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.

66 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

Lista de tabelas

Lista de abreviaturas e siglas

Fig.	Area of the i^{th} component
456	Isto é um número
123	Isto é outro número
Marcelo Durgante	este é o meu nome

Lista de símbolos

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

Sumário

Introdução

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, crise energética e o aumento do efeito estufa são algumas dessas aplicações. 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 desses 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 gerar inerentemente harmônicas de comutação durante seu funcionamento, o que pode ultrapassar os requisitos da rede com relação ao conteúdo harmônico das correntes que nela circulam.

Existem muitas topologias de filtros ativos que podem ser utilizadas para resolver este problema (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), a fim de obter o mesmo resultado de atenuação, porém com componentes fisicamente menores (TWINING; HOLMES, 2003). Essa redução é muito vantajosa, visto que implica em redução no custo do filtro e nas perdas de operação.

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 compensar este comportamento. Uma maneira de compensar o efeito da ressonância é o amortecimento passivo através da inserção de um resistor em série ou em paralelo com o capacitor do filtro (AHMED; FINNEY; WILLIAMS, 2007). Embora esse amortecimento reduza consideravelmente o pico de amplitude na frequência de ressonância, ele degrada o desempenho do filtro nas altas frequências e, portanto, não é uma solução aceitável para aplicações que necessitam do máximo de desempenho (SHEN et al., 2010).

Outra forma de abordar a questão é utilizar uma estratégia de controle que compense este comportamento, resultando num amortecimento ativo. Usualmente, os controladores são implementados digitalmente em microcontroladores utilizando uma frequência de amostragem adequada frente à frequência de ressonância do filtro. Isso garante que o controlador seja capaz de atuar sobre e rejeitar o distúrbio de amplitude na frequência de ressonância, mas demanda técnicas de projeto do filtro e do controlador para atender este requisito.

Existem múltiplas estratégias de controle para conversores conectados à rede elétrica que podem ser classificadas, de maneira geral, como analógicas e digitais. Os métodos de controle digital oferecem diversas vantagens sobre as técnicas analógicas, como reprogramabilidade, tolerância à variações nos componentes, suporte a multiplos 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 *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 PLL (*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's* 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 técnica 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 da carga do conversor, usado para prever o comportamento dinâmico do sistema. O controlador, assim sendo, é inerentemente sensível a descasamento de parâmetros e de modelo (MALESANI; MATTAVELLI; BUSO, 1999).

Existe ainda o controlador por Histerese. Devido à sua inerente não-linearidade, este controlador é capaz de proporcionar a mais rápida resposta dinâmica possível. 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 à 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 em Multi-Malha 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 controlada, 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 pressupõe o uso de um modelo interno do sistema que deve ser precisamente conhecido. Nas duas últimas décadas, esse requisito vem sendo relaxado, e o desafio é desenvolver estratégias de controle robustas à incerteza paramétrica (GEROMEL, 1999).

Considerando o contexto descrito acima, a proposta deste trabalho é apresentar uma estratégia de controle de conversores conectados à rede elétrica através de um filtro LCL. Esta estratégia apresenta ótimo desempenho através do uso de Controle Multimalha, é capaz de rejeitar distúrbios e é robusta em relação à incertezas paramétricas em termos da indutância da rede.

Objetivos

O objetivo deste 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.

Os objetivos específicos são:

- Determinação teórica via modelagem matemática e simulação do sistema em malha fechada;
- Comprovação da análise teórica por meio da obtenção de resultados experimentais;
- Comparação da proposta com controladores convencionalmente utilizados.

Contribuição da Dissertação

Uma estratégia de controle que oferece robustez frente a distúrbios e que tem capacidade de lidar com incertezas paramétricas do lado da rede.

Organização do Documento

Este trabalho é organizado como segue: o primeiro capítulo apresenta uma introdução e motivação para o trabalho proposto. O segundo capítulo apresenta uma breve revisão bibliográfica dos elementos necessários ao desenvolvimento do trabalho. O terceiro capítulo apresenta a modelagem matemática do sistema.

1 Revisão Bibliográfica

Nesta seção serão comentados os elementos necessários para o entendimento do porquê das escolhas feitas neste trabalho. Inicialmente as diferenças entre os filtros L, LCL e LCL com amortecimento serão abordadas. Logo após, a diferença entre controle de corrente e tensão do capacitor do filtro LCL. Finalmente, o procedimento de projeto do filtro é detalhado.

1.1 Considerações sobre *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:

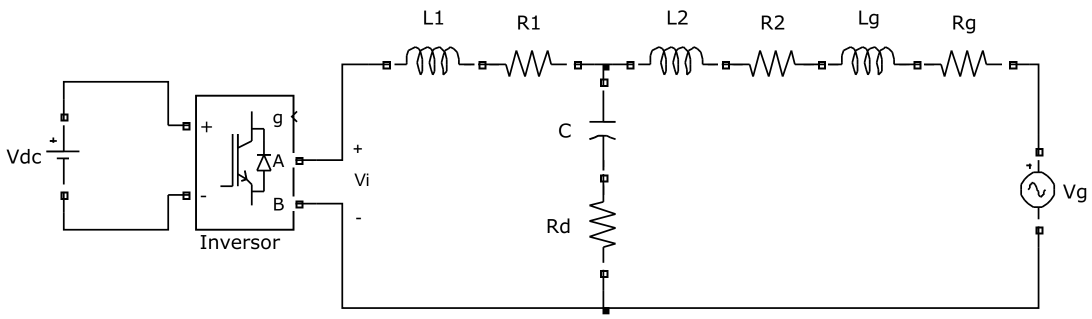

Fig. 1 – Topologia do filtro LCL.

