



**UNIVERSIDADE FEDERAL DO AMAZONAS**  
**FACULDADE DE TECNOLOGIA**  
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**Desenvolvimento de um sistema auxiliar ativo para supressão de oscilações  
decorrentes da conexão de CPLs em microrredes CC**

**Isaiás Valente de Bessa**

**MANAUS-AM**

**2022**

Isaías Valente de Bessa

Desenvolvimento de um sistema auxiliar ativo para supressão de oscilações decorrentes da conexão de CPLs em microrredes CC

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Amazonas, como requisito para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica na área de concentração Controle e Automação de Sistemas na linha de pesquisa Sistemas de Controle e Automação Modernos.

Orientador: Prof. Dr. Renan Landau Paiva de Medeiros

Coorientador: Prof. Dr. Florindo Antonio de Carvalho Ayres Júnior

MANAUS-AM

2022

## Ficha Catalográfica

Ficha catalográfica elaborada automaticamente de acordo com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

B557d Bessa, Isaías Valente de  
Desenvolvimento de um sistema auxiliar ativo para supressão de oscilações decorrentes da conexão de CPLs em microrredes CC / Isaías Valente de Bessa . 2022  
77 f.: il. color; 31 cm.

Orientador: Renan Landau Paiva de Medeiros  
Coorientador: Florindo Antonio de Carvalho Ayres Júnior  
Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal do Amazonas.

1. Microrredes CC. 2. Malha auxiliar. 3. ESP - Estabilizador de Sistema de Potência. 4. LMI - Inequação Matricial Linear. I. Medeiros, Renan Landau Paiva de. II. Universidade Federal do Amazonas III. Título

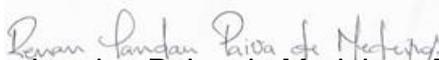
ISAÍAS VALENTE DE BESSA

**DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA AUXILIAR ATIVO PARA  
SUPRESSÃO DE OSCILAÇÕES DECORRENTES DA CONEXÃO  
DE CPLS EM MICRORREDES CC.**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Amazonas, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica na área de concentração Controle e Automação de Sistemas.

Aprovada em 14 de março de 2022.

BANCA EXAMINADORA

  
Prof. Dr. Renan Landau Paiva de Medeiros, Presidente  
Universidade Federal do Amazonas

  
Prof. Dr. Walter Barra Junior, Membro  
Universidade Federal do Pará

  
Prof. Dr. João Edgar Chaves Filho, Membro  
Universidade Federal do Amazonas

*Dedico este trabalho aos meus pais, Ana e Arthur e irmãos, Irla, Isabela e Iury por me apoiarem durante toda minha trajetória.*

# Agradecimentos

Agradeço a minha família por todo suporte fornecido durante essa jornada. Um agradecimento especial ao meu irmão Iury por toda ajuda dada durante a realização do trabalho.

Agradeço ao professor Florindo por todo suporte dado para a realização do trabalho e a minha colega Marenice por todas as conversas que tivemos e por toda ajuda prestada durante a coleta de dados.

Por fim, agradeço ao professor Renan por toda orientação e conselhos dados ao longo de toda essa jornada.

*"Pode correr risco, arriscado sempre é, só  
não pode o medo te paralisar."*

*(Humberto Gessinger)*

# Resumo

A intensificação da busca por novas fontes energéticas renováveis e sustentáveis de geração de energia elétrica, em conjunto com o desenvolvimento da área e de dispositivos de eletrônica de potência contribuiu para o desenvolvimento e aplicação de microrredes CC. No entanto, diversos problemas foram se tornando cada vez mais relevantes para a implantação do sistema, podendo estes comprometerem o desempenho e a estabilidade do processo, como a integração de cargas de potência constante (*constant power loads-CPL*), que proporciona uma redução da margem de estabilidade ocasionando oscilações indesejadas no barramento de tensão regulado. Nesse contexto, este trabalho propõem o projeto de uma malha suplementar ativa visando aumentar o grau de amortecimento das oscilações decorrentes de variações de potência de CPLs, garantindo assim a estabilidade e bom desempenho do sistema. Essa malha suplementar é projetada de forma ativa no sistema, baseando-se no modelo de projeto de estabilizadores de sistemas de potência (ESP), aplicado para proporcionar o amortecimento de modos de oscilações eletromecânicos pouco amortecidos em problemas de máquinas síncronas conectadas a rede. Além disso, neste trabalho tal problema é reescrito como um problema de otimização  $\mathcal{H}_\infty$  e desenvolvido no formato de LMI, afim de garantir a estabilidade e desempenho robusto do sistema.

**Palavras-chave:** microrredes CC, malha auxiliar, ESP, LMI, otimização do ganho  $\mathcal{H}_\infty$ .

# Abstract

The intensification of the researches to new renewable and sustainable ways to generate electrical energy between with the advances in power electronics contribute to improvement of the DC microgrids as well as the applications. However, several problems were surged that may compromise the performance and stability of the system, e.g., the connection of the constant power loads (CPLs) in DC microgrids, that causes a reduction in stability margin due the undesired oscillations in regulated DC bus. In this context the design of the auxiliary control loop that is based on the project of the power stabilizer system (PSS) - that is applied in synchronous machines connected in the infinity bus aiming to damper the electromechanical low damped modes - are proposed in this work to application in DC microgrids. However the auxiliary control loop is rewritten in the  $\mathcal{H}_\infty$  optimization problem and developed in LMI format aiming to ensure the robust stability and performance of the system.

**Keywords:** DC microgrids, auxiliar loop, PSS, LMI, optimization  $\mathcal{H}_\infty$  gain.

# Lista de Figuras

2.1	Estrutura genérica de uma microrrede CC conectada a rede elétrica. . . . .	7
2.2	Adição do filtro $LC$ para garantir estabilidade do sistema. . . . .	7
2.3	Região proibida delimitada pela utilização do CM. . . . .	9
2.4	Região proibida delimitada pela utilização do CMGMF. . . . .	10
2.5	Filtro $LC$ conectado a múltiplas cargas CC. . . . .	11
2.6	Região proibida delimitada pela utilização do CAO. . . . .	12
2.7	Esquemático do sistema de microrrede com a expansão da CPL com comportamento emulado pelo conversor <i>buck</i> em cascata. . . . .	14
2.8	Diagrama elétrico do conversor <i>buck</i> conectado a uma CPL. . . . .	15
2.9	Plano de fase do comportamento da carga conectado ao barramento do regulador de tensão. . . . .	16
3.1	Diagrama em blocos do modelo de máquina-barra infinita linearizada com ESP. Adaptado de (Sauer and Pai, 1998). . . . .	20
3.2	Estrutura de $ESP(s)$ . . . . .	21
3.3	Diagrama em blocos linearizado do conversor <i>buck</i> apresentado em (2.16)-(2.18). . . . .	22
3.4	Diagrama em blocos linearizado do conversor <i>buck</i> sob ação de um controlador $C(s)$ . . . . .	23
3.5	Diagrama em blocos linearizado do conversor <i>buck</i> sob ação da malha auxiliar. . . . .	25
3.6	Efeito da variação de potência da CPL no barramento de tensão. . . . .	26
3.7	Seleção do filtro baseado na frequência de oscilação e das dinâmicas relacionadas a operação do regulador de tensão. . . . .	27
4.1	Diagrama em blocos simplificado para o projeto do compensador <i>lead-lag</i> , $L(s)$ . . . . .	31

---

4.2	Diagrama em blocos simplificado para o sistema em malha fechada considerando $r = 0$ . . . . .	33
5.1	Sistema proposto a ser dimensionado. . . . .	36
5.2	Estrutura dos controladores do regulador de tensão e potência. . . . .	38
5.3	Estrutura do sistema montado para o projeto da malha auxiliar. . . . .	40
5.4	Efeito da variação de potência no regulador de tensão no domínio da frequência para a escolha de $\omega_{osc}$ . . . . .	41
5.5	Bancada de experimentos para o sistema proposto. . . . .	42
6.1	Simulação do teste de variação de referência. . . . .	48
6.2	Simulação do teste de variação de referência: zoom em torno das variações. . . . .	49
6.3	Simulação do teste de variação de potência da CPL. . . . .	50
6.4	Simulação do teste de variação de potência da CPL: Zoom em torno da variação de potência. . . . .	51
6.5	Índices de desempenho para a simulação do teste de variação de potência. . . . .	52
6.6	Simulação do teste de entrada e saída de carga: Zoom em torno da variação de potência. . . . .	53
6.7	Índices de desempenho para a simulação do teste de entrada e saída de carga. . . . .	54
6.8	Simulação do teste de variação de tensão de entrada: Zoom em torno da variação de tensão. . . . .	55
6.9	Índices de desempenho para a simulação do teste de variação de tensão de entrada. . . . .	56
6.10	Experimento de variação de referência. . . . .	57
6.11	Experimento de variação de referência: zoom em torno das variações. . . . .	58
6.12	Experimento de variação de potência da CPL. . . . .	59
6.13	Experimento de variação de potência da CPL: Zoom em torno da variação de potência. . . . .	60
6.14	Índices de desempenho para o experimento de variação de potência. . . . .	61
6.15	Experimento de entrada e saída de carga: Zoom em torno da variação de potência. . . . .	62
6.16	Índices de desempenho para o experimento de entrada e saída de carga. . . . .	63

---

6.17	Experimento de variação de tensão de entrada: Zoom em torno da variação de tensão. . . . .	64
6.18	Índices de desempenho para o experimento de variação de tensão de entrada.	65
6.19	(a) Diagrama de bode para as estruturas propostas no trabalho. (b) <i>Zoom</i> para a identificação da frequência de cruzamento de corte $\omega_\phi$ e a frequência de oscilação $\omega_{osc}$ de projeto. (c) Diagrama de Nyquist para o sistema com e sem malha auxiliar. . . . .	66

# Lista de Tabelas

5.1	Parâmetros dimensionados para a realização do projeto. . . . .	38
5.2	Ganhos do controlador de realimentação de saída. . . . .	39
5.3	Ganhos do controlador de realimentação de estados . . . . .	40
5.4	Ganho dos compensadores <i>lead-lag</i> projetados. . . . .	41
5.5	Algoritmo básico para implementação da malha principal do regulador de tensão. . . . .	43
5.6	Algoritmo básico para implementação da malha auxiliar. . . . .	43
5.7	Algoritmo básico para implementação do regulador de potência. . . . .	44
6.1	Cálculo da margem de ganho para cada sistema proposto. . . . .	67

# Lista de Abreviaturas e Siglas

<b>CA</b>	corrente alternada
<b>CC</b>	corrente contínua
<b>LED</b>	<i>ligh-emitting diode</i>
<b>CPL</b>	<i>constant power load</i>
<b>MPS</b>	modelagem à pequenos sinais
<b>MGS</b>	modelagem à grandes sinais
<b>NDO</b>	<i>nonlinear disturbance observer</i>
<b>ESP</b>	estabilizador de sistemas de potência
<b>LMI</b>	<i>linear matrix inequality</i>
<b>SAEE</b>	sistema de armazenamento de energia elétrica
<b>MLG</b>	<i>minor loop gain</i>
<b>CM</b>	critério de Middlebrook
<b>CMGMF</b>	critério de margem de ganho e margem de fase
<b>MG</b>	margem de ganho
<b>MF</b>	margem de fase
<b>CAO</b>	critério do argumento oposto
<b>CCAFE</b>	critério do consórcio da análise de fontes de energia
<b>ISE</b>	<i>integral of the square error</i>
<b>ITSE</b>	<i>integral of the time-weighted square error</i>
<b>ITAE</b>	<i>integral of the time-weighted absolute error</i>
<b>ISSC</b>	<i>integral of the square singal control</i>

# Lista de Símbolos

$G_1$	Função de transferência da alimentação
$G_2$	Função de transferência da carga
$G$	Função de transferência global
$Z_{out}$	Impedância de saída da alimentação
$Z_{in}$	Impedância de entrada da carga
$P_{load}$	Potência total consumida pelas cargas
$I_{L_i}$	Estado de corrente no indutor
$V_{C_i}$	Estado de tensão no capacitor
$I_{load}$	Corrente total consumida pelas cargas
$P_{cpl}$	Potência consumida pela CPL
$R_i$	Resistência de carga
$L_i$	Indutância
$C_i$	Capacitância
$r_{L_i}$	Resistência de enrolamento do indutor
$x_o$	Ponto de operação da variável $x$
$\delta x$	Pequena variação da variável $x$ em torno de $x_o$
$\omega_{osc}$	Frequência de oscilação decorrente da perturbação
$\omega_n$	Frequência natural não amortecida
$\zeta_i$	Coefficiente de amortecimento
$ovs_i$	Máximo sobressinal de projeto
$T_{ss,i}$	Tempo de acomodação de projeto
$T_{s,i}$	Período de amostragem
$C_i(s)$	Controladores clássicos da malha interna de controle
$F(s)$	Filtro <i>whashout</i>

---

$L(s)$	Compensador <i>lead-lag</i> clássico
$L_\infty(s)$	Compensador <i>lead-lag</i> com $\mathcal{H}_\infty$ minimizado
$T_w(s)$	Função de transferência entre a entrada de perturbação de potência e a saída de tensão
$\gamma$	Norma $\mathcal{H}_\infty$ calculada

# Sumário

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>1</b>
1.1	Contextualização . . . . .	1
1.2	Motivação e justificativa . . . . .	3
1.3	Objetivos . . . . .	4
1.3.1	Objetivo geral . . . . .	4
1.3.2	Objetivos específicos . . . . .	4
1.4	Estrutura do trabalho . . . . .	5
<b>2</b>	<b>Conceitos técnicos e teóricos de microrredes CC</b>	<b>6</b>
2.1	Introdução . . . . .	6
2.2	Estabilidade de microrredes . . . . .	7
2.2.1	Critério de Middlebrook . . . . .	9
2.2.2	Critério de margem de ganho e margem de fase . . . . .	9
2.2.3	Critério do argumento oposto . . . . .	10
2.2.4	Critério de Lyapunov . . . . .	12
2.3	Modelagem matemática dos dispositivos da microrrede CC . . . . .	13
2.4	Efeito da conexão de cargas . . . . .	15
2.5	Análise de estabilidade do sistema . . . . .	17
2.6	Conclusão . . . . .	18
<b>3</b>	<b>Projeto de um estabilizador de sistemas de potência clássico</b>	<b>19</b>
3.1	Projeto clássico do ESP . . . . .	20
3.1.1	Projeto no domínio da frequência . . . . .	21
3.2	Projeto do ESP aplicado a estabilização de conversores CC . . . . .	22
3.2.1	Obtenção do modelo linearizado . . . . .	22

---

3.2.2	Determinação dos ganhos de $L(s)$ . . . . .	25
3.2.3	Projeto do filtro <i>wash-out</i> , $F(s)$ . . . . .	27
3.3	Conclusão . . . . .	28
<b>4</b>	<b>Desenvolvimento da malha auxiliar baseada na minimização da norma <math>\mathcal{H}_\infty</math></b>	<b>29</b>
4.1	Problema de otimização $\mathcal{H}_\infty$ . . . . .	29
4.2	Descrição do sistema no formato matricial . . . . .	31
4.3	Projeto do compensador $\mathcal{L}$ . . . . .	34
4.4	Conclusão . . . . .	35
<b>5</b>	<b>Procedimentos metodológicos</b>	<b>36</b>
5.1	Dimensionamento de conversores . . . . .	36
5.2	Projeto dos controladores . . . . .	38
5.2.1	Projeto do regulador de tensão . . . . .	38
5.2.2	Projeto do regulador de potência . . . . .	39
5.2.3	Projeto da malha auxiliar . . . . .	40
5.3	Ambiente de simulação . . . . .	41
5.4	Ambiente de experimentos . . . . .	42
5.5	Descrição dos testes . . . . .	44
5.5.1	Variação de referência de tensão . . . . .	44
5.5.2	Variação de potência em torno do ponto de operação . . . . .	44
5.5.3	Entrada e saída de carga . . . . .	44
5.5.4	Variação de alimentação de entrada . . . . .	45
5.5.5	Cálculo dos índices de desempenho . . . . .	45
5.5.6	Análise de estabilidade do sistema . . . . .	45
5.6	Conclusão . . . . .	46
<b>6</b>	<b>Análise de resultados</b>	<b>47</b>
6.1	Análise das simulações . . . . .	47
6.1.1	Variação de referência . . . . .	47
6.1.2	Variação de potência da CPL . . . . .	49
6.1.3	Entrada e saída de carga . . . . .	52
6.1.4	Variação de alimentação de entrada . . . . .	54

---

6.2	Análise dos experimentos . . . . .	56
6.2.1	Variação de referência . . . . .	57
6.2.2	Variação de potência da CPL . . . . .	58
6.2.3	Entrada e saída de carga . . . . .	61
6.2.4	Variação de alimentação de entrada . . . . .	63
6.3	Análise de estabilidade relativa . . . . .	65
6.4	Conclusão . . . . .	67
<b>7</b>	<b>Considerações finais</b>	<b>68</b>
7.1	Trabalhos produzidos . . . . .	70
7.1.1	Artigos aceitos . . . . .	70
	<b>Referências Bibliográficas</b>	<b>72</b>

# Capítulo 1

## Introdução

### 1.1 Contextualização

O sistema de distribuição de energia elétrica é predominantemente realizado em corrente alternada (CA) em decorrência do amplo uso de máquinas CA polifásicas e transformadores. No entanto, o avanço das pesquisas na área de eletrônica de potência em conjunto com o advento de fontes renováveis de energia, trouxe novamente à tona a possibilidade da distribuição de energia elétrica por meio da corrente contínua (CC) (Elsayed et al., 2015).

Pelo lado do consumidor o uso de cargas CC no cotidiano se tornou cada vez mais comum, como no carregamento de dispositivos eletrônicos ou na utilização de lâmpadas *light-emitting diode* (LED), tornando a tarefa de regulação de tensão e potência desses dispositivos simples em decorrência da utilização de conversores CC-CC (Emadi et al., 2006; Rahimi and Emadi, 2009; Elsayed et al., 2015).

A integração das fontes de energia renovável com as cargas CC caracterizam uma microrrede CC que pode operar de forma isolada (Rahimi and Emadi, 2009; Vafamand et al., 2019; Yousefizadeh et al., 2019) ou integrada a rede de distribuição padrão (Francés et al., 2018). Neste contexto, Singh et al. (2017) cita diversas vantagens e desafios na utilização de microrredes CC. Vale ressaltar que devido a integração de diversos dispositivos chaveados e a necessidade de regulação de potência, algumas cargas CC podem operar como cargas de potência constante (*constant power load* - CPL), produzindo oscilações indesejadas que podem tornar o sistema instável (Emadi et al., 2006; Kwasinski and Onwuchekwa, 2011; Mosskull, 2018; Singh et al., 2017).

De acordo com Emadi et al. (2006), Kwasinski and Onwuchekwa (2011) e Singh et al. (2017) o comportamento de uma CPL em um sistema de distribuição CC é caracterizado matematicamente como uma impedância negativa, o qual proporciona a redução do amortecimento do sistema, bem como da margem de ganho, possibilitando o sistema a evoluir rapidamente a uma condição de instabilidade ocasionando o colapso do mesmo. Para solucionar tal problema, diversas pesquisas na área de controle e estabilidade de conversores foram amplamente discutidas e investigadas nos últimos anos.

Em (Riccobono and Santi, 2014; Dragičević et al., 2016a,b; Khodamoradi et al., 2019) é realizado uma revisão sobre técnicas de controle e avaliação de estabilidade de sistemas de distribuição CC, levando em consideração apenas a modelagem à pequenos sinais (MPS) do sistema em questão. Por outro lado, Rashidirad et al. (2018), San et al. (2020) direcionam seus estudos para a modelagem à grande sinais (MGS) verificando ferramentas que garantam a estabilidade para uma máxima região de atração (RDA).

Entre as técnicas utilizadas para garantir a estabilidade pode-se destacar o projeto de filtros passivos propostos por Mosskull (2018) ,Mosskull et al. (2019), Anderson et al. (2019) e Monshizadeh et al. (2019) o qual visam realizar o dimensionamento de elementos passivos para adicionar entre a fonte primária e o regulador de tensão, ou entre a carga regulada e o barramento principal com o objetivo de aumentar o amortecimento do sistema, contudo esse tipo de metodologia, dependendo do dimensionamento dos elementos passivos, pode se tornar caro. Outra metodologia comum para garantir a estabilidade do sistema é a utilização de técnicas de amortecimento ativo que consiste na emulação do comportamento dinâmico de elementos passivos como indutor (Liu et al., 2018; Zhang and Wei Li, 2017), capacitor (Yang et al., 2021) e resistor (Lin et al., 2019; Potty et al., 2020) os quais são adicionados em uma malha de controle auxiliar.

Além disso, diversos estudos abordam o uso de técnicas de controle robusto que visam garantir a estabilidade e desempenho robusto do sistema, mesmo quando este é submetido a distúrbios e variações de cargas. Estes controladores podem fazer uso de estruturas de controle do tipo realimentação de saída, bem como a estrutura de realimentação de estados. Os trabalhos (Olalla et al., 2011; Xu et al., 2020; Lucas et al., 2021) baseiam-se em estratégias de controle robusto para garantir desempenho mesmo mediante a variações paramétricas do sistema. Por outro lado, em (Yousefizadeh et al., 2019; Wu and Lu, 2019; Saberi et al., 2019; Vafamand et al., 2019; Vafamand et al., 2019; Amiri et al., 2020)

são propostas técnicas de controle adaptativo baseado no projeto de um observador não linear de distúrbio (*nonlinear disturbance observer* - NDO). Em (Bianchi et al., 2019; Wang et al., 2019) são utilizadas estratégias de controle descentralizado, afim de garantir a estabilidade global de microrredes.

Outras técnicas de controle são baseadas no projeto de uma lei de controle não linear, como em Martínez-Treviño et al. (2021) que realiza a correção da lei de controle utilizando um ganho proporcional sob o erro de corrente, além de um estimador de potência não linear baseado na medição de tensão. Em (Hossain et al., 2017; Mi et al., 2019; Wu and Lu, 2019) são investigadas diversas variações e adaptações da clássica metodologia de controle *sliding mode*, o qual tem por objetivo garantir a estabilidade global de uma determinada microrrede.

## 1.2 Motivação e justificativa

Nos trabalhos de Singh et al. (2017) e Mosskull (2018) é caracterizado o comportamento de uma CPL, bem como é realizado a modelagem matemática de uma microrrede CC, o qual conversores CC-CC são conectados e possuem a potência regulada, de modo a apresentar um comportamento de uma CPL para o barramento de alimentação do sistema que possui tensão regulada. Além disso, em Lucas et al. (2021) são apresentados os efeitos da conexão desta carga, quando conectada a um barramento CC de tensão regulada.

Em (Potty et al., 2020) é apresentado o projeto de um resistor inteligente que opera no lado da carga realizando uma compensação de corrente proporcional ao comportamento não linear da CPL, objetivando reduzir os efeitos oscilatórios ocasionados pela conexão da CPL. Por outro lado, Liu et al. (2018) propõem o projeto de uma malha de controle interna baseada na construção de uma indutância virtual para amortecer os modos de oscilação decorrentes da conexão da CPL no sistema, enquanto que em Yang et al. (2021) é proposto a realização de uma malha de controle auxiliar para a emulação de inércias virtuais.

Nesse contexto, considerando todo o estado da arte previamente levantado e apresentado, este trabalho visa contribuir com o desenvolvimento de um projeto de controle para uma malha auxiliar para a mitigação de oscilações decorrentes da conexão de CPL em uma microrrede CC. Esta malha auxiliar por sua vez, é baseada no projeto de um estabilizador

de sistemas de potência (ESP) com o objetivo amortecer oscilações de baixa frequência, conforme apresentado em (Sauer and Pai, 1998). Além disso, o problema é formulado através do uso de inequações matriciais lineares (*linear matrix inequalities* - LMIs) que é baseado na minimização da norma  $\mathcal{H}_\infty$  garantindo assim a estabilidade robusta ao sistema mesmo na ocorrência de oscilações decorrentes do comportamento da CPL. Vale ressaltar, que tal malha auxiliar não considera qualquer modificação na estrutura da microrrede ou do controlador já implementado no sistema, podendo ser uma solução menos invasiva, mais flexível e que proporcione o melhor desempenho para a operação do sistema de microrredes CC, no que diz respeito ao problema de conexão e operação de cargas do tipo CPL em microrredes CC.

## 1.3 Objetivos

### 1.3.1 Objetivo geral

Projetar uma malha de controle suplementar baseado na estrutura de um estabilizador de sistema de potência (ESP) visando mitigar oscilações decorrentes dessa conexão e garantir estabilidade e desempenho ao sistema minimizando os distúrbios ocasionados pela variação de potência desta carga.

### 1.3.2 Objetivos específicos

- Obtenção do modelo matemático adequado que descreva o comportamento dinâmico de um sistema que contenha dois conversores buck em cascata, de modo que o conversor de carga opere como CPL;
- Descrever matematicamente o problema do projeto da malha de controle suplementar;
- Projetar a malha auxiliar baseado no projeto clássico de um ESP, aplicado originalmente em máquinas síncronas;
- Projetar a malha auxiliar para obter uma performance  $\mathcal{H}_\infty$  garantida;
- Avaliar o desempenho e a estabilidade de cada sistema proposto.

## 1.4 Estrutura do trabalho

Os demais capítulos deste trabalho estão dispostos na seguinte estrutura:

- Capítulo 2: Uma breve descrição matemática do problema é desenvolvida, apresentando uma revisão sobre estabilidade de microrredes e a modelagem do sistema proposto.
- Capítulo 3: É apresentado o projeto clássico de um ESP baseado na metodologia abordada em Sauer and Pai (1998) e adaptada para conversores CC;
- Capítulo 4: Neste capítulo é apresentado os procedimentos realizados para reescrever o projeto da malha auxiliar utilizando LMIs para a minimização da norma  $\mathcal{H}_\infty$ .
- Capítulo 5: Descrição dos procedimentos metodológicos realizados durante o projeto das malhas de controle auxiliares;
- Capítulo 6: É apresentado e discutido os resultados obtidos;
- Capítulo 7: Apresenta-se uma breve discussão e conclusões desenvolvidas com base na análise dos resultados finais apresentados.

# Capítulo 2

## Conceitos técnicos e teóricos de microrredes CC

### 2.1 Introdução

A integração de diversas fontes de geração de energia elétrica e cargas a um mesmo barramento CC regulado é uma forma de caracterizar uma microrrede CC, como mostrada na Figura 2.1 (Dragičvić et al., 2016a; Elsayed et al., 2015).

Baseado nisso, a energia de entrada pode ser proveniente de fontes alternativas de energia elétrica, ou da rede elétrica tradicional que através do uso de conversores de potência permitem a integração à um barramento de tensão regulado. A carga conectada ao barramento pode operar em um nível de tensão distinto, sendo necessário passar por outra etapa de conversão, tanto para cargas CC quanto para cargas CA. Além disso, o sistema construído pode operar de forma isolada da rede elétrica, sendo necessário o uso de um sistema de armazenamento de energia elétrica (SAEE) composto por baterias que podem operar tanto como fonte, quanto como carga aumentando a complexidade da regulação do sistema (Zhang and Wei Li, 2017; Francés et al., 2018; Potty et al., 2020).

Neste contexto, a inserção de conversores chaveados em condições distintas para garantir a regulação de fontes e cargas podem reduzir a estabilidade, sendo necessário a construção de critérios que avaliem a estabilidade global da microrrede (Riccobono and Santi, 2014; Dragičvić et al., 2016a; Singh et al., 2017).

