

Marcelo Hahn Durgante

**Controle de Corrente em Conversores
Conectados à Rede Elétrica Utilizando
Controladores Multimalha**

Alegrete, RS

20 de Abril de 2014

Marcelo Hahn Durgante

**Controle de Corrente em Conversores
Conectados à Rede Elétrica Utilizando Controladores
Multimalha**

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Controle de Sistemas, da Universidade Federal do Pampa (Unipampa, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica**.

Universidade Federal do Pampa – Unipampa

Curso de Engenharia Elétrica

Programa de Pós-Graduação

Orientador: Prof. Dr. Márcio Stefanello

Alegrete, RS

20 de Abril de 2014

D959c Durgante, Marcelo Hahn
 Controle de Corrente em Conversores Conectados à Rede Elétrica
 Utilizando Controladores Multimalha / Marcelo Hahn Durgante.
 67 p.

 Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal do Pampa,
 MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA, 2014.

 “Orientação: Prof. Dr. Márcio Stefanello”.

 1. Controle Adaptativo. 2. Controle Multimalha. 3. Rejeição de
 Distúrbio. 4. Incerteza Paramétrica. I. Título

Marcelo Hahn Durgante

Controle de Corrente em Conversores Conectados à Rede Elétrica Utilizando Controladores Multimalha

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Controle de Sistemas, da Universidade Federal do Pampa (Unipampa, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica**.

Trabalho aprovado. Alegrete, RS, 30 de agosto de 2013:

Prof. Dr. Márcio Stefanello
Orientador

Dr. Humberto Pinheiro
UFSM

Dr. Rodrigo Padilha Viana
Unipampa

Alegrete, RS
20 de Abril de 2014

Agradecimentos

Resumo

O controle de conversores tem sido muito explorado devido às inúmeras aplicações que possui, dentre as quais está a geração de correntes que serão injetadas na rede. A conexão de conversores na rede elétrica, no entanto, apresenta diversos desafios, como a existência de incerteza paramétrica na planta, e distúrbios advindos da rede. Além disso, inerentemente ao seu funcionamento, inversores de tensão geram harmônicas de comutação que precisam ser compensadas. A tendência atual das estratégias de controle é o relaxamento da exigência clássica de conhecimento completo da planta a ser controlada, buscando robustez com relação às incertezas paramétricas. Este trabalho apresenta uma estratégia de controle capaz de rejeitar distúrbios e apresentar bom desempenho frente a incertezas, utilizando técnicas de Controle Multi-Malhas e Controle Adaptativo. São apresentados resultados de simulação, e resultados experimentais que demonstram o funcionamento do sistema.

Palavras-chave: controle multi-malha. controle adaptativo. conexão de conversores na rede. rejeição de distúrbios. incerteza paramétrica.

Abstract

Converter control is being very exploited due to the numerous applications it has, among which is the generation of currents for grid injection. The connection of converters to the grid, however, presents several challenges such as parametric uncertainty associated to the plant and disturbances coming from the grid. Furthermore, inverters generate switching harmonics that need to be compensated. The tendency in control strategies is the relaxation of the classical requirement of complete knowledge of the plant, seeking robustness with respect to parametric uncertainties. This work presents a control strategy capable of disturbance rejection and good performance in relation to uncertainties, using Multi-Loop and Adaptive control techniques. Simulation results are presented, and experimental results demonstrate system operation.

Key-words: multiloop control. adaptive control. converter grid connection. disturbance rejection. parametric uncertainty.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Topologia do filtro LCL.	25
Figura 2 – Comparação entre filtro L e filtro LCL.	26
Figura 3 – Diferença entre filtros LCL e LCL com amortecimento passivo.	27
Figura 4 – Estrutura geral de Controle Multimalha.	28
Figura 5 – Lugar das raízes para a tensão do capacitor.	29
Figura 6 – Lugar das raízes para a corrente do capacitor.	30
Figura 7 – Topologia do filtro LCL.	33
Figura 8 – Filtro LCL para o caso monofásico.	36
Figura 9 – Diagrama de pólos e zeros para o filtro LCL para ambas escolhas de variável intermediária.	39
Figura 10 – Lugar das raízes para o controlador proporcional-derivativo.	42
Figura 11 – Estrutura geral de sistema de Controle Multimalha.	43
Figura 12 – Diagrama de blocos para o filtro LCL em modelo discreto.	45
Figura 13 – Estrutura do controlador MRAC.	62

Lista de tabelas

Tabela 1 – Parâmetros do sistema utilizados no projeto.	41
---	----

Lista de abreviaturas e siglas

THD	Distorção Harmônica Total (do inglês <i>Total Harmonic Distortion</i>)
FAP	Filtro Ativo de Potência
DSP	Processador Digital de Sinal (do inglês <i>Digital Signal Processor</i>)
LCL	Filtro composto por dois indutores e um capacitor
PI	Proporcional-Integral
PLL	Malha de Captura de Fase

Lista de símbolos

Γ	Letra grega Gama
Λ	Lambda
ζ	Letra grega minúscula zeta
\in	Pertence

Sumário

1	Introdução	21
1.1	Considerações Sobre Filtro <i>LCL</i>	24
1.1.1	Corrente e Tensão do Capacitor	27
1.2	Objetivos e Contribuições da Dissertação	30
1.3	Organização do Documento	30
2	Modelagem de Conversores Conectados à Rede Elétrica via Filtro LCL	33
2.1	Modelo em Espaço de Estados - Coordenadas <i>abc</i>	33
2.2	Modelo em Espaço de Estados - Coordenadas $\alpha\beta 0$	35
2.3	Modelo em Função de Transferência	36
2.4	Efeitos da Discretização	38
3	Controle Multimalha Adaptativo	41
3.1	Projeto para $U_p = V_C$	41
3.2	Projeto para $U_p = I_C$	42
3.3	Controle Multimalha por Modelo Interno	42
3.4	Controle Multimalha Adaptativo	44
4	IMC	49
5	Resultados	51
6	Conclusões	53
	Referências	55
ANEXO A	Procedimento de Projeto do Filtro LCL	59
ANEXO B	Análise de Estabilidade Robusta do Algoritmo Adaptativo	61
B.1	Descrição da Planta e do Modelo de Referência	61
B.2	Estrutura do Algoritmo Adaptativo	62
B.3	Análise de Estabilidade Robusta	65

1 Introdução

A tensão fornecida pelo sistema elétrico de potência é idealmente senoidal e balanceada, com correntes de linha senoidais, amplitude e frequência fixas e fator de potência unitário. Durante a operação real do sistema, no entanto, é difícil manter as condições ideais. As divergências do padrão são classificadas como problemas de qualidade de energia e, por se tratarem de problemas, devem ser corrigidas.

Problemas de qualidade de energia ocorrem com mais frequência e intensidade em ambientes industriais, devido ao tipo de carga instalada. Transformadores, fornos a arco, conversores tiristorizados e cargas semelhantes drenam correntes harmônicas e causam variações bruscas de energia reativa. É crescente a utilização de dispositivos eletrônicos de potência em equipamentos eletroeletrônicos, atualmente tão comuns em residências. Tais dispositivos possuem, em geral, um estágio de entrada sem correção do fator de potência, fazendo com que drenem correntes distorcidas da rede elétrica (MANSOOR et al., 1995). Estes fatores em conjunto agravam o problema de qualidade de energia, devido às suas consequências negativas, como o aquecimento de condutores e transformadores devido à circulação de correntes reativas e o mau funcionamento de equipamentos sensíveis conectados ao sistema. Tais consequências levaram à criação de normas internacionais que regulamentam limites para a distorção harmônica total, ou THD (do inglês *Total Harmonic Distortion*). Como exemplos de normas pode-se citar a IEC 1000-3-2 e a IEEE 519-1992.

É possível mitigar estes problemas através da conexão de filtros de potência com a carga. Estes filtros podem ser ativos ou passivos, e a conexão pode ser em série, em paralelo, ou em série-paralelo. O filtro pode ser implementado com elementos passivos (resistores, indutores e capacitores) ou elementos ativos (chaves semicondutoras de potência), sendo os filtros ativos conhecidos como FAP's (Filtros Ativos de Potência). Embora filtros passivos sejam mais simples de projetar e mais baratos de construir do que filtros ativos, têm como desvantagem a possibilidade de oscilar com a impedância da linha e uma capacidade de compensação limitada, visto que para cada componente harmônica um reator deve ser projetado. Por isso, a partir da década de 70, com o desenvolvimento da tecnologia de dispositivos semicondutores de potência, microprocessadores e processadores digitais de sinal, ou DSP's (do inglês *Digital Signal Processor*) foi possível desenvolver algoritmos mais complexos de modulação, geração de referências e programas supervisórios, o que tornou a utilização de FAP's ainda mais popular (SASAKI; MACHIDA, 1971).

Além disso, diversos fatores têm levado à intensificação no uso de conversores eletrônicos de potência nos últimos anos. As inúmeras aplicações que precisam de uma

forma de conexão com a rede elétrica fazem uso de conversores de potência. Novas tecnologias, a crise energética e o aumento do efeito estufa são alguns dos motivos para o aumento desta demanda. Aplicações de geração distribuída, como células de energia, painéis fotovoltaicos, turbinas eólicas e microturbinas são usadas não só para aumentar a energia disponível no sistema, mas também para melhorar sua confiabilidade, fornecendo energia aos consumidores mesmo durante uma falta na rede (KARSHENAS; SAGHAFI, 2006). Na maioria destes geradores, a eletricidade está disponível em um estágio contínuo, ou é produzida em baixa frequência e, portanto, é convertida para um nível contínuo. Inversores de tensão são predominantemente utilizados para transferir energia de uma fonte contínua para a rede elétrica.

Apesar de vastamente utilizados, os inversores de tensão demandam cuidado em sua utilização. Isso deve-se ao fato de o inversor de tensão trabalhar com uma frequência de comutação da ordem de kHz para manter as perdas de comutação em níveis aceitáveis. Para manter as correntes harmônicas oriundas do inversor em níveis aceitáveis, de forma a respeitar os códigos de rede, existem diversas topologias de filtro que podem ser utilizadas (RIBEIRO, 2003). A mais comum é a aplicação de um filtro L como interface entre a rede e o inversor. Mais recentemente, filtros LCL começaram a ser utilizados para esta função (LINDGREN; SVENSSON, 1998)(TEODORESCU et al., 2004) (SHEN et al., 2008), pois apresentam maior atenuação das frequências harmônicas sem aumentar significativamente o consumo de potência reativa na frequência fundamental da rede quando comparados a filtros L (DANNEHL; FUCHS; HANSEN, 2007). Além disso, as dimensões do filtro LCL são significativamente menores que a de um filtro L, reduzindo o custo do filtro e as perdas de operação.

A indutância da rede pode ser considerada como parte do filtro LCL. No entanto, a incerteza quanto ao seu valor real altera a frequência de ressonância do filtro e pode levar a instabilidade. Por este motivo, a incerteza quanto ao valor da indutância da rede precisa ser incluída no projeto do controlador (LISERRE; BLAABJERG; HANSEN, 2005). Outro ponto importante é que o controlador precisa rejeitar distorções de corrente de baixa ordem resultantes da distorção de tensão no ponto de conexão do conversor. Isto, aliado ao fato de que o controlador é implementado em um microcontrolador ou um DSP, torna o projeto bastante complexo.

Por ser de terceira ordem, o filtro LCL apresenta um pico de amplitude em sua frequência de ressonância, o que faz com que a estabilidade geral do sistema seja reduzida dependendo principalmente de sua frequência de ressonância. Dessa forma, é necessário realizar o amortecimento desta ressonância. É possível realizar este amortecimento de forma passiva através da inserção de um resistor em série ou em paralelo com o capacitor do filtro (AHMED; FINNEY; WILLIAMS, 2007). Embora este amortecimento reduza consideravelmente o pico de amplitude na frequência de ressonância, ele resulta em dissi-

pação de energia pelo filtro e degrada o desempenho de atenuação nas altas frequências. Não é, portanto, uma solução aceitável para aplicações que necessitam do máximo de desempenho (SHEN et al., 2010). Outra forma de realizar este amortecimento é via amortecimento ativo (GERVASIO et al., 2013). Isto é alcançado utilizando uma dentre várias estratégias de controle possíveis, tais como estruturas de controle específicas (WU; LEHN, 2006), estimação de impedância da rede (LISERRE; BLAABJERG; TEODORESCU, 2007), retroação de estados (GABE et al., 2007), estratégias utilizando múltiplos laços de realimentação (LOH; HOLMES, 2005), dentre outras (DANNEHL; WESSELS; FUCHS, 2009) (MORENO et al., 2009) (YANG et al., 2011).

Em geral, essas estratégias de controle podem ser implementadas analogicamente ou digitalmente. Os métodos de controle digital oferecem diversas vantagens sobre as técnicas analógicas, como reprogramabilidade, tolerância à variações nos componentes, suporte a múltiplos modos de operação, melhor eficiência e, em geral, melhor desempenho. O controle analógico se limita a estruturas particulares, enquanto o controle digital depende apenas dos limites da taxa de amostragem, resolução e capacidade computacional (KIMBALL, 2008).

