BRUNO AUGUSTO FERRARI

**Projeto de controlador robusto para rastreamento de tensão aplicado a um
restaurador dinâmico de tensão (DVR)**

São Paulo
(2015)

BRUNO AUGUSTO FERRARI

**Projeto de controlador robusto para rastreamento de tensão aplicado a um
restaurador dinâmico de tensão (DVR)**

Dissertação apresentada à Escola
Politécnica da Universidade de São Paulo
para obtenção do título de Mestre em
Engenharia Elétrica

Orientador:
Prof. Dr. Lourenço Matakas Junior.

São Paulo
(2015)

BRUNO AUGUSTO FERRARI

**Projeto de controlador robusto para rastreamento de tensão aplicado a um
restaurador dinâmico de tensão (DVR)**

Dissertação apresentada à Escola
Politécnica da Universidade de São Paulo
para obtenção do título de Mestre em
Engenharia Elétrica

Área de Concentração:
Sistemas de Potência

Orientador:
Prof. Dr. Lourenço Matakas Junior.

São Paulo
(2015)

Este exemplar foi revisado e corrigido em relação à versão original, sob responsabilidade única do autor e com a anuência de seu orientador.

São Paulo, _____ de _____ de _____

Assinatura do autor: _____

Assinatura do orientador: _____

Catálogo-na-publicação

Ferrari, Bruno Augusto

Projeto de controlador robusto para rastreamento de tensão aplicado a um restaurador dinâmico de tensão (DVR) / B. A. Ferrari -- versão corr. -- São Paulo, 2015.

145 p.

Dissertação (Mestrado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas.

1.Eletrônica de potência I.Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas II.t.

Aos meus pais Nora e Tadeu.

À minha esposa Andréa.

Ao meu esforço e empenho neste trabalho.

AGRADECIMENTOS

Agradeço todos os dias por ter saúde e força para alcançar mais esta conquista.

Ao Professor Dr. Lourenço Matakas Jr. Pela excelente orientação e dedicação durante estes anos de estudos.

Aos meus companheiros de estudos, Kelly, Naji e Fernando pela ajuda prestada durante a execução do projeto.

Ao professor Wilson Komatsu pelas prestimosas recomendações.

Ao professor Jaime da Cruz pelos valiosos ensinamentos sobre teoria de controle.

Estudar, Lutar e Conquistar!

RESUMO

O restaurador dinâmico de tensão (DVR) é uma solução baseada em eletrônica de potência para minimizar os problemas causados por afundamentos e elevações de tensão em equipamentos ou cargas sensíveis a esses tipos de distúrbios. Basicamente a operação do DVR consiste em injetar na rede tensões de correção com a finalidade de anular o afundamento ou a elevação na tensão aplicada à carga. Tipicamente, a estrutura do controlador utilizado em um DVR é composta por uma malha interna de corrente e uma malha externa de tensão. Usualmente um controlador do tipo proporcional ou proporcional integral é utilizado na malha interna de corrente e um controlador ressonante é utilizado na malha externa de tensão. O presente trabalho apresenta um projeto de controlador robusto para rastreamento da tensão injetada pelo DVR que garante estabilidade robusta do sistema com respeito à variação dos parâmetros da carga. Além disso, o controlador proposto garante valores pré-definidos para o erro de rastreamento e para a rejeição do distúrbio causado por correntes de carga distorcidas na tensão injetada pelo DVR. A síntese do controlador robusto de tensão é feita com base no método de projeto H_∞ pela formulação da sensibilidade mista. Todas as especificações de desempenho e robustez são impostas por meio de restrições nos diagramas de resposta em frequência do sistema em malha fechada (funções sensibilidade e sensibilidade complementar). O desempenho do controlador proposto é verificado e a metodologia de projeto é validada por simulações e experimentos realizados em um DVR de baixa potência.

Palavras-Chave: Controle robusto. Restaurador dinâmico de tensão. Método H_∞ .

ABSTRACT

The Dynamic Voltage Restorer (DVR) is a power electronics based solution for mitigation of voltage sags and swells effects on sensitive loads, which basically injects voltages in series with the grid. Typically the controller structure for a DVR is composed by an inner current loop and an outer voltage loop. Usually a proportional or a proportional-integral controller is used for the current loop and a resonant controller is used for the voltage loop. This paper presents the design of a robust controller for the voltage tracking loop of a DVR that guaranties the robust stability against load parameters variation. Moreover, the proposed controller assures the tracking of a sinusoidal voltage waveform, as well the rejection of the non linear load current influence, both with a pre specified error. The voltage controller design is based on H_∞ mix-sensitivity parameter specification approach. All the performance and robustness requirements are specified and analyzed based on the frequency response plot of closed loop transfer function (sensitivity and complementary sensitivity functions). The proposed controller performance is validated by simulation and by experiments carried out on a low scale DVR prototype.

Keywords: Robust Control. Dynamic voltage restorer. H_∞ design.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 - Estrutura básica do DVR.....	19
Figura 2.1 - Diagrama de blocos para estudo de controle robusto.....	32
Figura 2.2 - Diagrama de Nyquist para verificação da condição de robustez de estabilidade.	39
Figura 2.3 - Diagrama de blocos para estudo de controle robusto com bloco função que multiplica o distúrbio externo.....	45
Figura 3.1 - Sistema completo do DVR.....	57
Figura 3.2. - Diagrama de blocos da planta nominal do DVR.....	57
Figura 3.3 - Diagrama de blocos do sistema nominal reformulado para especificações de projeto pelo método H_∞ de sensibilidade mista.	58
Figura 3.4 - Planta real do DVR (inclusão de incerteza no modelo).....	59
Figura 3.5 - Diagrama de blocos da planta real reformulado.....	62
Figura 3.6 - Valores de impedância da carga $Z_L(s)$ admitidos para operação do DVR.	64
Figura 3.7 - Gráfico de magnitude da resposta em frequência da função $D(s)$ para diferentes valores de K_I (nota).....	68
Figura 3.8 - Conceito do PWM <i>double update</i>	69
Figura 3.9 - Resposta ao degrau de $G_n(s)$ (linha azul) e resposta ao degrau de $G'_n(s)$ (linha vermelha).....	71
Figura 3.10 - Resposta ao degrau de $D(s)$ (linha azul) e resposta ao degrau de $D'(s)$ (linha vermelha).....	72
Figura 4.1 - Diversos valores de $ \Delta'(j\omega) $ (linhas contínuas colorida) e $\Delta'_m(\omega)$ (linha tracejada preta).	77
Figura 4.2 – Gráfico das funções $ W_y(j\omega) $ (em azul) e $\Delta'_m(\omega)$ (em vermelho).	78
Figura 4.3 - Sistema nominal controlado.....	79

Figura 4.4 - Diagrama de Bode de magnitude da função $W_e(s)$ (linha contínua azul) e barreiras de desempenho de acompanhamento de sinal de referência (triângulo na cor rosa) e rejeição de distúrbio (ponto na cor rosa).	88
Figura 4.5 - Diagrama de Bode de magnitude da função $W_e(s)$ (linha contínua azul), barreiras de desempenho robusto (cor preta) e barreiras de desempenho nominal (cor rosa).	91
Figura 4.6. - Compromisso de projeto entre as funções de ponderação (equação (4.43)).	95
Figura 4.7 - Sistema nominal em malha fechada (sem a presença do distúrbio) - apenas planta nominal e controlador.	96
Figura 4.8 - Diagrama de blocos do sistema nominal controlado com a inclusão de variáveis fictícias na entrada e saída.	97
Figura 4.9 - Sistema nominal controlado com planta generalizada $P(s)$	99
Figura 4.10 - Diagrama de Bode de magnitude das funções $1/W_y(s)$ (vermelho tracejado) e $T(s)$ (azul contínuo).	102
Figura 4.11 - Diagrama de bode de magnitude das funções $1/W_e(s)$ (vermelho tracejado) e $S(s)$ (azul contínuo).	102
Figura 4.12 - Diagrama de Nyquist da função $G_n(s)K_v(s)$	103
Figura 5.1 - Diagrama de Bode de magnitude das funções $1/W_e(s)$ (azul tracejado), $S'(s)$ (azul contínuo), $1/W_y(s)$ (vermelho tracejado) e $T'(s)$.	108
Figura 5.2 - Diagrama de Nyquis da função $G_n(s)K'_v(s)$	109
Figura 5.3 - Circuito de simulação do sistema nominal completo.	111
Figura 5.4 - Circuito de simulação da tensão da rede.	114
Figura 5.5 - Resultados de simulação para operação do DVR sem carga.	115
Figura 5.6 - Diagrama de blocos do algoritmo de geração de referência.	116
Figura 5.7 - Resultados de simulação com transitório da operação do DVR com carga linear.	118

Figura 5.8 - Resultados de simulação em regime da operação do DVR com carga linear.	118
Figura 5.9 - Carga não linear considerada na simulação (retificador de filtro capacitivo).	121
Figura 5.10 - Resultados de simulação com transitório da operação do DVR com carga não linear.....	122
Figura 5.11 - Presença de harmônicos na tensão de referência.....	123
Figura 5.12 - Diagrama de blocos do algoritmo de geração de referência sem a função filtro ativo.....	124
Figura 5.13 - Resultados de simulação com sinais acomodados da operação do DVR com carga não linear (excluso função filtro ativo).	124
Figura 6.1 - Bancada de ensaios experimentais.	128
Figura 6.2 - Resultado experimental para operação sem carga. De cima para baixo: V_{REF} (88 V/div), V_{DVR} (88 V/div) e E_h (4 V/div).	129
Figura 6.3 - Resultado experimental com transitório da operação do DVR com carga linear. De cima para baixo: V_{REDE} (200 V/div), V_{DVR} (100 V/div), V_L (200 V/div) e I_L (5 A/div).	131
Figura 6.4 - Resultado experimental em regime da operação do DVR com carga linear. De cima para baixo: V_{REF} (144 V/div), V_{DVR} (144 V/div), $E_{h=1}$ (19,2 V/div) e I_L (5 A/div).	131
Figura 6.5 - Resultado experimental com transitório da operação do DVR com carga não linear. De cima para baixo: V_{REDE} (200 V/div), V_{DVR} (100 V/div), V_L (200 V/div) e I_L (10 A/div).	134
Figura 6.6 - Resultado experimental com sinais acomodados da operação do DVR com carga não linear (excluso função filtro ativo). De cima para baixo: V_{REF} (72 V/div), V_{DVR} (72 V/div), $E_{h=1}$ (9,6 V/div) e I_L (5 A/div).....	135
Figura 6.7 - Operação do DVR com carga não linear: a) Espectro da corrente de carga I_L . b) Espectro do erro de reastreamento E_h	136

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 - Resumo das definições para projeto de controle robusto pelo método H_∞	54
Tabela 2.2 – Definição das Funções de Ponderação.....	55
Tabela 3.1 - Designação dos parâmetros do DVR.....	60
Tabela 3.2 - Parâmetros do DVR.....	66
Tabela 3.3 - Parâmetros do DVR definidos para projeto.....	73
Tabela 4.1 - Valores em p.u. da corrente de carga distorcida $I_{L-h}^{p.u.}$ considerada para projeto.	84
Tabela 4.2 - Valores calculados de δ_{d-h}	86
Tabela 4.3 - Barreira de rejeição de distúrbio (equação (4.15)).	86
Tabela 4.4 - Valores calculados de $\Delta'_m(\omega)$	90
Tabela 4.5 - Barreira de robustez de desempenho de acompanhamento de sinal de referência.	90
Tabela 4.6 - Barreira de robustez de desempenho de rejeição de distúrbio.	90
Tabela 4.7 - Parâmetros do controlador $K_v(s)$	101
Tabela 4.8 - Pólos da função de transferência de malha aberta do sistema controlado.	104
Tabela 4.9 - Pólos da função de transferência de malha fechada do sistema controlado.....	104
Tabela 5.1 - Parâmetros do controlador $K'_v(s)$	107
Tabela 5.2 - Comparação entre os pólos de $K_v(s)$ e $K'_v(s)$	107
Tabela 5.3 - Pólos da função de transferência de malha aberta $G_n(s)K'_v(s)$	109
Tabela 5.4 - Parâmetros do controlador $K_{v-d}(z)$	110
Tabela 5.5 - Resultados de simulação para operação do DVR sem carga.	115
Tabela 5.6 - Resultados de simulação para operação do DVR com carga linear. ...	119

Tabela 5.7 - Valor de $\delta_{d_{-h}=1}$ obtido com simulação de operação com carga linear...	120
Tabela 5.8 - Resultados de simulação para operação do DVR com carga não linear.	125
Tabela 6.1 - Resultados experimentais para operação do DVR sem carga.....	130
Tabela 6.2 - Resultados experimentais para operação do DVR com carga linear. .	132
Tabela 6.3 - Valor de $\delta_{d_{-h}=1}$ obtido com experimento de operação com carga linear.	132
Tabela 6.4 - Resultados experimentais para operação do DVR com carga não linear.	136
Tabela 7.1 - Resumo dos resultados com relação ao erro de rastreamento.....	139
Tabela 7.2 - Resumo dos resultados com relação à rejeição de distúrbio.	139

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	17
1.1	INTRODUÇÃO À QUALIDADE DE ENERGIA	17
1.2	RESTAURADOR DINÂMICO DE TENSÃO	18
1.3	ESTRUTURA DE CONTROLE PARA RASTREAMENTO DE TENSÃO	20
1.4	PROPOSTA DO PRESENTE TRABALHO	29
1.5	ESTRUTURA DO TRABALHO.....	30
2	TEORIA DE CONTROLE ROBUSTO	32
2.1	ESTABILIDADE E DESEMPENHO NOMINAIS	33
2.1.1	Estabilidade nominal do sistema	33
2.1.2	Acompanhamento de sinal de referência	34
2.1.3	Rejeição de distúrbio	35
2.2	ERRO DE MODELAGEM OU INCERTEZA NO SISTEMA	36
2.3	ROBUSTEZ DE ESTABILIDADE	38
2.4	ROBUSTEZ DO DESEMPENHO	41
2.4.1	Acompanhamento de sinal de referência	41
2.4.2	Rejeição de distúrbio	43
2.4.3	Consideração especial para o caso de desempenho robusto de rejeição de distúrbio.....	44
2.5	LIMITAÇÃO DE ESFORÇO DE CONTROLE	46
2.6	DEFINIÇÕES DE ESTABILIDADE E DESEMPENHO PARA PROJETO PELO MÉTODO H_{∞} BASEADO NA FORMULAÇÃO DE SENSIBILIDADE MISTA	48
2.6.1	Robustez da estabilidade para formulação H_{∞}	49
2.6.2	Desempenho robusto em baixas frequências para formulação H_{∞}	50

2.6.3	Desempenho robusto em altas frequências	52
2.7	CONCLUSÃO DO CAPÍTULO	53
3	MODELAGEM DO SISTEMA DVR	56
3.1	TOPOLOGIA DO DVR	56
3.2	DIAGRAMA DE BLOCOS DA PLANTA DVR	57
3.3	DEFINIÇÃO DOS VALORES DOS PARÂMETROS DO DVR	63
3.3.1	Parâmetros da carga	63
3.3.2	Parâmetros do DVR.....	64
3.3.3	Controlador de corrente K_i	66
3.3.4	Tempo de atraso T_d	69
3.4	CONCLUSÃO DO CAPÍTULO	72
4	PROJETO DO CONTROLADOR DA MALHA DE TENSÃO	74
4.1	DEFINIÇÃO DO PROBLEMA DE CONTROLE ROBUSTO	74
4.1.1	Estabilidade robusta com relação à variação dos parâmetros da carga	75
4.1.2	Desempenho nominal com relação ao erro de rastreamento de sinal de referência e rejeição de distúrbio	78
4.1.3	Desempenho robusto	88
4.1.4	Compromisso entre a escolha de $W_y(s)$ e $W_e(s)$	92
4.2	DEFINIÇÃO DO CONTROLADOR.....	95
4.3	CONCLUSÃO DO CAPÍTULO	105
5	SIMULAÇÃO DO SISTEMA COMPLETO	106
5.1	REDUÇÃO DE ORDEM E DISCRETIZAÇÃO DO CONTROLADOR $K_v(s)$	106
5.2	SIMULAÇÃO DO SISTEMA DVR	110
5.2.1	Circuito de potência do DVR	112

5.2.2	Circuito de carga do DVR	112
5.2.3	Circuito de controle do DVR	112
5.2.4	Circuito do comparador PWM.....	113
5.2.5	Circuito de tensão da rede.....	113
5.3	SIMULAÇÃO DA OPERAÇÃO DO DVR SEM CARGA.....	114
5.4	SIMULAÇÃO DA OPERAÇÃO DO DVR COM CARGA LINEAR	116
5.5	SIMULAÇÃO DA OPERAÇÃO DO DVR COM CARGA NÃO LINEAR	120
5.6	CONCLUSÃO DO CAPÍTULO	125
6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	127
6.1	OPERAÇÃO DO DVR SEM CARGA.....	129
6.2	OPERAÇÃO DO DVR COM CARGA LINEAR	130
6.3	OPERAÇÃO DO DVR COM CARGA NÃO LINEAR	133
6.4	CONCLUSÃO DO CAPÍTULO	137
7	CONCLUSÃO	138
8	SUGESTÕES PARA CONTINUIDADE DESTE TRABALHO.....	141

1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo é apresentada uma breve introdução sobre o tema de qualidade de energia. A função do dispositivo DVR nesse contexto é discutida na seção 1.1. Na seção 1.2 é apresentado o DVR e os principais métodos de controle utilizados. Já na seção 1.3 é discutido o estado atual da arte, apresentando as diversas possibilidades de projeto de controle para inversor fonte de tensão com filtro LC de saída. Na seção 1.4 discute-se a proposta deste trabalho bem como suas principais contribuições. Por fim, na seção 1.5 é apresentada a estrutura geral deste trabalho.

1.1 INTRODUÇÃO À QUALIDADE DE ENERGIA

Atualmente, o tema qualidade de energia vem ganhando crescente atenção dos setores de geração, transmissão e principalmente de consumo de energia. Esses setores, buscam, cada vez mais, obter uma boa qualidade de energia em seus sistemas. Isso acontece porque a má qualidade de energia pode causar diversos problemas industriais, que, ao final, é revertido em prejuízo para o setor. Um exemplo é o problema de variação ou interrupção na tensão, que eventualmente ocasiona paradas de processos industriais ou até mesmo danos à equipamentos sensíveis a esse tipo de problema.

Em um mundo ideal, os sistemas elétricos proveriam a energia requerida pela carga com tensão puramente senoidal, com amplitude e frequência fixas. Entretanto, isso não é possível por diversos fatores que incluem: i) a utilização de cargas não lineares; ii) ao acionamento de capacitores e motores (de porte significativo com relação ao nível de curto-circuito local); iii) faltas no sistema (como por exemplo curto-circuito temporários), e tantos outros motivos que não cabe aqui descrevê-los. Em [1] e [2], por exemplo, esse assunto é amplamente discutido.

Um dos principais problemas de qualidade de energia debatido nos dias atuais são os afundamentos e elevações de tensão (*voltage sags* e *voltage swells*). Em geral, o problema da variação na tensão causa paradas no processo de produção ou até

mesmo danos (ou mau funcionamento) de equipamentos sensíveis a esse tipo de distúrbio. De maneira generalizada, o afundamento de tensão é definido como uma redução repentina na tensão de 90% a 10% por 10 milissegundos a 1 minuto, de acordo com [1] e [2] (ou 0,5 ciclo a 30 ciclos de acordo com a IEEE519, conforme abordado em [3]). Já a elevação na tensão é definida como um aumento na tensão de alimentação de 110% a 180% por 10 milissegundos a 1 minuto, de acordo com [2] (ou 0,5 ciclo a 30 ciclos de acordo com a IEEE519, conforme abordado em [3]).

Uma solução para mitigar os afundamentos e elevações de tensão na carga é a utilização de sistemas de Fornecimento Ininterrupto de Energia (*Uninterruptible Power Supplies*, ou UPS), que são utilizados para reduzir o número de paradas (por afundamento de tensão, por exemplo) em um processo industrial. De modo geral, a UPS é um conversor DC-AC que fornece energia constantemente para a carga. Dessa forma qualquer problema na tensão da rede não é percebido pela carga. Sendo assim, a UPS atende muito bem aos requisitos necessários. Todavia, em muitos casos, a UPS se mostra inadequada devido ao alto custo de implantação e operação, já que ela opera como fonte de alimentação para a carga em regime contínuo. Nesse contexto, o Restaurador Dinâmico de Tensão ou DVR (do inglês *Dynamic Voltage Restorer*) aparece como uma eficiente solução para os problemas de qualidade de energia, principalmente no que se trata de afundamento, elevação e desequilíbrio de tensão no sistema. Diferentemente da UPS, o DVR opera apenas na ocasião da falta, detectando o distúrbio na tensão da rede e mantendo a tensão na carga dentro de limites aceitáveis de amplitude e distorção.

1.2 RESTAURADOR DINÂMICO DE TENSÃO

O DVR é um dispositivo conectado em série com a rede através de um transformador de injeção (vide Figura 1.1). Esse dispositivo injeta uma tensão de compensação em série com a tensão da rede, com a finalidade de compensar os afundamentos, elevações e desbalanceamentos presentes na mesma, de forma a manter a tensão na carga com amplitude e fase desejadas. Diversos textos discorrem

sobre o conceito e funcionamento do DVR, como pode ser verificado em [4], [5], [6] e [7], por exemplo.

A Figura 1.1 apresenta, de maneira simplificada, a estrutura do DVR, que é composta principalmente por: barramento CC, filtro série (que inclui o inversor) e controle do filtro série. O barramento CC é responsável por fornecer a energia que será utilizada pelo filtro série para compensar os distúrbios de amplitude e fase ocorridos na tensão da rede. É composto por um banco de capacitores para armazenamento da energia.

Já o filtro série é responsável por retirar a energia do barramento CC e aplicá-la de modo controlado entre a rede e a carga. É composto por um inversor do tipo fonte de tensão (*Voltage Source Inverter* ou VSI), por um filtro (geralmente do tipo LC) que minimiza o conteúdo harmônico gerado pelo inversor e por um transformador de injeção em sua saída. O transformador não somente compatibiliza os níveis das tensões do inversor e da rede como também impõe uma isolamento galvânica entre o inversor e a rede. Por último, e não menos importante, o controlador do filtro série possui dois blocos. O primeiro é responsável por gerar o sinal de referência e o segundo é responsável por fazer com que a tensão injetada rastreie o sinal de referência, sendo o segundo bloco o tema desta dissertação. A tensão injetada pelo filtro série é somada à tensão da rede eliminando o afundamento, elevação ou desbalanceamento da tensão da carga, podendo também ser usada como filtro série de harmônicos, dependendo do algoritmo empregado para o bloco calculador do sinal de referência

Figura 1.1 - Estrutura básica do DVR.

Fonte: Produção do próprio autor.

Tipicamente, a estrutura do bloco de rastreamento da tensão injetada pelo filtro série é composta por uma malha interna de corrente (que pode utilizar a realimentação da corrente do indutor do filtro ou do capacitor do filtro) e uma malha externa de tensão com base na realimentação da tensão do capacitor do filtro. Basicamente, o problema de controle de tensão do DVR se resume em rastrear o sinal de referência de tensão garantindo o desempenho especificado.

1.3 ESTRUTURA DE CONTROLE PARA RASTREAMENTO DE TENSÃO

O DVR, por se tratar de um filtro série, tem o seu desempenho de rastreamento da malha de tensão afetado diretamente pela corrente de carga, principalmente as correntes com presença de harmônicos. Isso acontece porque a corrente no inversor (corrente no indutor do filtro) é a soma da corrente no capacitor com a corrente de carga (no primário do transformador de injeção). Dessa forma é fácil perceber que, se o inversor não for capaz de fornecer instantaneamente a mesma corrente requerida pela carga, a diferença será fornecida pelo capacitor, perturbando sua tensão. Outro ponto importante a ser observado quando se trata do DVR, é que pode haver variação na carga durante a operação (ou até mesmo não haver carga), o que altera substancialmente a função de transferência da planta (inversor + filtro + transformador + carga), e tem como consequência a alteração do desempenho de rastreamento e as margens de estabilidade do sistema. Sendo assim, pode-se dizer que o controlador de tensão do DVR deve rastrear o sinal de referência de tensão com erro predeterminado, garantir valores especificados de rejeição aos distúrbios causados pela corrente de carga na tensão injetada e operar com diferentes condições de carga pré-definidas.

Muitos autores abordam o projeto do controlador da tensão de saída do filtro série (ou filtro de saída do inversor) por meio da teoria clássica de controle, como é o caso de [8], [9] e [10].

Por exemplo, em [8] é discutido o projeto de multimalhas para o controle da tensão de saída do DVR, em que se projeta um controlador do tipo proporcional-integral-derivativo (PID) para a malha interna de corrente (baseado na realimentação

da corrente do indutor do filtro) e um controlador tipo P+Ressonante para a malha de tensão (baseado na realimentação da tensão do capacitor do filtro). A principal função do controlador de corrente, no referido trabalho, é rastrear a corrente de referência (sinal de saída do controlador de tensão). Para a malha de tensão, o autor mostra que partindo da função de transferência de malha fechada do sistema (1.1), o termo $x_{1(s)}/y_{1(s)}$ ¹ que multiplica a tensão de referência $V_{(s)}^*$ aproxima-se de 0 dB na região da frequência sintonizada do controlador ressonante. Além disso, o termo que multiplica a corrente de carga ($I_{L(s)}$) possui ganhos pequenos na região da frequência sintonizada. Isso porque os termos $x_{1(s)}$, $y_{1(s)}$ e $y_{2(s)}$ dependem da função de transferência do controlador ressonante e na prática esse tipo de controlador impõe ganhos significativos na frequência sintonizada (o autor mostra esse efeito por meio de diagrama de Bode do sistema com e sem o controlador ressonante sintonizado em 60 Hz), resultando em baixo erro de rastreamento e boa rejeição do distúrbio. O autor ainda conclui que a presença do controlador ressonante na malha externa de tensão permite que o projetista escolha valores muito menores para o ganho proporcional. O autor comenta que o ganho do integrador (da malha de corrente) não influencia significativamente na resposta de malha fechada do sistema, já o ganho proporcional é limitado pela banda-passante da malha externa. Esses dois últimos ganhos são escolhidos através da análise dos diagramas de Bode do sistema em malha fechada.

$$V_{(s)} = \frac{x_{1(s)}(s)}{y_{1(s)}(s)} \cdot V_{(s)}^* - \frac{x_{2(s)}(s)}{y_{2(s)}(s)} \cdot I_{L(s)} \quad (1.1)$$

Ainda em [8], nos resultados de simulação, o autor insere múltiplos controladores ressonantes (um sintonizado em cada frequência que se deseja atenuar distúrbio) para que o sistema apresente um desempenho satisfatório, no que se refere à rejeição de distúrbio. Ele compara os resultados com sistema sem os controladores ressonante. O experimento é realizado em protótipo de pequena escala com tensões reduzidas de 35 V (RMS). Não se considera o efeito da variação da carga no sistema.

¹ Neste capítulo 1, todas as variáveis serão representadas na forma $a_{(s)}$, onde o termo $(\cdot)$ significa a referência bibliográfica $(\cdot)$ onde foi verificada a variável.