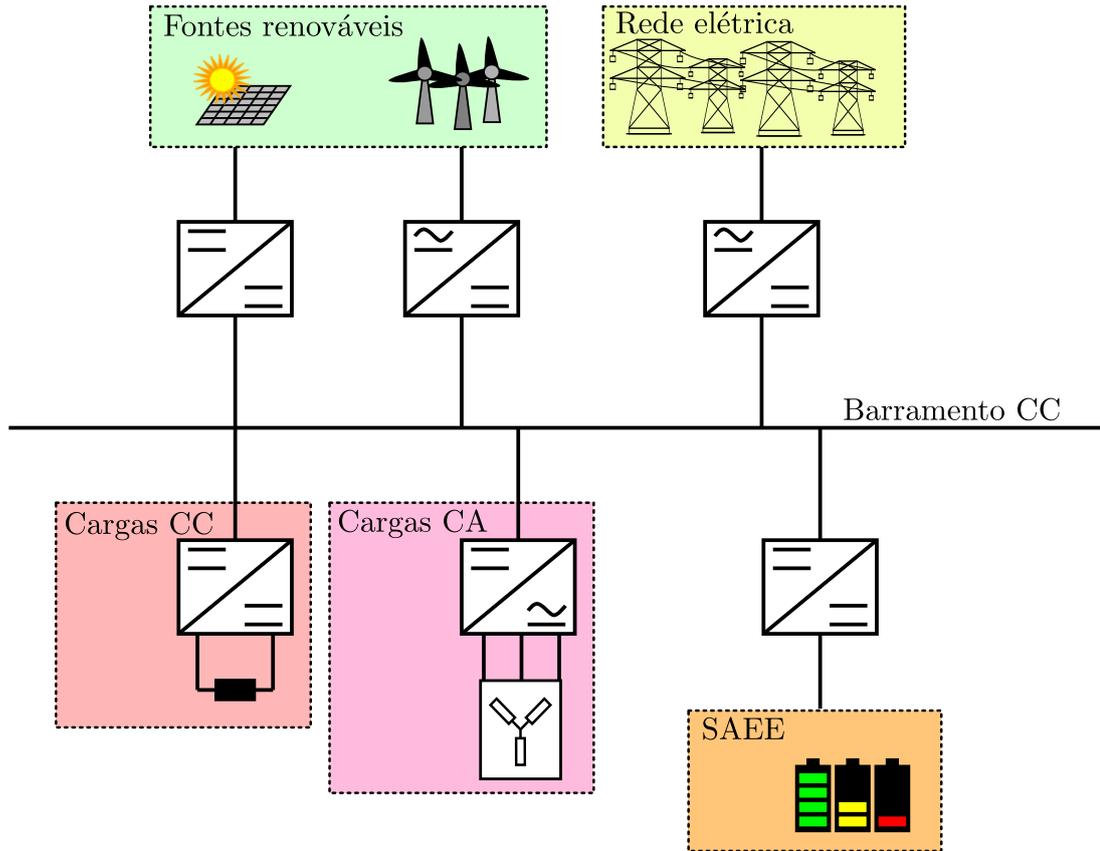


Figura 2.1: Estrutura genérica de uma microrrede CC conectada a rede elétrica.

## 2.2 Estabilidade de microrredes

A estabilidade de uma microrrede pode ser avaliada para pequenas variações em torno do seu ponto de operação. A Figura 2.2 representa um diagrama básico desta situação, em que a tensão de entrada  $V_{in1}$  é proveniente de uma etapa anterior de conversão e adiciona-se um filtro  $LC$  de forma a garantir a correta operação das cargas CC que consomem uma potência total  $P_{load}$ .

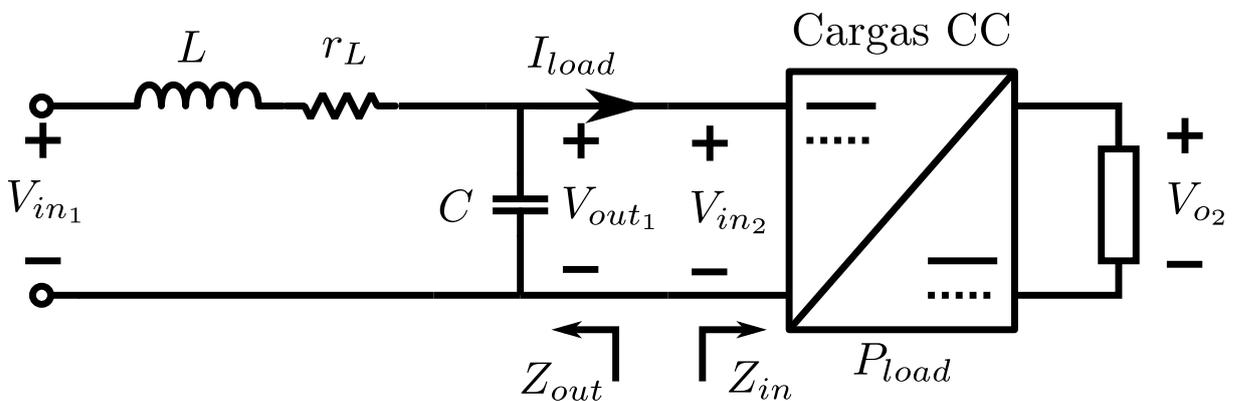


Figura 2.2: Adição do filtro  $LC$  para garantir estabilidade do sistema.

Neste sentido, dada as funções de transferência  $G_1 = \frac{V_{out1}}{V_{in1}}$  e  $G_2 = \frac{V_{o2}}{V_{in2}}$  do sistema de alimentação e da carga respectivamente, a função de transferência global é dada pela equação (2.1).

$$G = \frac{Z_{in}}{Z_{in} + Z_{out}} G_1 G_2 \quad (2.1)$$

Se  $G_1$  e  $G_2$  são funções de transferências estáveis, a estabilidade global do sistema depende da impedância de saída  $Z_{out}$  o qual é relativa a fonte e da impedância de entrada  $Z_{in}$  o qual é relativa a carga. Reescrevendo (2.1) tem-se:

$$G = \frac{1}{1 + \frac{Z_{out}}{Z_{in}}} G_1 G_2 = \frac{G_1 G_2}{1 + T_{MLG}} \quad (2.2)$$

em que  $T_{MLG}$  é denominado de *minor loop gain* (MLG) permitindo observar a estabilidade relativa do sistema através do critério de Nyquist (Riccobono and Santi, 2014; Dragičević et al., 2016a; Singh et al., 2017).

Neste sentido, considerando que a carga CC tenha impedância de entrada com módulo  $\|Z_{in}(j\omega)\|$  e fase  $\theta_{Z_{in}}(j\omega)$ . Além disso, baseado na Figura 2.2 a função de transferência da impedância de saída é dada pela equação (2.3).

$$Z_{out}(s) = \frac{\frac{1}{C}(s + \frac{r_L}{L})}{s^2 + \frac{r_L}{L}s + \frac{1}{LC}} \quad (2.3)$$

Deste modo, pode-se calcular o módulo  $\|Z_{out}(j\omega)\|$  e a fase  $\theta_{Z_{out}}(j\omega)$  da impedância, conforme apresentado na equação (2.4).

$$\begin{cases} \|Z_{out}(j\omega)\| = \frac{1}{C} \frac{\left\| \frac{r_L}{L} + j\omega \right\|}{\left\| \frac{1}{LC} - \omega^2 + j\frac{r_L}{L}\omega \right\|} \\ \theta_{Z_{out}} = \angle \left( \frac{r_L}{L} + j\omega \right) - \angle \left( \frac{1}{LC} - \omega^2 + j\frac{r_L}{L}\omega \right) \end{cases} \quad (2.4)$$

Dessa forma, as seções que se seguem realizam uma breve revisão sobre alguns dos principais critérios utilizados para a análise de estabilidade, que além de permitir a análise permite também o projeto de um filtro de entrada baseado no conhecimento prévio da carga.

### 2.2.1 Critério de Middlebrook

Segundo Riccobono and Santi (2014) e Dragičvić et al. (2016a) pode-se constituir regiões que garantem a estabilidade do sistema, estas regiões por sua vez são derivadas da análise do critério de Nyquist, deste modo pode-se estabelecer o critério de Middlebrook (CM) que garante a estabilidade caso a curva  $T_{MLG}(j\omega)$  esteja interna a uma circunferência de círculo unitário, resultando na condição estabelecida por meio da inequação (2.5), conforme apresentado na Figura 2.3.

$$\|Z_{out}\| < \|Z_{in}\| \quad (2.5)$$

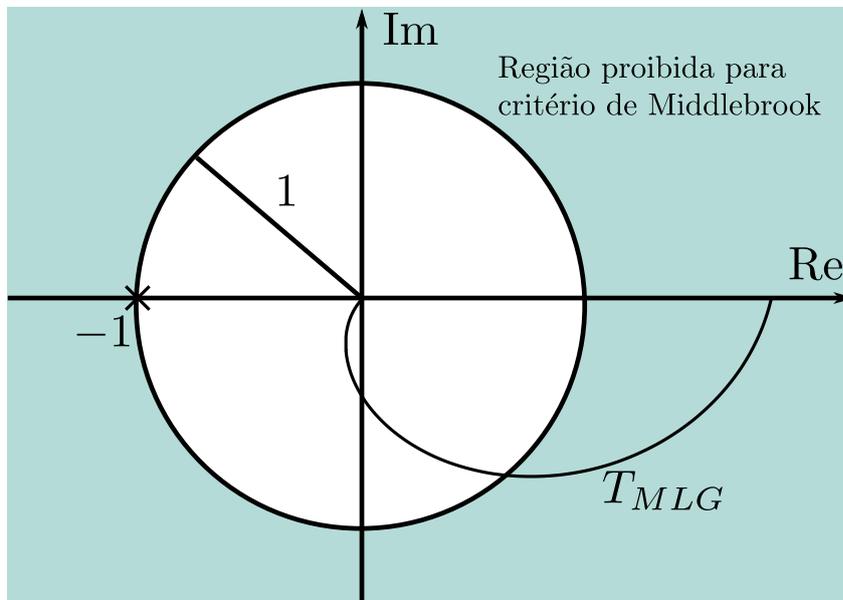


Figura 2.3: Região proibida delimitada pela utilização do CM.

Este critério permite o projeto do filtro  $LC$  de forma simples, conforme apresentado na Figura 2.3 que delimita no plano complexo uma região conservadora se comparada com os outros critérios de estabilidade de microrrede.

### 2.2.2 Critério de margem de ganho e margem de fase

Com o objetivo de determinar uma região de estabilidade menos conservadora, o critério de margem de ganho e margem de fase (CMGMF) estabelece uma região baseada em uma margem de ganho (MG) e margem de fase (MF) previamente definidas pelo projetista. Nesse sentido, se  $k = \frac{1}{MG}$  e  $\theta = 180^\circ - MF$ , então o critério de MGMF es-

tabelece a região delimitada pelas inequações apresentadas em (2.6), deste modo a região delimitada pode ser apresentada conforme mostra a Figura 2.4.

$$\begin{cases} \left| \|Z_{out}\|_{dB} - \|Z_{in}\|_{dB} \right| \leq k_{dB} \\ \left| \theta_{Z_{out}} - \theta_{Z_{in}} \right| \leq \theta \end{cases} \quad (2.6)$$

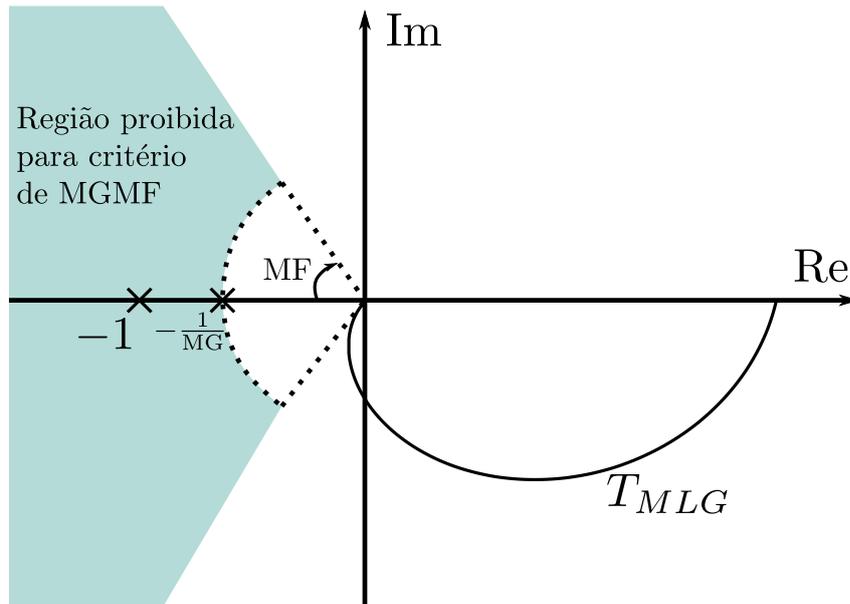


Figura 2.4: Região proibida delimitada pela utilização do CMGMF.

Novamente, a impedância  $Z_{in}$  pode ser projetada baseada no conhecimento da carga  $Z_{out}$ . Por definição de critério de projeto, comumente utiliza-se uma MG desejável de 2 (6 dB) e uma MF desejável de pelo menos  $60^\circ$  (Riccobono and Santi, 2014).

### 2.2.3 Critério do argumento oposto

O critério do argumento oposto (CAO) é utilizado para delimitar uma região de estabilidade baseada na conexão de múltiplas cargas ao barramento com tensão regulada, conforme apresentado na Figura 2.5.

Para esse caso, a potência total  $P_{load}$  consumida pelas cargas é dada por (2.7), onde  $n$  representa a quantidade de cargas conectadas ao barramento.

$$P_{load} = P_1 + P_2 + \dots + P_n = \sum_{i=1}^n P_i \quad (2.7)$$

Logo, pode-se calcular a admitância equivalente por meio da relação (2.8).

$$\frac{1}{Z_{in}} = \frac{1}{Z_{in,1}} + \frac{1}{Z_{in,2}} + \dots + \frac{1}{Z_{in,n}} \quad (2.8)$$

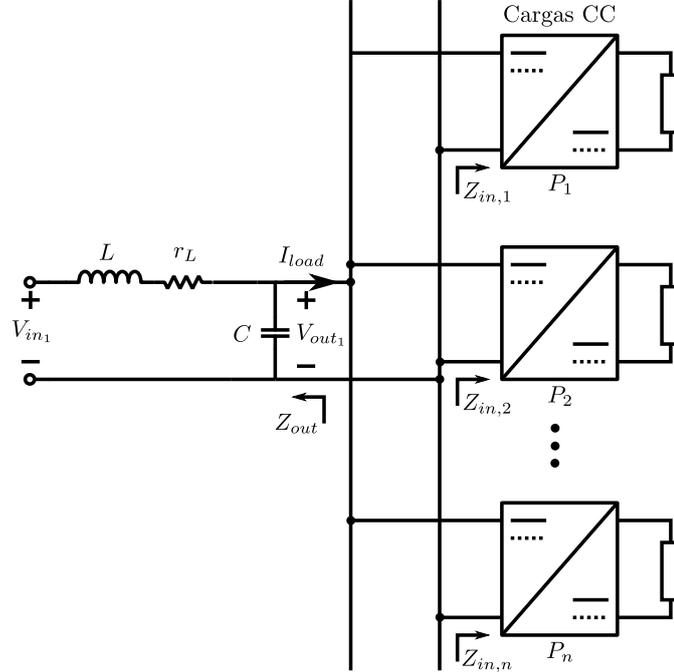


Figura 2.5: Filtro LC conectado a múltiplas cargas CC.

Neste caso, a estabilidade global do sistema é garantida caso a inequação (2.9) seja obedecida, delimitando a região proibida conforme mostrada na Figura 2.6.

$$\operatorname{Re} \left( \frac{Z_{out}}{Z_{in}} \right) \geq -\frac{1}{MG} \quad (2.9)$$

Além disso, o critério CAO permite avaliar a estabilidade relativa entre a fonte e uma determinada carga  $k = 1, 2, \dots, n$  do sistema através de (2.10).

$$\operatorname{Re} \left( \frac{Z_{out}}{Z_{in,k}} \right) \geq -\frac{P_k}{P_{load}} \frac{1}{MG} \quad (2.10)$$

Este critério delimita uma região mais conservadora que o CMGMF, contudo a possibilidade de permitir o projeto do filtro de entrada conectada a múltiplas cargas é um diferencial em relação aos critérios anteriores.

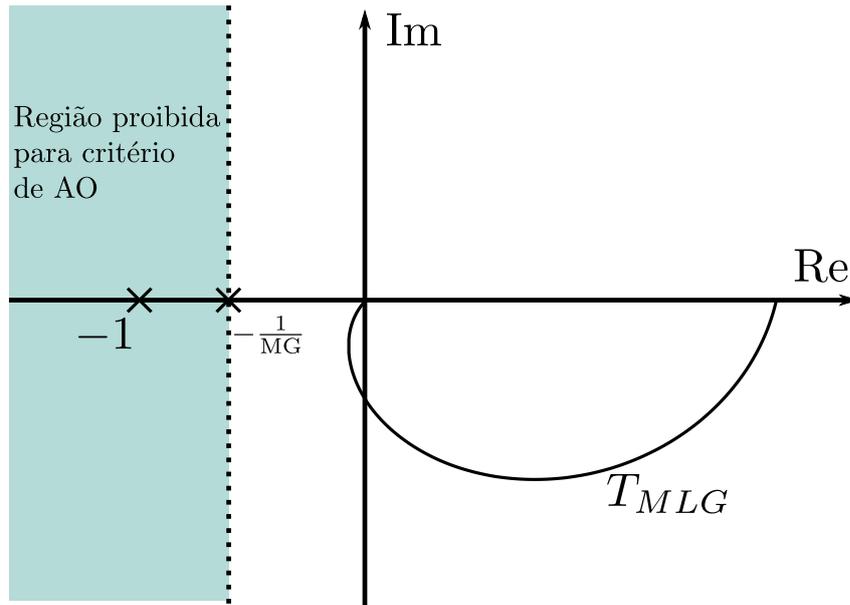


Figura 2.6: Região proibida delimitada pela utilização do CAO.

## 2.2.4 Critério de Lyapunov

O critério de Lyapunov é uma ferramenta poderosa pois permite a avaliação de uma estabilidade interna local e global de qualquer sistema dinâmico linear e/ou não linear. Dado um sistema autônomo da forma  $\dot{x} = f(x)$ , o ponto  $x = 0$  é dito globalmente assintoticamente estável na existência de uma função candidata de energia  $V(x)$  que obedeça as condições de (2.11) (Khalil, 2002).

$$V(0) = 0 \quad (2.11)$$

$$V(x) > 0, \forall x \neq 0$$

$$\dot{V}(x) < 0, \forall x \neq 0$$

As condições de (2.11) indicam que o sistema na ausência de uma excitação com condições iniciais  $x_0$  é dito estável se a energia acumulada dissipar em direção a origem.

Considere o sistema da Figura 2.2 que é modelado pelas equação (2.12) e (2.13) com  $I_L$  e  $V_C$  sendo a corrente no indutor e a tensão no capacitor respectivamente e  $V_{in,1}$  a fonte de entrada alimentando uma carga de corrente  $I_{load}$ .

$$\dot{I}_L = -\frac{r_L}{L}I_L - \frac{1}{L}V_C + \frac{1}{L}V_{in,1} \quad (2.12)$$

$$\dot{V}_C = \frac{1}{C}I_L - \frac{1}{C}I_{load} \quad (2.13)$$

Se  $V_{in,1} = 0$  e condições iniciais  $(I_L, V_C) = (I_{L,0}, V_{C,0})$ , então determina-se uma função  $V(I_L, V_C)$ , tal que:

$$V(I_L, V_C) = \frac{L}{2}I_L^2 + \frac{C}{2}V_C^2 \quad (2.14)$$

onde,

$$\dot{V}(I_L, V_C) = -r_L I_L^2 - V_C I_{load} \quad (2.15)$$

Estas relações por sua vez obedecem a (2.11) caso  $I_{load} > 0$ , garantindo a estabilidade interna do sistema.

## 2.3 Modelagem matemática dos dispositivos da microrrede CC

O sistema proposto nesse trabalho, conforme apresenta a Figura 2.7, utiliza um conversor de potência *buck* para a regulação de uma fonte de entrada  $V_{in,1}$ . Conectada ao barramento regulado com tensão  $V_{o,1}$  tem-se uma carga resistiva  $R_1$  e um segundo conversor de potência *buck* em cascata, no qual em condições específicas poderá operar como CPL. Nesse sentido, o objetivo desta seção é mostrar a modelagem matemática de cada etapa do sistema em questão.

A modelagem dinâmica desses conversores é baseado no modelo de espaço de estado médio que pondera cada etapa de chaveamento do sistema, através dos ciclos de trabalho  $d_1$  e  $d_2$  do conversor de tensão regulada e do conversor operando como CPL, respectivamente (Erickson and Maksimović, 2004).

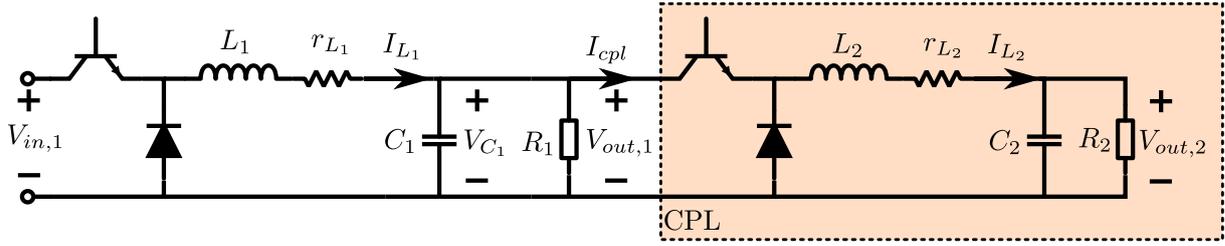


Figura 2.7: Esquemático do sistema de microrrede com a expansão da CPL com comportamento emulado pelo conversor *buck* em cascata.

Nesse sentido, as equações (2.16)-(2.18) descrevem o comportamento dinâmico do conversor *buck* utilizado para regular o nível de tensão do barramento de alimentação.

$$\dot{I}_{L_1} = -\frac{r_{L_1}}{L_1}I_{L_1} - \frac{1}{L_1}V_{C_1} + \frac{1}{L_1}d_1V_{in,1} \quad (2.16)$$

$$\dot{V}_{C_1} = \frac{1}{C_1}I_{L_1} - \frac{1}{R_1C_1}V_{C_1} - \frac{1}{C_1}I_{cpl} \quad (2.17)$$

$$V_{out,1} = V_{C_1} \quad (2.18)$$

Este conversor é alimentado por uma tensão de entrada  $V_{in,1}$ . Os parâmetros  $L_1$  e  $C_1$  representam, respectivamente, a indutância e a capacitância do conversor de potência utilizado para regular a tensão do barramento. Além disso,  $r_{L_1}$  representa a resistência do enrolamento do indutor. A carga resistiva  $R_1$  é alimentada com uma tensão de saída  $V_{C_1}$ .

Da mesma forma, pode-se modelar o conversor que opera como regulador de potência, emulando um comportamento de CPL em determinadas condições, através das equações (2.19)-(2.21).

$$\dot{I}_{L_2} = -\frac{r_{L_2}}{L_2}I_{L_2} - \frac{1}{L_2}V_{C_2} + \frac{1}{L_2}d_2V_{out,1} \quad (2.19)$$

$$\dot{V}_{C_2} = \frac{1}{C_2}I_{L_2} - \frac{1}{R_2C_2}V_{C_2} \quad (2.20)$$

$$P_{cpl} = \frac{V_{C_2}^2}{R_2} \quad (2.21)$$

Nesse sentido a próxima seção descreve o efeito da conexão das cargas  $R_1$  e  $P_{cpl}$  ao barramento de tensão regulado.

## 2.4 Efeito da conexão de cargas

Nas seções anteriores são apresentadas ferramentas para avaliar a estabilidade de microrredes e a modelagem do sistema proposto. Nessa seção é avaliada o efeito da conexão da carga na estabilidade do sistema. Com isso, considere o conversor *buck* conectado a uma carga resistiva  $R_1$  e a CPL de corrente  $I_{cpl} = \frac{P_{cpl}}{V_{C_1}}$ , como mostrado na Figura 2.8. Com isso, a corrente total é dada por meio da equação (2.22) (Lucas et al., 2021).

$$I_{load} = \frac{V_{C_1}}{R_1} + \frac{P_{cpl}}{V_{C_1}} \quad (2.22)$$

O gráfico da Figura 2.9 mostra o comportamento da equação (2.22) composto por uma parcela puramente resistiva e outra com o efeito da CPL. Observa-se que para a carga com comportamento resistivo uma variação positiva de corrente  $\Delta I_{load} > 0$  resulta em uma variação positiva de tensão  $\Delta V_{C_1} > 0$ , característica de um elemento ôhmico.

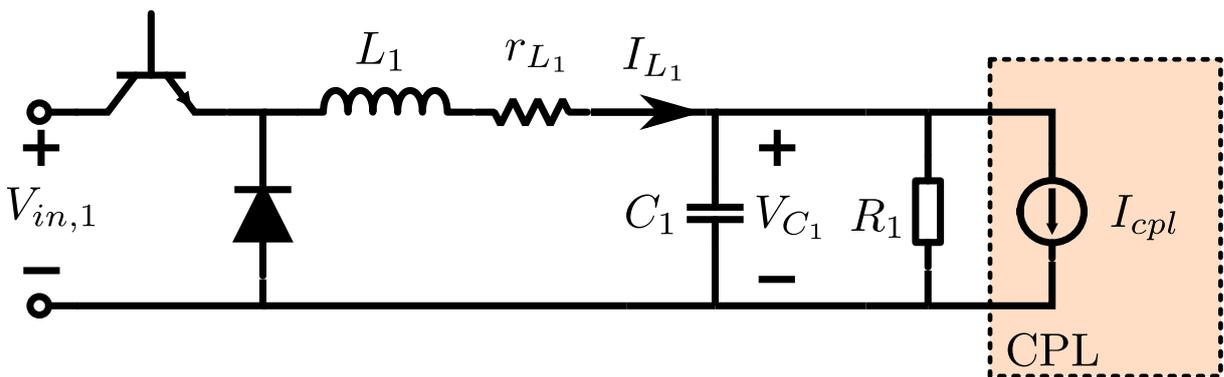


Figura 2.8: Diagrama elétrico do conversor *buck* conectado a uma CPL.

Por outro lado, após o ponto crítico uma variação positiva de corrente  $\Delta I_{load} > 0$  resulta em uma variação negativa de tensão  $\Delta V_{C_1} < 0$ , caracterizando o comportamento de uma impedância negativa, conforme é discutido em trabalhos como (Kwasinski and Onwuchekwa, 2011; Dragičević et al., 2016b; Singh et al., 2017; Mosskull, 2018).

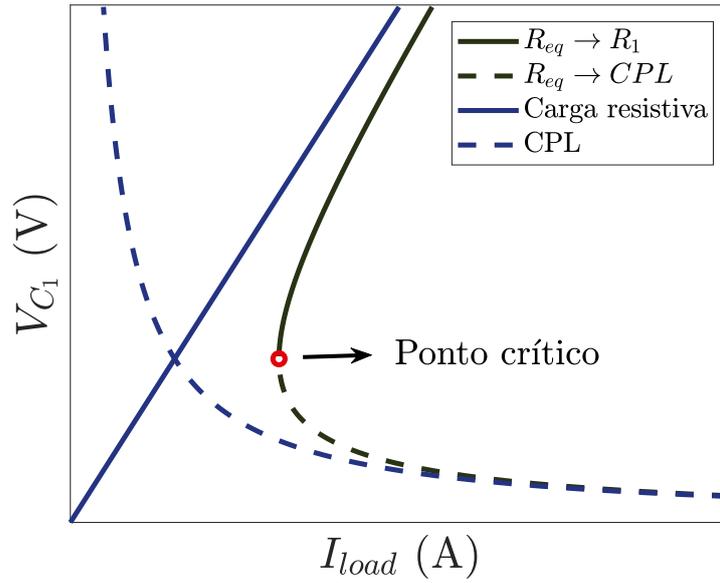


Figura 2.9: Plano de fase do comportamento da carga conectado ao barramento do regulador de tensão.

O ponto crítico representa o ponto onde a carga muda de comportamento, de uma carga majoritariamente resistiva para uma CPL. O valor de tensão para este caso é calculado através de  $\frac{\partial I_{load}}{\partial V_{C1}} = 0$  resultando em (2.23).

$$V_{C1,crit} = \sqrt{P_{cpl}R_1} \quad (2.23)$$

Para compreender os efeitos dessa carga no sistema, considere as equações (2.12)-(2.14) que descrevem o comportamento dinâmico do regulador de tensão, em que  $I_{cpl} = \frac{P_{cpl}}{V_{C1}}$ . Além disso, considerando um ponto de operação  $(d_{1,o}, P_o, I_{L1,o}, V_{C1,o})$  tem-se o modelo linearizado em espaço de estados conforme mostrado na equação (2.24).

