IET*, v. 5, p. 1660–1675, 11 2012. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 29.

10 OKADA, N. Autonomous loop power flow control for distribution system. In: Seventh International Conference on AC-DC Power Transmission. [S.l.: s.n.], 2001. p. 150–155. Citado na página 21.

11 OKADA, N. et al. Development of a 6.6 kv - 1 mva transformerless loop balance controller. In: 2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1087–1091. Citado na página 21.

12 OKADA, N. A method to determine the distributed control setting of looping devices for active distribution systems. In: 2009 IEEE Bucharest PowerTech. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–6. Citado na página 21.

13 CAO, W. et al. Operating principle of soft open points for electrical distribution network operation. *Applied Energy*, v. 164, p. 245–257, 2016. ISSN 0306-2619. Disponível em: <a href="https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0306261915015718">https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0306261915015718</a>. Citado 3 vezes nas páginas 21, 29 e 42.

14 PINHEIRO, G. G. et al. Comparison of control techniques for harmonic isolation in series vsc-based power flow controller in distribution grids. *Energies*, v. 16, n. 6, 2023. ISSN 1996-1073. Disponível em: <a href="https://www.mdpi.com/1996-1073/16/6/2729">https://www.mdpi.com/1996-1073/16/6/2729</a>. Citado 3 vezes nas páginas 22, 29 e 42.

15 HINGORANI, N.; GYUGYI, L. Understanding FACTS: Concepts and Technology of Flexible AC Transmission Systems. IEEE Press, 2001. ISBN 9788186308790. Disponível em: <a href="https://books.google.com.br/books?id=40jJPQAACAAJ">https://books.google.com.br/books?id=40jJPQAACAAJ</a>. Citado 6 vezes nas páginas 24, 25, 26, 27, 28 e 31.

16 ULLAH, N. et al. Fractional order control of static series synchronous compensator with parametric uncertainty. *IET Generation, Transmission & Distribution*, Wiley Online Library, v. 11, n. 1, p. 289–302, 2017. Citado na página 29.

17 THIRUMALAIVASAN, R.; JANAKI, M.; PRABHU, N. Damping of ssr using subsynchronous current suppressor with sssc. *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 28, n. 1, p. 64–74, 2013. Citado na página 29.

18 WANG, L.; VO, Q.-S. Power flow control and stability improvement of connecting an offshore wind farm to a one-machine infinite-bus system using a static synchronous series compensator. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, v. 4, n. 2, p. 358–369, 2013. Citado na página 29.

19 HAFEZI, H.; LAAKSONEN, H. Autonomous soft open point control for active distribution network voltage level management. In: 2019 IEEE Milan PowerTech. [S.l.: s.n.], 2019. p. 1–6. Citado 2 vezes nas páginas 29 e 42.

20 BASHAR, E. et al. A new protection scheme for an sssc in an mv network by using a varistor and thyristors. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 36, n. 1, p. 102–113, 2021. Citado 2 vezes nas páginas 29 e 42.

21 RASTEGAR, M.; SARADARZADEH, M.; FARHANGI, S. Fuzzy logic-based control of d-sssc under nonlinear conditions of power system. In: 2022 13th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC). [S.l.: s.n.], 2022. p. 640–644. Citado na página 29.

22 GANESH, C.; LALITHA, M.; DIVYA, P. An auxiliary fuzzy logic controller for mitigating low frequency oscillations. *International Journal of Computer Science and Information Security*, LJS Publishing, v. 12, n. 11, p. 13, 2014. Citado na página 29.

23 QADER, M. A novel strategic-control-based distribution static synchronous series compensator (dssc) for power quality improvement. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, v. 64, p. 1106–1118, 2015. ISSN 0142-0615. Disponível

em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0142061514005535>. Citado 2 vezes nas páginas 29 e 41.

24 HOLLWEG, G. V. et al. A direct adaptive controller with harmonic compensation for grid-connected converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 71, n. 3, p. 2978–2989, 2024. Citado na página 30.

25 HOLLWEG, G. V. et al. An rmrac with deep symbolic optimization for dc-ac converters under less-inertia power grids. *IEEE Open Access Journal of Power and Energy*, v. 10, p. 629–642, 2023. Citado na página 30.

26 HOLLWEG, G. V. et al. Model reference adaptive controllers with improved performance for applications in lcl-filtered grid-connected converters. *Control Engineering Practice*, v. 138, p. 105591, 2023. ISSN 0967-0661. Disponível em: <a href="https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0967066123001600">https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0967066123001600</a>>. Citado na página 30.

27 EVALD, P. J. Dias de O. et al. A new discrete-time pi-rmrac for grid-side currents control of grid-tied three-phase power converter. *International Transactions on Electrical Energy Systems*, Wiley Online Library, v. 31, n. 10, p. e12982, 2021. Citado na página 30.

28 AHMADI, F.; BATMANI, Y.; BEVRANI, H. Model reference adaptive controller for simultaneous voltage and frequency restoration of autonomous ac microgrids. *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*, SGEPRI, 2024. Citado na página 30.

29 KIM, J.; CHOI, H. H.; JUNG, J.-W. Mrac-based voltage controller for three-phase cvcf inverters to attenuate parameter uncertainties under critical load conditions. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 35, n. 1, p. 1002–1013, 2020. Citado na página 30.