O trabalho apresentado em [9] traz uma estratégia de controle muito parecida com a de [8], só que desta vez com aplicação em UPS, onde se tem controlador tipo PID para malha de corrente e controlador ressonante para malha de tensão. Mais uma vez é endossada a necessidade de múltiplos controladores ressonantes (sintonizados em diferentes frequências) para que haja uma boa atenuação de distúrbio de corrente de carga não linear. Não se discute especificação de atenuação de distúrbio (na fundamental ou em seus múltiplos harmônicos) ou erro de rastreamento. Em contrapartida, é mencionado que para que se obtenha erro estacionário nulo é necessária a inclusão de controlador ressonante sintonizado na frequência requerida, pois o controlador ressonante ideal impõe ganho infinito nessa frequência. O autor ainda menciona o valor de 60 dB de ganho na frequência sintonizada como suficiente para atingir erro de regime nulo. Isso induz o leitor a pensar que não é necessária a utilização de controladores ressonantes com termo de amortecimento igual a zero para se obter erro nulo de rastreamento e rejeição total de distúrbio.

A referência [10] também utiliza a estratégia multimalhas de controle clássico para aplicação de UPS monofásica com transformador na saída, onde se tem um controlador tipo proporcional-integral (PI) para malha interna de corrente (com realimentação da corrente do indutor) e um controlador tipo proporcional para malha externa de tensão. Esse trabalho foca principalmente na regulação da tensão de saída do filtro do inversor e na minimização do conteúdo harmônico. É interessante notar que nesse artigo o capacitor está no lado secundário do transformador (ou seja, no lado da rede) formando um filtro passa-baixa com a indutância de dispersão do transformador. No referido trabalho o autor apresenta que o ajuste do controlador proporcional da malha de tensão deve ser o maior valor possível que garanta a estabilidade do sistema. No caso do ajuste do controlador PI da malha de corrente, o ganho proporcional é definido com base no ganho de malha do sistema e o ganho integral é definido de acordo com a margem de fase desejada para o sistema controlado. A fim de melhorar a resposta transitória, foi implementado no referido trabalho um PI com "anti windup", limitando a ação do ganho integrador de acordo com a saída do ganho proporcional. O autor não discute de forma clara as especificações de operação para o ajuste do controlador. Apesar de o autor discutir o desempenho do controlador para diferentes tipos de carga (inclusive operação sem carga), essa variação não é considerada na etapa de projeto.

Os artigos acima citados confirmam a dificuldade de projetar um controlador, respeitando múltiplas especificações, a partir das técnicas da teoria de controle clássico. Por outro lado, a teoria de controle robusto mostra ser uma ferramenta interessante que abrange todos os problemas de controle listados anteriormente, pois permite que se obtenha um controlador capaz de satisfazer especificações de desempenho de acompanhamento de referência, rejeição de distúrbio, estabilidade com relação à variação de parâmetros da planta (estabilidade robusta), entre outras. Muitos autores que pesquisam a aplicação da teoria de controle robusto para o rastreamento de tensão do filtro série utilizam-se do método de projeto H_∞ , como por exemplo [11], [12], [13], [14], [15], [16], [17], [18], [19] e [20]. Contudo, algumas dessas pesquisas divergem em pontos do projeto de controle, principalmente no que diz respeito à utilização de multimalhas de controle (malha interna de corrente e malha externa de tensão) e à clareza na definição dos índices que especificam os graus de estabilidade e desempenho, tanto para rastreamento de sinal de referência, quanto para rejeição de distúrbio.

Por exemplo, em [11], o autor propõe um esquema de controle para rastreamento de tensão de saída de um DVR de média tensão que consiste em uma malha externa de tensão e uma malha interna de corrente. Nele, o controlador da malha de corrente é parte integrante da planta para a síntese do controlador de tensão e a carga é desconsiderada no modelo matemático da planta.

Ainda em [11], o projeto de controle é separado em duas partes: i) projeto do controlador da malha de tensão pelo método H_∞ baseado na formulação de sensibilidade mista e ii) ajuste do ganho proporcional da malha de corrente. O processo que o autor utiliza para o projeto do controlador de tensão resume-se em definir o desempenho, tal como o erro de rastreamento, e definir critérios de estabilidade robusta, tal como a variação paramétrica da planta. Após essas definições, o autor seleciona funções de ponderação apropriadas, que irão servir para sintetizar um controlador que satisfaça os critérios definidos. No entanto, para especificação de erro de rastreamento, o autor define que o sistema deve possuir "bom" desempenho sem quantificá-lo. Considerando sinal de referência senoidal, o autor conclui que a função de ponderação que determina o erro de rastreamento deve ser escolhida de tal modo que o controlador exiba ganhos altos na região da frequência de operação. Sendo assim, o autor defende a ideia de que uma escolha

conveniente para a função de ponderação de rastreabilidade tenha a mesma forma que a função de um controlador ressonante, apresentado em (1.2).

$$W_{1(11)} = \frac{k_{A(11)} \cdot (\omega_{0(11)})^2}{s^2 + (2 \cdot k_{B(11)} \cdot s) + (\omega_{0(11)})^2} \quad (1.2)$$

Essa ideia é a princípio razoável, considerando-se a finalidade do DVR que é rastrear uma senóide de frequência definida. Contudo, é interessante notar que no referido trabalho [11] não existe uma especificação clara do erro admissível, ou seja, o erro de rastreamento não é quantificado na fase de projeto (apenas admite-se "bom" rastreamento). Tampouco é considerada a rejeição de distúrbios (corrente de carga) como parte dos critérios de desempenho do controlador de tensão. O autor também sugere que o controlador deve apresentar certa robustez com relação à variação de parâmetros da planta. Sendo assim, o autor define que o sistema possui incerteza nos parâmetros da planta (ex.: indutância e capacitância do filtro) de 80% a 150% do valor nominal (sem considerar variação da carga). Nesse sentido, o autor especifica uma função de ponderação de estabilidade que garante a estabilidade do sistema para a variação paramétrica considerada.

Outro ponto que não é discutido em [11] é o desempenho robusto do sistema, ou seja, se o desempenho é mantido com a variação paramétrica do sistema. Por fim, o autor discute sobre o ajuste do ganho proporcional da malha de corrente, onde esse ajuste é feito para melhorar a resposta transitória do sistema, rejeitar melhor os distúrbio e atenuar a ressonância natural da planta. Um ponto interessante a ser observado em [11] é que após o ajuste do controlador da malha de corrente, o controlador de tensão é então novamente calculado (considerando as mesmas funções de ponderação definidas no início do projeto).

Seguindo essa linha de pesquisa, em [15] o autor compara dois controladores diferentes para a malha externa de tensão do DVR: um controlador Ressonante e um controlador robusto projetado pelo método H_∞ . Para malha interna de corrente, o autor utiliza ganho proporcional. Nesse trabalho, o autor defende a ideia de que a malha interna de corrente possui a função de melhorar a resposta transitória da malha de tensão. Novamente, no referido trabalho não se tem uma especificação clara do desempenho do controlador. Apenas utiliza-se do conceito de "bom" desempenho,

mesmo que este não seja quantificado. Nessa linha de raciocínio, o autor projeta um controlador para obter ganhos altos na região da frequência de operação do DVR, assim como é feito em [11]. Além disso, ainda em [15], o autor impõe que o controlador deve apresentar certa robustez com relação à variação paramétrica da planta. Novamente o conceito de robustez não é estendido para a análise de desempenho, restringindo-se apenas na análise de estabilidade.

Já o trabalho apresentado em [12] traz alguns pontos diferentes. Aqui, a aplicação do inversor fonte de tensão com filtro LC série é de uma UPS. O autor compara duas estruturas de controle diferentes. Uma estrutura onde existe apenas uma malha de tensão com realimentação da tensão do capacitor e uma estrutura com duas malhas de controle, sendo uma malha de corrente com realimentação da corrente do capacitor e uma malha de tensão, com realimentação de tensão do capacitor. Diferentemente da aplicação como DVR, a carga é alimentada apenas pela tensão proveniente da UPS, e dessa forma, o autor considera a carga no modelo da planta (isso faz com que a corrente de carga não seja considerada como distúrbio). Nesse sentido, o conceito de incerteza em [12] é explorado na variação dos parâmetros da carga, e esta é do tipo RL. Sendo assim, o autor define um valor mínimo de impedância para a carga (o que sugere operação em plena carga) com variação até impedância de valor infinito (o que sugere operação sem carga). Essa é uma hipótese bem interessante, já que com essa consideração, ao final, o controlador robusto deverá apresentar robustez (seja ela de desempenho e/ou de estabilidade) contra a variação dos parâmetros da carga. Considerar a variação da carga é bem mais relevante, em termos práticos, do que considerar uma grande variação dos parâmetros do filtro, como feito em [11] e [15], por exemplo. O autor então define uma função de ponderação que garante estabilidade do sistema controlado para todas as possíveis condições de carga.

Ainda em [12] o autor especifica claramente um critério de desempenho, onde ele define que o erro de rastreamento deve ser menor que 1% (ou que a função de transferência do erro para a referência deva possuir um ganho menor que -40 dB na região da frequência de operação). A partir dessa especificação o autor define outra função de ponderação para garantir que o sistema controlado atenda esse critério de desempenho. É importante notar que aqui é possível avaliar de maneira exata se o controlador projetado pelo método de controle robusto impõe o desempenho desejado

ou não. Ao final, o controlador robusto é sintetizado a partir da especificação das duas funções de ponderação. Por outro lado, novamente o conceito de robustez não é estendido para o desempenho, atendo-se (neste caso) apenas em garantir a estabilidade para as diversas condições de carga da UPS.

Outro ponto interessante abordado em [12] é que a fim de melhorar o desempenho transitório do sistema, inclui-se no projeto do controlador robusto uma malha de controle de corrente do capacitor (o autor define como projeto em malha dupla). Para tanto, o autor utiliza-se do conceito de controle multivariável, onde existem dois sinais de entrada para o controlador (tensão e corrente de referência para o capacitor) e dois sinais de saída da planta, tensão e corrente do capacitor, sendo esta última estimada por um observador a partir da tensão do capacitor. Para o projeto do controlador da malha de corrente o autor define uma terceira função de ponderação para o cálculo do controlador robusto. Por fim, ainda em [12], o autor compara os diferentes métodos apresentados e ainda inclui na comparação o desempenho de um controlador em multimalhas como os apresentados em [8] e [9].

No trabalho [16], novamente é apresentada uma aplicação de UPS empregando inversor do tipo fonte de tensão com filtro LC na saída. Nesse trabalho, o autor não propõe um sistema de controle de multimalhas. O problema de controle é tratado como um projeto de controle robusto para rejeição de distúrbio. O autor aqui faz uma consideração interessante, que é de tratar a corrente de carga como um distúrbio externo, de forma que a carga não faz parte do modelo da planta. O autor afirma que, considerando a corrente imposta pela carga como um sinal externo à planta, o modelo é válido para cargas lineares e não lineares (uma vez que a corrente imposta por estas será trada como distúrbio).

O problema de controle em [16] é desenhado tal que o principal objetivo é minimizar o erro de rastreamento e minimizar a influência do distúrbio no erro de rastreamento. A maneira como o autor faz isso é especificando uma função de ponderação $W_{1(16)}$ (ou filtro, como é referenciado pelo autor) que faz com que o controlador gerado pelo método H_∞ atenda os critérios definidos. É interessante a maneira como é apresentada a especificação dessa função de ponderação, pois o autor traz um método de projeto onde o filtro (função de ponderação) é definido conforme equação (1.3) a seguir. Essa função impõe ganhos significativos na frequência em que se deseja rastrear o sinal de referência ($\omega_{0(16)}$), e ganhos

relativamente elevados na região de frequência $[\omega_{0(16)}^{\min} \quad \omega_{0(16)}^{\max}]$ centrada logaritmicamente em $\omega_{0(16)}$. Essa região de frequência é como se fosse a banda de operação do sistema (com $\omega_{0(16)}^{\min}$ e $\omega_{0(16)}^{\max}$ definidos pelo projetista). O autor afirma que esse filtro permite rastrear uma família de senóides na frequência $\omega_{0(16)} \in [\omega_{0(16)}^{\min} \quad \omega_{0(16)}^{\max}]$. A ideia do autor é justamente utilizar esse filtro para rejeitar o distúrbio da corrente de carga em uma determinada faixa de frequência (ou seja, rejeitar distúrbios associados a correntes geradas por cargas não lineares).

Além disso, o autor em [16] introduz uma variável $\varepsilon_{\max(16)}$ que agrega certa liberdade de controle do erro de rastreamento em regime. Isso é fácil de entender ao se observar que: i) a equação (1.3) é muito parecida com uma função ressonante, e ii) o termo $\varepsilon_{\max(16)}$ influencia no termo de amortecimento dessa função, ou seja, quanto menor $\varepsilon_{\max(16)}$, maior será o ganho na frequência $\omega_{0(16)}$. Dessa forma, o autor consegue especificar a região de frequência em que se deseja rejeitar distúrbios (garantido boa operação tanto com cargas lineares quanto com cargas não lineares), e também minimizar o erro de rastreamento através da escolha de $\varepsilon_{\max(16)}$ (que no caso é de $\varepsilon_{\max(16)} = 0,13$).

$$W_{1(16)}(s) = \frac{2\pi \cdot 60}{(s + 220)} \cdot \frac{(s + \alpha_{(16)}s + \omega_{0(16)}^{\min} \omega_{0(16)}^{\max})}{(s^2 + \varepsilon_{\max(16)} \alpha_{(16)}s + \omega_{0(16)}^{\min} \omega_{0(16)}^{\max})} \quad (1.3)$$

Ainda em [16], é especificada uma outra função de ponderação que garante que o sinal de controle não exceda os limites do sistema real. Contudo nenhum critério é apresentado para a escolha dessa função. É interessante notar que em outras referências sobre o mesmo assunto, geralmente não se utilizam dessa função de ponderação (utilizada para limitar o esforço de controle). Como será apresentado no próximo capítulo, na região da frequência de operação (frequência em que o sinal de referência e os distúrbios possuem maior energia), geralmente o sinal de controle não depende do controlador, mas apenas da planta. Usualmente se utiliza essa função de ponderação quando existe uma forte influência de ruídos de alta frequência sobre o sistema. Isso é melhor explicado na seção 2.5 deste trabalho.

Por fim, ainda em [16], o autor calcula o controlador H_∞ a partir das definições da planta e das funções de ponderação. Em suma, o autor não especifica erro admissível de rastreamento, embora esse erro seja minimizado pela escolha de um parâmetro de projeto (minimizar erro mas sem especificação). Além disso, é especificada uma banda de frequência em que se deseja rejeitar os distúrbios (embora especificada uma banda muito estreita, onde $\omega_{0(16)}^{\min} = 120 \text{ rad/s}$ e $\omega_{0(16)}^{\max} = 150 \text{ rad/s}$), contudo, não se especifica o erro causado pelo distúrbio em frequências específicas (harmônicos da frequência fundamental). Outro ponto muito importante a se observar em [16] é que não é considerada robustez de estabilidade no projeto, uma vez que não se considera variação nos parâmetros da planta (é considerado apenas o sistema nominal), tampouco é avaliada a robustez de desempenho do sistema.

Na referência [13], a aplicação é de um inversor do tipo fonte de tensão com filtro LC para compensar a conexão de capacitores de correção de fator de potência em *microgrids*. Aqui, assim como nos outros trabalhos citados anteriormente, o autor propõe um esquema de controle em multimalhas, com uma malha interna de corrente e uma malha externa de tensão. A realimentação de corrente do indutor do filtro LC da malha de corrente é multiplicada por um ganho proporcional e o controlador robusto da malha externa de tensão é projetado pelo método H_∞ com formulação de sensibilidade mista. Novamente, funções de ponderação são definidas para desempenho de rastreabilidade e robustez de estabilidade contra variação de parâmetros da planta. No entanto, não difere dos outros trabalhos estudados, como por exemplo [11], [15] e [16]. Não se tem a clara definição do erro máximo em regime e e/ou da rejeição de distúrbio. Também não é avaliado o critério de robustez de desempenho.

Outras referências, tais como [18], [19] e [20], utilizam-se de técnicas de controle robusto com projeto pelo método H_∞ e esbarram nos mesmos pontos abordados até o momento (especificações claras de desempenho e estabilidades robustas e variação dos parâmetros da planta).

1.4 PROPOSTA DO PRESENTE TRABALHO

De modo geral, como pôde ser verificado pelas referências avaliadas, o problema de projeto é formulado com base em necessidades de "bom" rastreamento e "boa" rejeição de distúrbio. Entretanto, essas pesquisas não quantificam esse "bom" desempenho na fase de projeto dos controladores. Por último, e não menos importante, é interessante que se aborde a robustez do sistema na formulação do problema de controle, tanto para a estabilidade quanto para o desempenho (acompanhamento de referência e rejeição de distúrbio). Contudo, os trabalhos verificados na seção 1.3 discutem apenas a robustez de estabilidade (e não se avalia a robustez do desempenho).

Considerando o estado atual da arte, a proposta do presente trabalho é utilizar a teoria de controle robusto para o projeto do controlador da malha de tensão do DVR através do método H_∞ baseado na formulação da sensibilidade mista, como em [11] e [12], por exemplo. Somado a isso, este trabalho contribui no que se refere ao detalhamento das especificações de desempenho e estabilidade do sistema de controle (algo que não é presente em alguns trabalhos avaliados). Para tanto, na formulação do problema de projeto do controlador considera-se:

- ✓ quantificar o desempenho robusto para o erro de rastreamento de tensão na frequência fundamental,
- ✓ quantificar o desempenho robusto de rejeição de distúrbio tanto na frequência fundamental quanto nos harmônicos de ordem superior.
- ✓ garantir a estabilidade robusta para diversas condições de carga, onde esta é considerada no modelo como incerteza multiplicativa da planta real.

Além disso, neste trabalho, a planta é modelada em tempo contínuo considerando-se o atraso devido à implementação digital (atrasos de processamento e do amostrador de ordem zero). Obtém-se a função de transferência em tempo contínuo do controlador empregando-se o método H_∞ , que é posteriormente discretizada.

Como resultado deste trabalho, um artigo técnico [21] foi apresentado em conferência internacional, IPEC-Hiroshima 2014, e publicado na revista internacional

The Institute of Electrical Engineers of Japan (IEEJ) Journal of Industry Applications for IPEC-Hiroshima 2014 [22].

1.5 ESTRUTURA DO TRABALHO

A estrutura deste texto está dividida em sete capítulos:

- ✓ **Capítulo 1 - Introdução:** apresenta uma breve introdução sobre o tema de qualidade de energia e a utilização do dispositivo DVR. Apresenta também os conceitos básicos relativo ao funcionamento do DVR, e discute os principais métodos de controle utilizados. Pela semelhança discute-se também aplicações em sistemas UPS. Por fim é apresentada a proposta do presente trabalho, bem como as principais contribuições deste estudo.
- ✓ **Capítulo 2 - Teoria de controle robusto:** apresenta de maneira simplificada a teoria de controle robusto e o método de projeto H_∞ baseado na formulação de sensibilidade mista. O intuito aqui é não se aprofundar em toda teoria de controle, mas sim apenas no desenvolvimento das principais fórmulas e conceitos utilizadas nos capítulos 3 e 4.
- ✓ **Capítulo 3 - Modelagem do sistema DVR:** apresenta a modelagem do sistema DVR. Discorre sobre a topologia do DVR considerada para este trabalho. Apresenta o modelo do DVR em diagrama de blocos e a definição dos parâmetros da planta.
- ✓ **Capítulo 4 - Projeto do controlador da malha de tensão:** Define o problema de projeto através da especificação da robustez de estabilidade e desempenho do sistema. Apresenta a escolha do controlador que atenda aos requisitos definidos na fase de projeto. Ainda neste capítulo, analisa-se o sistema controlado no que se refere à estabilidade e desempenho.
- ✓ **Capítulo 5 - Simulação do sistema completo:** apresenta a redução de ordem e discretização do controlador projetado no capítulo 4. O sistema completo então é simulado numericamente, usando-se o programa PSIM® para diversas condições de operação do DVR, de modo a verificar se as especificações de projeto foram satisfeitas.

- ✓ **Capítulo 6 – Resultados experimentais:** Todos os teste simulados são repetidos em experimentos utilizando um sistema de baixa potência. Todos os resultados obtidos experimentalmente são confrontados com as especificações de projeto e com os resultados de simulação.
- ✓ **Capítulo 7 - Conclusão:** É apresentada neste capítulo a conclusão final do trabalho, discorrendo brevemente sobre o que foi proposto e o que se obteve como resultado. É apresentado em duas tabelas o resumo dos dados de projeto, dos resultados de simulação e dos resultados experimentais.
- ✓ **Capítulo 8 – Sugestões para continuidade deste trabalho:** Neste capítulo são apresentadas algumas ideias para continuidade deste trabalho.

2 TEORIA DE CONTROLE ROBUSTO

O estudo e aplicação da teoria de controle robusto têm por objetivo, principalmente, obter um sistema de controle que satisfaça as especificações de desempenho, para condições de operação predefinidas, diferentes das condições nominais.

Neste capítulo é apresentado um breve resumo sobre a teoria de controle robusto bem como a formulação do problema de projeto. A seção 2.1 aborda as definições de estabilidade e desempenho do sistema nominal. Na seção 2.2 é introduzido o conceito de erro de modelagem do sistema e mostrando como considerá-lo no projeto através de incertezas multiplicativas. As seções 2.3 e 2.4 trazem respectivamente os critérios de robustez de estabilidade e robustez de desempenho. Na seção 2.5 é explanado o conceito de desempenho de limitação de esforço de controle. Então, é abordado de maneira sucinta a formulação pelo método H_∞ na seção 2.6, e ao final, na seção 2.7, é apresentada uma breve conclusão sobre o capítulo.

Toda a contextualização desse capítulo será realizada com o auxílio do diagrama de blocos da Figura 2.1 e com as definições da função sensibilidade pela equação (2.1) e função sensibilidade complementar pela equação (2.2).

Figura 2.1 - Diagrama de blocos para estudo de controle robusto.

Fonte: Produção do próprio autor.

$$S(s) = \frac{1}{1 + G_n(s)K_v(s)} \quad (2.1)$$

$$T(s) = \frac{G_n(s)K_v(s)}{1 + G_n(s)K_v(s)} \quad (2.2)$$

Na Figura 2.1, os sinais exógenos $r(s)$ e $d(s)$ representam respectivamente o sinal de referência e do distúrbio do sistema, $y(s)$ representa o sinal de saída do sistema e $e(s)$ representa o erro entre o sinal de referência e a saída do sistema.

O sinal $n(s)$ faz referência a um distúrbio em alta frequência, ruído por exemplo. Embora neste trabalho não se considera esse tipo de sinal externo, aqui nesta seção ele será explicado, para uma melhor compreensão do projeto pelo método H_∞ .

Vale ressaltar que nesta seção será apresentado apenas um breve resumo sobre a teoria de controle robusto e do método H_∞ de projeto, com a finalidade de contextualização. Para um maior aprofundamento neste conteúdo, a literatura referência [23], [24] e [25] pode servir de consulta.

2.1 ESTABILIDADE E DESEMPENHO NOMINAIS

Nesta seção é apresentada a condição em que o sistema nominal pode ser considerado estável e, além disso, é estudado o seu desempenho. Para este último, considera-se que o estudo será realizado no domínio da frequência e segundo duas características: i) acompanhamento de sinal de referência; ii) rejeição de distúrbio.

2.1.1 Estabilidade nominal do sistema

Considerando-se o sistema de controle apresentado na Figura 2.1, no que se refere à estabilidade, será considerada a condição de estabilidade interna do sistema conforme apresentado em diversos livros de controle, como por exemplo em [26], [27].

Para simplificar, o sistema da Figura 2.1 pode ser considerado internamente estável se e somente se: i) a função de transferência de malha fechada do sistema é assintoticamente estável, e ii) não há cancelamento entre polos e zeros de $G_n(s)$ e $K_v(s)$ no semiplano direito do plano complexo.

2.1.2 Acompanhamento de sinal de referência

Para o sistema da Figura 2.1, valem as seguinte equações

$$y(s) = \frac{G_n(s)K_v(s)}{1 + G_n(s)K_v(s)} r(s) - \frac{1}{1 + G_n(s)K_v(s)} d(s) \quad (2.3)$$

$$e(s) = \frac{1}{1 + G_n(s)K_v(s)} r(s) + \frac{1}{1 + G_n(s)K_v(s)} d(s) \quad (2.4)$$

Busca-se, quando se trata de acompanhamento de sinal de referência, fazer com que $y(j\omega) \cong r(j\omega)$ com $\omega \in \Omega_r$ onde $\Omega_r = \{\omega \in \mathbb{R} : \omega \leq \omega_r\}$. Geralmente, o valor de ω_r é dado, sendo que a região Ω_r é a região em que a energia de $r(j\omega)$ é mais significativa.

Sendo assim, para que $y(j\omega) \cong r(j\omega)$, deseja-se que $e(j\omega)$ seja muito pequeno, tipicamente menor que um dado valor $\delta_r(\omega)$. Dessa forma, considerando apenas a contribuição de $r(s)$ para $e(s)$ na equação (2.4)

$$e(s) = \frac{1}{1 + G_n(s)K_v(s)} r(s), \quad (2.5)$$

pode-se deduzir as desigualdades em (2.6) e (2.7), onde se faz necessário que o erro de rastreamento seja inferior que uma determinado valor $\delta_r(\omega)$ com $\omega \in \Omega_r$.

$$\frac{|e(j\omega)|}{|r(j\omega)|} \leq \delta_r(\omega) \quad (2.6)$$

$$\frac{1}{|1 + G_n(j\omega)K_v(j\omega)|} \leq \delta_r(\omega) \quad (2.7)$$

Rescrevendo (2.7) em termos da função sensibilidade $S(s)$, resulta em

$$|S(j\omega)| \leq \delta_r(\omega), \quad (2.8)$$

onde tipicamente o valor de $\delta_r(\omega)$ é muito pequeno na região de Ω_r , ou seja $\delta_r(\omega) \ll 1$.

A equação (2.8) representa a condição (ou barreira) de desempenho nominal com relação ao acompanhamento de sinal de referência. O termo barreira é utilizado, pois $\delta_r(\omega)$ é justamente uma restrição no gráfico de magnitude da resposta em frequência de $S(s)$.

2.1.3 Rejeição de distúrbio

Quando se trata de rejeição de distúrbio, busca-se que a saída do sistema sofra a menor influência possível do distúrbio. Em outras palavras, para que o sistema possua uma boa rejeição de distúrbio, deseja-se que o módulo de $y(j\omega)$ seja pequeno para qualquer distúrbio na região de frequência $\omega \in \Omega_d$, tal que $\Omega_d = \{\omega \in \mathbb{R} : \omega \leq \omega_d\}$ e ω_d é conhecido. Isso é o mesmo que afirmar que o módulo da função de transferência do distúrbio para a saída deve ser inferior que um determinado $\delta_d(\omega)$ com $\omega \in \Omega_d$.

