

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO PAMPA**

**SERGIO FREDERICO PIRES DIAS**

**CONTROLE ADAPTATIVO APLICADO A CONVERSORES COM FILTRO  
LCL COM REJEIÇÃO ADAPTATIVA DE DISTÚRBIOS E SOB SATURAÇÃO  
DA AÇÃO DE CONTROLE**

**BRASIL**

**2016**



**SERGIO FREDERICO PIRES DIAS**

**CONTROLE ADAPTATIVO APLICADO A CONVERSORES COM FILTRO  
LCL COM REJEIÇÃO ADAPTATIVA DE DISTÚRBIOS E SOB SATURAÇÃO  
DA AÇÃO DE CONTROLE**

Dissertação apresentada ao programa de Pós-graduação *Strictu sensu* em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pampa, como requisito parcial para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Márcio Stefanello

Alegrete

2016

Pires Dias, Sergio Frederico

Controle Adaptativo Aplicado a Conversores com Filtro LCL com Rejeição Adaptativa de Distúrbios e Sob Saturação da Ação de Controle/ SERGIO FREDERICO PIRES DIAS. – Campus Alegrete, 2016 -

83 páginas : ilustração ; 30 cm.

Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal do Pampa - UNIPAMPA  
Faculdade de Engenharia Elétrica  
Programa de Pós-Graduação, 2016.

1. Controle de Corrente. 2. Filtro LCL. 2. Inversor Alimentado em Tensão. I. Controle Adaptativo Aplicado a Conversores com Filtro LCL com Rejeição Adaptativa de Distúrbios e Sob Saturação da Ação de Controle

SERGIO FREDERICO PIRES DIAS

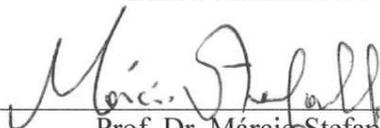
CONTROLE ADAPTATIVO APLICADO A CONVERSORES COM FILTRO LCL COM  
REJEIÇÃO ADAPTATIVA DE DISTÚRBIOS E SOB SATURAÇÃO DA AÇÃO DE CONTROLE

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-graduação  
Stricto Sensu em Engenharia Elétrica da Universidade  
Federal do Pampa, como requisito parcial para obtenção  
do Título de Mestre em Sistemas de Energia.

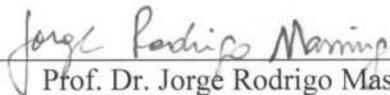
Área de concentração: Sistemas de Energia

Dissertação defendida e aprovada em: 01 de julho de 2016.

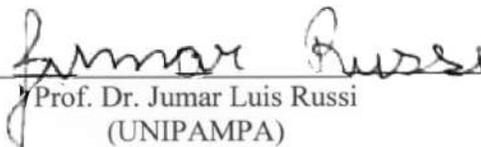
Banca examinadora:



Prof. Dr. Márcio Stefanello  
Orientador  
(UNIPAMPA)



Prof. Dr. Jorge Rodrigo Massing  
(UFSM)



Prof. Dr. Jumar Luis Russi  
(UNIPAMPA)



*Dedico este trabalho aos meus pais, por estar sempre ali quando precisei.*



# Agradecimentos

À Universidade Federal do Pampa, pela oportunidade e os anos de acolhimento.

Ao meu orientador, professor Márcio Stefanello, pelos anos de apoio, motivação, paciência e amizade.

Aos demais professores e técnicos do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica que forneceram todo suporte necessário para a realização deste trabalho.

À todos meus amigos que de alguma forma contribuíram com a construção deste trabalho. Em especial aos meu colegas do laboratório 115.

À Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES), pelo apoio financeiro necessário para a realização deste trabalho.



*“A mente que abre-se para uma nova ideia jamais voltará ao seu tamanho original”  
(Albert Einstein)*



# Resumo

A disseminação de conversores estáticos para os mais diversos fins de aplicação teve grande crescimento a partir da década de 80. Pode-se destacar sua utilização em aplicações tais como em filtragem ativa e geração distribuída. Esta última associada a implementação de microrredes de energia e associadas intrinsecamente as chamadas redes elétricas inteligentes. Tradicionalmente quando estes conversores são utilizados para fins de conexão com a rede utiliza-se um filtro em série com o conversor a fim de suprimir harmônicos oriundos do processo de comutação das suas chaves semicondutoras. Estes filtros são, em geral, do tipo L ou LCL, sendo que, devido a sua maior capacidade de atenuação de componentes harmônicas associada a comutação do conversor o filtro LCL é preferencialmente empregado para esta finalidade. Porém, a utilização do filtro LCL, por se tratar de um filtro de terceira ordem, requer uma estratégia de controle mais complexa não só para a rejeição de distúrbios provindos da rede como também para manter a estabilidade do sistema. Para tratar tais problemas diversos trabalhos na literatura ponderam entre diferentes escolhas da variável de controle, como a corrente de saída do conversor ou a de saída do filtro e diversas técnicas de controle como deadbeat, controle por histerese, entre outras. Este trabalho aborda a utilização da corrente média ponderada do filtro LCL de saída como variável de controle a fim de simplificar o problema de controle resultante da utilização deste tipo de filtro. Utilizou-se uma técnica de Controle por Modelo de Referência em conjunto com um Controlador Adaptativo com ação Feedforward como estratégia para garantir a estabilidade e rejeição de distúrbios no sistema. Também foi realizada uma abordagem com objetivo de garantir a estabilidade do sistema frente a situações de saturação da ação de controle a ser sintetizada pelo conversor, utilizando uma técnica de Controle por Modelo de Referência Adaptativo e novamente um Controlador Adaptativo com ação Feedforward. São realizadas análises e provas matemáticas da estabilidade dos controladores em conjunto com resultados de simulação e experimentais demonstrando a aplicabilidade da proposta.

**Palavras-chave:** Controle de Corrente. Filtro LCL. Inversores Alimentados em Tensão. Corrente Média Ponderada.



# Abstract

The widespread use of static converters for different application purposes experienced a growth mainly since 80's, with a great increase of interest in recent years. It is possible to highlight their use in grid connected systems such as in power filters and distributed generation sources. The last contributed for the dissemination of microgrids and the advent of smartgrids. For grid connected applications, a filter is used to interface the converter with the grid in order to suppress the harmonic content due to the switching process of the converter. These filters may be purely inductive or of L type, or inductive-capacitive-inductive or of LCL type. Due to its higher harmonic attenuation capacity, the LCL filter is preferably employed. However the LCL filter has some disadvantages quite evident. For example, it is a third-order filter, which requires more complex control strategy not only to reject disturbances arisen from the grid, but also for stability and control purposes. To address such problems, several works in the literature consider different choices regarding the controlled quantity namely, the converter current or the grid current, and several control techniques such as deadbeat, hysteresis control, PI in synchronous reference frame, among others. This work discusses the use of the weighted average current of the LCL-filter as a control variable in order to alleviate the problem of control resulting from the use of this type of filter. It was used Model Reference Control in conjunction with an Adaptive Feedforward Cancellation scheme as a strategy to ensure stability and disturbance rejection for the system. It was also applied an approach to ensure the stability of the system facing situations of saturation of the control action using a Model Reference Adaptive Controller with an Adaptive Feedforward Cancellation scheme, designed to cope with the effect of saturation. Mathematical analysis and proofs of stability are presented with simulation and experimental results, that demonstrate the applicability of the proposal.

**Keywords:** Current control. LCL-filter. Voltage Sourced Inverters. Weighted Averaged Current.



# Lista de ilustrações

Figura 1 – Topologias utilizadas em inversores de potência. . . . .	29
Figura 2 – Conexão de VSIs utilizando as duas topologias de filtros passivos. . . .	29
Figura 3 – Circuito monofásico para inversor conectado a rede utilizando filtro L .	33
Figura 4 – Resposta em frequência de um filtro do tipo L. . . . .	34
Figura 5 – Circuito monofásico representativo de um filtro LCL. . . . .	34
Figura 6 – Resposta em frequência do sistema utilizando um filtro LCL. . . . .	35
Figura 7 – Resposta em frequência do sistema para diferentes valores de $R_d$ . . . .	36
Figura 8 – Inversor trifásico em série com filtro LCL conectado a rede. . . . .	36
Figura 9 – Representação de sistema monofásico obtido utilizando a transformada de Clarke. . . . .	37
Figura 10 – Correntes tradicionais para realização do controle de um VSI. . . . .	39
Figura 11 – Proposta de corrente de realimentação baseada em filtro do tipo LCCL	39
Figura 12 – Diagrama de blocos da estratégia de controle proposta. . . . .	45
Figura 13 – Esquemático da técnica de Controle por Modelo de Referência. . . . .	46
Figura 14 – Abordagem alternativa da técnica de Controle por Modelo de Referência.	47
Figura 15 – Representação esquemática do controle AFC. . . . .	48
Figura 16 – Diagrama de bode das funções de transferência do filtro utilizado. . . .	53
Figura 17 – Diagrama de bode referente as correntes do filtro LCL e CMP. . . . .	54
Figura 18 – Localização dos polos e zeros referentes a corrente de saída do conversor, corrente de saída do filtro e corrente média ponderada. . . . .	54
Figura 19 – Rastreamento do sinal de saída do modelo de referência pela CMP. . .	55
Figura 20 – Rastreamento do sinal de saída do modelo de referência pela corrente $i_r$ .	55
Figura 21 – Erro entre a corrente média ponderada e a corrente de saída do filtro em relação ao modelo de referência. . . . .	56
Figura 22 – Comportamento das correntes CMP e de saída do filtro com sistema conectado a rede. . . . .	56
Figura 23 – Rastreamento do sinal de saída do modelo de referência pela CMP quando conectado a rede elétrica. . . . .	57
Figura 24 – Demonstração do erro entre as correntes de saída do filtro e CMP em relação a saída do modelo de referência. . . . .	57
Figura 25 – Troca da variável de controle do sistema da corrente média ponderada para a corrente de saída do filtro. . . . .	58
Figura 26 – Erro entre a CMP e corrente de saída do filtro no momento da troca de variável de controle e o comportamento dos ganhos $\theta$ 's no momento da troca. . . . .	58

Figura 27 – Ação de controle injetada no sistema e suas parcelas referentes ao controlador MRAC e AFC. . . . .	59
Figura 28 – Comportamento dos ganhos adaptativos do controlador AFC. São apresentados $\theta$ 's referentes a 3 <sup>a</sup> harmônica, 5 <sup>a</sup> harmônica e erro cc, respectivamente. . . . .	59
Figura 29 – Comportamento da corrente de saída do filtro em relação ao sinal de saída do modelo de referência com adição de distúrbio harmônico no sistema. . . . .	60
Figura 30 – Comportamento da corrente de saída do filtro no instante de tempo $t = 0.5$ s onde ocorre o acréscimo de 100% no valor da indutância de rede e seu retorno ao valor original em $t = 1$ s. . . . .	60
Figura 31 – Esquemático do sistema utilizado para realização dos experimentos. . . . .	61
Figura 32 – Rastreamento da corrente de saída pelo modelo de referência. . . . .	62
Figura 33 – Comportamento dos ganhos $\theta$ 's durante a conexão do sistema a rede elétrica. . . . .	62
Figura 34 – Demonstração da corrente de saída do filtro obtida experimentalmente em relação ao sinal de saída do modelo de referência. . . . .	62
Figura 35 – Corrente de saída do filtro em relação ao sinal de saída do modelo de referência. . . . .	63
Figura 36 – Corrente de saída do filtro e sinal de saída do modelo de referência no período de variação do valor da indutância do lado da rede. . . . .	63
Figura 37 – Parâmetros do controlador AFC ante incerteza paramétrica. . . . .	64
Figura 38 – Comportamento da corrente de saída do filtro em relação à saída do modelo de referência. . . . .	73
Figura 39 – Ação de controle calculada e a ação efetivamente enviada ao sistema. . . . .	73
Figura 40 – Comportamento da corrente de saída do filtro ante saturação da ação de controle do sistema. . . . .	74
Figura 41 – Rastreamento da saída do modelo de referência pela corrente de saída do filtro com sistema conectado a rede. . . . .	74
Figura 42 – Comparativo entre ações de controle calculadas e fornecidas ao sistema. . . . .	75
Figura 43 – Distorção presente na corrente de saída do filtro com a presença de saturação no sistema. . . . .	75
Figura 44 – Comportamento dos ganhos do controlador MRAC durante testes sem a presença de saturação da ação de controle. . . . .	76
Figura 45 – Comportamento dos ganhos do controlador AFC durante testes sem a presença de saturação da ação de controle. . . . .	76
Figura 46 – Comportamento da corrente de saída do filtro em relação ao sinal de saída do modelo de referência sem a presença de saturação na ação de controle injetada no sistema. . . . .	77

Figura 47 – Ação de controle calculada e ação de controle efetivamente enviada para o sistema com a presença de saturação da ação de controle. . . . .	77
Figura 48 – Comportamento da corrente de saída do filtro em relação ao sinal de saída do modelo de referência com a presença de saturação na ação de controle injetada no sistema. . . . .	78
Figura 49 – Comportamento dos ganhos dos controladores MRAC e AFC ante presença de saturação no sistema. . . . .	78



# Lista de tabelas

Tabela 1 – Valores dos parâmetros do filtro LCL utilizado para realização das simulações. . . . .	53
Tabela 2 – Valores teóricos dos ganhos do controlador MRAC. . . . .	76



# Lista de abreviaturas e siglas

CC	Corrente contínua
CA	Corrente alternada
VSI	Inversor alimentado em tensão (do inglês <i>Voltage Sourced Inverter</i> )
CSI	Inversor alimentado em corrente (do inglês <i>Current Sourced Inverter</i> )
SISO	Sistema de uma entrada e uma saída (do inglês <i>Single Input, Single Output</i> )
LTI	Sistema linear invariante no tempo (do inglês <i>Linear Time Invariant</i> )
PI	Controlador Proporcional Integral
PR	Controlador Proporcional Ressonante
CMP	Corrente Médio Ponderada
MRC	Controle por Modelo de Referência (do inglês <i>Model Reference Control</i> )
AFC	Controlador Adaptativo por Compensação do Tipo Feedforward (do inglês <i>Adaptive Feedforward Cancellation</i> )
MRAC	Controle Adaptativo por Modelo de Referência (do inglês <i>Model Reference Adaptive Control</i> )



# Lista de símbolos

$i_c$	Corrente de saída do conversor
$i_r$	Corrente de saída do filtro
$L_c$	Indutância do filtro LCL do lado do conversor
$L_r$	Indutância do filtro LCL do lado da rede
$L_g$	Indutância da rede
$R_c$	Resistência do indutor de entrada do filtro LCL
$R_r$	Resistência do indutor de saída do filtro LCL
$R_g$	Resistência da rede
$C_f$	Capacitor do filtro LCL
$K_p$	Ganho proporcional
$K_i$	Ganho integral
$\omega_0$	Frequência de ressonância
$\omega_c$	Frequência de corte
$t$	Variável associada ao tempo contínuo
$s$	Variável associada à Transformada de Laplace
$z$	Variável associada ao Transformada Z
$k$	Variável associada ao tempo discreto
$v_g$	Tensão da rede
$R_d$	Resistor de amortecimento passivo
$R_v$	Resistor de amortecimento ativo
$i_{cr}$	Corrente de saída do conversor
$i_{cr}^*$	Corrente de entrada do modelo de referência
$W_m$	Função de transferência do Modelo de referência
$G_{cr}$	Planta do sistema com saída $i_{cr}$

$e_a$	Erro aumento do controlador AFC
$\varepsilon$	Erro final do controlador AFC
$\tilde{i}_{cr}$	Distúrbio gerado pela tensão da rede elétrica
$\theta_{MRAC}$	Parâmetros adaptativos do controlador MRAC
$\theta_{AFC}$	Parâmetros adaptativos do controlador AFC
$u_{MRC}$	Ação de controle do controlador MRC
$u_{AFC}$	Ação de controle do controlador AFC

# Sumário

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>27</b>
<b>1.1</b>	<b>Técnicas de Controle para Conexão de Conversores à Rede Elétrica</b>	<b>29</b>
<b>1.2</b>	<b>Organização do Documento</b>	<b>31</b>
<b>2</b>	<b>MODELAGEM E CONTROLE DE CONVERSORES CONECTADOS À REDE ELÉTRICA VIA FILTRO L E LCL</b>	<b>33</b>
<b>2.1</b>	<b>Filtros do tipo L e LCL</b>	<b>33</b>
2.1.1	Amortecimento de Filtros LCL	35
<b>2.2</b>	<b>Controle de Conversores Conectados à Rede via Filtro LCL</b>	<b>36</b>
2.2.1	Método de Controle da Corrente Média Ponderada	38
2.2.2	Modelagem da CMP em Tempo Contínuo	39
2.2.3	Modelagem da CMP em Tempo Discreto	42
<b>3</b>	<b>CONTROLE DA CORRENTE MÉDIA PONDERADA DO CON- VERSOR</b>	<b>45</b>
<b>3.1</b>	<b>Controle por Modelo de Referência</b>	<b>45</b>
<b>3.2</b>	<b>Controle via Cancelamento Adaptativo com ação Feedforward</b>	<b>48</b>
3.2.1	Estrutura do Algoritmo Adaptativo	49
3.2.2	Análise de estabilidade	51
<b>3.3</b>	<b>Resultados</b>	<b>52</b>
3.3.1	Resultados de Simulação	53
3.3.2	Resultados Experimentais	60
<b>4</b>	<b>CONTROLE DE CONVERSORES CONECTADOS A REDE ELÉTRICA UTILIZANDO CONTROLE ADAPTATIVO SUJEITOS A SATURAÇÃO</b>	<b>65</b>
<b>4.1</b>	<b>Descrição do Sistema de Controle</b>	<b>65</b>
4.1.1	Controle Adaptativo por Modelo de Referência	66
4.1.2	Compensação de Distúrbios	67
4.1.3	Algoritmo Adaptativo	68
<b>4.2</b>	<b>Resultados</b>	<b>72</b>
4.2.1	Resultados de Simulação	72
4.2.2	Resultados Experimentais	75
<b>5</b>	<b>CONCLUSÃO</b>	<b>79</b>
	<b>REFERÊNCIAS</b>	<b>81</b>



# 1 Introdução

Segundo dados do relatório internacional de perspectivas energéticas de 2016 (IEO, do inglês International Energy Outlook) o consumo energético estimado para o ano de 2040 é de 815 quadrilhões de BTU's, 48% a mais que no ano de 2012. Enquanto no Brasil, o Plano Decenal de Energia (PDE 2024) estima um crescimento de aproximadamente 44% até o ano de 2024 (EPE, 2014)(OUTLOOK et al., 2010).

Como consequência desse esperado aumento no consumo de energia e da eminente escassez de combustíveis fósseis, fontes de energias renováveis tem se tornado um alternativa atraente para a geração de energia. Além destes fatores, outras vantagens como o acesso gratuito e de maneira abundante a energia em sua forma primária e a não contribuição para o agravamento de problemas ambientais são características fundamentais para a sua disseminação. Este tipo de fonte energética tem se integrado a rede de maneira substancial, não só com objetivo de diversificar a matriz energética global, evitando a dependência de uma única fonte, como tornando a geração de energia cada vez menos nociva ao meio ambiente. Por exemplo, de acordo com a Associação Mundial de Energia Eólica (WWWEA, do inglês World Wind Energy Association) a produção de energia eólica no mundo alcançou 435GW no ano de 2015, enquanto no Brasil apenas no ano de 2015 houve um acréscimo na produção de energia eólica de 46,2%. A produção de energia solar também experimentou um avanço significativo em relação a legislação e incentivos fiscais nos últimos anos, embora sua participação na matriz energética ainda seja pouco representativa. De acordo com a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), o Brasil possui hoje 26 MW de potência instalada em centrais geradoras fotovoltaicas, com outros 2 MW em empreendimentos já licitados e com uma previsão de possuir uma potência instalada de 7 GW até o ano 2024, o que representaria 3.3% da matriz energética nacional (EPE, 2014). Tais números comprovam a grande inserção deste tipo de energia no mercado mundial, sendo uma parte considerável desta contribuição proveniente de micro centrais geradoras, concebidas para aplicações residenciais (ASHABANI; MOHAMED, 2012).

Junto com o surgimento destas microcentrais, surgiu a preocupação em garantir que a energia injetada na rede possuísse padrões de qualidade que permaneçam dentro de limites aceitáveis, mesmo com a presença de outras fontes previamente conectadas e cargas não lineares no mesmo ponto de conexão (FERNANDES et al., 2010). Esta preocupação acaba justificando a utilização de conversores de potência CC-CA como interface com a rede elétrica, devido a certas características destes equipamentos como: redução de perdas no processo de conversão; estabilidade; amortecimento dinâmico das oscilações oriundas do sistema elétrico; dentre outras (SHEA, 2003).

Atualmente a utilização de conversores de potência já é bastante difundida em plantas geradoras que utilizam fontes renováveis, sejam elas células combustíveis, sistemas fotovoltaicos, usinas eólicas ou até pequenas centrais hidrelétricas. Em sistemas eólicos os conversores de potência já representam a forma mais utilizada e eficiente de conexão com o sistema elétrico, ao invés das antigas tecnologias envolvendo geradores síncronos (DAI; LAM; ZHANG, 2014). Já em sistemas fotovoltaicos existe a necessidade de um conversor estabilizador de tensão CC-CC, a fim de estabilizar a saída do(s) arranjo(s) de painéis para que a energia entregue para o conversor CC-CA esteja em níveis adequados, para que este segundo conversor possa injetar energia na rede elétrica (SEGUEL, 2009).