30 MOSAAD, M. I. Model reference adaptive control of statcom for grid integration of wind energy systems. *IET Electric Power Applications*, Wiley Online Library, v. 12, n. 5, p. 605–613, 2018. Citado na página 30.

31 KAHANI, R.; JAMIL, M.; IQBAL, M. T. Direct model reference adaptive control of a boost converter for voltage regulation in microgrids. *Energies*, MDPI, v. 15, n. 14, p. 5080, 2022. Citado na página 30.

32 ISLAM, M. et al. Performance analysis of pi and dmrac algorithm in buck-boost converter for voltage tracking in electric vehicle using simulation. *Electronics*, MDPI, v. 10, n. 20, p. 2516, 2021. Citado na página 30.

33 PAPIč, I. Mathematical analysis of facts devices based on a voltage source converter: Part 1: mathematical models. *Electric Power Systems Research*, v. 56, n. 2, p. 139–148, 2000. ISSN 0378-7796. Disponível em: <a href="https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378779600001073">https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378779600001073</a>. Citado na página 41.

34 KUMAR, L. S.; GHOSH, A. Modeling and control design of a static synchronous series compensator. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 14, n. 4, p. 1448–1453, 1999. Citado na página 41.

35 SILVA, C. H. da et al. Modified synchronous reference frame strategy for selectivetuned single phase hybrid active power filter. In: 2009 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–5. Citado na página 42. 36 RAZALI, A. M.; RAHMAN, M.; RAHIM, N. A. Implementation of d-q decoupling and feed-forward current controller for grid connected three phase voltage source converter. In: 2014 IEEE Industry Application Society Annual Meeting. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–8. Citado na página 42.

37 KHORRAMABADI, S. S.; BAKHSHAI, A. Critic-based self-tuning pi structure for active and reactive power control of vscs in microgrid systems. *IEEE Transactions on Smart Grid*, v. 6, n. 1, p. 92–103, 2015. Citado na página 42.

38 WHITAKER, H. et al. Design of Model Reference Adaptive Control Systems for Aircraft. M.I.T. Instrumentation Laboratory, 1958. (Report Massachusetts Institute of Technology Instrumentation Laboratory R). Disponível em: <<u>https://books.google.com.br/</u> books?id=3V-jtgAACAAJ>. Citado na página 45.

39 OSBURN, P. New Developments in the Design of Model Reference Adaptive Control Systems. Institute of the Aerospace Sciences, 1961. (IAS papers). Disponível em: <a href="https://books.google.com.br/books?id=i51rYgEACAAJ">https://books.google.com.br/books?id=i51rYgEACAAJ</a>>. Citado na página 45.

40 YUCELEN, T. Model reference adaptive control. *Wiley encyclopedia of electrical and electronics engineering*, Wiley Online Library, p. 1–13, 1999. Citado 2 vezes nas páginas 45 e 51.

41 OGATA, K. *Engenharia de Controle Moderno*. Pearson Universidades, 2010. ISBN 9788576058106. Disponível em: <a href="https://books.google.com.br/books?id="https://books?id="https://books.google.com.br/books?id="https://books.google.com.br/books?id="https://books.google.com.br/books?id="https://books.google.com.br/books?id="https://books.google.com.br/books?id="https://books.google.com.br/books?id="https://books.google.com.br/books?id="https://books.google.com.br/books?id="https://books?id="https://books?id="https://books?id="https://books?id="https://books?id="https://books?id="https://books?id="https://books?id="https://books?id="https://books?id="https://books?id="

42 STEVENS, B.; LEWIS, F.; JOHNSON, E. Aircraft Control and Simulation: Dynamics, Controls Design, and Autonomous Systems. Wiley, 2015. ISBN 9781119174882. Disponível em: <a href="https://books.google.com.br/books?id=boybCgAAQBAJ">https://books.google.com.br/books?id=boybCgAAQBAJ</a>. Citado na página 48.

43 DORF, R.; BISHOP, R. Sistemas de controle modernos. LTC, 2009. ISBN 9788521617143. Disponível em: <a href="https://books.google.com.br/books?id

44 LAVRETSKY, E.; WISE, K. Robust and Adaptive Control: With Aerospace Applications. Springer London, 2012. (Advanced Textbooks in Control and Signal Processing). ISBN 9781447143963. Disponível em: <a href="https://books.google.com.br/books?id=a2128lhlWfQC>">https://books.google.com.br/books?id=a2128lhlWfQC></a>. Citado 3 vezes nas páginas 49, 51 e 52.

45 KHALIL, H. *Nonlinear Systems*. Prentice Hall, 2002. (Pearson Education). ISBN 9780130673893. Disponível em: <a href="https://books.google.com.br/books?id=t\_d1QgAACAAJ">https://books.google.com.br/books?id=t\_d1QgAACAAJ</a>. Citado 2 vezes nas páginas 51 e 52.

46 HADDAD, W.; CHELLABOINA, V. Nonlinear Dynamical Systems and Control: A Lyapunov-Based Approach. Princeton University Press, 2011. ISBN 9781400841042. Disponível em: <a href="https://books.google.com.br/books?id=bUQN6Ph7YEIC">https://books.google.com.br/books?id=bUQN6Ph7YEIC</a>. Citado 2 vezes nas páginas 51 e 52.