Sendo assim, considerando na equação (2.3) apenas a contribuição do distúrbio $d(s)$ para a saída $y(s)$

$$y(s) = -\frac{1}{1 + G_n(s)K_v(s)}d(s), \quad (2.9)$$

pode-se deduzir as desigualdades (2.10) e (2.11).

$$\frac{|y(j\omega)|}{|d(j\omega)|} \leq \delta_d(\omega) \quad (2.10)$$

$$\frac{1}{|1 + G_n(j\omega)K_v(j\omega)|} \leq \delta_d(\omega) \quad (2.11)$$

É Interessante notar que é possível se deduzir a mesma expressão (2.11) apartir de $e(s)$, uma vez que para $r(s) = 0$ tem-se que $e(s) = -y(s)$.

Rescrevendo (2.11) em termos da função sensibilidade $S(s)$, resulta em (2.12).

$$|S(j\omega)| \leq \delta_d(\omega) \quad (2.12)$$

Tipicamente o valor de $\delta_d(\omega)$ é muito pequeno na região de Ω_d , ou seja $\delta_d(\omega) \ll 1$. A equação (2.12) representa a condição (ou barreira) de desempenho nominal com relação à rejeição de distúrbio.

2.2 ERRO DE MODELAGEM OU INCERTEZA NO SISTEMA

A maioria dos projetos de controle são feitos com base em modelos matemáticos que representam os sistemas reais. A qualidade do modelo matemático do sistema depende do quão próximo esse modelo é da realidade. Em [24], é explicado que um único modelo matemático (fixo e invariante) de forma alguma representa exatamente o sistema real. É necessário, no mínimo, um conjunto de modelos para representar o sistema real. Contudo, um conjunto de modelos matemáticos que se escolhe para representar um sistema é distinto do universo que

de fato é o sistema físico real. E dessa forma, conclui-se em [24] que, um conjunto de modelos que representa o verdadeiro sistema real é impossível de ser obtido, ou seja, sempre haverá um erro entre o modelo e o sistema real.

Sendo assim, o desafio para o engenheiro projetista é escolher um conjunto de sistemas (ou modelos por assim dizer) que represente o sistema real com boa precisão para uma determinada aplicação (restringindo assim a aplicabilidade do modelo), e garantindo seu funcionamento de acordo com sistema real. Por conseguinte, insere-se aqui o termo "incerteza do sistema", que se refere justamente à essa diferença ou erro entre o modelo matemático da planta e o sistema físico real.

Neste trabalho admite-se que se dispõe de um modelo nominal do sistema, a função de transferência $G_n(s)$, e que os possíveis sistema reais sejam representados por uma infinidade de modelos $G_R(s)$. A diferença ou erro entre $G_n(s)$ e cada $G_R(s)$ distinto é a incerteza do sistema. Deste jeito, existe um conjunto de incertezas do sistema (uma vez que se tem uma infinidade de modelos $G_R(s)$).

Aqui, neste trabalho, será discutido apenas uma forma de representar essa incerteza do sistema - a forma multiplicativa. A definição matemática da incerteza multiplicativa do sistema é conforme equação (2.13).

$$\Delta(s) = \frac{G_R(s) - G_n(s)}{G_n(s)}, \quad (2.13)$$

onde $\Delta(s)$ é a incerteza multiplicativa do sistema [23] [24].

Existem alguns pontos interessantes a se notar pela representação multiplicativa da incerteza. A incerteza multiplicativa não depende do controlador a ser projetado $K_V(s)$, apenas dos modelos $G_n(s)$ e $G_R(s)$. Isso é facilmente explicado em (2.14), onde considera-se, na forma de representação de incerteza multiplicativa, a função de transferência da malha real $G_R(s)K_V(s)$ e seu respectivo erro em relação à função de transferência da malha nominal $G_n(s)K_V(s)$.

$$\frac{G_R(s)K_V(s) - G_n(s)K_V(s)}{G_n(s)K_V(s)} = \frac{G_R(s) - G_n(s)}{G_n(s)} = \Delta(s) \quad (2.14)$$

Além disso, é oportuno supor que o projetista seja capaz (com os conhecimentos que ele possui do sistema) de determinar uma função $\Delta_m(\omega)$ que representa um limite superior para o módulo de $\Delta(j\omega)$. Consequentemente, tem-se (2.15).

$$|\Delta(j\omega)| \leq \Delta_m(\omega) \quad (2.15)$$

Através das equações (2.13) e (2.15), é interessante notar que a incerteza multiplicativa é uma medida relativa de erro. Logo, por exemplo, se em uma determinada frequência $\Delta_m(\omega_1) = 0,05$, é o mesmo que dizer que o módulo da diferença entre $G_R(j\omega_1)$ e $G_n(j\omega_1)$ é de no máximo 5% relativo ao módulo de $G_n(j\omega_1)$.

Por último, e não menos importante, vale ressaltar que a representação multiplicativa do erro por meio de $\Delta_m(\omega)$ considera que a fase da diferença entre o sistema real $G_R(j\omega)$ e o modelo nominal $G_n(j\omega)$ seja completamente incerta, ou seja, possa ter qualquer valor no intervalo de 0 a 2π . Isso implica que essa representação de erro de modelagem já impõe um conservadorismo total no que diz respeito à fase do erro de modelagem, conforme discutido em [23].

2.3 ROBUSTEZ DE ESTABILIDADE

O objetivo do projetista, já discutido anteriormente, é garantir a estabilidade do sistema real em malha fechada, e não somente do sistema nominal. O sistema real controlado pode ser representado pela equação (2.16), se tomado por base a Figura 2.1.

$$T_R(s) = \frac{G_R(s)K_V(s)}{1 + G_R(s)K_V(s)} \quad (2.16)$$

Uma hipótese razoável para afirmar a estabilidade de $T_R(s)$ é dizer que $G_R(s)K_V(s)$ possui o mesmo número de pólos instáveis que $G_n(s)K_V(s)$. Essa hipótese

vem do Critério de Nyquist, onde a estabilidade do sistema em malha fechada é avaliada a partir do número de pólos instáveis do sistema em malha aberta em conjunto com o número de envoltimentos do Diagrama de Nyquist em torno do ponto $-1 + j0$. Deste modo, se a hipótese anterior é verdadeira, para garantir a estabilidade do sistema real, deve ocorrer que, o número de voltas do Diagrama de Nyquist de $G_n(s)K_V(s)$ entorno do ponto $-1 + j0$ deve ser mantido quando comparado com o número de voltas do Diagrama de Nyquist de $G_R(s)K_V(s)$ em torno desse mesmo ponto. Para explicar isso, verifica-se a Figura 2.2.

Figura 2.2 - Diagrama de Nyquist para verificação da condição de robustez de estabilidade.

Fonte: Produção do próprio autor.

Na Figura 2.2 tem-se, para frequência ω , o ponto $G_n(j\omega)K_V(j\omega)$ que representa o sistema nominal, o ponto $G_R(j\omega)K_V(j\omega)$ que representa um dos possíveis sistemas reais (representado pela área em cinza) e o ponto $-1 + j0$. Portanto, assumindo-se que o sistema nominal em malha fechada é estável, uma condição razoável para garantir a estabilidade do sistema real é dada pela expressão

$$|v_1| > |v_2|, \quad (2.17)$$

onde v_1 e v_2 são os vetores apresentados na Figura 2.2. Caso contrário, se (2.17) não acontece, o número de voltas do Diagrama de Nyquist de $G_R(j\omega)K_V(j\omega)$ em torno do ponto $-1+j0$ é incerto, e a estabilidade já não pode mais ser afirmada para qualquer sistema real.

Como $|v_1| = |G_n(j\omega)K_V(j\omega) - (-1)|$ e $|v_2| = |G_R(j\omega)K_V(j\omega) - G_n(j\omega)K_V(j\omega)|$, então (2.17) pode ser reescrito em (2.18).

$$|G_n(j\omega)K_V(j\omega) - (-1)| > |G_R(j\omega)K_V(j\omega) - G_n(j\omega)K_V(j\omega)| \quad (2.18)$$

Agora, dividindo (2.18) por $|G_n(j\omega)K_V(j\omega)|$, e considerando (2.2) e (2.14), resulta em

$$\frac{1}{|T(j\omega)|} > |\Delta(j\omega)|, \quad (2.19)$$

o que implica em

$$|T(j\omega)| < \frac{1}{|\Delta(j\omega)|}. \quad (2.20)$$

Ainda mais, se é possível definir $\Delta_m(\omega)$ tal qual (2.15), então se satisfeita a desigualdade (2.21), a desigualdade (2.20) se verifica.

$$|T(j\omega)| < \frac{1}{\Delta_m(\omega)}. \quad (2.21)$$

Em (2.21), define-se a **condição de robustez de estabilidade**, expressa em termos da magnitude de erro multiplicativo. Ou seja, o módulo da função de transferência de malha fechada do sistema nominal deve ser menor que o inverso do erro multiplicativo máximo definido pelo projetista. A função $1/\Delta_m(\omega)$ define a barreira

de robustez de estabilidade para o sistema no diagrama de Bode de magnitude da função sensibilidade complementar $T(s)$.

2.4 ROBUSTEZ DO DESEMPENHO

2.4.1 Acompanhamento de sinal de referência

Na seção 2.1.2 foi discutida a condição de desempenho nominal para acompanhamento do sinal de referência. Se considerado agora o sistema real, substituindo $G_n(s)$ por $G_R(s)$, a condição (2.7) pode ser reescrita como

$$\frac{1}{|1 + G_R(j\omega)K_V(j\omega)|} \leq \delta_r(\omega), \quad (2.22)$$

ou ainda

$$|1 + G_R(j\omega)K_V(j\omega)| \geq \frac{1}{\delta_r(\omega)}. \quad (2.23)$$

Agora, considerando a equação (2.13), a expressão para o sistema real $G_R(s)$ em termos de $G_n(s)$ e $\Delta(s)$ pode ser verificada em (2.24).

$$G_R(s) = G_n(s)(1 + \Delta(s)) \quad (2.24)$$

Portanto, substituindo-se (2.24) em (2.23), implica em

$$|1 + (1 + \Delta(j\omega))G_n(j\omega)K_V(j\omega)| \geq \frac{1}{\delta_r(\omega)}. \quad (2.25)$$

Considerando a definição da função sensibilidade complementar na equação (2.2), a expressão (2.25) pode ser manipulada algebricamente resultando em (2.26).

$$\left| (1 + G_n(j\omega)K_v(j\omega)) \cdot (1 + \Delta(j\omega)T(j\omega)) \right| \geq \frac{1}{\delta_r(\omega)} \quad (2.26)$$

Neste ponto, se faz uma consideração importante a cerca de $T(s)$. É razoável dizer que $|T(j\omega)| \cong 1$ na região da frequência de operação do sistema controlado. Essa consideração é válida pois projeta-se um controlador para o sistema nominal rastrear o sinal de referência, ou seja, o ganho da malha fechada do sistema nominal é unitário (ou 0 dB). Deste modo, (2.26) resulta em

$$\left| (1 + G_n(j\omega)K_v(j\omega)) \cdot (1 + \Delta(j\omega)) \right| \geq \frac{1}{\delta_r(\omega)}, \quad (2.27)$$

que é o mesmo que

$$\left| 1 + G_n(j\omega)K_v(j\omega) \right| \cdot \left| 1 + \Delta(j\omega) \right| \geq \frac{1}{\delta_r(\omega)} \quad (2.28)$$

Mas, considerando que

$$\left| 1 + \Delta(j\omega) \right| \geq 1 - \left| \Delta(j\omega) \right| \geq 1 - \Delta_m(\omega), \quad (2.29)$$

onde $\Delta_m(\omega)$ é o erro máximo de modelagem (definido na seção 2.2), então (2.28) implica em

$$\left| 1 + G_n(j\omega)K_v(j\omega) \right| \cdot (1 - \Delta_m(\omega)) \geq \frac{1}{\delta_r(\omega)}, \quad (2.30)$$

que é o mesmo que

$$|1 + G_n(j\omega)K_v(j\omega)| \geq \frac{1}{(1 - \Delta_m(\omega))\delta_r(\omega)}. \quad (2.31)$$

A desigualdade (2.31) representa a **condição de desempenho robusto do sistema** no que se refere ao acompanhamento do sinal de referência. Além disso, essa condição pode ser reescrita em termos da função sensibilidade, como em (2.32).

$$|S(j\omega)| \leq (1 - \Delta_m(\omega))\delta_r(\omega) \quad (2.32)$$

Nota-se que a validade da condição de desempenho robusto está condicionada pela hipótese², em que

$$\Delta_m(\omega) < 1 \text{ para } \omega \in \Omega_r. \quad (2.33)$$

Em termos práticos, a hipótese (2.33) significa que, no pior caso, o erro de modelagem definido pelo projetista deve ser inferior à 100% na região de frequência em que se deseja que o sistema real acompanhe o sinal de referência. Essa é uma preocupação que o projetista deve ter em mente ao especificar a incerteza no modelo do sistema.

2.4.2 Rejeição de distúrbio

Conforme discutido na seção 2.1.3, a condição de desempenho nominal, no que se refere à rejeição de distúrbio, é dada pela desigualdade (2.11). Se considerado agora o sistema real, substituindo-se $G_n(s)$ por $G_R(s)$, então (2.11) pode ser reescrita com

² Esta hipótese vem da condição de robustez de estabilidade. Considerando $|T(j\omega)| \cong 1$ então a desigualdade (2.21) pode ser reescrita da forma $1 < 1/\Delta_m(\omega)$, e por essa se define (2.33).

$$\frac{1}{|1 + G_R(j\omega)K_V(j\omega)|} \leq \delta_d(\omega), \quad (2.34)$$

que possui a mesma forma da desigualdade (2.22) obtida para o acompanhamento de sinal de referência. Ora, se a condição (2.34) tem a mesma forma de (2.22), então vale também o mesmo desenvolvimento e resultados obtidos na seção 2.4.1, só que substituindo δ_r por δ_d e Ω_r por Ω_d . Por conseguinte, a condição de desempenho robusto para rejeição de distúrbio é

$$|1 + G_n(j\omega)K_V(j\omega)| \geq \frac{1}{(1 - \Delta_m(\omega))\delta_d(\omega)}, \quad (2.35)$$

ou ainda em termos da função sensibilidade

$$|S(j\omega)| \leq (1 - \Delta_m(\omega))\delta_d(\omega). \quad (2.36)$$

Obviamente que as mesmas hipóteses e considerações feitas na seção 2.4.1 são aplicadas aqui também.

Vale ressaltar que, se comparadas as desigualdades (2.8) e (2.12), que representam a condição de desempenho nominal, com as desigualdades (2.32) e (2.36), que representam a condição de desempenho robustos, verifica-se que a incerteza multiplicativa no modelo da planta se reflete sobre a barreira de desempenho tornando-a mais restritiva. Isso porque $(1 - \Delta_m(\omega))\delta_r(\omega) < \delta_r(\omega)$ e $(1 - \Delta_m(\omega))\delta_d(\omega) < \delta_d(\omega)$, haja visto a hipótese (2.33).

2.4.3 Consideração especial para o caso de desempenho robusto de rejeição de distúrbio

A equação (2.12) mostra a condição de desempenho para rejeição de distúrbio para o sistema nominal. Já a equação (2.36) apresenta a mesma condição para o

sistema real, ou seja, a condição (2.12) torna-se robusta. O que difere uma da outra é apenas o fator erro de modelagem da planta (isto também pode ser observado com as condição de desempenho para acompanhamento de sinal de referência).

Imagina-se agora que o sistema da Figura 2.1 seja modificado, incluindo-se uma função $D(s)$ que multiplica o distúrbio externo, por exemplo. Essa modificação é representada na Figura 2.3.

Figura 2.3 - Diagrama de blocos para estudo de controle robusto com bloco função que multiplica o distúrbio externo.

Fonte: Produção do próprio autor.

A função de transferência do distúrbio $d(s)$ para a saída $y(s)$, com $r(s) = 0$, do diagrama de blocos da Figura 2.3 é

$$\frac{y(s)}{d(s)} = -\frac{1}{1 + G_n(s)K_v(s)} \cdot D(s), \quad (2.37)$$

ou então

$$\frac{y(s)}{d(s)} = -S(s) \cdot D(s) \quad (2.38)$$

A partir da equação (2.38), pode-se facilmente deduzir (2.39).

$$\frac{|y(j\omega)|}{|d(j\omega)|} = |S(j\omega)| \cdot |D(j\omega)| \quad (2.39)$$

Agora, ao analisar a equação (2.39), as condições de desempenho nominal e robusto representadas por (2.12) e (2.36), podem ser reescritas como (2.40) e (2.41) respectivamente (obviamente que, se considerado agora ao diagrama de blocos da Figura 2.3). Nota-se que a partir da equação (2.39), o desenvolvimento para encontrar (2.40) e (2.41) é o mesmo apresentado nas seções 2.1.3 e 2.4.2

$$|S(j\omega)| \leq \frac{\delta_d(\omega)}{|D(j\omega)|} \quad (2.40)$$

$$|S(j\omega)| \leq \frac{(1 - \Delta_m(\omega))\delta_d(\omega)}{|D(j\omega)|} \quad (2.41)$$

Neste trabalho, a partir deste ponto, considera-se a desigualdade (2.41) como sendo a **condição de desempenho robusto** no que se refere à rejeição de distúrbio. Essa consideração é feita porque, como será avaliado na seção 3, o modelo do sistema DVR pode ser representado conforme o diagrama de blocos da Figura 2.3.

É importante notar que essa modificação no diagrama de blocos somente altera (ou influencia) a análise do desempenho (robusto ou nominal) de rejeição de distúrbio. Em nada se altera para a estabilidade (robusta ou nominal) e desempenho (robusto ou nominal) de acompanhamento de sinal de referência.

2.5 LIMITAÇÃO DE ESFORÇO DE CONTROLE

Pelo método de controle robusto, existe a possibilidade de inclusão da consideração da limitação de esforço de controle nas especificações de desempenho. Entretanto, essa consideração só é válida na região de altas frequências, superior àquela definida como região de frequência de operação do sistema (aqui chamada de região de baixas frequências). Para demonstrar isto, de maneira mais simplista, toma-

se por base o diagrama de blocos da Figura 2.1, onde o sinal de controle $u(s)$, na região de baixas frequências, é representado pela equação (2.42).

$$u(s) = \frac{K_v(s)}{1 + G_n(s)K_v(s)} r(s) + \frac{K_v(s)}{1 + G_n(s)K_v(s)} d(s) \quad (2.42)$$

Considerando-se que na região de frequência de operação do sistema $\omega \in \Omega_r \cup \Omega_d$, e que nessa região $|T(j\omega)| \cong 1$ (vide seção 2.4.1), então, pela definição de $T(s)$ em (2.2), pode-se valer da aproximação

$$|1 + G_n(j\omega)K_v(j\omega)| \cong |G_n(j\omega)K_v(j\omega)|, \quad (2.43)$$

já que

$$\frac{|G_n(j\omega)K_v(j\omega)|}{|1 + G_n(j\omega)K_v(j\omega)|} \cong 1. \quad (2.44)$$

A consideração (2.43) recai sobre (2.42), resultando em (2.45).

$$|u(j\omega)| \cong \frac{1}{|G_n(j\omega)|} [|r(j\omega)| + |d(j\omega)|] \quad (2.45)$$

A equação (2.45), que advém da aproximação (2.43), mostra que na região de frequência de operação do sistema ($\omega \in \Omega_r \cup \Omega_d$), o controlador não influencia no esforço de controle, onde este depende apenas das entradas exógenas e da planta. Em outras palavras, (2.45) quer dizer que não se limita o esforço de controle em baixas frequências, ou região de operação do sistema ($\omega \in \Omega_r \cup \Omega_d$). Por esse motivo, não será considerado neste trabalho especificação de desempenho no que se refere à limitação de esforço de controle.

Já na região de altas frequências, a limitação de esforço de controle depende do controlador projetado, pois a consideração feita em (2.43) não se aplica mais. Nesse caso, a parcela do sinal de controle que dependeria do controlador seria a

parcela que multiplica um sinal externo de alta frequência, por exemplo um ruído. Entretanto, também não é considerado neste trabalho a influência de ruído externo em alta frequência.

No caso em que fosse considerado o ruído de alta frequência no sistema, a condição de desempenho que limitaria o esforço de controle seria dada pela desigualdade

$$|K_v(j\omega)S(j\omega)| \leq \delta_u(\omega), \quad (2.46)$$

onde $\delta_u(\omega)$ é um função que delimita superiormente o ganho da função de transferência do ruído em alta frequência $n(s)$ para o sinal de controle $u(s)$, e $\omega \in \Omega_n$ tal que Ω_n é a região de altas frequências. A dedução para essa condição pode ser facilmente encontrada na literatura de controle robusto, como por exemplo em [23] e [24].

Novamente, neste trabalho, não é considerado análise de desempenho em altas frequências. O estudo se limitará na região de baixas frequências ($\omega \in \Omega_r \cup \Omega_d$), com consideração apenas de desempenho de acompanhamento de sinal de referência e rejeição de distúrbio.

2.6 DEFINIÇÕES DE ESTABILIDADE E DESEMPENHO PARA PROJETO PELO MÉTODO H_∞ BASEADO NA FORMULAÇÃO DE SENSIBILIDADE MISTA

A técnica de projeto de controle pelo método H_∞ pressupõe que toda a especificação tenha sido feita no domínio da frequência, impondo restrições nas funções $|S(j\omega)|$, $|T(j\omega)|$ e $|K_v(j\omega)S(j\omega)|$, sendo esta última na região de altas frequência (conforme discutido na seção 2.5). Essas restrições são então reescritas na forma de desigualdade envolvendo a norma H_∞ das funções $|S(j\omega)|$, $|T(j\omega)|$ e $|K_v(j\omega)S(j\omega)|$.

A norma H_∞ de uma função de transferência genérica $G(s)$, estável e própria, pode ser definida por (2.47).

$$\|G(s)\|_\infty = \sup_{\omega} |G(j\omega)| \quad (\forall \omega \in \mathfrak{R}) \quad (2.47)$$

A interpretação da norma H_∞ infinita de uma função de transferência $G(s)$ é a distância, no plano complexo, da origem até o ponto mais distante do Diagrama de Nyquist da função $G(s)$, e também aparece como um valor de pico no diagrama de Bode de magnitude de $G(s)$ [24]. Portanto, a norma infinita de uma função pode ser, a princípio, obtida graficamente. Por conseguinte, uma estimativa para $\|G(s)\|_\infty$ é

$$\|G(s)\|_\infty = \max_{\omega} |G(j\omega)| \quad (\forall \omega \in \mathfrak{R}). \quad (2.48)$$

Por último, vale ressaltar que o problema do projetista (para projeto pelo método H_∞), se resume em definir os objetivos de projeto no domínio da frequência e escrevê-los na forma apropriada para formulação H_∞ . Uma vez definido os objetivos de projeto, calcula-se um controlador utilizando-se um *software* de auxílio a projeto.

2.6.1 Robustez da estabilidade para formulação H_∞

A robustez de estabilidade, conforme visto na seção 2.3, é definida pela desigualdade (2.21), a qual pode ser reescrita em

$$|\Delta_m(\omega)T(j\omega)| < 1, \quad (2.49)$$

que é equivalente à

$$\sup_{\omega} |\Delta_m(\omega)T(j\omega)| < 1. \quad (2.50)$$

Se defina uma função³ $W_y(s)$, racional, estável e de fase mínima tal que

$$|W_y(j\omega)| \geq \Delta_m(\omega), \quad (2.51)$$

então, uma condição suficiente para (2.50) é (2.52).

$$\|W_y(s)T(s)\|_{\infty} < 1 \quad (2.52)$$

2.6.2 Desempenho robusto em baixas frequências para formulação H_{∞}

Entende-se como desempenho robusto em baixas frequências àquele que se refere ao acompanhamento de sinal de referência e à rejeição de distúrbio (haja visto que esses sinais possuem maior energia na região de frequência de operação do sistema).

Para o caso do desempenho robusto com respeito ao acompanhamento do sinal de referência, conforme discutido na seção 2.4.1, a definição é de acordo com a desigualdade (2.32) que, sob a hipótese (2.33), pode ser reescrita como

$$\frac{1}{(1 - \Delta_m(\omega))\delta_r(\omega)} \cdot |S(j\omega)| \leq 1, \quad (2.53)$$

e que é equivalente à (2.54).

$$\sup_{\omega} \left| \frac{1}{(1 - \Delta_m(\omega))\delta_r} \cdot S(j\omega) \right| \leq 1 \quad (\forall \omega \in \Omega_r) \quad (2.54)$$

³ A função $W_y(s)$ é chamada nesse contexto de "função de ponderação".

Agora, da mesma forma que para o caso da robustez de estabilidade, se definida uma função de ponderação $W_e(s)$, racional, estável e de fase mínima tal que

$$|W_e(j\omega)| \geq \frac{1}{(1 - \Delta_m(\omega))\delta_r(\omega)}, \quad (\omega \in \Omega_r) \quad (2.55)$$

então, uma condição suficiente para (2.54) é (2.56).

$$\|W_e(s)S(s)\|_\infty \leq 1 \quad (2.56)$$

Para o caso da robustez de desempenho de rejeição de distúrbio, o raciocínio é análogo ao de acompanhamento de sinal de referência. Dessa forma, a condição (2.41) é equivalente à

$$\frac{|D(j\omega)|}{(1 - \Delta_m(\omega))\delta_d(\omega)} \cdot |S(j\omega)| \leq 1, \quad (2.57)$$

que pode ser escrita na forma de (2.58.)

$$\sup_{\omega} \left| \frac{D(j\omega)}{(1 - \Delta_m(\omega))\delta_d(\omega)} \cdot S(j\omega) \right| \leq 1 \quad (\forall \omega \in \Omega_d) \quad (2.58)$$

Percebe-se que a desigualdade (2.58), assim como a (2.45), depende da função sensibilidade $S(s)$. Sendo assim, se a mesma função de ponderação $W_e(s)$ respeitar também a condição (2.59)

$$|W_e(j\omega)| \geq \frac{1}{(1 - \Delta_m(\omega))\delta_d(\omega)} \cdot |D(j\omega)|, \quad (\omega \in \Omega_d) \quad (2.59)$$

então a condição (2.56) também é suficiente para garantir (2.58).

Portanto, em suma, quando existe no projeto especificação de acompanhamento de sinal de referência e rejeição de distúrbio, a função de ponderação $W_e(s)$ deve ser escolhida tal qual (2.60).

$$|W_e(j\omega)| \geq \begin{cases} \frac{1}{(1 - \Delta_m(\omega))\delta_r(\omega)} \\ \frac{1}{(1 - \Delta_m(\omega))\delta_d(\omega)} \cdot |D(j\omega)| \end{cases} \quad (\omega \in \Omega_r \cup \Omega_d) \quad (2.60)$$

2.6.3 Desempenho robusto em altas frequências

Conforme discutido na seção 2.5, quando se fala em desempenho em altas frequências, entende-se sinal que tenha uma energia significativa em frequências maiores que a região de frequência de operação do sistema. Se considerado, então, a condição (2.46), esta pode ser reescrita como

$$\sup_{\omega} \left| \frac{1}{\delta_u(\omega)} K_v(j\omega) S(j\omega) \right| \leq 1 \quad (\forall \omega \in \Omega_n) \quad (2.61)$$

e, de modo semelhante à seção anterior, escolhendo-se uma função de ponderação $W_u(s)$, tal que

$$|W_u(j\omega)| \geq \frac{1}{\delta_u(\omega)} \quad (\omega \in \Omega_n), \quad (2.62)$$

uma maneira de garantir a condição (2.61) é (2.63).

$$\|W_u(s) K_v(s) S(s)\|_{\infty} \leq 1 \quad (2.63)$$

2.7 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Nesta seção foi apresentado o conteúdo teórico sobre controle robusto de forma resumida. Foram definidas as condições de desempenho nominal e robusto para acompanhamento de sinal de referência e rejeição de distúrbio. Da mesma forma, foram definidas as condições de estabilidade nominal e robusta. Essas definições foram apresentadas na forma de restrição da resposta em frequência das funções sensibilidade e sensibilidade complementar. Ainda nesta seção foi introduzido o conceito de erro de modelagem (ou incerteza). As desigualdades (2.21), (2.32) e (2.41) representam respectivamente as condições de robustez de estabilidade, desempenho de acompanhamento de sinal de referência e desempenho de rejeição de distúrbio.