Agregado ao crescimento da demanda energética e diretamente relacionado ao desenvolvimento na área de eletrônica de potência, nota-se o surgimento de um problema associado a crescente inclusão de cargas não-lineares nos mais variados setores de consumo energético, seja ele comercial, industrial ou residencial. Alguns exemplos bastante comuns destas cargas são condicionadores de ar, refrigeradores e fontes chaveadas, entretanto, os conversores estáticos de potência ainda são os grandes responsáveis pela degradação da qualidade da energia elétrica justamente pela injeção de correntes harmônicas na rede. Como resultado desta prática, consumidores próximos da fonte geradora destes harmônicos são amplamente afetados pela má qualidade da energia, resultando em, por exemplo, aquecimento de cabeamento, formas de tensão e corrente distorcidas, baixo fator de potência e mal funcionamento de equipamentos (KANIESKI, 2010).

Diante da necessidade de utilizar conversores de potência como interface para injeção de energia na rede elétrica e a obrigatoriedade de realizar tal tarefa minimizando correntes harmônicas, um dos desafios que surge de tais dificuldades é a necessidade de desenvolver métodos de controle eficazes para estes conversores que sejam capazes de permitir a realização de tais tarefas.

Em conjunto com os conversores de potência, a utilização de um filtro passivo de saída é fundamental para o bom funcionamento do sistema, possibilitando a escolha do tipo de filtro adequado para cada aplicação de acordo com a necessidade de supressão de correntes harmônicas e potência do sistema. Os dois tipos de filtros mais utilizados para estas aplicações são o filtro L e LCL, conforme mostrados na Figura 2. Já a utilização de conversores do tipo inversor de potência pode ser realizada de duas maneiras: por fonte de tensão (VSI, do inglês Voltage Source Inverter) ou por fonte de corrente (CSI, do inglês Current Source Inverter), ambas representadas na Figura 1. Neste trabalho utilizar-se-á de conversores do tipo VSI em conjunto com um filtro LCL (AZMI et al., 2011).

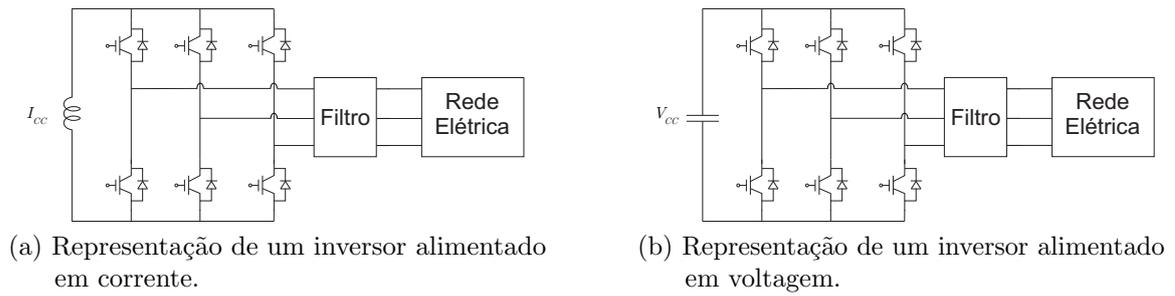
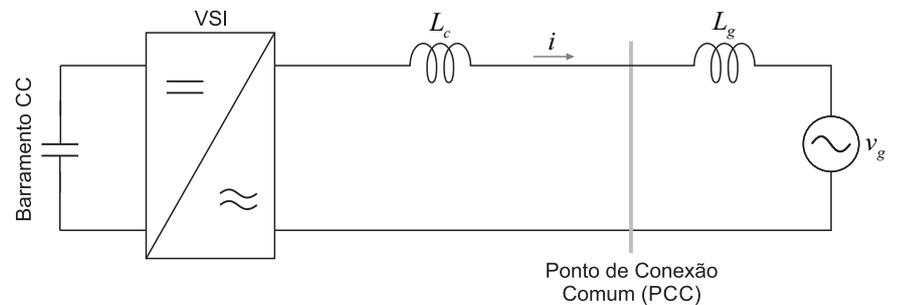


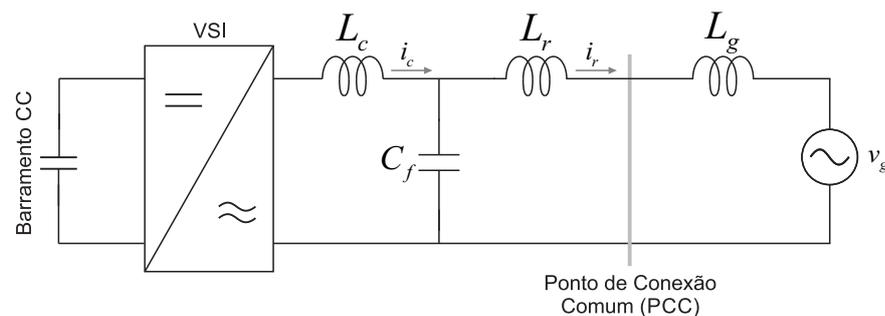
Figura 1 – Topologias utilizadas em inversores de potência.

## 1.1 Técnicas de Controle para Conexão de Conversores à Rede Elétrica

Em aplicações que utilizam um filtro  $L$  para a conexão de um conversor à rede, como mostrado na Figura 2a, a escolha da variável de controle é limitada a apenas a corrente que deverá ser injetada na rede,  $i_c$ . Diferentemente de sistemas que adotam este tipo de filtro, aplicações que utilizam um filtro LCL como demonstrado na Figura 2b, apresentam duas escolhas de variável de controle. Tal problema tem sido abordado em diversos estudos a fim de apontar vantagens e desvantagens entre a escolha da corrente de saída do conversor  $i_c$  e a corrente de saída do filtro  $i_r$ , que é efetivamente injetada na rede elétrica (TWINING; HOLMES, 2003) (ZHAO; LU; AGELIDIS, 2011).



(a) Representação monofásica de um VSI conectado a rede utilizando um filtro do tipo L



(b) Representação monofásica de um VSI conectado a rede utilizando um filtro do tipo LCL

Figura 2 – Conexão de VSIs utilizando as duas topologias de filtros passivos.

Diversos trabalhos relatam a simplicidade do ponto de vista de controle em utilizar a corrente de saída do conversor em relação a corrente de saída do filtro. Uma vez que esta segunda escolha torna mais complexo o problema de controle, pois o modelo obtido é de fase não-mínima.

Apesar dos desafios de controle é possível realizar o controle da corrente do lado da rede diretamente. A maior dificuldade enfrentada, é possível controlar a corrente de saída do filtro de maneira satisfatória, entretanto, tal atividade requer a utilização de uma estratégia de controle mais robusta em conjunto com uma de amortecimento para garantir a compensação do pico de ressonância natural deste tipo de filtro, a estabilidade do sistema e também a correta injeção de potência na rede (KAZMIERKOWSKI; MALESANI, 1998).

São citadas inúmeras técnicas para o controle de corrente em conversores que utilizam um filtro LCL para conexão com a rede, de modo que todas possuem como objetivos gerais garantir uma grande margem de estabilidade, erro de regime permanente nulo, boa atenuação de harmônicos, rejeição de distúrbios e controle das potências injetadas. Dentre as mais utilizadas podemos citar controle por modulação delta, controlador deadbeat, Proporcional+Integral em coordenadas  $dq0$  e Proporcional Ressonante (PR) (BUSO; MALESANI; MATTAVELLI, 1998).

Um caso específico do controlador por histerese, a modulação delta é aplicada para uma determinada frequência específica onde existe a comparação entre a corrente de referência com a gerada pelo inversor, em cada instante de tempo. Caso a corrente gerada seja maior que a referência o inversor muda de estado com objetivo de trocar a direção da corrente, reagindo da mesma forma quando corrente resultante for menor que a referência. Apesar de simples e bastante eficaz esta técnica tem seu desempenho afetado pela interação das correntes de fase e a necessidade de variar a frequência de modulação do conversor, o que dificulta o projeto do filtro de entrada (BUSO; MALESANI; MATTAVELLI, 1998).

Mais difundido em sistemas que utilizam um filtro do tipo L para conexão com a rede, o controlador deadbeat é baseado na utilização do modelo em tempo discreto da planta a ser controlada para calcular os valores de tensão necessários para eliminar o erro existente entre a corrente de referência e a gerada, até o fim do próximo período de amostragem. Em contrapartida esta técnica necessita de uma grande capacidade de processamento e resposta para sua aplicação. Outro ponto importante a ser mencionado é sua dependência em relação ao modelo de referência do sistema, que acaba gerando uma grande sensibilidade à variação paramétrica, podendo levar à instabilidade. Por isso é corriqueira o superdimensionamento dos componentes reativos em sistemas que utilizem este controlador (BUSO; MALESANI; MATTAVELLI, 1998).

Já os controladores PI tem sido amplamente utilizados no controle de sistemas de conversores que utilizam filtros LCL e são dados por 1.1, sendo  $K_p$  e  $K_i$  o ganho proporcional e integral, respectivamente.

Apesar de diversos pontos positivos em sua utilização, este não é capaz de realizar o rastreamento de referências não contínuas de maneira satisfatória. Esta desvantagem acarreta na necessidade da troca do sistema de coordenadas quando utilizado em sistemas de energia trifásicos que, em geral, possuem uma referência senoidal. Nestes casos utiliza-se a “Transformada de Park” para representação do sistema em apenas duas fases (eixos dq), transformando os sinais CA em CC e permitindo assim a utilização deste controlador (HASEEB et al., 2013).

$$C_{PI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (1.1)$$

Os controladores PR são capazes de realizar o rastreamento de referências senoidais com o mesmo desempenho apresentado pelos controladores PI, quando utilizados em sistemas representados em eixos estacionários. Acrescentados da vantagem de possuírem menor complexidade por dispensar a utilização da transformada de Park, este controlador permite aplicação direta em sistemas de fase única e possuem menor sensibilidade à ruídos e erros de sincronização.

$$C_{PR}(s) = K_p + K_i \frac{s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (1.2)$$

A expressão ideal para o controlador, pode ser vista na (1.2),  $K_p$ ,  $K_i$  e  $\omega_0$  o ganho proporcional, ganho integral e a frequência de ressonância, respectivamente. Quando apresentado desta forma o controlador possui um ganho infinito na frequência  $\omega_0$  especificada em projeto, eliminando erros de regime permanente na mesma e não afetando as demais frequências.

Alternativamente pode-se utilizar o amortecimento apresentado em 1.3, onde  $\omega_c$  é a frequência de corte e atua como um filtro passa-baixa, reduzindo o ganho do controlador na frequência especificada, tornando-o finito e conseqüentemente deixando o controlador passível de implementação.

$$C_{PR}(s) = K_p + K_i \frac{2\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \quad (1.3)$$

## 1.2 Organização do Documento

Nesta seção será introduzida a estrutura deste trabalho juntamente com o conteúdo abordado em cada um dos seis capítulos que o compõem.

No Capítulo 2 é apresentado o desenvolvimento dos modelos monofásicos em função transferência do conversor e filtro LCL para que seja possível avaliar o comportamento do conjunto para fins de conexão com a rede e apresenta a ideia de utilização da corrente

média ponderada como alternativa aos métodos de controle tradicionalmente utilizado, juntamente com sua modelagem tanto em tempo contínuo quanto discreto.

Finalmente no Capítulo 3 ocorre o desenvolvimento e projeto de um controlador MRC para a realização do controle da corrente média do filtro presente no sistema estudado e o de um controlador adaptativo por compensação do tipo feedforward para a rejeição de distúrbios quando realizadas operações do sistema conectado a rede elétrica. Os resultados de simulação e experimentais obtidos utilizando esta abordagem também são demonstrados neste capítulo.

No Capítulo 4 uma nova abordagem é empregada à problemática de controle da CMP. Desta vez busca-se garantir a robustez do sistema em condições de saturação da ação de controle que deverá ser aplicada no sistema. Uma nova estratégia de controle é utilizada e demonstrada neste capítulo, juntamente com os resultados obtidos.

No sexto capítulo são relatadas as conclusões e sugestões para trabalhos futuros.

## 2 Modelagem e Controle de Conversores Conectados à Rede Elétrica via Filtro L e LCL

### 2.1 Filtros do tipo L e LCL

Os filtros utilizados em aplicações para interligação de sistemas geradores à rede elétrica são compostos por elementos indutivos, resistivos e capacitivos, associados de maneira mista e com objetivo de criar um caminho de maior admitância para as componentes harmônicas presentes no sistema. Dentre as possíveis topologias, as mais comumente utilizadas são o filtro L e filtro LCL que são escolhidos de acordo com a potência da aplicação, volume, custo e necessidade de atenuação exigida.

O filtro L é a inclusão de um elemento indutivo por fase no sistema e é amplamente utilizado como saída de conversores CC-CC que operem com baixas potências. O valor desta indutância é definido a fim de atenuar harmônicas de chaveamento e oscilações de altas frequências na corrente de saída do inversor. Um modelo monofásico equivalente de um sistema contendo um inversor utilizando um filtro L de saída é mostrado na Figura 3.

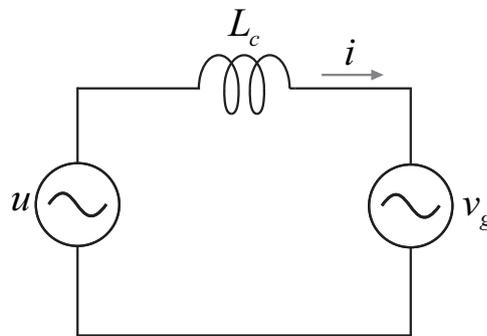


Figura 3 – Circuito monofásico para inversor conectado a rede utilizando filtro L

Esta topologia de filtro possui vantagens como baixo custo e não introdução de ressonâncias no sistema e desvantagens como maior volume físico que os demais, crescimento acentuado em seu custo, caso seja usado em sistemas de maior potência e redução máxima das amplitudes harmônicas na faixa de 30% a 40% (RASHID, 2010) (LUIZ; FILHO, 2008).

$$\frac{i}{u} = \frac{1}{Ls} \quad (2.1)$$

É interessante observar o efeito atenuante do filtro na frequência de comutação das chaves do conversor usado, isto pode ser observado pela resposta em frequência obtida a partir da função transferência do filtro em (2.1). Sendo o valor da indutância L é

inversamente proporcional à amplitude das harmônicas geradas. A resposta em frequência do filtro pode ser observado na Figura 4 (MASSING, 2013).

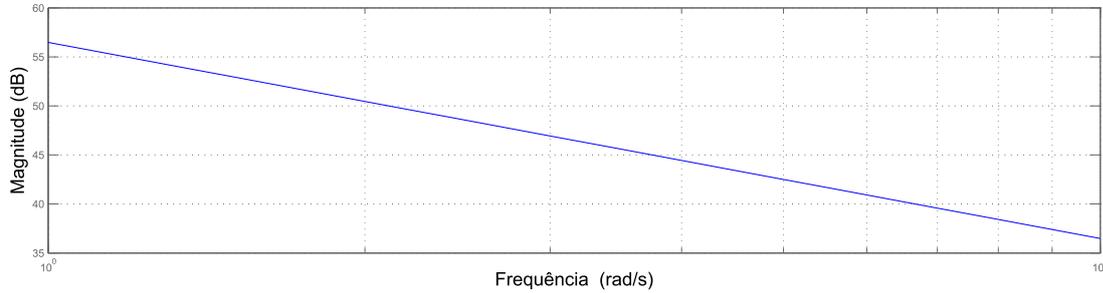


Figura 4 – Resposta em frequência de um filtro do tipo L.

O filtro LCL por sua vez é uma alternativa vantajosa frente à demais topologias comumente utilizadas. Dentre suas vantagens podemos citar a relação custo/volume final do filtro, melhor resposta dinâmica e sua maior taxa de atenuação, 60dB/dec. Um modelo monofásico equivalente deste filtro pode ser visto na Figura 5 (BARBOSA, 2011).

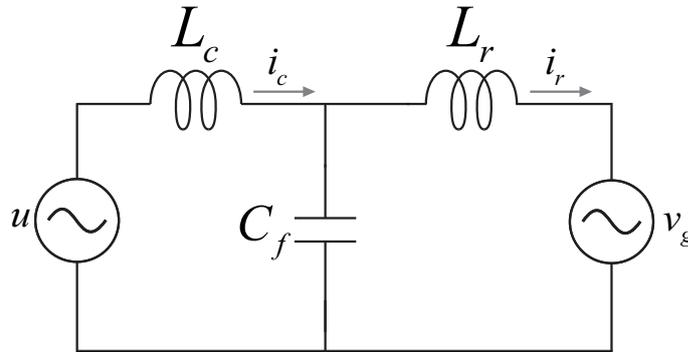


Figura 5 – Circuito monofásico representativo de um filtro LCL.

Analisando a resposta em frequência de (2.2), da corrente de saída do filtro, na Figura 6, é possível notar uma frequência de ressonância indesejável oriunda dos valores dos componentes do filtro e que deve ser cuidadosamente analisada durante sua fase de projeto, pois possui influência direta sobre o desempenho do filtro (RASHID, 2010) (LUIZ; FILHO, 2008).

$$G(s) = \frac{i_r}{u} = \frac{1}{L_r L_c C_f s^3 + L_c s} \quad (2.2)$$

Dentre suas desvantagens estão a necessidade de utilização de uma técnica de amortecimento de sua ressonância apresentada pelo filtro, como comentado a cima, sua sensibilidade à incertezas paramétricas e maior complexidade em projeto.

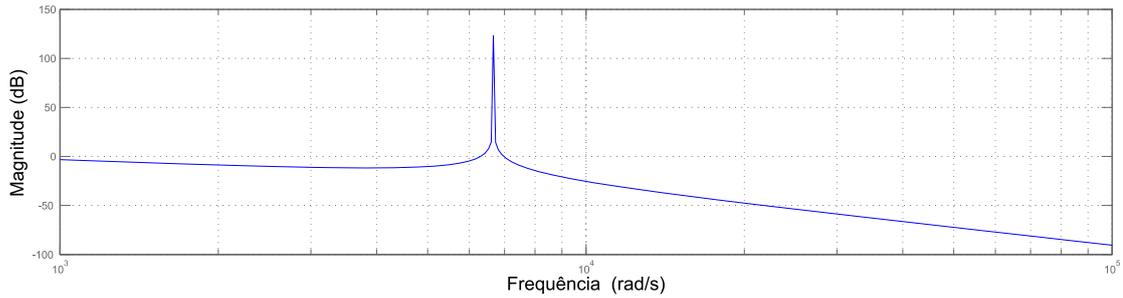


Figura 6 – Resposta em frequência do sistema utilizando um filtro LCL.

### 2.1.1 Amortecimento de Filtros LCL

Uma das principais dificuldades na utilização de filtros do tipo LCL está na amplificação das componentes harmônicas localizadas próximas a sua frequência de ressonância, o que pode levar a instabilidade do sistema. A fim de evitar tal problema deve ser inserido ao sistema uma técnica de amortecimento. As duas técnicas de amortecimento normalmente utilizadas neste tipo de filtro podem ser definidas como: passivas ou ativas (GABE, 2008).

O amortecimento passivo é o método mais simples para a realização do amortecimento e baseia-se na inclusão de componentes resistivos em série ou paralelo com os elementos do filtro. A utilização destes componentes altera a resposta em alta frequência do sistema, diminuindo a eficiência do sistema e representando um problema maior a medida que a potência do sistema é aumentada. O emprego de um resistor em série com o capacitor do filtro é o método mais utilizado para implementação deste método, sendo o valor da resistência utilizada diretamente proporcional ao amortecimento resultante e também das perdas no sistema. O cálculo do resistor real que deve ser inserido no sistema para realização do amortecimento é dado pela equação abaixo.

$$R_d = \frac{1}{3W_{res}C_f} \quad (2.3)$$

Já os métodos de amortecimento ativo consistem na alteração do sistema de controle, fazendo com que ele se comporte como se houvesse um resistor real acoplado ao filtro, incluindo um novo controlador ou malha de controle. O resistor virtual, cujo valor deverá ser utilizado no método de controle ativo do sistema é dado por

$$R_v = R_d \frac{L_c + L_r}{L_r} \quad (2.4)$$

Ao inserir um resistor virtual em série com o capacitor do filtro, a função de transferência da corrente de saída do filtro deixa de ser a apresentada na (2.2) e passa a ser representada por (2.5).

$$G(s) = \frac{i_r}{u} = \frac{R_d C_f s + 1}{L_r L_c C_f s^3 + C_f R_d L_c s^2 + L_c s} \quad (2.5)$$

A Figura 7 apresenta a resposta em frequência da equação acima para diversos valores de  $R_d$ . Onde nota-se que quanto maior o valor do resistor acrescentado ao sistema maior a semelhança com a resposta em frequência de um filtro L, devido a redução do pico de ressonância.

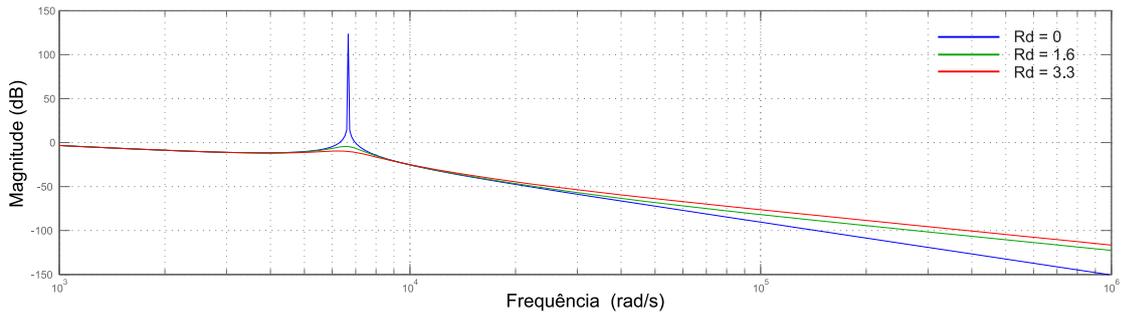


Figura 7 – Resposta em frequência do sistema para diferentes valores de  $R_d$ .