Assim sendo, o enfoque recai sobre as técnicas de controle digital. Existem muitas técnicas diferentes para o controle de conversores. O controle proporcional-integral, comumente chamado de PI, utiliza compensadores de erro do tipo proporcional-integral para produzir os sinais de comando de cada fase. A parte integral do controlador minimiza o erro em baixas frequências, enquanto a parte proporcional e a posição do zero influenciam na ondulação do sinal. O desafio desta técnica é realizar o rastreamento das referências de corrente. Isto é resolvido, em geral, utilizando circuitos do tipo malha de captura de fase, ou PLL (do inglês *Phase Locked Loop*) para gerar as referências de corrente. O controlador PI geralmente é implementado em eixos síncronos dq, de modo que as referências senoidais são transformadas em sinais constantes. Alternativamente, podem ser utilizados PI em eixos estacionários $\alpha\beta$ (KAZMIERKOWSKI; MALESANI, 1998). Em ambos os casos, o objetivo é o rastreamento de referências senoidais e a rejeição de distúrbios de mesma natureza (SANTIPRAPAN; AREERAK; AREERAK, 2011).

Uma outra abordagem é o controle de corrente usando um controlador do tipo *Dead-Beat*. Essa é a mais rápida estratégia de controle linear que pode ser adotada. Teoricamente, o laço de corrente replica exatamente a corrente de referência com dois ciclos de atraso. O controle é baseado no modelo interno do sistema, usado para prever o comportamento dinâmico do sistema. O controlador, assim sendo, é inerentemente sensível às incertezas do modelo (MALESANI; MATTAVELLI; BUSO, 1999).

Existe ainda o controlador por Histerese. Devido à sua inerente não-linearidade, este controlador é capaz de proporcionar uma resposta dinâmica rápida. Utilizando esta técnica, é possível atingir o máximo aproveitamento do conversor de potência (YAO; HOLMES,

1993). O limite para a regulação de corrente, na verdade, é dado pelo projeto do conversor. O controle de corrente por histerese é estável e robusto com relação às variações na carga ou qualquer outro tipo de distúrbios dinâmicos (MALESANI et al., 1991).

O controle de realimentação é a estratégia de controle mais simples que existe para compensar perturbações de um processo. Embora a grande maioria das estratégias de controle utilizadas na prática industrial seja controle de realimentação simples, essa estratégia apresenta uma desvantagem bastante significativa: é preciso que um distúrbio se propague pelo processo, fazendo a variável controlada desviar do ponto de operação, para que a realimentação adote uma ação corretiva (SMITH; CORRIPIO, 2008).

Existem aplicações, no entanto, que demandam desempenho superior, devido à alguma necessidade específica, dinâmica lenta ou perturbações frequentes. Quando o distúrbio é associado à variável controlada ou quando o elemento de controle final apresenta comportamento não-linear, o Controle Multimalha melhora significativamente o desempenho em relação ao controle com realimentação simples (KRISHNASWAMY et al., 1990).

Este tipo de controle pressupõe um conjunto de malhas em cascata, onde as mais externas geram as referências para as malhas mais internas. Dessa forma, variáveis intermediárias são usadas para reduzir o efeito de algumas dinâmicas no processo. Não é mais necessário esperar o distúrbio propagar-se pelo sistema e modificar a variável controlada. Uma vez que uma mudança seja detectada em uma variável intermediária, a ação corretiva começa imediatamente a ser aplicada na variável manipulada, reduzindo a magnitude do impacto do distúrbio e consequentemente melhorando o desempenho. O único requisito para que isto aconteça é que a malha interna seja mais rápida que a malha externa. Quanto mais rápida, melhor, pois a velocidade da malha interna implica na velocidade com que mudanças na variável intermediária serão detectadas, o que afeta diretamente a redução do impacto do distúrbio na variável controlada.

As técnicas de controle clássicas pressupõem o uso de um modelo interno do sistema que deve ser precisamente conhecido. Nas duas últimas décadas, este requisito vem sendo relaxado, e o desafio é desenvolver estratégias de controle robustas à incerteza paramétrica (GEROMEL, 1999).

1.1 Considerações Sobre Filtro LCL

A principal vantagem do filtro LCL sobre o filtro L é conseguir uma melhor atenuação das componentes harmônicas de corrente oriundas do processo de comutação do conversor utilizando componentes indutivos de menor volume. Isto é obtido pela inserção de um capacitor, resultando num filtro do tipo T (SHEN et al., 2010). Para análise, considere a estrutura da Fig. 1. Os indutores L_1 e L_2 e o capacitor C formam o filtro LCL , com suas

resistências associadas R_1 , R_2 e R_d respectivamente. A indutância L_g e sua resistência associada R_g correspondem à indutância da rede, V_i é a tensão de saída do inversor e V_g é a tensão da rede:

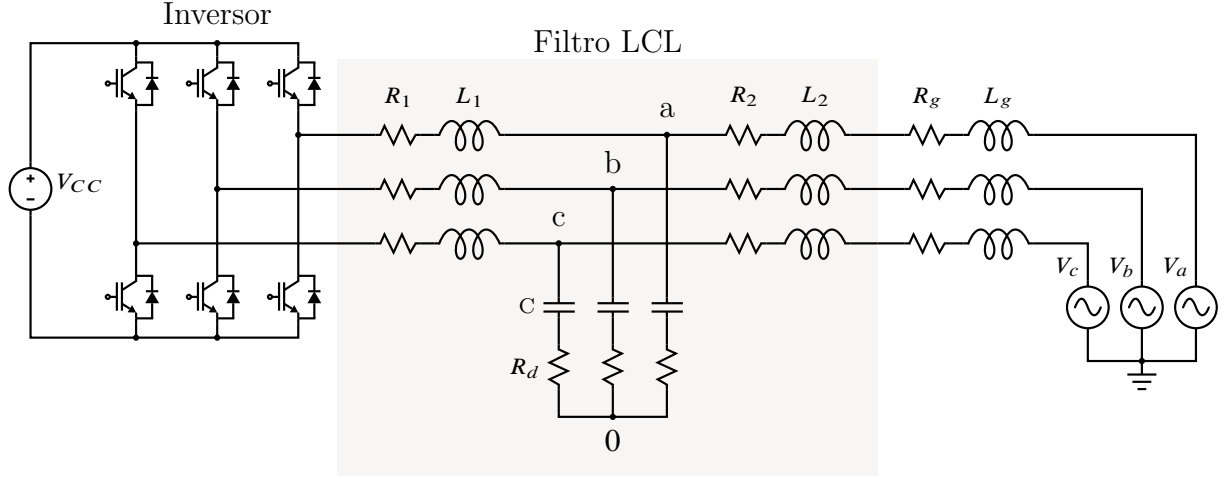


Fig. 1 – Topologia do filtro LCL.

Dessa forma, tem-se:

$$\begin{aligned} Z_i &= L_1 s + R_1, \\ Z_g &= (L_2 + L_g) s + R_2 + R_g, \\ Z_0 &= \frac{1}{Cs} + R_d. \end{aligned} \quad (1.1)$$

Pode-se definir então, as seguintes funções de transferência:

$$G_{V_i-I_1}(s) = \frac{I_1(s)}{V_i(s)} = \frac{Z_g + Z_0}{Z_i Z_g + Z_i Z_0 + Z_g Z_0}, \quad (1.2)$$

$$G_{V_i-I_2}(s) = \frac{I_2(s)}{V_i(s)} = \frac{Z_0}{Z_i Z_g + Z_i Z_0 + Z_g Z_0}, \quad (1.3)$$

$$G_{I_1-I_2}(s) = \frac{I_2(s)}{I_1(s)} = \frac{Z_0}{Z_g + Z_0}. \quad (1.4)$$

Para efeito de comparação, pode-se reescrever a (1.2) e (1.3) de forma a considerar apenas um indutor $L = L_1 + L_2 + L_g$. Negligenciando a resistência série do indutor, e considerando $\alpha = \frac{L_1}{L}$, têm-se:

$$G_{V_i-I_1}(s) = \frac{I_1(s)}{V_i(s)} = \frac{(1 - \alpha)LCs^2 + R_dCs + 1}{\alpha(1 - \alpha)L^2Cs^3 + R_dLCs^2 + Ls}, \quad (1.5)$$

$$G_{V_i-I_2}(s) = \frac{I_2(s)}{V_i(s)} = \frac{R_dCs + 1}{\alpha(1 - \alpha)L^2Cs^3 + R_dLCs^2 + Ls}. \quad (1.6)$$

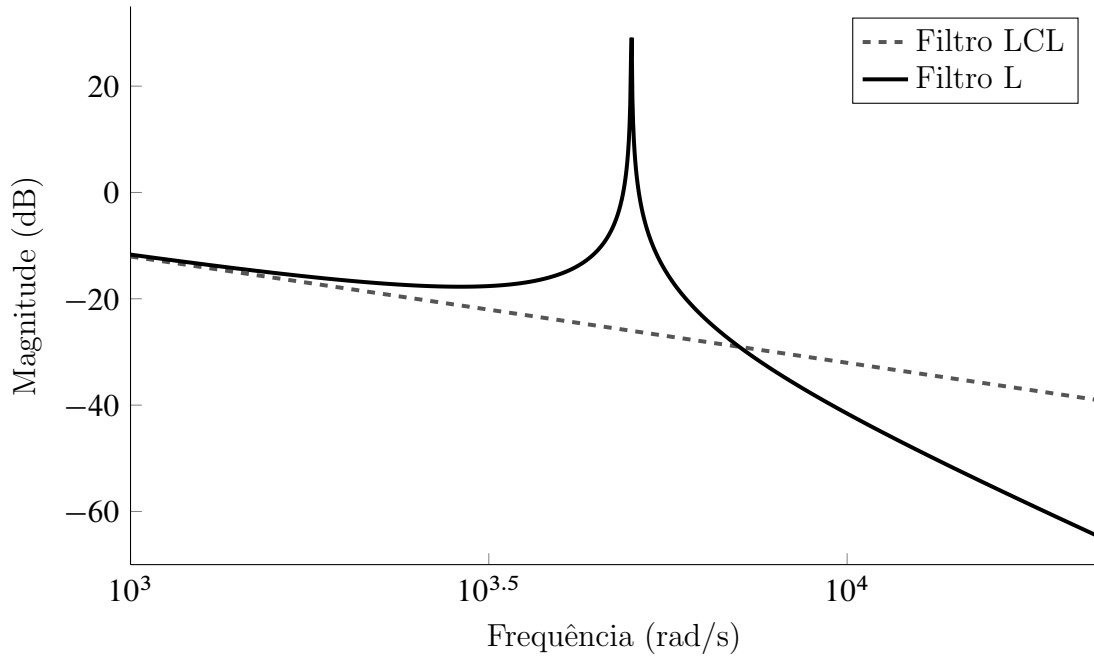


Figura 2 – Comparação entre filtro L e filtro LCL.

A Fig. 2 mostra o diagrama de Bode de (1.6) com $R_d = 0$ para dois casos: com e sem capacitância C . No caso de $C = 0$, tem-se o filtro L. No caso de $C \neq 0$, tem-se o filtro LCL.

Embora nos dois casos a indutância total tenha sido mantida a mesma, observa-se que o filtro LCL apresenta uma maior atenuação das harmônicas de comutação de alta frequência se comparado ao filtro L. Em contrapartida, o filtro LCL possui um pico de amplitude na frequência de ressonância. Por isso, é preciso mais cuidado no projeto para manter a estabilidade do sistema.

O recurso mais comumente utilizado para tal é a adição de um resistor de amortecimento R_d . O amortecimento passivo, no entanto, prejudica a atenuação das harmônicas de alta frequência. A Fig. 3 mostra o diagrama de Bode de (1.4) para $R_d = 0$, $R_d = 2\Omega$ e $R_d = 10\Omega$.

A redução no amortecimento de harmônicas de alta frequência faz com que filtros LCL com amortecimento passivo sejam maiores que filtros LCL sem amortecimento passivo, para que atinjam o mesmo desempenho. Esse aumento de tamanho implica em aumento de custo e redução da banda passante do filtro. As considerações aqui feitas demonstram o porquê da escolha do filtro LCL sem amortecimento passivo. Embora seja mais trabalhoso e delicado projetá-lo, o desempenho é sensivelmente melhor.

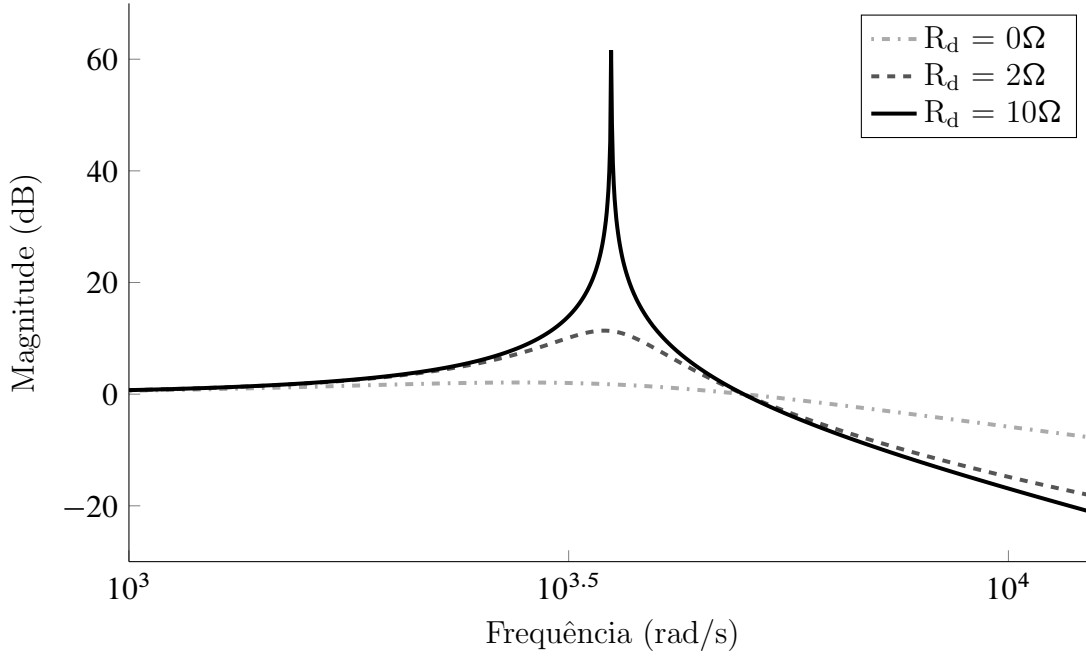


Figura 3 – Diferença entre filtros LCL e LCL com amortecimento passivo.