Apenas de forma conceitual, mesmo que não sendo parte de interesse deste projeto em específico, foi abordado na seção 2.5 a questão do desempenho em altas frequências. Foi explicado o porquê não será considerado no projeto este tipo de especificação e foi apresentada de forma teórica a condição de desempenho pela desigualdade (2.46).

Uma vez definido o critério de robustez de estabilidade e desempenho, foi então abordado o projeto do controlador pelo método H_∞ . Esse método consiste basicamente em definir as chamadas funções de ponderação que, juntamente com as funções sensibilidade e sensibilidade complementar, quando aplicadas a norma H_∞ , garantem as condições definidas para o desempenho e a estabilidade robusta do sistema. As equações que definem o projeto pelo método H_∞ são (2.52), (2.56) e (2.63), respectivamente para estabilidade robusta, desempenho em baixas frequências e desempenho em altas frequências. Para concluir, o objetivo de projeto de controle robusto pelo método H_∞ é encontrar um controlador que satisfaça as especificações (2.52), (2.56) e (2.63), que podem ser resumidas em uma única expressão (2.64).

$$\left\| \begin{bmatrix} W_y(s)T(s) \\ W_e(s)S(s) \\ W_u(s)K_v(s)S(s) \end{bmatrix} \right\|_{\infty} < 1 \quad (2.64)$$

A forma de representar o problema de projeto conforme (2.64), define em uma única desigualdade as especificações de robustez de estabilidade e desempenho, por meio de ponderações da função sensibilidade $S(s)$ e sensibilidade complementar $T(s)$. Daí o nome de método H_{∞} com **formulação de sensibilidade mista**.

A Tabela 2.1 e Tabela 2.2 resumem as principais definições apresentadas nessa seção. Na **Tabela 2.1** é possível verificar qual a condição necessária para o desempenho desejado, e como defini-la no projeto pelo método H_{∞} . Já na **Tabela 2.2** é apresentada a definição de como escolher as funções de ponderação para projeto.

Tabela 2.1 - Resumo das definições para projeto de controle robusto pelo método H_{∞} .

	Condição necessária	Projeto pelo método H_{∞}	Região de Frequência
Estabilidade robusta	$ T(j\omega) < 1/\Delta_m(\omega)$	$\ W_y(s)T(s)\ _{\infty} < 1$	$\omega \in \mathfrak{R}$
Desempenho robusto de acompanhamento de referência	$ S(j\omega) \leq (1 - \Delta_m(\omega))\delta_r(\omega)$	$\ W_e(s)S(s)\ _{\infty} \leq 1$	$\omega \in \Omega_r$
Desempenho robusto de rejeição de distúrbio	$ S(j\omega) \leq \frac{(1 - \Delta_m(\omega))\delta_d(\omega)}{ D(j\omega) }$	$\ W_e(s)S(s)\ _{\infty} \leq 1$	$\omega \in \Omega_d$
Desempenho de limitação de esforço de controle	$ K(j\omega)S(j\omega) \leq \delta_u(\omega)$	$\ W_u(s)K_v(s)S(s)\ _{\infty} \leq 1$	$\omega \in \Omega_n$

Tabela 2.2 – Definição das Funções de Ponderação.

	Função de ponderação	Região de Frequência
Estabilidade robusta	$ W_y(j\omega) \geq \Delta_m(\omega)$	$\omega \in \Re$
Desempenho robusto de acompanhamento de referência	$ W_e(j\omega) \geq \frac{1}{(1 - \Delta_m(\omega))\delta_r(\omega)}$	$\omega \in \Omega_r$
Desempenho robusto de rejeição de distúrbio	$ W_e(j\omega) \geq \frac{ D(j\omega) }{(1 - \Delta_m(\omega))\delta_d(\omega)}$	$\omega \in \Omega_d$
Desempenho de limitação de esforço de controle	$ W_u(j\omega) \geq \frac{1}{\delta_u(\omega)}$	$\omega \in \Omega_n$

3 MODELAGEM DO SISTEMA DVR

Este capítulo apresenta a modelagem matemática do sistema DVR. Ele se organiza da seguinte forma: na seção 3.1 é apresentada a topologia considerada para o DVR. Já na seção 3.2 são apresentados o diagrama de blocos da planta generalizada e as funções de transferência da planta. Na seção 3.3 é apresentada a definição dos parâmetros da planta. Ao final, é apresentada uma conclusão do capítulo na seção 3.4.

3.1 TOPOLOGIA DO DVR

A Figura 3.1 apresenta o sistema completo do DVR considerado para este trabalho, incluindo o circuito de potência e diagrama de blocos do controlador. O circuito de potência do DVR é formado basicamente por um inversor do tipo fonte de tensão monofásico de três níveis, com filtro LC de segunda ordem na saída (indutor e capacitor). O capacitor do filtro é inserido no secundário do transformador de injeção.

O controlador é constituído basicamente por uma malha interna de corrente baseada na realimentação da corrente do indutor do filtro (I_F) e uma malha externa de tensão baseada na realimentação da tensão do capacitor do filtro (V_{DVR}). A referência para o controlador (V_{REF}) é gerada a partir de um algoritmo de detecção de afundamentos de tensão (bloco "Gerador de Referência").

Pelo fato da modelagem do sistema ser feita no tempo contínuo, considera-se no modelo um bloco de atraso para modelar o tempo de cálculo do algoritmo de controle em implementação digital e o atraso introduzido pelo modulador PWM amostrado.

Figura 3.1 - Sistema completo do DVR.

Fonte: Produção do próprio autor.

3.2 DIAGRAMA DE BLOCOS DA PLANTA DVR

A Figura 3.2 apresenta o diagrama de blocos do modelo linearizado da planta nominal do DVR apresentado na Figura 3.1. Como pode ser verificado na Figura 3.2, o controlador de corrente (K_I) é considerado como parte do modelo nominal da planta. Basicamente, o modelo nominal da planta DVR resume-se na função de transferência da corrente de referência I_{REF} para a tensão de saída V_{DVR} .

Figura 3.2. - Diagrama de blocos da planta nominal do DVR.

Fonte: Produção do próprio autor.

A representação algébrica do sistema nominal apresentado no diagrama de blocos da Figura 3.2 é dada pelas equações (3.1), (3.2) e (3.3).

$$V_{DVR} = G_n(s)I_{REF} - D(s)I_L \quad (3.1)$$

$$G_n(s) = \frac{(K_I \cdot e^{-sT_d})}{s^2 C_F L_F + s C_F (R_F + (K_I \cdot e^{-sT_d})) + 1} \quad (3.2)$$

$$D(s) = \frac{sL_F + R_F + (K_I \cdot e^{-sT_d})}{s^2 C_F L_F + s C_F (R_F + (K_I \cdot e^{-sT_d})) + 1} \quad (3.3)$$

Dessa forma o sistema nominal apresentado na Figura 3.2 pode ser reformulado e apresentado conforme a Figura 3.3, onde $G_n(s)$ representa a função de transferência da planta nominal e $D(s)$ representa a função de transferência da corrente de distúrbio I_L para a tensão de saída V_{DVR} . É interessante notar que neste ponto o sistema já está na forma convencional utilizada para a formulação das especificações de desempenho e estabilidade (conforme apresentado no capítulo 2 e [23]), onde todo o projeto é avaliado com base no diagrama de ganho da resposta em frequência das funções sensibilidade $S(s)$ e sensibilidade complementar $T(s)$ do sistema nominal.

Figura 3.3 - Diagrama de blocos do sistema nominal reformulado para especificações de projeto pelo método H_∞ de sensibilidade mista.

Fonte: Produção do próprio autor

Conforme abordado na revisão teórica sobre controle robusto (capítulo 2), a mecânica do procedimento de projeto de controle é fazer com que o sistema nominal compensado obedeça a um conjunto de restrições de desempenho e estabilidade. Por sua vez, essas restrições são estabelecidas levando-se em consideração o erro (ou diferença) entre o modelo real e o modelo nominal do sistema. Essa diferença entre os modelos é denominada incerteza do sistema.

Figura 3.4 - Planta real do DVR (inclusão de incerteza no modelo).

Fonte: Produção do próprio autor.

Neste trabalho, como pode ser verificado na Figura 3.4, para o sistema DVR, a incerteza (ou diferença entre sistema real e nominal) é a própria dinâmica da carga $Z_L(s)$. Essa incerteza é introduzida no sistema como incerteza multiplicativa. Dessa forma, de acordo com a definição de incerteza multiplicativa apresentada no capítulo 2 (equação (2.13)), tem-se

$$G_R(s) = (1 + \Delta(s))G_n(s), \quad (3.4)$$

onde $G_R(s)$ é o sistema real, $G_n(s)$ é o sistema nominal e $\Delta(s)$ é a incerteza multiplicativa do sistema, que nesse caso é dada pela dinâmica da carga.

A designação de cada parâmetro da Figura 3.2 e da Figura 3.4 é apresentada na Tabela 3.1.

Tabela 3.1 - Designação dos parâmetros do DVR.

Parâmetro	Descrição
R_F	Resistência do filtro ⁴
L_F	Indutância do filtro ⁴
C_F	Capacitância do filtro
$Z_L(s)$	Carga
K_I	Ganho do controlador de corrente
I_{REF}	Corrente de referência
V_{DVR}	Tensão injetada pelo DVR
V_{INV}	Tensão de saída do inversor
I_F	Corrente no indutor do filtro LC
I_L	Corrente de carga
I_1	Corrente de carga devida à tensão da rede
K_{PWM}	Ganho do inversor
T_d	Tempo de atraso

Neste ponto é importante notar que:

- ✓ divide-se a planta DVR em modelo nominal e modelo real, onde: i) no modelo nominal do DVR não se considera a dinâmica da carga e consequentemente a corrente de distúrbio é I_L (Figura 3.2 e Figura 3.3); ii) no modelo real do DVR considera-se a dinâmica da carga e a corrente de distúrbio é I_1 (Figura 3.4).
- ✓ o modelo da carga $Z_L(s)$ é introduzido como incerteza do sistema (Figura 3.4);
- ✓ o atraso é modelado como e^{-sT_d} , onde T_d é atraso em segundos introduzido no sistema devido à implementação digital (Figura 3.2).

Outro ponto importante a ser levado em conta é o distúrbio do sistema. Para o DVR, a corrente de carga é tratada como distúrbio, haja visto que ela influencia na tensão do capacitor do filtro série (discutido no capítulo 1). No entanto, essa corrente de carga é formada por duas parcelas: i) uma parcela devido à contribuição da tensão

⁴ Considerado a soma dos parâmetros do indutor do filtro e do transformador de injeção. Esse item será melhor detalhado na próxima seção.

da rede sobre a carga; ii) e outra parcela devido à contribuição da tensão do DVR sobre a carga. Dessa forma a corrente de carga I_L pode ser definida pelas equações

$$I_L = I_1 + \frac{V_{DVR}}{Z_L(s)} \quad (3.5)$$

e

$$I_1 = \frac{V_{GRID}}{Z_L(s)}, \quad (3.6)$$

onde I_1 é a parcela da corrente de carga devido à contribuição da tensão na rede.

Fazendo agora a análise para o sistema real, substitui-se a equação (3.5) em (3.1) para obter a expressão da saída V_{DVR} do modelo real, apresentada na equação (3.7).

$$V_{DVR} = G_n(s)I_{REF} - D(s)\left(I_1 + \frac{V_{DVR}}{Z_L(s)}\right) \quad (3.7)$$

Manipulando-se algebricamente a equação (3.7) e considerando a equação (3.8), obtém-se (3.9), que representa a expressão da tensão de saída V_{DVR} para o modelo real (incluso a dinâmica da carga).

$$A(s) = \frac{1}{Z_L(s)} \quad (3.8)$$

$$V_{DVR} = \frac{G_n(s)}{1 + D(s)A(s)} I_{REF} - \frac{D(s)}{1 + D(s)A(s)} I_1 \quad (3.9)$$

Considerando a equação (3.9), a Figura 3.4 pode ser redesenhada, resultando na Figura 3.5. A partir da Figura 3.5 e da equação (3.9), pode-se deduzir as equações (3.10) e (3.11) que definem matematicamente o modelo real do sistema DVR considerado neste trabalho.

$$G_R(s) = \frac{G_n(s)}{1 + D(s)A(s)} \quad (3.10)$$

$$D_R(s) = \frac{D(s)}{1 + D(s)A(s)} \quad (3.11)$$

Figura 3.5 - Diagrama de blocos da planta real reformulado.

Fonte: Produção do próprio autor.

A equação (3.10) representa o modelo matemático da função de transferência da planta real $G_R(s)$ para diversos valores de $A(s)$. Além disso, tomando por base que a carga $Z_L(s)$ é modelada conforme apresentado na equação (3.12), conclui-se que:

- ✓ se o valor de $A(s)$ tende a zero, ou seja, sem carga no sistema (impedância de carga tendendo a infinito), temos então o sistema nominal que é representado pela equação (3.1);
- ✓ se o valor de $A(s)$ for diferente de zero e os parâmetros da carga L_L e R_L variam, existem diferentes sistemas reais para o DVR com o comportamento conforme equação (3.9);

$$Z_L(s) = sL_L + R_L \quad (3.12)$$

Na próxima seção será apresentada a definição dos valores dos parâmetros empregados no projeto do DVR.

3.3 DEFINIÇÃO DOS VALORES DOS PARÂMETROS DO DVR

Define-se para este trabalho um DVR de 0,55 kVA de potência com tensão nominal de saída de 110 V (RMS). A partir desta definição, tem-se que a corrente nominal do sistema DVR é de 5 A (RMS) (com frequência nominal de 60 Hz).

3.3.1 Parâmetros da carga

A partir das especificações de tensão e corrente de operação do DVR (110 V e 5 A respectivamente) define-se a impedância base do DVR Z_{nom} em (3.13).

$$Z_{nom} = \frac{110V_{RMS}}{5A_{RMS}} = 22\Omega \quad (3.13)$$

A partir da definição de impedância base do DVR, especifica-se a menor impedância de carga com valor de 22Ω (operação em plena carga do DVR). Assumindo que o DVR possa operar com carga indutiva e resistiva, é definida a variação admissível dos parâmetros L_L e R_L da carga tal que respeite a restrição imposta em (3.14). O valor limite de fase de $53,3^\circ$ foi escolhido com base na definição de variação do fator de potência da carga entre 0,6 e 1, ou seja $0,6 < FP_{Z_L} < 1$ (onde FP_{Z_L} é o fator de potência da carga).

$$22\Omega < |Z_L(s)| < \infty \quad \text{e} \quad 0 < \angle Z_L(s) < 53,3^\circ \quad (3.14)$$

A expressão em (3.14) mostra que os parâmetros L_L e R_L da carga são escolhidos de tal forma que a impedância da carga $Z_L(s)$ varie em amplitude de 22Ω a ∞ e em ângulo de 0 a $53,3^\circ$. Essa variação da impedância da carga está

representada na Figura 3.6 (para variação do módulo da impedância entre 22 Ω e 1000 Ω e variação do ângulo da impedância entre 0° e 53°).

Figura 3.6 - Valores de impedância da carga $Z_L(s)$ admitidos para operação do DVR.

Fonte: Produção do próprio autor.

3.3.2 Parâmetros do DVR

O capacitor do filtro foi projetado para operar com pelo menos 15% da corrente nominal do DVR em regime. Dessa forma chega-se a um valor de capacitância de 18,1 μF , conforme pode ser verificado na equação (3.15),

$$I_{cap} = 2\pi f C_{cap} U_{cap} \rightarrow C_{cap} \cong 18,1 \mu\text{F} , \quad (3.15)$$

onde U_{cap} é a tensão no capacitor, I_{cap} é a corrente em regime do capacitor e C_{cap} é a capacitância do filtro.

A indutância do filtro é dimensionada com base no valor de capacitância do filtro e na frequência de corte desejada para o filtro. A frequência de corte é especificada para operar na região de $f_c = 750Hz$, o que significa por volta de 16 vezes menor que a frequência de chaveamento do inversor $f_{ch} = 12kHz$. Sendo assim, em (3.16) tem-se o cálculo da indutância do filtro LC.

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{filtro}C_{cap}}} \rightarrow L_{filtro} = \frac{\left(\frac{1}{2\pi f_c}\right)^2}{C_{cap}} \rightarrow L_{filtro} \cong 2,48mH, \quad (3.16)$$

onde L_{filtro} é a indutância do filtro.

Neste ponto, é importante lembrar-se da influência do transformador de injeção na indutância do filtro. Conforme abordado no início deste capítulo, o transformador de injeção está com o lado primário conectado diretamente ao indutor do filtro e o capacitor está conectado no secundário do transformador. Dessa forma, a indutância total do filtro do inversor é a soma entre a indutância do indutor do filtro e a indutância de dispersão do transformador de injeção. Sendo assim:

$$L_{filtro} = L_{ind} + L_{trafo} \quad (3.17)$$

onde L_{ind} é a indutância apenas do indutor do filtro e L_{trafo} é a indutância apenas do transformador de injeção do DVR.

Tendo calculado aproximadamente os valores da capacitância e da indutância requeridos para o filtro, buscaram-se componentes com parâmetros mais próximos a esses valores dentre os disponíveis no Laboratório de Eletrônica de Potência (LEP) da Escola Politécnica da USP (EPUSP).

Ao final, utilizou-se um capacitor de capacitância de filtro $C_F = 20\mu F$ e uma indutância de filtro total de $L_F = 2,39mH$, sendo esta última formada por dois indutores $L_{F_1} = 1,092mH$ (com resistência de $R_{F_1} = 0,114\Omega$) e $L_{F_2} = 1,052mH$ (com resistência de $R_{F_2} = 0,121\Omega$), e o transformador de injeção que é modelado por uma indutância de dispersão de $L_{trafo} = 0,252mH$ (com resistência série total de $R_{trafo} = 0,034\Omega$ e relação

de transformação 1:1). Dessa forma, os valores dos parâmetros do DVR utilizados no projeto são definidos conforme a segunda linha (destacada em cinza) da Tabela 3.2.

Tabela 3.2 - Parâmetros do DVR.

Origem	Capacitor do filtro C_F	Indutância do filtro L_F	Resistência do filtro R_F
Calculado	$C_{cap} = 18,1\mu F$	$L_{filtro} = 2,48mH$	
Escolhido no LEP da EPUSP	$C_F = 20\mu F$	$L_F = 2,39mH$	$R_F = 0,27\Omega$
Observação		Devido à soma do indutor e transformador $L_F = L_{ind} + L_{trafo}$	Devido à soma do indutor e transformador $R_F = R_{filtro} + R_{trafo}$

Por último, observa-se que a frequência de corte do filtro considerando os parâmetros de L_F e C_F escolhidos para projeto (segunda linha da Tabela 3.2) é próxima ao valor especificado inicialmente com uma pequena variação para menos, conforme apresentado na equação (3.18).

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_F C_F}} \cong 730Hz \quad (3.18)$$

Em suma, verifica-se que os parâmetros escolhidos para o DVR estão de acordo com as definições iniciais.

3.3.3 Controlador de corrente K_i

Como o controlador de corrente faz parte da planta nominal (conforme visto anteriormente), o ganho proporcional K_i deve ser definido antes do projeto do controlador robusto.

Conforme já verificado na literatura (abordado no capítulo 1), a malha interna de corrente com controlador proporcional possui principalmente as funções de melhorar a resposta transitória, melhorar a rejeição ao distúrbio e diminuir a ressonância natural da planta. Além disso, em [28], é definido o ganho máximo do controlador de corrente para inversor com PWM 3-níveis e do tipo *double update*. De

acordo com [28], o valor máximo do controlador proporcional de corrente K_I em tempo contínuo pode ser definido pela equação (3.19), onde $f_{ch} = 12kHz$ é a frequência de chaveamento do PWM (nesse caso o controlador é marginalmente estável e oscilatório).

$$K_{I_MAX} = 4 \cdot f_{ch} \cdot L_F \cong 115 \quad (3.19)$$

Ainda em [28], é verificado que o ganho proporcional é mais restrito quando implementado digitalmente. Dessa forma o autor demonstra que para uma resposta com amortecimento razoável, o ganho máximo para o controlador é definido por

$$K_{I_MAX_d} = \frac{K_{I_MAX}}{3}, \quad (3.20)$$

onde $K_{I_MAX_d}$ é o ganho proporcional máximo para implementação digital. Sendo assim, substituindo (3.19) em (3.20), chega-se a um valor máximo para o ganho proporcional de aproximadamente 38.

Embora definido o ganho máximo do controlador de corrente, a equação (3.3) sugere que o ganho K_I tem uma influência direta na função $D(s)$ que multiplica o sinal de distúrbio I_L . O comportamento do ganho da resposta em frequência da função $D(s)$, para diversos valores de K_I , é apresentado na Figura 3.7. Ao analisar a Figura 3.7 é possível verificar que:

- ✓ na medida em que se aumenta o valor de K_I aumenta-se o ganho em baixas frequências da função $D(s)$;
- ✓ na medida que se aumenta o valor de K_I , diminui-se o pico de ressonância da função $D(s)$ (frequência de ressonância natural da planta).
- ✓ independentemente do valor de K_I , em altas frequências a função $D(s)$ sempre possui ganhos relativamente pequenos (queda de 20 dB/dec em altas frequências).

Figura 3.7 - Gráfico de magnitude da resposta em frequência da função $D(s)$ para diferentes valores de K_I (nota⁵).

Fonte: Produção do próprio autor.

Com base nestas informações, o critério de escolha do controlador K_I para este trabalho é definido de modo a se obter menor imposição de ganhos em baixas frequências, com atenuação completa do pico ressonância da função $D(s)$, função essa que multiplica o sinal de distúrbio I_L . Sendo assim, com base nessa definição, escolhe-se o valor de $K_I = 10$.

Para $K_I = 10$, verifica-se na Figura 3.7 que a curva de ganho da resposta em frequência da função $D(s)$ possui uma boa atenuação do pico de ressonância (quase que por completo), sem a imposição de ganhos exagerados em baixas frequências.

Uma vez definido o valor de K_I , o último parâmetro a ser especificado para completar o modelo da planta e seus valores é o parâmetro T_d , que relaciona o tempo de atraso inserido no modelo contínuo por conta da implementação digital.

⁵ Para plotar esses gráficos foi utilizado $T_d = 62,5 \mu s$. Esse valor será melhor explicado na próxima seção.

3.3.4 Tempo de atraso T_d

O tempo de atraso T_d é composto por duas parcelas: i) atraso de $T_{am}/2$ introduzido pelo modulador PWM digital [29], [30] (considerando PWM amostrado com *double update*); e ii) atraso de T_{am} devido ao tempo de cálculo do processador. Dessa forma o atraso T_d introduzido no sistema é conforme equação (3.21), onde T_{am} é o período de amostragem do controlador.

$$T_d = \left(\frac{3}{2}\right) \cdot T_{am} \quad (3.21)$$

Existem basicamente dois diferentes tipos de atualização de PWM: *single update* e *double update*. O método PWM *single update* significa que o sinal de referência calculado para cada amostragem é atualizado uma vez para cada ciclo de chaveamento. Já o PWM *double update* significa que a amostragem dos sinais e o respectivo cálculo do sinal de referência é atualizado duas vezes para cada período de chaveamento. Neste trabalho é utilizado um inversor 3-níveis com PWM *double update*. Esse conceito de PWM *double update* pode ser verificado na Figura 3.8.

Figura 3.8 - Conceito do PWM *double update*.

Fonte: Figura retirada da referência [29].

É fácil de verificar na Figura 3.8 que a frequência de amostragem f_{am} é o dobro da frequência de chaveamento f_{ch} . Dessa forma a frequência de amostragem pode ser escrita conforme equação (3.22) e consequentemente o período de amostragem T_{am} fica conforme equação (3.23).

$$f_{am} = 2 \cdot f_{ch} \quad (3.22)$$

$$T_{am} = \frac{1}{f_{am}} \quad (3.23)$$

Neste trabalho, emprega-se frequência de chaveamento de $f_{ch} = 12kHz$. Sendo assim, temos a partir das equações (3.22) e (3.23) que $f_{am} = 24kHz$ e $T_{am} = 41,66\mu s$. Por fim, substituindo esses valores em (3.21), calcula-se o valor do tempo de atraso $T_d = 62,5\mu s$.

Uma vez definido o tempo de atraso T_d , é feita uma aproximação por Padé do bloco de atraso [31]. É utilizada uma aproximação de primeira ordem conforme apresentado na equação (3.24).

$$e^{-sT_d} \cong \frac{1 - sT_d}{1 + sT_d} \quad (3.24)$$

Substituindo-se (3.24) nas equações (3.2) e (3.3), é possível recalcular algebricamente o modelo do sistema considerando a modelagem feita para o atraso devido à implementação digital. Sendo assim, o modelo utilizado para projeto é representado pelas equações (3.25), (3.26) e (3.27), onde $G'_n(s)$ e $D'(s)$ são respectivamente as novas expressões para $G_n(s)$ e $D(s)$ considerando a aproximação por Padé do bloco de atraso.

$$V_{DVR} = G'_n(s)I_{REF} - D'(s)I_L \quad (3.25)$$

$$G'_n(s) = \frac{-sK_I + K_I(2/T_d)}{s^3 C_F L_F + s^2 C_F (L_F(2/T_d) + R_F - K_I) + s(C_F R_F(2/T_d) + C_F R_F(2/T_d) + 1) + 2/T_d} \quad (3.26)$$

$$D'(s) = \frac{s^2 L_F + s(R_F + L_F(2/T_d) - K_I) + R_F(2/T_d) + K_I(2/T_d)}{s^3 C_F L_F + s^2 C_F (L_F(2/T_d) + R_F - K_I) + s(C_F R_F(2/T_d) + C_F R_F(2/T_d) + 1) + 2/T_d} \quad (3.27)$$

Para validar a aproximação por Padé feita para o bloco de atraso (equação (3.24)), foi comparada a resposta ao degrau (3.26) com (3.2) e de (3.27) com (3.3).

Figura 3.9 - Resposta ao degrau de $G_n(s)$ (linha azul) e resposta ao degrau de $G'_n(s)$ (linha vermelha).

Figura 3.10 - Resposta ao degrau de $D(s)$ (linha azul) e resposta ao degrau de $D'(s)$ (linha vermelha).

Fonte: Produção do próprio autor.

É possível verificar através das Figura 3.9 e Figura 3.10 que a aproximação feita por Padé de primeira ordem para o bloco de atraso é razoável devido à proximidade entre as curvas azul e vermelha dos dois gráficos.

3.4 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Neste capítulo, foram apresentadas a topologia do DVR, o modelo matemático da planta considerado para este trabalho, bem como a especificação de cada parâmetro do modelo, relativo ao DVR que será analisado via simulação e experimentos.