Entretanto, em consequência da adição do resistor ao filtro ocorre uma diminuição da capacidade de atenuação nas altas frequências.

## 2.2 Controle de Conversores Conectados à Rede via Filtro LCL

Os métodos tradicionais de controle de corrente em conversores que empregam um filtro LCL para conexão à rede se resumem basicamente na possibilidade de utilização da corrente do conversor ou a corrente injetada na rede, ambas mostradas na Figura 8 (GABE, 2008).

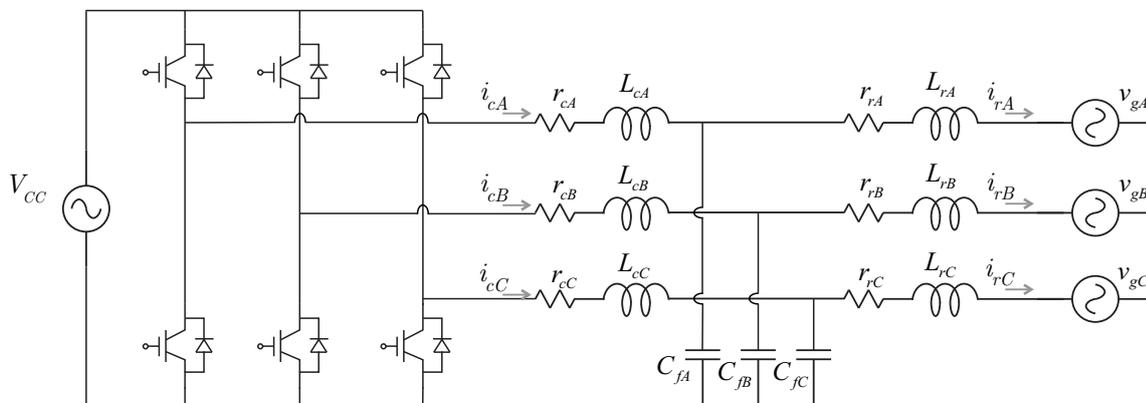


Figura 8 – Inversor trifásico em série com filtro LCL conectado a rede.

Diversos trabalhos na literatura citam a corrente do lado do inversor como uma escolha mais simples para solução do ponto de vista do controle, devido a uma série

de fatores como: menor sensibilidade à variação dos parâmetros da rede; e alteração na impedância harmônica do sistema (ABEYASEKERA et al., 2005) (GABE, 2008).

Entretanto ao escolher a corrente  $i_c$  como variável de controle a real corrente a ser injetada na rede  $i_r$ , não estará sendo controlada. A utilização desta variável tem como principal dificuldade a manutenção da estabilidade do sistema o que acaba por requerer a utilização de uma técnica de controle bastante robusta em conjunto com uma técnica de amortecimento apropriada (ABEYASEKERA et al., 2005).

A necessidade de trabalhar com sistemas trifásicos acaba aumentando a complexidade e conseqüentemente dificultando a análise do sistema. Uma forma de tratamento bastante usual do problema de controle em conversores trifásicos conectados à rede é a sua decomposição em circuitos monofásicos independentes através da transformada de Clarke. Como por exemplo, o conjunto conversor-filtro-rede demonstrado na Figura 8 pode ser decomposto de acordo com a Figura 9 (KAZMIERKOWSKI; MALESANI, 1998).

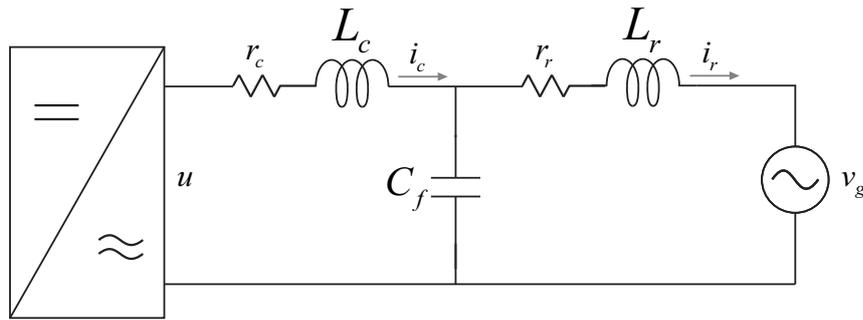


Figura 9 – Representação de sistema monofásico obtido utilizando a transformada de Clarke.

Ja a teoria da potência instantânea ou teoria p-q, é baseada nos valores instantâneos de um determinado sistema, sendo valida tanto para operação em regime permanente quanto para períodos transitórios. Sua utilização consiste na transformação algébrica das correntes e tensões de um sistema trifásico, nas coordenadas a-b-c para o eixo de coordenadas  $\alpha\beta$ , mostrada em (2.6) e (2.7) (JEONG et al., 2010).

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = -\sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

As potências instantâneas, real e imaginaria, podem então ser definidas como em (2.8) (JEONG et al., 2010).

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_a & v_\beta \\ v_\beta & -v_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

A partir da obtenção de sistemas monofásicos independentes a obtenção de modelos em função de transferência dos sistemas mostrados na Figura 9, torna-se uma tarefa simples e permite que seja possível avaliar o comportamento do conjunto conversor-filtro. São obtidas então as funções transferência correspondentes as correntes  $i_c$ ,  $i_r$  e  $i_{c_f}$ , demonstradas abaixo, onde  $L_c$ ,  $L_r$ ,  $L_g$  e  $C_f$  são a indutância do lado do conversor, do lado da rede, a indutância inserida no sistema provinda da conexão à rede e o capacitor presente no filtro, respectivamente (REZNIK et al., 2014).

$$\frac{i_c}{u} = \frac{C_f(L_r + L_g)s^2 + 1}{L_c C_f(L_r + L_g)s^3 + (L_c + L_r + L_g)s} \quad (2.9)$$

$$\frac{i_r}{u} = \frac{1}{L_c C_f(L_r + L_g)s^3 + (L_c + L_r + L_g)s} \quad (2.10)$$

$$\frac{i_{c_f}}{u} = \frac{(L_c + L_r + L_g)s}{L_c C_f(L_r + L_g)s^3 + (L_c + L_r + L_g)s} \quad (2.11)$$

O cálculo da frequência de ressonância do filtro, onde componentes harmônicas próximas são amplificadas, é dada por (2.12).

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{L_c + L_r + L_g}{C_f L_c (L_r + L_g)}} \quad (2.12)$$

### 2.2.1 Método de Controle da Corrente Média Ponderada

Um método alternativo aos tradicionalmente utilizadas em conversores, que utilizem um filtro do tipo LCL, é controlar a corrente média ponderada (CMP) entre  $i_c$  e  $i_r$ . Neste caso as tradicionais correntes utilizadas como parâmetro de controle não são efetivamente controladas e sim a corrente obtida pela soma destas correntes quando multiplicadas por suas respectivas indutâncias e normalizadas pela indutância total do filtro (EREN et al., 2013) (SHEN et al., 2008).

Esta estratégia de controle, proposta em (SHEN et al., 2008), tem por objetivo separar o capacitor presente no filtro LCL em duas partes,  $C_{f1}$  e  $C_{f2}$ , e utilizar a corrente que flui entre estes capacitores, chamada de  $i_{cr}$  ou corrente CMP, como feedback para o sistema de controle. Diferentemente das abordagens tradicionais, representadas na Figura 10, as quais utilizam a soma da corrente de saída e a do capacitor, caracterizando a própria correntes de saída do inversor,  $i_c$ , ou apenas a corrente de saída do lado da rede,  $i_r$  (SHEN et al., 2010).

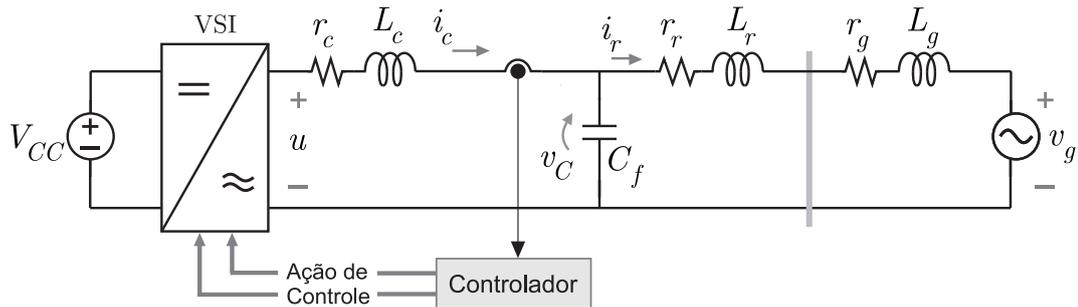
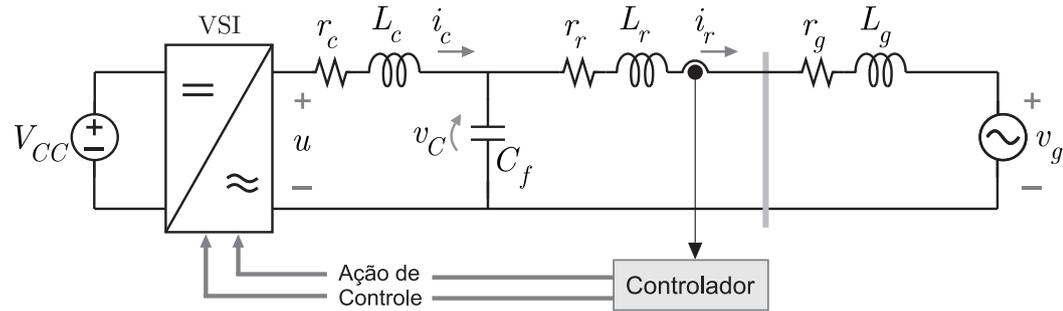


Figura 10 – Correntes tradicionais para realização do controle de um VSI.

De forma mais detalhada esta proposta de controle utiliza a soma da corrente de saída do filtro LCL e parte da corrente do capacitor do filtro, embora esta divisão seja feita apenas de maneira teórica, o sistema é tratado como se realmente tivesse sido realizada tal separação, resultando em um filtro do tipo LCCL. O modelo monofásico equivalente desta proposta de controle pode ser visto Figura 11 (SHEN et al., 2008).

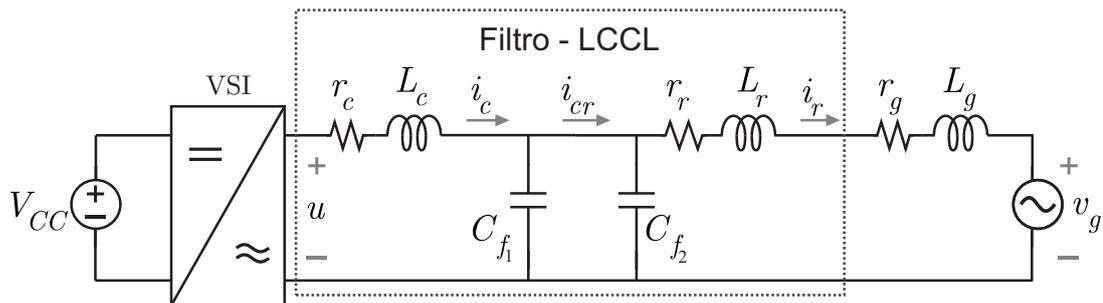


Figura 11 – Proposta de corrente de realimentação baseada em filtro do tipo LCCL

## 2.2.2 Modelagem da CMP em Tempo Contínuo

Como descrito anteriormente a corrente CMP também pode ser definida como a soma da corrente de saída e parte da que flui pelo capacitor do filtro. Para que seja possível calcular a parcela de corrente que passa pelo capacitor a ser considerada, faz-se uma divisão teórica deste elemento em dois novos elementos capacitivos, são eles  $C_{f1}$  e  $C_{f2}$ .

Assumindo que  $C_{f1}$  e  $C_{f2}$  sejam estimados seguindo (2.13) e (2.14) a corrente  $i_{cr}$  pode definir-se como mostrado em (2.15).

$$C_{fc} = \frac{L_r}{L_c + L_r} C_f \quad (2.13)$$

$$C_{fr} = \frac{L_c}{L_c + L_r} C_f \quad (2.14)$$

$$\frac{i_{cr}}{u} = \frac{L_c}{L_c + L_r} i_c + \frac{L_r}{L_c + L_r} i_r \quad (2.15)$$

Sendo  $C_{fc}$ ,  $L_c$  o capacitor e indutor do lado do conversor,  $C_{fr}$  e  $L_r$  o capacitor e indutância do lado da rede e  $L_g$  a indutância da rede.

Utilizando das seguintes simplificações:

$$L = L_c + L_r + L_g \quad (2.16)$$

$$\alpha = \frac{L_c}{L} \quad (2.17)$$

$$\beta = 1 - \alpha \quad (2.18)$$

Em (2.9) e (2.10) mostradas anteriormente, juntamente com (2.16) e (2.17) podem ser reescritas como:

$$\frac{i_c}{u} = \frac{LC_f(1 - \alpha)s^2 + 1}{\alpha L^2 C(1 - \alpha)s^3 + Ls} \quad (2.19)$$

$$\frac{i_r}{u} = \frac{1}{\alpha L^2 C(1 - \alpha)s^3 + Ls} \quad (2.20)$$

E (2.13) e (2.14) utilizando a simplificação mostrada em (2.18) podem ser reescritas da seguinte maneira.

$$C_{f1} = \beta C \quad (2.21)$$

$$C_{f2} = (1 - \beta)C_f \quad (2.22)$$

E (2.15), utilizando (2.16), (2.17) e (2.18) pode ser manipulada para se chegar em

$$i_{cr} = (1 - \beta)i_c + \beta i_r \quad (2.23)$$

Substituindo (2.19) e (2.20) em (2.23), temos a função transferência de 3º grau do sistema para a CMP:

$$\frac{i_{cr}}{u} = \frac{(1 - \beta)(1 - \alpha)LC_f s^2 + 1}{\alpha(1 - \alpha)L^2 C_f s^3 + Ls} \quad (2.24)$$

Que utilizando (2.18) pode ser reduzido em (2.25).

$$\frac{i_{cr}}{u} = \frac{1}{Ls} \quad (2.25)$$

Quando levado em consideração as resistências presentes no sistema, obtemos (2.26). Onde  $R_c$ ,  $R_r$  e  $R_g$  são as resistências existentes no filtro LCL e presentes em série com os indutores  $L_c$ ,  $L_r$  e  $L_g$ , respectivamente.

$$\frac{i_{cr}}{u} = \frac{1}{Ls + R_c + R_r + R_g} \quad (2.26)$$

Analisando a expressão (2.24) e (2.25) notasse a redução da ordem da planta do sistema de 3ª para 1ª ordem, chegando a algo semelhante à função de transferência do filtro L, mostrado no Capítulo 1 através de (2.1). Apesar de que a corrente a ser injetada na rede ainda esteja sendo atenuada por um filtro de 3ª ordem (SHEN et al., 2010).

É importante salientar que mesmo que o modelo resultante seja de 1ª ordem, as variáveis reais continuam suscetíveis a ressonâncias e que para resolver tal problema é preciso utilizar alguma técnica de amortecimento, seja ele passivo ou ativo.

A inclusão do resistor virtual no sistema, dá-se alterando as equações referentes as correntes  $i_c$  e  $i_r$ . Obtendo:

$$\frac{i_c}{u} = \frac{LC_f(1 - \alpha)s^2 + R_d C_f s + 1}{\alpha(1 - \alpha)L^2 C_f s^3 + R_d LC_f s^2 + Ls} \quad (2.27)$$

$$\frac{i_r}{u} = \frac{1}{\alpha(1 - \alpha)L^2 C_f s^3 + R_d LC_f s^2 + Ls} \quad (2.28)$$

Em seguida, é mostrado as mesmas equações sendo levada em consideração as resistências em série presentes no enrolamento dos indutores do filtro.

$$\frac{i_c}{u} = \frac{\beta LC_f s^2 + \beta R_d C_f s + 1}{(\alpha\beta LC_f s^2 + \alpha\beta R C_f s + R_d C_f s + 1)(Ls + R)} \quad (2.29)$$

$$\frac{i_r}{u} = \frac{R_d C_f s + 1}{(\alpha \beta L C_f s^2 + \alpha \beta R C_f s + R_d C_f s + 1)(Ls + R)} \quad (2.30)$$

Sendo  $R = R_c + R_r$ , também obedecendo a relação  $R_c = \alpha(R_c + R_r)$ . Substituindo as ultimas equações mostradas em (2.23), é obtido novamente (2.26).

### 2.2.3 Modelagem da CMP em Tempo Discreto

O modelo em funções transferência para as correntes de saída do conversor, corrente de saída do filtro e corrente que passa pelo capacitor do filtro podem ser visualizadas abaixo, respectivamente.

$$G_c(z) = \frac{i_c(z)}{u(z)} = K_1 \frac{1}{z(z-1)} - \left( K_1 - \frac{T_s}{L_c} \right) \frac{\sin(\omega_n T_s)}{\omega_n T_s} \frac{z-1}{z(z^2 - 2z \cos(\omega_n T_s) + 1)} \quad (2.31)$$

$$G_r(z) = \frac{i_r(z)}{u(z)} = K_1 \frac{1}{z(z-1)} - \frac{K_1 \sin(\omega_n T_s)}{\omega_n T_s} \frac{z-1}{z(z^2 - 2z \cos(\omega_n T_s) + 1)} \quad (2.32)$$

$$G_{Cf}(z) = \frac{i_{Cf}(z)}{u(z)} = \frac{\sin(\omega_n T_s)}{\omega_n L_c} \frac{z-1}{z(z^2 - 2z \cos(\omega_n T_s) + 1)} \quad (2.33)$$

Sabendo que  $K_1 = \text{frac} T_s L_c$ .

De forma que a abordagem para obtenção da CMP, de maneira análoga a realizada em tempo contínuo e mostrada em (2.15), é mostrada em (2.34).

$$i_{cr}(z) = \frac{L_c}{L} i_c(z) + \frac{L_r}{L} i_r(z) \quad (2.34)$$

Então, substituindo (2.31) e (2.32) em (2.34), obtemos:

$$\begin{aligned} i_{cr}(z) &= \frac{L_c}{L} \left[ K_1 \frac{1}{z(z-1)} - \frac{K_1 \sin(\omega_n T_s)}{\omega_n T_s} \frac{z-1}{z(z^2 - 2z \cos(\omega_n T_s) + 1)} \right] u(z) + \dots \\ &\frac{L_r}{L} \left[ K_1 \frac{1}{z(z-1)} - \left( K_1 - \frac{T_s}{L_c} \right) \frac{\sin(\omega_n T_s)}{\omega_n T_s} \frac{z-1}{z(z^2 - 2z \cos(\omega_n T_s) + 1)} \right] u(z) + \tilde{I}_{cr}(z) \end{aligned} \quad (2.35)$$

Onde  $\tilde{I}_{cr}(z)$  modela a perturbação exógena resultante da influência da tensão de rede sobre  $i_c(z)$  e  $i_r(z)$ . Manipulando a (2.35), obtemos:

$$i_{cr}(z) = \left[ \begin{array}{l} \left( \frac{L_c}{L} + \frac{L_r}{L} \right) K_1 \frac{1}{z(z-1)} - \dots \\ \left( \frac{L_c}{L} + \frac{L_r}{L} \right) K_1 \frac{\sin(\omega_n T_s)}{\omega_n T_s} \frac{z-1}{z(z^2 - 2z \cos(\omega_n T_s) + 1)} + \dots \\ \frac{L_r}{L_c} K_1 \frac{\sin(\omega_n T_s)}{\omega_n T_s} \frac{z-1}{z(z^2 - 2z \cos(\omega_n T_s) + 1)} \end{array} \right] u(z) + \tilde{I}_{cr}(z) \quad (2.36)$$

Buscando uma representação similar a apresentada na seção anterior, onde se obteve uma considerável redução na complexidade da função transferência do sistema, ao analisar a (2.36), faz-se necessário a consideração de que  $L_c \cong L_r$  para que seja possível obter a simplificação da função transferência discreta da CMP. Mostrada em (2.37).

$$i_{cr}(z) = K_1 \frac{1}{z(z-1)} u(z) + \tilde{i}_{cr}(z) \quad (2.37)$$



### 3 Controle da Corrente Média Ponderada do Conversor

Para a realização do controle da CMP  $i_{cr}$ , utilizou-se a técnica de Controle por Modelo de Referência ou MRC (do inglês, Model Reference Control) para garantir o rastreamento do sinal de saída do modelo de referência  $i_{cr}^*$ . O Modelo de Referência do sistema foi obtido a partir da hipótese de se tratar de uma planta linear com total conhecimento de seus parâmetros. Combinado com esta, utilizou-se também uma ação de controle adaptativa com objetivo de rejeição de distúrbios representados pela tensão no ponto de conexão com a rede. Um diagrama de blocos da estratégia de controle utilizada é mostrado na Figura 12.