Dessa forma, tem-se:

$$Z_i = L_1 s + R_1$$

$$Z_g = (L_2 + L_g)s + R_2 + R_g$$

$$Z_0 = \frac{1}{Cs} + R_d$$

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

$$G_{V_i-I_1}(s) = \frac{I_1(s)}{V_i(s)} = \frac{Z_g + Z_0}{Z_i Z_g + Z_i Z_0 + Z_g Z_0} \tag{1.1}$$

$$G_{V_i-I_2}(s) = \frac{I_2(s)}{V_i(s)} = \frac{Z_0}{Z_i Z_g + Z_i Z_0 + Z_g Z_0} \tag{1.2}$$

$$G_{I_1-I_2}(s) = \frac{I_2(s)}{I_1(s)} = \frac{Z_0}{Z_g + Z_0} \tag{1.3}$$

Para efeito de comparação, pode-se reescrever a (1.1) e (1.2) 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:

$$G_{V_i-I_1}(s) = \frac{I_1(s)}{V_i(s)} = \frac{(1-\alpha)LCs^2 + R_dCs + 1}{\alpha(1-\alpha)L^2Cs^3 + R_dLCs^2 + Ls} \tag{1.4}$$

$$G_{V_i-I_2}(s) = \frac{I_2(s)}{V_i(s)} = \frac{R_dCs + 1}{\alpha(1-\alpha)L^2Cs^3 + R_dLCs^2 + Ls} \tag{1.5}$$

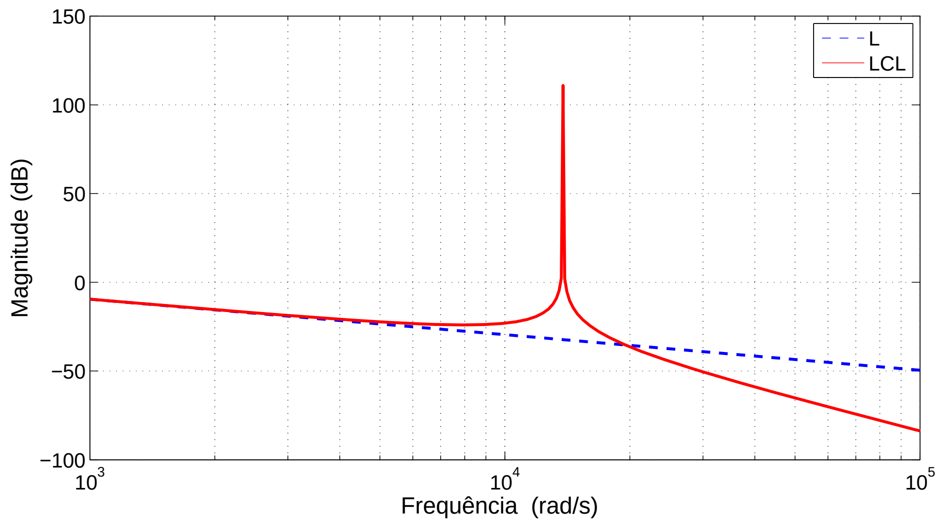

Figura 2 – Comparação entre filtro L e filtro LCL.

A Fig. 2 mostra o diagrama de Bode de (1.5) 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, reduz a atenuação das harmônicas de alta frequência. A Fig. 3 mostra o diagrama de Bode de (1.3) para $R_d = 0$, $R_d = 2$ e $R_d = 10$.

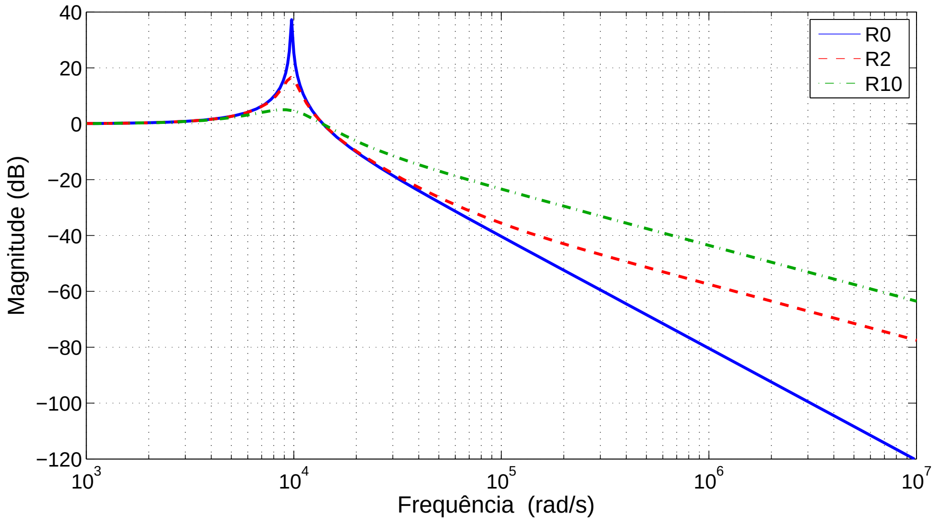

Figura 3 – Diferença entre filtros L, LCL e LCL com amortecimento passivo.