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_{L1}}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{C_1} \left( \frac{1}{R_1} - \frac{P_o}{V_{C1,o}^2} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{in,1}}{L_1} \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{V_{C1,o}} \end{bmatrix} w \quad (2.24)$$

onde,

$$\begin{aligned} x_1 &= I_{L1} - I_{L1,o}, & x_2 &= V_{C1} - V_{C1,o}, \\ u &= d_1 - d_{1,o}, & w &= P_{cpl} - P_o \end{aligned}, \quad (2.25)$$

representam a variação em torno do ponto de operação utilizado. Logo, calculando o

polinômio característico do sistema tem-se a seguinte relação:

$$\Delta(s) = s^2 + \left( \frac{r_{L_1}}{L_1} + \frac{1}{R_1 C_1} - \frac{P_o}{C_1 V_{C_1,o}^2} \right) s + \frac{1}{L_1 C_1} \left( 1 + \frac{r_{L_1}}{R_1} - \frac{r_{L_1} P_o}{V_{C_1,o}^2} \right) \quad (2.26)$$

onde, observa-se que a potência da CPL no ponto de operação modifica principalmente a característica de amortecimento do sistema, podendo levá-lo para uma região de instabilidade.

## 2.5 Análise de estabilidade do sistema

Para finalizar a descrição do problema abordado neste trabalho, esta seção descreve a avaliação da estabilidade local do ponto de operação escolhido para o sistema. Este ponto é calculado, através das relação (2.12) e (2.13), fazendo  $\dot{I}_{L_1} = 0$  e  $\dot{V}_{C_1} = 0$ .

$$V_{C_1,o1,2} = \frac{R_1 V_{in,1} d_{1,o} \pm \sqrt{(R_1 V_{in,1} d_{1,o})^2 - 4P_o(R_1 r_{L_1}^2 + R_1^2 r_{L_1})}}{2(R_1 + r_{L_1})} \quad (2.27)$$

$$I_{L_1,o1,2} = \frac{V_{C_1,o1,2}}{R_1} + \frac{P_{cpl}}{V_{C_1,o1,2}} \quad (2.28)$$

Em que observa-se que  $V_{C_1,o1} \geq V_{C_1,o2}$  e  $I_{L_1,o1} \leq I_{L_1,o2}$ . Substituindo os pontos de operação calculados em (2.26), verifica-se por meio do cálculo dos autovalores que o conjunto  $(I_{L_1,o1}, V_{C_1,o1})$  representa um ponto de operação estável. Por outro lado,  $(I_{L_1,o2}, V_{C_1,o2})$  representa um ponto de operação instável. Além disso, pode-se determinar o ponto crítico em que  $(I_{L_1,o1}, V_{C_1,o1})$  coincide com  $(I_{L_1,o2}, V_{C_1,o2})$ , delimitando um ponto de máxima potência consumida pela CPL, como mostrado na equação (2.29), ou ainda, o mínimo esforço de controle necessário para garantir a regulação da carga, como mostrado em (2.30).

$$P_{o,max} = \frac{R_1 V_{in,1}^2 d_{1,o}^2}{4(r_{L_1}^2 + R_1 r_{L_1})} \quad (2.29)$$

$$d_{1,min} = \frac{2}{V_{in,1}} \sqrt{P_o r_{L_1} \left( \frac{r_{L_1}}{R_1} + 1 \right)} \quad (2.30)$$

Como anteriormente apresentado,  $(I_{L_1,o1}, V_{C_1,o1})$  indica um ponto de equilíbrio estável. Por outro lado,  $(I_{L_1,o2}, V_{C_1,o2})$  representa um ponto de equilíbrio instável.

## 2.6 Conclusão

Este capítulo teve por objetivo descrever o problema abordado neste trabalho, por meio da revisão de conceitos fundamentais para análise de estabilidade de microrredes. Em seguida apresentou brevemente a modelagem matemática do problema em questão, focando na apresentação dos efeitos da variação dinâmica das cargas conectadas ao barramento regulado de uma microrrede específica adotada para o desenvolvimento deste estudo.

# Capítulo 3

## Projeto de um estabilizador de sistemas de potência clássico

Esse capítulo aborda o projeto de um estabilizador de sistemas de potência (ESP) utilizado para o aumento do amortecimento de modos de oscilação de sistemas elétricos de potência (SEP), estas oscilações por sua vez podem ser decorrentes de oscilações eletromecânicas, devido a inserção ou retirada de cargas no SEP (Sauer and Pai, 1998). Nesse sentido o projeto do ESP é baseado em um modelo de máquina-barras infinita, utilizando o modelo linearizado, como mostrado nas equações (3.1) e (3.2).

$$\delta\dot{x} = \mathbf{A}\delta x + \mathbf{B}\delta y + \mathbf{E}\delta u \quad (3.1)$$

$$0 = \mathbf{C}\delta x + \mathbf{D}\delta y \quad (3.2)$$

onde,  $\delta x$  representam o desvio das variáveis de estado,  $\delta y$  representa desvio do sinal de saída, e por fim,  $\delta u$  representa o desvio do sinal de controle do sistema linearizado ao em torno de um determinado ponto de operação  $(x_o, y_o, u_o)$ . Sendo a matriz  $D$  invertível, então a saída pode ser descrita por  $\delta y = -D^{-1}C\delta x$  que resulta no sistema descrito nas equações (3.3) e (3.4).

$$\delta\dot{x} = (\mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{D}^{-1}\mathbf{C})\delta x + \mathbf{E}\delta u \quad (3.3)$$

$$\delta y = -\mathbf{C}\mathbf{D}^{-1}\delta x \quad (3.4)$$

De posse das equações linearizadas do sistema, o projeto clássico do ESP segundo Sauer and Pai (1998) é direcionado para estabilizar os sinais de velocidade, frequência e potência provenientes da modelagem eletromecânica de uma máquina síncrona conectada a um barramento infinito, levando em consideração as dinâmicas elétricas e mecânicas do sistema, gerando por fim um sinal de componente de torque amortecedor  $\delta T_{ESP}$ .

### 3.1 Projeto clássico do ESP

A Figura 3.1 mostra o diagrama em blocos básico de um modelo de máquina-barras infinita linearizada, utilizado para o projeto de uma função de transferência ESP(s) do ESP, determinando uma relação entre o sinal de torque equivalente  $\delta T_e$  e a contribuição de torque  $\delta T_{ESP}$  considerando o torque de carga  $\delta T_M$  nulo para critério de projeto.

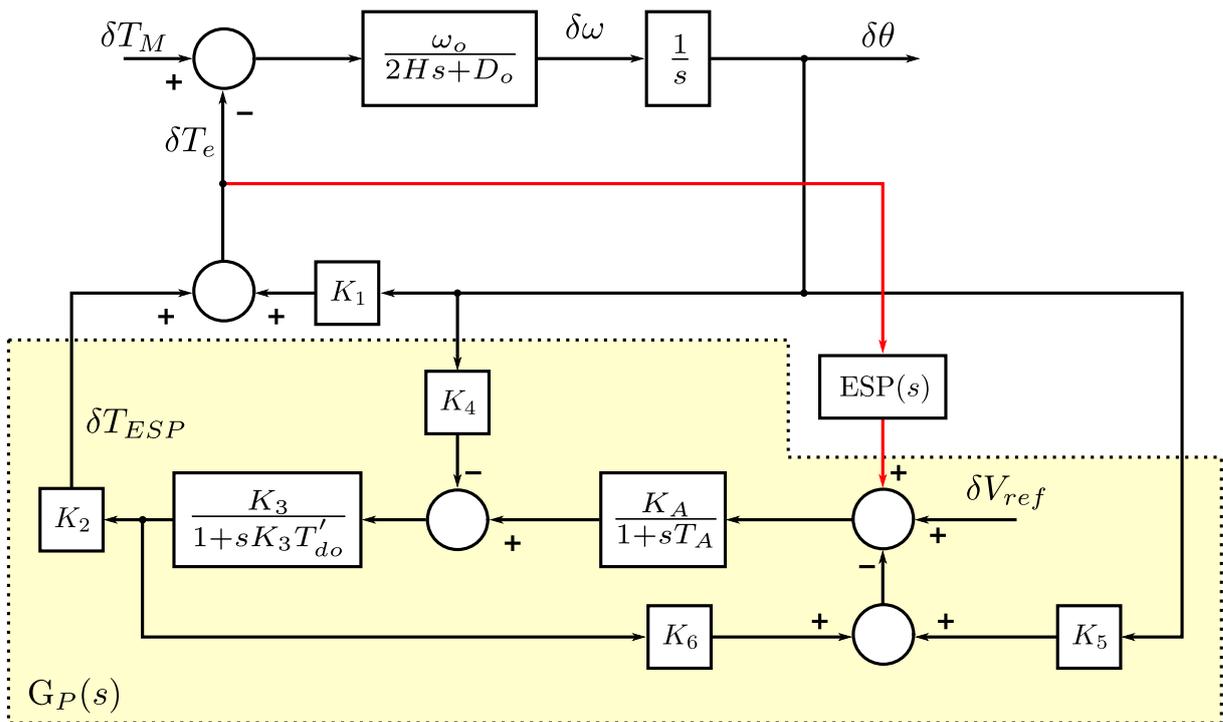


Figura 3.1: Diagrama em blocos do modelo de máquina-barras infinita linearizada com ESP. Adaptado de (Sauer and Pai, 1998).

As constantes  $K_1$ ,  $K_2$ ,  $K_3$ ,  $K_4$ ,  $K_5$  e  $K_6$  são parâmetros determinados a partir do ponto de operação da máquina,  $K_A$  e  $T_A$  representam o ganho estático e a constante de tempo do regulador automático de tensão (RAT) da máquina síncrona e  $T'_{do}$  é a constante de tempo transitória de eixo direto da máquina síncrona. Com isso, a função de transferência que relaciona o sinal  $\delta T_e$  com a saída é dada pela equação (3.5).

$$\frac{\delta T_{ESP}}{\delta T_e} = \frac{K_2 K_A ESP(s)}{T'_{do} s^2 + \left(T'_{do} + \frac{T_A}{K_3}\right) s + \frac{1}{K_3} + K_A K_6} = G_P(s) ESP(s) \quad (3.5)$$

A função de transferência do ESP é composta por três etapas, conforme mostradas na Figura 3.2. A primeira é um filtro *washout* que é projetado baseado no intervalo de operação do sistema, através de uma estrutura geralmente de passa-faixa, que também pode ser composta por filtros passa-alta e passa-baixa, em seguida a segunda etapa é um compensador *lead-lag*, por fim, a terceira etapa é composta por um ganho proporcional. A equação (3.6) mostra a função equivalente para essa estrutura.

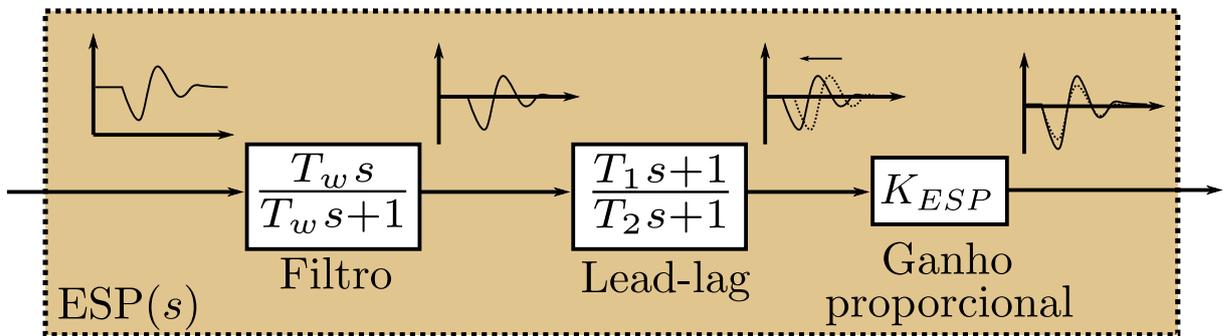


Figura 3.2: Estrutura de  $ESP(s)$

$$ESP(s) = K_{ESP} \frac{T_1 s + 1}{T_2 s + 1} \frac{T_w s}{T_w s + 1} = K_{ESP} L(s) F(s) \quad (3.6)$$

### 3.1.1 Projeto no domínio da frequência

Baseado no que foi anteriormente apresentado, tem-se a sumarização de uma sequência de passos lógicos para o projeto de  $ESP(s)$ . Para mais detalhes, pode-se consultar Sauer and Pai (1998).

- **Passo 1:** Encontrar a frequência de oscilação  $\omega_{osc}$  que deseja-se amortecer;
- **Passo 2:** Encontrar a fase  $\angle ESP(j\omega_{osc})$  com (3.5);
- **Passo 3:** Escolhendo-se  $T_1$ , calcula-se  $T_2$  garantido que o critério de fase seja obedecido:

$$\angle ESP(j\omega_{osc}) + \angle G_p(j\omega_{osc}) = 0$$

- **Passo 4:** Escolhendo um amortecimento  $0.1 \leq \xi_d \leq 0.3$ , calcula-se o ganho  $K_{ESP}$  tal que:

$$K_{ESP} = \frac{2\xi_d\omega_{osc}}{\|L(j\omega_{osc})\| \|G_p(j\omega_{osc})\|}$$

- **Passo 5:** Projetar o filtro  $F(s)$ , baseado na frequência de oscilação  $\omega_{osc}$  medida de forma a garantir que  $F(j\omega_{osc}) = 1$ .

Esses passos garantem o projeto de  $ESP(s)$ , de modo que o mesmo atue apenas durante o intervalo de oscilação observada, ocasionando um aumento de esforço de controle para corrigir as oscilações.

## 3.2 Projeto do ESP aplicado a estabilização de conversores CC

Esta seção tem por objetivo adaptar a proposta do ESP apresentado na seção anterior, afim de constituir uma malha de controle auxiliar e aplicar o mesmo conceitual para o desenvolvimento do amortecimento de oscilações de baixa frequência, decorrente de inserção de cargas do tipo CPL em um conversor CC.

### 3.2.1 Obtenção do modelo linearizado

As equações (2.16)-(2.18) indicam o comportamento não linear do conversor *buck* da Figura 2.8. No entanto, dado um ponto de operação  $(d_{1,o}, P_o, I_{L1,o}, V_{C1,o})$ , pode-se tratar do modelo linearizado através de funções de transferências  $G_u$  e  $G_w$ , como apresentado na Figura 3.3.

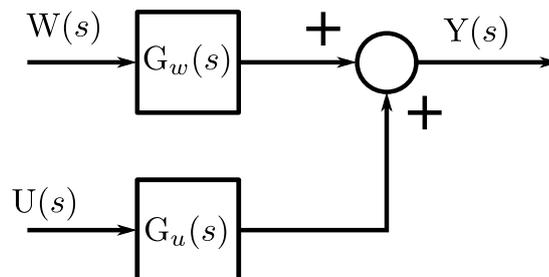


Figura 3.3: Diagrama em blocos linearizado do conversor *buck* apresentado em (2.16)-(2.18).

A função de transferência  $G_u(s)$  relaciona o desvio do ciclo de trabalho,  $u$ , com o desvio da tensão de saída,  $y$ , considerando que  $w = 0$  para um modelo a pequenos sinais, conforme apresentado na equação (3.7).

$$G_u(s) = \frac{\frac{V_{in,1}}{L_1 C_1}}{s^2 + \left( \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{r_{L1}}{L_1} - \frac{P_o}{V_{C1,o}^2} \right) s + \left( \frac{r_{L1}}{R_1} - \frac{P_o r_{L1}}{V_{C1,o}^2} + 1 \right) \frac{1}{L_1 C_1}} = \frac{b_0}{s^2 + a_1 s + a_2} \quad (3.7)$$

Por outro lado, a função de transferência  $G_w(s)$  relaciona a perturbação de potência,  $w$ , com o desvio da tensão de saída,  $y$ , considerando que  $u = 0$ , resultando na função de transferência mostrada na equação (3.8).

$$G_w(s) = \frac{-\frac{1}{C_1 V_{C1,o}} \left( s + \frac{r_{L1}}{L_1} \right)}{s^2 + \left( \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{r_{L1}}{L_1} - \frac{P_o}{V_{C1,o}^2} \right) s + \left( \frac{r_{L1}}{R_1} - \frac{P_o r_{L1}}{V_{C1,o}^2} + 1 \right) \frac{1}{L_1 C_1}} = \frac{p_0 s + p_1}{s^2 + a_1 s + a_2} \quad (3.8)$$

Dessa forma, o sinal de saída resultante é composto por uma parcela relativa a variação do sinal de controle  $u$  e por outra relativa a perturbação  $w$ , como indicado na equação (3.9).

$$Y(s) = G_u(s)U + G_w(s)W \quad (3.9)$$

O projeto do controlador,  $C(s)$ , como apresentado Figura 3.4, visa garantir um aumento da estabilidade do sistema, bem como a regulação do barramento CC e rejeitar pequenos distúrbios que podem vir a ocorrer. Para o desenvolvimento deste estudo, o controlador utilizado possui uma estrutura de controle PID em cascata com um filtro de saída, conforme apresentado na equação (3.10).

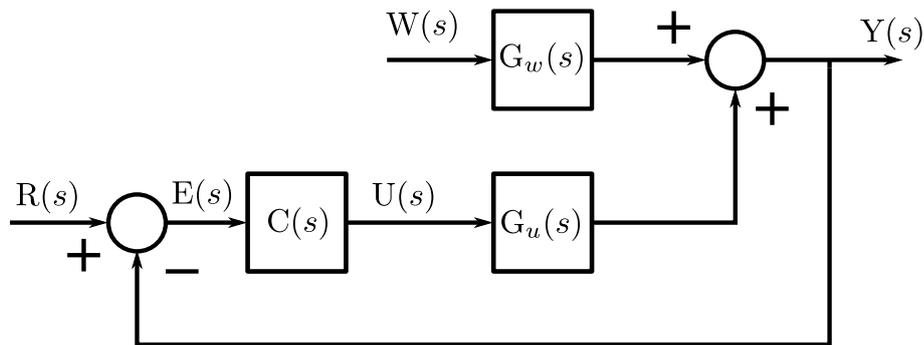


Figura 3.4: Diagrama em blocos linearizado do conversor *buck* sob ação de um controlador  $C(s)$ .

$$C(s) = \frac{n_0s^2 + n_1s + n_2}{s^2 + m_1s} \quad (3.10)$$

Pode-se calcular a função de transferência,  $M_u(s)$ , que relaciona o sinal de referência,  $r$ , com a saída,  $y$ , através da equação (3.11).

$$M_u(s) = \frac{C(s)G_u(s)}{1 + C(s)G_u(s)}$$

$$M_u(s) = \frac{b_0n_0s^2 + b_0n_1s + b_0n_2}{s^4 + (a_1 + m_1)s^3 + (a_2 + a_1m_1 + b_0n_0)s^2 + (a_2m_1 + b_0n_1)s + b_0n_2} \quad (3.11)$$

Da mesma forma, pode-se calcular a função de transferência  $M_w(s)$  que relaciona a perturbação,  $w$ , com a saída,  $y$ , sob ação do controlador  $C(s)$ .

$$M_w(s) = \frac{G_w(s)}{1 + C(s)G_u(s)}$$

$$M_w(s) = \frac{p_0s^3 + (p_0m_1 + p_1)s^2 + p_1m_1s}{s^4 + (a_1 + m_1)s^3 + (a_2 + a_1m_1 + b_0n_0)s^2 + (a_2m_1 + b_0n_1)s + b_0n_2} \quad (3.12)$$

Com isso, a saída do sistema sob ação do controlador é dada pela contribuição das funções de transferências  $M_u$  e  $M_w$ .

$$Y(s) = M_u(s)R + M_w(s)W \quad (3.13)$$

Se os ganhos do controlador,  $C(s)$ , garantirem que as funções  $M_u$  e  $M_w$  são estáveis então por consequência, utilizando o teorema do valor final, observa-se que em regime permanente a perturbação  $w$  é mitigada, pois  $M_w(0) = 0$  e a tensão de saída assume o valor de referência, visto que  $M_u(0) = 1$ . Nesse contexto, o projeto do ESP é realizado afim de aumentar a margem de estabilidade do sistema atuando na ocorrência de uma variação de potência.

Para o desenvolvimento do projeto do ESP aplicado ao sistema proposto, conforme apresentado na Figura 2.7, será constituído uma malha auxiliar que tem por objetivo detectar as oscilações decorrentes da conexão da CPL, por meio do uso do filtro  $F(s)$ .

Para isso, a CPL é considerada como uma perturbação instantânea para o sistema. As oscilações serão ponderadas, por meio da aplicação de um compensador *lead-lag* resultando no sinal  $y_L$ , o qual será realimentado no bloco somador, conforme apresenta a Figura 3.5.

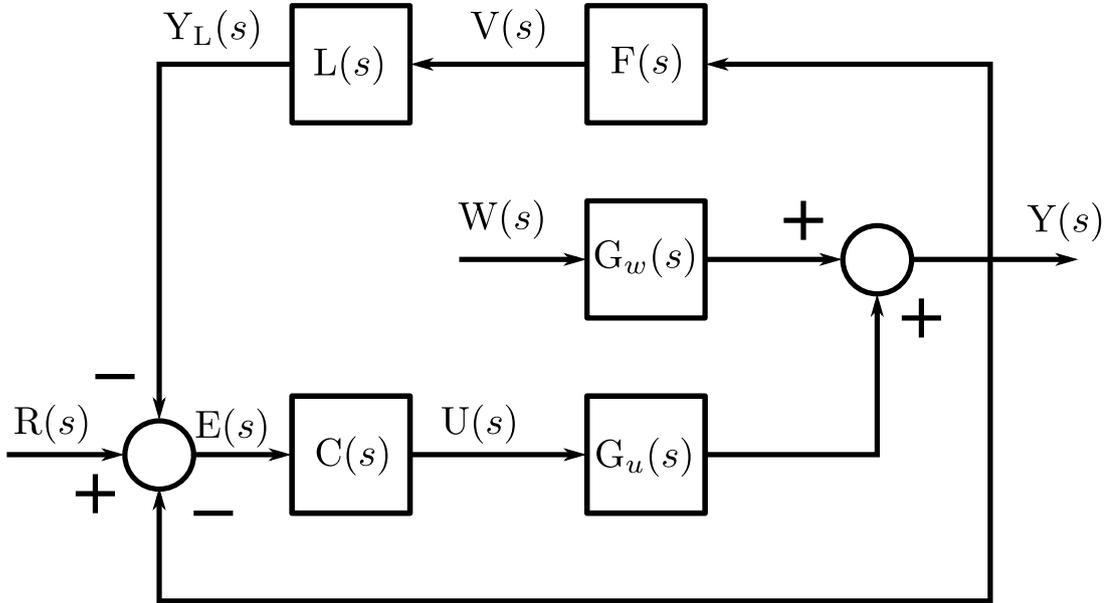


Figura 3.5: Diagrama em blocos linearizado do conversor *buck* sob ação da malha auxiliar.

O filtro *whash-out* tem uma estrutura de segunda ordem com o objetivo de selecionar um conjunto de frequências relacionadas com a oscilação das variações da CPL, como indicada na equação (3.14). Além disso, o compensador *lead-lag* tem uma estrutura conforme apresenta a equação (3.15).

$$F(s) = \frac{g_0 s + g_1}{s^2 + f_1 s + f_2} \quad (3.14)$$

$$L(s) = K_{ESP} \frac{T_1 s + 1}{T_2 s + 1} = K_L \frac{s + \alpha}{s + \beta} \quad (3.15)$$

A função de transferência em malha fechada  $T_u(s)$  que relaciona a tensão de referência com a saída é descrita por meio da seguinte relação:

$$T_u(s) = \frac{C(s)G_u(s)}{1 + C(s)G_u(s)(1 + F(s)L(s))} \quad (3.16)$$

### 3.2.2 Determinação dos ganhos de $L(s)$

O projeto do compensador *lead-lag*,  $L(s)$ , é baseado na oscilação no barramento de tensão regulado, ocasionado pela variação de potência da carga CPL. Essa situação é

ilustrada na Figura 3.6, o qual objetiva-se encontrar o período de oscilação  $T_{osc}$ , afim de determinar a frequência de oscilação desta perturbação,  $\omega_{osc}$ .

Como discutido na seção anterior, o efeito da perturbação de potência é mitigado pela ação do controlador, como pode ser observado na função de transferência  $M_w(s)$  em (3.12). Contudo, o projeto do compensador  $L(s)$  tem por objetivo melhorar a margem de estabilidade do sistema garantindo a estabilidade do sistema frente às variações de potência da CPL, bem como melhorar a mitigação das oscilações de tensão no barramento regulado ocasionadas pela variação de potência da CPL. A primeira etapa do projeto é a utilização do critério de fase para o cálculo dos parâmetros  $T_1$  e  $T_2$ , por meio do uso da equação (3.17)

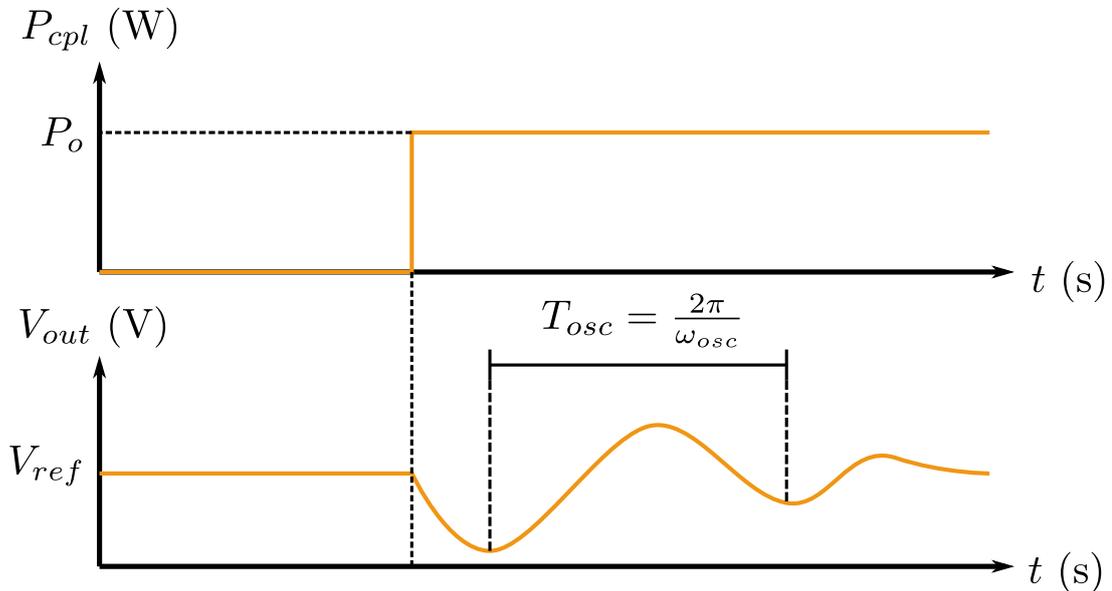


Figura 3.6: Efeito da variação de potência da CPL no barramento de tensão.

$$\angle(jT_1\omega_{osc} + 1) - \angle(jT_2\omega_{osc} + 1) + \theta_{M_u} = 0 \quad (3.17)$$

onde escolhendo um valor  $0,01 \leq T_1 \leq 0,20$  determina-se o valor de  $T_2$ . Com  $T_1$  e  $T_2$  determinados, utiliza-se o critério de ganho para o cálculo do ganho  $K_{ESP}$ , em que dado um amortecimento desejado  $\xi_d$  temos que

$$K_{ESP} = \frac{2\xi_d\omega_{osc} \left\| jT_2\omega_{osc} + 1 \right\|}{\left\| jT_1\omega_{osc} + 1 \right\| \left\| M_u(j\omega_{osc}) \right\|} \quad (3.18)$$

### 3.2.3 Projeto do filtro *wash-out*, $F(s)$

O projeto do filtro *wash-out*,  $F(s)$ , tem por objetivo selecionar as frequências a serem utilizadas para a ação do compensador  $L(s)$  projetado, que devem corresponder a faixa de frequência das oscilações de tensão ocasionadas pela variação de potência da CPL no barramento CC. Nesse sentido, esse filtro é baseado nas seguintes características:

- Na frequência de oscilação  $\omega_{osc}$  o ganho do filtro é unitário, logo  $\|F(j\omega_{osc})\| = 1$ ;
- Não deve interferir nas frequências relativas a dinâmica do regulador de tensão nem nas altas frequências relativas ao chaveamento do sistema, focando apenas na faixa de frequência correspondente as oscilações ocasionadas pela variação de potência da CPL.