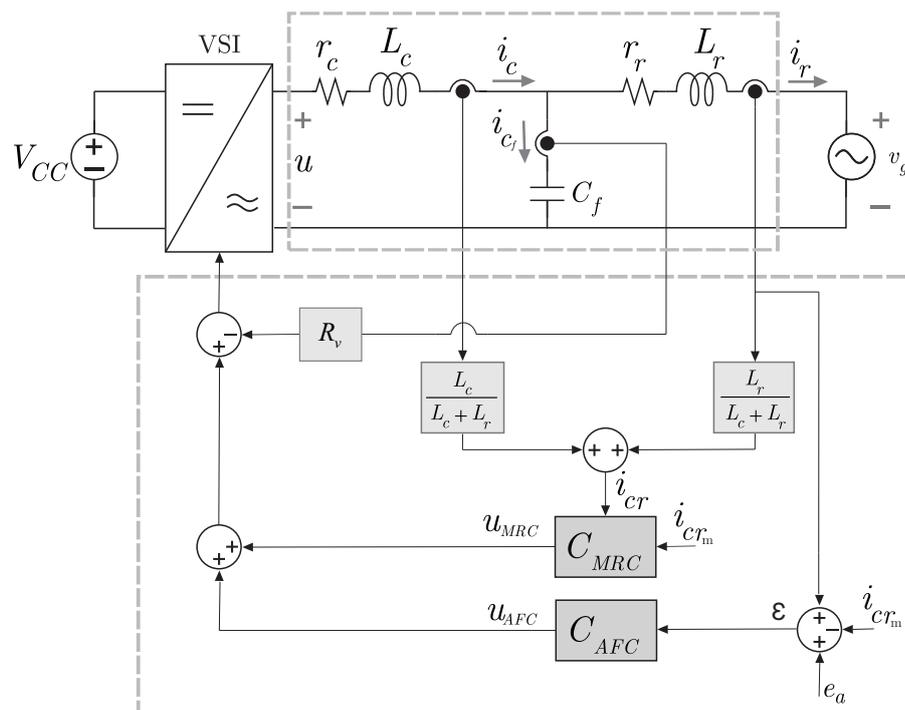


Figura 12 – Diagrama de blocos da estratégia de controle proposta.

Neste capítulo serão demonstradas provas matemáticas da estabilidade dos controladores e os resultados de simulação.

#### 3.1 Controle por Modelo de Referência

A utilização da técnica MRC mostrada na Figura 13 tem por objetivo fazer com que a saída da planta em malha fechada, seja idêntica a saída do Modelo de Referência.

Isso pode ser obtido a partir da determinação da entrada da planta diretamente a partir do sinal de referência  $r$ .

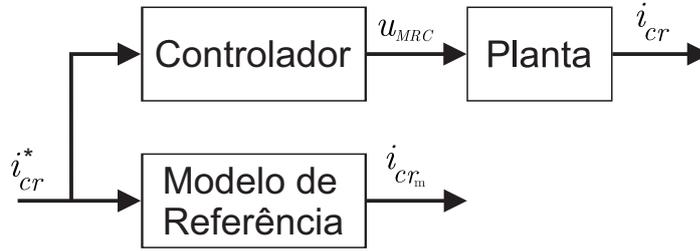


Figura 13 – Esquemático da técnica de Controle por Modelo de Referência.

A função transferência da planta é dada por

$$i_{cr} = G_{cr}(s)u_{MRC} \quad (3.1)$$

sendo  $G_{cr}(s)$  a parte modelada da planta e pode ser expressa por

$$G_{cr}(s) = k_p \frac{Z_p(s)}{R_p(s)} \quad (3.2)$$

onde  $Z_p(s)$  e  $R_p(s)$  são polinômios mônicos e o ganho  $k_p$ , ou ganho em altas frequência, é conhecido.

O modelo de referência escolhido para descrever o comportamento da planta é mostrado em (3.3), semelhante a (3.1). Sendo os termos  $Z_m(s)$  e  $R_m(s)$  também polinômios mônicos e  $k_m$  um ganho conhecido, maior que zero.

$$i_{cr_m} = W_m(s)i_{cr}^* = k_m \frac{Z_m(s)}{R_m(s)} i_{cr}^* \quad (3.3)$$

Supondo que a planta em questão é Linear e Invariante no Tempo (LTI, do inglês Linear Time Invariant) e possui todos os seus coeficientes conhecidos, pode-se determinar a entrada de controle  $u_p$  a fim de que a planta se comporte de modo idêntico ao Modelo de Referência. Isto é equivalente a garantir que  $y_p/r = W_m(s)$ . Definindo a entrada da planta  $u_p$  como

$$u_{MRC} = C(s)i_{cr}^* \quad (3.4)$$

O controlador  $C(s)$  é dado por

$$C(s) = \frac{k_m Z_m(s) R_p(s)}{k_p R_m(s) Z_p(s)} \quad (3.5)$$

logo, a função transferência do sistema é dada por

$$\frac{i_r}{i_{cr}^*} = W_m = \frac{k_m Z_m(s) R_p(s) k_p Z_p}{k_p R_m(s) Z_p(s) R_p} \quad (3.6)$$

Outra abordagem para a utilização da técnica MRC é não utilizar-se de (3.4) para descrever a ação de controle e sim a lei de controle mostrada na (3.7) e que pode ser visualizada na Figura 14.

$$u_{MRC}(z) = \theta_1^* \frac{\alpha(s)}{\Lambda(s)} u_{MRC}(z) + \theta_2^* \frac{\alpha(s)}{\Lambda(s)} i_{cr}(z) + \theta_3^* i_{cr}(z) + \theta_4^* i_{cr}^*(z) \quad (3.7)$$

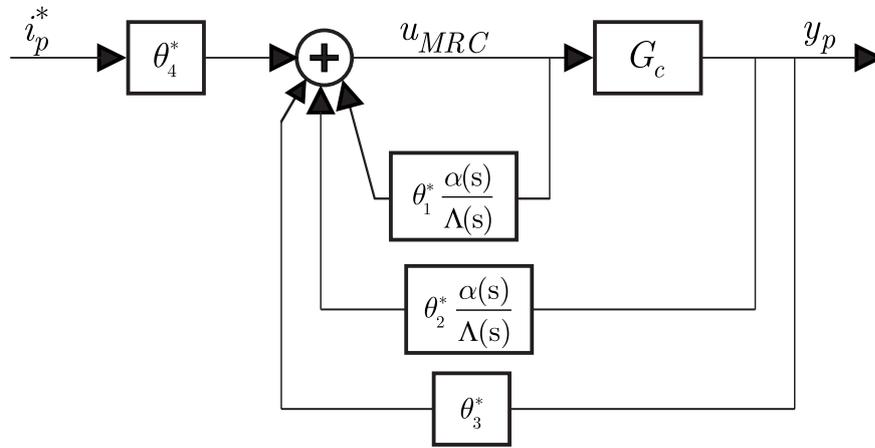


Figura 14 – Abordagem alternativa da técnica de Controle por Modelo de Referência.

Sendo

$$\left. \begin{aligned} \alpha(s) &\triangleq \alpha_{n-2}(s) = [s^{n-2}, s^{n-3}, \dots, s, 1]^T \\ \alpha(s) &\triangleq 0 \end{aligned} \right\} \begin{array}{l} n \geq 2 \\ n = 1 \end{array}$$

os parâmetros  $\theta_{MRC}^{*T} = [\theta_1^* \ \theta_2^* \ \theta_3^* \ \theta_4^*]$  são constantes que devem ser projetadas,  $\Lambda$  um polinômio arbitrário mônico e de grau  $n - 1$  e  $n$  o grau relativo da planta.

As propriedades do sistema em malha fechada mostrado na Figura 14 pode ser descrito como  $i_{cr} = C_{MRC}(s)r$  sendo  $C_{MRC}$  descrito pela equação a seguir.

$$G_{cr}(s) = \frac{\theta_4^* K_1 \Lambda^2}{\Lambda[(\Lambda - \alpha\theta_1^*)R_p - k_p Z_p(\alpha\theta_2^* + \Lambda\theta_3^*)]} \quad (3.8)$$

Para que seja possível calcular os parâmetros  $\theta$ s do controlador igualando a equação de saída da planta com a do modelo de referência escolhida. Encontra-se então:

$$\frac{\theta_4^* K_1 \Lambda^2}{\Lambda[(\Lambda - \alpha\theta_1^*)R_p - k_p Z_p(\alpha\theta_2^* + \Lambda\theta_3^*)]} = k_m \frac{Z_m}{R_m} \quad (3.9)$$

### 3.2 Controle via Cancelamento Adaptativo com ação Feedforward

A abordagem utilizada para a compensação do efeito do distúrbio causado pela conexão do sistema na rede é conhecida por compensação adaptativa do tipo Feedforward (AFC, do inglês Adaptive Feedforward Cancellation), na Figura 15 o distúrbio é cancelado ao se adicionar na entrada da planta um sinal cuja amplitude e fase sejam tais que o efeito desse distúrbio possa ser compensado.

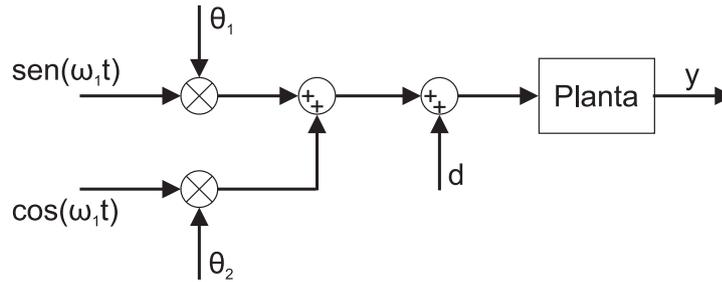


Figura 15 – Representação esquemática do controle AFC.

Assumindo um distúrbio do tipo  $d(t) = A \sin(\omega_1 t + \phi) = a_1 \cos(\omega_1 t) + b_1 \text{sen}(\omega_1 t)$ , o controlador a ser utilizado é dado por

$$u = \theta_1 \cos(\omega_1 t) + \theta_2 \text{sen}(\omega_1 t) \quad (3.10)$$

Para que ocorra o perfeito cancelamento do distúrbio os valores de  $\theta_1$  e  $\theta_2$  devem ser iguais aos valores de  $-a_1$  e  $-b_1$ , respectivamente. Considerando

$$\theta = \begin{pmatrix} \theta_1 \\ \theta_2 \end{pmatrix} \quad w = \begin{pmatrix} \cos(\omega_1 t) \\ \text{sen}(\omega_1 t) \end{pmatrix} \quad (3.11)$$

a saída da planta pode ser expressa por (3.12), sendo  $(\theta - \theta^*)$  a diferença entre os valores de  $\theta$  vigentes na ação de controle e seu valor nominal, necessários para o perfeito cancelamento do distúrbio.

$$i_{cr} = G_{cr} [(\theta - \theta^*)^T w] \quad (3.12)$$

Supondo

$$\dot{\theta} = -g e w = \begin{pmatrix} -g e \cos(\omega_1 t) \\ -g e \text{sen}(\omega_1 t) \end{pmatrix} \quad (3.13)$$

onde o parâmetro arbitrário chamado ganho adaptativo  $g$ , é sempre positivo.

Se a função  $G_{cr}(s)$  é estritamente positiva e real (SPR, do inglês Strictly Positive Real), os valores de  $\theta_1$ ,  $\theta_2$  e  $e$ , segundo a teoria de Lyapunov serão limitados e a saída  $y(t)$  deverá tender para zero com  $t \rightarrow \infty$ .

Este método também pode ser aplicado para o cancelamento de harmônicos específicos resultantes do distúrbio. Para realizar tal ação é necessário o acréscimo de termos na matriz  $\theta$  e  $w$ , referentes as respectivas frequências harmônicas a serem canceladas, como mostrado abaixo.

$$\theta = \begin{pmatrix} \theta_1 \\ \theta_2 \\ \theta_3 \\ \theta_4 \\ \vdots \end{pmatrix} \quad w = \begin{pmatrix} \cos(\omega_1 t) \\ \text{sen}(\omega_1 t) \\ 2 \cos(\omega_1 t) \\ 2 \text{sen}(\omega_1 t) \\ \vdots \end{pmatrix} \quad (3.14)$$

### 3.2.1 Estrutura do Algoritmo Adaptativo

A ação de controle sintetizada pelo conversor é mostrada em (3.15):

$$u = u_{MRC} + u_{MRAC} = C(s) i_{cr}^* + \theta^T \omega \quad (3.15)$$

Considerando como saída a CMP  $i_{cr}$

$$i_{cr} = G_{cr}(s) [C(s) i_{cr}^* + \theta^T \omega] \quad (3.16)$$

definindo a saída do modelo de referência como sendo

$$i_{crm} = W_m(s) i_{cr}^* \quad (3.17)$$

e desde que  $C(s)$  é um controlador do tipo MRC, tem-se  $G_{cr}(s) C(s) = W_m(s)$  e de (3.16) resulta (3.18).

$$i_{cr} - i_{crm} = e_{cr} = G_{cr}(s) \theta^T \omega \quad (3.18)$$

Tem-se que  $\dot{e}_{cr} = f(e_{cr}, \theta, t)$ , podendo-se obter facilmente  $\dot{\theta} = g(e_{cr}, t)$ . Entretanto é interessante de um  $\dot{\theta} = h(e_{cr}, e_r, t)$  para que seja possível realizar a ligação entre as duas variáveis.

Da expressão completa para  $i_r$ , mostrada em (3.19), considerando o distúrbio da rede  $v_{gf}$  é possível obter (3.21).

$$i_r = \frac{1}{s(L_c L_r C s^2 + C_f L_r R_d s + L_c + L_r)} u - v_{gf} \quad (3.19)$$

Sendo

$$v_{gf} = \frac{L_c C s^2 + R_d C_f s + 1}{s(C_f L_c L_r s^2 + C_f L_r R_d s + L_c + L_r)} v_r \quad (3.20)$$

Obtêm-se a equação (3.21)

$$\frac{1}{sL} [1 + \Delta(s)] = \frac{1}{s(L_c L_r C s^2 + C_f L_r R_d s + L)} \quad (3.21)$$

Definindo

$$\Delta(s) = -\frac{L_c L_r C_f s^2 + C_f L_r R_d s}{L_c L_r C_f s^2 + C_f L_r R_d s + L} \quad (3.22)$$

De (3.19)

$$i_r = G_{cr} [1 + \Delta] u - v_{gf} \quad (3.23)$$

Substituindo (3.15):

$$\begin{aligned} i_r &= G_{cr}(s) [1 + \Delta(s)] \cdot [C(s) i_{cr}^* + \theta^T \omega] - v_{rf} \\ i_r &= i_{crm} + G_{cr}(s) \theta^T \omega + \Delta(s) [i_{crm} + G_{cr}(s) \theta^T \omega] - v_{gf} \end{aligned} \quad (3.24)$$

Definindo o erro em 3.25 é possível obter (3.26).

$$e = i_r - i_{crm} \quad (3.25)$$

$$e = G_{cr}(s) [1 + \Delta(s)] [\theta^T \omega] + (\Delta(s) i_{crm} - v_{gf}) \quad (3.26)$$

Então, definindo

$$d = \Delta(s) i_{crm} - v_{rf} = i_{crm} - v_{gf} \quad (3.27)$$

De (3.26) resulta então em

$$e = G_{cr}(s) [1 + \Delta(s)] [\theta^T \omega] + d \quad (3.28)$$

Pode-se verificar a partir de (3.19) que

$$\frac{1}{sL} [1 + \Delta(s)] = \frac{1}{L} \frac{\frac{L}{L_c L_r C_f}}{s \left( s^2 + \frac{R_d}{L_c} s + \frac{L}{L_c L_r C_f} \right)} \quad (3.29)$$

é conhecida e não pode ser feita SPR. Além disso (3.28), não está em uma forma adequada como mostrado em. Como consequência deve-se definir um sinal de aumento  $e_a$  para a equação do erro (3.28).

$$e_a = -G_{cr}(s) [1 + \Delta(s)] [\theta^T \omega] + \theta^T \{G_{cr}(s) [1 + \Delta(s)] \omega\} \quad (3.30)$$

O erro é então definido como:

$$\varepsilon = e + e_a \quad (3.31)$$

Substituindo (3.28) e (3.30) em (3.31) resulta em

$$\varepsilon = G_{cr}(s) [1 + \Delta(s)] [\theta^T \omega] + d - G_{cr}(s) [1 + \Delta(s)] [\theta^T \omega] + \theta^T \{G_{cr}(s) [1 + \Delta(s)] \omega\} \quad (3.32)$$

$$\varepsilon = \theta^T \{G_{cr}(s) [1 + \Delta(s)] \omega\} + d \quad (3.33)$$

Definindo

$$\zeta = G_{cr}(s) [1 + \Delta(s)] \omega \quad (3.34)$$

De (3.33) resulta

$$\varepsilon = \theta^T \zeta + d \quad (3.35)$$

### 3.2.2 Análise de estabilidade

Considere a função definida positiva e sua derivada

$$V = \frac{1}{2} \theta^T \theta, \quad \dot{V} = \theta^T \dot{\theta} \quad (3.36)$$

Onde os parâmetros da lei de controle apresentada em (3.15) são computados de acordo com o algoritmo adaptativo com projeção paramétrica

$$\dot{\theta} = -\gamma \frac{\varepsilon \zeta}{\bar{m}^2} \quad (3.37)$$

De (3.36), dadas (3.35) e (3.37) resulta em

$$\dot{V} = -\gamma \varepsilon \frac{\theta^T \zeta}{\bar{m}^2} \quad (3.38)$$

e substituindo  $\varepsilon$  de (3.35) e (3.27)

$$\dot{V} = -\gamma \left( \theta^T \zeta + i_{crmf} - v_{rf} \right) \frac{\theta^T \zeta}{\bar{m}^2} \quad (3.39)$$

$$\dot{V} = -\gamma \left( \frac{\theta^T \zeta}{\bar{m}} \right)^2 - \gamma \frac{i_{crmf} - v_{rf}}{\bar{m}} \frac{\theta^T \zeta}{\bar{m}}$$

$$\dot{V} = -\gamma \left[ \left( \frac{\theta^T \zeta}{\bar{m}} \right)^2 + 2 \frac{i_{crmf} - v_{rf}}{\bar{m}} \frac{\theta^T \zeta}{\bar{m}} - \frac{i_{crmf} - v_{rf}}{\bar{m}} \frac{\theta^T \zeta}{\bar{m}} + \left( \frac{i_{crmf} - v_{rf}}{\bar{m}} \right)^2 - \left( \frac{i_{crmf} - v_{rf}}{\bar{m}} \right)^2 \right]$$

$$\dot{V} = -\gamma \left[ \frac{\theta^T \zeta}{\bar{m}} + \frac{i_{crmf} - v_{rf}}{\bar{m}} \right]^2 + \gamma \frac{i_{crmf} - v_{rf}}{\bar{m}} \frac{\theta^T \zeta}{\bar{m}} + \gamma \left( \frac{i_{crmf} - v_{rf}}{\bar{m}} \right)^2 \quad (3.40)$$

Quando o algoritmo converge temos que

$$\theta^T \zeta = - (i_{crmf} - v_{rf}) \quad (3.41)$$

o que implica de (3.35) que  $\varepsilon = 0$ . Uma vez que  $i_{crmf} - v_{rf}$  é exógeno, a divergência de  $\theta$  implica no crescimento do termo quadrático, assim,  $V$  é limitado.

### 3.3 Resultados

Esta seção irá apresentar os resultados obtidos com a modelagem e implementação da técnica CMP de controle de corrente em um sistema monofásico composto por um VSI conectado a um filtro do tipo LCL ligado a rede elétrica a fim de validar os modelos obtidos para representação do sistema e a abordagem de controle desenvolvida neste capítulo. São apresentados os resultados de simulação e experimentais nas seguintes etapas:

- Testes do sistema em condição de curto-circuito.
  - Teste do controlador MRC.
- Testes do sistema conectado a rede elétrica.
  - Teste utilizando ação de controle MRC.

- Teste utilizando uma ação de controle combinada (MRC+AFC).
- Teste com a inserção de componentes harmônicas.
- Teste ante incertezas paramétricas.

A seguir, os resultados experimentais obtidos com a conexão do sistema a rede são apresentados. Os testes realizados nesta fase são divididos da seguinte maneira:

- Teste da técnica de controle CMP.
- Teste da técnica de controle CMP sob circunstâncias de variação paramétrica.

### 3.3.1 Resultados de Simulação

Nesta seção são apresentados os resultados de simulação obtidos ao utilizar a estratégia de controle desenvolvida anteriormente neste capítulo. As especificações dos componentes do filtro LCL utilizado podem ser vistas na Tabela 1.

Tabela 1 – Valores dos parâmetros do filtro LCL utilizado para realização das simulações.

Parâmetro	Valor
$L_c$	0,500mH
$L_r$	0,460mH
$C_f$	15 $\mu$ F
$L_g$	0,460mH

Em primeiro lugar, foram analisadas as respostas em frequência das funções de transferência do filtro LCL utilizado nas simulações, Figura 16. É possível observar para ambas as correntes respostas semelhantes à do filtro L para baixas frequências e diferenciando-se nas frequências mais elevadas onde são visíveis os picos de ressonância característicos deste tipo de filtro.

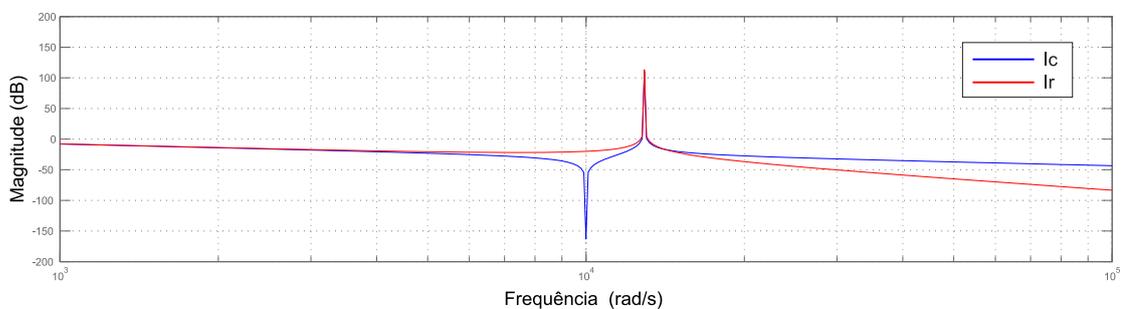


Figura 16 – Diagrama de bode das funções de transferência do filtro utilizado.