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 visivelmente melhor.

1.2 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 r_1 é a referência para a malha externa, r_2 é a referência para a malha interna, G_p é a função de transferência do controlador primário, G_s é a função de transferência do controlador secundário, P_1 e P_2 são a planta, d_1 e d_2 são os distúrbios:

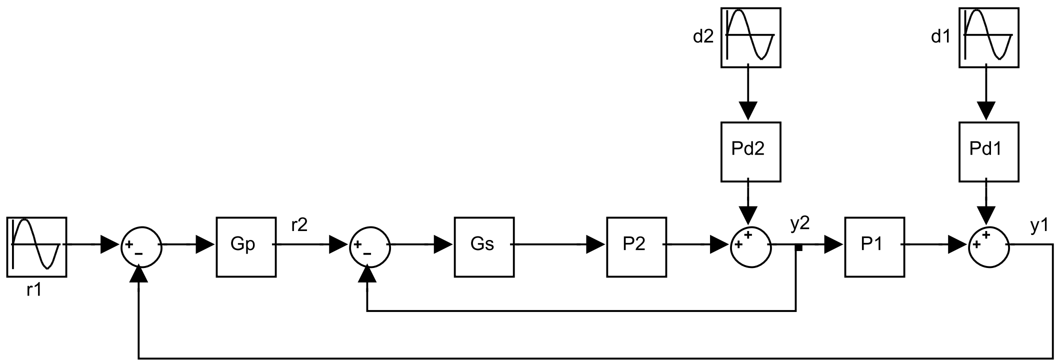

Fig. 4 – Estrutura geral de Controle Multimalha.

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 à eles.

O princípio de funcionamento é que a comutação ciclo à 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 são dadas por:

$$v_c = \frac{\frac{2V_{DC}}{L_1}\frac{1}{C}\left(s + \frac{R_2}{L_2}\right)}{s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \tag{1.6}$$

$$i_c = \frac{\frac{2V_{DC}}{L_1} s \left(s + \frac{R_2}{L_2}\right)}{s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \tag{1.7}$$

Com

$$a_2 = \frac{R_1}{L_1} + \frac{R_2}{L_2}$$

$$a_1 = \frac{1}{L_1 L_2}\left(R_1 R_2 + \frac{L_1 + L_2}{C}\right)$$

$$a_0 = \frac{R_1 + R_2}{C L_1 L_2}$$

A Fig. 9 mostra o lugar das raízes para a função de transferência (1.6).

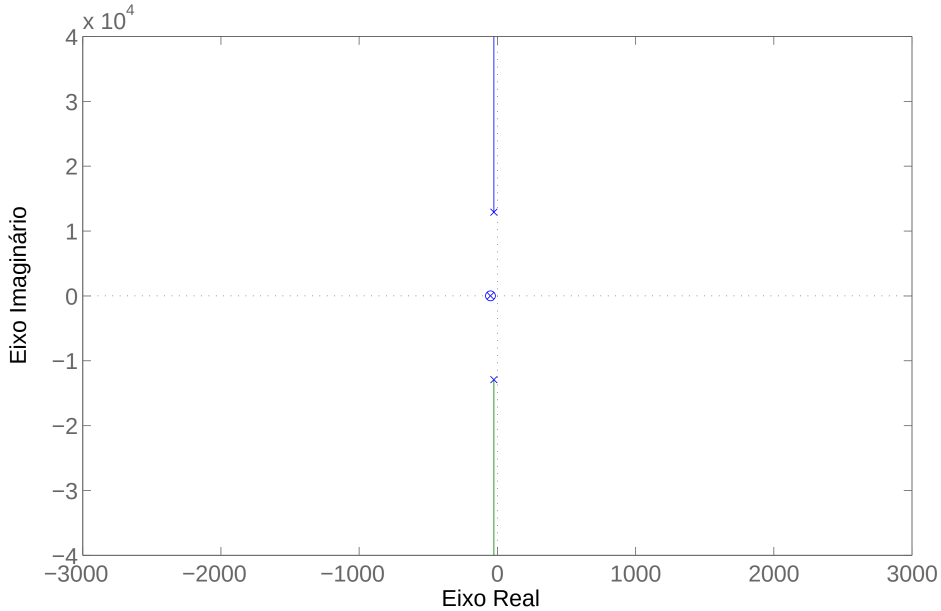

Fig. 5 – Lugar das raízes para a tensão do capacitor.

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 (1.7).