1.1.1 Corrente e Tensão do Capacitor

O sistema formado pelo conversor alimentado por tensão conectado à rede através de um filtro *LCL* é um sistema composto por estados que podem ser utilizados em uma estrutura multimalha, onde a malha interna pode ser projetada para controlar a tensão ou a corrente do capacitor. Independentemente de qual variável é escolhida, o conhecimento da indutância L_1 e da capacitância C do filtro facilitam o projeto da malha interna. Deve haver, no entanto, capacidade de rejeição de distúrbios.

O Controle Multimalha é adequado para melhorar o desempenho de sistemas de controle com apenas uma malha em que o distúrbio esteja relacionado com a variável manipulada ou quando o elemento de controle final exibe um comportamento não-linear (LEE; OH, 2002).

A Fig. 4 mostra a estrutura geral do Controle Multimalha, onde I_2^* é a referência para a malha externa, U é a referência para a malha interna, C_o é a função de transferência do controlador primário, C_i é a função de transferência do controlador secundário, G_{id} e G_{od} são a planta, G_{di} e G_{do} são os distúrbios.

A decisão sobre qual variável deve ser controlada em cada uma das malhas é complexa, e uma análise mais profunda deve ser feita para verificar qual a melhor opção para cada malha. Essa análise é feita em (ABDEL-RAHIM; QUAICOE, 1994), utilizando o método do lugar das raízes e a técnica do espaço de estados médio. Esta é uma técnica essencial para a análise de circuitos chaveados, pois permite que as técnicas de análise de circuitos tradicionais sejam aplicadas a eles.

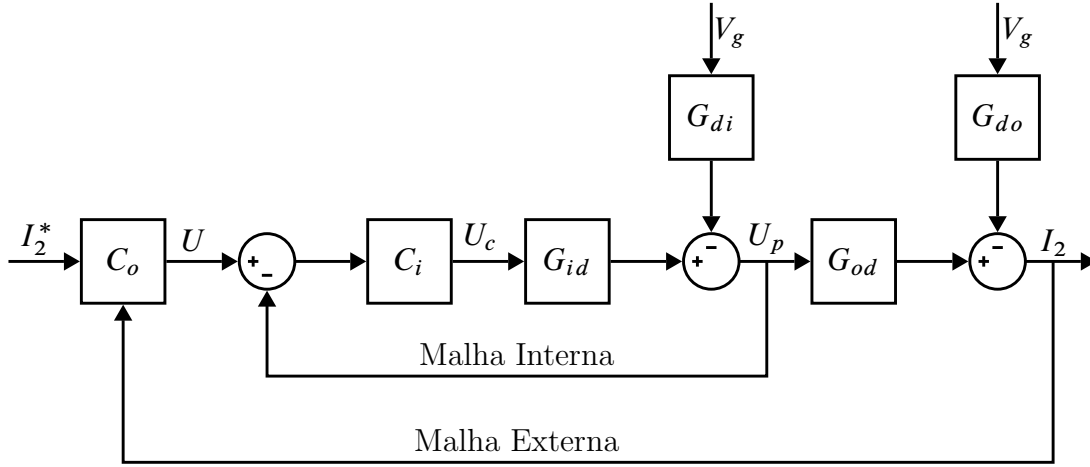


Fig. 4 – Estrutura geral de Controle Multimalha.

O princípio de funcionamento é que a comutação ciclo a ciclo é ignorada em favor das características médias do circuito nas frequências abaixo da frequência de Nyquist. Perde-se então a capacidade de ver a forma de onda da comutação, mas pode-se determinar rapidamente uma série de fatores do circuito, como estabilidade, margem de ganho e de fase, o lugar das raízes e a resposta transiente média. Os passos para usar esta técnica são os seguintes:

1. Desenhar o circuito em cada estado;
2. Escrever a equação de nó, malha ou elemento para cada estado;
3. Determinar qual parcela do período o sistema permanece em cada estado;
4. Multiplicar cada equação de estado por sua parcela de tempo e somá-las para obter uma média ponderada das equações de estado.

As funções de transferência da tensão v_c e da corrente i_c do capacitor em relação à razão cíclica d são dadas por:

$$\frac{v_c}{d} = \frac{\frac{2V_{DC}}{L_1} \frac{1}{C} \left(s + \frac{R_2}{L_2} \right)}{s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}, \quad (1.7)$$

$$\frac{i_c}{d} = \frac{\frac{2V_{DC}}{L_1} s \left(s + \frac{R_2}{L_2} \right)}{s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}, \quad (1.8)$$

com

$$\begin{aligned} a_2 &= \frac{R_1}{L_1} + \frac{R_2}{L_2}, \\ a_1 &= \frac{1}{L_1 L_2} \left(R_1 R_2 + \frac{L_1 + L_2}{C} \right), \\ a_0 &= \frac{R_1 + R_2}{C L_1 L_2}. \end{aligned} \quad (1.9)$$

A Fig. 5 mostra o lugar das raízes para a função de transferência (1.7).

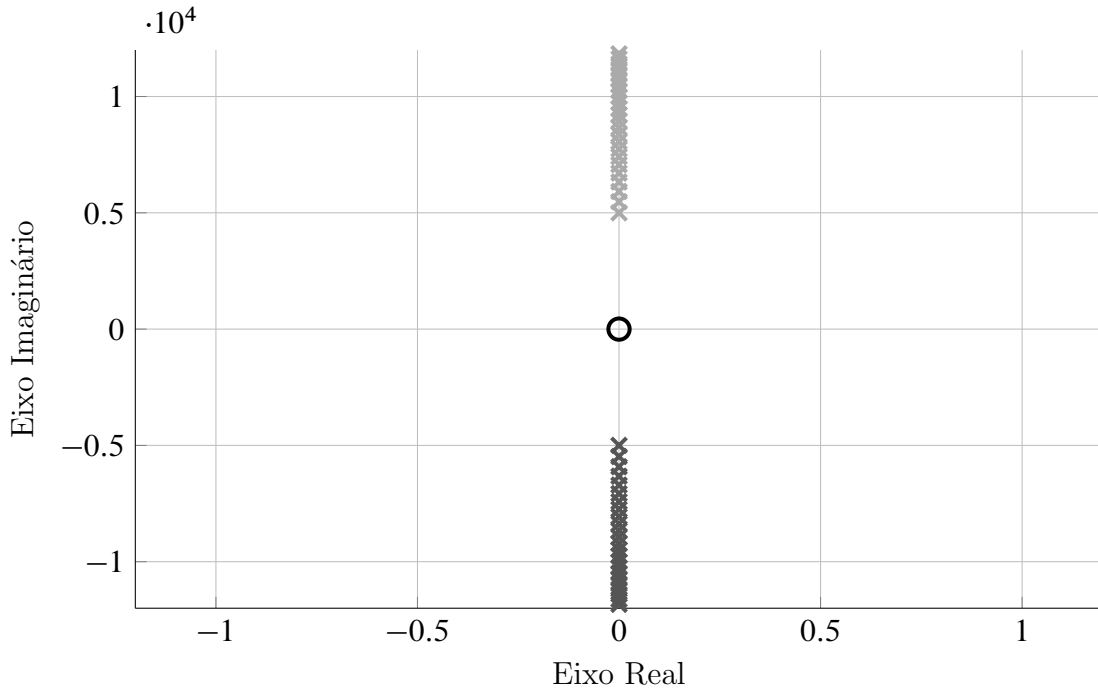


Fig. 5 – Lugar das raízes para a tensão do capacitor.

Percebe-se que os polos da função de transferência da tensão do capacitor apresentam um comportamento oscilatório ao longo do eixo imaginário. Devido ao projeto do filtro *LCL*, a oscilação não ocorre em uma frequência muito alta, o que simplifica o controle desta variável. Além disso, na prática haverá sempre parte real nas resistências, o que fará com que os polos desloquem-se um pouco para o semiplano esquerdo, saindo do limiar de estabilidade.

Supondo que o controlador da malha interna tenha um elevado desempenho no rastreamento de referências e na rejeição de distúrbios, o controle da tensão do capacitor é vantajoso. O capacitor pode ser visto como uma fonte de tensão, e toda a dinâmica do inversor e do indutor do lado do conversor podem ser ignorados, simplificando o controle da corrente da rede.

A Fig. 6 mostra o lugar das raízes para a função de transferência (1.8).

Percebe-se que os polos da função de transferência da corrente do capacitor deslocam-se para o semiplano esquerdo, indicando que o sistema tende à estabilidade. Essa é a grande vantagem de utilizar a corrente do capacitor como variável de controle da malha interna.

A corrente do capacitor mostra-se como uma ótima escolha. No entanto, a tensão do capacitor pode ser selecionada como uma variável intermediária a ser controlada, sintetizando-se assim uma fonte de tensão controlada por tensão, no caso, o conversor. Deste modo, tem-se um circuito do tipo *RL* que aproxima o comportamento no ponto de

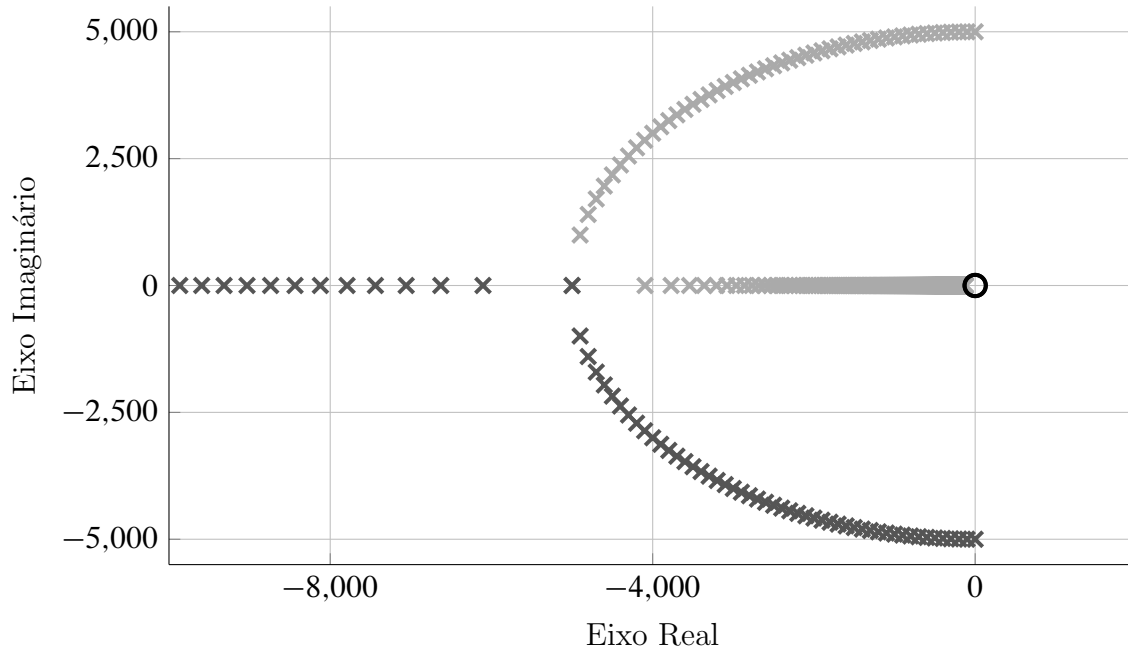


Fig. 6 – Lugar das raízes para a corrente do capacitor.

conexão.

1.2 Objetivos e Contribuições da Dissertação

O objetivo desse trabalho é propor uma estratégia de controle para um conversor conectado à rede elétrica através de um filtro LCL. A estratégia proposta deve ser robusta com relação às incertezas e distúrbios da rede elétrica, e resultar numa dinâmica de malha fechada rápida o suficiente para permitir a rejeição de distúrbios e o rastreamento de possíveis referências complexas, incluindo harmônicas.

Mais especificamente, esta Dissertação visa:

- Propor um controlador adaptativo para controlar a corrente de conversores conectados à rede elétrica com um filtro LCL que ajuste automaticamente os ganhos e que garanta estabilidade para uma ampla faixa de valores de impedância da rede;
- Propor um controlador que garanta desempenho e estabilidade frente a distúrbios de tensão e incerteza na impedância da rede elétrica;
- Realizar a prova de estabilidade do controlador proposto.