Essas características estão relacionados com a escolha de uma banda de frequência  $B$  adequada para o filtro, como indicado na Figura 3.7, que está relacionado com o fator de qualidade  $Q$ .

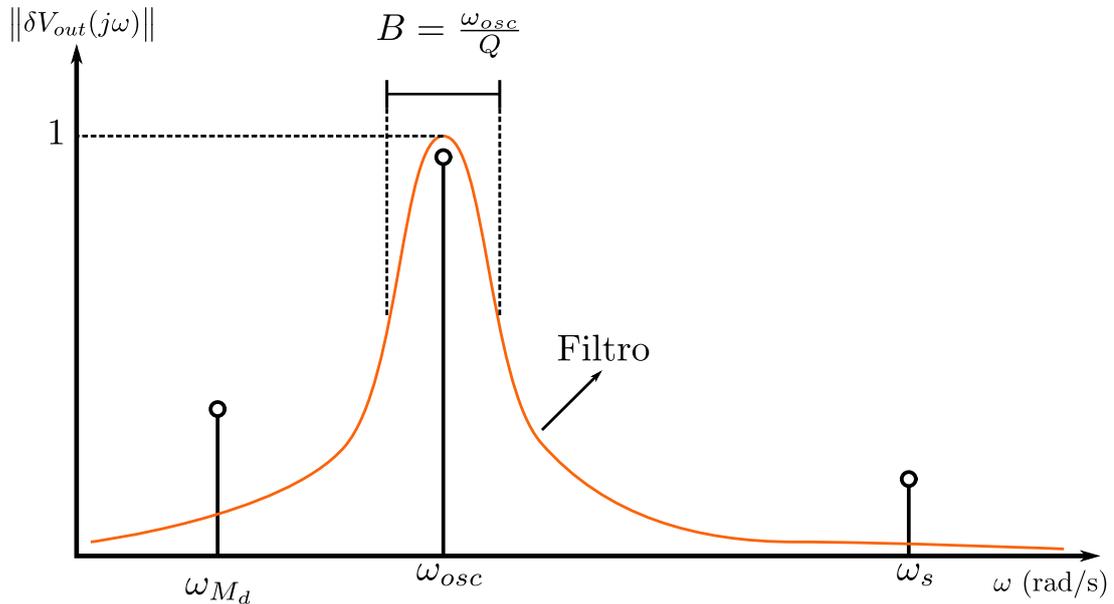


Figura 3.7: Seleção do filtro baseado na frequência de oscilação e das dinâmicas relacionadas a operação do regulador de tensão.

Verifica-se na Figura 3.7 que o filtro é constituído para permitir a passagem apenas das frequências que são relacionadas ao efeito das oscilações indesejadas ocasionadas pela CPL no sistema de microrrede CC. Baseado nisso, o filtro *wash-out* para o problema em questão utiliza a estrutura de um passa-faixa, conforme mostrado na equação (3.19).

$$F(s) = \frac{\frac{\omega_{osc}}{Q} s}{s^2 + \frac{\omega_{osc}}{Q} s + \omega_{osc}^2} \quad (3.19)$$

### 3.3 Conclusão

Este capítulo teve por objetivo apresentar os procedimentos utilizados para o projeto clássico de um estabilizador de sistema de potência ESP, o qual foi utilizado um sistema elétrico de potência do tipo máquina-barra infinita linearizado. Além disso, foi abordado a utilização dos procedimentos do ESP adaptado para o problema de mitigação das oscilações decorrentes de CPL em um barramento de tensão regulado. No próximo capítulo será discutido o projeto do compensador  $L(s)$  baseado na mitigação da norma  $\mathcal{H}_\infty$ .

# Capítulo 4

## Desenvolvimento da malha auxiliar baseada na minimização da norma

### $\mathcal{H}_\infty$

Este capítulo tem por objetivo apresentar a malha de controle auxiliar proposta através da utilização da minimização da norma  $\mathcal{H}_\infty$ , formulando o problema através de LMIs.

#### 4.1 Problema de otimização $\mathcal{H}_\infty$

Considere o sistema autônomo linear invariante no tempo descrito a seguir, onde  $x$  representa os estados e  $w$  o sinal de perturbação com a representação  $\mathcal{T}$  (Scherer et al., 1997; de Oliveira and Skelton, 2001).

$$\mathcal{T} : \begin{cases} \dot{x} = \mathbf{A}x + \mathbf{E}w \\ z = \mathbf{C}x + \mathbf{F}w \end{cases} \quad (4.1)$$

Sendo,  $\|\mathcal{T}\|_\infty$  a norma  $\mathcal{H}_\infty$  definida por (Scherer et al., 1997; Geromel et al., 1998; de Oliveira and Skelton, 2001).

$$\|\mathcal{T}\|_\infty = \sup_{\omega \in \mathbb{R}} \|\mathcal{T}(j\omega)\|_2 < \gamma \quad (4.2)$$

A medida de  $\mathcal{H}_\infty$  representa a característica de rejeição a distúrbios, medindo a estabilidade robusta do sistema (Geromel and De Oliveira, 2001). A minimização de  $\gamma$  está

relacionado com o aumento do desempenho para rejeição de distúrbios. Para facilitar essa otimização, este problema pode ser escrito no formato de LMI, fazendo uso do complemento de Schur (de Oliveira and Skelton, 2001). Com isso, o problema escrito em (4.2) pode ser reescrito através de (4.3):

$$\int_0^\infty z^\top z \, dt < \gamma^2 \int_0^\infty w^\top w \, dt \quad (4.3)$$

ou ainda

$$z^\top z < \gamma^2 w^\top w \quad (4.4)$$

como  $z = \mathbf{C}x + \mathbf{F}w$ , então:

$$x^\top \mathbf{C}^\top \mathbf{C}x + x^\top \mathbf{C}^\top \mathbf{F}w + w^\top \mathbf{F}^\top \mathbf{C}x + w^\top (\mathbf{F}^\top \mathbf{F} - \gamma^2 \mathbf{I})w < 0 \quad (4.5)$$

Além disso, considerando a função candidata de energia,  $V(x) = x^\top \mathbf{P}_o x$ , tem-se que

$$\dot{V}(x) = x^\top (\mathbf{A}^\top \mathbf{P}_o + \mathbf{P}_o \mathbf{A})x + w^\top \mathbf{E}^\top \mathbf{P}_o x + x^\top \mathbf{P}_o \mathbf{E}w \quad (4.6)$$

em que pelo critério de Lyapunov apresentado no Capítulo 2 se  $V(x) > 0$ , o sistema apresentado em (4.1) é assintoticamente estável se  $\dot{V}(x) < 0$ . Logo, se garantir que (4.6) é limitada por (4.5), então é verdade que

$$\begin{bmatrix} x \\ w \end{bmatrix}^\top \begin{bmatrix} \mathbf{A}^\top \mathbf{P}_o + \mathbf{P}_o \mathbf{A} + \mathbf{C}^\top \mathbf{C} & \mathbf{C}^\top \mathbf{F} + \mathbf{P}_o \mathbf{E} \\ \star & \mathbf{F}^\top \mathbf{F} - \gamma^2 \mathbf{I} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ w \end{bmatrix} < 0 \quad (4.7)$$

se  $\mathbf{P}_o = \mathbf{P}_o^\top \succ 0$  então pré e pós-multiplicando (4.7) por  $\begin{bmatrix} \mathbf{P} & 0 \\ 0 & \mathbf{I} \end{bmatrix}$  com  $\mathbf{P} = \mathbf{P}_o^{-1}$ , obtém-se

$$\begin{bmatrix} x \\ w \end{bmatrix}^\top \begin{bmatrix} \mathbf{P}\mathbf{A}^\top + \mathbf{A}\mathbf{P} + \mathbf{P}\mathbf{C}^\top \mathbf{C}\mathbf{P} & \mathbf{P}\mathbf{C}^\top \mathbf{F} + \mathbf{E} \\ \star & \mathbf{F}^\top \mathbf{F} - \gamma^2 \mathbf{I} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ w \end{bmatrix} < 0 \quad (4.8)$$

se  $x^\top x$  e  $w^\top w$  são estritamente crescente, então (4.8) é verdade se

$$\begin{bmatrix} \mathbf{P}\mathbf{A}^\top + \mathbf{A}\mathbf{P} + \mathbf{P}\mathbf{C}^\top \mathbf{C}\mathbf{P} & \mathbf{P}\mathbf{C}^\top \mathbf{F} + \mathbf{E} \\ \star & \mathbf{F}^\top \mathbf{F} - \gamma^2 \mathbf{I} \end{bmatrix} \prec 0 \quad (4.9)$$

aplicando complemento de Schur, obtém-se a inequação para estimação do parâmetro  $\gamma$ .

$$\begin{bmatrix} \mathbf{PA}^\top + \mathbf{AP} & \mathbf{PC}^\top \mathbf{F} + \mathbf{E} & \mathbf{PC}^\top \\ \star & -\gamma^2 \mathbf{I} & \mathbf{F} \\ \star & \star & -\mathbf{I} \end{bmatrix} \prec 0 \quad (4.10)$$

Nesse contexto, a minimização de  $\gamma$  está diretamente ligada com a minimização do efeito da perturbação  $w$ , então a equação (4.11) indica o problema de otimização para a minimização da norma  $\mathcal{H}_\infty$  com  $\rho = \gamma^2$ .

$$\begin{aligned} & \min_{\mathbf{P}, \rho} \rho > 0 \\ & \text{s.a. } \mathbf{P} \succ 0 \end{aligned} \quad (4.11)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{PA}^\top + \mathbf{AP} & \mathbf{PC}^\top \mathbf{F} + \mathbf{E} & \mathbf{PC}^\top \\ \star & -\rho \mathbf{I} & \mathbf{F} \\ \star & \star & -\mathbf{I} \end{bmatrix}$$

## 4.2 Descrição do sistema no formato matricial

Antes de apresentar a formulação do problema no formato de LMI será introduzido a escrita da microrrede proposta no formato matricial. Nesse sentido considere o diagrama em blocos apresentado na Figura 3.5, em que as entradas  $w$  e  $v$  são tratadas como perturbação.

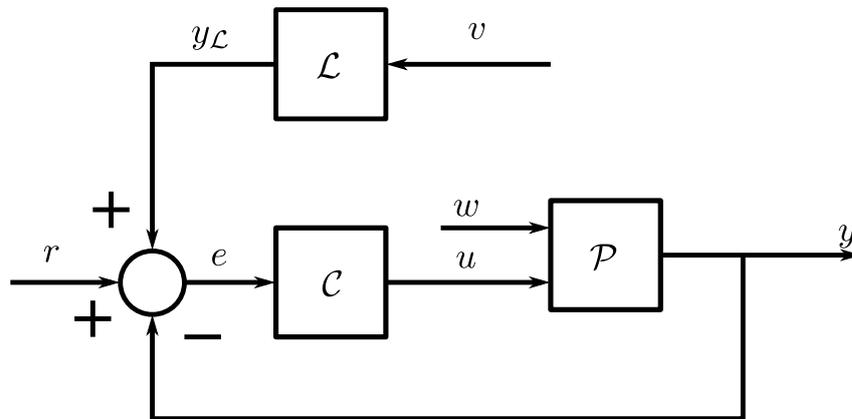


Figura 4.1: Diagrama em blocos simplificado para o projeto do compensador *lead-lag*,  $L(s)$ .

A planta  $\mathcal{P}$  na Figura 4.1 corresponde ao sistema linearizado no Capítulo 2. Este por sua vez pode ser escrito no formato de espaço de estados linearizado

$$\dot{x}_{\mathcal{P}} = \mathbf{A}_{\mathcal{P}}x_{\mathcal{P}} + \mathbf{B}_{\mathcal{P}}u + \mathbf{E}_{\mathcal{P}}w \quad (4.12)$$

$$y = \mathbf{C}_{\mathcal{P}}x_{\mathcal{P}} \quad (4.13)$$

em que se  $x_{\mathcal{P}} = [x_1 \ x_2]^\top$  então:

$$\mathbf{A}_{\mathcal{P}} = \begin{bmatrix} -\frac{rL_1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{C_1} \left( \frac{1}{R_1} - \frac{P_o}{V_{C_1,o}^2} \right) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_{\mathcal{P}} = \begin{bmatrix} \frac{V_{in,1}}{L_1} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (4.14)$$

$$\mathbf{C}_{\mathcal{P}} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{E}_{\mathcal{P}} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{V_{C_1,o}} \end{bmatrix}$$

Já o controlador  $\mathcal{C}$  garante que a tensão entregue ao barramento CC seja regulada e pode ser representada pelo modelo

$$x_{\mathcal{C}} = \mathbf{A}_{\mathcal{C}}x_{\mathcal{C}} + \mathbf{B}_{\mathcal{C}}e \quad (4.15)$$

$$u = \mathbf{C}_{\mathcal{C}}x_{\mathcal{C}} + \mathbf{D}_{\mathcal{C}}e \quad (4.16)$$

nesse caso, a planta  $\mathcal{P}$  com o controlador  $\mathcal{C}$  resulta no sistema em malha fechada  $\mathcal{M}$

$$x_{\mathcal{M}} = \mathbf{A}_{\mathcal{M}}x_{\mathcal{M}} + \mathbf{B}_{\mathcal{M}}r + \mathbf{E}_{\mathcal{M}}w \quad (4.17)$$

$$y = \mathbf{C}_{\mathcal{M}}x_{\mathcal{M}} \quad (4.18)$$

onde  $x_{\mathcal{M}} = [x_{\mathcal{P}} \ x_{\mathcal{C}}]^\top$  e as matrizes que descrevem a dinâmica são tais que:

$$\mathbf{A}_{\mathcal{M}} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{\mathcal{P}} - \mathbf{B}_{\mathcal{P}}\mathbf{D}_{\mathcal{C}}\mathbf{C}_{\mathcal{P}} & \mathbf{B}_{\mathcal{P}}\mathbf{C}_{\mathcal{C}} \\ -\mathbf{B}_{\mathcal{C}}\mathbf{C}_{\mathcal{P}} & \mathbf{A}_{\mathcal{C}} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_{\mathcal{M}} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{\mathcal{P}}\mathbf{D}_{\mathcal{C}} \\ \mathbf{B}_{\mathcal{C}} \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

$$\mathbf{E}_{\mathcal{M}} = \begin{bmatrix} \mathbf{E}_{\mathcal{P}} \\ \mathbf{0}_{2 \times 1} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_{\mathcal{M}} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{\mathcal{P}} & \mathbf{0}_{1 \times 2} \end{bmatrix}$$

Para o projeto do compensador  $\mathcal{L}$  pode-se considerar  $r = 0$ , nesse sentido, pode-se representar, a partir da Figura 4.1, um modelo simplificado na Figura 4.2.

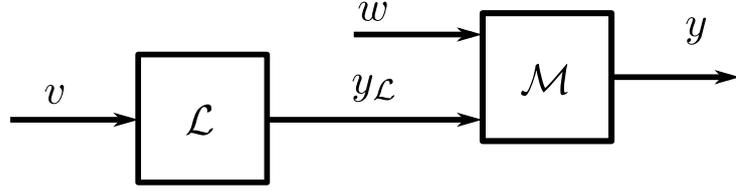


Figura 4.2: Diagrama em blocos simplificado para o sistema em malha fechada considerando  $r = 0$ .

Pode-se representar o modelo matemático do compensador  $\mathcal{L}$  por

$$\dot{x}_{\mathcal{L}} = \mathbf{A}_{\mathcal{L}}x_{\mathcal{L}} + \mathbf{B}_{\mathcal{L}}v \quad (4.20)$$

$$y_{\mathcal{L}} = \mathbf{C}_{\mathcal{L}}x_{\mathcal{L}} + \mathbf{D}_{\mathcal{L}}v \quad (4.21)$$

de forma que o sistema  $\mathcal{T}$  representado na Figura 4.2, pode ser representado de forma global, conforme apresentam as seguintes relações:

$$\dot{x}_{\mathcal{T}} = \mathbf{A}_{\mathcal{T}}x_{\mathcal{T}} + \mathbf{E}_{\mathcal{T}}w_{\mathcal{T}} \quad (4.22)$$

$$y = \mathbf{C}_{\mathcal{T}}x_{\mathcal{T}} \quad (4.23)$$

onde,  $x_{\mathcal{T}} = \begin{bmatrix} \delta x_{\mathcal{M}} & \delta x_{\mathcal{L}} \end{bmatrix}^{\top}$ ,  $w_{\mathcal{T}} = \begin{bmatrix} w & \delta v \end{bmatrix}^{\top}$ , deste modo, pode-se representar as seguintes matrizes expandidas:

$$\mathbf{A}_{\mathcal{T}} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{\mathcal{M}} & \mathbf{B}_{\mathcal{M}}\mathbf{C}_{\mathcal{L}} \\ \mathbf{0}_{1 \times 2} & \mathbf{A}_{\mathcal{L}} \end{bmatrix}, \mathbf{E}_{\mathcal{T}} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{\mathcal{M}}\mathbf{D}_{\mathcal{L}} & \mathbf{E}_{\mathcal{M}} \\ \mathbf{B}_{\mathcal{L}} & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{C}_{\mathcal{T}} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{\mathcal{M}} & 0 \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

Então, o objetivo a seguir é desenvolver um procedimento baseado na minimização da norma  $\mathcal{H}_\infty$  para minimizar o efeito da perturbação  $w_{\mathcal{T}}$  e estimar os valores das matrizes  $\mathbf{A}_{\mathcal{L}}$ ,  $\mathbf{B}_{\mathcal{L}}$ ,  $\mathbf{C}_{\mathcal{L}}$  e  $\mathbf{D}_{\mathcal{L}}$  do compensador *lead-lag*.

### 4.3 Projeto do compensador $\mathcal{L}$

O projeto de  $\mathcal{L}$  é baseado na minimização da norma  $\mathcal{H}_\infty$ , nesse caso pode-se utilizar a equação (4.9). Para isso, considere

$$\mathbf{P} = \mathbf{P}^\top = \begin{bmatrix} \mathbf{U} & 0 \\ 0 & \mathbf{V} \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

além disso, se  $\mathbf{A} = \mathbf{A}_\mathcal{T}$ ,  $\mathbf{E} = \mathbf{E}_\mathcal{T}$ ,  $\mathbf{C} = \mathbf{C}_\mathcal{T}$  e  $\mathbf{F} = \mathbf{F}_\mathcal{T}$ , então substituindo (4.24) em (4.10), tem-se que:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{U}\mathbf{A}_\mathcal{M}^\top + \mathbf{A}_\mathcal{M}\mathbf{U} & \mathbf{B}_\mathcal{M}\mathbf{C}_\mathcal{L}\mathbf{V} & \mathbf{B}_\mathcal{M}\mathbf{D}_\mathcal{L} & \mathbf{E}_\mathcal{M} & \mathbf{U}\mathbf{C}_\mathcal{M}^\top \\ * & \mathbf{V}\mathbf{A}_\mathcal{L}^\top + \mathbf{A}_\mathcal{L}\mathbf{V} & \mathbf{B}_\mathcal{L} & 0 & 0 \\ * & * & -\gamma^2\mathbf{I} & 0 & 0 \\ * & * & * & -\gamma^2\mathbf{I} & 0 \\ * & * & * & * & -\mathbf{I} \end{bmatrix} \prec 0 \quad (4.26)$$

A inequação (4.26) ainda não é linear. Para contornar essa situação considere  $\rho = \gamma^2$ ,  $\mathbf{X}_1 = \mathbf{A}_\mathcal{L}\mathbf{V}$ ,  $\mathbf{X}_2 = \mathbf{B}_\mathcal{L}$  e  $\mathbf{X}_3 = \mathbf{C}_\mathcal{L}\mathbf{V}$  e  $\mathbf{X}_4 = \mathbf{D}_\mathcal{L}$ , então o problema de otimização para a minimização  $\rho$  é mostrado na equação (4.27).

$$\begin{aligned} & \min_{\mathbf{U}, \mathbf{V}, \rho} \rho > 0 \\ & \text{s.a.} \begin{bmatrix} \mathbf{U} & 0 \\ 0 & \mathbf{V} \end{bmatrix} \succ 0 \end{aligned} \quad (4.27)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{U}\mathbf{A}_\mathcal{M}^\top + \mathbf{A}_\mathcal{M}\mathbf{U} & \mathbf{B}_\mathcal{M}\mathbf{X}_3 & \mathbf{B}_\mathcal{M}\mathbf{X}_4 & \mathbf{E}_\mathcal{M} & \mathbf{U}\mathbf{C}_\mathcal{M}^\top \\ * & \mathbf{X}_1 + \mathbf{X}_1^\top & \mathbf{X}_2 & 0 & 0 \\ * & * & -\rho\mathbf{I} & 0 & 0 \\ * & * & * & -\rho\mathbf{I} & 0 \\ * & * & * & * & -\mathbf{I} \end{bmatrix} \prec 0$$

Em que a solução do problema apresentado em (4.27) permite o cálculo da matrizes relacionada a  $\mathcal{L}$ , tal que

$$\gamma = \sqrt{\rho}, \quad \mathbf{A}_\mathcal{L} = \mathbf{X}_1 \mathbf{V}^{-1}, \quad \mathbf{B}_\mathcal{L} = \mathbf{X}_2, \quad \mathbf{C}_\mathcal{L} = \mathbf{X}_3 \mathbf{V}^{-1}, \quad \mathbf{D}_\mathcal{L} = \mathbf{X}_4 \quad (4.28)$$

permitindo determinar a função de transferência do compensador utilizando (4.29).

$$\mathbf{L}(s) = \mathbf{C}_\mathcal{L}(s\mathbf{I} - \mathbf{A}_\mathcal{L})^{-1}\mathbf{B}_\mathcal{L} + \mathbf{D}_\mathcal{L} \quad (4.29)$$

## 4.4 Conclusão

Este capítulo teve por objetivo construir os procedimentos necessários para o projeto do compensador  $\mathbf{L}(s)$  localizado na malha auxiliar. Esse procedimento foi realizado de tal forma a apresentar o procedimento de otimizar a norma  $\mathcal{H}_\infty$  através da minimização do parâmetro  $\gamma$  que tem por objetivo minimizar o efeito da variação de potência decorrente da conexão com uma CPL.

# Capítulo 5

## Procedimentos metodológicos

Este capítulo tem por objetivo apresentar os procedimentos metodológicos utilizados para o projeto dos conversores e controladores, bem como a descrição dos testes aplicados neste estudo.

### 5.1 Dimensionamento de conversores

A primeira etapa deste estudo é realizar o dimensionamento dos elementos passivos dos conversores utilizados, como indicado na Figura 5.1.

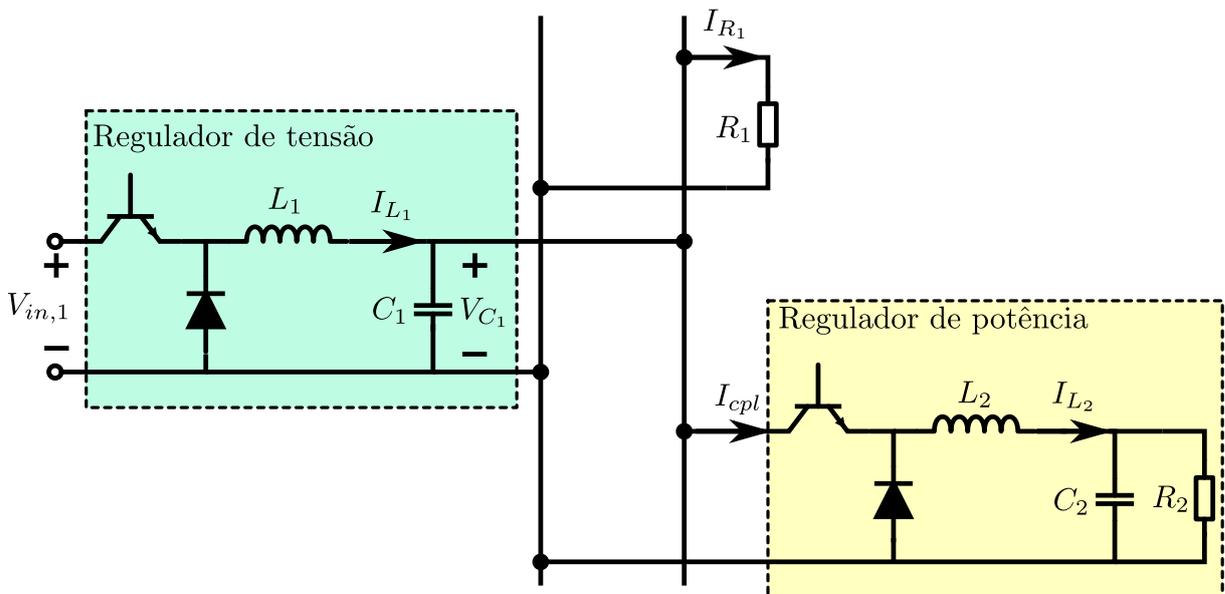


Figura 5.1: Sistema proposto a ser dimensionado.

Os conversores utilizados são da topologia *buck* e para a realização do projeto dos elementos do circuito a resistência de enrolamento dos indutores é considerada nula. Nesse

sentido, dada uma tensão de entrada,  $V_{in}$ , a tensão de saída,  $V_{out}$ , é dada por meio da equação (5.1).

$$V_{out} = dV_i \quad (5.1)$$

Além disso, a potência,  $P_{out}$ , consumida pela carga resistiva conectada é dada por (5.2).

$$P_{out} = \frac{V_{out}^2}{R} \quad (5.2)$$

O conversor de potência *buck* opera a uma frequência de chaveamento,  $f$ , que resulta em oscilações característicos do sistema. O *ripple* de corrente,  $\Delta I_L$ , relativo ao indutor é calculado por meio da equação (5.3). O *ripple* de tensão,  $\Delta V_{out}$ , relativo a saída do sistema é calculado conforme apresenta a equação (5.4).

$$\Delta I_L = \frac{V_{in}d(1-d)}{fL} \quad (5.3)$$

$$\frac{\Delta V_{out}}{V_{out}} = \frac{1-d}{8LCf^2} \quad (5.4)$$

Nesse contexto, o conversor *buck* utilizado como regulador de tensão é alimentado por uma fonte de tensão fixa de 15 V, além disso utilizou-se uma frequência de chaveamento de 20 kHz. O *ripple* de corrente deve ser inferior a 0,5 A, enquanto que o *ripple* de tensão deve ser inferior a 1 %. Além disso, dimensiona-se a carga,  $R_1$ , considerando que a corrente,  $I_{cpl} = 0$ , conforme apresenta a equação (5.5), onde  $V_{C_1} = V_{out,1}$  é a tensão de saída do regulador de tensão. Dessa forma, a carga resistiva é projetada para consumir uma corrente inferior a 1 A.

$$I_{L_1} \approx I_{R_1} = \frac{V_{C_1}}{R_1} \quad (5.5)$$

Por outro lado, o regulador de potência opera com uma tensão de entrada de 8 V, considerando uma frequência de chaveamento de 20 kHz, para uma potência máxima de operação de 10 W, onde o *ripple* de corrente é inferior a 1 A e o *ripple* de tensão é inferior a 1 %. Baseado nas especificações descritas, a Tabela 5.1 sumariza os valores utilizados para o projeto.

Tabela 5.1: Parâmetros dimensionados para a realização do projeto.

Regulador de tensão				Regulador de potência			
Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade	Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Tensão de entrada	$V_{in,1}$	15	V	Tensão de entrada	$V_{in,2}$	8	V
Frequência de chaveamento	$f_1$	20	kHz	Frequência de chaveamento	$f_2$	20	kHz
<i>Duty cycle</i>	$d_1$	0,53	-	<i>Duty cycle</i>	$d_2$	0,63	-
Tensão de saída	$V_{out,1}$	8	V	Potência de saída	$P_{cpt}$	10	W
Capacitância	$C_1$	2,2	mF	Capacitância	$C_2$	2,2	mF
Indutância	$L_1$	1	mH	Indutância	$L_2$	1	mH
Resistência	$R_1$	10	$\Omega$	Resistência	$R_2$	4	$\Omega$

## 5.2 Projeto dos controladores

Após o dimensionamento dos conversores finalizado, a próxima etapa é o desenvolvimento do projeto dos controladores do sistema. A estrutura dos controladores propostos é baseado na realimentação de saída, para o regulador de tensão, e realimentação de estados, para o regulador de potência, conforme apresentado na Figura 5.2.