A Tabela 3.3 apresenta o resumo de todos os parâmetros e seus valores, do modelo do DVR utilizado neste trabalho. Esses valores serão utilizados para o projeto do controlador robusto de tensão, apresentado no próximo capítulo. Todas as

simulações e todos os experimentos serão executados com base nesta tabela de parâmetros do DVR.

Tabela 3.3 - Parâmetros do DVR definidos para projeto.

Parâmetro	Valor especificado	Comentário
U_{nom}	110 VRMS	Tensão máxima do DVR
I_{nom}	5 ARMS	Corrente nominal do DVR
Z_{nom}	22 Ω	impedância base do DVR
R_F	0,27 Ω	Soma do indutor do filtro e reatância de dispersão do transformador.
L_F	2,39 mH	
C_F	20 μ F	
Transformador de injeção	1:1	Relação de transformação
Z_L	Amplitude: [22 Ω , ∞] ângulo: [0, 53,3°].	
K_I	10	
T_d	62,5 μ s	Atraso devido devido à implementação digital

4 PROJETO DO CONTROLADOR DA MALHA DE TENSÃO

O presente trabalho não tem o objetivo de explorar os algoritmos para geração de referência para o DVR, tampouco os métodos utilizados para a malha de sincronismo (*phase locked loop* - PLL). Este trabalho se concentra no projeto do controlador robusto de tensão $K_v(s)$ para que atenda aos critérios de desempenho e robustez especificados.

Este capítulo traz o método de projeto do controlador da malha de tensão do DVR e está organizado da seguinte forma: na seção 4.1 é definido o problema de controle robusto para a aplicação em questão, considerando a robustez de estabilidade do sistema com relação à variação de parâmetros da carga, e desempenho nominal e robusto com respeito ao rastreamento de sinal de referência e rejeição de distúrbio. Na seção 4.2 é apresentado o projeto do controlador que satisfaz as condições definidas na seção 4.1. Por fim, na seção 4.3 é apresentada uma breve conclusão do capítulo.

4.1 DEFINIÇÃO DO PROBLEMA DE CONTROLE ROBUSTO

Conforme já mencionado anteriormente no capítulo 2, o objetivo da presente técnica de projeto é encontrar um controlador $K_v(s)$ de maneira tal que toda classe de sistemas reais em malha fechada (ou seja, sistema de controle completo com planta real e não somente planta nominal) satisfaça as especificações definidas em projeto. Para tal, será utilizado o método H_∞ de projeto baseado na formulação da sensibilidade mista, que consiste em traçar restrições ou barreiras (que traduzem o desempenho e robustez do controlador) no diagrama de magnitude da resposta em frequência do sistema nominal controlado.

São definidos neste trabalho três objetivos de projeto: i) a estabilidade robusta com relação à variação da carga; ii) o desempenho robusto com relação ao erro de rastreamento de sinal de referência; iii) e o desempenho robusto com relação à

rejeição do distúrbio da corrente de carga. A seguir, será detalhado o equacionamento de cada uma dessas três restrições.

4.1.1 Estabilidade robusta com relação à variação dos parâmetros da carga

Conforme discutido anteriormente, o projeto de controle deve prever que o compensador opere e garanta estabilidade para todas as condições de carga no sistema. Fazendo isso, o sistema se torna robusto no que diz respeito à estabilidade. Para que isso seja possível, conforme visto no capítulo 2, deve-se definir a barreira de estabilidade robusta do sistema, que nada mais é que o erro multiplicativo máximo do sistema. A partir dessa definição, deve-se projetar uma função de ponderação $W_y(s)$ que atenda à restrição imposta pela barreira de estabilidade.

4.1.1.1 Definição da barreira de robustez de estabilidade

No capítulo 3, a carga é modelada como incerteza multiplicativa do sistema (equação (3.4)), e essa incerteza pode ser escrita conforme a equação (4.1) (já discutida no capítulo 2).

$$\Delta(s) = \frac{G_R(s) - G_n(s)}{G_n(s)} \quad (4.1)$$

Para diferentes valores dos parâmetros R_L e L_L da carga, obtêm-se diferentes valores da dinâmica da carga $Z_L(s)$ e conseqüentemente obtêm-se diferentes funções de transferência da planta real $G_R(s)$, como pode ser verificado nas equações (3.8), (3.9), (3.10) e (3.12). Dessa forma, para cada diferente função de transferência da planta real $G_R(s)$, é possível calcular a incerteza do sistema $\Delta(s)$, como mostra a

equação (4.1) (uma vez que a função de transferência da planta nominal $G_n(s)$ é definida e conhecida).

Da família de curvas obtidas para a incerteza (uma curva para cada valor distinto de $G_R(s)$), o maior valor em módulo de $\Delta(j\omega)$ é $\Delta_m(\omega)$, e esse é considerado como pior caso da incerteza do sistema (maior valor de ganho da função $\Delta(j\omega)$). A equação (4.2) representa matematicamente o pior caso da incerteza do sistema.

$$\Delta_m(\omega) = \max |\Delta'(j\omega)|, \quad (4.2)$$

onde $\Delta'(j\omega)$ é a família de curvas obtidas para a incerteza $\Delta(j\omega)$.

A Figura 4.1 apresenta os diferentes gráficos de magnitude da resposta em frequência de $\Delta'(s)$. Todos os parâmetros utilizados para o traçado dessas curvas são definidos na Tabela 3.3. Cada curva de $\Delta'(j\omega)$ é calculada com diferentes valores dos parâmetros R_L e L_L da carga (variação essa conforme (3.14)).

Para se obter uma especificação um pouco mais conservadora, utilizou-se um fator de 5% "de folga" do valor obtido para $\Delta_m(\omega)$, que é calculado conforme equação (4.2). Dessa forma, o valor considerado para o pior caso de incerteza com a determinada "folga" de 5% é $\Delta'_m(\omega)$, calculado conforme equação (4.3). O valor de $\Delta'_m(\omega)$ também é apresentado na Figura 4.1 pela linha tracejada na cor preta.

$$\Delta'_m(\omega) = 1,05 \cdot \Delta_m(\omega) \quad (4.3)$$

Figura 4.1 - Diversos valores de $|\Delta'(j\omega)|$ (linhas contínuas colorida) e $\Delta'_m(\omega)$ (linha tracejada preta).

Fonte: Produção do próprio autor.

4.1.1.2 Definição da função de ponderação que garante robustez de estabilidade

Conforme apresentado no capítulo 2, a condição de robustez de estabilidade é obtida pela equação (2.51), onde se define a função de ponderação $W_y(s)$ (embora aqui o termo $\Delta_m(\omega)$ seja substituído por $\Delta'_m(\omega)$, o conceito é o mesmo - vide discussão da seção anterior).

$$|W_y(j\omega)| \geq \Delta'_m(\omega) \quad (4.4)$$

Tendo-se definido o valor de $\Delta'_m(\omega)$ na seção 4.1.1.1, escolhe-se uma função racional $W_y(s)$ que respeite a desigualdade (4.4). Deve-se ter em mente que quanto maior a distância entre $|W_y(j\omega)|$ e $\Delta'_m(\omega)$ mais conservador será o projeto. A Figura 4.2 apresenta as funções $|W_y(j\omega)|$ e $\Delta'_m(\omega)$ e um mesmo gráfico.

Figura 4.2 – Gráfico das funções $|W_y(j\omega)|$ (em azul) e $\Delta'_m(\omega)$ (em vermelho).

Fonte: Produção do próprio autor.

A função $W_y(s)$ é definida conforme equação (4.5) e, como pode ser observado no gráfico da Figura 4.2, a desigualdade (4.4) é verificada.

$$W_y(s) = \frac{0,2512}{0,0001429s + 1} \quad (4.5)$$

4.1.2 Desempenho nominal com relação ao erro de rastreamento de sinal de referência e rejeição de distúrbio

Conforme abordado no capítulo 2, para análise e especificação do erro máximo de rastreamento de sinal de referência, bem como o erro máximo devido à interferência do distúrbio no sistema, deve-se definir as barreiras de restrição de desempenho na frequência de operação do sistema, e definir uma função de ponderação $W_e(s)$ que respeite essas restrições impostas.

De início será considerado o sistema nominal apresentado na Figura 4.3 para definição e especificação do desempenho com relação ao erro de rastreamento e rejeição de distúrbio.

Figura 4.3 - Sistema nominal controlado.

Fonte: Produção do próprio autor.

4.1.2.1 Definição da barreira de desempenho para erro de rastreamento

A partir da análise do diagrama de blocos apresentado na Figura 4.3 (e conforme já discutido no capítulo 2), valem as seguintes igualdades para o erro de rastreamento $e(s)$ em função do sinal de referência $V_{REF}(s)$ e com $I_L(s) = 0$.

$$e(s) = \frac{1}{1 + G_n(s)K_V(s)} V_{REF}(s), \quad (4.6)$$

$$\left| \frac{e(j\omega)}{V_{REF}(j\omega)} \right| = \left| \frac{1}{1 + G_n(j\omega)K_V(j\omega)} \right|, \quad (4.7)$$

$$\left| \frac{e(j\omega)}{V_{REF}(j\omega)} \right| = |S(j\omega)|, \quad (4.8)$$

onde a equação (4.8) define o módulo da resposta em frequência da função de transferência de $V_{REF}(s)$ para $e(s)$ em termos da função sensibilidade $S(s)$ do sistema nominal.

A barreira de desempenho com relação ao erro de rastreamento (ou barreira de acompanhamento de sinal de referência) deve ser definida como um ganho máximo da função de transferência de $V_{REF}(s)$ para $e(s)$ em (4.8). Para tal, especifica-se neste projeto um erro máximo de acompanhamento de sinal de referência δ_r de 5%. Isso deve ser interpretado tal que para um sinal de referência de valor 1 p.u., o erro deve ser no máximo de 0,05 p.u. Isso sugere também que a barreira de acompanhamento de sinal de referência δ_r é adimensional. Em outras palavras, isso define que o ganho da função de transferência de $V_{REF}(s)$ para $e(s)$ deve ter um valor máximo de 0,05. Isso pode ser verificado em (4.9)

$$|S(j\omega)| \leq \delta_r = 0,05, \quad (4.9)$$

ou então em (4.10).

$$\frac{1}{|S(j\omega)|} \geq \frac{1}{\delta_r} \quad (4.10)$$

Tendo em vista que o DVR deverá rastrear uma senóide com frequência da rede, então a barreira de acompanhamento de sinal de referência δ_r deve ser especificada na região da frequência $f_{rede} = 60Hz$. Vale ressaltar aqui que o DVR não é projetado para rastrear harmônicos da frequência fundamental. Neste trabalho, o DVR é proposto para compensar principalmente afundamentos e elevações na tensão da carga (e desbalanceamento de fase). Esses tipos de distúrbios na tensão da carga ocorrem na frequência da rede, fazendo com que dessa forma o DVR, aqui proposto, não tenha a necessidade de rastrear outras frequências (por exemplo harmônicos da frequência fundamental). Na condição de haver tal necessidade, mais barreiras deveriam ser especificadas (uma barreira para cada harmônico que se queira rastrear).

4.1.2.2 Definição da barreira de desempenho para rejeição de distúrbio

A partir da análise do diagrama de blocos apresentado na Figura 4.3 (e conforme já discutido no capítulo 2), valem as seguintes igualdades para o erro de rastreamento $e(s)$ em função da perturbação $I_L(s)$, com $V_{REF}(s) = 0$.

$$e(s) = \frac{D(s)}{1 + G_n(s)K_v(s)} I_L(s) \quad (4.11)$$

$$\left| \frac{e(j\omega)}{I_L(j\omega)} \right| = \left| \frac{D(j\omega)}{1 + G_n(j\omega)K_v(j\omega)} \right| \quad (4.12)$$

$$\left| \frac{e(j\omega)}{I_L(j\omega)} \right| = |S_n(j\omega)D(j\omega)| \quad (4.13)$$

A equação (4.13) é o ganho da resposta em frequência da função de transferência de $I_L(s)$ para $e(s)$ em termos da função sensibilidade $S(s)$ do sistema nominal.

Similar à barreira de acompanhamento de sinal de referência, a barreira de rejeição de perturbação deve ser definida com relação à função sensibilidade $S(s)$ do sistema nominal. Contudo, conforme já discutido no capítulo 2, o ganho máximo δ_d da função de transferência de $I_L(s)$ para $e(s)$ é definido em (4.14), e a barreira de rejeição de distúrbio é definida em (4.15).

$$|S(j\omega)D(j\omega)| \leq \delta_d \quad (4.14)$$

$$\frac{1}{|S(j\omega)|} \geq \frac{1}{\delta_d} |D(j\omega)| \quad (4.15)$$

Todavia, um cuidado especial deve ser tomado ao especificar-se δ_d , pois um distúrbio de corrente gera um erro de tensão na saída do DVR. Em outras palavras, δ_d tem dimensão de impedância (Ohms), enquanto que a barreira de acompanhamento de sinal de referência δ_r é adimensional.

Além disso, considera-se neste projeto a operação do DVR com carga não linear que gera distúrbio não apenas na frequência fundamental, mas em seus múltiplos harmônicos também. Esse distúrbio deve ser quantificado para cada frequência harmônica, e o projeto do controlador deve contemplar sua correta atenuação (em cada frequência). Para tanto, considera-se que cada harmônico de corrente de carga I_{L_h} (amplitude ou valor eficaz), de ordem h , causa um erro de tensão E_h (amplitude ou valor eficaz), também de ordem h . Dessa forma o valor do ganho da função de transferência do distúrbio para o erro é definido como δ_{d_h} , e pode ser calculado conforme a equação (4.16).

$$\delta_{d_h} = \frac{E_h}{I_{L_h}} \quad (4.16)$$

Considerando que o valor da amplitude (ou valor eficaz) da tensão nominal injetada pelo DVR é U_{nom} e que o valor da amplitude (ou valor eficaz) da corrente nominal de carga é I_{L_nom} , é possível definir o valor em p.u. (valor por unidade) do erro de tensão e o valor em p.u. da corrente de carga para cada harmônico,

$$E_h^{p.u.} = \frac{E_h}{U_{nom}}, \quad (4.17)$$

$$I_{L_h}^{p.u.} = \frac{I_{L_h}}{I_{L_nom}}, \quad (4.18)$$

onde $E_h^{p.u.}$ é o valor em p.u. do erro de tensão para cada harmônico de ordem h e $I_{L_h}^{p.u.}$ é o valor em p.u. da corrente de carga para cada harmônico de ordem h .

Reescrevendo as equações (4.17) e (4.18), obtém-se a expressão de E_h e I_{L_h} nas equações (4.19) e (4.20) respectivamente.

$$E_h = E_h^{p.u.} U_{nom} \quad (4.19)$$

$$I_{L_h} = I_{L_h}^{p.u.} I_{L_nom} \quad (4.20)$$

Reescrevendo a equação (4.16) em termos das equações (4.19) e (4.20), é possível encontrar a expressão matemática que define o valor de δ_{d_h} para cada harmônico de ordem h na equação (4.21).

$$\delta_{d_h} = \frac{E_h^{p.u.} U_{nom}}{I_{L_h}^{p.u.} I_{L_nom}} \quad (4.21)$$

Considerando que a impedância nominal do DVR, Z_{nom} , é a relação entre tensão nominal do DVR e corrente nominal da carga (4.22), o valor de δ_{d_h} pode ser calculado pela equação (4.23).

$$Z_{nom} = \frac{U_{nom}}{I_{L_nom}} \quad (4.22)$$

$$\delta_{d_h} = \frac{E_h^{p.u.}}{I_{L_h}^{p.u.}} Z_{nom} \quad (4.23)$$

Neste ponto, verifica-se que o ganho máximo δ_{d_h} da função de transferência do distúrbio para o erro de tensão é definido não somente para a frequência nominal, mas também para os harmônicos de ordem h da frequência fundamental (por exemplo, os harmônicos de maior expressão: 3ª, 5ª, 7ª e 9ª ordens), considerando obviamente a existência de corrente de carga distorcida (carga não linear).

Para o cálculo do valor de δ_{d_h} para este projeto, define-se o valor de $I_{L_h}^{p.u.}$ com base no espectro de corrente típico de um retificador de onda completa monofásico

com ponte de diodo e filtro capacitivo. Este mesmo tipo de carga não linear será empregado na validação do método via simulação computacional e experimentos em protótipo. A Tabela 4.1 apresenta os valores considerados para $I_{L-h}^{p.u.}$.

Tabela 4.1 - Valores em p.u. da corrente de carga distorcida $I_{L-h}^{p.u.}$ considerada para projeto.

Frequência ordem h	60 Hz 1	180 Hz 3	300 Hz 5	420 Hz 7	540 Hz 9
$I_{L-h}^{p.u.}$ [p.u.]	1	0,478	0,316	0,117	0,042

Com a definição de $I_{L-h}^{p.u.}$ na Tabela 4.1, parte-se agora para a definição de $E_h^{p.u.}$. Para tanto, define-se na equação (4.24), o máximo valor em p.u. para o erro quadrático de tensão causado pela corrente de carga (na frequência fundamental e seus harmônicos),

$$E_{ms}^{p.u.} = \sqrt{(E_{h=1}^{p.u.})^2 + (E_{h=3}^{p.u.})^2 + (E_{h=5}^{p.u.})^2 + (E_{h=7}^{p.u.})^2 + (E_{h=9}^{p.u.})^2}, \quad (4.24)$$

onde $E_{ms}^{p.u.}$ é o erro total máximo de tensão causado pelo distúrbio, $E_{h=1}^{p.u.}$ é o erro de tensão devido à corrente de carga na frequência fundamental e $E_{h=3}^{p.u.}$, $E_{h=5}^{p.u.}$, $E_{h=7}^{p.u.}$, $E_{h=9}^{p.u.}$ são os erros de tensão devido às correntes de carga I_{L-h} de harmônicas de ordem $h = 3, 5, 7, 9$, respectivamente.

Como critério de projeto adota-se o máximo erro quadrático de tensão em p.u. causado pela corrente de carga $E_{ms}^{p.u.} = 0,05$. Isso significa que o erro total de tensão causado pelo distúrbio do sistema será de no máximo 5%.

Neste ponto do projeto, faz-se um parêntese para o entendimento de que o erro causado na tensão (diferença entre tensão de referência V_{REF} e tensão de saída V_{DVR}) pode ter duas contribuições, uma devido ao erro de rastreamento e outra devido ao erro causado pelo distúrbio. Tanto uma quanto a outra contribuição é definida aqui como um erro de no máximo 5% para cada. Em outras palavras, como definição de projeto, o controlador pode impor um erro de rastreamento de no máximo 5% e o distúrbio pode causar no máximo 5% de erro também.

Agora, pelo fato da corrente de carga na frequência fundamental ser a mais expressiva (vide Tabela 4.1), considera-se que o máximo erro de tensão causado por 1 p.u. da corrente de carga nessa frequência ($f_{rede} = 60Hz$) seja de 0,01 p.u. (ou 1%), ou seja, $E_{h=1}^{p.u.} = 0,01$. Por fim, admite-se que as correntes harmônicas de ordem $h = 3,5,7,9$ causam um erro de tensão de valor $E_{h=3,5,7,9}^{p.u.}$, como definido em (4.25).

$$E_{h=3}^{p.u.} = E_{h=5}^{p.u.} = E_{h=7}^{p.u.} = E_{h=9}^{p.u.} = E_{h=3,5,7,9}^{p.u.} \quad (4.25)$$

Substituindo (4.25) e os valores definidos para $E_{ms}^{p.u.} = 0,05$ e $E_{h=1}^{p.u.} = 0,01$ em (4.24), obtém-se as seguintes expressões em termos de $E_{h=3,5,7,9}^{p.u.}$.

$$0,05 = \sqrt{(0,01)^2 + 4 \cdot (E_{h=3,5,7,9}^{p.u.})^2} \quad (4.26)$$

$$E_{h=3,5,7,9}^{p.u.} = 0,0245 \quad (4.27)$$

A equação (4.27) mostra que o erro máximo de tensão em p.u. causado por cada harmônico de corrente de carga I_{L-h} para $h = 3,5,7,9$ deve ser de 0,0245 (ou 2,45%). Isso significa que para 1 p.u. de corrente de carga I_{L-h} de ordem harmônica $h = 3,5,7,9$ gera um erro máximo de tensão de saída do DVR de 0,0245 p.u. na frequência harmônica de ordem h . Como a tensão de referência do DVR é apenas na frequência fundamental, vale dizer que cada harmônico da corrente de carga gera um tensão na mesma frequência, na razão de 1 p.u. de corrente para 0,0245 p.u. de tensão.

Uma vez definidos os valores de $I_{L-h}^{p.u.}$ (Tabela 4.1) e $E_h^{p.u.}$ (equações (4.24) à (4.27)) é possível calcular o valor do ganho δ_{d-h} da função de transferência do distúrbio para o erro de tensão para cada harmônico (de ordem $h = 3,5,7,9$) a partir da equação (4.23). Os resultados estão apresentados na Tabela 4.2 (para $Z_{nom} = 22\Omega$).

Tabela 4.2 - Valores calculados de δ_{d-h} .

Frequência ordem h	60 Hz 1	180 Hz 3	300 Hz 5	420 Hz 7	540 Hz 9
$E_h^{p.u.}$ [p.u.]	0,01	0,0245	0,0245	0,0245	0,0245
$I_{L-h}^{p.u.}$ [p.u.]	1	0,478	0,316	0,117	0,042
δ_{d-h} [Ω]	0,22	1,127	1,701	4,583	12,634

Neste ponto do projeto vale lembrar-se de duas definições assumidas aqui: i) o ganho da função de transferência de $I_L(s)$ para $e(s)$ é definido como δ_{d-h} ; ii) a barreira de desempenho de rejeição de distúrbio (que é uma restrição para função sensibilidade $S(s)$) é dada pelo produto entre $1/\delta_{d-h}$ e $|D(j\omega)|$, conforme equação (4.15).

Sendo assim, é apresentado na Tabela 4.3 o valor da barreira de rejeição de distúrbio para cada frequência (fundamental e harmônicos de ordem $h = 3,5,7,9$).

Tabela 4.3 - Barreira de rejeição de distúrbio (equação (4.15)).

Frequência ordem h	60 Hz 1	180 Hz 3	300 Hz 5	420 Hz 7	540 Hz 9
δ_{d-h}	0,22	1,127	1,701	4,583	12,634
$ D(j\omega) $ [nota ⁶]	10,310	10,629	11,260	12,105	12,988
$(1/\delta_{d-h}) \cdot D(j\omega) $	46,863	9,431	6,619	2,641	1,028
$(1/\delta_{d-h}) \cdot D(j\omega) $ [dB]	33,416	19,491	16,416	8,436	0,240

Os valores da última linha da Tabela 4.3 representam as barreiras de desempenho com relação à rejeição de distúrbio especificadas para o projeto do controlador. É importante frisar que, diferentemente da barreira de erro de rastreamento, aqui especifica-se uma barreira para cada harmônico, haja visto que a corrente de carga aqui é tratada como um sinal formado pela fundamental e seus múltiplos harmônicos de ordem $h = 3,5,7,9$.

⁶ O cálculo foi feito com base no diagrama de bode de magnitude da função $D(s)$. Foi avaliado o ganho em dB para cada frequência. A partir da fórmula $x_{dB} = 20 \cdot \log_{10}(x_{natural})$ foi calculado o valor do ganho natural da função em cada frequência (segunda linha da Tabela 4.3).

4.1.2.3 Definição da função de ponderação que garante o desempenho nominal

Conforme apresentado no capítulo 2, a condição que garante o desempenho robusto de acompanhamento de sinal de referência e rejeição de distúrbio é definido pela expressão (2.60). No entanto, para o desempenho do sistema nominal, define-se a função de ponderação racional $W_e(s)$ de acordo com (2.60), só que desconsiderando o fator $(1 - \Delta_m(\omega))$. Sendo assim, para garantir o desempenho nominal $W_e(s)$ deve ser tal que (4.28) seja verificada.

$$|W_e(j\omega)| \geq \begin{cases} \frac{1}{\delta_r} \\ \frac{1}{\delta_{d_h}} |D(j\omega)| \end{cases} \quad (h = 1, 3, 5, 7, 9) \quad (4.28)$$

As barreiras de desempenho, tanto para rastreamento do sinal de referência quanto para rejeição do distúrbio, são definidas na seção 4.1.2.1 e na seção 4.1.2.2. respectivamente. Escolhe-se então uma função racional $W_e(s)$ que atende à desigualdade (4.28). Novamente, aqui vale a hipótese de que na hora de escolher a função $W_e(s)$ existe a relação de que o quão mais distante a função está das barreiras, mais conservador se torna o projeto.

A função $W_e(s)$ para este projeto está definida na equação (4.29). O diagrama de Bode de magnitude da função $W_e(s)$ é apresentado na Figura 4.4, bem como as barreiras de desempenho de acompanhamento de sinal de referência e de rejeição do distúrbio.

$$W_e(s) = \frac{4,419 \cdot 10^4 s + 3,37 \cdot 10^5}{s^2 + 226,2s + 1,421 \cdot 10^5} \quad (4.29)$$

Figura 4.4 - Diagrama de Bode de magnitude da função $W_e(s)$ (linha contínua azul) e barreiras de desempenho de acompanhamento de sinal de referência (triângulo na cor rosa) e rejeição de distúrbio (ponto na cor rosa).

Fonte: produção do próprio autor.

No gráfico da Figura 4.4 a barreira de desempenho com relação ao erro de rastreamento está destacada com a marcação "triângulo" na faixa da frequência fundamental, enquanto que as barreiras de rejeição de distúrbio estão com marcação "ponto" nas faixas de frequências fundamental e seus múltiplos harmônicos de ordem $h = 1,3,5,7,9$.

Como pode ser verificado a partir da análise do gráfico da Figura 4.4, a função $W_e(s)$ (linha contínua azul) atende à desigualdade (4.28).

4.1.3 Desempenho robusto

Na seção 4.1.1 foi especificada a estabilidade robusta, onde se garante que o sistema se mantém estável dentro do universo de possíveis sistemas de acordo com a variação de parâmetros da carga (sistema real). Na seção 4.1.2 foi especificado o

desempenho do sistema nominal com relação ao acompanhamento do sinal de referência e rejeição de distúrbio.

Contudo, é interessante ter a garantia do atendimento das especificações de desempenho para toda a classe de plantas reais, isto é, para toda $G_R(s)$, e não somente para o sistema nominal. No capítulo 2 é apresentada a condição de robustez do desempenho (2.60) tanto para o acompanhamento do sinal de referência, quanto para a rejeição de distúrbio. Essa condição é uma restrição da função sensibilidade $S(s)$ do sistema nominal. Aqui, a condição de robustez de desempenho é representada conforme (2.60), no entanto substituindo-se $\Delta_m(\omega)$ por $\Delta'_m(\omega)$ (conforme discutido na seção 4.1.1).

$$\frac{1}{|S(j\omega)|} \geq \begin{cases} \frac{1}{(1 - \Delta'_m(\omega))\delta_r} \\ \frac{1}{(1 - \Delta'_m(\omega))\delta_d} |D(j\omega)| \end{cases} \quad (4.30)$$

Em (4.30) o δ_d deve ser considerado δ_{d_h} conforme já verificado na seção 4.1.2.2. Dessa forma, para que se garanta o desempenho robusto do sistema, deve-se escolher $W_e(s)$ de acordo com (4.31).

$$|W_e(j\omega)| \geq \begin{cases} \frac{1}{(1 - \Delta'_m(\omega))\delta_r} \\ \frac{1}{(1 - \Delta'_m(\omega))\delta_{d_h}} |D(j\omega)| \end{cases} \quad (h=1,3,5,7,9) \quad (4.31)$$

Nas equações (4.30) e (4.31), $\Delta'_m(\omega)$ (máximo erro multiplicativo entre o sistema real e sistema nominal - definido na seção 4.1.1.1) é definido para cada harmônico de ordem $h=1,3,5,7,9$.