1.3 Organização do Documento

O Capítulo 1 apresenta a motivação para este trabalho. É apresentada uma breve revisão bibliográfica, de modo a situar o trabalho desenvolvido no contexto atual de

utilização de conversores conectados à rede elétrica.

O Capítulo 2 apresenta a modelagem matemática do sistema. O filtro LCL é modelado tanto em tempo contínuo quanto em tempo discreto, considerando como variável intermediária tanto a corrente como a tensão do capacitor.

O Capítulo 3 apresenta a proposta de controlador adaptativo utilizando uma estrutura multimalha, novamente para ambos os casos de escolha de variável intermediária.

O Capítulo 4 apresenta a proposta de controlador adaptativo através de modelo interno.

O Capítulo 5 apresenta os resultados obtidos com os controladores propostos, tanto em simulação quanto em experimentos de bancada.

O Capítulo 6 traz as conclusões do trabalho e sugestões de trabalhos futuros.

2 Modelagem de Conversores Conectados à Rede Elétrica via Filtro LCL

Este capítulo apresenta a modelagem de conversores de potência conectados à rede elétrica via filtro LCL. São apresentados modelos dinâmicos e em espaço de estados, bem como em coordenadas $\alpha\beta 0$ (MASSING, 2013) e em função de transferência, considerando a corrente i_C e a tensão v_C do capacitor como variável intermediária. Modelos em tempo discreto são desenvolvidos, levando em conta o impacto do atraso de transporte da implementação digital.

2.1 Modelo em Espaço de Estados - Coordenadas abc

Considere um conversor trifásico conectado à rede elétrica via filtro LCL conforme a Fig. 7. Considere ainda a rede elétrica como sendo uma fonte de tensão trifásica alternada equilibrada com uma impedância série equivalente com característica indutiva.

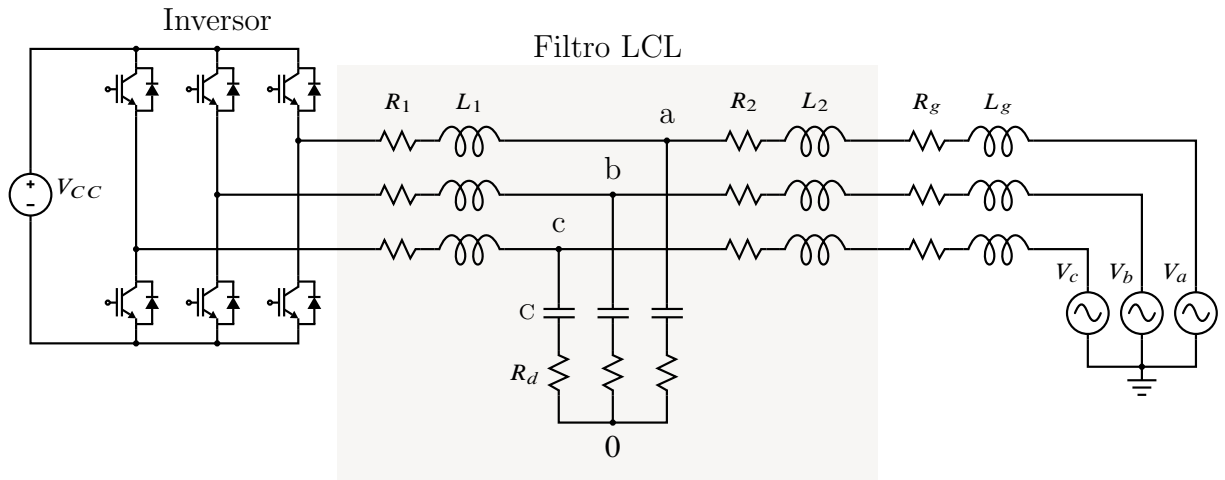


Fig. 7 – Topologia do filtro LCL.

A partir das leis de Kirchhoff pode-se obter:

$$u_{ab}(t) = R_1 i_{a1}(t) + L_1 \frac{d}{dt} i_{a1}(t) + v_{an}(t) - v_{bn}(t) - L_1 \frac{d}{dt} i_{b1}(t) - R_1 i_{b1}(t), \quad (2.1)$$

$$u_{bc}(t) = R_1 i_{b1}(t) + L_1 \frac{d}{dt} i_{b1}(t) + v_{bn}(t) - v_{cn}(t) - L_1 \frac{d}{dt} i_{c1}(t) - R_1 i_{c1}(t), \quad (2.2)$$

$$i_{a1}(t) + i_{b1}(t) + i_{c1}(t) = 0 \implies \frac{d}{dt} i_{a1}(t) + \frac{d}{dt} i_{b1}(t) + \frac{d}{dt} i_{c1}(t) = 0. \quad (2.3)$$

Além disso, das tensões nos capacitores:

$$C \frac{d}{dt} v_{an}(t) = i_{a1}(t) - i_{a2}(t), \quad (2.4)$$

$$C \frac{d}{dt} v_{bn}(t) = i_{b1}(t) - i_{b2}(t), \quad (2.5)$$

$$C \frac{d}{dt} v_{an}(t) + C \frac{d}{dt} v_{bn}(t) + C \frac{d}{dt} v_{cn}(t) = 0. \quad (2.6)$$

E das correntes do lado da rede:

$$v_{ab}(t) = R_2 i_{a2}(t) + L_2 \frac{d}{dt} i_{a2}(t) + v_a(t) - v_b(t) - L_2 \frac{d}{dt} i_{b2}(t) - R_2 i_{b2}(t), \quad (2.7)$$

$$v_{bc}(t) = R_2 i_{b2}(t) + L_2 \frac{d}{dt} i_{b2}(t) + v_b(t) - v_c(t) - L_2 \frac{d}{dt} i_{c2}(t) - R_2 i_{c2}(t), \quad (2.8)$$

$$i_{a2}(t) + i_{b2}(t) + i_{c2}(t) = 0 \implies \frac{d}{dt} i_{a2}(t) + \frac{d}{dt} i_{b2}(t) + \frac{d}{dt} i_{c2}(t) = 0. \quad (2.9)$$

É possível escrever esse modelo em forma matricial,

$$\begin{aligned} \mathbf{L} \frac{d}{dt} \mathbf{x}_{abc}(t) &= \mathbf{A} \mathbf{x}_{abc}(t) + \mathbf{B} \mathbf{u}_{Labc}(t) + \mathbf{F} \mathbf{v}_{abc}(t) \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{C}_{abc} \mathbf{x}_{abc}(t), \end{aligned} \quad (2.10)$$

na qual as variáveis de saída podem ser tanto as correntes do lado do conversor quanto as correntes do lado da rede. A escolha é feita através da matriz \mathbf{C}_{abc} . $\mathbf{x}_{abc}(t)$ representa os estados em coordenadas abc , $\mathbf{u}_{Labc}(t)$ representa as tensões de linha aplicadas pelo conversor e $\mathbf{v}_{abc}(t)$ representa as tensões de fase da rede.

Pode-se simplificar o modelo multiplicando por \mathbf{L}^{-1} dos dois lados da igualdade, obtendo

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \mathbf{x}_{abc}(t) &= \mathbf{A}_{abc} \mathbf{x}_{abc}(t) + \mathbf{B} \mathbf{u}_{Labc}(t) + \mathbf{F}_{abc} \mathbf{v}_{abc}(t) \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{C}_{abc} \mathbf{x}_{abc}(t). \end{aligned} \quad (2.11)$$

É necessário representar o vetor de tensões do conversor $\mathbf{u}_{Labc}(t)$ em grandezas de fase, o que implica na transformação

$$\mathbf{u}_{Labc}(t) = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \mathbf{u}_{abc}(t) = \mathbf{T}_{FL} \mathbf{u}_{abc}(t) \quad (2.12)$$

Dessa forma, obtem-se

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}\mathbf{x}_{abc}(t) &= \mathbf{A}_{abc}\mathbf{x}_{abc}(t) + \mathbf{B}\mathbf{T}_{FL}\mathbf{u}_{abc}(t) + \mathbf{F}_{abc}\mathbf{v}_{abc}(t) \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{C}_{abc}\mathbf{x}_{abc}(t),\end{aligned}\tag{2.13}$$

que é equivalente a

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}\mathbf{x}_{abc}(t) &= \mathbf{A}_{abc}\mathbf{x}_{abc}(t) + \mathbf{B}_{abc}\mathbf{u}_{abc}(t) + \mathbf{F}_{abc}\mathbf{v}_{abc}(t) \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{C}_{abc}\mathbf{x}_{abc}(t).\end{aligned}\tag{2.14}$$

O modelo (2.14) apresenta acoplamento entre as variáveis de cada fase, o que dificulta a sua utilização em sistemas de controle. Devido à isso, uma transformação para desacoplamento é apresentada na seção seguinte.

2.2 Modelo em Espaço de Estados - Coordenadas $\alpha\beta 0$

A representação de sistemas elétricos trifásicos é objeto de estudos desde o início de sua utilização, no começo do século XX. Dentre as primeiras contribuições neste sentido, encontra-se o trabalho de Charles L. Fortescue (FORTESCUE, 1918), conhecido como a teoria de componentes simétricas, que representa um sistema trifásico desequilibrado em termos de três sistemas trifásicos equilibrados, chamados circuitos de sequência positiva, negativa e zero. Uma outra contribuição foi feita por Edith Clarke, com a transformação nomeada em sua homenagem (DUESTERHOEFT; SCHULZ; CLARKE, 1951). A transformação de Clarke, ou transformação $\alpha\beta 0$ permite representar um sistema trifásico acoplado em termos de componentes monofásicas desacopladas. Essa transformação é muito útil em aplicações de conversores estáticos trifásicos, visto que possibilita a simplificação dos modelos e do projeto dos controladores.

A transformação $\alpha\beta 0$ é linear e invariante no tempo, e é dada por

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta 0} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}.\tag{2.15}$$

Utilizando essa transformação, qualquer parâmetro em coordenadas abc pode ser transcrito em coordenadas $\alpha\beta 0$, e vice versa

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta 0}\mathbf{x}_{abc} = \mathbf{x}_{\alpha\beta 0} \iff \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1}\mathbf{x}_{\alpha\beta 0} = \mathbf{x}_{abc}.\tag{2.16}$$

No projeto de controladores para sistemas elétricos trifásicos, é usual levar em consideração essa transformação e modelar o sistema para o caso monofásico, projetando

o controlador considerando os equivalentes nas coordenadas α e β . A Fig 8 apresenta a estrutura do sistema para o caso monofásico. Neste caso, as indutâncias do filtro são: L_1 do lado do conversor e L_2 do lado da rede, C é a capacitância do filtro e L_g é a indutância da rede elétrica. A tensão gerada pelo conversor é representada por u_α e a rede elétrica é representada por v_α .

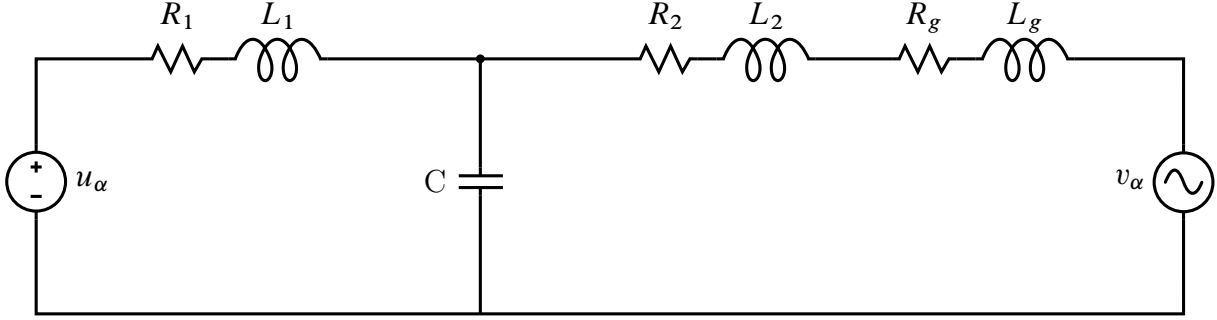


Fig. 8 – Filtro LCL para o caso monofásico.

Visto que a transformação (2.15) é invariante no tempo, ela pode ser aplicada ao modelo (2.14). Dessa forma, tem-se que

$$\begin{aligned} \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \frac{d}{dt} \mathbf{x}_{abc}(t) &= \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{A}_{abc} \mathbf{x}_{abc}(t) + \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{B}_{abc} \mathbf{u}_{abc}(t) + \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{F}_{abc} \mathbf{v}_{abc}(t) \\ \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{y}_{abc}(t) &= \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{C}_{abc} \mathbf{x}_{abc}(t), \end{aligned} \quad (2.17)$$

isto é,

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0}(t) &= \mathbf{A}_{\alpha\beta 0} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0}(t) + \mathbf{B}_{\alpha\beta 0} \mathbf{u}_{\alpha\beta 0}(t) + \mathbf{F}_{\alpha\beta 0} \mathbf{v}_{\alpha\beta 0}(t) \\ \mathbf{y}_{\alpha\beta 0}(t) &= \mathbf{C}_{\alpha\beta 0} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0}(t). \end{aligned} \quad (2.18)$$

O modelo (2.18) representa o sistema na forma de dois sistemas monofásicos desacoplados associados ao eixo α e ao eixo β . O eixo 0 pode ser desconsiderado, já que não há caminho para circulação de corrente de sequência zero.