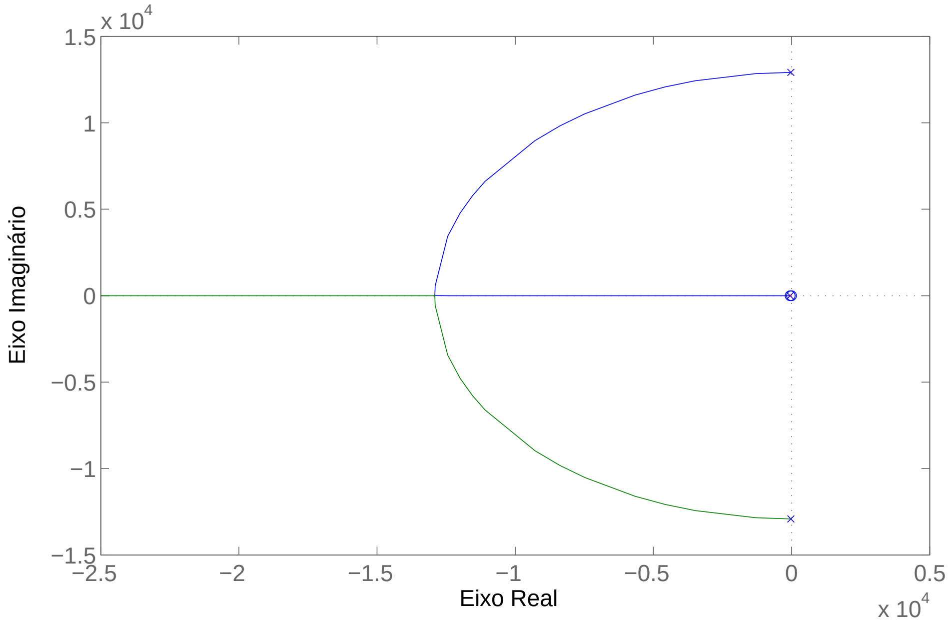

Fig. 6 – Lugar das raízes para a corrente do capacitor.

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, ter-se-á um circuito do tipo RL que aproxima o comportamento no ponto de conexão.

Dessa forma, embora a corrente ofereça mais estabilidade, a tensão do capacitor é escolhida como variável de controle da malha interna na presença de um controlador adaptativo na malha externa, devido ao quanto essa escolha facilita a realização do controle da dinâmica do filtro. Outras topologias para a malha externa serão avaliadas, e então a corrente do capacitor será utilizada como variável de controle para a malha interna.

2 Modelagem

Este capítulo apresenta a modelagem de conversores de potência conectados à rede elétrica via filtro LCL. São apresentados modelos em coordenadas $\alpha\beta 0$ considerando a corrente i_C e a tensão v_C do capacitor como variável intermediária, bem como a estrutura de controle para a malha interna associada à cada possível escolha. Modelos em tempo discreto são desenvolvidos, e o impacto do atraso de transporte da implementação digital é explicitado.

2.1 Modelo do Filtro LCL

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. Esta 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

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta 0} = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \tag{2.1}$$

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

$$\begin{aligned} \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}\mathbf{x}_{abc} &= \mathbf{x}_{\alpha\beta 0} \\ \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1}\mathbf{x}_{\alpha\beta 0} &= \mathbf{x}_{abc} \end{aligned}$$

No projeto de controladores para sistemas elétricos trifásicos, é usual levar em consideração esta transformação e modelar o sistema para o caso monofásico, projetando o controlador considerando os equivalentes nas coordenadas α e β. A Fig 7 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 rede elétrica é representada por v_g.

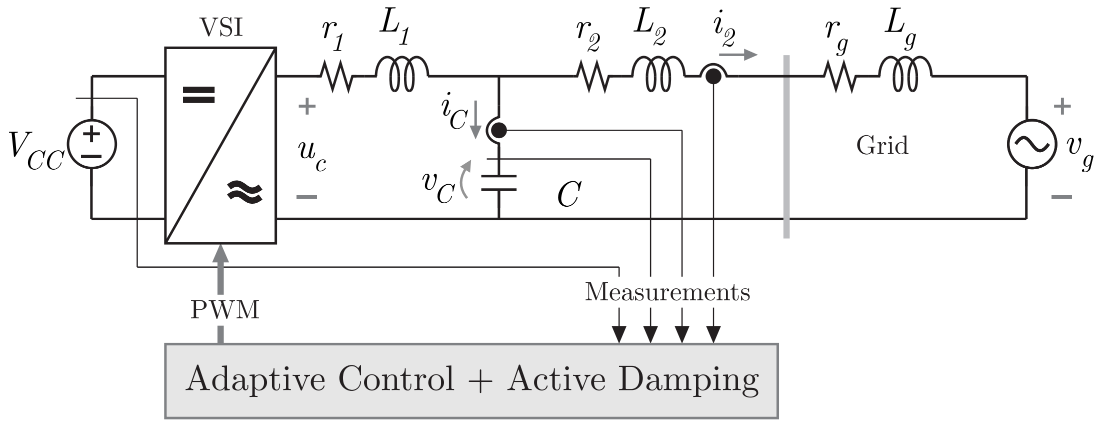

Fig. 7 – Filtro LCL para o caso monofásico.

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

$$
\begin{aligned}
Z_i &= r_1 + L_1 s \\
Z_C &= \frac{1}{sC} \\
Z_g &= r_2 + r_g + \left(L_2 + L_g\right) s
\end{aligned}
\tag{2.2}
$$

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 esta 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.

A Fig. 8 demonstra a estrutura de controle utilizada.

Observa-se que U_p indica a variável de controle intermediária utilizada para implementar a malha interna e realizar o amortecimento ativo da ressonância do filtro, podendo ser V_C ou I_C. O controlador adaptativo na malha externa gera a referência U para a malha interna, que por sua vez gera a ação de controle U_c implementada via PWM.