A Tabela 4.4 apresenta os valores $\Delta'_m(\omega)$ para cada frequência. Os valores foram calculados conforme equações (4.1), (4.2) e (4.3).

Tabela 4.4 - Valores calculados de $\Delta'_m(\omega)$.

Frequência] Ordem h	60 Hz 1	180 Hz 3	300 Hz 5	420 Hz 7	540 Hz 9
$\Delta'_m(\omega)$ [nota ⁷]	0,1466	0,1504	0,1578	0,1680	0,1792
$\Delta'_m(\omega)$ [dB]	-16.677	-16.452	-16.034	-15.48	-14.930

Substituindo-se os valores da Tabela 4.4 na equação (4.31) obtém-se os valores das novas barreiras de desempenho (garantindo desta forma o desempenho robusto do sistema). A Tabela 4.5 e Tabela 4.6 apresentam respectivamente os valores das novas barreiras de desempenho, para acompanhamento de sinal de referência e rejeição de distúrbio.

Tabela 4.5 - Barreira de robustez de desempenho de acompanhamento de sinal de referência.

Frequência ordem h	60 Hz 1	180 Hz 3	300 Hz 5	420 Hz 7	540 Hz 9
$\frac{1}{(1 - \Delta'_m(\omega))\delta_r}$	23,435	-	-	-	-
$\frac{1}{(1 - \Delta'_m(\omega))\delta_r}$ [dB]	27,397	-	-	-	-

Tabela 4.6 - Barreira de robustez de desempenho de rejeição de distúrbio.

Frequência ordem h	60 Hz 1	180 Hz 3	300 Hz 5	420 Hz 7	540 Hz 9
$\frac{1}{(1 - \Delta'_m(\omega))\delta_{d_h}} D(j\omega) $	54,916	11,190	7,685	3,340	1,346
$\frac{1}{(1 - \Delta'_m(\omega))\delta_{d_h}} D(j\omega) $ [dB]	34,794	20,976	17,713	10,475	2,586

A Figura 4.5 apresenta o diagrama de Bode de magnitude da função $W_e(s)$ (linha contínua azul) definida anteriormente (na seção 4.1.2.3) e as novas barreiras (Tabela 4.5 e Tabela 4.6) definidas agora para robustez de desempenho (destacados na cor preto). Além disso, é apresentado também na Figura 4.5 as antigas barreiras (destacado na cor rosa) definidas para desempenho nominal, apenas para fins de comparação.

⁷ Esses valores foram calculados com base nas equações (4.1) e (4.3).

Figura 4.5 - Diagrama de Bode de magnitude da função $W_e(s)$ (linha contínua azul), barreiras de desempenho robusto (cor preta) e barreiras de desempenho nominal (cor rosa).

Fonte: Produção do próprio autor.

É possível verificar que as barreiras de desempenho robusto impõem uma pequena alteração de ganho com relação às barreiras definidas para desempenho nominal. Contudo, é possível também verificar que a função $W_e(s)$ definida anteriormente atende a desigualdade (4.31), garantindo assim o desempenho robusto do sistema.

Neste ponto está definido o problema de projeto de controle robusto pelo método H_∞ baseado na formulação da sensibilidade mista, onde as barreiras de robustez da estabilidade e robustez de desempenho já estão especificadas. Além disso, estão definidas as funções de ponderação $W_y(s)$ e $W_e(s)$.

O problema de projeto agora consiste em encontrar um controlador $K_v(s)$ que estabilize a malha nominal e seja tal que a condição de (4.32) seja satisfeita. Essa condição é definida no capítulo 2 e reapresentada aqui para melhor referência.

$$\left\| \begin{bmatrix} W_y(s)T(s) \\ W_e(s)S(s) \\ W_u(s)K_v(s)S(s) \end{bmatrix} \right\|_{\infty} < 1 \quad (4.32)$$

Lembrando que, neste trabalho, não será considerada a especificação da limitação do esforço de controle, dado que em baixas frequências o sinal de controle não depende do controlador $K_v(s)$, depende somente do comportamento da planta, o que significa que pode ser desprezado em projeto (esse conceito foi discutido no capítulo 2). Note que isso é válido quando há especificação de acompanhamento de sinal de referência e de rejeição de distúrbio que exijam que o ganho de malha seja suficientemente grande em baixas frequências, onde $1 + G_n(s)K_v(s) \cong G_n(s)K_v(s)$ ⁸. Isso acontece aqui, pois para baixas frequências (entende-se aqui a região da frequência fundamental $f_{rede} = 60Hz$) o ganho de malha especificado é superior a 35 dB ($|W_e(j\omega)| > 35dB$ para $\omega = 377rad/s$), que é suficientemente grande. Outro ponto é que não se considera ruído de alta frequência no modelo estudado. Posto isso, não será especificada a função de ponderação $W_u(s)$ (apenas será atribuído um valor escalar para execução do cálculo do controlador através de algoritmo específico - esse passo será explicado na próxima seção), e dessa forma, a condição apresentada em (4.32), para fins de projeto, pode ser reescrita conforme (4.33).

$$\left\| \begin{bmatrix} W_y(s)T(s) \\ W_e(s)S(s) \end{bmatrix} \right\|_{\infty} < 1 \quad (4.33)$$

4.1.4 Compromisso entre a escolha de $W_y(s)$ e $W_e(s)$

Como pôde ser verificado, existe certo grau de liberdade na escolha das funções $W_y(s)$ e $W_e(s)$, no entanto essa escolha não pode ser totalmente arbitrária.

⁸ Para o caso contrário, onde o ganho de malha não é suficientemente grande, tem-se que $1 + G_n(s)K_v(s) \neq G_n(s)K_v(s)$.

Para verificar isso, nota-se que as condições de estabilidade e desempenho definidas no capítulo 2 pelas desigualdades (2.52) e (2.56), podem ser reescritas respectivamente como (4.34) e (4.35).

$$|T(j\omega)| < \frac{1}{|W_y(j\omega)|} \quad (4.34)$$

$$|S(j\omega)| \leq \frac{1}{|W_e(j\omega)|} \quad (4.35)$$

Contudo, pela definição das funções sensibilidade $S(s)$ e sensibilidade complementar $T(s)$ (novamente representadas em (4.36) e (4.37) para melhor referência), pode-se afirmar (4.38).

$$S(s) = \frac{1}{1 + G_n(s)K_v(s)} \quad (4.36)$$

$$T(s) = \frac{G_n(s)K_v(s)}{1 + G_n(s)K_v(s)} \quad (4.37)$$

$$S(s) + T(s) = 1 \quad (4.38)$$

Já a equação (4.38) implica em (4.39).

$$|S(j\omega) + T(j\omega)| = 1 \quad (4.39)$$

Da desigualdade triangular, tem-se (4.40).

$$|S(j\omega) + T(j\omega)| \leq |S(j\omega)| + |T(j\omega)| \quad (4.40)$$

Agora, realizando a soma de (4.34) e (4.35), resulta em (4.41).

$$\frac{1}{|W_y(j\omega)|} + \frac{1}{|W_e(j\omega)|} > |S(j\omega)| + |T(j\omega)| \quad (4.41)$$

Pela desigualdade verificada em (4.40), é válida a desigualdade de (4.42). Substituindo (4.39) em (4.42), obtém-se a desigualdade representada em (4.43), onde esta última representa o compromisso na escolha das funções $W_y(s)$ e $W_e(s)$.

$$\frac{1}{|W_y(j\omega)|} + \frac{1}{|W_e(j\omega)|} > |S(j\omega) + T(j\omega)| \quad (4.42)$$

$$\frac{1}{|W_y(j\omega)|} + \frac{1}{|W_e(j\omega)|} > 1 \quad (4.43)$$

Sendo assim, deve-se respeitar a condição imposta em (4.43) na escolha das funções $W_y(s)$ e $W_e(s)$ para que o problema de projeto tenha solução.

A expressão de (4.43) mostra que para uma dada frequência as funções de ponderação $W_y(s)$ e $W_e(s)$ não podem possuir valores de ganho "grandes" em uma mesma determinada região de frequência ($|W_y(j\omega)|, |W_e(j\omega)| \gg 1$).

A Figura 4.6 mostra o atendimento da condição (4.43) para as funções de ponderação $W_y(s)$ e $W_e(s)$ especificadas em (4.5) e (4.29) respectivamente. A curva em azul representa a soma do módulo do inverso das funções de ponderação $W_y(j\omega)$ e $W_e(j\omega)$.

Figura 4.6. - Compromisso de projeto entre as funções de ponderação (equação (4.43)).

Fonte: Produção do próprio autor.

4.2 DEFINIÇÃO DO CONTROLADOR

Até este ponto, foram feitas as definições das funções de ponderação que carregam toda a especificação de robustez de estabilidade e desempenho requeridas no projeto e verifica-se que o compromisso de escolha dessas funções é atendido. O passo seguinte é o cálculo do controlador a partir dessas especificações.

Para tanto, no processo de síntese do controlador pelo método H_∞ de formulação da sensibilidade mista, todas as informações necessárias para o projeto (tais como informações a respeito do modelo nominal da planta, informações do erro de modelagem e informações das especificações de desempenho - estas duas últimas, por meio das funções de ponderação $W_y(s)$ e $W_e(s)$) são resumidas na planta generalizada (ou planta aumentada). Para o entendimento do que é a planta generalizada, toma-se por base o diagrama de blocos do sistema nominal controlado

em malha fechada (neste caso desprezando a presença de distúrbio) na Figura 4.7 (Figura 4.3 redesenhada com $I_L = 0$).

Figura 4.7 - Sistema nominal em malha fechada (sem a presença do distúrbio) - apenas planta nominal e controlador.

Fonte: Produção do próprio autor.

Ao diagrama da Figura 4.7 são adicionadas três variáveis fictícias $y_{1a}(s)$, $y_{1b}(s)$ e $y_{1c}(s)$ na saída, obtendo-se a Figura 4.8. Estas variáveis dependem das funções de ponderação definidas anteriormente segundo as equações (4.44), (4.45) e (4.46).

$$y_{1a}(s) = W_e(s)e(s) \quad (4.44)$$

$$y_{1b}(s) = W_n(s)u(s) \quad (4.45)$$

$$y_{1c}(s) = W_y(s)y(s) \quad (4.46)$$

Além disso, as variáveis $u_2(s)$ e $y_2(s)$ foram introduzidas como novas designações de $u(s)$ e $e(s)$ respectivamente. Dessa forma o diagrama da Figura 4.7 pode ser redesenhado conforme Figura 4.8 considerando essas novas variáveis.

Figura 4.8 - Diagrama de blocos do sistema nominal controlado com a inclusão de variáveis fictícias na entrada e saída.

Fonte: Produção do próprio autor.

A Figura 4.8 apresenta a planta generalizada (ou planta aumentada) $P(s)$ que contém duas entradas fictícias ($u_1(s)$ e $u_2(s)$) e quatro saídas fictícias ($y_{1a}(s)$, $y_{1b}(s)$, $y_{1c}(s)$ e $y_2(s)$). Como dito anteriormente, a planta $P(s)$ contém informação sobre o modelo nominal da planta $G_n(s)$ e sobre as funções de ponderação $W_e(s)$, $W_u(s)$ e $W_y(s)$.

Desenvolvendo as equações (4.44) à (4.46) com base na análise do diagrama de blocos da Figura 4.8, as saídas $y_{1a}(s)$, $y_{1b}(s)$, $y_{1c}(s)$ e $y_2(s)$ podem ser expressas em funções das novas variáveis de entrada $u_1(s)$ e $u_2(s)$. Isso resulta nas equações (4.47) à (4.49).

$$y_{1a}(s) = W_e(s)u_1(s) - W_e(s)G_n(s)u_2(s) \quad (4.47)$$

$$y_{1b}(s) = W_u(s)u_2(s) \quad (4.48)$$

$$y_{1c}(s) = W_y(s)G_n(s)u_2(s) \quad (4.49)$$

Além disso, a saída $y_2(s)$ pode ser definida conforme (4.50).

$$y_2(s) = u_1(s) - G_n(s)u_2(s) \quad (4.50)$$

As relações apresentadas nas equações (4.47) à (4.50) podem ser reescritas na forma de equação matricial, conforme equação (4.51),

$$y(s) = P(s)u(s), \quad (4.51)$$

onde, $y(s)$, $P(s)$ e $u(s)$ são definidos como

$$y(s) = \begin{bmatrix} y_1(s) \\ y_2(s) \end{bmatrix} \text{ com } y_1(s) = \begin{bmatrix} y_{1a}(s) \\ y_{1b}(s) \\ y_{1c}(s) \end{bmatrix} \quad (4.52)$$

$$P(s) = \begin{bmatrix} W_e(s) & -W_e(s)G_n(s) \\ 0 & W_u(s) \\ 0 & W_y(s)G_n(s) \\ 1 & -G_n(s) \end{bmatrix} \quad (4.53)$$

$$u(s) = \begin{bmatrix} u_1(s) \\ u_2(s) \end{bmatrix} \quad (4.54)$$

A equação (4.53) é a forma matricial da planta generalizada (ou planta aumentada) $P(s)$. Considerando a equação (4.51), o diagrama de blocos da Figura 4.8 pode ser redesenhado conforme mostrado na Figura 4.9.

Figura 4.9 - Sistema nominal controlado com planta generalizada $P(s)$.

Fonte: Produção do próprio autor.

A planta generalizada $P(s)$ não possui sentido físico. As variáveis fictícias que aparecem na Figura 4.9, introduzidas para criar o conceito de planta generalizada, de acordo com [25], podem ser descritas como:

- ✓ $u_1(s)$ representa todas as entradas externas do sistema (sinal de referência, distúrbio, ruído de sensor, etc...);
- ✓ $y_1(s)$ representa a variável a ser controlada (erro de rastreamento entre sinal de referência e sinal de saída da planta);
- ✓ $y_2(s)$ representa a saída dos sensores (ou os sinais utilizados pelo controlador);
- ✓ $u_2(s)$ representa o sinal controlado de entrada na planta generalizada.

Além disso, a partir da análise da Figura 4.8, verifica-se que planta generalizada $P(s)$ possui a dimensão

$$n = n_{G_n} + n_{W_y} + n_{W_e} + n_{W_u}, \quad (4.55)$$

onde n_{G_n} , n_{W_y} , n_{W_e} e n_{W_u} são as ordens de $G_n(s)$, $W_y(s)$, $W_e(s)$ e $W_u(s)$, respectivamente.

Outro ponto sobre a planta aumentada a ser destacado aqui é que o modelo de $P(s)$ pode ser representado em espaço de estados, conforme a equação (4.56),

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) + Du(t) \end{cases}, \quad (4.56)$$

considerando que $x(t) \in \mathfrak{R}^n$, $y(t) \in \mathfrak{R}^4$ e $u(t) \in \mathfrak{R}^2$ são, respectivamente, os vetores de estados, de saída e de entrada da planta $P(s)$ e que as matrizes B , C e D possuem as seguintes estruturas

$$B = \begin{bmatrix} B_1 & B_2 \end{bmatrix}, \quad (4.57)$$

$$C = \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \end{bmatrix}, \quad (4.58)$$

e

$$D = \begin{bmatrix} D_{11} & D_{12} \\ D_{21} & D_{22} \end{bmatrix}. \quad (4.59)$$

O modelo de estados da equação (4.56) pode então ser reescrito na forma da equação (4.60).

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + B_1u_1(t) + B_2u_2(t) \\ y_1(t) = C_1x(t) + D_{11}u_1(t) + D_{12}u_2(t) \\ y_2(t) = C_2x(t) + D_{21}u_1(t) + D_{22}u_2(t) \end{cases} \quad (4.60)^9$$

A planta generalizada $P(s)$ na forma de modelo de estados é necessária para o cálculo da solução do problema H_∞ . Para construir o modelo da planta generalizada utiliza-se a função *augtf* do software MatLab[®]. Para o cálculo do controlador $K_v(s)$ utiliza-se a função *hinf* também disponível no software MatLab[®].

De acordo com [32], a função *augtf* possui uma limitação: se a planta generalizada $P(s)$ é utilizada na síntese do controlador H_∞ através da função *hinf*,

⁹ É oportuno dizer que sempre é possível uma realização de estados de $P(s)$ em que se assume a matriz D conforme a estrutura apresentada em (4.59) com $D_{11} = 0$ e $D_{22} = 0$ [24].

então é essencial que as funções de ponderação $W_y(s)$, $W_e(s)$ e $W_u(s)$ sejam escolhidas de tal forma que a planta generalizada $P(s)$ tenha a matriz D_{12} de posto completo. Uma maneira de garantir isto é escolher $W_u(s)$ como um ganho pequeno, de acordo com [32], por exemplo, $W_u(s) = \varepsilon$ tal que $\varepsilon < 1$. Neste trabalho escolhe-se $\varepsilon = 0,053$.

O controlador $K_v(s)$ é obtido através da função *hinf*. O resultado é a função de transferência (4.61).

$$K_v(s) = \frac{a_0 s^6 + a_1 s^5 + a_2 s^4 + a_3 s^3 + a_4 s^2 + a_5 s + a_6}{b_0 s^6 + b_1 s^5 + b_2 s^4 + b_3 s^3 + b_4 s^2 + b_5 s + b_6} \quad (4.61)$$

Os parâmetros de $K_v(s)$ são apresentados na Tabela 4.7.

Tabela 4.7 - Parâmetros do controlador $K_v(s)$.

Coeficientes do numerador	Coeficientes do denominador
$a_0 = 0$	$b_0 = 1$
$a_1 = 3,34406150 \times 10^8$	$b_1 = 1,78281211 \times 10^7$
$a_2 = 1,16848917 \times 10^{13}$	$b_2 = 1,9529293 \times 10^{12}$
$a_3 = 1,18370500 \times 10^{17}$	$b_3 = 1,70593701 \times 10^{17}$
$a_4 = 5,94670279 \times 10^{20}$	$b_4 = 51,12116484 \times 10^{21}$
$a_5 = 1,57085677 \times 10^{24}$	$b_5 = 2,69015443 \times 10^{23}$
$a_6 = 2,14938446 \times 10^{25}$	$b_6 = 1,53833289 \times 10^{26}$

É interessante notar que o controlador obtido $K_v(s)$ tem função de transferência de ordem $n = 6$ (mesma ordem da planta aumentada $P(s)$).

Os resultados do projeto do controlador $K_v(s)$ são apresentados na Figura 4.10 e na Figura 4.11 pelos diagramas de Bode de magnitude das funções sensibilidade $S(s)$, sensibilidade complementar $T(s)$ e do inverso das funções de ponderação $W_e(s)$ e $W_y(s)$.

O gráfico da Figura 4.10 resume o critério de estabilidade robusta representado por (4.34), já o gráfico da Figura 4.11 resume o critério do desempenho robusto do sistema representado por (4.35).

Figura 4.10 - Diagrama de Bode de magnitude das funções $1/W_y(s)$ (vermelho tracejado) e $T(s)$ (azul contínuo).

Figura 4.11 - Diagrama de bode de magnitude das funções $1/W_e(s)$ (vermelho tracejado) e $S(s)$ (azul contínuo).

É possível concluir que as restrições de projeto representadas pelas expressões de (4.34) e (4.35) são atendidas.

Além disso, é interessante analisar a estabilidade do sistema nominal controlado. Essa estabilidade pode ser avaliada pelo Critério de Nyquist onde é posto que: uma condição necessária e suficiente para a estabilidade do sistema em malha fechada é que o número de voltas do Diagrama de Nyquist da função de transferência de malha aberta em torno do ponto $-1 + j0$, no sentido anti-horário, seja igual ao número de pólos instáveis de malha aberta.

A Figura 4.12 apresenta o Diagrama de Nyquist da função de transferência de malha aberta $G_n(s)K_v(s)$. A Tabela 4.8 apresenta os pólos dessa função de transferência de malha aberta.

Fonte: Produção do próprio autor.

Destaque na Figura 4.12 para o *zoom in* do entorno do ponto $-1 + j0$ representado pelo quadrado na cor cinza. O ponto $-1 + j0$ está representado na Figura 4.11 pelo ponto na cor vermelha.

Tabela 4.8 - Pólos da função de transferência de malha aberta do sistema controlado.

Pólos da função $G_n(s)K_v(s)$	Alocação do pólo no plano complexo
$-2,21695768 \times 10^4$	Semiplano esquerdo - pólo estável
$-2,88466819 \times 10^3 \pm j4,66906113 \times 10^3$	Semiplano esquerdo - pólo estável
$-1,7718444 \times 10^7$	Semiplano esquerdo - pólo estável
$-5,12915018 \times 10^4 \pm j7,91468665 \times 10^4$	Semiplano esquerdo - pólo estável
$-6,86774835 \times 10^3$	Semiplano esquerdo - pólo estável
$-1,13097335 \times 10^2 \pm j3,59626606 \times 10^2$	Semiplano esquerdo - pólo estável

A partir da análise do Diagrama de Nysquist da Figura 4.12 e da Tabela 4.7, é possível assegurar que o sistema é estável segundo o Critério de Nysquist, haja visto que não existem pólos instáveis de malha aberta e o número de voltas em torno do ponto $-1 + j0$ do Diagrama de Nyquist é igual a zero (em outras palavras, nenhuma volta em torno do ponto $-1 + j0$ e nenhum pólo instável). Isso já era esperado uma vez que o algoritmo da função *hinf* do *software* Matlab® converge para uma solução que estabilize o sistema.

Na Figura 4.10 e Figura 4.11 é possível verificar que as condições de estabilidade robusta e desempenho robusto foram satisfeitas, e na Figura 4.12 é possível verificar que o sistema é estável.

Tabela 4.9 - Pólos da função de transferência de malha fechada do sistema controlado.

Pólos da função $(1 + G_n(s)K_v(s))^{-1} G_n(s)K_v(s)$	Alocação do pólo no plano complexo
$-1,77182202 \times 10^7$	Semiplano esquerdo - pólo estável
$-5,45139785 \times 10^4$	Semiplano esquerdo - pólo estável
$-2,41433423 \times 10^4 \pm j4,16698930 \times 10^4$	Semiplano esquerdo - pólo estável
$-2,21695767 \times 10^4$	Semiplano esquerdo - pólo estável
$-2,88466819 \times 10^3 \pm j4,66906113 \times 10^3$	Semiplano esquerdo - pólo estável
$-7,07687676 \times 10^3$	Semiplano esquerdo - pólo estável
$-23,2613215$	Semiplano esquerdo - pólo estável
$-2,21695768 \times 10^4$	Semiplano esquerdo - pólo estável
$-2,88466819 \times 10^3 \pm j4,66906113 \times 10^3$	Semiplano esquerdo - pólo estável
$-1,77184441 \times 10^7$	Semiplano esquerdo - pólo estável
$-5,12915018 \times 10^4 \pm j7,91468665 \times 10^4$	Semiplano esquerdo - pólo estável
$-6,86774835 \times 10^3$	Semiplano esquerdo - pólo estável
$-1,13097335 \times 10^2 \pm j3,59626606 \times 10^2$	Semiplano esquerdo - pólo estável

Em caráter informativo, a Tabela 4.9 apresenta os pólos em malha fechada do sistema controlado. Obviamente que era de se esperar todos os pólos de malha fechada no semiplano esquerdo do plano complexo, uma vez que o sistema é estável segundo Critério de Nyquist.

4.3 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Neste capítulo foi apresentada a formulação do problema de projeto do controlador da malha de tensão do DVR. A robustez de estabilidade foi quantificada pela incerteza multiplicativa do sistema. O desempenho do sistema nominal controlado foi definido com base no erro de acompanhamento de sinal de referência e na rejeição de distúrbio na frequência fundamental e harmônicos de ordem $h = 3, 5, 7, 9$. Também foi inserido o conceito de desempenho robusto na especificação do projeto do controlador. Foram definidas as funções de ponderação para a síntese do controlador pelo método H_∞ de sensibilidade mista, que consiste em impor restrições nas funções sensibilidade $S(s)$ e sensibilidade complementar $T(s)$, tal que a estabilidade robusta e o desempenho robusto sejam garantidos.

Por fim, o controlador $K_v(s)$ foi obtido através da função *hinf* do *software* Matlab®. Foi verificado que o controlador atende os requisitos definidos no projeto (resumidos por (4.34) e (4.35) e nos gráficos da Figura 4.10 e Figura 4.11). Foi verificada também a estabilidade do sistema pelo Critério de Nyquist (Figura 4.12 e Tabela 4.8). Em suma o controlador está em conformidade com as especificações iniciais.

5 SIMULAÇÃO DO SISTEMA COMPLETO

O desempenho do controlador projetado para o DVR é primeiro avaliado por simulação computacional através do programa PSIM®. São executadas simulações para diversas condições de operação do DVR com o intuito de se avaliar o desempenho do sistema de controle projetado. Os parâmetros utilizados para a simulação do sistema completo são os apresentados na Tabela 3.3.

Para verificar a validade do projeto feito a partir da planta linearizada, emprega-se na simulação o modelo que inclui as não linearidades mais fortes do sistema real, que são o inversor e o modulador PWM (Figura 3.1). Além disso, o sistema é discretizado, tal como ocorrerá no caso experimental.

Primeiramente, para efetuar-se a simulação e posteriormente o experimento em protótipo, é apresentada na seção 5.1 a redução de ordem e a discretização do controlador proposto na seção 4.2. Já na seção 5.2 é apresentado e discutido o circuito utilizado na simulação. Nas seções 5.3, 5.4 e 5.5 são apresentados respectivamente os resultados de simulação considerando aplicação do DVR sem carga (operação em vazio), com carga linear e com carga não linear (onde aparece a corrente de carga distorcida). Por fim na seção 5.6 é apresentada uma breve conclusão sobre capítulo.

5.1 REDUÇÃO DE ORDEM E DISCRETIZAÇÃO DO CONTROLADOR $K_v(s)$

Para facilitar a implementação do controlador projetado no capítulo anterior (seção 4.2), é feita uma redução de ordem do controlador. Após isso, o controlador de ordem reduzida é discretizado.

A redução de ordem do controlador é feita por meio da função *schbal* do Matlab® (redução pelo método Schur), onde $K_v(s)$ originalmente de ordem $n = 6$ é reduzido para uma função de transferência $K'_v(s)$ de ordem $n = 5$. A equação 5.1 apresenta o novo controlador $K'_v(s)$ da malha de tensão.

$$K'_v(s) = \frac{a'_0 s^5 + a'_1 s^4 + a'_2 s^3 + a'_3 s^2 + a'_4 s + a'_5}{b'_0 s^5 + b'_1 s^4 + b'_2 s^3 + b'_3 s^2 + b'_4 s + b'_5} \quad (5.1)$$

Os parâmetros do controlador $K'_v(s)$ são apresentados na Tabela 5.1.