2.3 Modelo em Função de Transferência

Uma forma conveniente de modelar o sistema é através de impedâncias complexas (SHEN et al., 2008). As indutâncias e a capacitância do filtro podem ser representadas pelas seguintes impedâncias

$$\begin{aligned} Z_i &= r_1 + L_1 s, \\ Z_C &= \frac{1}{sC}, \\ Z_g &= r_2 + r_g + (L_2 + L_g) s. \end{aligned} \quad (2.19)$$

A impedância do lado da rede Z_g engloba duas indutâncias: uma indutância projetada, L_2 , e uma indutância desconhecida que é a indutância da rede elétrica L_g . Escolheu-se essa forma de representação de modo a explicitar a incerteza paramétrica, apesar de L_2 ser uma indutância projetada. Além disso, é importante esclarecer que a tensão da rede v_g pode ser desprezada na obtenção do modelo, visto que é um distúrbio exógeno que deve ser rejeitado pelo controlador adaptativo.

Considerando a estrutura da Fig. 8 e desprezando o distúrbio da rede v_g , obtém-se as seguintes expressões a partir das leis de Kirchhoff

$$\frac{V_C}{U_c} = \frac{Z_C Z_g}{Z_i (Z_C + Z_g) + Z_C Z_g}, \quad (2.20)$$

$$\frac{I_C}{U_c} = \frac{Z_g}{Z_i (Z_C + Z_g) + Z_C Z_g}, \quad (2.21)$$

$$\frac{I_2}{U_c} = \frac{Z_C}{Z_i (Z_C + Z_g) + Z_C Z_g}. \quad (2.22)$$

Do ponto de vista de amortecimento ativo, todo e qualquer elemento resistivo que se encontre no sistema irá colaborar com o amortecimento, embora de forma passiva. Por esse motivo, as resistências são desprezadas na modelagem do sistema, visto que isto irá facilitar a modelagem e criar um caso pior do que o que se encontra na prática.

A discretização destas funções de transferência é feita conforme realizado em (PARKER; MCGRATH; HOLMES, 2014), incluindo um retentor de ordem zero (ZOH) e aplicando a transformada \mathcal{Z} . Dessa forma, considerando o atraso de tempo associado à implementação digital, obtém-se

$$G_d(z) = \frac{I_2}{U_c} = K_1 \frac{1}{z(z-1)} - \frac{K_1 \sin(\omega_n T_s)}{\omega_n T_s} \frac{z-1}{z(z^2 - 2 \cos(\omega_n T_s)z + 1)}, \quad (2.23)$$

onde T_s é o período de amostragem e

$$K_1 = \frac{T_s}{L_1 + L_2 + L_g}, \quad (2.24)$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{L_1 + L_2 + L_g}{L_1 C (L_2 + L_g)}}. \quad (2.25)$$

No caso em que a variável intermediária é a tensão do capacitor V_C , para relacionar I_2 com V_C é necessário discretizar a equação (2.20)

$$G_{id}(z) = \frac{2 \sin^2(\omega_n \frac{T_s}{2})}{L_1 C \omega_n^2} \frac{z+1}{z(z^2 - \cos(\omega_n T_s)z + 1)}. \quad (2.26)$$

Dessa forma, a relação G_{od} entre I_2 e V_C é

$$G_{od}(z) = \frac{I_2}{V_C} = \frac{G_d}{G_{id}}. \quad (2.27)$$

De forma semelhante, no caso em que a variável intermediária é a corrente do capacitor I_C , para relacionar I_2 com I_C é necessário discretizar a equação (2.21)

$$G_{id}(z) = \frac{\sin(\omega_n T_s)}{\omega_n L_1} \frac{z - 1}{z(z^2 - \cos(\omega_n T_s)z + 1)}, \quad (2.28)$$

e assim

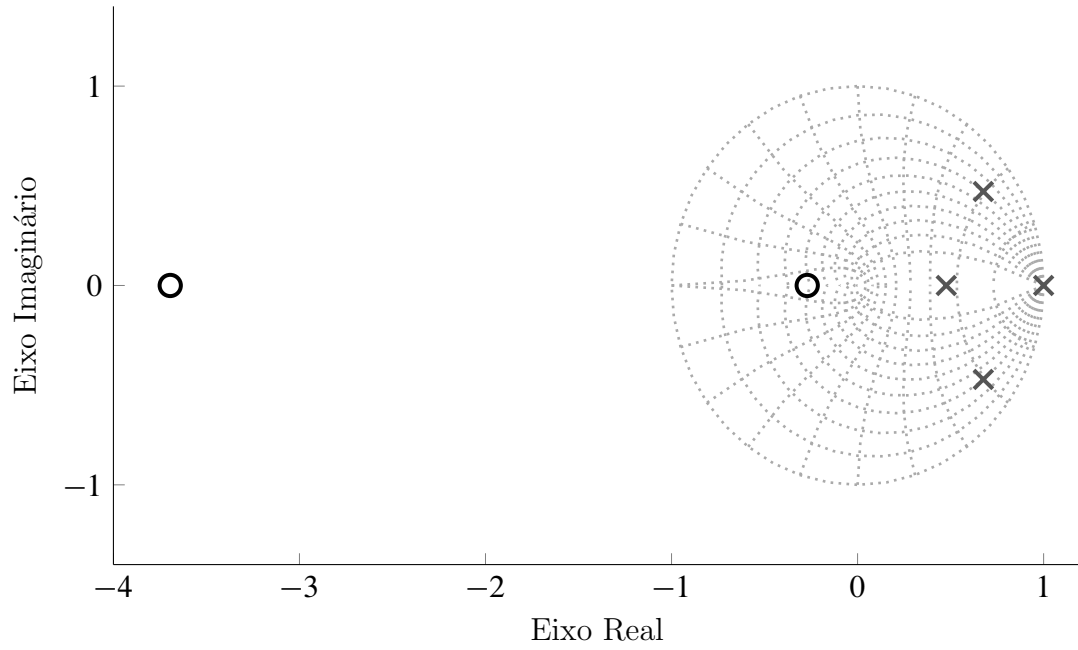
$$G_{od}(z) = \frac{I_2}{I_C} = \frac{G_d}{G_{id}}. \quad (2.29)$$

2.4 Efeitos da Discretização

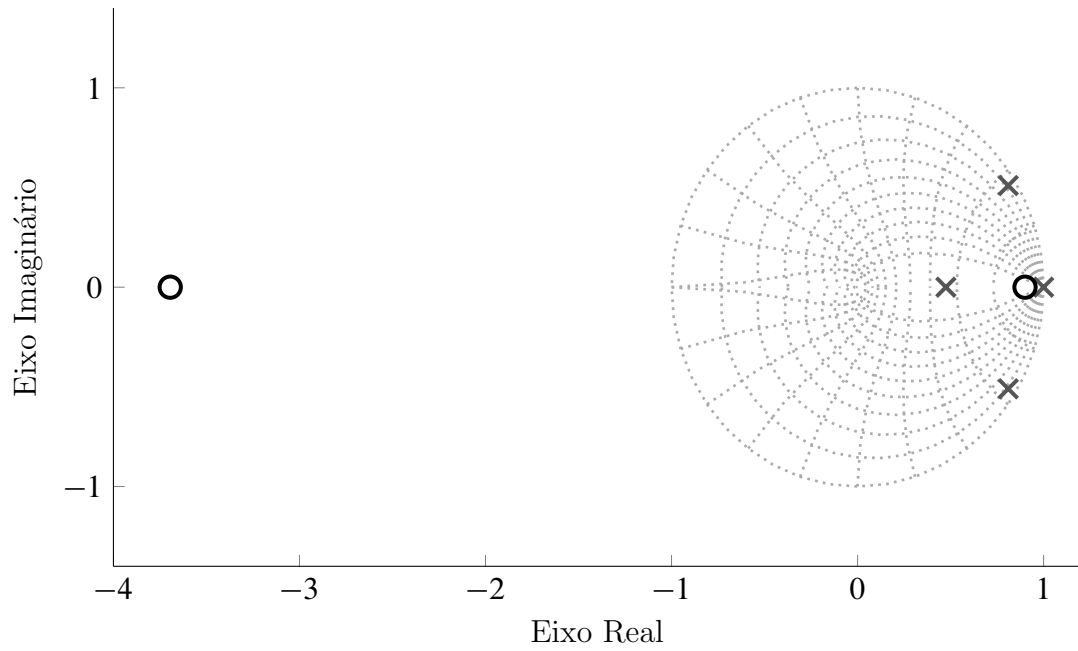
Plantas de fase mínima, ou seja, aquelas que apresentam zeros apenas no semi-plano esquerdo do plano s , permitem que os efeitos de zeros indesejados sejam cancelados pela alocação de pólos do controlador. Isso é impossível, no entanto, no caso de plantas de fase não-mínima, visto que a alocação de pólos do controlador no semi-plano esquerdo resulta em instabilidade.

Por isso, é importante observar que a discretização de um sistema pode implicar em problemas do ponto de vista de controle. Mesmo uma planta de fase mínima em tempo contínuo pode apresentar zeros de fase não-mínima após a discretização. De fato, de uma forma mais geral, plantas em tempo contínuo com grau relativo $n \geq 2$ apresentam zeros de discretização (ÅSTRÖM; HAGANDER; STERNBY, 1980). Esse é o caso do filtro LCL quando a variável controlada é a corrente do lado da rede.

A figura 9 apresenta o diagrama de pólos e zeros para o filtro LCL e demonstram esse efeito.



(a) Corrente do capacitor.



(b) Tensão do capacitor.

Fig. 9 – Diagrama de pólos e zeros para o filtro LCL para ambas escolhas de variável intermediária.

3 Controle Multimalha Adaptativo

A modelagem desenvolvida separa a planta em duas partes: G_{id} pertence à malha interna, e G_{od} pertence à malha externa. Esta forma de modelagem permite isolar a incerteza paramétrica em G_{od} , de forma que o controlador projetado para a malha interna trata de uma planta com parâmetros conhecidos e projetados. Dessa forma, pode-se utilizar controladores convencionais para realizar o amortecimento ativo.

É conhecido da literatura que, no caso específico de um filtro LCL, é suficiente para a realização do amortecimento da ressonância do filtro a utilização de um controlador proporcional, quando a variável intermediária escolhida é a corrente do capacitor, e de um controlador proporcional-derivativo, quando a variável intermediária escolhida é a tensão do capacitor (DANNEHL et al., 2010). O critério de escolha para a variável intermediária varia de acordo com a aplicação e a topologia (LOH; HOLMES, 2005).

Levando isto em consideração, neste trabalho um controlador proporcional é projetado para o caso da variável intermediária ser a corrente do capacitor, e um controlador proporcional-derivativo é projetado para o caso da variável intermediária ser a tensão do capacitor. O projeto de ambos leva em consideração os parâmetros listados na Tabela 1.

Tabela 1 – Parâmetros do sistema utilizados no projeto.

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
L_1	2mH	L_2	2mH
C	40 μ F	Frequência de Amostragem ($f_s = 1/T_s$)	12kHz

3.1 Projeto para $U_p = V_C$

Considerando o controlador da malha interna $C_i(z)$ como sendo proporcional-derivativo, tem-se sua expressão:

$$C_i(z) = (K_P + K_D) \frac{z - \frac{K_D}{K_P + K_D}}{z} \quad (3.1)$$

Em uma aplicação prática, o atraso de tempo associado à implementação digital limita o ganho do controlador, de forma que se deve projetar o zero de forma a maximizar o amortecimento.

$$z = \frac{K_D}{K_P + K_D} > 1$$

Essa escolha, no entanto, resulta em um sistema de fase não-mínima, uma característica que viola o requisito principal para o funcionamento do controlador da malha externa. Dessa forma, o zero é projetado em $z = 0,9$, e é utilizado um traçado do lugar das raízes para projetar o ganho $K_P + K_D$.

Fig. 10 – Lugar das raízes para o controlador proporcional-derivativo.

A partir da Fig. 10 se pode escolher $K_P + K_D = 3$ para máximo amortecimento, escolha que resulta em $K_P = 0,3$ e $K_D = 2,7$.

3.2 Projeto para $U_p = I_C$

Considerando o controlador da malha interna $C_i(z)$ como sendo do tipo proporcional, sua expressão é dada por:

$$C_i(z) = K_P \quad (3.2)$$

Tendo como referência a função de transferência de malha fechada I_C/U , que pode ser vista na Fig. 13 fazendo $U_p = I_C$, observa-se que sua equação característica é:

$$z^3 - 2 \cos(\omega_n T_s) z^2 + (1 + K_P K_{id}) z - K_P K_{id} = 0 \quad (3.3)$$

Através do critério de estabilidade de Routh-Hurwitz, pode-se projetar o ganho K_P

$$\overline{K_P} = \frac{2 \cos(\omega_n T_s) - 1}{\sin(\omega_n T_s)} \omega_n L_1 \quad (3.4)$$

Onde $\overline{K_P}$ representa o limite superior para o valor de K_P .

3.3 Controle Multimalha por Modelo Interno

O desempenho das estratégias de Controle Multimalha depende muito da sintonização dos controladores no laço interno e externo. Existem métodos de sintonização baseados em resposta em frequência, mas estes são tediosos de aplicar devido à necessidade de cálculos via tentativa e erro. O método proposto por (KRISHNASWAMY et al., 1990) apresenta gráficos de sintonização, que predizem a configuração do controlador primário. Este método, no entanto, é limitado às configurações PI/P e ao modelo de primeira ordem mais tempo morto (FOPDT) em uma gama limitada de parâmetros.