A Figura 17 apresenta a comparação da resposta em frequência da CMP em relação às demais correntes do sistema. Esta corrente também apresenta comportamento semelhante aquela do filtro L, entretanto a diferença persiste tanto para altas, quanto para

baixas frequências. É importante salientar que este comportamento é obtido por se tratar de uma função de transferência de primeiro grau, apesar de que o sistema analisado segue sofrendo a influência atenuante de um filtro LCL comum.

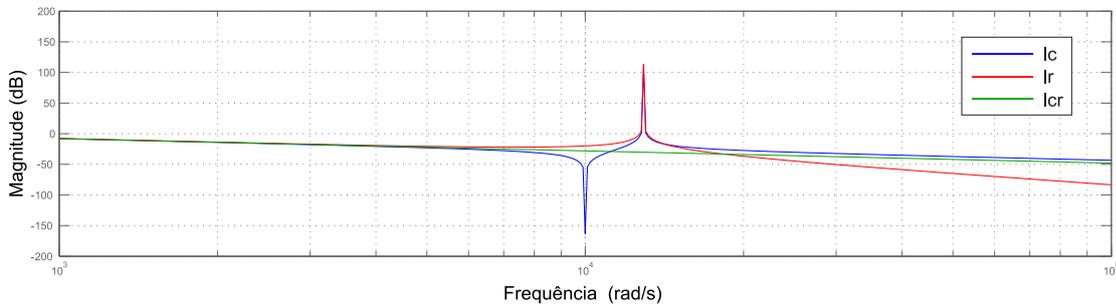


Figura 17 – Diagrama de bode referente as correntes do filtro LCL e CMP.

A localização dos polos para os mesmos modelos são apresentados na Figura 18, respectivamente.

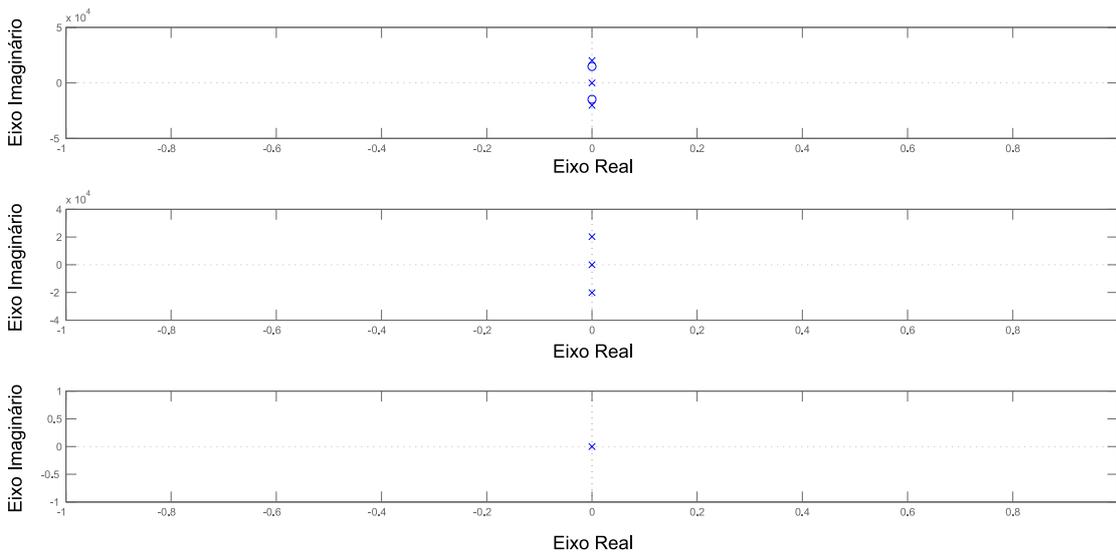


Figura 18 – Localização dos polos e zeros referentes a corrente de saída do conversor, corrente de saída do filtro e corrente média ponderada.

Finalizada a primeira análise do sistema a ser trabalhado, foi implementado no sistema conversor-filtro o controlador MRC que tem por objetivo controlar a corrente CMP, buscando  $i_{crm} = i_{cr}$ . Apenas com a atuação deste controlador no sistema podemos visualizar um comportamento satisfatório no rastreamento da saída do modelo de referência pela CMP, Figura 19.

Entretanto ao plotarmos e observarmos a corrente  $i_r$ , que é de fato injetada na rede, é perceptível um problema referente a amplitude e fase, quando comparada com a saída do modelo de referência. Tais discrepâncias podem ser visualizadas na Figura 20. Dentre outros, este comportamento pode acarretar em problemas de sincronização, perturbação da rede e perdas de eficiência.

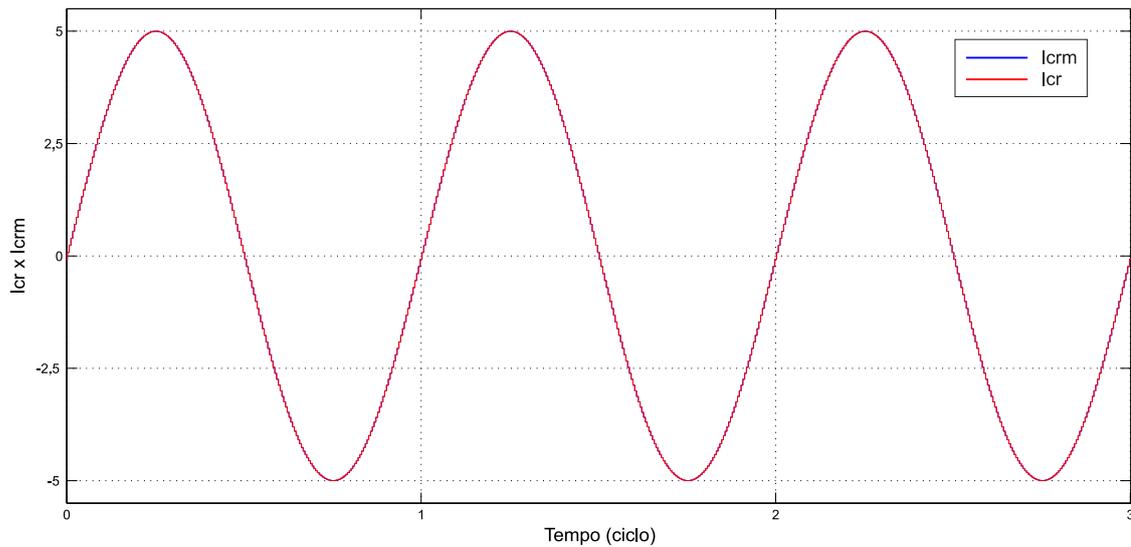


Figura 19 – Rastreamento do sinal de saída do modelo de referência pela CMP.

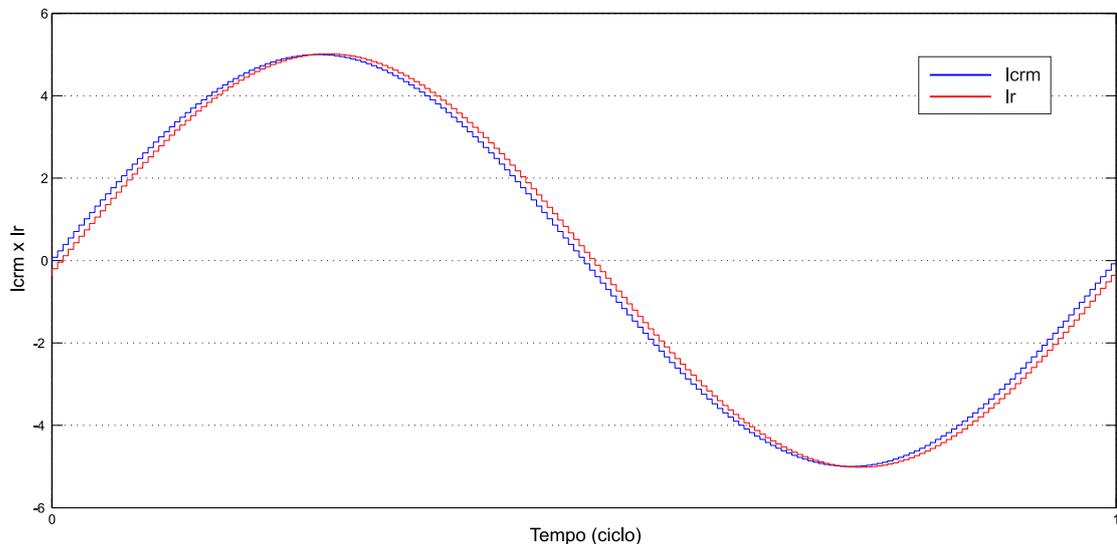


Figura 20 – Rastreamento do sinal de saída do modelo de referência pela corrente  $i_r$ .

Na Figura 21 é possível observar o erro existente entre as correntes CMP e  $i_r$  quando comparadas com a saída do modelo de referência, onde é possível visualizar de maneira mais eficaz a existência da defasagem e diferença de amplitude entre a  $i_r$  e a referência.

A utilização do controlador MRC para controle da corrente média, torna-se viável sob a suposição de uma planta totalmente conhecida e sem a presença de distúrbios agindo sobre o sistema. Entretanto, uma ação de controle extra se faz necessária para a realização da conexão do conjunto conversor-filtro na rede elétrica, devido a tais problemas se fazerem presentes em um sistema conectado. A seguir na Figura 22 temos as correntes CMP e  $i_r$  quando conectados a rede apenas com a ação de controle do controlador MRC.

Para a compensação do distúrbio oriundo da rede elétrica adicionou-se a parcela

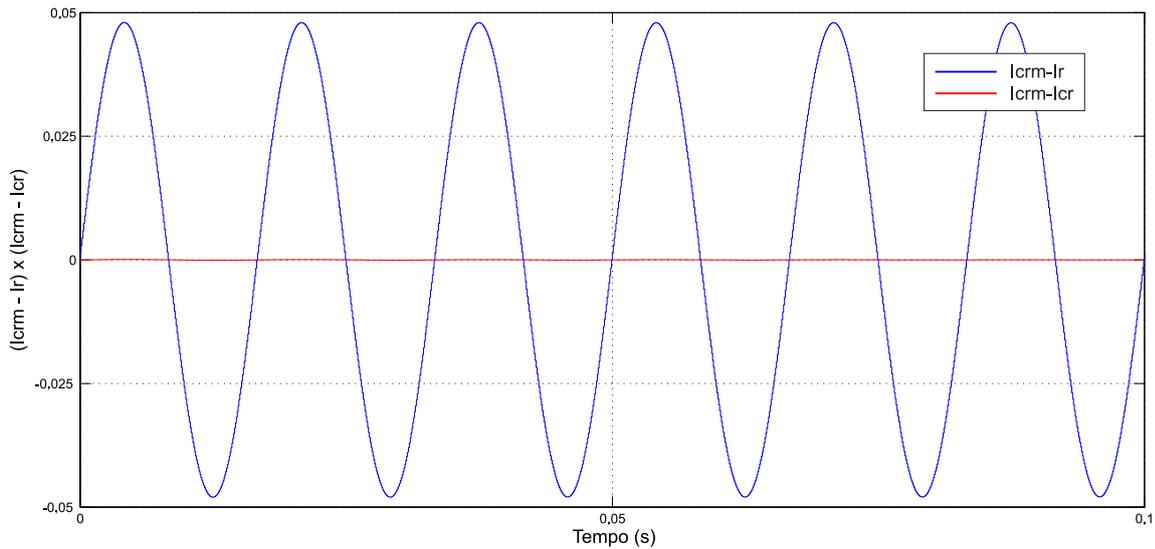


Figura 21 – Erro entre a corrente média ponderada e a corrente de saída do filtro em relação ao modelo de referência.

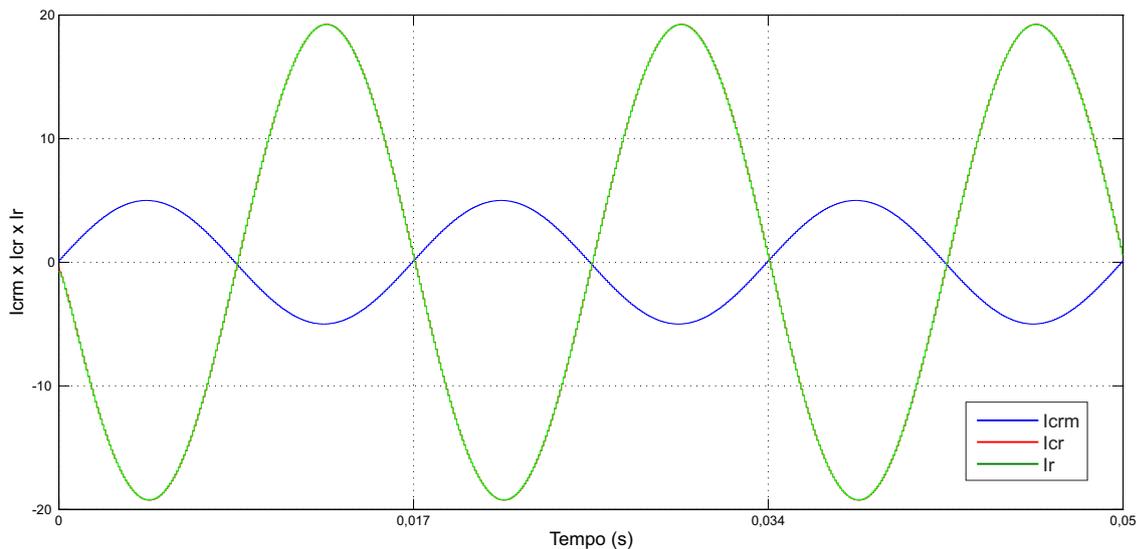


Figura 22 – Comportamento das correntes CMP e de saída do filtro com sistema conectado a rede.

associada ao controlador AFC. O teste de inserção do controlador foi realizado, primeiramente, utilizando um modelo de rede elétrica sem a presença de componentes harmônicos e incerteza paramétrica, com ganhos adaptativos do controlador AFC inicializados em  $\theta^T = [0, 0]$ . Na Figura 23 é possível ver o comportamento da CMP enquanto o sistema encontra-se conectado com a rede. Na Figura 24 o erro entre  $i_{cr}$  em relação a saída do modelo de referência nestas mesmas circunstâncias.

Contudo, devido a necessidade de controlar a corrente que é efetivamente injetada na rede elétrica o erro utilizado para a adaptação dos ganhos da ação de controle AFC é definido como  $i_{crm} - I_r$  como demonstrado na seção anterior. Desta forma esta segunda ação de controle não busca garantir o rastreamento da saída do modelo de referência pela

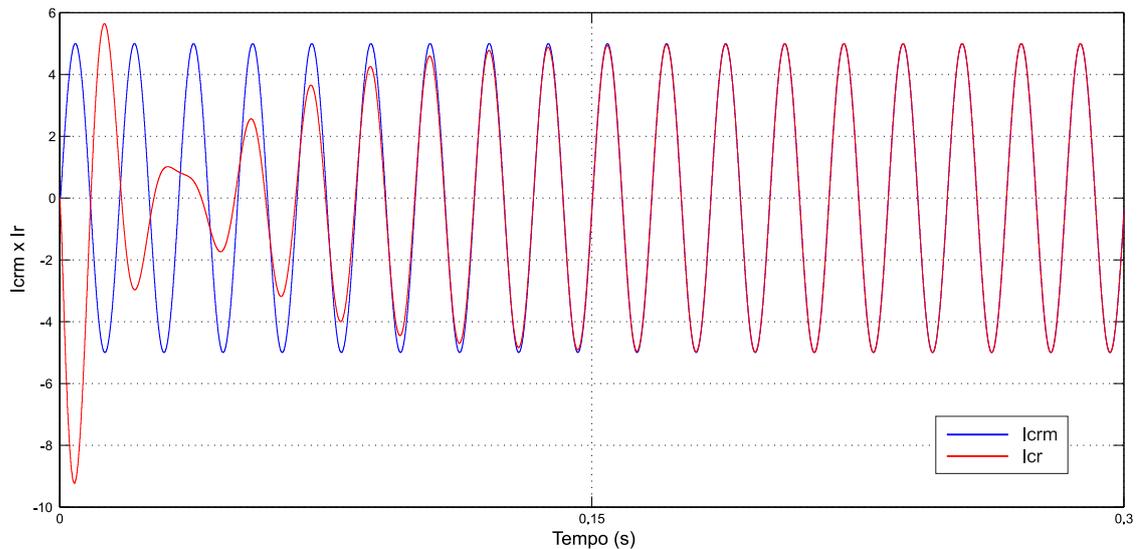


Figura 23 – Rastreamento do sinal de saída do modelo de referência pela CMP quando conectado a rede elétrica.

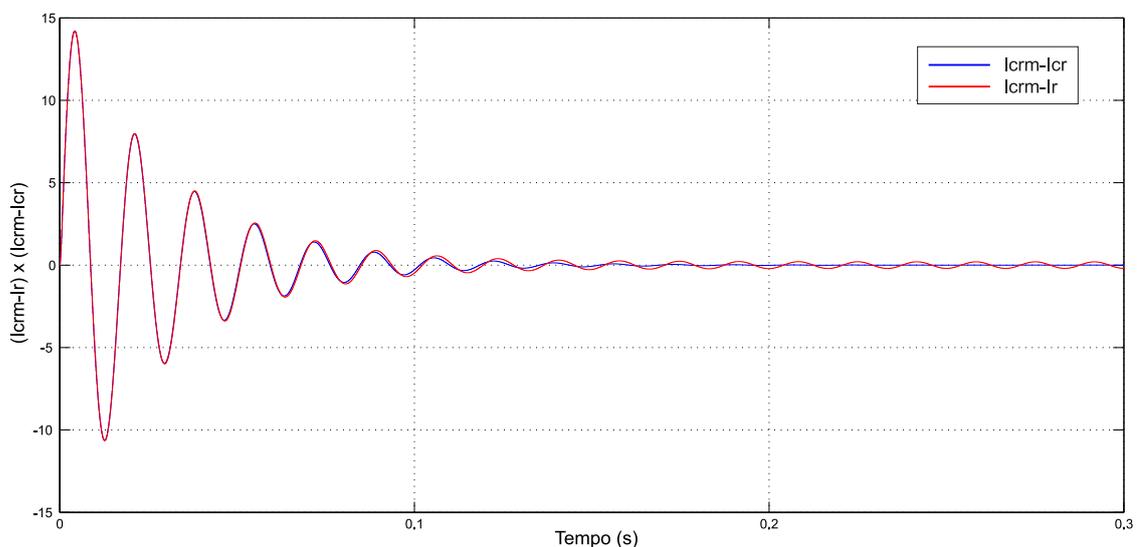


Figura 24 – Demonstração do erro entre as correntes de saída do filtro e CMP em relação a saída do modelo de referência.

CMP do filtro e sim por  $i_r$ . É possível observar na Figura 25 que a CMP deixa de ser o foco do controle do sistema e conseqüentemente perde sua capacidade de rastreamento. Em contrapartida, a corrente de saída do conversor não só é capaz de seguir a referência indicada como elimina o problema de defasagem e amplitude observados anteriormente.

No instante de tempo  $t = 0,5s$  o erro do sistema é redefinido para ser que a variável  $i_r$  passe a rastrear a saída do modelo de referência. Sendo o comportamento dos ganhos adaptativos do controlador AFC mostrados na Figura 26.

A ação de controle total do sistema pode ser visualizada na Figura 27, juntamente com as parcelas obtidas dos controladores MRC e AFC.

Ao iniciarmos os valores dos ganhos adaptativos em seus valores teóricos ideais

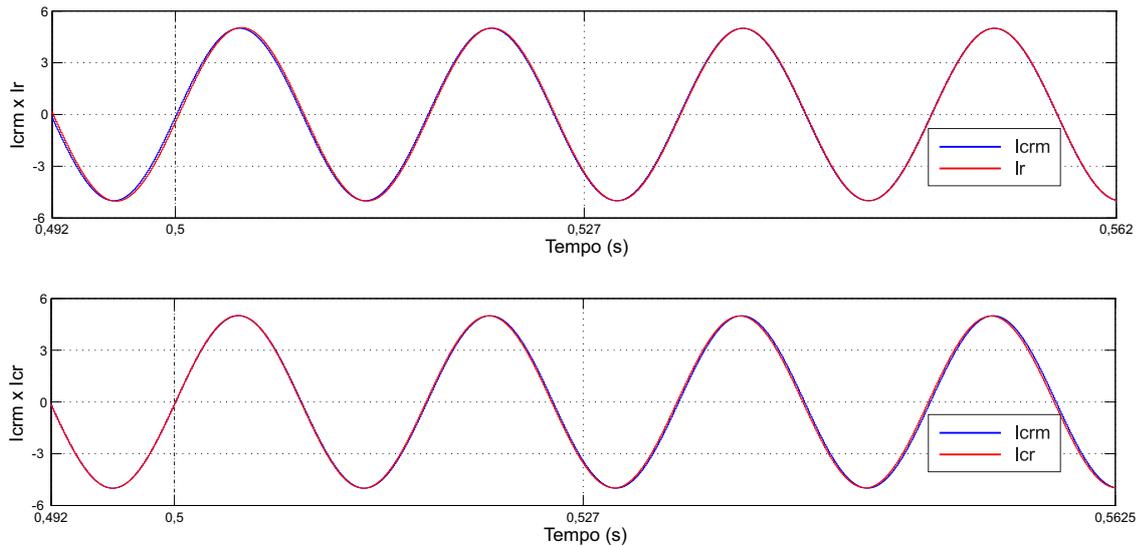


Figura 25 – Troca da variável de controle do sistema da corrente média ponderada para a corrente de saída do filtro.