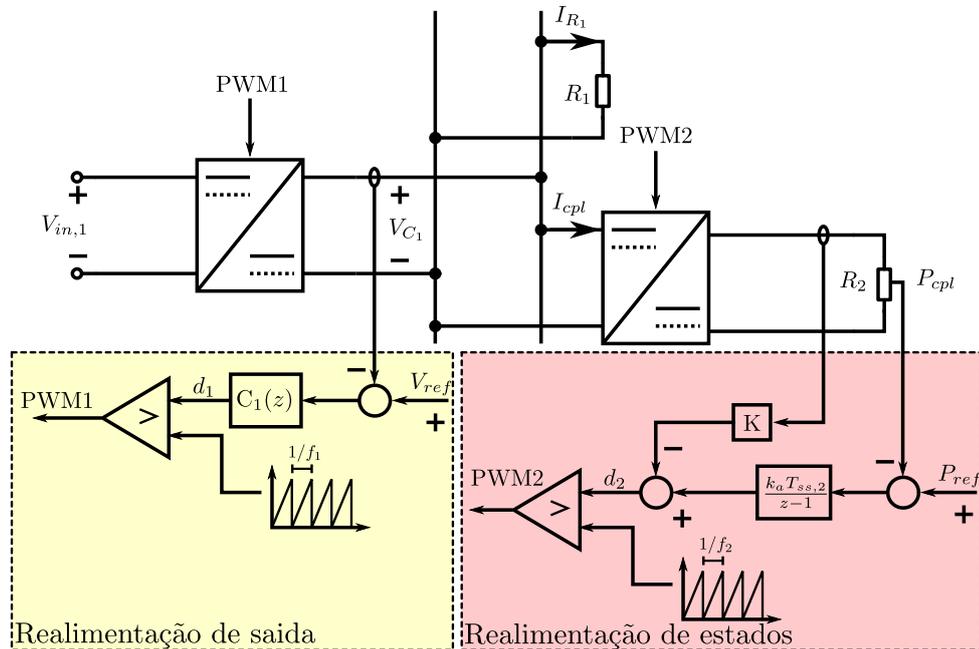


Figura 5.2: Estrutura dos controladores do regulador de tensão e potência.

### 5.2.1 Projeto do regulador de tensão

O desenvolvimento do projeto do regulador de tensão é baseado nas especificações de tempo de acomodação,  $T_{ss,1}$ , de no máximo 0,2 s e máximo sobressinal,  $ovs_1$ , inferior a 10%.

O controlador,  $C_1(s)$ , possui a estrutura conforme apresentado na equação (5.6), este por sua vez é baseado em um controlador PID em cascata com um filtro de saída.

$$C_1(s) = \frac{n_0s^2 + n_1s + n_2}{s^2 + m_1s} \quad (5.6)$$

O controlador  $C_1(s)$  é discretizado com um tempo de amostragem  $T_{s,1} = 0,2$  ms utilizando a aproximação *matched*, em que  $z = \exp(T_{s,1}s)$ , resultando na equação (5.7).

$$C_1(z) = \frac{r_0z^2 + r_1z + r_2}{z^2 + s_1z + s_2} \quad (5.7)$$

A Tabela 5.2 sumariza os ganhos utilizados para o regulador de tensão projetado.

Tabela 5.2: Ganhos do controlador de realimentação de saída.

Regulador de tensão				
$r_0$	$r_1$	$r_2$	$s_1$	$s_2$
0,02683	-0,05355	0,02673	-1,81873	0,81873

## 5.2.2 Projeto do regulador de potência

O regulador de potência deverá emular o comportamento de uma CPL, neste caso o barramento de tensão regulado deve ser sensibilizado pelas variações de potência do regulador como instantâneas. Dessa forma, o projeto do regulador de potência é baseado nas especificações de tempo de acomodação  $T_{ss,2}$  de no máximo 0,02 s e máximo sobressinal  $ovs_2$  inferior a 10%.

O controlador utiliza uma estrutura de realimentação de estados com ordem aumentada, com lei de controle mostrada em (5.8), com  $e_2 = P_{ref} - P_{cpl}$ .

$$d_2(t) = \mathbf{K} \begin{bmatrix} I_{L2} \\ V_{C2} \end{bmatrix} + k_a \int_0^T e_2 dt \quad (5.8)$$

A Tabela 5.3 mostra os ganhos utilizados para o controlador do regulador de potência.

Tabela 5.3: Ganhos do controlador de realimentação de estados

Regulador de potência	
$\mathbf{K}$	$k_a$
$[0,18896 \quad 0,08417]$	399,64

### 5.2.3 Projeto da malha auxiliar

Como descrito no Capítulo 3, o projeto da malha auxiliar consiste no projeto do compensador,  $L(s)$ , e do filtro *washout*,  $F(s)$ , conforme indicado na Figura 5.3.

A primeira etapa é definir a frequência de oscilação decorrentes da variação de potência. Nesse caso, o sistema da Figura 5.2 é submetido a variação de referência de potência para três valores distintos:  $P_{ref} = [5, 0 \quad 10, 0 \quad 15, 0]$  W, observando a frequência com maior contribuição de módulo, como indicado na Figura 5.4.

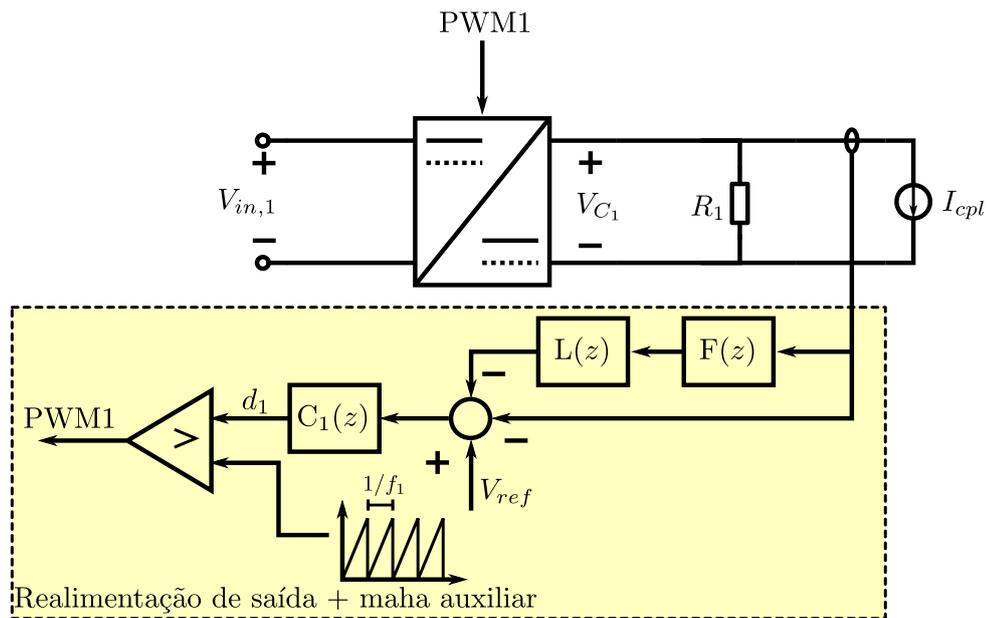


Figura 5.3: Estrutura do sistema montado para o projeto da malha auxiliar.

Baseado nisso, o filtro foi construído para uma frequência de  $\omega_{osc} = 729$  rad/s. O fator de qualidade do filtro foi escolhido tal que a largura de banda não permita que a malha auxiliar atue na dinâmica da malha principal nem que a seletividade do filtro impeça a operação correta do compensador na ocorrência da variação de potência. Nesse caso, o fator de qualidade do filtro é  $Q = 1.16$ , resultando na função de transferência mostrada em (5.9).

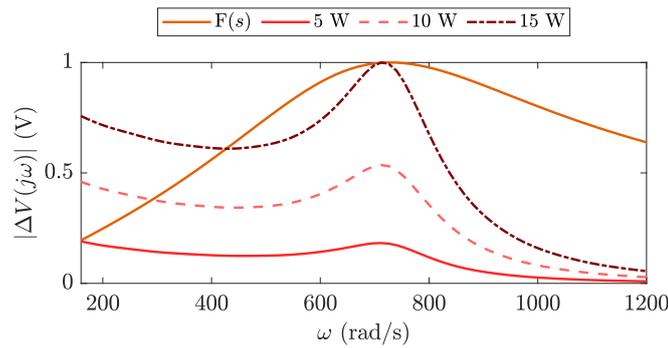


Figura 5.4: Efeito da variação de potência no regulador de tensão no domínio da frequência para a escolha de  $\omega_{osc}$ .

$$F(s) = \frac{628.3s}{s^2 + 628.3s + 5.3 \times 10^5} \quad (5.9)$$

Com o controlador  $C_1(s)$  projetado e a frequência de projeto estabelecida, utiliza-se os procedimentos apresentados no Capítulo 3 para o projeto do compensador  $L(s)$  pelo método clássico em que considera-se a contribuição de fase,  $\angle M_u(j\omega_{osc}) = -42,91^\circ$  e módulo  $\|M_u(j\omega_{osc})\| = 1,58$  da planta sob ação da malha interna principal, e no Capítulo 4 para o projeto do compensador  $L_\infty(s)$  através da minimização da norma  $\mathcal{H}_\infty$ . A Tabela 5.4 sumariza os ganhos calculados.

Tabela 5.4: Ganho dos compensadores *lead-lag* projetados.

L(s)			L <sub>∞</sub> (s)		
$K_{ESP}$	$T_1$	$T_2$	$K_{ESP}$	$T_1$	$T_2$
0.02425	0.15000	0.00317	0.00262	0.02299	0.06859

Observe que o projeto de  $L(s)$  resultou em um compensador de avanço de fase em que na frequência de projeto realiza a contribuição de  $22,9^\circ$  de fase e 1,05 de ganho. Por outro lado, o projeto de  $L_\infty(s)$  resulta em um compensador de avanço de fase, com uma pequena contribuição de fase de  $-2,26^\circ$  e uma contribuição de ganho de 1,66 na frequência de projeto.

### 5.3 Ambiente de simulação

A planta apresentada na Figura 5.3 é primeiramente implementada em ambiente de simulação. O *software* utilizado foi o MATLAB no qual realizou-se para implementar os

conversores e desenvolver o projeto dos controladores.

A planta foi simulada na extensão SIMULINK utilizando um tempo de simulação de 8 segundos para um passo fixo de  $1 \times 10^{-5}$ .

## 5.4 Ambiente de experimentos

Após o projeto dos controladores e a simulação da planta no MATLAB, o próximo passo é implementar os testes propostos. O ambiente utilizado para a realização desses testes é mostrado na Figura 5.5.

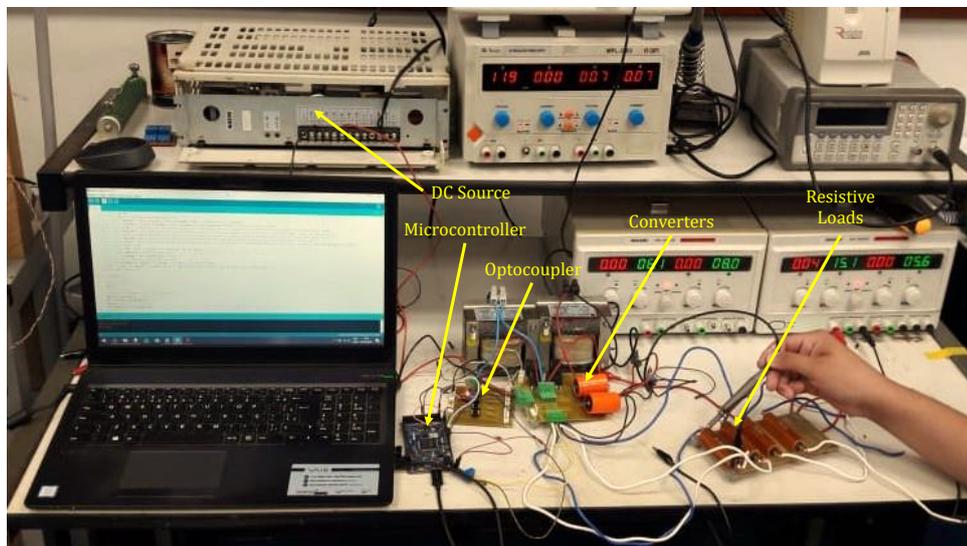


Figura 5.5: Bancada de experimentos para o sistema proposto.

A entrada é composta por duas fontes CC de 15 V e 12 V de 250 W. O microcontrolador utilizado é um ARDUINO DUE baseada em um ATMEL SAM3X8E ARM CORTEX-M3 composto por 54 pinos I/O digitais, 12 entradas analógicas e um *clock* de 84 MHz.

O Arduino é responsável por coletar os dados dos sensores e gerar o sinal PWM para o acionamento das chaves. O sensor de tensão é capaz de medir uma tensão máxima de 25 V enquanto que o sensor de corrente ACS712-05B é capaz de medir correntes de no máximo 5 A. O sinal de PWM oriundo do Arduino é enviado para o circuito *gate-drive* composto pelo optoacoplador HCPL3120 responsável por isolar o sinal de controle do circuito de força. Este circuito aciona o conversor *buck* utilizado.

O conversor *buck* utiliza a chave estática IRGP50B60 de 33 A e o diodo FDA50N50 de 15 A. No microcontrolador também é embarcado os controladores utilizados e discretizados conforme indicado na Seção 5.2. O algoritmo simplificado para o sistema composto

apenas pelo controlador  $C_1(z)$  é mostrado na Tabela 5.5.

Tabela 5.5: Algoritmo básico para implementação da malha principal do regulador de tensão.

Regulador de tensão	
1	$e1[k] = r[k] - y[k]$
2	$d1[k] = -s1*d1[k-1] - s2*d1[k-2] + r0*e1[k] + r1*e1[k-1] + r2*e1[k-2]$
3	$e1[k-2] = e1[k-1]$
4	$e1[k-1] = e1[k]$
5	$d1[k-2] = d1[k-1]$
6	$d1[k-1] = d1[k]$

A Tabela 5.6 mostra o algoritmo simplificado para a implementação da malha auxiliar.

Tabela 5.6: Algoritmo básico para implementação da malha auxiliar.

Regulador de tensão + Malha auxiliar	
1	%% Filtro $F(z)$
2	$yF[k] = -c1*yF[k-1] - c2*yF[k-2] + d0*(y[k-1] + y[k-2])$
3	%% Compensador $L(z)$
4	$yL[k] = -a1*yL[k-1] + b0*yF[k] + b1*yF[k-1]$
5	%% Malha principal
6	$e1[k] = r[k] - y[k] - yL[k]$
7	$d1[k] = -s1*d1[k-1] - s2*d1[k-2] + r0*e1[k] + r1*e1[k-1] + r2*e1[k-2]$
8	%% Atualização
9	$e1[k-2] = e1[k-1]$
10	$e1[k-1] = e1[k]$
11	$d1[k-2] = d1[k-1]$
12	$d1[k-1] = d1[k]$
13	$y[k-2] = y[k-1]$
14	$y[k-1] = y[k]$
15	$yL[k-1] = yL[k]$

Por fim, a Tabela 5.7 mostra o algoritmo utilizado para a implementação do regulador de potência.

Tabela 5.7: Algoritmo básico para implementação do regulador de potência.

Regulador de potência	
1	$e2[k] = P_{ref}[k] - P_o[k]$
2	$d2[k] = k1 * iL + k2 * vC + v[k]$
3	$v[k] = v[k-1] + ka * Ts * e[k-1]$
4	%% Atualização
5	$e2[k-1] = e2[k]$
6	$v[k-1] = v[k]$

## 5.5 Descrição dos testes

Após a montagem do ambiente de testes, pode-se realizar procedimentos para avaliar o desempenho do sistema tanto em simulação como em testes.

### 5.5.1 Variação de referência de tensão

Com o sistema no ponto de operação ( $V_{ref} = 8 \text{ V}$ ) realiza-se o procedimento de variação de referência de tensão, aplicando-se dois degraus de  $+0,5 \text{ V}$ , atingindo  $V_{ref} = 9 \text{ V}$  seguidos de dois degraus de  $-0,5 \text{ V}$ , atingindo  $V_{ref} = 7 \text{ V}$ . Este procedimento tem por objetivo avaliar se a malha auxiliar interfere de maneira significativa no comportamento dinâmico do sistema sem a ocorrência de uma variação de tensão.

### 5.5.2 Variação de potência em torno do ponto de operação

Nesse experimento coloca-se a CPL no ponto de operação de projeto ( $P_{cpl} = 10 \text{ W}$ ) e em seguida aplica-se dois degraus de  $+4,0 \text{ W}$ , atingindo  $P_{ref} = 18 \text{ W}$ . Após isso, retorna-se ao ponto de operação e implementa-se dois degraus de  $-4,0 \text{ W}$ , atingindo  $P_{ref} = 2 \text{ W}$ . Este procedimento tem por objetivo avaliar como a malha auxiliar sensibiliza para pequenas variações de potência.

### 5.5.3 Entrada e saída de carga

Esse teste tem por objetivo avaliar o sistema com e sem ação da malha auxiliar na ação de uma grande variação de potência. Aplica-se a entrada e saída de uma carga CPL

de 15 W, avaliando o comportamento do barramento regulado.

#### 5.5.4 Variação de alimentação de entrada

Esse experimento tem por objetivo avaliar o desempenho do sistema mediante a modificação da fonte de entrada. A fonte está inicialmente em 15 V, sendo reduzida para 12 V e retornando para a alimentação inicial.

#### 5.5.5 Cálculo dos índices de desempenho

Em seguida, dado o sinal de erro,  $e(t)$ , e sinal de controle,  $u(t)$ , calcula-se índices de desempenho para cada intervalo de variação. Os índices utilizados foram a integral do erro quadrático (*integral of the square error* - ISE), integral do erro quadrático multiplicado pelo tempo (*integral of the time-weighted square error* - ITSE), integral do erro absoluto multiplicado pelo tempo (*integral of the time-weighted absolute error* - ITAE) e a integral do sinal de controle quadrático (*integral of the square signal control*-ISSC), calculados conforme apresentado na equação (5.10).

$$\begin{aligned}
 \text{ISE} &= \int_0^{t_f} e^2(t) dt \\
 \text{ITSE} &= \int_0^{t_f} t e^2(t) dt \\
 \text{ITAE} &= \int_0^{t_f} t |e(t)| dt \\
 \text{ISSC} &= \int_0^{t_f} u^2(t) dt
 \end{aligned} \tag{5.10}$$

O ISE permite avaliar o acúmulo de erro do sistema na ocorrência de variação de potência, enquanto que o ITSE e o ITAE realizam uma ponderação pelo tempo para avaliar a velocidade dos sistemas na mitigação do erro e por fim, o ISSC permite ponderar o esforço de controle necessário para a correção das oscilações ocasionadas pela CPL.

#### 5.5.6 Análise de estabilidade do sistema

Por fim, dada a função de transferência,  $T_w(s)$ , conforme apresenta a equação (5.11) que representa a relação entre a perturbação de potência,  $w$ , e a saída do regulador de

tensão,  $y$ , tem-se uma noção de estabilidade relativa para cada sistema proposto, através da utilização do diagrama de Bode e da curva de Nyquist.

$$T_w(s) = \frac{G_u(s)}{1 + C_1(s)G_u(s)(1 + F(s)L(s))} \quad (5.11)$$

Em que  $G_u(s)$ ,  $G_w(s)$  são funções de transferência relativa a planta, mostrada nas equações (3.7) e (3.8). Por outro lado,  $C_1(s)$ ,  $F(s)$  e  $L(s)$  representam funções de transferência dos controladores, filtro e compensador *lead-lag*, conforme projetado nas seções anteriores.

Então, esses procedimentos tem por objetivo avaliar a capacidade da malha auxiliar proposta, afim de melhorar um sistema já regulado por um controlador qualquer, além disso, comparar duas metodologias de projeto do compensador *lead-lag*  $L(s)$ .

## 5.6 Conclusão

Este capítulo teve por objetivo descrever os procedimentos metodológicos para o dimensionamento dos conversores. Em seguida, realizou-se o projeto dos controladores para os reguladores de tensão e de potência.

Com os controladores projetados, realizou-se a construção da malha auxiliar para melhorar o desempenho do sistema na mitigação das oscilações decorrentes do regulador de potência que opera como CPL. Para isso, identificou-se a frequência de oscilação que a perturbação ocasiona no sistema, em seguida projetou-se um filtro de forma a operar apenas na ocorrência dessa oscilação, que deverá ser ponderado pelo compensador *lead-lag*, o qual proporciona um adicional de esforço de controle para mitigar a oscilação indesejada.

Por fim, descreveu-se o teste de variação de potência para validar o projeto proposto.

# Capítulo 6

## Análise de resultados

Este capítulo tem por objetivo apresentar os resultados obtidos durante os testes propostos no Capítulo 5. Primeiramente, será analisado a resposta temporal do barramento de tensão regulado para cada controlador proposto. Em seguida, utilizando os índices de desempenhos apresentados no Capítulo 5 é avaliado o desempenho de cada controlador para a mitigação das oscilações indesejadas. Por fim, é apresentada uma análise de estabilidade relativa, por meio do diagrama de Bode da curva de Nyquist do sistema com e sem a malha auxiliar.

### 6.1 Análise das simulações

Esta seção tem por objetivo analisar os resultados obtidos durante a simulação dos testes propostos no Capítulo 5. Em cada análise é apresentada a simulação completa seguida de *zoom* em torno das principais variações. Além disso, é apresentado ao fim de cada análise os gráficos de índices de desempenho para a avaliação do sistema sem malha auxiliar ( $C_1(s)$ ), com malha auxiliar baseado no projeto de um ESP clássico ( $C_1(s) + L(s)$ ) e com malha auxiliar baseado no projeto de minimização da norma  $\mathcal{H}_\infty$  ( $C_1(s) + L_\infty(s)$ ).

#### 6.1.1 Variação de referência

Uma condição básica para a correta operação da malha auxiliar é que ela não interfira no comportamento dinâmico da planta quando não há ocorrência de perturbações. Dessa forma, durante o teste de variação de referência de tensão observa-se como a malha auxiliar atua sobre a planta quando a única mudança de parâmetro é a referência de tensão.

A Figura 6.1 mostra o sinal de tensão e de controle durante a realização da simulação.

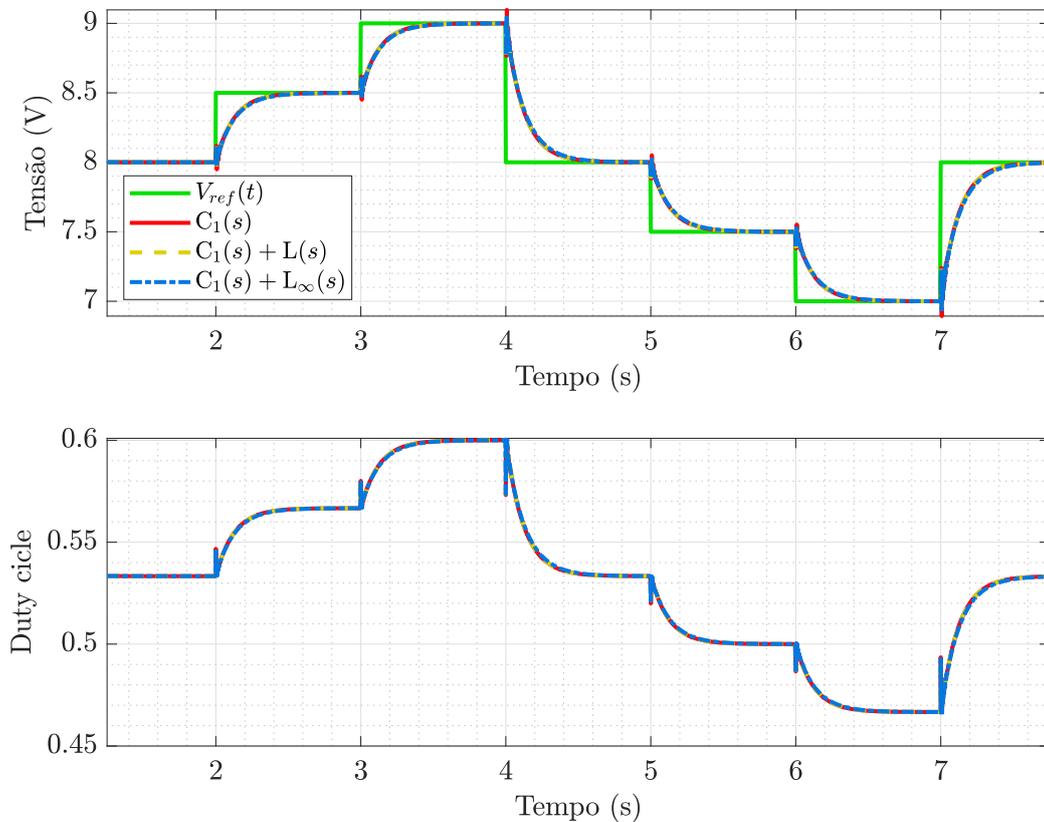


Figura 6.1: Simulação do teste de variação de referência.

A Figura 6.2 mostra de forma mais detalhada a mudança de referência de 8,0 V para 8,5 V e de 8,0V para 7,5 V bem como o sinal de controle para esses casos.

É possível notar que os sistemas sob ação da malha auxiliar não modificam de maneira significativa a dinâmica da planta, não alterando o tempo de acomodação proposto, mas atenuando o início da variação onde ocorre pequenas oscilações decorrentes da dinâmica do conversor sob ação do controlador  $C_1(s)$ .

A não modificação da dinâmica do conversor sob ação da malha principal é algo desejado e esperado, pois como descrito na função de transferência apresentada em (3.16) a ação do compensador *lead-lag* depende da atuação do filtro  $F(s)$ , que caso não seja sensibilizado próximo a frequência de projeto, não promove contribuição no sistema, ou seja,  $|F(j\omega)| = 0$  e  $\angle F(j\omega) = 0$  para  $\omega \ll \omega_{osc}$ .

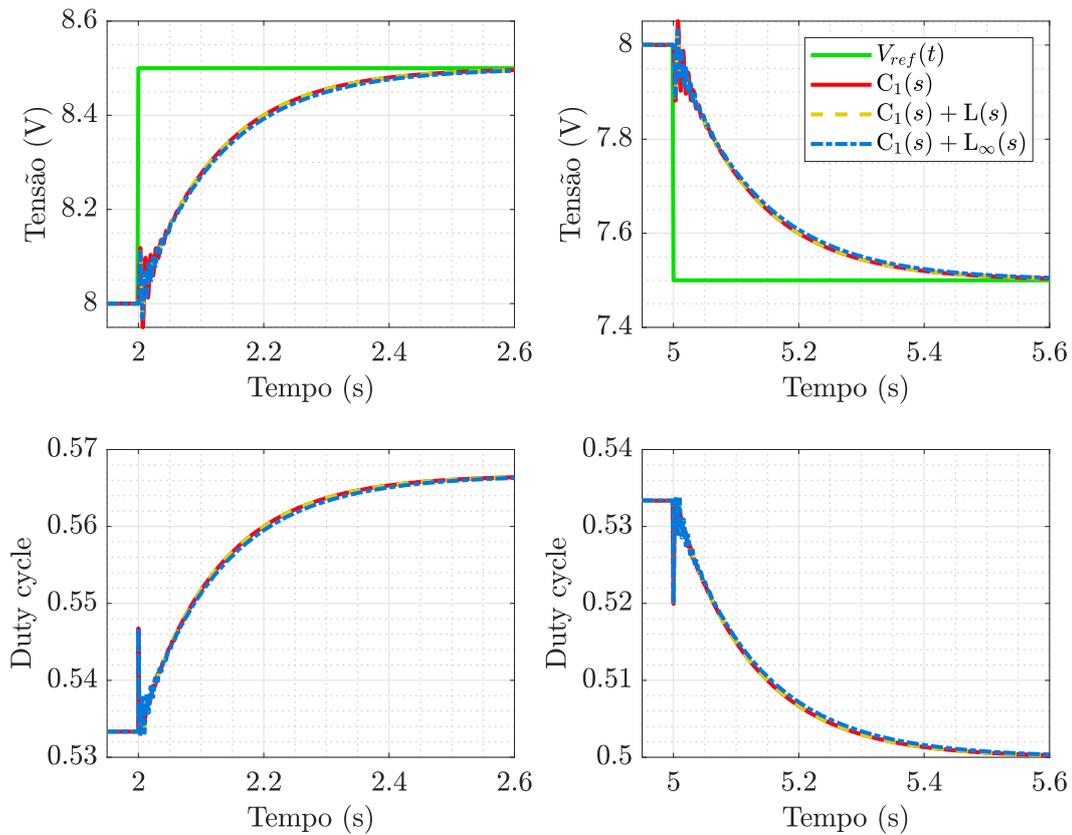


Figura 6.2: Simulação do teste de variação de referência: zoom em torno das variações.