O procedimento de projeto utilizado neste trabalho é conforme o apresentado por (LEE; OH, 2002). Este procedimento prevê dois passos para o projeto de controladores

multimalha: primeiramente, o controlador secundário é sintonizado com base no modelo dinâmico do processo interno. Posteriormente, o controlador primário é sintonizado com base no modelo dinâmico do processo externo. O método é analítico e elimina o processo de tentativa e erro.

A estrutura geral considerada para análise é a dada na Fig. 11. É importante deixar claro que a estrutura é do tipo de controle por modelo interno (*Internal Model Control - IMC*).

Fig. 11 – Estrutura geral de sistema de Controle Multimalha.

Considerando que $\sim p_2 = p_2$ e que $\sim P_p = q_2 p_2 p_1$, as funções de transferência de malha fechada para os laços interno e externo são:

$$y_2 = q_2 p_2 r_2 + (1 - q_2 p_2) p_{d2} d_2 \quad (3.5)$$

$$y_1 = p_2 q_2 p_1 r_1 + (1 - p_2 q_2) p_1 (1 - p_2 q_2 p_1 q_1) p_{d2} d_2 + (1 - p_2 q_2 p_1 q_1) p_{d1} d_1 \quad (3.6)$$

O primeiro passo do procedimento é o projeto do controlador secundário. Esse controlador deve ser projetado para rejeitar rapidamente distúrbios que entrem na malha interna. Devido a isto, a variável secundária deve seguir sua referência o mais rápido possível.

Para análise, considere um modelo geral da planta da malha interna:

$$p_2(s) = p_{2m}(s) p_{2a}(s) \quad (3.7)$$

Esse modelo é dividido em duas partes: p_{2m} , a parte do modelo que é invertida pelo controlador, e p_{2a} , a porção do modelo não invertida pelo controlador, e que possui zeros no semiplano direito e atrasos de tempo.

Para obter uma boa resposta de uma planta instável, ou que seja estável mas com pólos próximos a zero, o controlador da malha secundária deve satisfazer às seguintes condições:

- Se a planta p_2 tiver pólos instáveis up_1^2 , up_2^2 , ..., então q_2 deve ter zeros em up_1^2 , up_2^2 , ...
- Se a planta p_{d2} tiver polos instáveis dup_1^2 , dup_2^2 , ... ou pólos próximos à zero, então $1 - p_2 q_2$ deve ter zeros em dup_1^2 , dup_2^2 , ... ou nos pólos próximos a zero.

O controlador q_2 é projetado da seguinte forma:

$$q_2 = p_{2m}^{-1} f_2 \quad (3.8)$$

Dessa forma, a primeira condição é satisfeita automaticamente, pois p_{2m}^{-1} é o inverso da parcela da planta que contém pólos instáveis. Para satisfazer a segunda condição, é necessário projetar o filtro f_2 , como segue:

$$f_2 = \frac{\sum_{i=1}^m \alpha_i s^i + 1}{(\lambda_2 s + 1)^{2m}} \quad (3.9)$$

Os valores de α em (3.9) são determinados de forma a cancelar os pólos instáveis de p_{d2} , e m é o número de pólos cancelados. A equação (3.9) é um filtro com constante de tempo λ ajustável.

O controlador da malha externa será projetado através de controle adaptativo, descrito na próxima seção.

3.4 Controle Multimalha Adaptativo

Para este projeto, assume-se um alto desempenho no rastreamento de referência da malha interna. O controlador da malha externa é do tipo adaptativo por modelo de referência (*MRAC*), controla a corrente da rede e gera a referência v_c^* para a malha interna.

O desenvolvimento apresentado nesta seção é realizado em tempo discreto. Assim, o modelo discreto da planta do laço externo, $G_2(z)$, da planta do laço interno, $G_1(z)$, da planta do distúrbio externo $F_2(z)$ e da planta do distúrbio interno $F_1(z)$ são dados por:

$$G_1(z) = \frac{1 - \cos(\omega_0 T_s)}{T_s} \frac{z + 1}{z^2 - 2z \cos(\omega_0 T_s) + 1} \quad (3.10)$$

$$F_1(z) = \frac{\sin(\omega_0 T_s)}{C \omega_0} \frac{z - 1}{z^2 - 2z \cos(\omega_0 T_s) + 1} \quad (3.11)$$

$$G_2(z) = F_2(z) = \frac{T_s/L_g}{z - 1} \quad (3.12)$$

Com T_s sendo a frequência de amostragem, z o operador de discretização associado à Transformada-Z e $\omega_0 = 1/\sqrt{L_c C}$.

Para análise, considere a estrutura da Fig. 12.

Fig. 12 – Diagrama de blocos para o filtro LCL em modelo discreto.

Em um primeiro momento, desconsidera-se o distúrbio $\sim v_g$ e projeta-se a ação de controle $u_1 \equiv v_c$ para o caso de parâmetros conhecidos. De (3.12) obtem-se a seguinte equação de diferença:

$$i_g(k+1) = i_g(k) + b_p u_1(k) \quad (3.13)$$

Com $b_p = T_s/L_g$.

O desafio do *MRAC* é projetar o controlador de forma que a saída da planta siga assintoticamente a saída de um modelo de referência. Como a planta e o modelo de referência devem ser de mesma ordem, tem-se o seguinte modelo de referência:

$$i_{gm}(k+1) = a_m i_{gm}(k) + b_m i_g^*(k) \quad (3.14)$$

Com $|a_m| \leq 1$ para estabilidade.

Se a lei de controle for estabelecida como:

$$u_1(k) = \theta_1^* i_g(k) + \theta_2^* i_g^*(k) \quad (3.15)$$

Com

$$\theta_1^* = \frac{a_m - 1}{b_p} \quad (3.16a)$$

$$\theta_2^* = \frac{b_m}{b_p} \quad (3.16b)$$

Então tem-se

$$i_g(k+1) = a_m i_g(k) + b_m i_g^*(k) \quad (3.17)$$

O que implica que $i_{gm} = i_g$, casando a planta de malha fechada com o modelo de referência. Entretanto, como o parâmetro L_g é incerto, não se pode calcular os ganhos do controlador dados por (3.16). Para lidar com esta incerteza, a lei de controle é estabelecida como:

$$u_1(k) = \theta_1(k) i_g(k) + \theta_2(k) i_g^*(k) \quad (3.18)$$

onde θ_1 e θ_2 são estimados adaptativamente.

Para projetar o algoritmo adaptativo, escreve-se a equação de rastreamento do erro. Substituindo (3.18) em (3.13) a malha fechada pode ser escrita da seguinte maneira:

$$i_g(k+1) = i_g(k) + b_p (\theta_1^* i_g(k) + \theta_2^* i_g^*(k)) + b_p ((\theta_1(k) - \theta_1^*) i_g(k) + (\theta_2(k) - \theta_2^*) i_g^*(k)) \quad (3.19)$$

Utilizando (3.14) e (3.19) o erro de rastreamento $e = i_g - i_{gm}$ é dado por:

$$e(k+1) = a_m e(k) + b_p \phi^T(k) \omega(k) \quad (3.20)$$

$$\text{onde } \phi(k) = \begin{bmatrix} \theta_1(k) - \theta_1^* & \theta_2(k) - \theta_2^* \end{bmatrix}^T \text{ e}$$

$$\omega(k) = \begin{bmatrix} i_g(k) & i_g^*(k) \end{bmatrix}^T \quad (3.21)$$

Definindo $\zeta(k) = b_m/(z - a_m)\omega(k)$ e utilizando (3.20) pode-se escrever a seguinte função de transferência:

$$e(k) = \rho^* \left(\frac{b_m}{z - a_m} [\theta^T(k) \omega(k)] - \theta^{*T} \zeta(k) \right) \quad (3.22)$$

$$\text{onde } \rho^* = b_p/b_m.$$

Observa-se que (3.22) não pode ser usado em uma lei adaptativa para o parâmetro $\theta(k)$ devido ao desconhecimento de ρ^* e θ^* . Para resolver este problema, o seguinte erro de estimação é definido:

$$\epsilon(k) = e(k) - \rho(k) \left(\frac{b_m}{z - a_m} [\theta^T(k) \omega(k)] - \theta^T(k) \zeta(k) \right) \quad (3.23)$$

Substituindo (3.22) em (3.23) e adicionando o termo $-\rho^* \theta^T(k) \zeta(k) + \rho^*(k) \theta^T(k) \zeta(k)$, tem-se:

$$\epsilon(k) = \rho^* \phi^T(k) \zeta(k) + \tilde{\rho}(k) \xi(k) \quad (3.24)$$

$$\text{onde } \tilde{\rho}(k) = \rho(k) - \rho^* \text{ e } \xi(k) = \theta^T(k) \zeta(k) - b_m/(z - a_m) [\theta^T \omega](k).$$

Da teoria de controle, a função definida positiva

$$V = |\rho^*| \phi^T \Gamma^{-1} \phi + \gamma^{-1} \tilde{\rho}^2 \quad (3.25)$$

que envolve os erros paramétricos, pode ser minimizada definindo as seguintes regras adaptativas para θ e ρ :

$$\theta(k+1) = \theta(k) - \text{sgn}(\rho^*) \frac{\Gamma \epsilon(k) \zeta(k)}{m^2(k)} \quad (3.26a)$$

$$\rho(k+1) = \rho(k) - \frac{\gamma \epsilon(k) \xi(k)}{m^2(k)} \quad (3.26b)$$

onde $\text{sgn}(\rho^*)$ denota o sinal do parâmetro fixo ρ^* , $0 < \gamma < 2$, $0 < \Gamma = \Gamma^T < 2/\rho_0 I_{dim\theta}$, $\rho_0 \geq |b_p/b_m|$ sendo $I_{dim\theta}$ a matriz identidade de mesma dimensão do vetor θ . Em (3.26) o sinal de normalização m é dado por

$$m(k) = \sqrt{1 + \zeta^T(k) \zeta(k) + \xi^2(k)} \quad (3.27)$$

É possível provar que utilizando (3.24), (3.25) e (3.26) tem-se

$$V(k+1) - V(k) \leq -c \frac{\epsilon^2(k)}{m^2(k)} \quad (3.28)$$

com $c > 0$, o que implica na convergência do erro de estimação ϵ para zero e na convergência de θ e ρ para um valor limitado, como em (TAO, 2003).

Como evidenciado pela Fig. 12, percebe-se que a corrente da rede i_g está sujeita a um distúrbio \tilde{v}_g . Para compensar este efeito, pode-se aumentar o vetor (3.21) de forma que

$$v_c^* = \theta_1(k) i_g(k) + \theta_2(k) i_g^*(k) + \theta_3(k) \text{sen}(\omega_{g1} t) + \theta_4(k) \cos(\omega_{g1} t) \quad (3.29)$$

A prova de estabilidade desenvolvida anteriormente é válida também para este caso, como em (TAO, 2003).

4 IMC

5 Resultados

6 Conclusões

Referências

ABDEL-RAHIM, N.; QUAICOE, J. E. A Single-Phase Voltage-Source Utility Interface System for Weak AC Network Applications. *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, v. 1, p. 93–99, February 1994. Citado na página 27.

AHMED, K. H.; FINNEY, S. J.; WILLIAMS, B. W. Passive Filter Design for Three-Phase Inverter Interfacing in Distributed Generation. *Compatibility in Power Electronics*, p. 1–9, June 2007. Citado na página 22.

DANNEHL, J.; FUCHS, F. W.; HANSEN, S. PWM Rectifier with LCL-Filter using different Current Control Structures. *European Conference on Power Electronics and Applications*, p. 1–10, September 2007. Citado na página 22.

DANNEHL, J. et al. Investigation of Active Damping Approaches for PI-Based Current Control of Grid-Connected Pulse Width Modulation Converters With LCL Filters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 46, n. 4, p. 1509–1517, July/August 2010. Citado na página 41.

DANNEHL, J.; WESSELS, C.; FUCHS, F. W. Limitations of Voltage-Oriented PI Current Control of Grid-Connected PWM Rectifiers With LCL Filters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 2, p. 380–388, February 2009. Citado na página 23.

DUESTERHOEFT, W. C.; SCHULZ, M. W.; CLARKE, E. Determination of Instantaneous Currents and Voltages by Means of Alpha, Beta and Zero Components. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, v. 70, n. 2, p. 1248–1255, July 1951. Citado na página 35.

FORTESCUE, C. L. Method of Symmetrical Co-Ordinates Applied to the Solution of Polyphase Networks. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, v. 37, n. 2, p. 1027–1140, July 1918. Citado na página 35.

GABE, I. J. et al. Stability Analysis of Grid-Connected Voltage Source Inverters with LCL-Filters using Partial State Feedback. *European Conference on Power Electronics and Applications*, p. 1–10, September 2007. Citado na página 23.

GEROMEL, J. C. Optimal Linear Filtering Under Parameter Uncertainty. *IEEE Transactions on Signal Processing*, v. 47, n. 1, p. 168–175, January 1999. Citado na página 24.

GERVASIO, F. et al. Dynamic analysis of active damping methods for lcl-filter-based grid converters. In: *Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 671–676. ISSN 1553-572X. Citado na página 23.