Tabela 5.1 - Parâmetros do controlador $K'_v(s)$.

Coeficientes do numerador	Coeficientes do denominador
$a'_0 = 0$	$b'_0 = 1$
$a'_1 = 3,34306166 \times 10^8$	$b'_1 = 1,78212625 \times 10^7$
$a'_2 = 9,39112154 \times 10^{12}$	$b'_2 = 1,83063606 \times 10^{12}$
$a'_3 = 5,37832469 \times 10^{16}$	$b'_3 = 1,58028827 \times 10^{17}$
$a'_4 = 2,27980811 \times 10^{20}$	$b'_4 = 3,58517669 \times 10^{19}$
$a'_5 = 3,18394448 \times 10^{21}$	$b'_5 = 2,23978574 \times 10^{22}$

A Tabela 5.2 apresenta a comparação dos pólos da função de transferência dos controladores $K_v(s)$ e $K'_v(s)$. É possível verificar que houve a redução de um pólo presente no eixo real. Os demais pólos permaneceram sem alterações significativas, principalmente os pólos dominantes (os mais próximos ao eixo real no plano complexo - terceira linha da Tabela 5.2).

Tabela 5.2 - Comparação entre os pólos de $K_v(s)$ e $K'_v(s)$.

Pólos de $K_v(s)$ ($n = 6$)	Pólos de $K'_v(s)$ ($n = 5$)
$-1,77184441 \times 10^7$	$-1,77184477 \times 10^7$
$-5,12915018 \times 10^4 \pm j7,91468665 \times 10^4$	$-5,12944516 \times 10^4 \pm j7,91476030 \times 10^4$
$-1,13097335 \times 10^2 \pm j3,59626606 \times 10^2$	$-1,12909503 \times 10^2 \pm j3,59662862 \times 10^2$
$-6,86774835 \times 10^3$	

O controlador de ordem reduzida $K'_v(s)$ possui o desempenho muito próximo do controlador original. Como esperado o sistema controlado com o controlador de ordem reduzida possui ganhos significativos na região de frequência $f_{rede} = 60\text{Hz}$ ou (377rad/sec) , o que garante os critérios de desempenho especificados anteriormente. Em se tratando de desempenho e estabilidade robusta, a Figura 5.1 comprova que as

especificações de robustez em (4.34) e (4.35) continuam sendo atendidas com o sistema controlado pelo controlador $K'_v(s)$ de ordem $n=5$. Na Figura 5.1 a função $S'(s)$ é a função sensibilidade do sistema nominal com controlador $K'_v(s)$ e a função $T'(s)$ é a função sensibilidade complementar do sistema nominal com controlador $K'_v(s)$.

Figura 5.1 - Diagrama de Bode de magnitude das funções $1/W_e(s)$ (azul tracejado), $S'(s)$ (azul contínuo), $1/W_y(s)$ (vermelho tracejado) e $T'(s)$.

Fonte: Produção do próprio autor.

A estabilidade do sistema com controlador $K'_v(s)$ de ordem $n=5$ também é estudada, com a finalidade de assegurar a estabilidade do sistema após a redução da ordem do controlador. Novamente aqui a estabilidade é avaliada segundo o Critério de Nyquist.

A Figura 5.2 apresenta o Diagrama de Nyquist da função de transferência de malha aberta $G_n(s)K'_v(s)$ com o controlador de ordem $n=5$ e a Tabela 5.3 apresenta os pólos dessa função de transferência de malha aberta. Novamente aqui é possível verificar que o sistema controlado continua estável.

Figura 5.2 - Diagrama de Nyquist da função $G_n(s)K'_v(s)$.

Fonte: Produção do próprio autor.

Tabela 5.3 - Pólos da função de transferência de malha aberta $G_n(s)K'_v(s)$.

Pólos da função $G_n(s)K'_v(s)$	Alocação do pólo no plano complexo
$-3,87592353 \times 10^4$	Semiplano esquerdo - pólo estável
$-2,58983890 \times 10^3 \pm j4,37448389 \times 10^3$	Semiplano esquerdo - pólo estável
$-6,17829245 \times 10^5$	Semiplano esquerdo - pólo estável
$-4,93730050 \times 10^4 \pm j6,49626390 \times 10^4$	Semiplano esquerdo - pólo estável
$-1,12763422 \times 10^2 \pm j3,59696756 \times 10^2$	Semiplano esquerdo - pólo estável

Novamente o *zoom in* do entorno do ponto $-1 + j0$ é representado pelo quadrado na cor cinza. Já o ponto $-1 + j0$ está representado pelo ponto de cor vermelha.

Uma vez que o controlador de ordem reduzida $K'_v(s)$ atende aos critérios de projeto e estabiliza o sistema, ele é então convertido para o tempo discreto utilizando-se a aproximação Bilinear (Tustin) com tempo de amostragem $T_{am} = 41,66 \mu s$ (conforme definido em (3.23)). Essa conversão é feita a partir da função *c2d* do software Matlab®. A discretização resulta em um controlador conforme (5.2),

$$K_{v_d}(z) = \frac{\alpha_0 + \alpha_1 z^{-1} + \alpha_2 z^{-2} + \alpha_3 z^{-3} + \alpha_4 z^{-4} + \alpha_5 z^{-5}}{\beta_0 + \beta_1 z^{-1} + \beta_2 z^{-2} + \beta_3 z^{-3} + \beta_4 z^{-4} + \beta_5 z^{-5}}, \quad (5.2)$$

onde $K_{v_d}(z)$ é o controlador reduzido ordem $n = 5$ e convertido para o tempo discreto, cujos parâmetros estão apresentados na Tabela 5.4. O controlador $K_{v_d}(z)$ é utilizado nas simulações e nos experimentos em protótipo.

Tabela 5.4 - Parâmetros do controlador $K_{v_d}(z)$.

Coeficientes do numerador	Coeficientes do denominador
$\alpha_0 = 4,445554039289420$	$\beta_0 = 1,0$
$\alpha_1 = -9,357917187373994$	$\beta_1 = -0,178183173884521$
$\alpha_2 = 1,879191675606425$	$\beta_2 = -1,41398028890925$
$\alpha_3 = 8,077701003389265$	$\beta_3 = -0,210886381308919$
$\alpha_4 = -6,324668895337871$	$\beta_4 = 0,420668383565241$
$\alpha_5 = 1,280293003542692$	$\beta_5 = 0,383462254286890$

5.2 SIMULAÇÃO DO SISTEMA DVR

O sistema controlado é simulado com a utilização do software PSIM®. O circuito de simulação do sistema completo é apresentado na Figura 5.3.

Figura 5.3 - Circuito de simulação do sistema nominal completo.

Os principais pontos do circuito de simulação apresentado na Figura 5.3 serão apresentados nas próximas seções.

5.2.1 Circuito de potência do DVR

O circuito de potência do DVR está representado pela área I da Figura 5.3 (destacado em azul). É possível observar uma configuração dos IGBTs conhecida por "ponte-H". Na saída do inversor está conectado o indutor do filtro, que é modelado por uma resistência em série com uma indutância (representados respectivamente por $(R_{F_1} + R_{F_2})$ e $(L_{F_1} + L_{F_2})$). Conectado em série com o indutor do filtro está o transformador de injeção do DVR, que também é modelado por uma resistência em série com uma indutância (R_{trafo} e L_{trafo}). Por último o capacitor do filtro conectado no secundário do transformador. Esses parâmetros estão totalmente de acordo com as definições da seção 3.3.2 e com a Tabela 3.3.

5.2.2 Circuito de carga do DVR

A carga para o DVR é representada na área II da Figura 5.3 (destacada em vermelho). É possível verificar dois tipos de carga: i) um retificador com filtro capacitivo alimentando uma resistência e ii) uma carga linear indutiva resistiva. As quatro chaves inseridas no circuito de simulação são para comutar de uma carga para outra. É possível também simular a operação sem carga do DVR, deixando as quatro chaves de comutação na posição desligada.

5.2.3 Circuito de controle do DVR

O circuito de controle do DVR no arquivo de simulação é representado pela área III na Figura 5.3 (destacada em verde). Basicamente no circuito de simulação é inserido um bloco para simular o controlador digital (*Simplified C Block*). Esse bloco aceita o programa em Código C, que será o mesmo empregado no experimento. Suas entradas são v_{in} (tensão da rede), v_c (tensão no capacitor do filtro LC), I_f (corrente do indutor do filtro LC) e $Vd2$ (tensão no barramento CC), e as saídas compreendem 14 sinais (um deles é o sinal de referência a ser aplicado ao bloco PWM e os demais são empregados na fase de depuração do programa). O que vale ressaltar aqui é a utilização do bloco ZOH (*Zero-Order Hold*) nos sinais de entrada. Esse bloco amostra o sinal no começo do ciclo e segura o valor até o início do próximo ciclo. O tempo de amostragem desse bloco é $T_{am} = 41,66\mu s$ (ou frequência de amostragem de $f_{am} = 24kHz$).

5.2.4 Circuito do comparador PWM

O circuito do comparador PWM é representado pela área IV da Figura 5.3 (destacado em amarelo). É inserido na entrada do sinal de comparação com a onda triangular um bloco de atraso unitário (*Unit Delay*). A função desse bloco é inserir um o atraso de um ciclo devido ao tempo de processamento. Novamente aqui é utilizado o valor do tempo de amostragem $T_{am} = 41,66\mu s$. Após a comparação com a onda triangular o sinais de gatilhamento vão para os *gates* dos IGBTs.

5.2.5 Circuito de tensão da rede

O circuito de simulação inclui no seu modelo a tensão da rede (área V da Figura 5.3 destacada em roxo). Para gerar e simular a tensão da rede, bem como os afundamentos de tensão, é utilizado um bloco de subsistema. O circuito criado no subsistema está apresentado na Figura 5.4.

Figura 5.4 - Circuito de simulação da tensão da rede.

Fonte: Produção do próprio autor.

Na Figura 5.4 V_{LAB} é a tensão disponível no LEP (Laboratório de Eletrônica de Potência da USP). A tensão da rede para efeito de projeto, simulação e experimento é V_{REDE} . Quando a chave do circuito do "GERADOR DE AFUNDAMENTO" é acionada, obtém-se um afundamento na tensão V_{REDE} . O indutor L_{REDE} no circuito simula a indutância da rede do LEP e seu valor é $L_{REDE} = 180\mu H$ (esse valor foi obtido por métodos experimentais). O valor dos indutores do "GERADOR DE AFUNDAMENTO" é $L_1 = 1,94mH$ e $L_2 = 3,15mH$ (com resistência série de $0,03\Omega$ e $0,06\Omega$ respectivamente). O "GERADOR DE AFUNDAMENTO" gera uma queda na tensão da rede de 40% (ou seja, tensão residual de 60% de V_{REDE}).

Com o circuito de simulação apresentado na Figura 5.3 são realizados as simulações de operação do DVR.

5.3 SIMULAÇÃO DA OPERAÇÃO DO DVR SEM CARGA

A condição de operação sem carga no sistema é testada com a finalidade de se avaliar somente o desempenho com relação ao erro de rastreamento, sem

influência do distúrbio causado pela corrente de carga ($I_L = 0$). Neste caso, o DVR não é conectado na rede e o algoritmo de cálculo da referência não é utilizado.

A Figura 5.5 apresenta a simulação na condição de operação sem carga. Os valores obtidos de sinal de referência (V_{REF}), sinal de saída do DVR (V_{DVR}) e erro de tensão (E_h) estão resumidos na Tabela 5.5. Nessa simulação a tensão de referência do DVR é fixada em $V_{REF} = 100V$ (tensão de pico) com frequência de 60 Hz.

Figura 5.5 - Resultados de simulação para operação do DVR sem carga.

Fonte: Produção do próprio autor.

Tabela 5.5 - Resultados de simulação para operação do DVR sem carga.

	V_{REF} [VRMS]	V_{DVR} [VRMS]	$E_{h=1}$ [VRMS]	I_L [ARMS]
Resultados	70,552	69,363	1,114	0

É possível observar na Figura 5.5 que a saída do DVR rastreia com boa precisão o sinal de referência.

Com os valores obtidos em simulação, é possível calcular o valor do erro percentual de tensão na frequência fundamental $h = 1$ através de (5.3).

$$E_{h=1}[\%] = \frac{E_{h=1}[V_{RMS}]}{V_{REF}[V_{RMS}]} \cdot 100 \quad (5.3)$$

Pela equação (5.3), o valor do erro de tensão em percentual é $E_{h=1} = 1,580\%$, que é menor do que o máximo erro de rastreamento especificado em projeto ($\delta_r = 5\%$). Desta forma, pelo resultado de simulação, verifica-se que o controlador projetado atende à especificação de erro de rastreamento.

5.4 SIMULAÇÃO DA OPERAÇÃO DO DVR COM CARGA LINEAR

Aqui é executada a simulação de operação real do DVR, onde é gerado um afundamento na tensão de linha para que o DVR injete a tensão de compensação. Conforme informado anteriormente, o objetivo deste trabalho não abrange o algoritmo de geração de sinal de referência para o DVR. Sendo assim, a estratégia apresentada em [33] é adotada para a geração do sinal de referência e o PLL monofásico utilizado nessa estratégia é apresentado em [34] e [35] com ajuste apresentado em [34]. A Figura 5.6 apresenta o diagrama de blocos do algoritmo utilizado para detecção do afundamento e geração de referência para o DVR.

Figura 5.6 - Diagrama de blocos do algoritmo de geração de referência.

Fonte: Produção do próprio autor.

Na Figura 5.6, o bloco PLL entrega o sinal de saída v_pll_cos , que possui amplitude unitária e fase e frequência iguais às da tensão da rede V_{REDE} . O sinal v_pll_cos é então multiplicado por V_{REDE} , gerando assim um sinal positivo com frequência duas vezes maior que a frequência da rede. É extraído o valor médio desse sinal através do emprego de um filtro de média móvel (bloco FMM2). O sinal de saída do bloco FMM2 é um valor constante de magnitude igual a $V_{REDE}/2$. Dessa forma o sinal de entrada do filtro passa-baixa lento (FPB) é o valor da amplitude da tensão V_{REDE} . A saída do filtro FPB é o sinal fpb_out , que nada mais é que a mesma amplitude de V_{REDE} (a diferença agora é que o sinal fpb_out depende da dinâmica do filtro FPB). O sinal fpb_out é então multiplicado pelo sinal v_pll_cos para se obter um sinal puramente senoidal com fase, frequência e amplitude iguais aos da tensão da V_{REDE} antes do afundamento (ou elevação) de tensão. Esse sinal é chamado de v_pre_falta . É interessante notar que o filtro FPB possui uma resposta bem lenta aqui, fazendo com que mesmo em um afundamento na tensão V_{REDE} (por alguns ciclos) o sinal v_pre_falta se mantém constante. Por último, é feita uma comparação entre os sinais v_pre_falta e V_{REDE} , onde a diferença é a própria tensão de referência V_{REF} para o DVR.

A simulação da operação do DVR com carga linear visa verificar o erro de tensão provocado pelo distúrbio na frequência fundamental ($f_{REDE} = 60Hz$).

Nesta simulação o DVR é conectado na tensão da rede V_{REDE} através do circuito do "GERADOR DE AFUNDAMENTO" (Figura 5.4). É utilizada uma carga RL com resistência $R_L = 33,4\Omega$ e indutância de $L_L = 64,6mH$. A tensão da rede é de 127 V_{RMS}. É gerado na simulação um afundamento de 40% de V_{REDE} (tensão residual na carga de 60% de V_{REDE}).

A simulação que inclui o transitório é apresentada na Figura 5.7. O afundamento de tensão ocorre no instante $t = 10,176s$ (destacado pela linha tracejada). Já a Figura 5.8 apresenta os sinais já acomodados (em regime) da tensão de referência V_{REF} , da tensão de saída V_{DVR} e da tensão de erro E_h entre referência e saída.

A Tabela 5.6 resume os valores de tensão de referência V_{REF} , tensão de saída V_{DVR} , tensão de erro E_h e corrente de carga I_L obtidos em simulação.

Figura 5.7 - Resultados de simulação com transitório da operação do DVR com carga linear.

Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 5.8 - Resultados de simulação em regime da operação do DVR com carga linear.

Fonte: Produção do próprio autor.

Tabela 5.6 - Resultados de simulação para operação do DVR com carga linear.

	V_{REF} [V _{RMS}]	V_{DVR} [V _{RMS}]	$E_{h=1}$ [V _{RMS}]	I_L [A _{RMS}]
Resultados	53,339	52,110	1,177	3,090

O erro total da tensão na frequência fundamental ($h = 1$) é calculado conforme equação (5.3), e o valor obtido é de $E_{h=1} = 2,207\%$.

Aqui é interessante notar que o erro total de tensão (na frequência fundamental) é causado por duas parcelas: i) devido ao erro de rastreamento e ii) devido ao distúrbio na frequência fundamental. O projeto especifica um erro de rastreamento máximo de 5% ($\delta_r = 5\%$), e um erro máximo devido ao distúrbio na frequência fundamental de 1% (1 p.u. de I_L na frequência fundamental gera 0,01 p.u. de $E_{h=1}$). Dessa forma, o máximo erro de tensão admissível na frequência fundamental é de 6%. Verifica-se então que o valor obtido na simulação para o erro de tensão $E_{h=1} = 2,207\%$ na frequência fundamental é significativamente menor que os 6% de erro máximo especificado em projeto.

Além disso, através da análise da Tabela 5.5 verifica-se que o erro de rastreamento na frequência fundamental é da ordem de 1,58%, o que sugere que o distúrbio se encarrega pelo restante do erro de tensão. Nessa linha de raciocínio, a contribuição do distúrbio para o erro de tensão pode ser calculado conforme equação (5.4).

$$E_{d_{h=1}} = V_{REF} \cdot \left(\frac{E_{h=1}[\%] - 1,580}{100} \right), \quad (5.4)$$

onde $E_{d_{h=1}}$ é o valor do erro de tensão devido somente ao distúrbio na frequência fundamental, e $E_{h=1}[\%]$ é o valor em percentual de erro total de tensão na frequência fundamental obtido na simulação com carga linear.

A partir daí, é possível calcular o valor de $\delta_{d_{h=1}}$ para o resultado obtido em simulação e verificar se o resultado está conforme definido em projeto. Esse cálculo é feito conforme (4.16), para $h = 1$, onde os valores de $I_{L_{h=1}}$ e E_h são os valores obtidos na simulação com carga linear (primeira e segunda coluna da Tabela 5.7

respectivamente). O resultado do cálculo de $\delta_{d_h=1}$ para simulação da operação do DVR com carga linear é apresentado na Tabela 5.7 (terceira coluna).

Tabela 5.7 - Valor de $\delta_{d_h=1}$ obtido com simulação de operação com carga linear.

I_L [A _{RMS}]	$E_{d_h=1}$ [V _{RMS}]	$\delta_{d_h=1}$ simulado [Ω]	$\delta_{d_h=1}$ especificado ¹⁰ [Ω]
3,090	0,334	0,108	0,22

Conforme discutido no capítulo 4 (seção 4.1.2.2) o valor de δ_{d_h} corresponde ao ganho da função de transferência da corrente de carga para o erro de tensão. Essa afirmação pode ser verificada pela equação (4.16).

A partir da análise da Tabela 5.7, verifica-se que o controlador proposto atende às especificações de desempenho na frequência fundamental, haja visto que o valor de $\delta_{d_h=1}$ obtido em simulação é menor que o valor especificado em projeto, garantindo assim o desempenho requerido com relação à rejeição de distúrbio na frequência fundamental.

5.5 SIMULAÇÃO DA OPERAÇÃO DO DVR COM CARGA NÃO LINEAR

Até aqui, foi avaliada a estabilidade e o desempenho do controlador para distúrbios na frequência fundamental (ordem $n = 1$) e erro de rastreamento puro (sem distúrbio no sistema). Será verificado agora o comportamento do sistema controlado quando sujeito à corrente de carga distorcida.

Para simular a carga não linear do sistema, foi introduzido como carga um retificador de filtro capacitivo conforme apresentado na Figura 5.9.

¹⁰ Verificar Tabela 4.2 (terceira linha com a primeira coluna).

Figura 5.9 - Carga não linear considerada na simulação (retificador de filtro capacitivo).

Fonte: Produção do próprio autor.

O retificador de ponte de diodo da Figura 5.9 é composto por um filtro capacitivo de capacitância $C = 330\mu F$, uma carga resistiva de resistência $R = 132\Omega$ e uma resistência série de $1,3\Omega$ na saída do retificador para limitar a corrente de carregamento do capacitor.

Neste teste, novamente o DVR é conectado na tensão de rede (saída do circuito "GERADOR DE AFUNDAMENTO"). A tensão da rede é $127 V_{RMS}$ e é gerado um afundamento de 40% de V_{REDE} (tensão residual na carga de 60% de V_{REDE}).

A Figura 5.10 apresenta, para operação com carga não linear, os sinais simulados da tensão da rede V_{REDE} , tensão de saída do DVR V_{DVR} , tensão na carga V_L e corrente de carga I_L . Novamente aqui é mostrado o transitório quando ocorre o afundamento na tensão da rede. O afundamento é gerado no instante $t = 10,176s$.

Figura 5.10 - Resultados de simulação com transitório da operação do DVR com carga não linear.

Fonte: Produção do próprio autor.

É oportuno dizer que na Figura 5.10 a tensão V_{DVR} contém harmônicos. Isso ocorre porque o gerador de referência proposto em [33], inclui a função de filtro ativo de harmônicos de tensão, ou seja, calcula a referência de tensão para o DVR (V_{REF}) que minimiza o conteúdo harmônico na tensão da carga (vide Figura 5.10).

A presença de harmônicos tanto na tensão V_{REF} quanto na corrente de carga I_L causa harmônicos na tensão V_{DVR} . Dessa forma não é possível calcular o distúrbio causado por cada harmônico de I_L em V_{DVR} , impedindo assim que seja avaliado o desempenho de rejeição de distúrbio para cada harmônico de ordem $h = 3, 5, 7, 9$. A Figura 5.11 enfatiza a presença de harmônicos na tensão de referência V_{REF} .

Figura 5.11 - Presença de harmônicos na tensão de referência.

Fonte: Produção do próprio autor.

Para solucionar esse problema, o gerador de referência proposto em [33] é modificado excluindo-se a função filtro ativo de seu algoritmo (Figura 5.12), produzindo agora uma tensão de referência V_{REF} puramente senoidal.

Ao comparar a Figura 5.12 com a Figura 5.6 (olhar página 124) verifica-se que agora a tensão V_{REF} é gerada a partir da diferença entre v_{pre_falta} e uma tensão puramente senoidal com amplitude e fase igual à tensão V_{REDE} .

Figura 5.12 - Diagrama de blocos do algoritmo de geração de referência sem a função filtro ativo.

Fonte: Produção do próprio autor.

A Figura 5.13 apresenta os sinais já em regime da tensão de referência V_{REF} , tensão do DVR V_{DVR} , tensão de erro E_h e corrente da carga I_L nas mesmas condições de operação do teste anterior, só que agora sem a função de filtro ativo no algoritmo de geração de referência. É possível verificar que, na Figura 5.13, não existe mais a presença de harmônicos na tensão de referência V_{REF} .

Figura 5.13 - Resultados de simulação com sinais acomodados da operação do DVR com carga não linear (excluso função filtro ativo).

Fonte: Produção do próprio autor.

Os valores obtidos em simulação do erro de tensão E_h e da corrente de carga I_{L_h} para cada harmônico de ordem $h = 3, 5, 7, 9$ estão resumidos na Tabela 5.8.

Tabela 5.8 - Resultados de simulação para operação do DVR com carga não linear.

Frequência f Ordem h	180 Hz 3	300 Hz 5	420 Hz 7	540 Hz 9
E_h [VRMS]	0,977	1,418	0,859	0,395
I_{L_h} [ARMS]	1,222	0,870	0,493	0,189
δ_{d_h} [Ω] simulado	0,799	1,624	1,742	2,085
δ_{d_h} [Ω] especificado ¹¹	1,12	1,70	4,58	12,63

Novamente é posto aqui que, conforme discutido na seção 4.1.2.2, o valor de δ_{d_h} corresponde ao ganho da função de transferência da corrente de carga para o erro de tensão. Além disso, os valores de δ_{d_h} (simulados) apresentados na Tabela 5.8 foram calculados conforme equação (4.16), para $h = 3, 5, 7, 9$, onde os valores de E_h e I_{L_h} são os valores obtidos na simulação com carga não linear (primeira e segunda linhas da Tabela 5.8, respectivamente).

Ao comparar os valores obtidos em simulação (terceira linha da Tabela 5.8) com os valores especificados em projeto (quarta linha da Tabela 5.8), conclui-se que o controlador possui o desempenho adequado quanto à rejeição de distúrbio de harmônicos de ordem $h = 3, 5, 7, 9$. Os requisitos de projeto são atendidos.

5.6 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Para realização da simulação do sistema completo apresentada neste capítulo, primeiramente foi realizada a redução de ordem do controlador e posteriormente sua discretização para implementação digital. Na sequência foram apresentadas as simulações realizadas do sistema completo. Todo o esquema de simulação realizada com o *software* PSIM® foi apresentado e discutido. Diversas condições de carga foram

¹¹ Verificar Tabela 4.2 (terceira linha).

simuladas para verificação e validação do projeto. Primeiro foi executado ensaio com DVR operando em vazio com a finalidade de verificar a capacidade do controlador projetado de rastrear o sinal de referência. Foi possível concluir através desse ensaio que o erro de rastreamento é menor que o valor especificado em projeto ($\delta_r = 5\%$).

Posteriormente, foram executadas simulações de operação do DVR com carga linear e carga não linear, para validação da capacidade do controlador de rejeitar distúrbios na frequência fundamental e seus harmônicos. Os valores obtidos na simulação para o ganho da função de transferência da corrente de carga I_{L-h} para o erro de tensão E_h são menores do que os valores especificados em projeto, tanto para frequência fundamental quanto para os harmônicos de ordem $h = 3, 5, 7, 9$. Ainda na simulação de operação do DVR com carga não linear, é discutida a necessidade de modificação do algoritmo de geração do sinal de referência, excluindo-se deste a função de filtro ativo.

Em suma, os resultados obtidos na simulação mostram que a estabilidade e o desempenho do sistema estão de acordo com as especificações de projeto. Conclui-se então que o projeto está parcialmente validado através das simulações. Os ensaios experimentais serão apresentados no próximo capítulo.

6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Após a simulação do sistema completo (discutido no capítulo 5), o desempenho do sistema de controle proposto é verificado experimentalmente em um DVR real. Os testes foram executados no Laboratório de Eletrônica de Potência da Escola Politécnica da USP (LEP). O esquema de controle é implementado utilizando-se um processador da Texas Instruments TMS 320F28335 DSP. As tensões (V_{REDE} , V_{DVR} , V_{DC}) e corrente (I_L) são medidas por sensores de efeito Hall (LEM). Todos os sinais são adquiridos por meio de um osciloscópio Agilent DSO6014 com ponta de corrente Agilent N2782B e pontas de tensão diferencial Tektronix P5200. Sinais internos ao processador (V_{REF} , V_{DVR} , E_h) são obtidos através das saídas analógicas (D/A) do DSP. A análise de sinais obtidos nos experimentos é realizada com o auxílio do *software* MatLab®.