Considerando a estrutura da Fig. 7 e desprezando o distúrbio da rede v_g, obtém-se

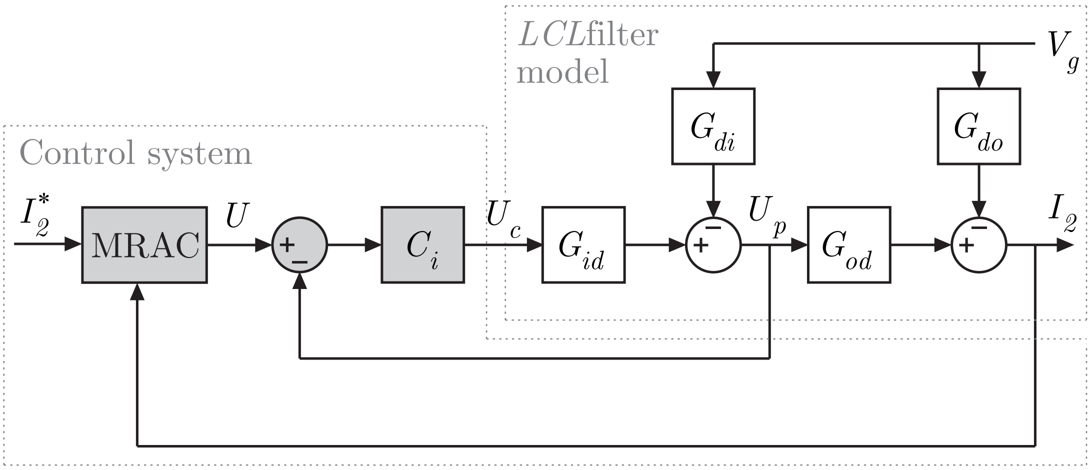

Fig. 8 – Diagrama de blocos demonstrando a estrutura geral de controle.

as seguintes expressões a partir das leis de Kirchhoff

$$\frac{V_C}{U_c} = \frac{Z_C Z_g}{Z_i \left(Z_C + Z_g\right) + Z_C Z_g} \tag{2.3}$$

$$\frac{I_C}{U_c} = \frac{Z_g}{Z_i \left(Z_C + Z_g\right) + Z_C Z_g} \tag{2.4}$$

$$\frac{I_2}{U_c} = \frac{Z_C}{Z_i \left(Z_C + Z_g\right) + Z_C Z_g} \tag{2.5}$$

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, 2012), incluindo um retentor de ordem zero (ZOH) e aplicando a transformada $\mathcal{Z}$. Desta forma, considerando o atraso de tempo associado à implementação digital, obtém-se

$$G_d(z) = \frac{I_2}{U_c} = K_1 \frac{1}{z\,(z-1)} - \frac{K_1 \operatorname{sen}(\omega_n T_s)}{\omega_n T_s} \frac{z-1}{z\,(z^2 - 2\cos(\omega_n T_s)\, z + 1)} \tag{2.6}$$

onde T_s é o período de amostragem e

$$K_1 = \frac{T_s}{L1 + L2 + Lg}$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{L_1 + L_2 + L_g}{L_1 C \left(L_2 + L_g\right)}}$$

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 (2.3)

$$G_{id}(z) = \frac{2\,\mathrm{sen}^2\left(\omega_n \frac{T_s}{2}\right)}{L_1 C \omega_n^2} \frac{z+1}{z\left(z^2 - \cos\left(\omega_n T_s\right) z + 1\right)} \tag{2.7}$$

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

$$G_{od}(z) = \frac{I_2}{V_C} = \frac{G_d}{G_{id}} \tag{2.8}$$

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 (2.4)

$$G_{id}(z) = \frac{\mathrm{sen}\left(\omega_n T_s\right)}{\omega_n L_1} \frac{z-1}{z\left(z^2 - \cos\left(\omega_n T_s\right) z + 1\right)} \tag{2.9}$$

e assim

$$G_{od}(z) = \frac{I_2}{I_C} = \frac{G_d}{G_{id}} \tag{2.10}$$

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	40μF	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:

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

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 $K_P + K_D$.

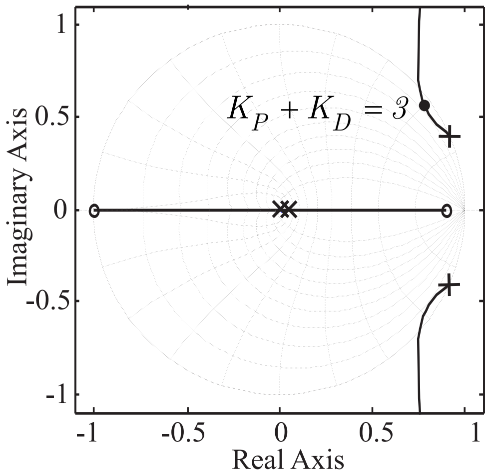

Fig. 9 – Lugar das raízes para o controlador proporcional-derivativo.

A partir da Fig. 9 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:

$$C_i(z) = K_P \tag{3.2}$$

Tendo como referência a função de transferência de malha fechada I_C/U, que pode ser vista na Fig. 12 fazendo $U_p = I_C$, observa-se que sua equação característica é:

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

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

$$\overline{K_P} = \frac{2\cos(\omega_n T_s) - 1}{\operatorname{sen}(\omega_n T_s)} \omega_n L_1 \tag{3.4}$$

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 à 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. 10. É importante deixar claro que a estrutura é do tipo de controle por modelo interno (*Internal Model Control - IMC*).