KARSHENAS, H. R.; SAGHAFI, H. Performance Investigation of LCL Filters in Grid Connected Converters. *IEEE PES Transmission and Distribution Conference and Exposition Latin America*, p. 1–6, March 2006. Citado na página 22.

KAZMIERKOWSKI, M. P.; MALESANI, L. Current Control Techniques for Three-Phase Voltage-Source PWM Converters: A Survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 45, n. 5, p. 691–703, October 1998. Citado na página 23.

KIMBALL, J. W. *Digital Control Techniques for Switching Power Converters*. Tese (Doutorado) — University of Illinois at Urbana-Champaign, 2008. Citado na página 23.

KRISHNASWAMY, P. R. et al. When To Use Cascade Control. *Industrial & Engineering Chemistry Research*, v. 29, n. 10, p. 2163–2166, October 1990. Citado 2 vezes nas páginas 24 e 42.

LEE, Y.; OH, S. Enhanced Control with a General Cascade Control Structure. *Industrial & Engineering Chemistry Research*, v. 41, n. 11, p. 2679–2688, May 2002. Citado 2 vezes nas páginas 27 e 42.

LINDGREN, M.; SVENSSON, J. Control of a Voltage-source Converter Connected to the Grid through an LCL-filter - Application to Active Filtering. *Power Electronics Specialists Conference*, v. 1, p. 229–235, May 1998. Citado na página 22.

LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. Design and Control of an LCL-Filter-Based Three-Phase Active Rectifier. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 41, n. 5, p. 1281–1291, September 2005. Citado na página 22.

LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; TEODORESCU, R. Grid Impedance Estimation via Excitation of LCL-Filter Resonance. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 43, n. 5, p. 1401–1407, September/October 2007. Citado na página 23.

LOH, P. C.; HOLMES, D. G. Analysis of multiloop control strategies for LC/CL/LCL-filtered voltage-source and current-source inverters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 41, n. 2, p. 644–654, March/April 2005. Citado 2 vezes nas páginas 23 e 41.

MALESANI, L.; MATTAVELLI, P.; BUSO, S. Robust Dead-Beat Current Control for PWM Rectifiers and Active Filters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 35, n. 3, p. 613–620, May/June 1999. Citado na página 23.

MALESANI, L. et al. Improved Current Control Technique of VSI PWM Inverters with Constant Modulation Frequency and Extended Voltage Range. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 27, n. 2, p. 365–369, March/April 1991. Citado na página 24.

MANSOOR, A. et al. Predicting the Net Harmonic Currents Produced by Large Number of Distributed Single-Phase Computer Loads. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 10, n. 4, p. 2001–2006, October 1995. Citado na página 21.

MASSING, J. R. *Controle Adaptativo de Corrente Aplicado a Conversores Estáticos Conectados à Rede Elétrica*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2013. Citado na página 33.

MORENO, J. C. et al. A Robust Predictive Current Control for Three-Phase Grid-Connected Inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 6, p. 1993–2004, June 2009. Citado na página 23.

PARKER, S. G.; MCGRATH, B. P.; HOLMES, D. G. Regions of Active Damping Control for LCL Filters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 50, n. 1, p. 424–432, January 2014. ISSN 0093-9994. Citado na página 37.

- RIBEIRO, E. R. *Filtros Ativos Série Para a Compensação de Harmônicas de Tensão*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2003. Citado na página 22.
- SANTIPRAPAN, P.; AREERAK, K.-L.; AREERAK, K.-N. Mathematical Model and Control Strategy on DQ Frame for Shunt Active Power Filters. *World Academy of Science, Engineering and Technology*, p. 353–361, 2011. Citado na página 23.
- SASAKI, H.; MACHIDA, T. A New Method to Eliminate AC Harmonic Currents by Magnetic Flux Compensation - Considerations on Basic Design. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-90, n. 5, p. 2009–2019, September 1971. Citado na página 21.
- SHEN, G. et al. An Improved Control Strategy for Grid-Connected Voltage Source Inverters With an LCL Filter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 23, n. 4, p. 1899–1906, July 2008. Citado 2 vezes nas páginas 22 e 36.
- SHEN, G. et al. A New Feedback Method for PR Current Control of LCL-Filter-Based Grid-Connected Inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 6, p. 2033–2041, June 2010. Citado 2 vezes nas páginas 23 e 24.
- SMITH, C. A.; CORRIPIO, A. *Princípios e Prática do Controle Automático de Processo*. third. Rio de Janeiro: LTC, 2008. Citado na página 24.
- STEFANELLO, M. *Controle Adaptativo Robusto de Estrutura Variável por Modelo de Referência Aplicado a Filtros Ativos de Potência*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2010. Citado na página 67.
- ÅSTRÖM, K.; HAGANDER, P.; STERNBY, J. Zeros of sampled systems. In: *Decision and Control including the Symposium on Adaptive Processes, 1980 19th IEEE Conference on*. [S.l.: s.n.], 1980. v. 19, p. 1077–1081. Citado na página 38.
- TANG, Y. et al. Generalized Design of High Performance Shunt Active Power Filter With Output LCL Filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 59, n. 3, p. 1443–1452, March 2012. Citado na página 59.
- TAO, G. *Adaptive Control Design and Analysis*. [S.l.]: Wiley-IEEE Press, 2003. Citado 2 vezes nas páginas 47 e 62.
- TEODORESCU, R. et al. A New Control Structure for Grid-Connected LCL PV Inverters with Zero Steady-State Error and Selective Harmonic Compensation. *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, v. 1, p. 580–586, 2004. Citado na página 22.
- TSAKALIS, K.; IOANNOU, P. *Linear time-varying systems: control and adaptation*. [S.l.]: Prentice Hall, 1993. ISBN 9780130129239. Citado na página 63.
- WU, E.; LEHN, P. W. Digital Current Control of a Voltage Source Converter With Active Damping of LCL Resonance. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 21, n. 5, p. 1364–1373, September 2006. Citado na página 23.
- YANG, S. et al. A Robust Control Scheme for Grid-Connected Voltage-Source Inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 1, p. 202–212, January 2011. Citado na página 23.

YAO, Q.; HOLMES, D. G. A Simple, Novel Method for Variable-Hysteresis-Band Current Control of a Three Phase Inverter with Constant Switching Frequency. *Industry Applications Society Annual Meeting*, p. 1122–1129, October 1993. Citado na página 24.

ANEXO A – Procedimento de Projeto do Filtro LCL

O projeto de um filtro LCL pode ser feito de várias maneiras, dependendo do objetivo do projetista. O procedimento de projeto apresentado em (TANG et al., 2012) é muito utilizado, por ser generalizado, simples e em valores *por unidade*, o que torna simples a escalabilidade do sistema. Os passos deste procedimento são:

1. Definir qual a ordem k mais alta das correntes harmônicas que precisam ser compensadas. A frequência de ressonância ω_{res} deve ser função da frequência fundamental nominal ω_n :

$$\frac{k\omega_n}{0,3} \leq \omega_{res} \leq \frac{k\omega_n}{0,25} \quad (A.1)$$

2. A frequência de comutação deve ser pelo menos duas vezes maior que a frequência de ressonância. Valores maiores podem ser usados para uma melhor atenuação harmônica, mas resultarão em mais perdas.
3. Valores de impedância, capacitância e indutância base devem ser definidos. Dessa forma, a impedância base Z_b é função da tensão nominal V e da potência nominal P :

$$Z_b = \frac{V^2}{P} \quad (A.2)$$

Os valores da capacitância e indutância base são, respectivamente:

$$C_b = \frac{1}{\omega_n Z_b} \quad (A.3)$$

$$L_b = \frac{Z_b}{\omega_n} \quad (A.4)$$

4. As indutâncias do lado do conversor L_{ff} e da rede L_{fg} devem ser iguais para produzir a menor frequência de ressonância possível, e a máxima atenuação de harmônicas de comutação. Além disso, é recomendável que o valor total em *por unidade* dos dois indutores seja igual ao valor do capacitor do filtro C_f . Desta forma:

$$L_{ff} = L_{gf} = \frac{1}{4k} L_b \quad (A.5)$$

$$C_f = \frac{1}{2k} C_b \quad (\text{A.6})$$

5. O valor comercial de capacitor mais próximo ao valor encontrado em (A.6) deve ser escolhido, e os valores de indutância ajustados de acordo. A frequência de ressonância recalculada com os valores ajustados deve, no entanto, estar de acordo com (A.1).

ANEXO B – Análise de Estabilidade Robusta do Algoritmo Adaptativo

B.1 Descrição da Planta e do Modelo de Referência

Considere a planta SISO, LTI

$$y(k) = G(z) \cdot u(k) = G_o(z) \cdot u(k) + \Delta(z) \cdot u(k), \quad (\text{B.1})$$

onde:

$$G_o(z) = k_p \frac{Z_o(z)}{P_o(z)}. \quad (\text{B.2})$$

$G(z)$ é uma função de transferência estritamente própria, $Z_o(z)$ e $P_o(z)$ são polinômios mônicos e o sinal do ganho k_p é assumido como sendo conhecido. Além disso, o comportamento desejado da planta em malha fechada é descrito por um modelo de referência, dado pela função de transferência

$$y_m(k) = W_m(z) \cdot r(k) = \frac{k_m}{P_m(z)} r(k), \quad (\text{B.3})$$

onde $P_m(z)$ é um polinômio mônico e $k_m > 0$.

O objetivo do Controle por Modelo de Referência ou MRC (do inglês *Model Reference Control*) é determinar a entrada u da planta de forma que sua saída y rastreie a saída do modelo de referência y_m tão próximo quanto possível, desde que mantendo os sinais de malha fechada limitados.

É necessário definir uma Lei de Controle e uma Lei de Adaptação Paramétrica para projetar a entrada u da planta.

Caso existam incertezas paramétricas, utiliza-se uma técnica de controle adaptativo que resulta no Controlador Adaptativo por Modelo de Referência ou MRAC (do inglês *Model Reference Adaptive Control*). É necessário definir uma Lei de Controle e uma Lei de Adaptação Paramétrica para projetar a entrada u da planta. No caso de plantas com dinâmicas não-modeladas, é necessário modificar a lei de adaptação paramétrica de forma a garantir a robustez do controlador. Neste caso, diz-se que o controlador é MRAC robusto.

As hipóteses feitas sobre a planta e o modelo de referência são as seguintes:

H_1) $Z_o(z)$ é um polinômio mônico, Schur de grau m conhecido;

H_2) $P_o(z)$ é mônico de grau n conhecido e $n^* = n - m \geq 1$ é o grau relativo da planta nominal $G_o(z)$;

H_3) São conhecidos o sinal do ganho k_p e o limite superior de $|k_p|$, $k_{p0} \geq |k_p|$;

H_4) $\Delta(z)$ é uma função de transferência estável e estritamente própria;

H_5) É conhecido um limite superior $\delta_0 \in (0, 1)$ tal que $\Delta(z)$ possui todos os seus pólos confinados num círculo aberto de raio $|z| \geq \sqrt{\delta_0}$;

H_6) $P_m(z)$ é um polinômio mônico, Schur de grau n^* .

As hipóteses H_1 , H_2 e H_3 são necessárias para garantir a estabilidade do controlador projetado e para o projeto do ganho da lei de adaptação paramétrica. As hipóteses H_4 e H_5 são necessárias para garantir a limitação dos sinais de malha fechada e a robustez da lei de adaptação paramétrica. A hipótese H_6 é usada para a escolha de um modelo de referência adequado.

B.2 Estrutura do Algoritmo Adaptativo

Em casos onde os estados da planta não são medidos é possível a utilização de estimadores, de onde resulta a estrutura para a lei de controle (TAO, 2003)

$$u = \theta^T \omega, \quad (\text{B.4})$$

na qual os vetores θ e ω são definidos como

$$\begin{aligned} \theta^T &= [\theta_1^T, \theta_2^T, \theta_3, \theta_4] \text{ e} \\ \omega &= [\omega_1 \quad \omega_2 \quad y \quad r]^T. \end{aligned} \quad (\text{B.5})$$

A Fig. 13 apresenta a estrutura geral do sistema de controle.

Fig. 13 – Estrutura do controlador MRAC.

A entrada u e a saída y da planta são usadas para gerar os sinais ω_1 e ω_2 dados por

$$\omega_1(k) = \frac{\alpha(z)}{\Lambda(z)} u(k) \text{ e } \omega_2(k) = \frac{\alpha(z)}{\Lambda(z)} y(k) \quad (\text{B.6})$$

com $\Lambda(z)$ estável e $\alpha(z)$ dados por

$$\alpha(z) = [z^{n-2}, \dots, z, 1] \text{ e } \Lambda(z) = z^{n-1} + \lambda_{n-2}z^{n-2} + \dots + \lambda_1z + \lambda_0.$$

Nota-se que a dimensão de α e Λ é definida com base no grau da planta. Considerando que a planta $G(z)$ pode ser descrita em termos de uma parte conhecida $G_o(z)$ e

uma parte com dinâmicas não-modeladas do tipo aditiva, estável e estritamente própria $\Delta(z)$ tem-se

$$G(z) = G_o(z) + \Delta(z). \quad (\text{B.7})$$

Define-se o modelo de referência como sendo

$$y_m = W_m(z)r.$$

É necessário garantir que o grau relativo da planta $G_o(z)$ e do modelo de referência $W_m(z)$ sejam iguais para que seja possível resolver a condição de casamento (TSAKALIS; IOANNOU, 1993). Dessa forma, garante-se que existe um conjunto de ganhos $\theta = \theta^*$ tal que a saída da planta y é igual a saída do modelo de referência y_m quando $\Delta(z) = 0$.