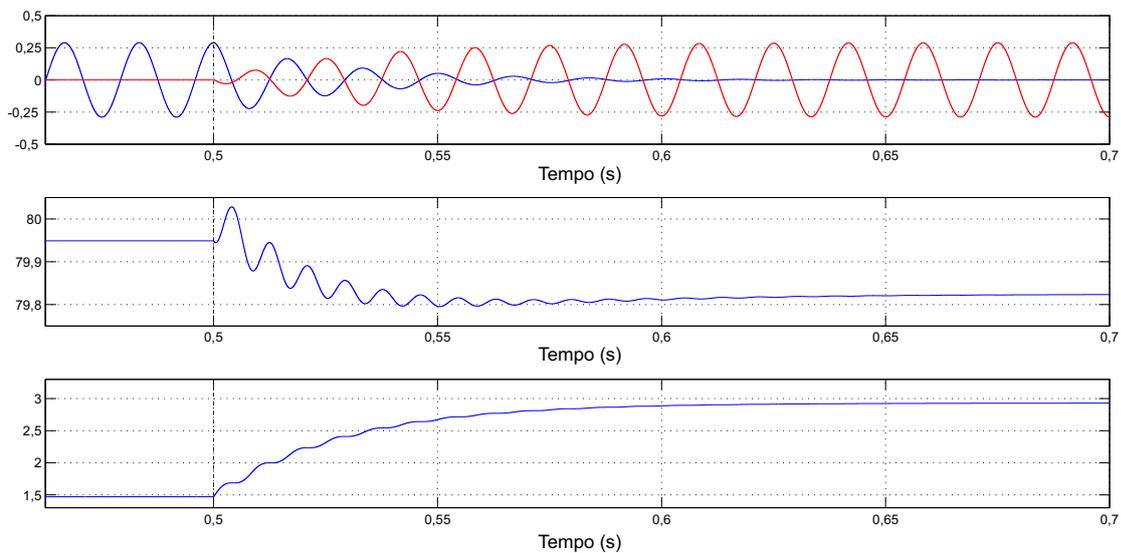


Figura 26 – Erro entre a CMP e corrente de saída do filtro no momento da troca de variável de controle e o comportamento dos ganhos  $\theta^s$  no momento da troca.

$\theta^T = [80; 0]$  é perceptível uma melhora considerável na resposta do sistema durante seu período transiente e conseqüentemente reduzindo valores máximos de corrente alcançados durante o processo de acomodação dos ganhos do controlador AFC, quando comparados com o comportamento do sistema ao ser iniciados com valores não ajustados.

Como próximo teste foram incluídas ao distúrbios oriundo da rede elétrica componentes harmônicas de 3<sup>a</sup> e 5<sup>a</sup> ordem, juntamente com um erro CC de amplitude igual a 1. Contudo, o funcionamento do controlador AFC é responsável pela rejeição de distúrbios no sistema e requer o acréscimo de um novo conjunto de ganhos  $\theta^s$  para realizar a supressão de cada componente harmônica atuante no distúrbio. Portanto, o vetor de ganhos adaptativos  $\theta^T$  recebe outras cinco variáveis, duas para cada uma das componentes harmônicas

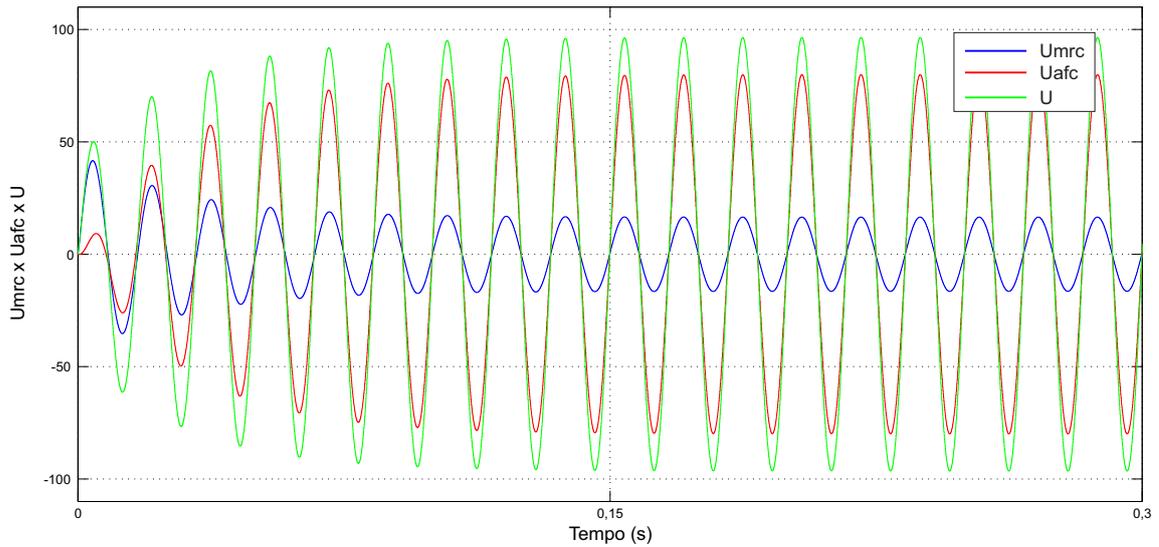


Figura 27 – Ação de controle injetada no sistema e suas parcelas referentes ao controlador MRAC e AFC.

adicionadas e uma para eliminação do erro constante, tendo seus valores iniciados em zero. Na Figura 28 é possível visualizar o comportamento destes 5 novos parâmetros e o comportamento da corrente  $i_r$  nas mesmas condições, já na Figura 29 é possível visualizar o comportamento da corrente de saída do filtro em relação ao sinal de saída do modelo de referência com a presença das componentes harmônicas.

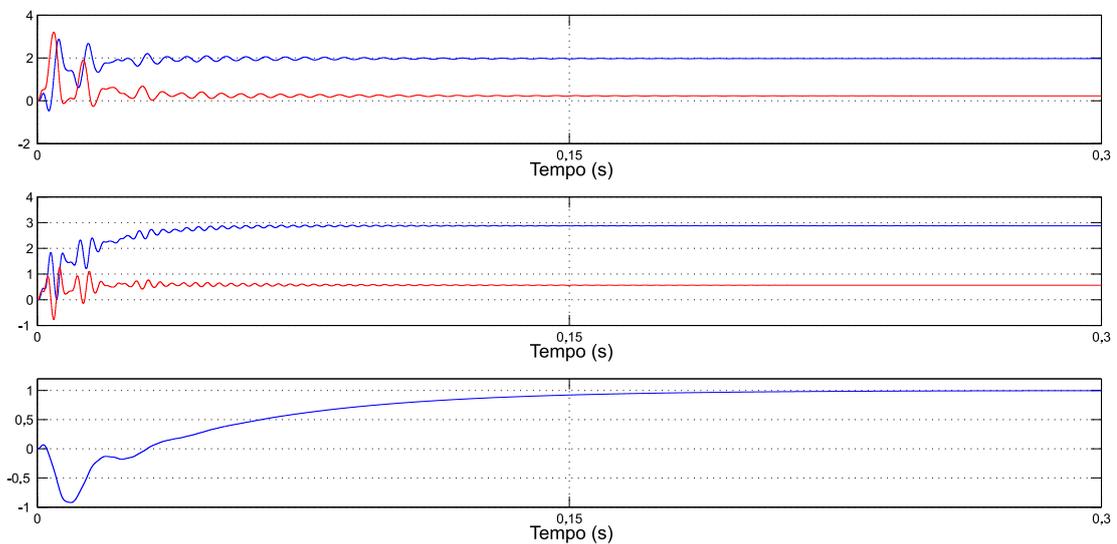


Figura 28 – Comportamento dos ganhos adaptativos do controlador AFC. São apresentados  $\theta$ 's referentes a 3<sup>a</sup> harmônica, 5<sup>a</sup> harmônica e erro cc, respectivamente.

Como ultimo teste realizado, foi simulado uma variação da indutância da rede elétrica, onde seu valor inicial de  $L_g = 0,460mH$  recebeu um acréscimo de 100% no instante de tempo  $t = 0,5 s$  e retornava ao seu valor inicial em  $t = 1,0 s$ . Importante ressaltar que esta variação foi realizada ainda com a presença das componentes harmônicas no distúrbio.

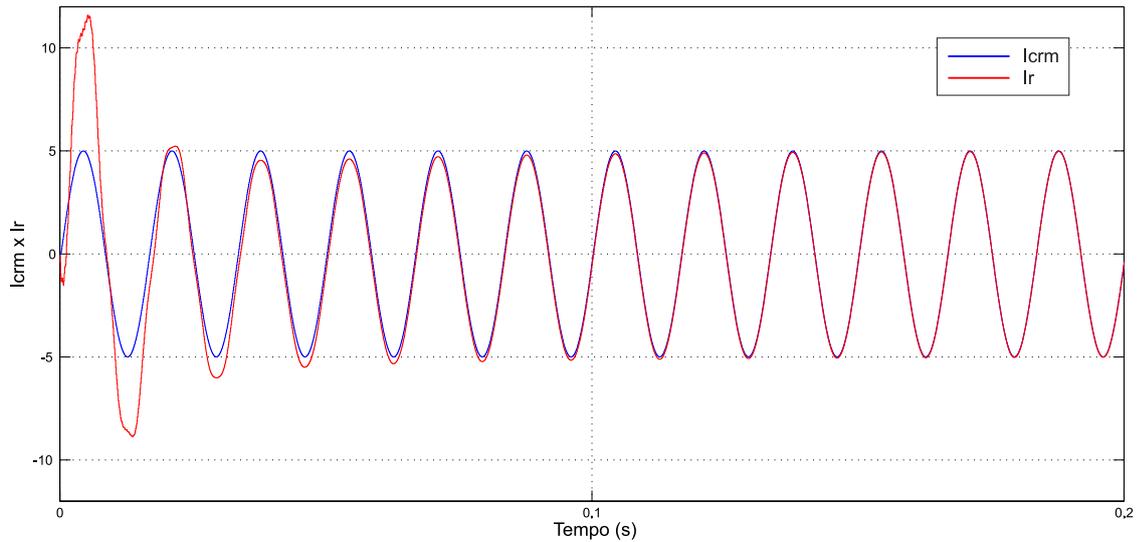


Figura 29 – Comportamento da corrente de saída do filtro em relação ao sinal de saída do modelo de referência com adição de distúrbio harmônico no sistema.

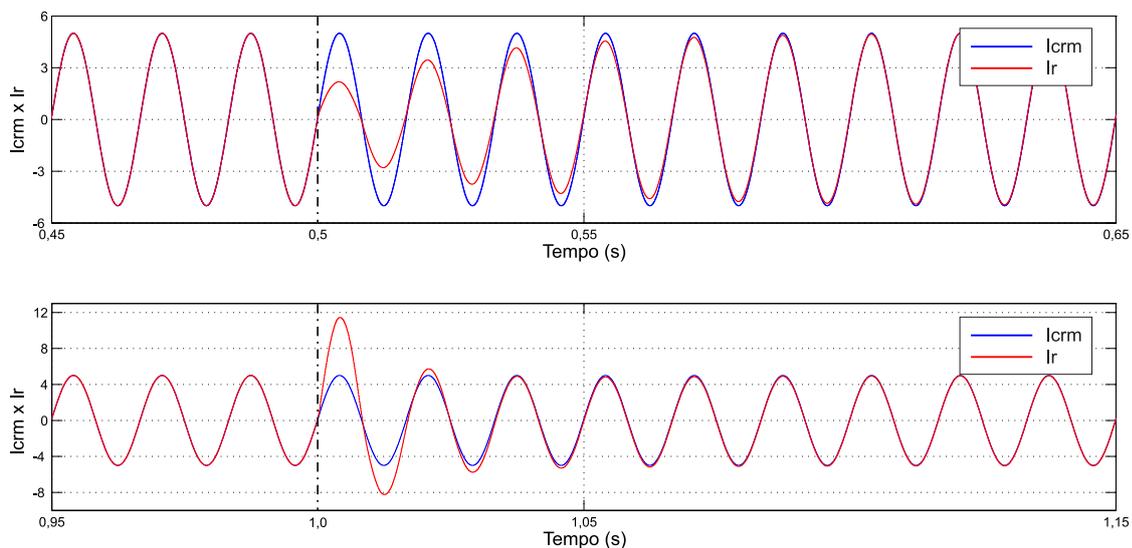


Figura 30 – Comportamento da corrente de saída do filtro no instante de tempo  $t = 0,5$  s onde ocorre o acréscimo de 100% no valor da indutância de rede e seu retorno ao valor original em  $t = 1$  s.

Apesar de não projetado para compensar tal problemática, o controlador AFC foi capaz de garantir o rastreamento do sinal de referência mesmo em condições de incertezas paramétricas. Tal prática também deverá ser demonstrada na seção seguinte onde testes práticos semelhantes foram realizados.

### 3.3.2 Resultados Experimentais

A realização das práticas experimentais foi realizada também com o auxílio do software Matlab e sua ferramenta Simulink para a realização da implementação do controle a ser imposto sobre o sistema e como uma das principais ferramentas de interação com

este. Em conjunto com este software, utilizou-se o programa ControlDesk para controle supervisorio da placa controladora dSPACE. Este aparato de controle digital atuava como equipamento intermediário entre a implementação e atuação da estratégia de controle no sistema, uma vez que este equipamento possui conversores A/D e D/A utilizados para envio e recebimento de informações do sistema. As medições de correntes de saída do conversor e filtro foram realizadas utilizando sensores de efeito Hall. Na Figura 31 é possível ver uma representação esquemática da bancada utilizada.

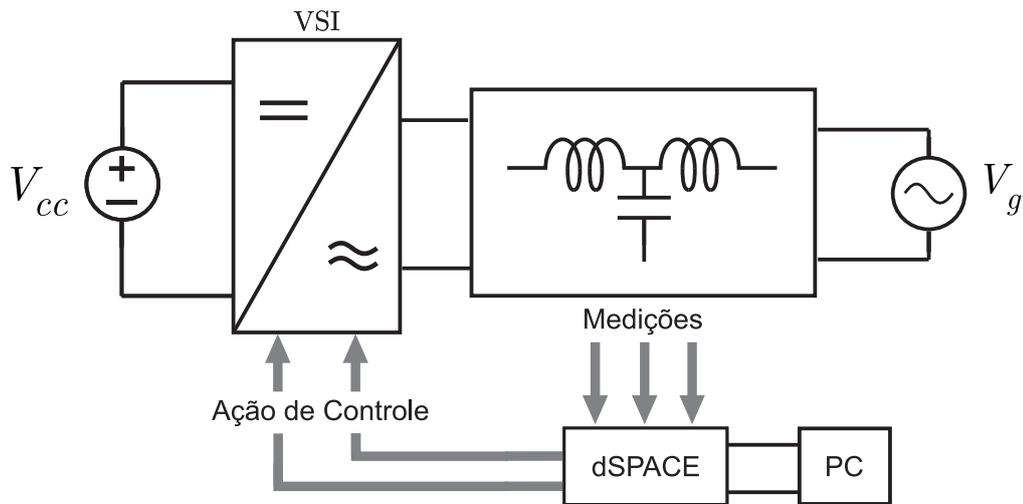


Figura 31 – Esquemático do sistema utilizado para realização dos experimentos.

Um arranjo experimental similar ao representado na Figura 31 e já descrito na seção acima, foi utilizado para confirmar a eficiência da estratégia de controle CMP. Uma fonte CC teve sua tensão de saída definida em 110 V, sendo utilizada para representar uma fonte de energia primária para o barramento CC e trabalhando em conjunto com um conversor Semikron SKS com tensão e corrente de saída nominais de 380V e 50A, respectivamente.

Para realização dos experimentos, diferentemente do realizado nos testes computacionais, os ganhos adaptativos  $\theta^T$  foram iniciados próximos a seus valores práticos ideais a fim de garantir o sincronismo com a tensão no ponto de conexão. Utilizou-se a aplicação das outras três parcelas do controlador AFC, a fim de rejeitar possíveis distúrbios oriundos das 3ª e 5ª componentes harmônicas e erros constantes. Na Figura 32 é mostrada a corrente  $i_r$  e a referência  $i_{cr_m}$  com a estratégia CMP aplicada, em um caso de corrente com amplitude de pico a pico de 10 A.

Na Figuras 33 é mostrado o comportamento dos ganhos adaptativos do controlador AFC referentes à eliminação do distúrbio em sua frequência fundamental.

Os resultados experimentais são mostrados nas figuras 34 e 35. O sinal  $i_{cr_m}$  foi obtido utilizando um dos oito canais de conversão DA da plataforma de controle.

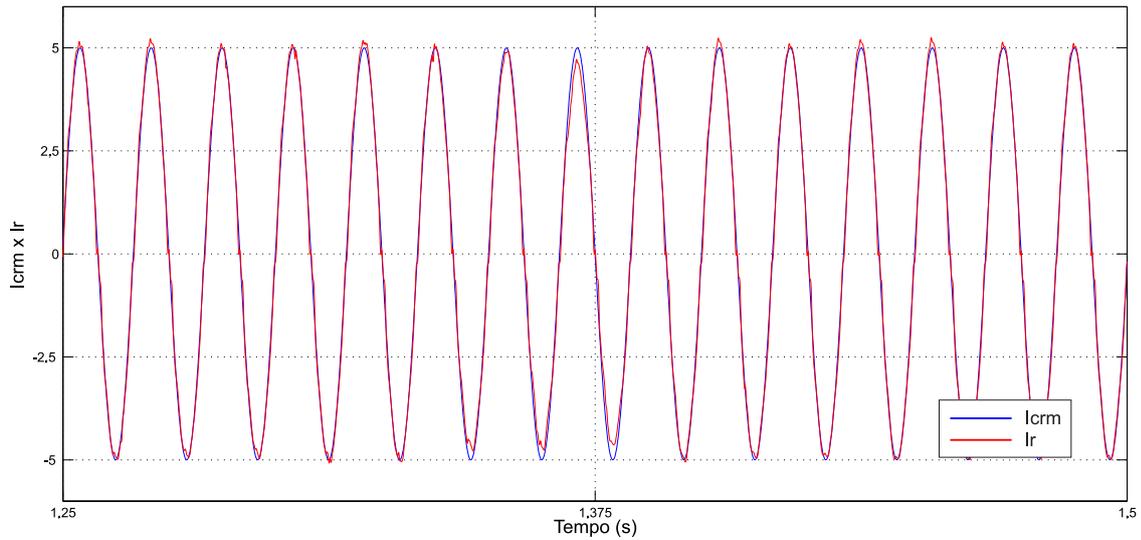


Figura 32 – Rastreamento da corrente de saída pelo modelo de referência.

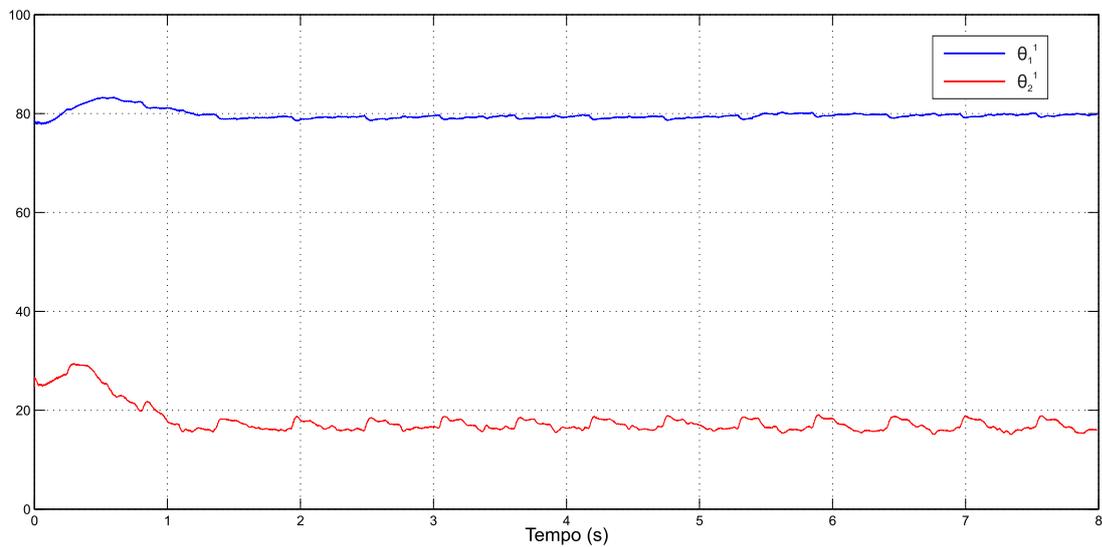
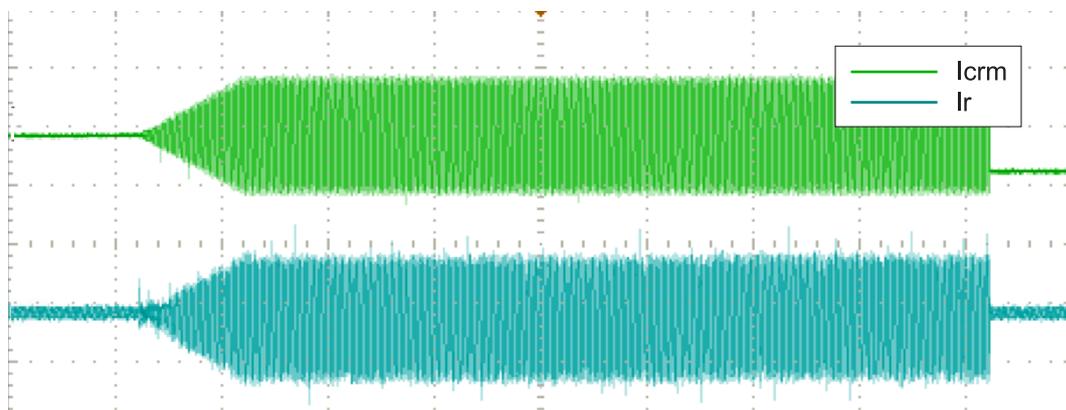
Figura 33 – Comportamento dos ganhos  $\theta$ 's durante a conexão do sistema a rede elétrica.