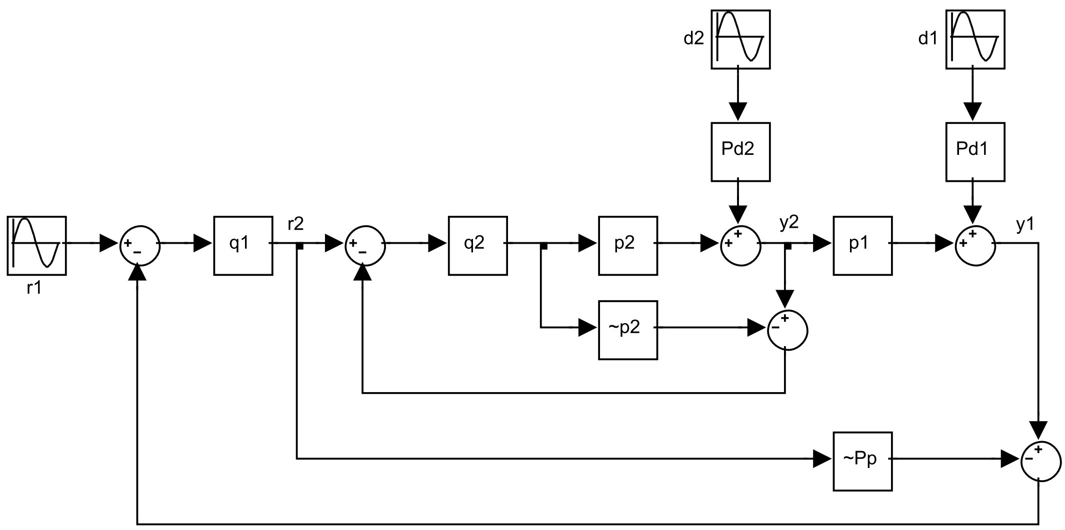

Fig. 10 – Estrutura geral de sistema de Controle Multimalha.

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

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

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

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:

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

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:

$$q_2 = {p_{2m}}^{-1} f_2 \tag{3.8}$$

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:

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

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:

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

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

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

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. 11.

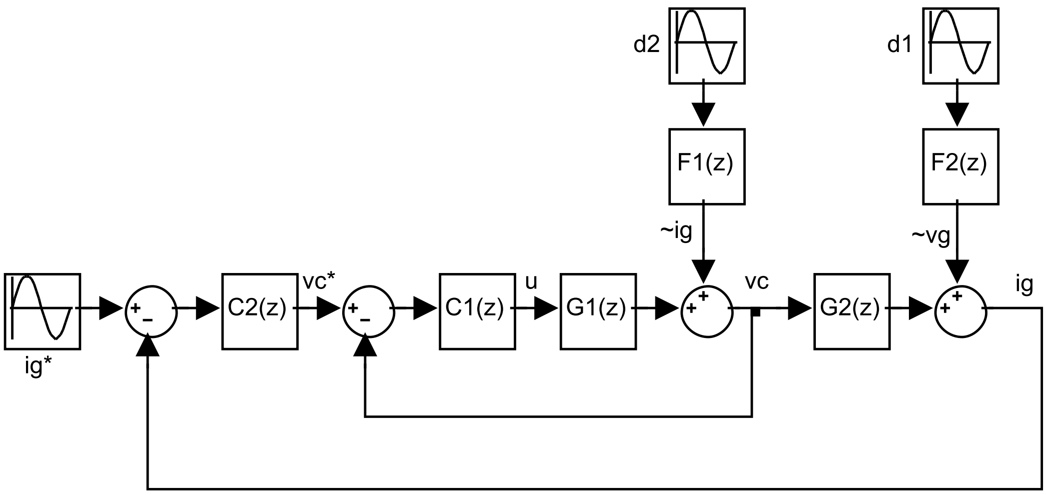

Fig. 11 – Diagrama de blocos para o filtro LCL em modelo discreto.

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:

$$i_g(k+1) = i_g(k) + b_p u_1(k) \tag{3.13}$$

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:

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

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

Se a lei de controle for estabelecida como:

$$u_1(k) = {\theta_1}^* i_g(k) + {\theta_2}^* {i_g}^*(k) \tag{3.15}$$

Com

$$\begin{aligned} {\theta_1}^* &= \frac{a_m - 1}{b_p} && \text{(3.16a)} \\ {\theta_2}^* &= \frac{b_m}{b_p} && \text{(3.16b)} \end{aligned}$$

Então tem-se

$$ig(k+1) = a_m i_g(k) + b_m {i_g}^*(k) \tag{3.17}$$

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:

$$u_1(k) = \theta_1(k) i_g(k) + \theta_2(k) {i_g}^*(k) \tag{3.18}$$

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:

$$\begin{aligned} i_g(k+1) = i_g(k) + b_p \left({\theta_1}^* i_g(k) + {\theta_2}^* {i_g}^*(k)\right) + \\ b_p \left((\theta_1(k) - {\theta_1}^*) i_g(k) + (\theta_2(k) - {\theta_2}^*) {i_g}^*(k)\right) \end{aligned} \tag{3.19}$$

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

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

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

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

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

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

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:

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

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:

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

onde $\tilde{\rho}(k) = \rho(k) - \rho^*$ 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

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

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

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

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

onde sgn(ρ^*) 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

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

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

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

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. 11, 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

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

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

4 IMC

5 Resultados

Conclusão

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 28.

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 21.

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 37.

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 33.

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 33.

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 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 21.

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 22.