E nesse sentido, a atenuação da oscilação nos instantes iniciais da variação de referência ocorre justamente porque a oscilação se aproxima de  $\omega_{osc}$ . Uma forma de diminuir este efeito é realizar a diminuição da largura de banda do filtro projetado, por outro lado, como o mesmo não interfere na dinâmica relativa ao tempo de acomodação do sistema isso não se torna necessário.

### 6.1.2 Variação de potência da CPL

A ação da malha auxiliar ocorre idealmente na ocorrência de variações de potência, uma vez que o filtro projetado atua na frequência de oscilação  $\omega_{osc}$  decorrente da CPL. Nesse contexto, o objetivo dessa simulação é observar como o regulador de tensão conectado a uma CPL de 10 W se comporta mediante a variação de potência em torno deste ponto. A Figura 6.3 mostra a resposta do barramento mediante variações da CPL.

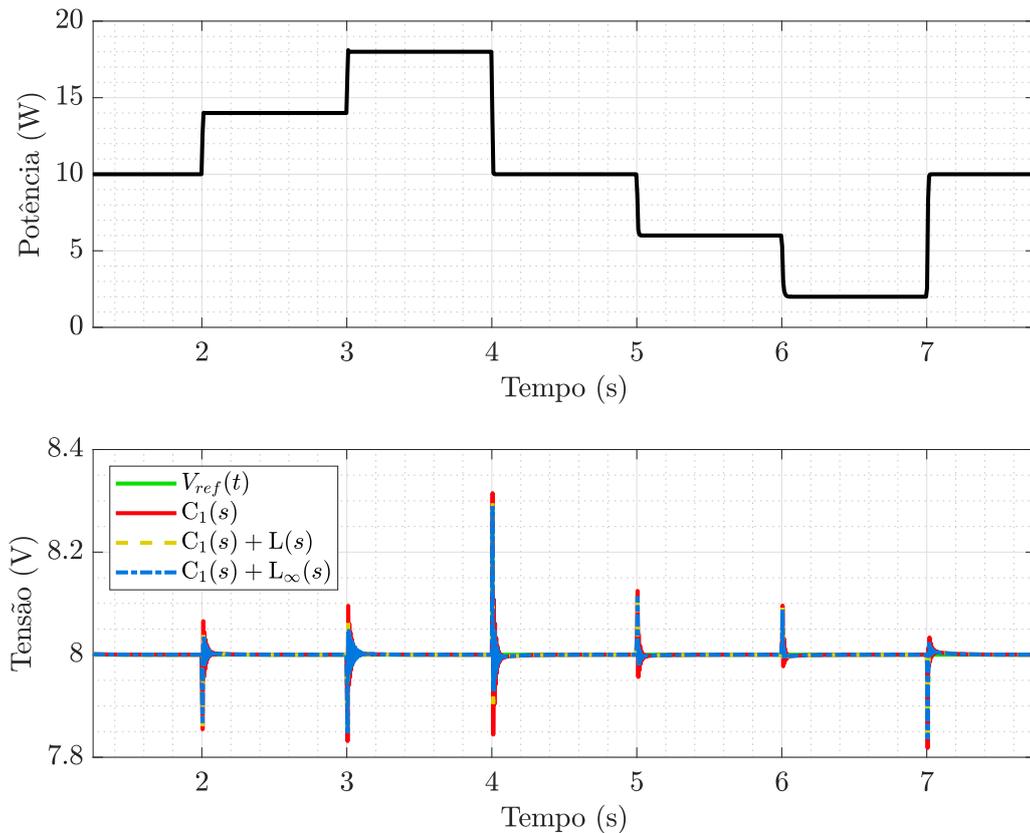


Figura 6.3: Simulação do teste de variação de potência da CPL.

Já a Figura 6.4 mostra detalhes nas variações mais distantes do ponto de operação original (10 W). O aumento de carga ocasiona a redução do amortecimento do sistema visto na forma de oscilação no barramento de tensão regulado. Para a variação proposta os três sistemas conseguem garantir a regulação, porém observa-se que o sistema sob ação da malha auxiliar consegue amortecer as oscilações mais rapidamente. No primeiro momento o amortecimento gerado em  $C_1(s) + L_\infty(s)$  é maior, contudo a medida que o tempo passa o sistema  $C_1(s) + L(s)$  consegue garantir um amortecimento maior. Este efeito pode ser melhor observado na análise dos índices de desempenhos proposto que estão mostrados na Figura 6.5.

O ISE mede o acúmulo de erro dos sistemas para cada variação de potência realizada, nesse contexto observe que o sistema sem a ação da malha auxiliar apresentou um maior acúmulo de erro, indicando uma maior oscilação. Por outro lado observa-se que o sistema sob ação da malha auxiliar apresentou ISE similar para as duas metodologias propostas.

O ITSE tem por objetivo avaliar o quão rápido a planta consegue mitigar as oscilações e assim como no ISE a planta sem ação da malha auxiliar apresentou maior ITSE, indicando

uma demora maior para mitigar as oscilações. Por outro lado os sistemas sob ação da malha auxiliar apresentaram ITSE menor e similares entre si, indicando que sob ação da malha proposta essas oscilações são mitigadas mais rapidamente.

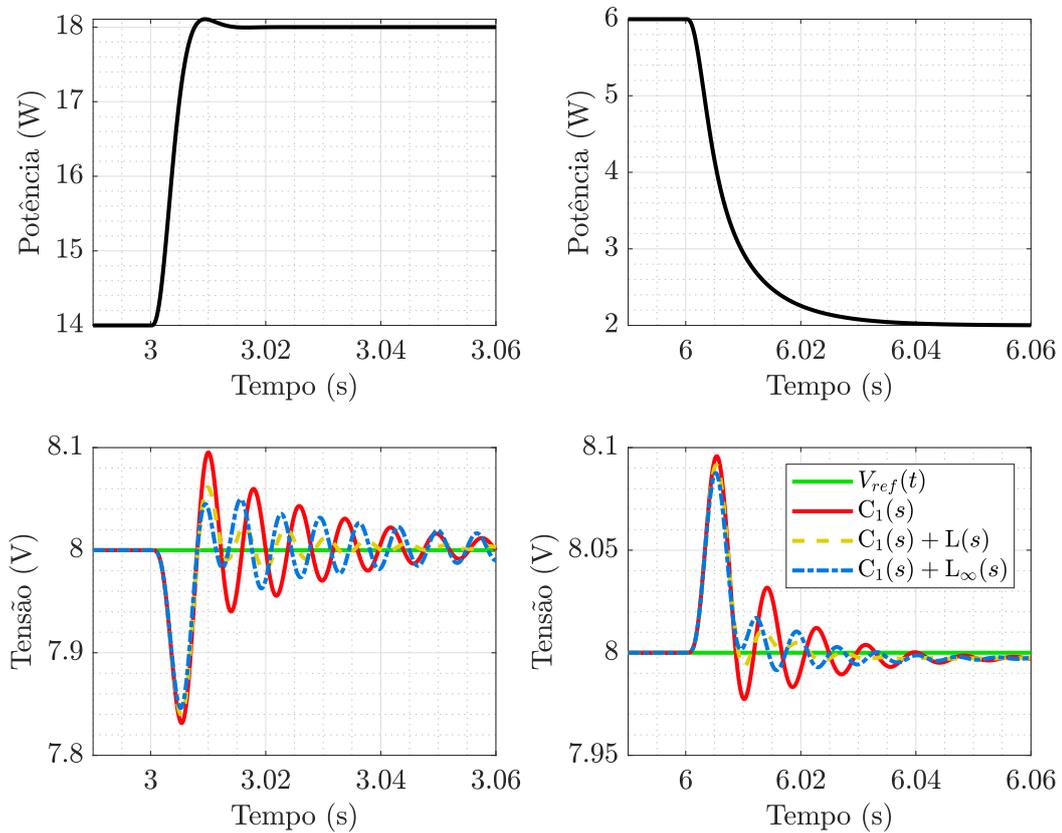


Figura 6.4: Simulação do teste de variação de potência da CPL: Zoom em torno da variação de potência.

O ITAE tem por objetivo ponderar se após o efeito transitório da perturbação ter passado, a oscilação foi mitigada. Nesse contexto, observe que novamente o sistema sem a ação da malha auxiliar apresentou maior índice, indicando a existência de oscilação mesmo após o transitório de potência da CPL. Os sistemas sob ação das malhas auxiliares apresentaram menor ITAE, contudo observa-se, principalmente para as variações positivas de potência (aumento de carga) que  $C_1(s) + L_\infty(s)$  apresenta maior ITAE se comparado com a malha projetada baseada na metodologia do ESP clássico. Esse efeito é justificado na resposta temporal da Figura 6.4 em que ainda observa-se algum nível de oscilação mesmo após o efeito transitório da CPL ter finalizado.

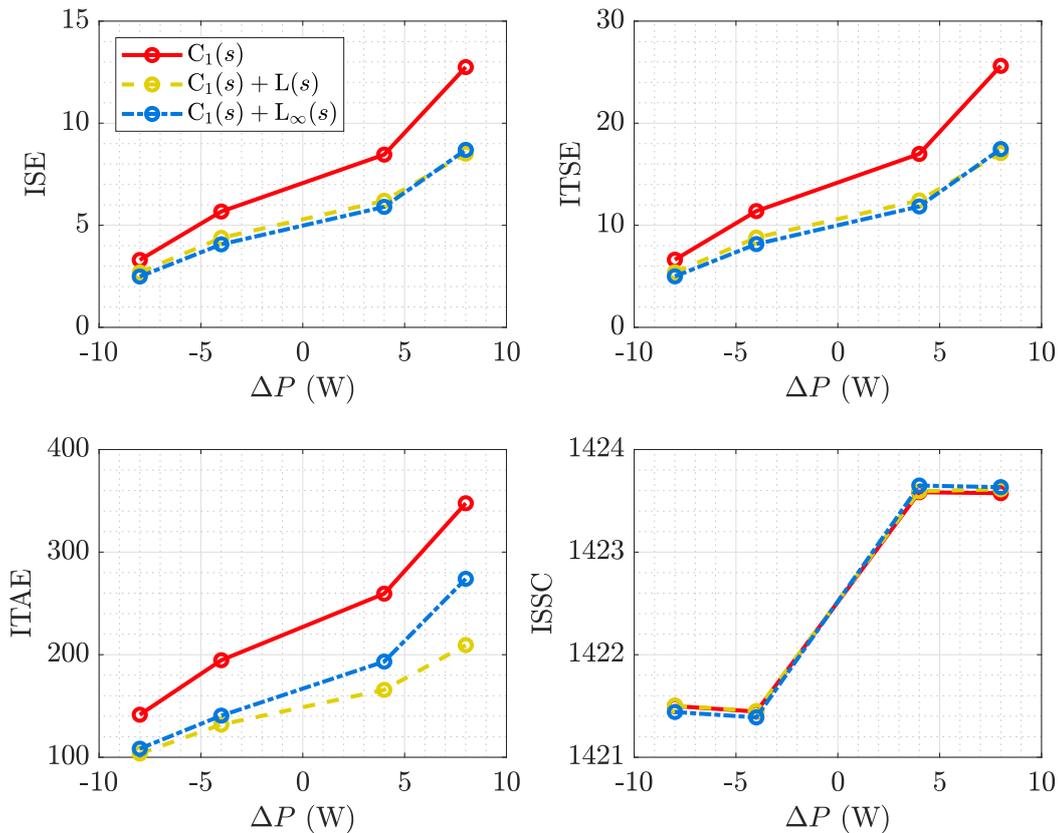


Figura 6.5: Índices de desempenho para a simulação do teste de variação de potência.

Por fim, o ISSC avalia a energia do sinal referente ao esforço de controle para a mitigação das oscilações. Nesse sentido observa-se que as estruturas com malha auxiliar tem esforço de controle similar a estrutura sem ação da malha auxiliar, este fato é importante uma vez que os outros índices indicaram uma melhora de desempenho sob ação da malha auxiliar sem a necessidade de um aumento considerável do sinal de controle.

### 6.1.3 Entrada e saída de carga

No teste anterior conectava-se o regulador de tensão a CPL e em sequência realizava-se pequenas variações em torno da potência de operação da CPL. Nesse teste será observado uma segunda situação: como o barramento se comporta com e sem malha auxiliar na entrada e na saída de uma grande demanda de carga. Esse teste é caracterizado por ter uma grande variação de potência, que tem por objetivo sensibilizar de forma mais efetiva o regulador de tensão. A Figura 6.6 mostra com maior detalhes o efeito da entrada e na saída da carga de 15 W conectada ao barramento.

O primeiro efeito imediato da entrada de uma grande carga ao barramento é ocasionar um afundamento de tensão maior e prolongar a oscilação decorrente dessa variação. Já na saída da carga pode-se observar que a oscilação é menos duradoura, porém a amplitude das oscilações são maiores. Pode-se observar para as duas situações que os sistemas sob ação da malha auxiliar conseguem mitigar as oscilações mais rapidamente apresentando uma menor amplitude a cada ciclo.

A Figura 6.7 mostra os índices de desempenho calculados para a entrada (+15 W) e saída (-15 W) de carga. O efeito de ocasionar maior oscilações na saída da carga é visto no ISE, ITSE e ITAE calculado onde para  $\Delta P = -15$  W esses índices são maiores do que para  $\Delta P = +15$  W.

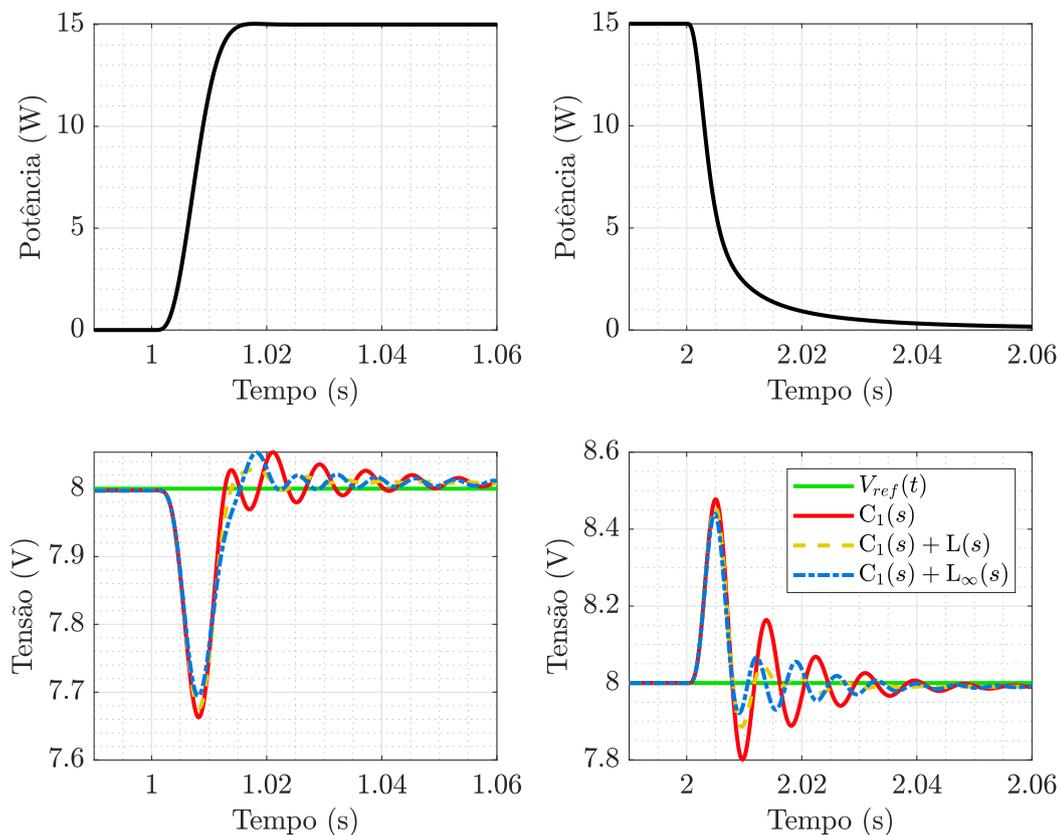


Figura 6.6: Simulação do teste de entrada e saída de carga: Zoom em torno da variação de potência.

O sistema sem a ação da malha auxiliar apresentou maior ISE, ITSE e ITAE para a entrada e saída de carga. Por outro lado, os sistemas sob ação da malha auxiliar apresentaram menor índices, onde a estrutura  $C_1(s) + L_\infty(s)$  apresentou menor ISE e ITSE e maior ITAE que a estrutura  $C_1(s) + L(s)$  indicando que a minimização da norma

$\mathcal{H}_\infty$  consegue manter um bom desempenho mesmo na ocorrência de grandes variações de potência.

Por fim, o ISSC das estruturas com e sem a malha auxiliar são similares, assim como no teste de variação de potência, indicando novamente que a malha auxiliar não realiza uma grande contribuição de esforço de controle para mitigar as oscilações decorrente da entrada e saída de carga.

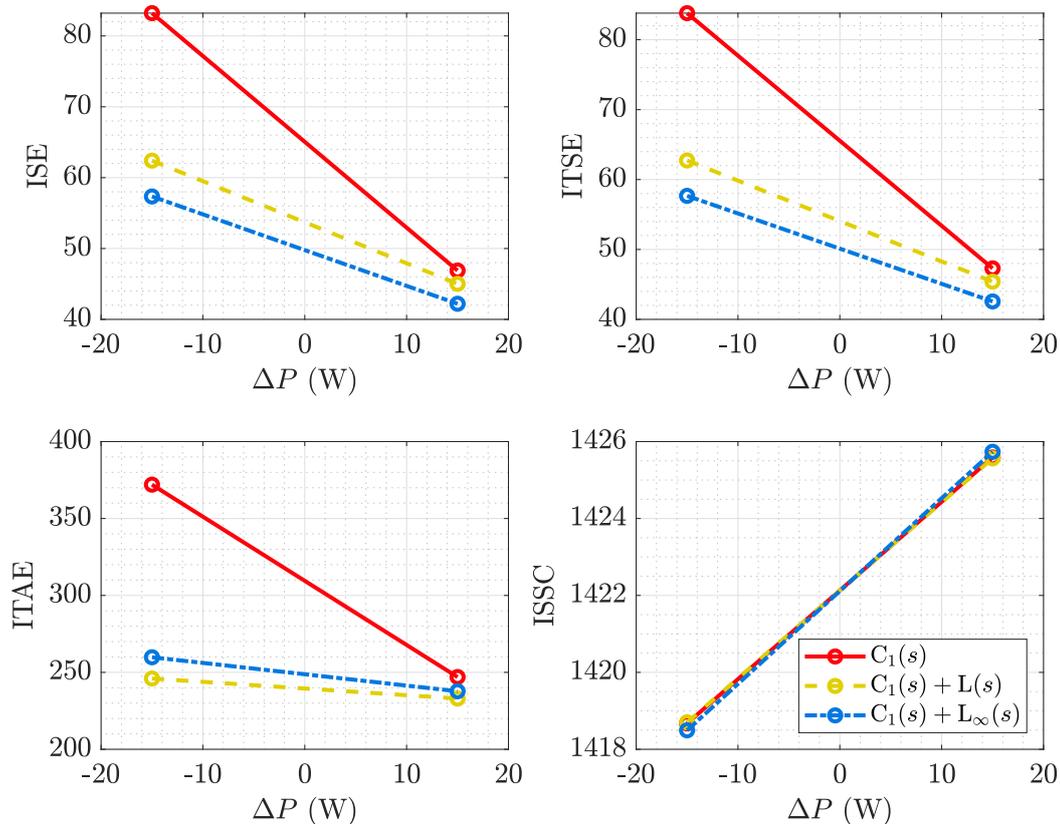


Figura 6.7: Índices de desempenho para a simulação do teste de entrada e saída de carga.

### 6.1.4 Variação de alimentação de entrada

A última simulação realizada é o teste de variação de tensão de entrada. Esse teste tem por objetivo avaliar como o sistema com e sem malha auxiliar opera na ocorrência de uma variação no fornecimento de energia principal. A Figura 6.8 mostra a resposta do barramento quando ocorre uma redução e um aumento de 3 V na alimentação do regulador de tensão.

Observe que a modificação da alimentação de entrada ocasiona uma grande perturbação

na saída vista sob a forma de oscilação. Essa oscilação é decorrente da dinâmica da planta em cascata com o controlador da malha principal, que pode ser observada também no teste de variação de referência de tensão. Nesse caso, observe que a intensidade dessa oscilação consegue sensibilizar os sistemas com malha auxiliar, reduzindo a oscilação decorrente da variação da entrada.

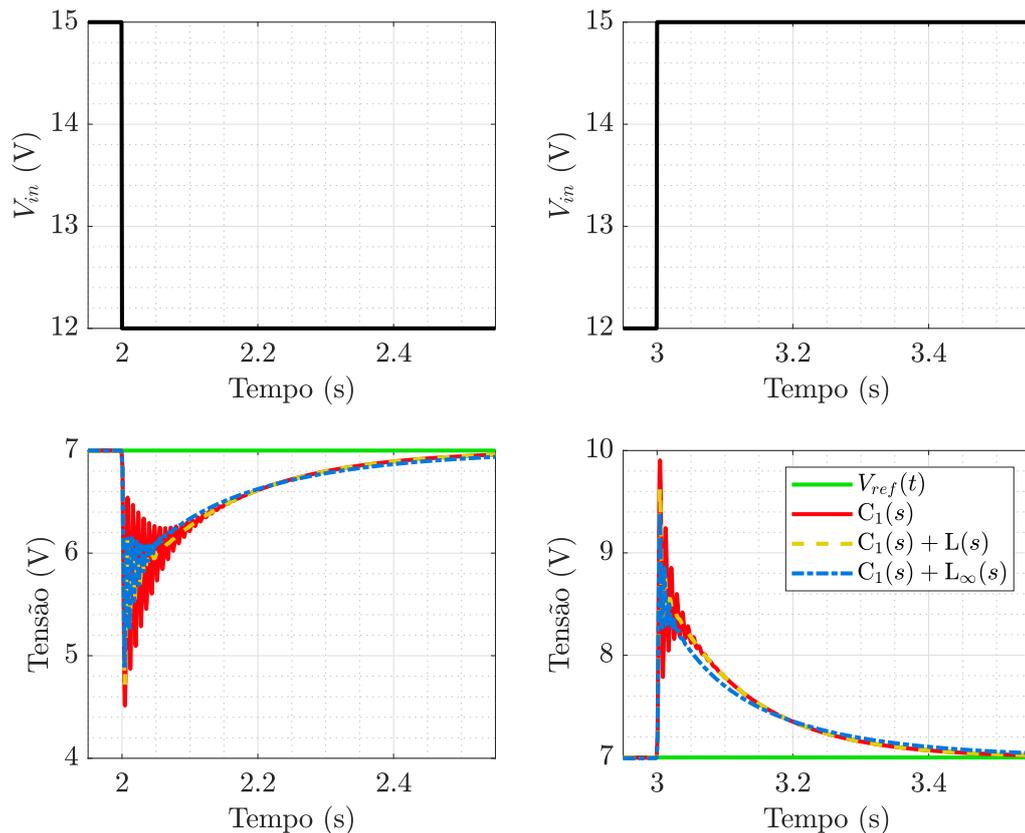


Figura 6.8: Simulação do teste de variação de tensão de entrada: Zoom em torno da variação de tensão.

A Figura 6.9 mostra o índice de desempenho para a diminuição e aumento da tensão de entrada. Observe que a estrutura sem malha auxiliar apresentou maior ISE, ITSE e ITAE em decorrência da grande oscilação gerada pela modificação da entrada. Além disso, é possível perceber que a estrutura  $C_1(s) + L_\infty(s)$  apresentou menor ISE, ITSE e ITAE. Esse fato é justificável pelo objetivo da minimização da norma  $\mathcal{H}_\infty$  que minimizava qualquer sinal de perturbação oriunda do filtro, nesse caso, mesmo que a tensão de entrada não fosse considerada como parâmetro variado na abordagem, a perturbação ocasionada pela sua modificação ainda seria minimizada para encontrar parâmetros ideais do compensador  $L_\infty(s)$ .

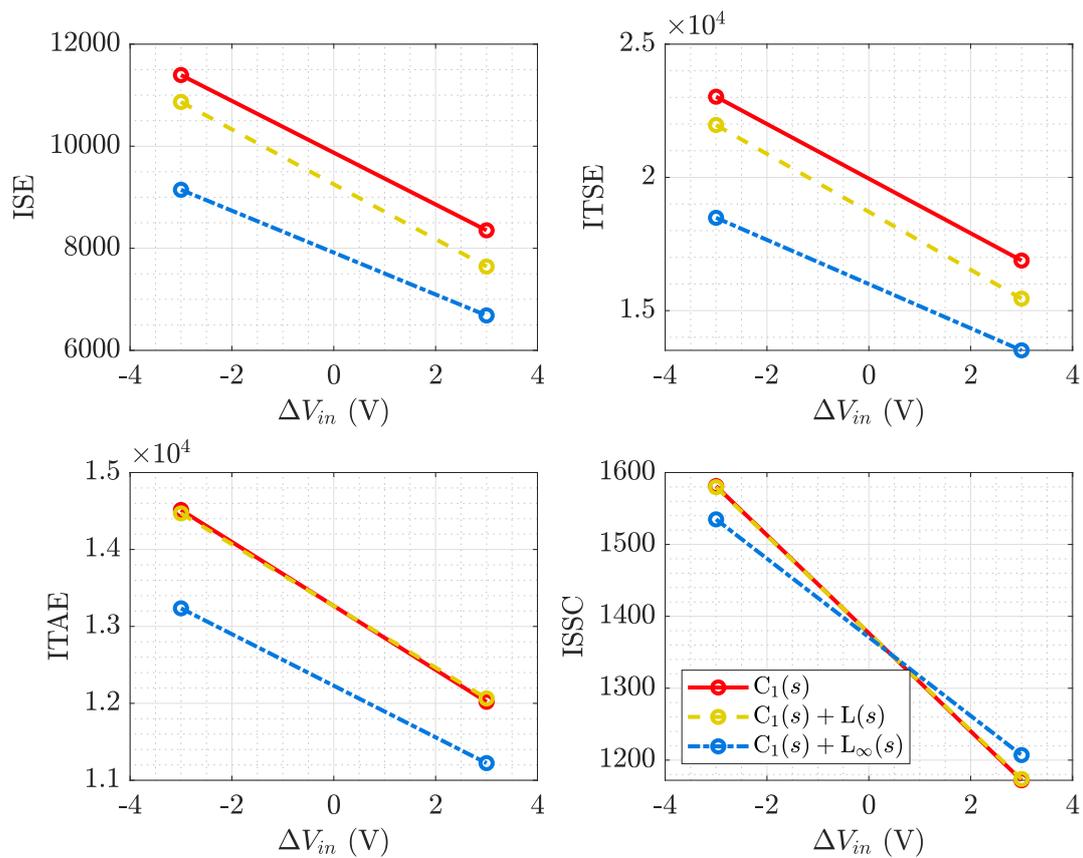


Figura 6.9: Índices de desempenho para a simulação do teste de variação de tensão de entrada.