Os parâmetros do DVR utilizados nos ensaios experimentais são os mesmo definidos no capítulo 3 (Tabela 3.3) e os mesmos utilizados na simulação (capítulo 5). A Figura 6.1 ilustra o *hardware* montado em bancada para execução dos experimentos. Segue abaixo a função de cada componente ilustrado na Figura 6.1.

- i. Retificador para alimentação do barramento CC do inversor fonte de tensão.
- ii. Ponte inversora. Montagem conforme esquema de simulação.
- iii. Indutores do filtro LC.
- iv. Transformador de saída com o capacitor do filtro LC no secundário.
- v. Gerador de afundamento.
- vi. Carga tipo retificador.
- vii. Carga indutiva tipo RL
- viii. Sensores de tensão.
- ix. Sensor de corrente.
- x. Placa de controle com processador DSP da Texas Instruments.

Figura 6.1 - Bancada de ensaios experimentais.

Fonte: Produção do próprio autor.

Os ensaios experimentais executados correspondem aos mesmos testes feitos em simulação (operação sem carga, operação com carga linear e operação com carga não linear). A intenção é confrontar os resultados experimentais com os resultados

obtidos em simulação e com as especificações de projeto. A seção 6.1 apresenta os resultados obtidos com o DVR operando em vazio. As seções 6.2 e 6.3 trazem respectivamente os resultados obtidos para operação com carga linear e operação com carga não linear. Por fim, na seção 6.4, é apresentada uma breve conclusão deste capítulo.

6.1 OPERAÇÃO DO DVR SEM CARGA

Assim como na simulação, o principal intuito desse experimento é avaliar a capacidade de rastreamento de sinal de referência do controlador proposto neste trabalho.

A Figura 6.2 apresenta as formas de ondas obtidas no experimento do DVR operando sem carga. Aqui, novamente, o DVR não é conectado na rede, o algoritmo gerador de referência não é utilizado e a referência de tensão para o DVR é uma senóide de 60 Hz e 100 V (tensão de pico).

Figura 6.2 - Resultado experimental para operação sem carga. De cima para baixo: V_{REF} (88 V/div), V_{DVR} (88 V/div) e E_h (4 V/div).

Fonte: Produção do próprio autor.

Na Figura 6.2, os sinais foram adquiridos internamente ao processador. A Tabela 6.1 resume os valores obtidos neste experimento.

Tabela 6.1 - Resultados experimentais para operação do DVR sem carga.

	V_{REF} [V _{RMS}]	V_{DVR} [V _{RMS}]	$E_{h=1}$ [V _{RMS}]	I_L [A _{RMS}]
Resultados	70,747	69,960	1,094	0

Aqui, assim como na simulação, é possível verificar um bom rastreamento de sinal de referência. O erro de tensão em percentual $E_{h=1}$ [%] é calculado conforme equação (5.3). O valor obtido é $E_{h=1} = 1,546\%$. É possível, então, concluir que o desempenho com relação ao rastreamento de sinal de referência atende à especificação de projeto, uma vez que o erro máximo de rastreamento definido em projeto é $\delta_r = 5\%$.

6.2 OPERAÇÃO DO DVR COM CARGA LINEAR

Para o experimento com carga linear, o DVR é conectado à tensão da rede V_{REDE} de 127 V (tensão RMS), que nada mais é que a saída do "GERADOR DE AFUNDAMENTO" na Figura 5.4. O afundamento gerado na tensão da rede é de 40% (ou seja, tensão residual na carga de 60% de V_{REDE}). Para esse experimento é utilizado o algoritmo de gerador de referência conforme [33], apresentado na Figura 5.6.

Neste teste é utilizada uma carga RL com $R_L = 33,4\Omega$ e $L_L = 64,6mH$, assim como na simulação. A intenção aqui é avaliar a capacidade de rejeição de distúrbio na frequência fundamental da rede. A Figura 6.3 apresenta as formas de ondas obtidas no experimento mostrando o transitório no ato do afundamento da tensão de rede. Já a Figura 6.4 mostra os sinais em regime.

Figura 6.3 - Resultado experimental com transitório da operação do DVR com carga linear. De cima para baixo: V_{REDE} (200 V/div), V_{DVR} (100 V/div), V_L (200 V/div) e I_L (5 A/div).

Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 6.4 - Resultado experimental em regime da operação do DVR com carga linear. De cima para baixo: V_{REF} (144 V/div), V_{DVR} (144 V/div), $E_{h=1}$ (19,2 V/div) e I_L (5 A/div).

Fonte: Produção do próprio autor.

A Tabela 6.2 apresenta os resultados experimentais obtidos no ensaio do DVR com carga linear.

Tabela 6.2 - Resultados experimentais para operação do DVR com carga linear.

	V_{REF} [V _{RMS}]	V_{DVR} [V _{RMS}]	$E_{h=1}$ [V _{RMS}]	I_L [A _{RMS}]
Resultados	53,763	53,814	1,174	2,903

A partir da equação (5.3) calcula-se o erro percentual da tensão na frequência fundamental $E_{h=1}$ [%] para este experimento. O valor obtido é de $E_{h=1} = 2,183\%$, o que é, assim como o resultado obtido na simulação, menor que os 6 % especificado como erro máximo na frequência fundamental (aqui vale a mesma explicação feita na seção 5.4). Além disso, o experimento com DVR operando sem carga sugere que o erro de rastreamento na frequência fundamental é de 1,546%, sendo assim, pode-se dizer que o erro de tensão devido ao distúrbio na frequência fundamental é de

$$E_{d_{h=1}} = V_{REF} \cdot \left(\frac{E_{h=1} [\%] - 1,546}{100} \right), \quad (6.1)$$

onde $E_{d_{h=1}}$ é o valor do erro de tensão devido somente ao distúrbio na frequência fundamental e $E_{h=1}$ [%] é o valor em percentual de erro total de tensão na frequência fundamental obtido no experimento com carga linear. Como resultado da equação (6.1), tem-se o valor de $E_{d_{h=1}} = 0,342V$. O valor de $\delta_{d_{h=1}}$ é então calculado conforme equação (4.16), para $h = 1$, onde os valores de $I_{L_{h=1}}$ e $E_{h=1}$ são os valores obtidos no experimento com carga linear (primeira e segunda coluna da Tabela 6.3 respectivamente). O resultado do cálculo de $\delta_{d_{h=1}}$ para o experimento de operação do DVR com carga linear é apresentado na Tabela 6.3 (terceira coluna).

Tabela 6.3 - Valor de $\delta_{d_{h=1}}$ obtido com experimento de operação com carga linear.

I_L [A _{RMS}]	$E_{d_{h=1}}$ [V _{RMS}]	$\delta_{d_{h=1}}$ experimental [Ω]	$\delta_{d_{h=1}}$ especificado ¹² [Ω]
2,903	0,342	0,117	0,22

¹² Verificar Tabela 4.2 (terceira linha com a primeira coluna).

A partir da Tabela 6.3 é possível concluir que o controlador atende à especificação de desempenho com relação à rejeição de distúrbio na frequência fundamental, uma vez que o valor obtido para $\delta_{d_h=1}$ em experimento é menor que o valor especificado em projeto. Isso significa dizer que a função de transferência do distúrbio para o erro de tensão tem ganho menor que o valor máximo de ganho especificado em projeto ($\delta_{d_h=1} = 0,22$).

6.3 OPERAÇÃO DO DVR COM CARGA NÃO LINEAR

Para o experimento de operação do DVR com carga não linear, valem as mesmas condições da simulação para o mesmo tipo de carga. A carga é um retificador com filtro capacitivo conforme Figura 5.9, o DVR é conectado na tensão da rede V_{REDE} de 127 V (valor eficaz) e é gerado afundamento de 40% (ou seja, tensão residual na carga de 60% de V_{REDE}). O "GERADOR DE AFUNDAMENTO" é o mesmo apresentado na Figura 5.4 e o gerador de referência é o mesmo apresentado na Figura 5.6.

Assim como obtido nos resultados de simulação, é possível verificar na Figura 6.5 a função de filtro ativo do gerador de referência para o DVR durante o ensaio experimental com carga não linear. A Figura 6.5 destaca a presença de harmônicos na tensão da rede antes do afundamento, e a tensão da carga V_L no mesmo instante sem a presença de harmônicos. Novamente aqui é possível concluir que o sinal de referência V_{REF} do DVR contém harmônicos e que os mesmos estão sendo injetados pelo DVR (operação filtro ativo). Aqui, vale a mesma explicação discutida na seção 5.5 para a presença de harmônicos no sinal de referência V_{REF} do DVR.

Figura 6.5 - Resultado experimental com transitório da operação do DVR com carga não linear. De cima para baixo: V_{REDE} (200 V/div), V_{DVR} (100 V/div), V_L (200 V/div) e I_L (10 A/div).

Fonte: produção do próprio autor.

Assim como executado durante a simulação, o algoritmo proposto em [33] é alterado de forma a não executar mais a função de filtro ativo (Figura 5.12). Sendo assim, é possível avaliar o desempenho do controlador projetado no quesito rejeição de distúrbio para harmônicos de ordem $h = 3, 5, 7, 9$.

A Figura 6.6 apresenta o resultado experimental para operação do DVR contemplando a exclusão de filtro ativo do algoritmo de geração de referência. Os sinais apresentados na Figura 6.6 são obtidos internamente ao processador.

Figura 6.6 - Resultado experimental com sinais acomodados da operação do DVR com carga não linear (excluído função filtro ativo). De cima para baixo: V_{REF} (72 V/div), V_{DVR} (72 V/div), $E_{h=1}$ (9,6 V/div) e I_L (5 A/div).

Fonte: Produção do próprio autor.

Assim como os resultados obtidos em simulação, é possível avaliar que o resultado experimental possui boa acurácia com relação ao rastreamento de sinal de referência na presença de distúrbio do tipo não linear (com presença de harmônicos). A Figura 6.7 apresenta dois gráficos de espectro harmônico: a) da corrente de carga I_L e b) do erro de tensão E_h , e a Tabela 6.4 resume os valores de E_h e $I_{L_{h}}$ obtidos no experimento da operação do DVR com carga não linear.

Figura 6.7 - Operação do DVR com carga não linear: a) Espectro da corrente de carga I_L . b)Espectro do erro de reastreamento E_h ¹³.

Fonte: Produção de próprio autor.

Tabela 6.4 - Resultados experimentais para operação do DVR com carga não linear.

Frequência Ordem h	180 Hz 3	300 Hz 5	420 Hz 7	540 Hz 9
E_h [VRMS]	1,209	1,452	0,880	0,126
I_{L-h} [ARMS]	1,410	0,881	0,367	0,059
δ_{d-h} [Ω] experimental	0,857	1,618	2,396	2,127
δ_{d-h} [Ω] especificado ¹⁴	1,12	1,70	4,58	12,63

Novamente é possível verificar que o controlador proposto rejeita de forma adequada os distúrbios de harmônicos de ordem $h = 3, 5, 7, 9$. Isso pode ser concluído pela análise da Tabela 6.4, onde os valores de δ_{d-h} obtidos experimentalmente (terceira linha) são menores que os valores especificados em projeto (última linha).

Os valores calculados para δ_{d-h} em cada frequência harmônica de ordem $h = 3, 5, 7, 9$, é com base na equação (4.16) onde os valores de E_h e I_{L-h} são os valores obtidos no experimento com carga não linear (primeira e segunda linha da Tabela 6.4 respectivamente).

¹³ O sinal do erro de tensão é interno ao processador (conforme já discutido). Sendo assim os valores apresentados no osciloscópio vão de 0 a 5 V, o que correspondem a região de -12 V a +12 V de tensão real de erro.

¹⁴ Verificar Tabela 4.2 (terceira linha).

6.4 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Foram apresentados neste capítulo os experimentos realizados com um DVR real. Foram executados experimentos de operação do DVR com diferentes condições de carga: operação do DVR sem carga; operação do DVR com carga linear; operação do DVR com carga não linear. Todas as condições impostas no experimento foram antes simuladas no capítulo 5 deste trabalho.

Novamente foram obtidos resultados satisfatórios, onde: i) no experimento com DVR operando em vazio foi possível concluir que o erro de rastreamento é menor que o definido em projeto ($\delta_r = 5\%$); ii) no experimento com DVR operando com carga linear e carga não linear foi possível concluir que o ganho da função de transferência da corrente de carga I_{L_h} para o erro de tensão E_h são menores do que os valores especificados em projeto para $h = 1, 3, 5, 7, 9$. Além disso, assim como na simulação, foi retirada a função de filtro ativo do gerador de referência por dois motivos: i) as especificações do projeto apresentado nesta dissertação consideram apenas o rastreamento de sinal na frequência fundamental¹⁵; e ii) para análise da capacidade do controlador de rejeitar os distúrbios de harmônicos de ordem $h = 3, 5, 7, 9$.

Todos os resultados obtidos de forma experimental validam a eficácia do método de projeto proposto neste trabalho, uma vez que estes resultados estão dentro das especificações de projeto.

¹⁵ Isto não é uma limitação do método discutido, pois barreiras de rastreamento podem ser facilmente impostas para os múltiplos da frequência fundamental, caso seja necessária a operação como filtro ativo de tensão.

7 CONCLUSÃO

Neste trabalho, foi proposta uma estratégia de controle aplicada a um DVR baseada em um esquema de multimalhas, onde existe uma malha interna de corrente e uma malha externa de tensão. O controlador da malha externa de tensão foi projetado pelo método H_∞ com formulação de sensibilidade mista. Um controlador proporcional foi utilizado na malha interna de corrente. Para a síntese do controlador de tensão, o ganho proporcional da malha interna de corrente foi considerado como parte do modelo da planta nominal. O atraso devido ao PWM digital e o atraso devido ao tempo de processamento devido à implementação digital do sistema também foram considerados neste modelo.

O projeto do controlador da malha de tensão contempla estabilidade robusta contra variação dos parâmetros da carga do DVR. Diferentes condições de carga foram modeladas como incerteza multiplicativa da planta com a finalidade de se obter tal robustez de estabilidade. Além disso, o projeto do controlador da malha de tensão inclui especificação de desempenho robusto no que se refere ao erro de rastreamento e rejeição de distúrbio, sendo este último não somente para frequência fundamental da rede, mas também para seus múltiplos harmônicos. Discutiu-se também que a capacidade de rastreamento de sinais de referência distorcidos pode ser implementada acrescentando-se barreiras de rastreamento para as frequências múltiplas da fundamental. Foi demonstrado que com a escolha correta das funções de ponderação, o controlador da malha de tensão sintetizado pelo método H_∞ atende às especificações de desempenho e estabilidade pré-definidas.

Os critérios de estabilidade e desempenho no projeto foram verificados para diferentes condições de carga, por meio de resultados de simulação e resultados experimentais. Todos os resultados obtidos foram satisfatórios.

A Tabela 7.1 e Tabela 7.2 resumem os resultados obtidos em simulação e em experimentos, juntamente com as definições de projeto. A Tabela 7.1 apresenta os resultados com relação ao desempenho de acompanhamento de sinal de referência, já a Tabela 7.2 apresenta os resultados com relação ao desempenho de rejeição de distúrbio. Na Tabela 7.1 é possível verificar que o erro de tensão obtido na simulação está bem próximo do erro obtido no ensaio experimental. Além disso, verifica-se que

o erro máximo definido em projeto é de 5% ($\delta_r = 0,05$) e os resultados obtidos são inferiores a esse valor (tanto na simulação quanto no experimento).

Tabela 7.1 - Resumo dos resultados com relação ao erro de rastreamento.

Frequência [Hz] Ordem h		60 1
Especificação	δ_r	0,05
Simulação	V_{REF} [VRMS]	70,552
	E_h [VRMS]	1,114
	δ_r	1,580
	V_{REF} [VRMS]	70,747
Experimento	E_h [VRMS]	1,094
	δ_r	1,546

Já na Tabela 7.2 é possível verificar que todos os valores calculados de δ_{d_h} a partir dos resultados de simulação, bem como os calculados a partir dos resultados experimentais, são inferiores aos limites especificados em projeto. Vale lembrar aqui que δ_{d_h} traduz-se como o ganho da função de transferência do distúrbio I_{L_h} para o erro de tensão E_h para cada ordem harmônica $h = 1,3,5,7,9$. Além disso, é possível verificar também na Tabela 7.2 a proximidade entre os valores obtidos por meio de simulação e no experimento.

Tabela 7.2 - Resumo dos resultados com relação à rejeição de distúrbio.

Frequência [Hz] Ordem h		60 1	180 3	300 5	420 7	540 9
Especificação	δ_{d_h} [Ω]	0,22	1,127	1,701	4,583	12,634
Simulação	E_h [VRMS]	0,334 ¹⁶	0,977	1,418	0,859	0,395
	I_{L_h} [ARMS]	3,090	1,222	0,873	0,493	0,189
	δ_{d_h} [Ω]	0,108	0,799	1,624	1,742	2,085
	E_h [VRMS]	0,342 ¹⁷	1,209	1,425	0,880	0,126
Experimental	I_{L_h} [ARMS]	2,903	1,410	0,881	0,367	0,059
	δ_{d_h} [Ω]	0,117	0,857	1,618	2,396	2,127

¹⁶ Esse é o valor calculado de $E_{d_h=1}$ na equação (5.4).

¹⁷ Esse é o valor calculado de $E_{d_h=1}$ na equação (6.1).

Conseguiu-se mostrar nesta dissertação que a técnica de projeto de controlador baseada na teoria de controle robusto permite a obtenção direta do controlador, a partir de especificações de desempenho, tornando-se uma excelente opção para o projeto por tentativa e erro. Mostrou-se que apesar de diversos artigos apresentarem o emprego do controlador robusto para DVRs, suas especificações de desempenho são vagas, desconsiderando o efeito do distúrbio da corrente de carga na tensão injetada, o que é feito nesta dissertação inclusive para cargas distorcidas.

8 SUGESTÕES PARA CONTINUIDADE DESTE TRABALHO

Como continuidade deste trabalho, sugere-se os seguintes temas:

- ✓ Aplicação do método em UPS e fontes de tensão AC programáveis;
- ✓ Aplicação do método em filtro ativo de tensão (incluído especificações de rastreamento de harmônicos de ordem superior);
- ✓ Avaliar possibilidade de inclusão de especificações de desempenho transitório;
- ✓ Aplicação do método em malha de rastreamento de tensão com filtro LCL, e outros mais complexos;
- ✓ Aplicação do método em modelo multivariável, com a malha de corrente como parte do controlador robusto.

REFERÊNCIAS

- [1] Marafão, F.P. “Qualidade de energia elétrica em instalações industriais,” UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA “JÚLIO DE MESQUITA FILHO” Campus Experimental de Sorocaba, 2007.
- [2] Usha, R.P. Rajkumar, M. Reddy, S.R. “Voltage sag/swell compensation using Z-Source inverter based dynamic voltage restorer”, Emerging Trends in Electrical and Computer Technology (ICETECT), 2011 International Conference.
- [3] Perera, K. Salomonsson, D. Atputharajah, A. Alahakoon, S. “Automated control technique for a single phase dynamic voltage restorer”, IEEE 2nd International Conference on Information and Automation, (ICIA-2006), Colombo, Sri-Lanka, Piscataway, 14-17 December 2006.
- [4] Songsong, C. Jianwei, W. Wei, G. Xiaoguang, H. “Research and design of dynamic voltage restorer”, International Conference on Industrial Informatics (INDIN), 10th IEEE, pp. 408-412, 25-27 July at Beijing.
- [5] Pires, V.F. Marques, G. Martins, J.F. Silva, J.F. “Dynamic voltage restorer using a new compensation voltage control and converter based input-output linearization”, International Conference on Computational Technologies in Electrical and Electronics Engineering, 2008. SIBIRCON 2008, pp 139-144, 21-25 July 2008.
- [6] Jazaeri, M. Abdollahzadeh, H. “Control of dynamic voltage restorer (DVR) based on introducing a new approach for the on-line estimation of symmetrical components” International Conference on Sustainable Power Generation and Supply (SUPERGEN '09), pp1-7, April 2009.
- [7] Mahesh, S.S. Mishra, M.K. Kumar, B.K. Jayashankar, V. “Rating and design issues of DVR injection transformer” Annual IEEE Applied Power Electronics Conference, pp. 449-445, 2008.
- [8] Marafão, F.P. Colón, D. Jardini, J.A. Komatsu, W. Matakas, L. Galassi, M. Ahn, S.U. Bormio, E. Camargo, J.C. Monteiro, T. Oliveira, M.A. “Multiloop controller and reference generator for a Dynamic Voltage Restorer implementation”, Proc 13th Int. Conf. Harmon. Quality Power (ICHQP), pp. 1-6 Oct. 2008.

- [9] Loh, P.C. Newman, M.J. Zmood, D.N. Holmes, D.G. "A comparative analysis of multiloop voltage regulation strategies for single and three-phase UPS system" IEEE Trans. Power Electron., vol. 18, pp1176-1185, Sep. 2003.
- [10] E. A. Vendrusculo, F. P. Marafão, J. A. Pomílio e R. Q. Machado, "Digital Control of Single Phase VSI for Transformer-Based UPS", 8th Brazilian Power Eletronics Conference - COBEP, pp. 463-468, 2005.
- [11] Yun, W.L. Vilathgamuwa, D.M. Blaabjerg, F. Loh, P.C. "A robust control scheme for medium-voltage-level DVR implementation" IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 54, no 4, pp. 2249-2261, 2007.
- [12] Lee, T.S. Chiang, S.J. Chang, J.M. "H ∞ loop-shaping designs for the single-phase UPS inverter", IEEE Trans. Power Electron., vol. 16, pp. 473-481, July 2001.
- [13] Li, Y. Vilathgamuwa, D.M. Loh, P.C. "Robust control scheme for a microgrid with PFC capacitor connected" Industry Aplications Conference, Fourtieth IAS Annual Meeting, vol. 4, pp 2441-2448, 2-6 Oct. 2005.
- [14] Willmann, G. Coutinho, D.F. Pereira, L.F.A. Líbano, B.F. "Multiple-loop H-infinity control design for uninterruptible power supplies" IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 54, no 3, pp. 1591-1602, 2007.
- [15] Li, Y.W. Blaabjerg, F. Vilathgamuwa, D.M. Loh, P.C. "Design and comparison of high performance stationary-frame controllers for DVR implementation", 21th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 19-23 March 2006.
- [16] Sari, B. Benkhoris, M.F. Le Claire, J.C. Rabhi B. "Robust H ∞ output feedback control design applied to uninterruptible power supplies," IEEE International Symposium Industrial Eletronics (ISIE), pp. 490-495, 28-31 May 2012.
- [17] Salloum, G. Rita, M. Maria, P.-D. De Bernard D. "Mixed sensitivity H ∞ control of doubly fed induction motor", IEEE International Symposium on Insdustrial Electronics (ISIE), pp 1300-1304, 2007.
- [18] Pahlevaninezhad, M. Khajehoddin, S.A. Bakhshai, A. Jain, P. "Voltage ripple reduction in series-parallel resonant converter by a novel robust H ∞ control approach," 34th Annual Conference of IEEE Insdustrial Electronics, pp. 1051-1056, 10-13 Nov. 2008.

- [19] Pahlevaninezhad, M. Eren, S. Bakshai, A. Jain, P. "A tightly regulated series-parallel resonant converter based on robust H^∞ control approach", IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), pp. 608-613, 4-7 July 2010.
- [20] Lu, Y. Xiao, G. Wu, X. Zheng, L. Liu J. Sun, L. "Implementation of H^∞ controller for active voltage quality regulator under distorted grid", IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 1213-1219, 14-18 Sept. 2014.
- [21] Ferrari, B.A. Nasri Ama, N.R. Mingorancia de Carvalho, K.C. Martinz, F.O. Matakas, L. "Robust control design for the voltage tracking loop of a DVR" International Power electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE-ASIA), pp. 3278-3285, 18-21 May 2014.
- [22] Ferrari, B.A. Nasri Ama, N.R. Mingorancia de Carvalho, K.C. Martinz, F.O. Matakas, L. "Robust control design for voltage tracking loop of dynamic voltage restorer" IEEE Journal of Industry Applications, vol. 4, no 5, pp. 634-642, Sept. 2015.
- [23] Da Cruz, J.J. Controle Robusto Multivariável, São Paulo: Editora da Universidade de São Paulo, 1996.
- [24] Zhou, K. Doyle, J.C. Glover, K. Robust and Optimal Control, Prentice-Hall Inc., 1996.
- [25] Doyle, J. Francis, B. Allen, T. Feedback Control Theory, Macmillan Publishing Co., 1990.
- [26] Ogata, K. Modern Control Engineering, 4th Edition, Prentice Hall Inc., 2002.
- [27] Hespanha, J.P. Linear Systems Theory, Princeton: Princeton University Press, 2009.
- [28] Martinz, F.O. Miranda, R.D. Komatsu, W. Matakas, L. "Gain limits for current loop controllers of single and three-phase PWM converters", IEEE International Power Electronics Conference (IPEC), pp.201-208, 21-24 June 2010.
- [29] Hoffmann, N. Fuchs F.W. Dannehl, J. "Models and effects of different updating and sampling concepts to the control of grid-connected PWM converters – A study based on discrete time domain analysis", IEEE Proceedings of the 2011-14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2011), Birmingham, pp. 1-10, Aug. 30 2011-Set. 1 2011.

- [30] Pandit, J.K. Sakthisudhursun, B. Aware, M.V. "PR controller implementation using double update mode digital PWM for grid connected inverter", IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), Mumbai, pp. 1-6, 16-19 Dec. 2014.
- [31] Golub, G.H. Van Loan, C.F. Matrix Computations, Balltimore: Johns Hopkins University Press, 1989.
- [32] I. The MathWorks, Robust Control Toolbox User's Guide, Version 2 ed., 2001, pp. 228.
- [33] Terrazaz, T.M. Marafão, F.P. Monteiro, T.C. Giaretta, A.R. Matakas, L. Komatsu, W. "Reference generator for voltage controlled power conditioners", 2011 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP), vol. 1, pp. 513-519, 11-15 Sept. 2011.
- [34] Marafão, F.P. Deckmann, S. Luna, E. "A novel frequency and positive sequence detector for utility applications and power quality analysis", Proc. 2004 International Conference on Renewables Energy and Power Quality (ICREPQ 2004), Barcelona, 2004.
- [35] Ama, N.R.N. Komatsu, W. Kassab, F. Matakas, L. "Adaptive single phase moving average filter PLLs: analysis, design, performance evaluation and comparison", Przegląd Elektrotechniczny, No 3, 2014.
- [36] Buso, S. Mattabelli, P. "Digital Control in Power Electronics," 1st ed., Morgan & Claypool, 2006.
- [37] Holmes, D.G. Lipo, T.A. McGrath, B.P. Kong, W.Y. "Optimized design of stationary frame three phase AC current regulators", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24, pp. 2417-2426, 17 November 2009.
- [38] Omar, R. Rahim, N.A. "Implementation and control of a dynamic voltage restorer using space vector pulse width modulation (SVPWM) for voltage sag mitigation", IEEE International Conference for Technical Postgraduates (TECHPOS), Kuala Lumpor, pp. 1-6, 14-15 Dec. 2009.
- [39] Liu, X. Li, P. "The effect of DVR on distribution system with distributed generation", IEEE International Conference on Electrical Machines and System (ICEMS), pp. 277-281, 8-11 Oct. 2007.