KIMBALL, J. W. *Digital Control Techniques for Switching Power Converters.* Tese (Doutorado) — University of Illinois at Urbana-Champaign, 2008. Citado na página 22.

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 23 e 39.

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 28 e 39.

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 21.

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 na página 37.

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 22.

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 22.

PARKER, S. G.; MCGRATH, B. P.; HOLMES, D. G. Regions of Active Damping Control for LCL Filters. *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, p. 53–60, September 2012. Citado na página 35.

RIBEIRO, E. R. *Filtros Ativos Série Para a Compensação de Harmônicas de Tensão.* Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2003. Citado na página 21.

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 22.

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 21 e 34.

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 21 e 25.

SMITH, C. A.; CORRIPIO, A. *Princípios e Prática do Controle Automático de Processo.* third. Rio de Janeiro: LTC, 2008. Citado na página 23.

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 66.

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 57.

TAO, G. *Adaptative Control Design and Analysis.* [S.l.]: Wiley-IEEE Press, 2003. Citado 2 vezes nas páginas 44 e 60.

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 21.

TSAKALIS, K.; IOANNOU, P. *Linear time-varying systems: control and adaptation.* [S.l.]: Prentice Hall, 1993. ISBN 9780130129239. Citado na página 61.

TWINING, E.; HOLMES, D. G. Grid Current Regulation of a Three-Phase Voltage Source Inverter With an LCL Input Filter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 18, n. 3, p. 888–895, May 2003. Citado na página 21.

YAO, Q.; HOLMES, D. G. A Simple, Novel Method for Variable-Hysteresis-Base Current Control of a Three Phase Inverter with Constant Switching Frequency. *Industry Applications Society Annual Meeting*, p. 1122–1129, October 1993. Citado na página 22.

Anexos

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:

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

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:

$$Z_b = \frac{V^2}{P} \tag{A.2}$$

   Os valores da capacitância e indutância base são, respectivamente:

$$C_b = \frac{1}{\omega_n Z_b} \tag{A.3}$$

$$L_b = \frac{Z_b}{\omega_n} \tag{A.4}$$

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:

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

$$C_f = \frac{1}{2k} C_b \tag{A.6}$$

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 entando, 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:

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

Onde:

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

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

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

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*). 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 não são medidos é possível a utilização de estimadores, de onde resulta a seguinte estrutura para a lei de controle (TAO, 2003):

$$u = \theta^T \omega \tag{B.4}$$

Na qual os vetores θ e ω são definidos como:

$$\begin{aligned} \theta^T &= \begin{bmatrix} \theta_1^T, & \theta_2^T, & \theta_3, & \theta_4 \end{bmatrix} \\ \omega &= \begin{bmatrix} \omega_1 & \omega_2 & y & r \end{bmatrix}^T \end{aligned} \tag{B.5}$$

A Fig. 12 mostra a estrutura geral do sistema de controle.

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

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

Com $\Lambda(z)$ estável e $\alpha(z)$ dados por:

$$\alpha(z) = \begin{bmatrix} z^{n-2}, & ..., & z, & 1 \end{bmatrix} \text{ e } \Lambda(z) = z^{n-1} + \lambda_{n-2} z^{n-2} + ... + \lambda_1 z + \lambda_0$$

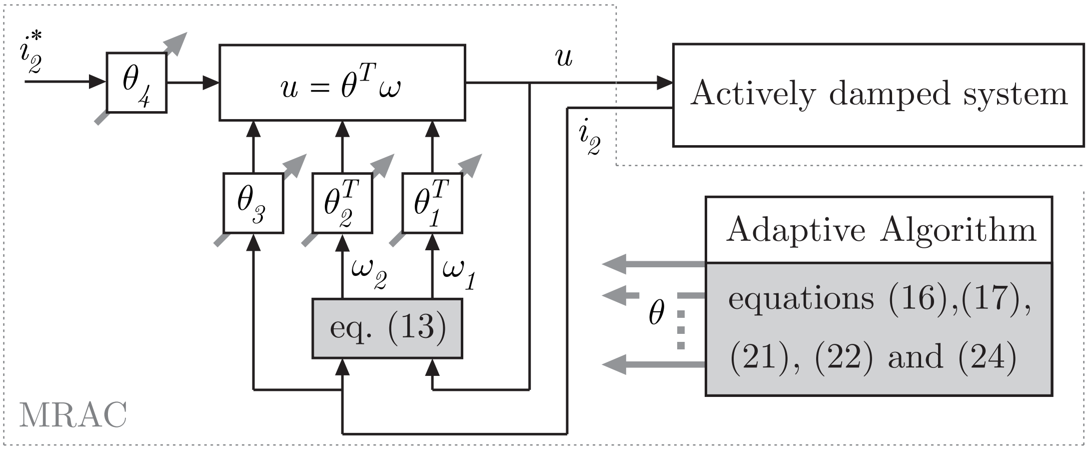

Fig. 12 – Estrutura do controlador MRAC.