Por fim, em relação ao ISSC, observa-se que  $C_1(s)$  e  $C_1(s) + L(s)$  tem índice similar, porém  $C_1(s) + L_\infty(s)$  apresenta um maior acúmulo de esforço para mitigar as oscilações decorrentes do aumento do nível de tensão de entrada.

## 6.2 Análise dos experimentos

Esta seção tem por objetivo analisar os resultados obtidos durante os experimentos dos testes propostos no Capítulo 5. Em cada análise é apresentada a coleta de dados obtidas durante o experimento seguida de *zoom* em torno das principais variações. Além disso, é apresentado ao fim de cada análise os gráficos de índices de desempenho para a avaliação do sistema  $C_1(s)$ ,  $C_1(s) + L(s)$  e  $C_1(s) + L_\infty(s)$ .

### 6.2.1 Variação de referência

Como comentado na simulação, espera-se que a malha auxiliar não interfira no comportamento dinâmico da planta quando não há ocorrência de perturbações. Durante o experimento de variação de referência de tensão observa-se como a malha auxiliar atua sobre a planta quando a única mudança de parâmetro é a referência de tensão.

A Figura 6.10 mostra o sinal de tensão e de controle durante a realização do experimento.

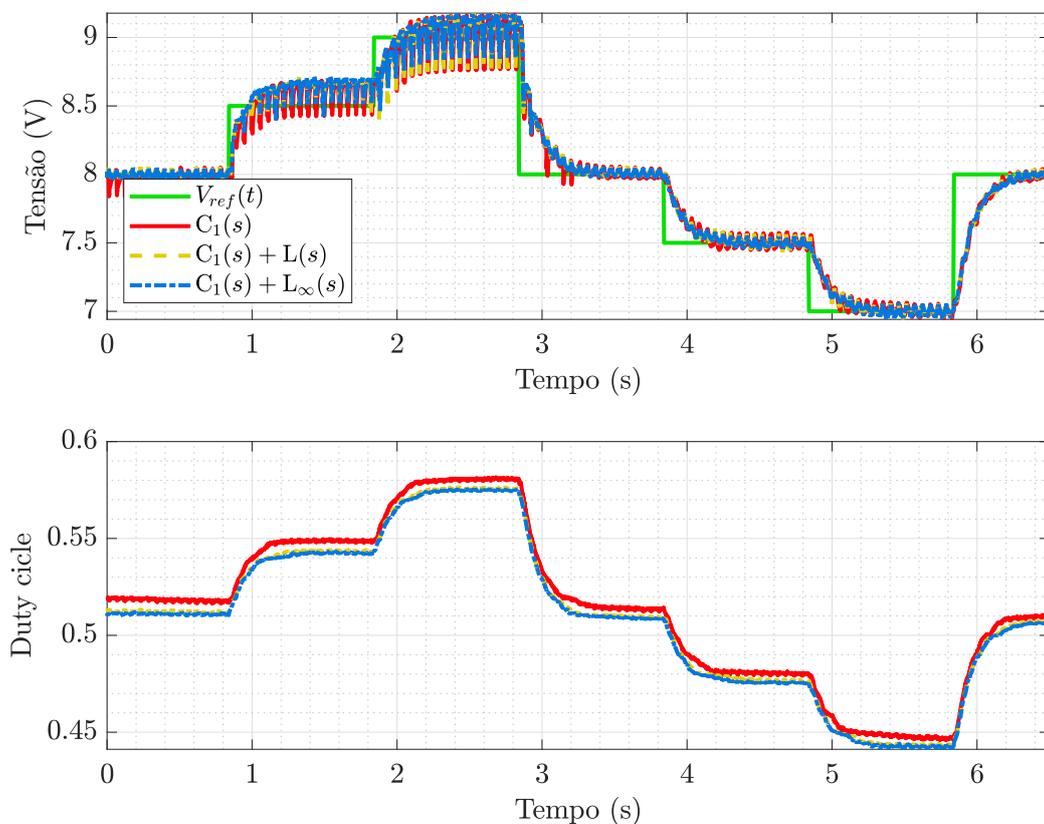


Figura 6.10: Experimento de variação de referência.

A Figura 6.11 mostra o *zoom* para a mudança de referência de 8.0 V para 8.5 V e de 8.0V para 7.5 V bem como o sinal de controle para esses casos.

É possível notar que os sistemas sob ação da malha auxiliar não modificam de maneira significativa a dinâmica da planta, não alterando o tempo de acomodação proposto, por outro lado, observa-se que para variações de referências positivas tem-se um aumento do comportamento oscilatório devido a ruídos e chaveamento do sistema. Nesse caso tem-se que os sistemas sob ação da malha auxiliar conseguem reduzir essa oscilação, garantindo

que a tensão entregue ao barramento regulado seja mais constante.

Com isso, observe que os compensadores não estão interferindo na dinâmica da planta mas sim nas perturbações referentes a ruídos e ao chaveamento dos conversores e que a ação deles é reduzida nas variações negativas de tensão, onde ocorre uma redução do sinal de controle e das perdas associadas ao processo de conversão.

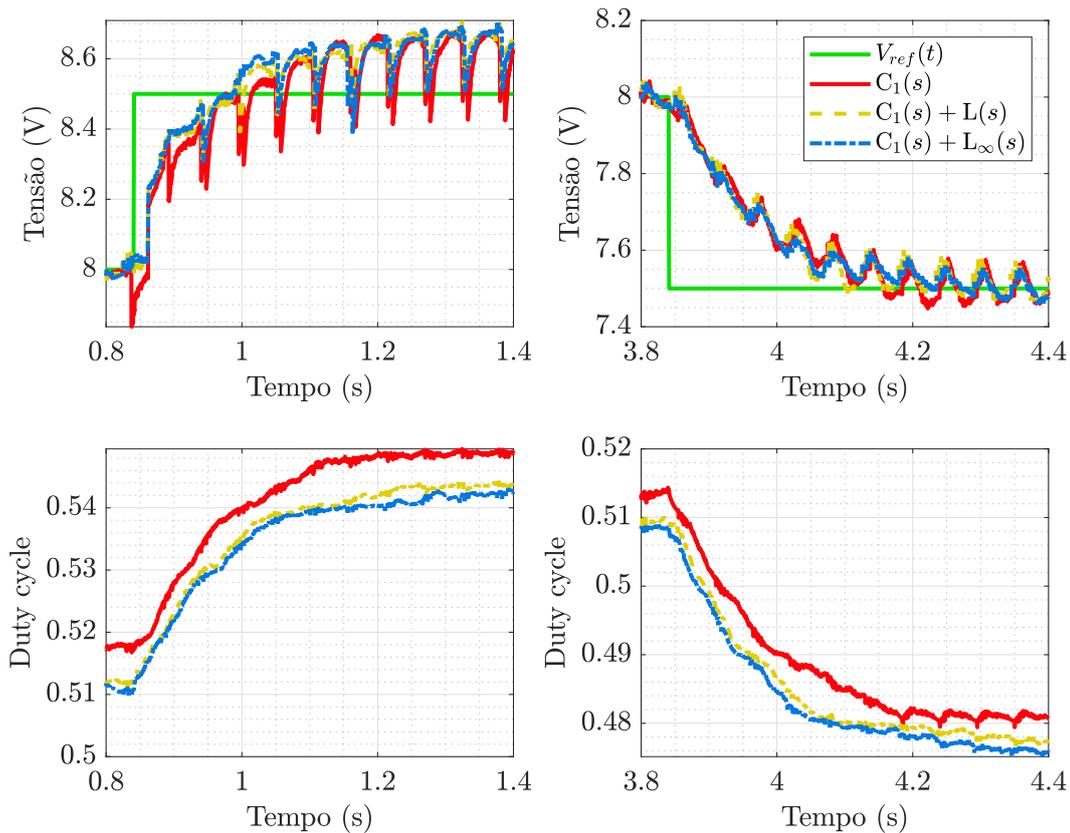


Figura 6.11: Experimento de variação de referência: zoom em torno das variações.

Essa atenuação observada em regime transitório ocorre em decorrência da frequência relacionada a essas perturbações estarem próximas a  $\omega_{osc}$ .

## 6.2.2 Variação de potência da CPL

O objetivo desse experimento é observar como o regulador de tensão conectado a uma CPL de 10 W se comporta mediante a variação de potência em torno deste ponto. A Figura 6.12 mostra a resposta do barramento mediante variações da CPL.

Já a Figura 6.13 mostra o *zoom* nas variações mais distantes do ponto de operação original (10 W). Como discutido anteriormente, o aumento de carga ocasiona o aumento da

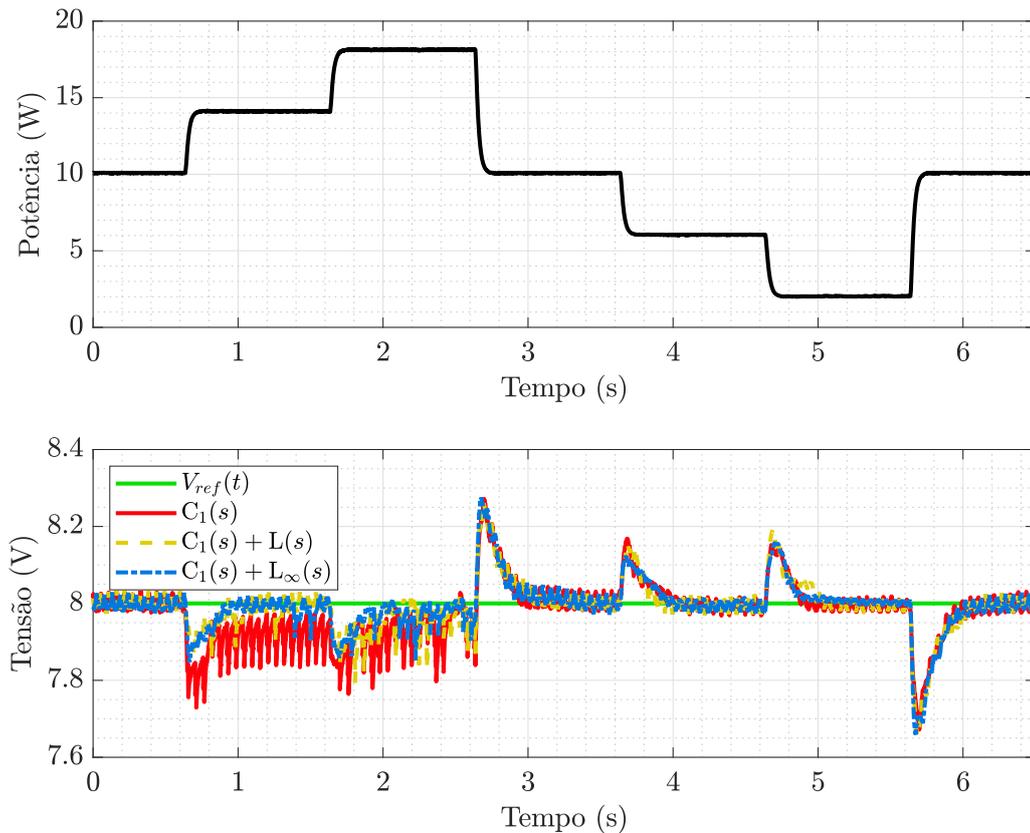


Figura 6.12: Experimento de variação de potência da CPL.

oscilação no barramento de tensão regulado. Para as variações propostas os três sistemas conseguem garantir a regulação, porém observa-se que o sistema sem a ação da malha auxiliar apresenta maior oscilação sobretudo quando ocorre um aumento de potência.

Os sistemas sob ação da malha auxiliar conseguem reduzir essa oscilação em regime permanente. Para melhor avaliar o desempenho da malha auxiliar analisa-se os índices de desempenho mostrados na Figura 6.14.

O sistema sem a ação da malha auxiliar apresentou um maior acúmulo de erro, indicando uma maior oscilação, principalmente para variações positivas de potência. Por outro lado observa-se, assim como na simulação, que o sistema sob ação da malha auxiliar apresentou ISE menor e similar para as duas metodologias propostas.

Assim como no ISE a planta sem ação da malha auxiliar apresentou maior ITSE, indicando uma demora maior para mitigar as oscilações. Por outro lado os sistemas sob ação da malha auxiliar apresentaram ITSE menores e similares entre si, indicando que sob ação da malha proposta essas oscilações são mitigadas mais rapidamente.

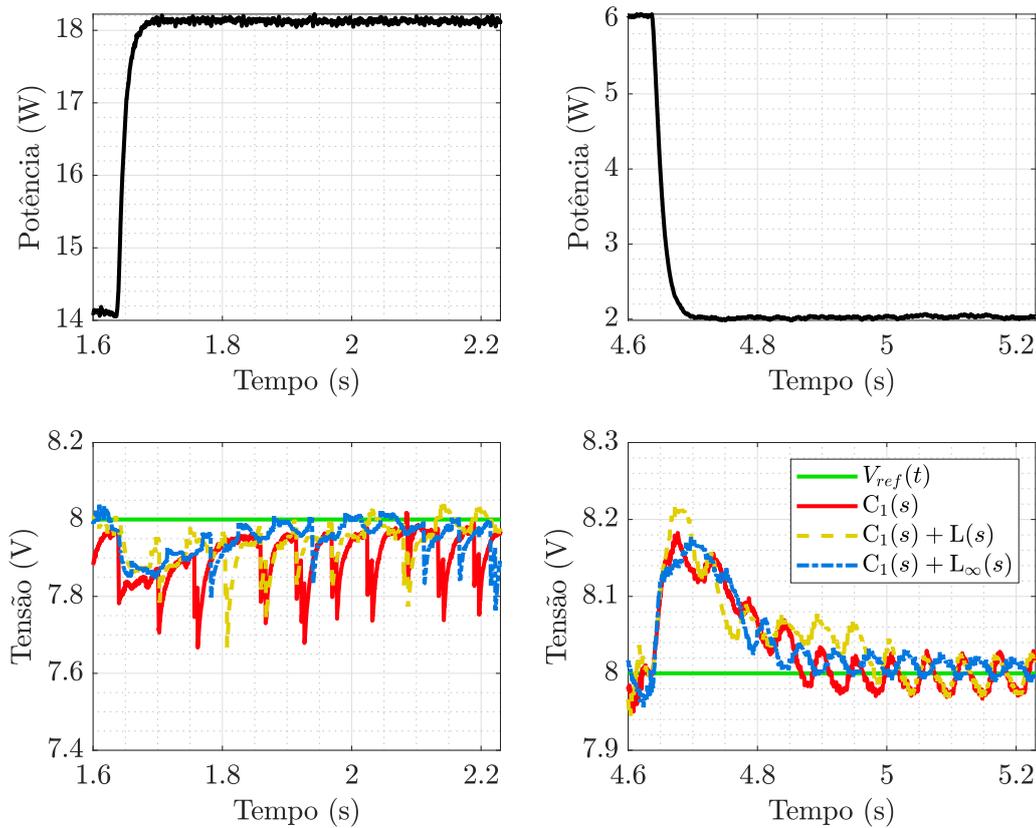


Figura 6.13: Experimento de variação de potência da CPL: Zoom em torno da variação de potência.

Para o ITAE, observe que novamente o sistema sem a ação da malha auxiliar apresentou maior índice, sobretudo para variações positivas de potência. Os sistemas sob ação das malhas auxiliares apresentaram menor ITAE, contudo observa-se, principalmente para as variações positivas de potência que  $C_1(s) + L_\infty(s)$  apresenta maior ITAE se comparado com o  $C_1(s) + L(s)$  para variações positivas de potência. Por outro lado, para variações negativas de potência pode-se observar que o sistema com malha auxiliar projetada pela minimização da norma  $\mathcal{H}_\infty$  apresenta menor ITAE.

Por fim, a partir do ISSC observa-se que o sistema  $C_1(s) + L(s)$  apresenta ISSC maior enquanto que  $C_1(s) + L_\infty(s)$  apresenta o menor ISSC. Nesse contexto, pode observar que a estrutura  $C_1(s) + L_\infty(s)$  consegue ter melhor desempenho com um menor esforço de controle na tarefa de mitigar as oscilações decorrentes da CPL.

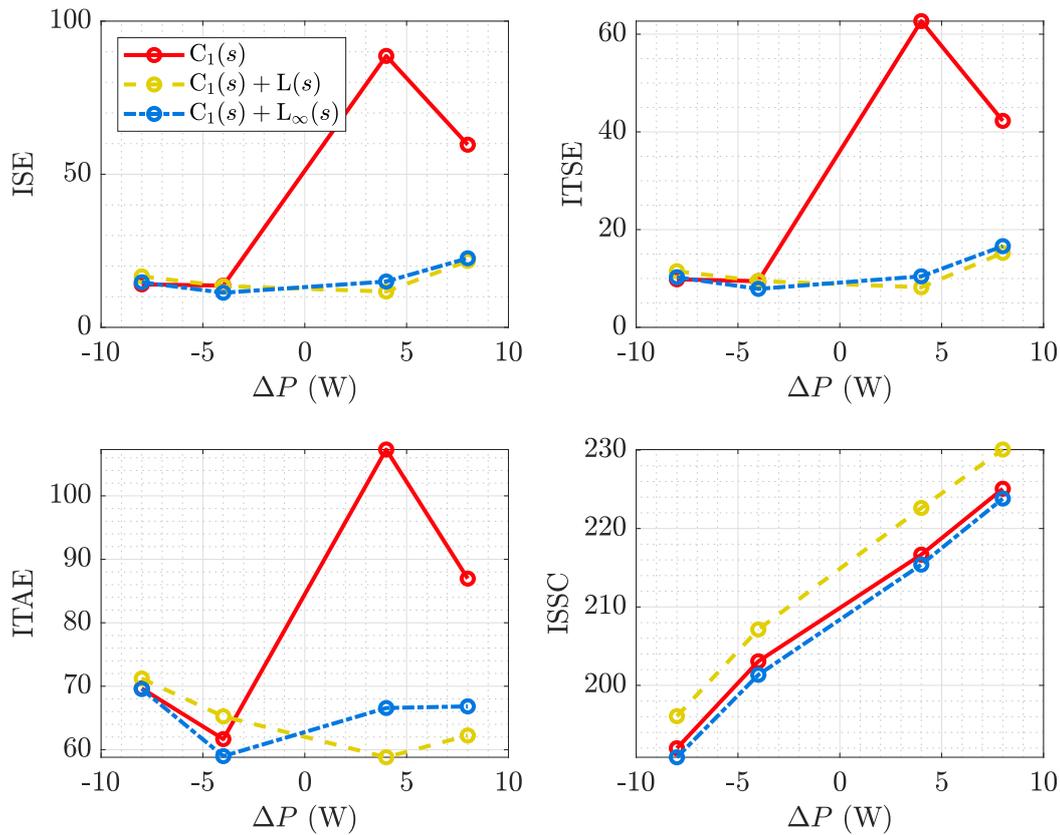


Figura 6.14: Índices de desempenho para o experimento de variação de potência.

### 6.2.3 Entrada e saída de carga

Nesse experimento será observado como o barramento se comporta com e sem malha auxiliar na entrada e na saída de uma grande demanda de carga. A Figura 6.15 mostra com maior detalhes o efeito da entrada e da saída da carga de 15 W conectada ao barramento.

Novamente observa-se que a entrada de carga ocasiona um grande afundamento de tensão, além disso também é observado um aumento da oscilação do sistema mesmo após o transitório da CPL. Já na saída de carga pode-se observar que a oscilação é menos duradoura, ocasiona um aumento de tensão e a diminuição do efeito oscilatório. Pode-se observar sobretudo para a entrada de carga, em decorrência da maior sensibilidade, que o sistema sem malha auxiliar apresenta uma maior oscilação em regime permanente.

A Figura 6.16 mostra os índices de desempenho calculados para a entrada (+15 W) e saída (-15W) de carga. O efeito de ocasionar maior oscilações na entrada de carga é visto no ISE, ITSE e ITAE calculado onde para  $\Delta P = +15$  W esses índices são maiores do que para  $\Delta P = -15$  W.

O sistema sem a ação da malha auxiliar apresentou maior ISE, ITSE e ITAE para a entrada e saída de carga. Por outro lado, os sistemas sob ação da malha auxiliar apresentaram menor índices, onde a estrutura  $C_1(s) + L_\infty(s)$  apresentou menor ISE e ITSE e ITAE similar a estrutura  $C_1(s) + L(s)$  indicando que a minimização da norma  $\mathcal{H}_\infty$  consegue manter um bom desempenho mesmo na ocorrência de grandes variações de potência, assim como na simulação.

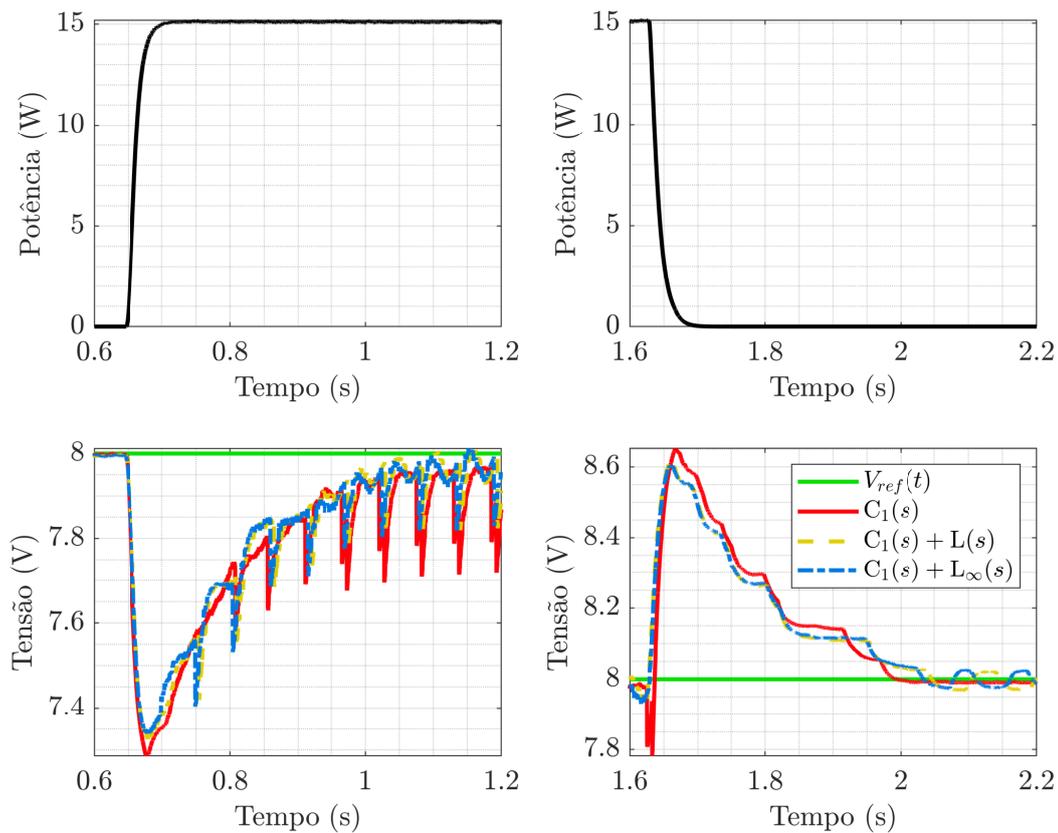


Figura 6.15: Experimento de entrada e saída de carga: Zoom em torno da variação de potência.

Por fim, o ISSC das estruturas com e sem a malha auxiliar são similares, assim como no teste de variação de potência, indicando novamente que a malha auxiliar não realiza uma grande contribuição de esforço de controle para mitigar as oscilações decorrente da entrada e saída de carga.

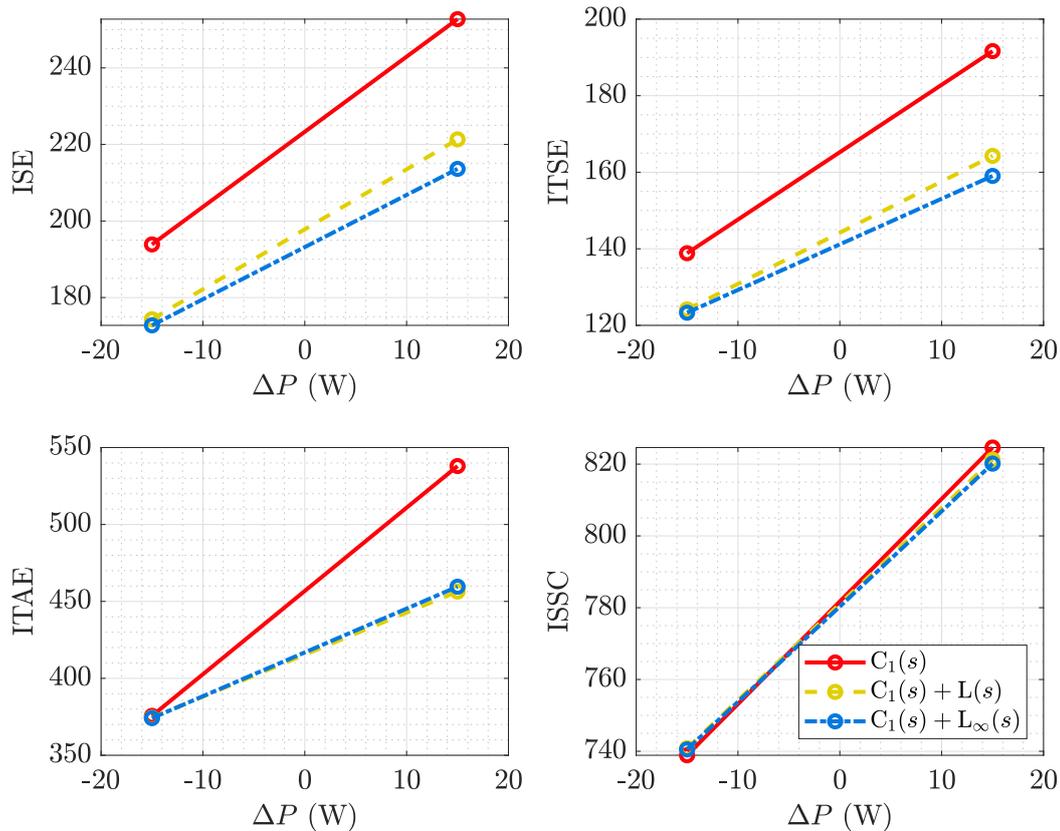


Figura 6.16: Índices de desempenho para o experimento de entrada e saída de carga.

### 6.2.4 Variação de alimentação de entrada

O último experimento realizado é o teste de variação de tensão de entrada. Esse teste tem por objetivo avaliar como o sistema com e sem malha auxiliar opera na ocorrência de uma perturbação no fornecimento de energia principal. A Figura 6.17 mostra a resposta do barramento quando ocorre uma redução e um aumento de 3 V na alimentação do regulador de tensão.

Observe que a modificação da alimentação de entrada ocasiona uma grande perturbação na saída vista na forma de um afundamento de tensão, quando a alimentação é reduzida, ou de uma elevação de tensão, quando a alimentação é aumentada.

Diferente da simulação, não se percebe grande diferença entre o desempenho das estruturas utilizadas, onde esta variação não é capaz de sensibilizar a malha auxiliar.