Para a obtenção dos sinais necessários para a implementação do controlador adaptativo, parte-se da definição da lei de controle assumindo a existência de um conjunto de ganhos $\theta = \theta^*$. Assim

$$\begin{aligned} u(k) &= \theta^T \omega = \theta^T \omega + \theta^{*T} \omega - \theta^{*T} \omega \\ u(k) &= \phi^T \omega + \theta^{*T} \omega \end{aligned} \quad (\text{B.8})$$

onde:

$$\phi = \theta - \theta^*.$$

De (B.8):

$$u(k) = \phi^T \omega + \theta_1^{*T} \omega_1 + \theta_2^{*T} \omega_2 + \theta_3^* y(k) + \theta_4^* r.$$

Considerando (B.6) tem-se

$$u(k) = \phi^T \omega + \theta_1^{*T} \frac{\alpha(z)}{\Lambda(z)} u(k) + \left(\theta_2^{*T} \frac{\alpha(z)}{\Lambda(z)} + \theta_3^* \right) y(k) + \theta_4^* r.$$

Definindo

$$\begin{aligned} F_1 &= \theta_1^{*T} \frac{\alpha(z)}{\Lambda(z)} \\ F_2 &= \theta_2^{*T} \frac{\alpha(z)}{\Lambda(z)} + \theta_3^* \end{aligned}$$

e considerando que $y(k) = G(z)u(k)$, obtém-se

$$(1 - F_1(z) - F_2(z)G(z)) u(k) = \phi^T \omega + \theta_4^* r. \quad (\text{B.9})$$

Levando em conta que, na ausência de dinâmicas não modeladas, existe um conjunto de ganhos $\theta = \theta^*$ tal que $\phi = 0$ e $y = y_m$, têm-se:

$$y(k) = G_o(z)u(k) = y_m = W_m(z)r \quad (\text{B.10})$$

Então de (B.9):

$$(1 - F_1(z) - F_2(z)G(z))u(k) = \theta_4^* r \quad (\text{B.11})$$

Como $r = W_m(z)^{-1}y_m$, e definindo $\rho^* = 1/\theta_4^*$:

$$\rho^* W_m(z) (1 - F_1(z) - F_2(z)G(z))u(k) = y_m = G_o(z)u(z)$$

O que resulta em:

$$G_o(z) = \rho^* W_m(z) (1 - F_1(z) - F_2(z)G(z)) \quad (\text{B.12})$$

De (B.1) e (B.12) resulta:

$$[1 - F_1(z) - F_2(z)(G_o(z) + \Delta(z))]u(k) = \phi^T \omega + \theta_4^* r$$

$$(1 - F_1(z) - F_2(z)G_o(z))u(k) = \phi^T \omega + \theta_4^* r + F_2(z)\Delta(z)u(k) \quad (\text{B.13})$$

Substituindo (B.12) em (B.1), obtém-se

$$y(k) = \rho^* W_m(z) (1 - F_1(z) - F_2(z)G_o(z))u(k) + \Delta(z)u(k). \quad (\text{B.14})$$

Substituindo (B.13) em (B.14) resulta

$$y(k) = \rho^* W_m(z) [\phi^T \omega + \theta_4^* r + F_2(z)\Delta(z)u(k)] + \Delta(z)u(k) \text{ ou}$$

$$y(k) = \rho^* W_m(z) [\phi^T \omega + \theta_4^* r] + (\rho^* W_m(z) \cdot F_2(z) + 1) \cdot \Delta(z)u(k).$$

Definindo

$$\bar{\Delta}(z) = (\rho^* W_m(z) F_2 + 1) \Delta(z)$$

também

$$\eta(k) = \bar{\Delta}(z)u(k)$$

tem-se que:

$$y(k) = \rho^* W_m(z) [\phi^T(k)\omega(k) + \theta_4^* r(k)] + \eta(k)$$

com $y_m(k) = W_m(z)r(k)$ e $\rho^* = 1/\theta_4^*$:

$$e_1(k) = y(k) - y_m(k) = \rho^* W_m(z) [\phi^T(k)\omega(k)] + \eta(k). \quad (\text{B.15})$$

Para sistemas discretos não se pode garantir que $W_m(z)$ será estritamente positivo e real (*SPR*), não sendo possível a utilização do erro tal como dado em (B.15) para o projeto da lei de adaptação paramétrica, visto que não é possível provar que o algoritmo resultante é estável. Portanto, define-se uma equação de erro aumentado e_a para o qual será possível demonstrar a estabilidade do algoritmo. O erro aumentado é dado por

$$e_a = \rho^* \phi^T \zeta + \tilde{\rho} \cdot e_2 + \eta \quad (\text{B.16})$$

onde:

e_2 é o sinal de aumento do erro;

$\tilde{\rho}$ é o erro na estimação da divisão do ganho da planta pelo ganho do modelo de referência;

$$\zeta(k) = W_m(z)\omega(k).$$

Para a implementação, é possível expressar o erro aumentado em uma forma computável:

$$e_a = e_1 + \rho \cdot e_2 \quad (\text{B.17})$$

A partir de (B.16) pode-se obter o seguinte algoritmo de adaptação paramétrica

$$\begin{aligned} \theta(k+1) &= \theta(k) - \text{sgn}(k_p)\gamma_d \frac{\zeta(k) \cdot e_a(k)}{\bar{m}^2(k)} \\ \rho(k+1) &= \rho(k) - \gamma \frac{e_2(k) \cdot e_a(k)}{\bar{m}^2(k)} \\ \bar{m}^2 &= m^2(k) + \zeta^T(k)\zeta(k) + e_2^2(k) \\ m^2(k+1) &= \delta_0(m^2(k) - 1) + u^2(k) + y^2(k) + 1 \end{aligned} \quad (\text{B.18})$$

onde:

γ e γ_d são ganhos das leis de adaptação, e

δ_0 é uma constante utilizada no normalizador para o projeto da robustez das leis de adaptação.

B.3 Análise de Estabilidade Robusta

Considerando uma função definida positiva:

$$\begin{aligned} V(k) &= \frac{|\rho^*|}{\gamma_d} \phi^T(k)\phi(k) + \frac{1}{\gamma} \tilde{\rho}^2(k) \\ \Delta V(k) &= V(k+1) - V(k) \leq 0 \end{aligned} \quad (\text{B.19})$$

Isto é:

$$\Delta V(k) = \frac{|\rho^*|}{\gamma_d} \phi^T(k+1)\phi(k+1) - \frac{|\rho^*|}{\gamma_d} \phi^T(k)\phi(k) + \frac{1}{\gamma} \tilde{\rho}^2(k+1) - \frac{1}{\gamma} \tilde{\rho}^2(k) \quad (\text{B.20})$$

Como $\phi = \theta - \theta^*$ e $\tilde{\rho} = \rho - \rho^*$:

$$\phi(k+1) = \phi(k) - \text{sgn}(k_p)\gamma_d \frac{\zeta(k) \cdot e_a(k)}{\bar{m}^2(k)} \quad (\text{B.21})$$

$$\tilde{\rho}(k+1) = \tilde{\rho}(k) - \gamma \frac{e_2(k) \cdot e_a(k)}{\bar{m}^2(k)} \quad (\text{B.22})$$

Substituindo (B.21) e (B.22) em (B.20), obtém-se:

$$\begin{aligned} \Delta V(k) = & \frac{|\rho^*|}{\gamma_d} \left[\phi^T(k) - \text{sgn}(k_p) \gamma_d \frac{\zeta^T(k) \cdot e_a(k)}{\bar{m}^2(k)} \right] \cdot \left[\phi(k) - \text{sgn}(k_p) \gamma_d \frac{\zeta(k) \cdot e_a(k)}{\bar{m}^2(k)} \right] \\ & - \frac{|\rho^*|}{\gamma_d} \phi^T(k) \phi(k) + \frac{1}{\gamma} \left[\tilde{\rho}(k) - \gamma \frac{e_2(k) \cdot e_a(k)}{\bar{m}^2(k)} \right] - \frac{1}{\gamma} \tilde{\rho}^2(k) \end{aligned} \quad (\text{B.23})$$

Que pode ser simplificado para:

$$\begin{aligned} \Delta V(k) = |\rho^*| \left[-2 \cdot \text{sgn}(k_p) \cdot e_a(k) \frac{\phi^T(k) \zeta(k)}{\bar{m}^2(k)} + \gamma_d \cdot e_a^2(k) \frac{\zeta^T(k) \zeta(k)}{\bar{m}^2(k) \cdot \bar{m}^2(k)} \right] \\ - 2 \cdot e_2(k) \cdot \frac{\tilde{\rho}(k) \cdot e_1(k)}{\bar{m}^2(k)} + \gamma \frac{e_2^2(k) \cdot e_a^2(k)}{\bar{m}^2(k) \cdot \bar{m}^2(k)} \end{aligned}$$

Que pode ser reescrito como:

$$\begin{aligned} \Delta V(k) = -2 \cdot \text{sgn}(k_p) |\rho^*| e_a(k) \frac{\phi^T(k) \cdot \zeta(k)}{\bar{m}^2(k)} - 2 \cdot e_2(k) \frac{\tilde{\rho}(k) \cdot e_a(k)}{\bar{m}^2(k)} \\ + \left(|\rho^*| \gamma_d \frac{\zeta^T(k) \cdot \zeta(k)}{\bar{m}^2(k)} + \gamma \frac{e_2^2(k)}{\bar{m}^2(k)} \right) \frac{e_a^2}{\bar{m}^2(k)} \end{aligned}$$

Levando em conta que $\text{sgn}(k_p) \cdot |\rho^*| = \rho^*$ e introduzindo um termo $+\eta - \eta$, obtém-se:

$$\begin{aligned} \Delta V(k) = -2 \frac{e_a(k)}{\bar{m}^2(k)} \left[\rho^* \phi^T(k) \zeta(k) + \tilde{\rho}(k) e_2(k) + \eta - \eta \right] \\ + \left(|\rho^*| \gamma_d \frac{\zeta^T(k) \cdot \zeta(k)}{\bar{m}^2(k)} + \gamma \frac{e_2^2(k)}{\bar{m}^2(k)} \right) \frac{e_a^2}{\bar{m}^2(k)} \end{aligned}$$

Considerando que $e_a(k) = \rho^* \cdot \phi^T(k) \zeta(k) + \tilde{\rho}(k) \cdot e_2(k) + \eta$, obtém-se:

$$\Delta V(k) = -2 \frac{e_a(k)^2}{\bar{m}^2(k)} + 2 \frac{e_a(k)}{\bar{m}^2(k)} \eta + \left(|\rho^*| \gamma_d \frac{\zeta^T(k) \cdot \zeta(k)}{\bar{m}^2(k)} + \gamma \frac{e_2^2(k)}{\bar{m}^2(k)} \right) \frac{e_a^2}{\bar{m}^2(k)}$$

Que pode ser reescrito como:

$$\Delta V(k) = - \left(1 - \frac{|\rho^*| \gamma_d \zeta^T(k) \cdot \zeta(k) + \gamma e_2^2(k)}{\bar{m}^2(k)} \right) \frac{e_a^2(k)}{\bar{m}^2} + 2 \frac{e_a(k) \cdot \eta}{\bar{m}^2} - \frac{e_a^2(k)}{\bar{m}^2}$$

Que, por sua vez, pode ser reescrito como:

$$\begin{aligned} \Delta V(k) = & - \left(1 - \frac{|\rho^*| \gamma_d \zeta^T(k) \cdot \zeta(k) + \gamma e_2^2(k)}{\bar{m}^2(k)} \right) \frac{e_a^2(k)}{\bar{m}^2} \\ & - \left(\frac{e_a(k)}{\bar{m}} - \frac{\eta}{\bar{m}} \right)^2 + \frac{\eta^2}{\bar{m}^2} \end{aligned} \quad (\text{B.24})$$

Teorema B.3.1. *A estrutura de controle (B.3) - (B.6) e (B.17) com o algoritmo adaptativo (B.18) garante a limitação dos seguintes sinais na malha fechada (STEFANELLO, 2010):*

- i) $|\eta|/m \leq \Delta_0$ onde $\Delta_0 \in \mathcal{L}_\infty$;
- ii) e_a/\bar{m} , $e_a m/\bar{m}^2$, $e_a/\bar{m}^2 \in \mathcal{S}(\Delta_0^2/h^2)$ e $h \in (0, 1)$;
- iii) $|\Delta\theta_i(k)| \in \mathcal{S}((\gamma_d + \lambda\gamma_s)^2 \Delta_0^2/h^2) \forall k > 0, i = 1, \dots, 2n_0$ onde $\Delta\theta_i(k) = \theta_i(k) - \theta_i(k-1)$ e $h \in (0, 1)$;
- iv) $\|\omega_1\|/m$, $\|\omega_2\|/m \in \mathcal{L}_\infty$;
- v) $|y|/m$, $|u|/m \in \mathcal{L}_\infty$;
- vi) $\|\omega\|/m \in \mathcal{L}_\infty$;
- vii) $\|\zeta\|/m \in \mathcal{L}_\infty$;
- viii) $e_2/m \in \mathcal{L}_\infty$;
- ix) $m^2(k+1)/m^2(k) \in \mathcal{L}_\infty$.