Figura 34 – Demonstração da corrente de saída do filtro obtida experimentalmente em relação ao sinal de saída do modelo de referência.

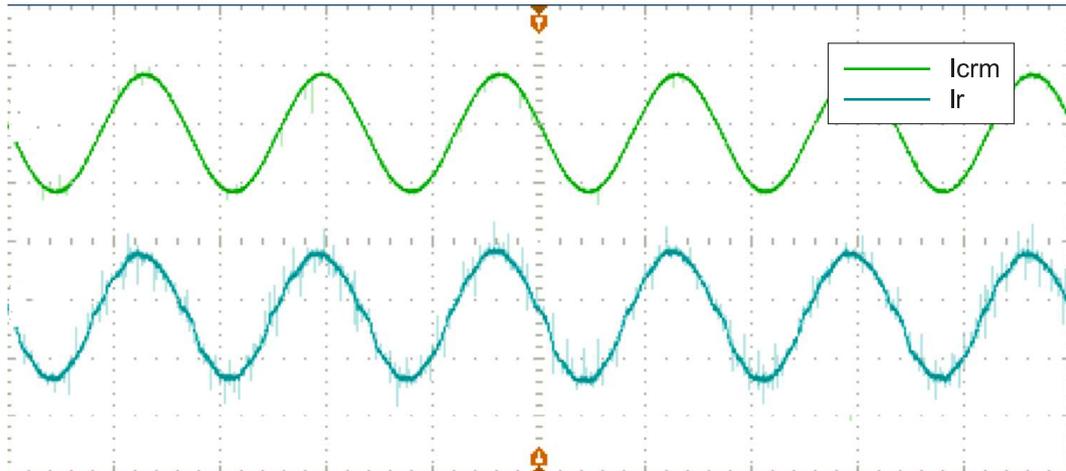


Figura 35 – Corrente de saída do filtro em relação ao sinal de saída do modelo de referência.

Após demonstrar o bom funcionamento da técnica de controle para conexão da rede, foi testada a capacidade do controlador em manter a estabilidade do sistema diante de uma variação paramétrica. Para isto, o sistema foi iniciado com um valor de indutância de rede duas vezes maior, ou  $L_r = 0,92mH$ , que o utilizado como base para o projeto do controlador em uso e reduzida ao seu valor original no tempo  $t = 5,44$  s. As correntes do sistema no momento da variação do parâmetro são apresentadas na Figura 36.

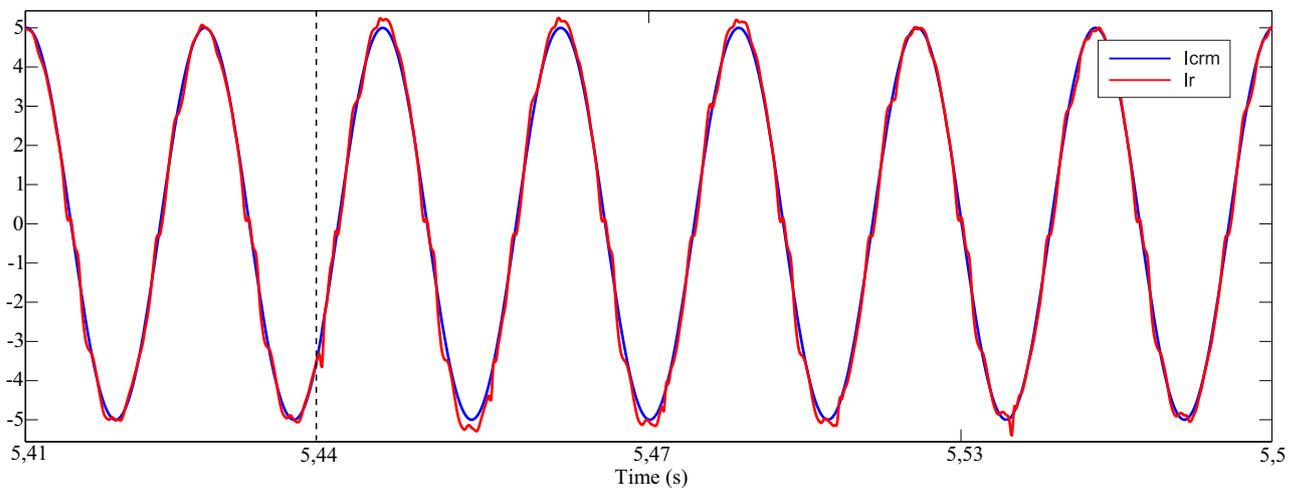


Figura 36 – Corrente de saída do filtro e sinal de saída do modelo de referência no período de variação do valor da indutância do lado da rede.

O comportamento dos parâmetros  $\theta's$ , do controlador durante o processo de variação do parâmetro  $L_g$  ao seu valor original é mostrado na Figura 37. Onde  $\theta$  foi utilizado para agir na frequência fundamental do distúrbio,  $\theta_{3a}$  e  $\theta_{5a}$  na terceira e quinta harmônica, respectivamente e  $\theta_{cc}$  em erros constantes.

O comportamento bastante oscilatório apresentado pelos ganhos  $\theta$  é resultado do aumento da indutância de rede no início do experimento. É possível notar a entrada em regime permanente do sistema como um todo, através da visualização dos ganhos  $\theta's$ .

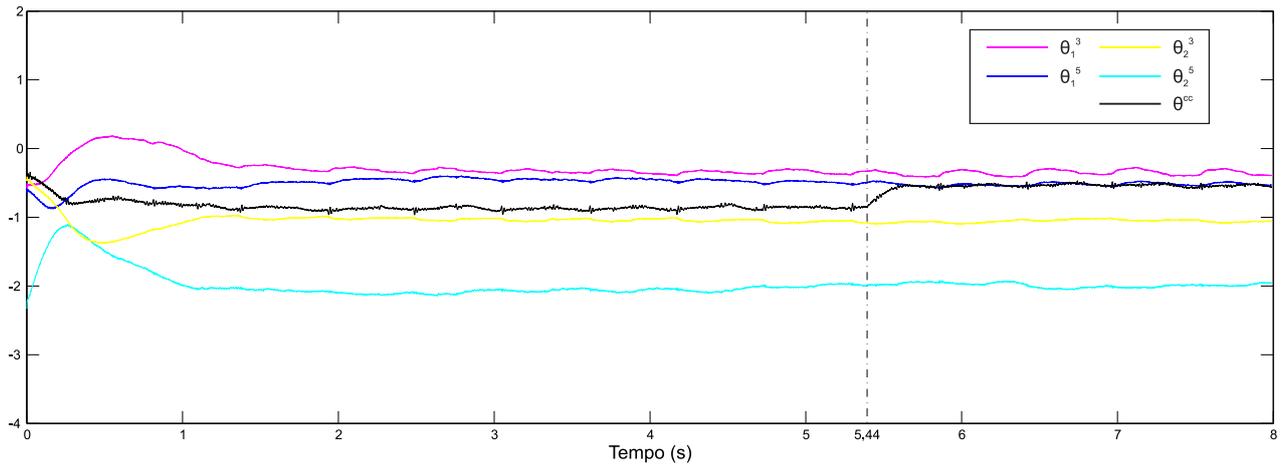


Figura 37 – Parâmetros do controlador AFC ante incerteza paramétrica.

A resposta destes ganhos adaptativos no instante de tempo  $t = 5,44$  s pode ser facilmente notada, principalmente pela componente  $\theta_{cc}$ .

## 4 Controle de Conversores Conectados a Rede Elétrica Utilizando Controle Adaptativo Sujeitos a Saturação

Diversas aplicações para o controle de corrente em conversores conectados à rede utilizando controladores adaptativos são abordadas na literatura, entretanto, o problema da estabilidade frente a saturação do atuador nunca foi abordado.

Durante o processo de controle de um determinado sistema, a imposição de restrições sobre o sinal gerado pelo controlador e que deverá ser sintetizado pelo atuador, são importantes para evitar possíveis danos ao sistema. Deve-se também salientar que tais limitações estão presentes em todos os sistemas reais, sejam eles de ordem tecnológica ou não e que de maneira simples, são a definição de um domínio de atuação dos sinais de controle enviados ao sistema. A atuação imprevista destas restrições podem acarretar na instabilidade do sistema (PAIM et al., 2003).

### 4.1 Descrição do Sistema de Controle

Assume-se que a tensão de saída do conversor  $u_c$  é capaz de reproduz o valor da ação de controle  $u$ , exceto em casos de saturação, onde a robustez do controlador é assegurada. Com objetivo de lidar com a não-linearidade oriunda da saturação, a tensão sintetizada pelo conversor pode ser expressa por

$$u_c = u + \Delta u \quad (4.1)$$

A abordagem a ser realizada busca projetar uma ação de controle combinada  $u$  formada por dois termos. Um deles baseado no conhecimento do modelo que representa  $i_{cr}$ , onde se busca a relação da saída da planta com a de um modelo de referência pré-definido, conhecido como MRAC (do inglês, Model Reference Adaptive Control) e a outra é utilizada para compensar os efeitos dos distúrbios causadas pela tensão da rede de elétrica, utilizando a técnica AFC para compensar distúrbios exógenos. Então, o sinal de controle nominal, sem saturação, é dado por (4.2) (ANNASWAMY; WONG, 1997).

$$u = u_{MRAC} + u_{AFC} \quad (4.2)$$

### 4.1.1 Controle Adaptativo por Modelo de Referência

Basicamente, uma técnica de controle adaptativo permite o projeto de controladores que sejam capazes de compensar incertezas do sistema de maneira inerente. Estes podem ser projetados para compensar incertezas paramétricas ou de estrutura, para lidar com distúrbios com tipo e frequência (em caso de funções periódicas) conhecidos e não-linearidades do sistema (BODSON; SACKS; KHOSLA, 1994).

Supondo o sistema conversor-filtro trabalhado no capítulo anterior, sabe-se que o valor da planta CMP é dependente do valor da indutância da rede, nesta seção supõe-se a conexão do sistema a uma rede elétrica forte e que o controle adaptativo é usado para compensar o distúrbio  $\tilde{I}_{cr}$  originado da tensão da rede, a fim de assegurar um comportamento robusto em casos de saturação da ação de controle. Apesar da consideração de conexão a uma rede considerada forte, por segurança uma lei de controle adaptativa será aplicada aos parâmetros do controlador em (4.5). Sendo assim substituídos de  $\theta_{MRC}^*$  por seus valores estimados  $\theta_{MRAC}(k)$  (IOANNOU; SUN, 2012).

É assumido que a tensão de saída do conversor  $u_c$  reproduz o valor da ação de controle  $u$ , menos em casos de saturação, para os quais a robustez do sistema é garantida. Com objetivo de considerar a não-linearidade resultante da saturação, a tensão sintetizada pelo conversor pode ser expressa por (4.1).

Esta abordagem procura projetar uma ação de controle combinada  $u$  formada por dois termos, como mostrado e desenvolvido na seção anterior. Neste caso, o sinal de controle nominal (sem saturação) é dado por 4.3 (ANNASWAMY; WONG, 1997).

$$u = u_{MRAC} + u_{AFC} \quad (4.3)$$

O projeto do controlador MRAC a seguir é apresentado para o sistema (2.25), desconsiderando a existência de possíveis sinais de distúrbios. A ação de controle é denotada por  $u_{MRAC}$  e é dada por

$$u_{MRAC}(z) = \theta_1^* \frac{\alpha}{z - \lambda} u_{MRAC}(z) + \theta_2^* \frac{\alpha}{z - \lambda} i_{cr}(z) + \theta_3^* i_{cr}(z) + \theta_4^* i_{cr}^*(z) \quad (4.4)$$

onde  $i_{cr}^*$  é a corrente de referência do sistema. Definindo  $\omega_1(z) = \alpha/(z - \lambda)u_{MRC}(z)$ ,  $\omega_2(z) = \alpha/(z - \lambda)i_{12}(z)$ ,  $\omega_{MRC} = \begin{bmatrix} \omega_1 & \omega_2 & i_{12} & i_{cr}^* \end{bmatrix}^T$  e  $\theta_{MRC}^* = \begin{bmatrix} \theta_1^* & \theta_2^* & \theta_3^* & \theta_4^* \end{bmatrix}^T$  podem ser reescritos como

$$u_{MRAC} = \theta_{MRAC}^{*T} \omega_{MRAC} \quad (4.5)$$

O diagrama de blocos representativo da técnica de controle MRAC é mostrado na Figura 13.

Uma vez definidos os parâmetros do filtro  $\alpha$  e  $\lambda$ , o procedimento de projeto consiste em encontrar os parâmetros do controlador  $\theta_{MRAC}^*$  para que ocorra a igualdade entre o sistema em malha fechada e o modelo de referência pré-definido (IOANNOU; SUN, 2012).

$$W_m(z) = \frac{i_{crm}(z)}{i_{cr}^*(z)} = k_m \frac{N_m(z)}{D_m(z)} \quad (4.6)$$

Desde  $W_m(z)$  dita o comportamento desejado de  $i_{cr}$  na ausência de distúrbios, este deve ser uma função transferência estável com grau relativo apropriado com objetivo de permitir sua solução.

A ação do MRAC pode ser escrita como

$$u_{MRAC}(z) = \theta_3^* \frac{z - \lambda + \alpha\theta_2^*/\theta_3^*}{z - \lambda - \alpha\theta_1^*} i_{cr}(z) + \theta_4^* \frac{z - \lambda}{z - \lambda - \alpha\theta_1^*} i_{cr}^*(z) \quad (4.7)$$

Substituindo (4.7) em (2.37) com  $u_c = u_{MRAC}$  e negligenciando o distúrbio,  $\tilde{i}_{cr}$ , encontra-se

$$i_{cr}(z) = K_1 \frac{1}{z(z-1)} \left[ \theta_3^* \frac{z - \lambda + \alpha\theta_2^*/\theta_3^*}{z - \lambda - \alpha\theta_1^*} i_{12}(z) + \theta_4^* \frac{z - \lambda}{z - \lambda - \alpha\theta_1^*} i_{cr}^*(z) \right]$$

$$i_{cr}(z) = \frac{\theta_4^* K_1 (z - \lambda)}{z^3 - (1 + \lambda + \alpha\theta_1^*) z^2 + (\lambda + \alpha\theta_1^* - \theta_3^* K_1) z + \theta_3^* K_1 \lambda - \alpha K_1 \theta_2^*} i_{cr}^*(z) \quad (4.8)$$

A correlação entre  $i_{cr}$  e  $i_{crm}$  é alcançada se

$$\frac{\theta_4^* K_1 (z - \lambda)}{z^3 - (1 + \lambda + \alpha\theta_1^*) z^2 + (\lambda + \alpha\theta_1^* - \theta_3^* K_1) z + \theta_3^* K_1 \lambda - \alpha K_1 \theta_2^*} = k_m \frac{N_m(z)}{D_m(z)} = W_m(z) \quad (4.9)$$

O que implica em

$$\theta_4^* = k_m / K_1$$

$$N_m = 1$$

$$z^3 - (1 + \lambda + \alpha\theta_1^*) z^2 + (\lambda + \alpha\theta_1^* - \theta_3^* K_1) z + \theta_3^* K_1 \lambda - \alpha K_1 \theta_2^* = (z - \lambda) D_m(z)$$

sendo  $D_m(z)$  um polinômio estável de segunda ordem. Assim, os parâmetros do controlador  $\theta_{MRAC}^*$  em (4.5) podem ser facilmente computados em caso de parâmetros conhecidos, gerando um comportamento dinâmico desejado para a planta (2.25) sem a presença de distúrbios. Sendo este comportamento ditado pelo modelo de referência mostrado em (3.3).

#### 4.1.2 Compensação de Distúrbios

Para a realizar a compensação pelo distúrbio  $\tilde{I}_{cr}$  uma técnica AFC foi utilizada. A ideia, como mostrado na seção 3.2, é adicionar um sinal  $u_{AFC}$  de acordo com (4.2)

(BODSON; SACKS; KHOSLA, 1994). O cálculo da ação de controle deste controlador é dada por

$$u_{AFC} = \theta_{AFC}^T \omega_{AFC} \quad (4.10)$$

São definidos

$$\theta_{AFC}^T = \left[ \theta_{\sin 1} \quad \theta_{\cos 1} \quad \dots \quad \theta_{\sin h} \quad \theta_{\cos h} \right],$$

$$\omega_{AFC} = \left[ \sin(2\pi f_1 t) \quad \cos(2\pi f_1 t) \quad \dots \quad \sin(2\pi h f_1 t) \quad \cos(2\pi h f_1 t) \right]^T$$

onde  $h$  é usado para modelar o distúrbio a ser compensado. É importante salientar que os termos envolvendo termos senoidais e cossenoidais são multiplicados pelas ganhos adaptativos do vetor  $\theta_{AFC}$ , oferecendo vantagens quando comparado com controladores comuns que utilizam ganhos fixos.

### 4.1.3 Algoritmo Adaptativo

Na sequência, são projetados os controladores MRAC e AFC para compensação da saturação da ação de controle sintetizada pelo VSI do sistema (ANNASWAMY; WONG, 1997).

Para simplificar a notação, o sinal de controle total mostrado em (4.3) pode ser escrito como

$$u = u_{MRAC} + u_{AFC} = \theta^T \omega \quad (4.11)$$

Considerando o fenômeno de saturação, de (4.1) e (4.11) temos

$$u_c = \theta^T \omega + \Delta u \quad (4.12)$$

Com o objetivo de projetar uma lei adaptativa adequada para os parâmetros, é necessário encontrar uma equação baseada em seus valores ideais. Para isso, é definido a ação de controle do sistema com o domínio em caso de saturação.

$$u = \begin{cases} v(t) & \text{se } |v(t)| \leq u_0 \\ u_0 \operatorname{sgn}[v(t)] & \text{se } |v(t)| > u_0 \end{cases} \quad (4.13)$$

Definindo que de (4.12) a ação de controle calculada  $v(t)$  pode ser dada por

$$v = \theta_1 \frac{\alpha}{z - \lambda} u + \theta_2 \frac{\alpha}{z - \lambda} y + \theta_3 y + \theta_4 r + \theta_d^T \omega_d \quad (4.14)$$

onde os parâmetros  $\theta_d^T$  e  $\omega_d$  são oriundos do controlador AFC, responsável pela rejeição de distúrbios.