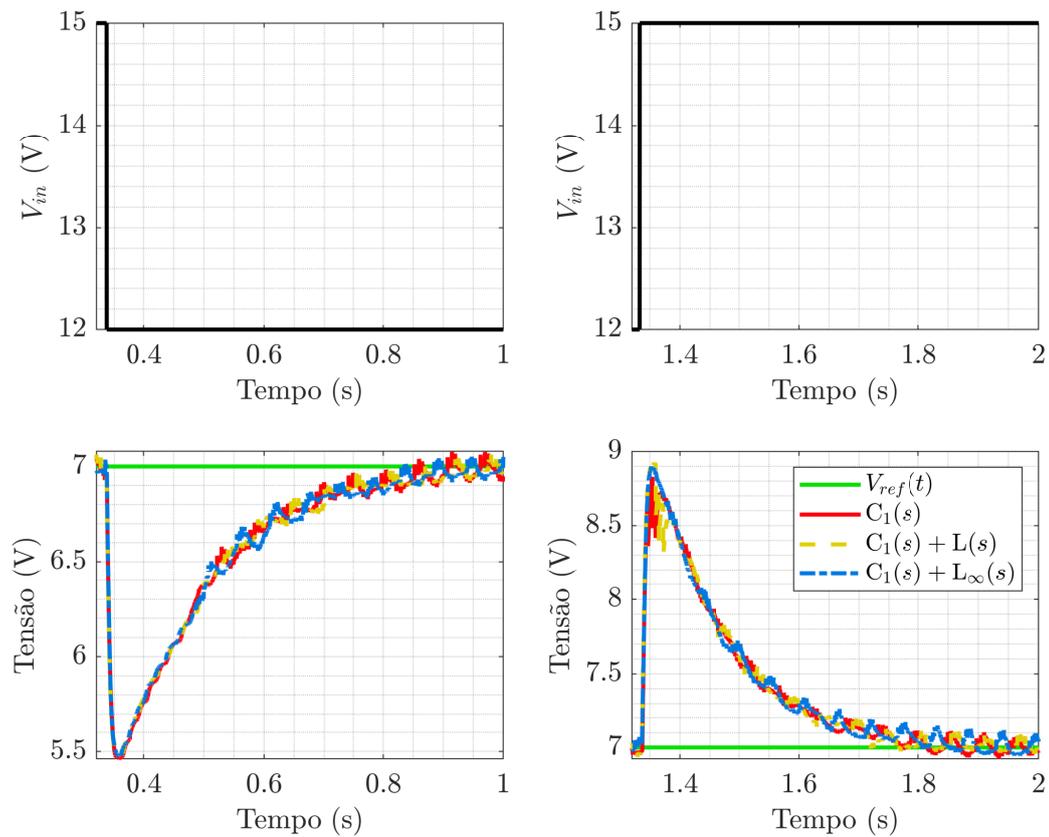


Figura 6.17: Experimento de variação de tensão de entrada: Zoom em torno da variação de tensão.

A Figura 6.18 mostra os índices de desempenho para a diminuição e aumento da tensão de entrada. Observe que as estruturas utilizadas apresentaram índices similares entre si, onde para a diminuição da tensão de entrada a estrutura sem malha auxiliar apresentou menor ISE e ITSE, enquanto que para o aumento da tensão de entrada as estruturas com malha auxiliar apresentaram menores ISE e ITSE. A estrutura  $C_1(s) + L(s)$  apresenta menor ITAE e maior ISSC, indicando conseguir mitigar melhor a oscilação decorrente da perturbação a longo prazo, porém com um maior esforço de controle.

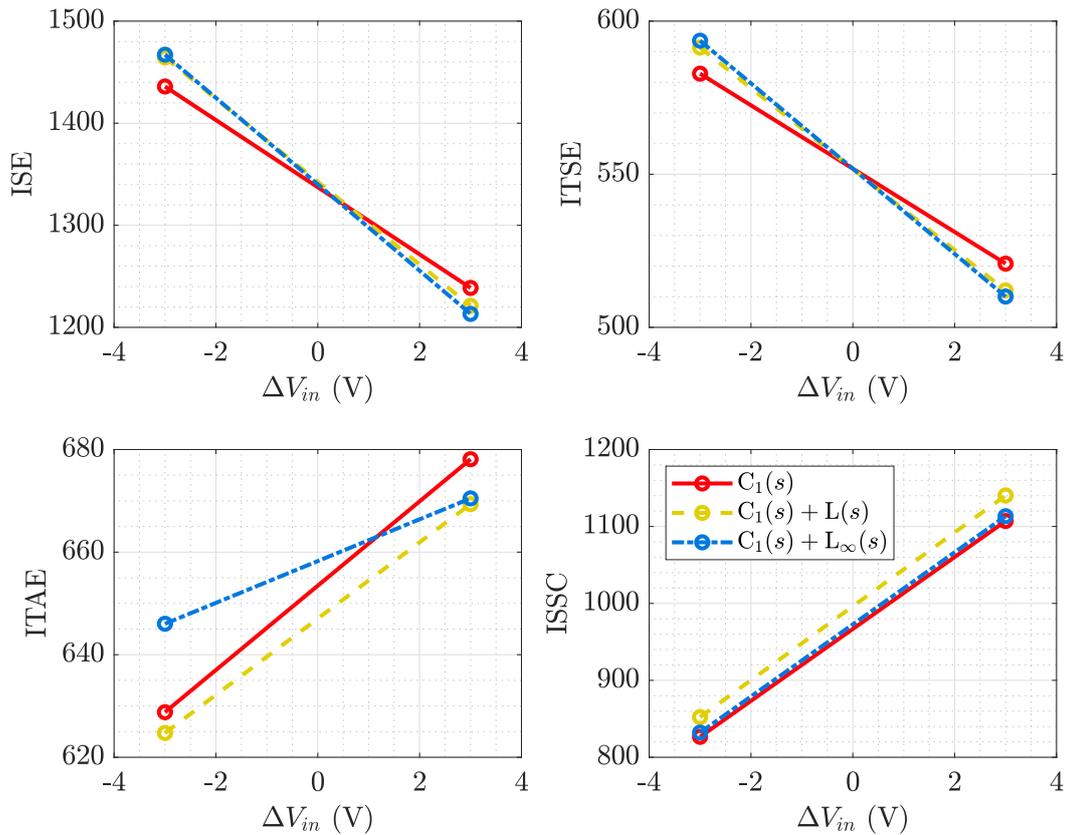


Figura 6.18: Índices de desempenho para o experimento de variação de tensão de entrada.

### 6.3 Análise de estabilidade relativa

Para finalizar a análise comparativa entre as estruturas com e sem malha auxiliar, nesta seção discute-se por qual motivo os sistemas com malha auxiliar apresentaram, de forma geral, maior capacidade para mitigar as oscilações decorrentes da variação de CPL.

Nesse sentido, considere a função de transferência  $T_w(s)$  apresentada na equação (5.11) que leva em consideração o sistema com e sem a malha auxiliar. Nesse caso, a Figura 6.19(a) que mostra o diagrama de Bode para cada estrutura proposta. A Figura 6.19(b) mostra um *zoom* próximo a região de frequência de projeto  $\omega_{osc}$ , demarcado por um  $\times$ . Observe que essa frequência fica próxima a frequência de cruzamento de fase  $\omega_\phi$ , demarcado por um  $\circ$ . A Figura 6.19(c) mostra os mesmos pontos só que agora marcados dentro da curva referente ao diagrama de Nyquist para cada sistema proposto.

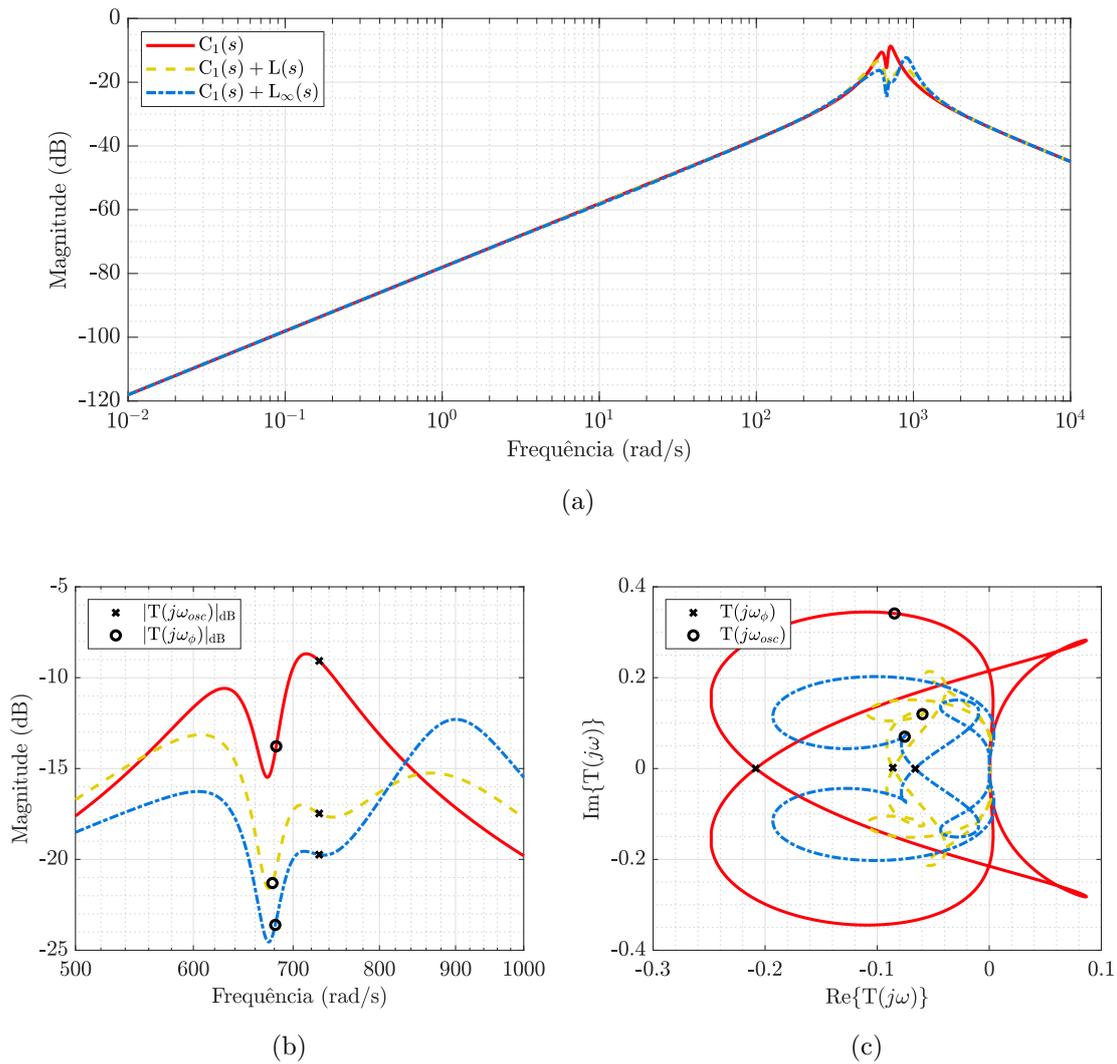


Figura 6.19: (a) Diagrama de bode para as estruturas propostas no trabalho. (b) *Zoom* para a identificação da frequência de cruzamento de corte  $\omega_\phi$  e a frequência de oscilação  $\omega_{osc}$  de projeto. (c) Diagrama de Nyquist para o sistema com e sem malha auxiliar.

Observe que a única região que é alterada pelos sistemas com malha auxiliar é próximo a frequência de oscilação, para qualquer frequência distante dessa faixa o comportamento do sistema com malha auxiliar é similar ao sem malha auxiliar. Esse é o principal motivo para que no teste de variação de referência de tensão e no teste de variação de tensão de entrada o sistema com malha auxiliar não aparente atuar.

Por outro lado, observe que  $\omega_{osc}$  está próximo ao  $\omega_\phi$ . O que ocorre é uma diminuição na magnitude do sistema, reduzindo o efeito da variação de potência na faixa de frequência de 600 até 800 rad/s. O efeito disso está na margem de ganho do sistema, que é apresentado para cada caso na Tabela 6.1.

Tabela 6.1: Cálculo da margem de ganho para cada sistema proposto.

<b>Estrutura</b>	<b>Margem de ganho</b>
$C_1(s)$	4.8853
$C_1(s) + L(s)$	11.941
$C_1(s) + L_\infty(s)$	15.302

Nesse sentido é possível observar que a malha auxiliar contribui fundamentalmente com um aumento da margem de estabilidade do sistema, em que especialmente a estrutura  $C_1(s) + L_\infty(s)$  apresenta maior margem de ganho, este efeito é possível observa principalmente na ocorrência de grandes variações de potência, como apresentado nas seções anteriores.

## 6.4 Conclusão

Esta seção teve por objetivo discutir e apresentar os resultados obtidos durante a realização dos testes propostos, afim de realizar uma comparação entre o sistema com e sem a malha auxiliar, bem como avaliar o desempenho da malha auxiliar com o uso do compensador fazendo uso dos conceitos de LMI, e comparar com a metodologia clássica de projeto de compensadores fazendo uso de resposta em frequência.

Nesse contexto, observou-se que na principal característica do projeto, que é mitigar as oscilações decorrentes da CPL, os sistemas com malha auxiliar apresentaram um menor acúmulo de erro, como pode ser observado no índice ISE apresentado. Além disso, o projeto do compensador *lead-lag* realizado pela minimização da norma  $\mathcal{H}_\infty$  apresentou melhor desempenho na mitigação de grandes variações de potência, fato justificado pela sua maior margem de ganho.

# Capítulo 7

## Considerações finais

Este trabalho apresentou a problemática do desenvolvimento de uma microrrede CC, composta por conversores de potência conectados em cascata. O primeiro conversor é responsável pela regulação de tensão, enquanto que o segundo é responsável pela regulação de potência. Quando a dinâmica do regulador de potência é mais rápida que a do regulador de tensão, este último pode enxergar o primeiro como uma CPL observadas sob a forma de oscilações prolongadas no sistema.

Mesmo sob ação de um controlador, a medida que a intensidade da variação de potência aumenta, o sistema perde desempenho por se afastar das condições iniciais. Nesse sentido, este trabalho propôs o projeto de uma malha de controle auxiliar baseado em um ESP que comumente é utilizado para amortecer oscilações de baixa frequência em sistemas elétricos de potência. Esta metodologia não altera a dinâmica do regulador de potência projetado, atuando somente na ocorrência de oscilações decorrentes de variações de potência da CPL.

Para investigar esta proposta, construiu-se um sistema da topologia *buck-buck* de forma que o regulador de potência tenha uma dinâmica de 10 a 50 vezes mais rápida do que o regulador de tensão. Em seguida, para fins de comparação de três metodologias de projeto de controle, afim de avaliar o desempenho da metodologia proposta, segue abaixo as metodologias utilizadas:

- Regulador de tensão projetado, apenas com malha de realimentação de saída sob ação de  $C_1(s)$ ;
- Regulador de tensão projetado com malha de realimentação de saída sob ação de  $C_1(s)$ , em conjunto com uma malha auxiliar projetado pela metodologia clássica do

projeto de ESPs ( $C_1(s) + L(s)$ );

- Regulador de tensão projetado com malha de realimentação de saída sob ação de  $C_1(s)$  em conjunto com a malha auxiliar projetado pela minimização do ganho  $\mathcal{H}_\infty$  através da formulação do problema no formato de LMI ( $C_1(s) + L_\infty(s)$ ).

Durante a realização do trabalho constatou-se que o projeto da malha auxiliar  $C_1(s) + L(s)$  é mais simples que  $C_1(s) + L_\infty(s)$ , contudo a última apresenta uma maior flexibilidade de projeto, permitindo determinar uma maior gama de compensadores.

Baseado no que foi proposto, constatou-se que a utilização de malha auxiliar garantiu o aumento do amortecimento em decorrência da variação de potência da CPL, além disso, observou-se que para grandes variações de potência o sistema projetado através da minimização da norma  $\mathcal{H}_\infty$  apresentou maior capacidade de mitigar as oscilações. Nesse sentido, o objetivo de construir uma malha de controle suplementar foi alcançado adaptando a metodologia de projeto de um ESP clássico para conversores CC e reformulando o problema através da definição de LMIs para a minimização de perturbações oriundas de uma CPL.

Através da análise da estabilidade relativa utilizando o diagrama de Bode e a curva de Nyquist para cada estrutura observa-se que a malha auxiliar garante ao sistema uma maior margem de ganho, onde novamente a estrutura  $C_1(s) + L_\infty(s)$  apresentou maior contribuição. Nesse sentido, pode-se concluir que a malha auxiliar proposta é capaz de aumentar a estabilidade relativa da planta sem modificar as características dinâmicas do sistema sob ação de um controlador na malha principal, apenas atuando na ocorrência de uma perturbação.

Por fim, entende-se que o projeto da malha auxiliar proposta através de LMIs pode ser futuramente melhorada sob alguns pontos:

- Aumento da ordem do compensador, para flexibilizar o cálculo das matrizes;
- Inclusão da dinâmica do filtro no processo de minimização;
- Considerar a CPL como um parâmetro do sistema e/ou limitar a não-linearidade para melhorar a zona de operação da malha auxiliar.

## 7.1 Trabalhos produzidos

### 7.1.1 Artigos aceitos

- de Bessa, I.V.; de Medeiros, R.L.P.; Bessa, I.; Ayres Junior, F.A.C.; de Menezes, A.R.; Torres, G.M.; Chaves Filho, J.E. Comparative Study of Control Strategies for Stabilization and Performance Improvement of DC Microgrids with a CPL Connected. *Energies* 2020, 13, 2663. <https://doi.org/10.3390/en13102663>
- C. das Neves, C.; B. Junior, W.; Medeiros, R.L.P.d.; Ayres Junior, F.A.C.; V. Bessa, I.; Bessa, I.V.; de M. Veroneze, G.; E. S. e Silva, L.; J. S. Farias, N. Direct Form Digital Robust RST Control Based on Chebyshev Sphere Optimization Applied in a DC-DC Power Converter. *Energies* 2020, 13, 3810. <https://doi.org/10.3390/en13153810>
- I. V. de Bessa, R. L. P. de Medeiros, I. V. de Bessa, F. A. C. Ayres Junior, M. M. de Carvalho, and N. J. S. Farias, “Estratégias de controle aplicadas para mitigação de oscilações decorrentes de CPL em uma microrrede CC do tipo boost-buck” 2020. (Induscon 2021).
- I. V. de Bessa, R. L. P. de Medeiros, G.M. Torres, I. V. de Bessa, F. A. C. Ayres Junior, M. M. de Carvalho, and V. F. L. Junior, “Estabilização de reguladores de tensão da topologia buck conectado a uma CPL utilizando técnicas de controle baseadas em LMI” 2021. (Induscon 2021).
- M. M. de Carvalho, I. V. de Bessa, R. L. P. de Medeiros, L. E. Sales e Silva, F. A. C. Ayres Junior, and V. F. L. Junior, “Comparative Study of Control Methodologies and PLL Topologies to Enhance the Performance of the Synchronization of grid-tied PV System” 2021. (Induscon 2021).
- N. J. da Silva Farias, R. L. P. de Medeiros, J. E. Chaves Filho, M. M. de Carvalho, and I. V. de Bessa, “Investigação Da Aplicação De Controle Robusto De Corrente Em Um Circuito Conversor CC-CC Buck Aplicado A Um Emulador De Sistema De Hidrogeração De Energia Elétrica.” 2021. (Induscon 2021).
- I. V. de Bessa, R. L. P. de Medeiros, I. V. de Bessa, F. A. C. Ayres Junior, M. M. de Carvalho, and V. F. L. Junior, “Desenvolvimento de uma malha auxiliar ativa para

supressão de oscilações decorrentes da conexão com CPL em sistemas de distribuição CC” 2021. (SBAI 2021).

- I. V. de Bessa, A. Menezes, D. Modesto de Souza, J. A. Silva e Silva, L. Barreto, O. Pessoa, R. L. P. de Medeiros, and V. F. L. Junior, “Desenvolvimento de uma ferramenta didática para o ensino de automação e controle de sistemas de tanques industriais” 2021. (SBAI 2021).
- M. M. de Carvalho, R. L. P. de Medeiros, F. A. C. Ayres Junior, I. V. de Bessa, and V. F. L. Junior, “Comparação de técnicas de controle via LMI aplicadas em microrredes CC com CPL” 2021. (SBAI 2021).

# Referências Bibliográficas

- P. Sauer and M. Pai, *Power system dynamics and stability*. Prentice Hall, 1998.
- A. T. Elsayed, A. A. Mohamed, and O. A. Mohammed, “DC microgrids and distribution systems: An overview,” *Electric Power Systems Research*, vol. 119, pp. 407–417, 2015. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378779614003885>
- A. Emadi, A. Khaligh, C. H. Rivetta, and G. A. Williamson, “Constant power loads and negative impedance instability in automotive systems: definition, modeling, stability, and control of power electronic converters and motor drives,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 55, no. 4, pp. 1112–1125, 2006.
- A. M. Rahimi and A. Emadi, “An analytical investigation of DC/DC power electronic converters with constant power loads in vehicular power systems,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 58, no. 6, pp. 2689–2702, 2009.
- N. Vafamand, M. M. Mardani, M. H. Khooban, F. Blaabjerg, and J. Boudjadar, “Pulsed power load effect mitigation in DC shipboard microgrids: a constrained model predictive approach,” *IET Power Electronics*, vol. 12, no. 9, pp. 2155–2160, 2019. [Online]. Available: <https://ietresearch.onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1049/iet-pel.2018.6159>
- S. Yousefizadeh, J. D. Bendtsen, N. Vafamand, M. H. Khooban, F. Blaabjerg, and T. Dragičević, “Tracking control for a DC microgrid feeding uncertain loads in more electric aircraft: Adaptive backstepping approach,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 7, pp. 5644–5652, 2019.
- A. Francés, R. Asensi, O. García, R. Prieto, and J. Uceda, “Modeling electronic power

- converters in smart DC microgrids—an overview,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 9, no. 6, pp. 6274–6287, 2018.
- S. Singh, A. R. Gautam, and D. Fulwani, “Constant power loads and their effects in DC distributed power systems: A review,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 72, pp. 407–421, 2017. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032117300412>
- A. Kwasinski and C. N. Onwuchekwa, “Dynamic behavior and stabilization of DC microgrids with instantaneous constant-power loads,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 3, pp. 822–834, 2011.
- H. Mosskull, “Constant power load stabilization,” *Control Engineering Practice*, vol. 72, pp. 114–124, 2018. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0967066117302708>
- A. Riccobono and E. Santi, “Comprehensive review of stability criteria for DC power distribution systems,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 5, pp. 3525–3535, 2014.
- T. Dragičević, X. Lu, J. C. Vasquez, and J. M. Guerrero, “DC microgrids—part I: A review of control strategies and stabilization techniques,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 7, pp. 4876–4891, 2016.
- , “DC microgrids—part II: A review of power architectures, applications, and standardization issues,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 5, pp. 3528–3549, 2016.
- A. Khodamoradi, G. Liu, P. Mattavelli, T. Caldognetto, and P. Magnone, “Analysis of an online stability monitoring approach for DC microgrid power converters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 5, pp. 4794–4806, 2019.
- N. Rashidirad, M. Hamzeh, K. Sheshyekani, and E. Afjei, “A simplified equivalent model for the analysis of low-frequency stability of multi-bus DC microgrids,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 9, no. 6, pp. 6170–6182, 2018.
- G. San, W. Zhang, X. Guo, C. Hua, H. Xin, and F. Blaabjerg, “Large-disturbance stability for power-converter-dominated microgrid: A review,” *Renewable and*

- Sustainable Energy Reviews*, vol. 127, p. 109859, 2020. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032120301532>
- H. Mosskull, M. Jansson, and T. Trostén, “Optimal line current limitation of CPLs fed through input LC-filters,” *Control Engineering Practice*, vol. 89, pp. 43–55, 2019. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0967066118304799>
- J. Anderson, J. Moré, and P. Puleston, “Stability criteria for input filter design in converters with CPL: Applications in sliding mode controlled power systems,” *Energies*, vol. 12, 10 2019.
- P. Monshizadeh, J. E. Machado, R. Ortega, and A. van der Schaft, “Power-controlled hamiltonian systems: Application to electrical systems with constant power loads,” *Automatica*, vol. 109, p. 108527, 2019. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0005109819303887>
- S. Liu, P. Su, and L. Zhang, “A virtual negative inductor stabilizing strategy for DC microgrid with constant power loads,” *IEEE Access*, vol. 6, pp. 59 728–59 741, 2018.
- Y. Zhang and Y. Wei Li, “Energy management strategy for supercapacitor in droop-controlled DC microgrid using virtual impedance,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 4, pp. 2704–2716, 2017.
- Y. Yang, C. Li, J. Xu, F. Blaabjerg, and T. Dragičvić, “Virtual inertia control strategy for improving damping performance of DC microgrid with negative feedback effect,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 9, no. 2, pp. 1241–1257, 2021.
- G. Lin, Y. Li, J. Liu, and C. Li, “Resonance analysis and active damping strategy for shipboard DC zonal distribution network,” *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 105, pp. 612–621, 2019. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0142061518314790>
- K. A. Potty, E. Bauer, H. Li, and J. Wang, “Smart resistor: Stabilization of DC microgrids containing constant power loads using high-bandwidth power converters and

- energy storage,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 1, pp. 957–967, 2020.
- C. Olalla, I. Queinnec, R. Leyva, and A. El Aroudi, “Robust optimal control of bilinear DC–DC converters,” *Control Engineering Practice*, vol. 19, no. 7, pp. 688–699, 2011. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S096706611100044X>
- Q. Xu, Y. Xu, C. Zhang, and P. Wang, “A robust droop-based autonomous controller for decentralized power sharing in DC microgrid considering large-signal stability,” *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 16, no. 3, pp. 1483–1494, 2020.
- K. E. Lucas, D. J. Pagano, D. A. Vaca-Benavides, R. García-Arcos, E. M. Rocha, R. L. P. Medeiros, and S. J. Ríos, “Robust control of interconnected power electronic converters to enhance performance in DC distribution systems: A case of study,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 4, pp. 4851–4863, 2021.
- J. Wu and Y. Lu, “Adaptive backstepping sliding mode control for boost converter with constant power load,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 50 797–50 807, 2019.
- H. Saberi, S. Mehraeen, and M. M. Rezvani, “Intelligent operation of small-scale interconnected DC grids via measurement redundancy,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 11, pp. 9086–9096, 2019.
- N. Vafamand, M. H. Khooban, T. Dragičević, F. Blaabjerg, and J. Boudjadar, “Robust non-fragile fuzzy control of uncertain DC microgrids feeding constant power loads,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 11, pp. 11 300–11 308, 2019.
- H. Amiri, G. A. Markadeh, and N. M. Dehkordi, “Voltage control in a DC islanded microgrid based on nonlinear disturbance observer with CPLs,” *Journal of Energy Storage*, vol. 29, p. 101296, 2020. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2352152X19303470>
- M. A. Bianchi, I. G. Zurbriggen, F. Paz, and M. Ordonez, “Improving DC microgrid dynamic performance using a fast state-plane-based source-end controller,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 8, pp. 8062–8078, 2019.

- C. Wang, J. Duan, B. Fan, Q. Yang, and W. Liu, “Decentralized high-performance control of DC microgrids,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 10, no. 3, pp. 3355–3363, 2019.
- B. A. Martínez-Treviño, A. E. Aroudi, H. Valderrama-Blavi, A. Cid-Pastor, E. Vidal-Idiarte, and L. Martinez-Salamero, “PWM nonlinear control with load power estimation for output voltage regulation of a boost converter with constant power load,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 2, pp. 2143–2153, 2021.
- E. Hossain, R. Perez, P. Sanjeevikumar, L. MIHET-POPA, F. Blaabjerg, and V. K. Ramachandaramurthy, “Sliding mode controller and lyapunov redesign controller to improve microgrid stability: A comparative analysis with CPL power variation,” *Energies*, vol. 10, p. 1959, 11 2017.
- Y. Mi, H. Zhang, Y. Fu, C. Wang, P. C. Loh, and P. Wang, “Intelligent power sharing of DC isolated microgrid based on fuzzy sliding mode droop control,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 10, no. 3, pp. 2396–2406, 2019.
- H. K. Khalil, *Nonlinear systems; 3rd ed.* Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 2002, the book can be consulted by contacting: PH-AID: Wallet, Lionel. [Online]. Available: <https://cds.cern.ch/record/1173048>
- R. W. Erickson and D. Maksimović, *Fundamentals of Power Eletronics*, 2nd ed. Kluwer Academic Publishers, 2004.
- C. Scherer, P. Gahinet, and M. Chilali, “Multiobjective output-feedback control via LMI optimization,” *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 42, no. 7, pp. 896–911, 1997.
- M. C. de Oliveira and R. E. Skelton, “Stability tests for constrained linear systems,” in *Perspectives in robust control*, S. R. Moheimani, Ed. London: Springer London, 2001, pp. 241–257.
- J. C. Geromel, M. C. de Oliveira, and L. Hsu, “LMI characterization of structural and robust stability,” *Linear Algebra and its Applications*, vol. 285, no. 1, pp. 69–80, 1998. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0024379598101234>

- 
- J. C. Geromel and M. C. De Oliveira, " $\mathcal{H}_2$  and  $\mathcal{H}_\infty$  robust filtering for convex bounded uncertain systems," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 46, no. 1, pp. 100–107, 2001.