Os polinômios α e Λ são definidos 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 de dinâmicas não-modeladas do tipo aditiva, estável e estritamente própria $\Delta(z)$:

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

Define-se o modelo de referência como sendo:

$$y_m = W_m(z)r$$

É necessário garantir que os graus 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 $\Delta(z) = 0$:

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

Onde:

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

De (B.8):

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

E levando em consideração (B.6), tem-se:

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

Definindo:

$$F_1 = \theta_1^{*T} \frac{\alpha}{\Lambda}$$
$$F_2 = \theta_2^{*T} \frac{\alpha}{\Lambda} + \theta_3^*$$

E considerando que $y(k) = G(z) \cdot u(k)$, obtém-se:

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

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

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

Então de (B.9):

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

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

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

O que resulta em:

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

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

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

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

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

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

Substituindo (B.13) em (B.14), obtém-se:

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

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

Definindo:

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

E também:

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

Tem-se que:

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

Com $y_m(k) = W_m(z)r(k)$ e $\rho^* = \frac{1}{\theta_4^*}$:

$$e_1(k) = y(k) - y_m(k) = \rho^* W_m(z) \left[\phi^T(k)\omega(k)\right] + \eta(k)$$

Para sistemas discretos, não se pode garantir que $W_m(z)$ será estritamente positivo e real (*SPR*) e, portanto, define-se uma equação de erro aumentado e_a para o qual será possível demonstrar a estabilidade do algoritmo:

$$e_a = \rho^* \phi^T \zeta + \tilde{\rho} \cdot e_2 + \eta$$

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.

E:

$$\zeta(k) = W_m(z) \cdot \omega(k) \tag{B.15}$$

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

$$e_a = e_1 + \rho \cdot e_2 \tag{B.16}$$

Considerando as equações do algoritmo adaptativo:

$$\begin{aligned}
\theta(k+1) &= \theta(k) - \operatorname{sgn}(k_p)\gamma_d \frac{\zeta(k) \cdot e_a(k)}{\bar{m}^2(k)} \\
\rho(k+1) &= \rho(k) - \gamma \frac{e_2(k) \cdot e_a(k)}{\bar{m}^2(k)} \\
\bar{m}^2 &= m^2(k) + \zeta^T(k)\zeta(k) + {e_2}^2(k) \\
m^2(k+1) &= \delta_0(m^2(k) - 1) + u^2(k) + y^2(k) + 1
\end{aligned} \tag{B.17}$$

Onde:

γ e γ_d são ganhos das leis de adaptação;

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:

$$\begin{aligned}
V(k) &= \frac{|\rho^*|}{\gamma_d}\phi^T(k)\phi(k) + \frac{1}{\gamma}\tilde{\rho}^2(k) \\
\Delta V(k) &= V(k+1) - V(k) \leq 0
\end{aligned} \tag{B.18}$$

Isto é:

$$\Delta V(k) = \frac{|\rho^*|}{\gamma_d}\phi^T(k+1)\phi(k+1) - \frac{|\rho^*|}{\gamma_d}\phi^T(k)\phi(k) + \frac{1}{\gamma}\tilde{\rho}^2(k+1) - \frac{1}{\gamma}\tilde{\rho}^2(k) \tag{B.19}$$

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

$$\phi(k+1) = \phi(k) - \operatorname{sgn}(k_p)\gamma_d \frac{\zeta(k) \cdot e_a(k)}{\bar{m}^2(k)} \tag{B.20}$$

$$\tilde{\rho}(k+1) = \tilde{\rho}(k) - \gamma \frac{e_2(k) \cdot e_a(k)}{\bar{m}^2(k)} \tag{B.21}$$

Substituindo (B.20) e (B.21) em (B.19), obtém-se:

$$\Delta V(k) = \frac{|\rho^*|}{\gamma_d}\left[\phi^T(k) - \text{sgn}(k_p)\gamma_d\frac{\zeta^T(k)\cdot e_a(k)}{\bar{m}^2(k)}\right]\cdot\left[\phi(k) - \text{sgn}(k_p)\gamma_d\frac{\zeta(k)\cdot e_a(k)}{\bar{m}^2(k)}\right]$$
$$- \frac{|\rho^*|}{\gamma_d}\phi^T(k)\phi(k) + \frac{1}{\gamma}\left[\tilde{\rho}(k) - \gamma\frac{e_2(k)\cdot e_a(k)}{\bar{m}^2(k)}\right] - \frac{1}{\gamma}\tilde{\rho}^2(k) \qquad \text{(B.22)}$$

Que pode ser simplificado para:

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

Que pode ser reescrito como:

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

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

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

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:

$$\begin{aligned}\Delta V(k) = &-\left(1-\frac{|\rho^*|\gamma_d\zeta^T(k)\cdot\zeta(k)+\gamma {e_2}^2(k)}{\bar{m}^2(k)}\right)\frac{{e_a}^2(k)}{\bar{m}^2} \\ &-\left(\frac{e_a(k)}{\bar{m}}-\frac{\eta}{\bar{m}}\right)^2+\frac{\eta^2}{\bar{m}^2}\end{aligned} \tag{B.23}$$

Teorema B.3.1. *A estrutura de controle (B.3) - (B.6), (B.15) e (B.16) com o algoritmo adaptativo (B.17) 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) $e_a/\bar{m}$, $e_a m/\bar{m}^2$, $e_a/\bar{m}^2 \in \mathcal{S}\left({\Delta_0}^2/h^2\right)$ *e* $h \in (0,1)$;

iii) $|\Delta\theta_i(k)| \in \mathcal{S}\left((\gamma_d+\lambda\gamma_s)^2\,{\Delta_0}^2/h^2\right) \forall k > 0, i = 1,\ldots,2n_0$ *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) $m^2(k+1)/m^2(k) \in \mathcal{L}_\infty$.