Podemos reescrever  $u_c$  da seguinte forma:

$$u_c = \left( \theta_1 \frac{\alpha}{z-\lambda} u + \theta_2 \frac{\alpha}{z-\lambda} y + \theta_3 y + \theta_4 r + \theta_d^T \omega_d \right) - \left( \theta_1^* \frac{\alpha}{z-\lambda} u + \theta_2^* \frac{\alpha}{z-\lambda} y + \theta_3^* y + \theta_4^* r + \theta_d^* \omega_d \right) + \dots \\ \left( \theta_1^* \frac{\alpha}{z-\lambda} u + \theta_2^* \frac{\alpha}{z-\lambda} y + \theta_3^* y + \theta_4^* r + \theta_d^* \omega_d \right) + \Delta u \quad (4.15)$$

Sendo os parâmetros  $\theta^*$  os valores ideais dos ganhos do controlador MRAC e  $\phi$  o erro entre estes parâmetros  $\theta$ s calculados e seus ideais. Como mostrado a seguir

$$\phi = \begin{bmatrix} \theta_1 - \theta_1^* \\ \theta_2 - \theta_2^* \\ \dots \\ \theta_d - \theta_d^* \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

De (4.15), obtêm-se

$$u_c = \phi^T \omega + \theta_1^* \frac{\alpha}{z-\lambda} u + \left( \theta_2^* \frac{\alpha}{z-\lambda} + \theta_3^* \right) y + \theta_4^* r + \theta_d^* \omega_d + \Delta u \quad (4.17)$$

Como saída do sistema é possível definir

$$i_r = \underbrace{G(z)}_{\text{Planta}} u_c + \underbrace{G_d(z)d}_{\text{Distúrbio}} \quad (4.18)$$

De (4.17) e (4.18) obtemos

$$u_c = \phi^T \omega + \theta_1^* \frac{\alpha}{z-\lambda} u + \frac{\theta_2^* \alpha + \theta_3^* (z-\lambda)}{z-\lambda} [G(z)u_c + G_d(z)d] + \theta_4^* r + \theta_d^* \omega_d + \Delta u \quad (4.19)$$

Colocando a variável  $u_c$  em evidência

$$u_c \left( 1 - \theta_1^* \frac{\alpha}{z-\lambda} + \frac{\theta_2^* \alpha + \theta_3^* z - \theta_3^* \lambda}{z-\lambda} G(z) \right) = \phi^T \omega + \frac{\theta_2^* \alpha + \theta_3^* (z-\lambda)}{z-\lambda} G_d(z)d + \theta_4^* r + \theta_d^* \omega_d + \Delta u \quad (4.20)$$

Analisando a equação obtida, é possível concluir que quando ocorre a convergência paramétrica e o sistema opera na região linear, tem-se

$$\begin{aligned} \theta_1 &= \theta_1^* \\ \theta_2 &= \theta_2^* \\ &\dots \\ \theta_d &= \theta_d^* \end{aligned}$$

O que implica em  $\phi = 0$ ,  $\delta u = V$  e a fração do sistema relacionado ao distúrbio presente no sistema como

$$\theta_d^* \omega_d + F_2(z) G_d(z) d = 0 \quad (4.21)$$

E resultando em

$$u_c \left( 1 - \theta_1^* \frac{\alpha}{z - \lambda} + \frac{\theta_2^* \alpha + \theta_3^* z - \theta_3^* \lambda}{z - \lambda} G(z) \right) = \theta_4^* r \quad (4.22)$$

Sabendo que a saída do sistema é teoricamente igual saída do modelo de referência que por sua vez é a saída do modelo de referência, como demonstrado em (4.23).

$$i_r(k) \approx i_{cr_m}(k) = \omega_m(z) r \quad (4.23)$$

De (4.22) e (4.23), obtemos

$$i_r(k) = \omega_m(z) \frac{1}{\theta_4^*} \underbrace{\left( 1 - \theta_1^* \frac{\alpha}{z - \lambda} + \frac{\theta_2^* \alpha + \theta_3^* z - \theta_3^* \lambda}{z - \lambda} G(z) \right)}_{\phi^T \omega + \theta_4^* r + \Delta u} u \quad (4.24)$$

Que pode ser reescrita como

$$i_r(k) = \rho^* \omega_m \left[ \phi^T \omega + \theta_4^* r + \Delta u \right] \quad (4.25)$$

Sendo  $\rho^* = \theta^{*-1}$ . Podemos definir o erro do sistema através de (4.26).

$$i_r(k) - i_{cr_m}(k) = e_1(k) = \rho^* \omega_m \left[ \phi^T \omega + \Delta u \right] \quad (4.26)$$

Para remover o efeito do termo referente a limitação da ação de controle ante saturação  $\Delta u$ , que pode ser considerado um distúrbio, é gerado um segundo sinal de erro,  $e_\Delta$ .

$$e_\Delta = k_\Delta \omega_m \Delta u \quad (4.27)$$

Sendo o ganho  $k_\Delta$  um ganho variante no tempo, de acordo com uma lei adaptativa.

$$e_{u1} = e_1 - e_\Delta \quad (4.28)$$

Substituindo (4.26) e (4.27) em (4.28).

$$e_{u1} = \rho^* \omega_m(k) [\phi^T \omega + \Delta u] - k_\Delta(k) \omega_m(k) \Delta u \quad (4.29)$$

E definindo  $\psi_\Delta = (\rho^* - k_\Delta(k))$ , temos

$$e_{u1} = \rho^* \omega_m(k) [\phi^T \omega] + \psi_\Delta \omega_m(k) \Delta u \quad (4.30)$$

Em seguida, define-se um erro auxiliar  $e_2$  e o erro aumentado  $\varepsilon_{1u}$ , definidos como:

$$e_2 = k_1 \theta^T \omega_m \omega - k_1 \omega_m [\theta^T \omega] \quad (4.31)$$

$$\varepsilon_{1u} = e_{u1} + k_1 e_2 \quad (4.32)$$

Substituindo (4.30) e (4.31) em (4.32), obtemos

$$\varepsilon_{1u} = \rho^* \omega_m [\phi^T \omega] + \psi_\Delta \underbrace{\omega_m \Delta u}_{\xi_\Delta} + k_1 \theta^T \underbrace{\omega_m \omega}_{\xi} - k_1 \omega_m [\theta^T \omega]$$

$$\varepsilon_{1u} = \rho^* \omega_m [\theta^T \omega] - \rho^* \theta^{*T} \xi + \psi_\Delta \xi_\Delta + k_1 \theta^T \xi - k_1 \omega_m [\theta^T \omega]$$

$$\varepsilon_{1u} = \left[ \begin{array}{l} \rho^* \omega_m [\theta^T \omega] - \rho^* \theta^{*T} \xi + \psi_\Delta \xi_\Delta + k_1 \theta^T \xi - k_1 \omega_m [\theta^T \omega] + \dots \\ \{ \rho^* \theta^T \xi - \rho^* \theta^T \omega_m \omega \} + \{ -\rho^* \theta^{*T} \xi + \rho^* \theta^T \omega_m \omega \} \end{array} \right]$$

$$\varepsilon_{1u} = \rho^* \phi^T \xi + \psi_\Delta \xi_\Delta + k_1 e_2 - \rho^* e_2$$

E finalmente considerando

$$\psi_1 = k_1 - \rho^* = k_1 - \frac{1}{k^*} \quad (4.33)$$

Obtêm-se

$$\varepsilon_{1u} = \rho^* \phi^T \xi + \psi_\Delta \xi_\Delta + \psi_1 e_2 \quad (4.34)$$

## 4.2 Resultados

Esta seção irá apresentar os resultados de simulação e computacionais obtidos com a modelagem e implementação da metodologia apresentada na seção anterior, buscando garantir a estabilidade do sistema sob condições de saturação da ação de controle. São apresentados os resultados de simulação nas seguintes etapas:

- Testes do sistema em condição de curto-circuito.
  - Testes do controlador MRAC sem a ocorrência de saturação da ação de controle.
- Testes do sistema conectado a rede elétrica.
  - Teste dos controladores MRAC e AFC sem a ocorrência de saturação da ação de controle.
  - Teste dos controladores MRAC e AFC com a ocorrência de saturação da ação de controle.

A seguir, os resultados experimentais obtidos com a conexão do sistema a rede são apresentados. Os testes realizados nesta fase são divididos da seguinte maneira:

- Testes do sistema em condição de curto-circuito.
  - Testes do controlador MRAC e AFC sem a ocorrência de saturação da ação de controle.
  - Teste dos controladores MRAC e AFC com a ocorrência de saturação da ação de controle.

### 4.2.1 Resultados de Simulação

Nesta seção serão apresentados os resultados de simulação obtidos ao utilizar a estratégia de controle desenvolvida na seção anterior. Como o controlador AFC é projetado para realizar o cancelamento do distúrbio vindo da rede elétrica primeiramente fez-se uma análise do circuito desconectado de tal, onde apenas a ação de controle MRAC se faz atuante no sistema. Os valores dos componentes do filtro LCL utilizado nas simulações são mostrados na Tabela 1.

Como primeiro teste, todos os quatro ganhos do controlador MRAC foram iniciados nos valores ótimos calculados para que fosse possível a visualização do comportamento do sistema. Cabe ressaltar que neste primeiro caso não houve a inserção do problema de saturação na ação de controle, desta forma o sinal de entrada do sistema é a tensão ideal que deveria ser sintetizada pelo conversor. O comportamento da corrente  $i_r$  pode ser visto na Figura 38.

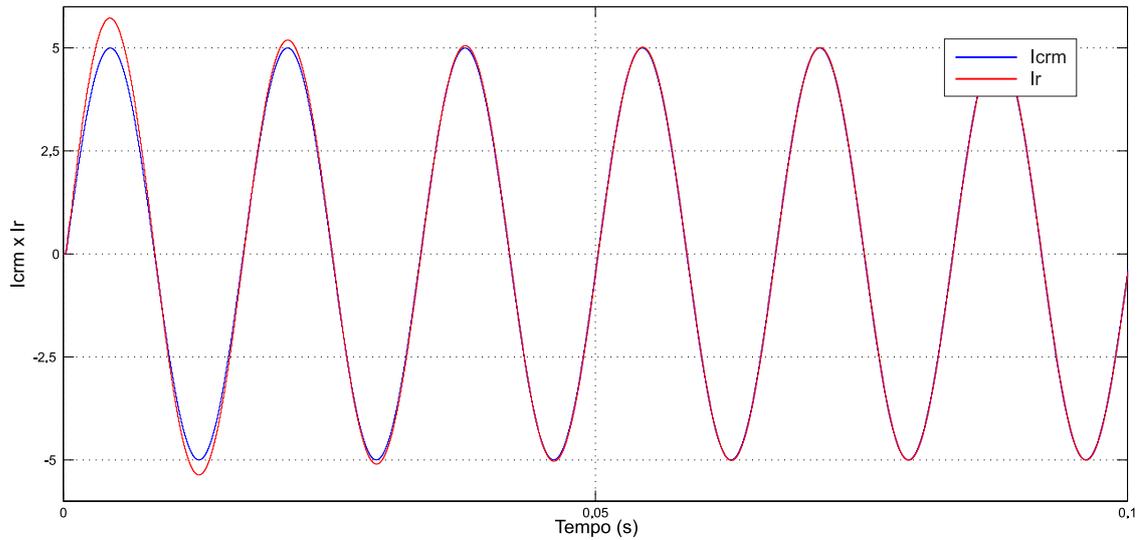


Figura 38 – Comportamento da corrente de saída do filtro em relação à saída do modelo de referência.

Em seguida, utilizando uma limitação de 20% do valor de pico da ação de controle em regime permanente e com a inicialização dos ganhos  $\theta_s$  ainda em seus valores teóricos calculados, a comparação da ação de controle calculada e a sintetizada pelo conversor pode ser vista Figura 39.

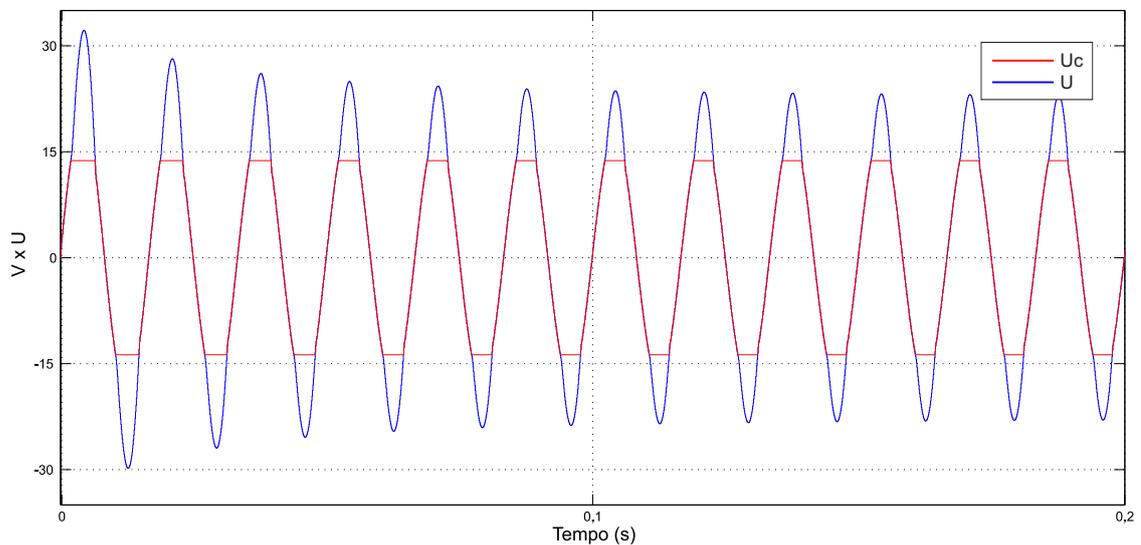


Figura 39 – Ação de controle calculada e a ação efetivamente enviada ao sistema.

Em consequência da limitação na ação de controle, o rastreamento do sinal de saída do modelo de referência fica comprometido como pode ser visto na Figura 40.

Retirada a restrição sobre a ação de controle efetivamente enviada para o sistema, implantou-se a ação de controle AFC para que fosse possível a rejeição de distúrbios e permiti-se a conexão do sistema a rede. Na Figura 41 é possível ver o comportamento da corrente  $i_r$  do sistema já conectado, com os  $\theta_s$  iniciais do controlador MRAC definidos

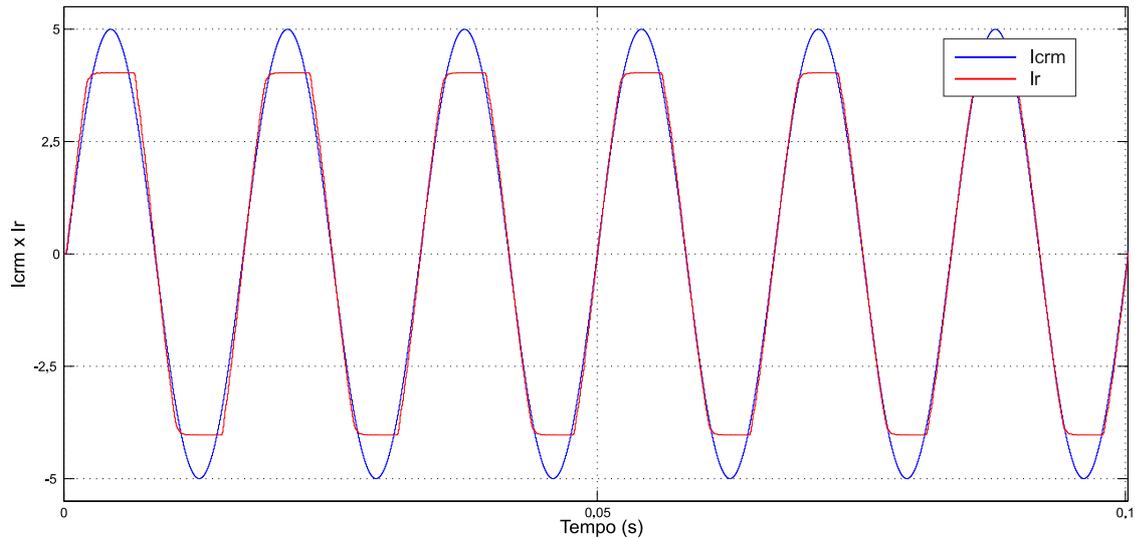


Figura 40 – Comportamento da corrente de saída do filtro ante saturação da ação de controle do sistema.

como os valores ótimos para sua operação em curto e os do controlador AFC com seus valores teóricos ideais para o distúrbio imposto.

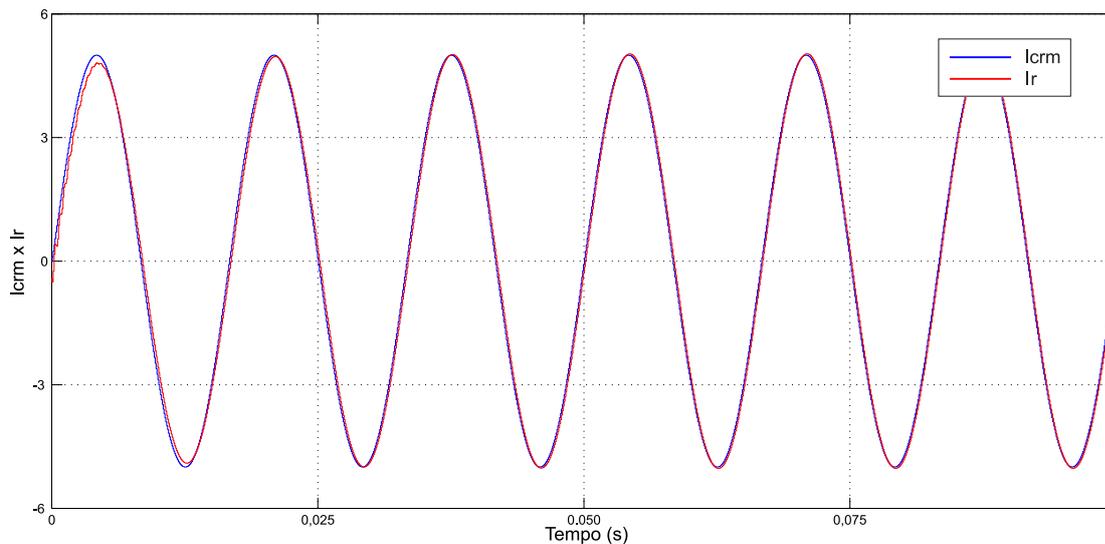


Figura 41 – Rastreamento da saída do modelo de referência pela corrente de saída do filtro com sistema conectado a rede.

Em seguida, é novamente imposto uma limitação de 20% do valor de pico da ação de controle que deverá ser injetada no sistema. Na Figura 42 é possível visualizar três ações de controle diferente, sendo elas a ação calculada e injetada no sistema em caso de não saturação, a ação calculada em caso de saturação e a própria ação de controle injetada no sistema neste segundo caso.

Conseqüentemente, devido a limitação da atuação dos controladores no sistema o rastreamento da corrente  $i_r$  é comprometido. Entretanto, a ação de controle desenvolvida tem por objetivo não a garantia de rastreamento de uma determinada referência e sim a

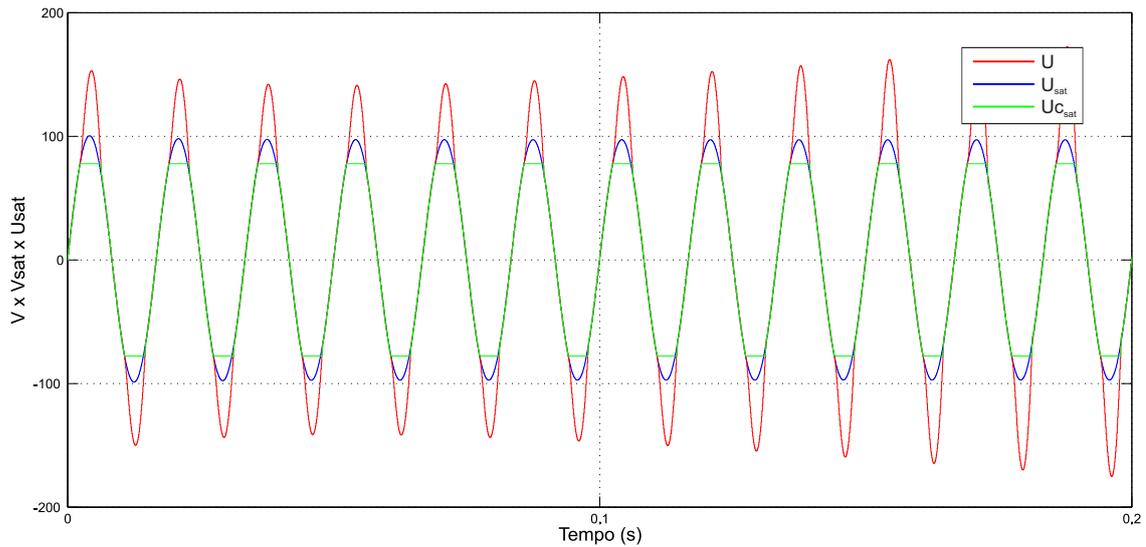


Figura 42 – Comparativo entre ações de controle calculadas e fornecidas ao sistema.

estabilidade mesmo diante de tais condições. Na Figura 43 tal comportamento pode ser visualizado, apesar de gerar grande distorção na corrente a ser injetada na rede o sistema se mantém estável.

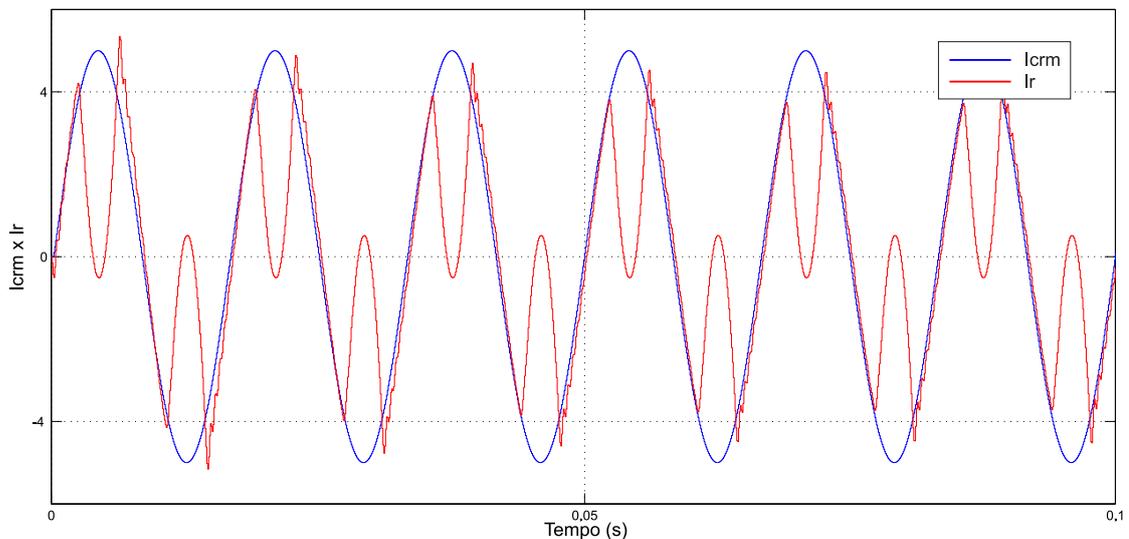


Figura 43 – Distorção presente na corrente de saída do filtro com a presença de saturação no sistema.

#### 4.2.2 Resultados Experimentais

Os resultados desta seção foram obtidos utilizando o software Matlab e ControlDesk em conjunto com a placa controladora dSPACE, como na seção 3.3.4, sendo possível visualizar uma representação esquemática da bancada utilizada na Figura 31.

Para realização dos experimentos, os ganhos adaptativos do controlador MRAC foram iniciados em seus valores teóricos ideias, mostrados na Tabela 2.

Tabela 2 – Valores teóricos dos ganhos do controlador MRAC.

Parâmetro	Valor
$\theta_1$	4,23
$\theta_2$	12,01
$\theta_3$	-15,61
$\theta_4$	0,26

O comportamento dos ganhos dos controladores MRAC e AFC ao longo do teste sem a presença de saturação na ação de controle injetada no sistema são mostrados nas figuras 44 e 45.

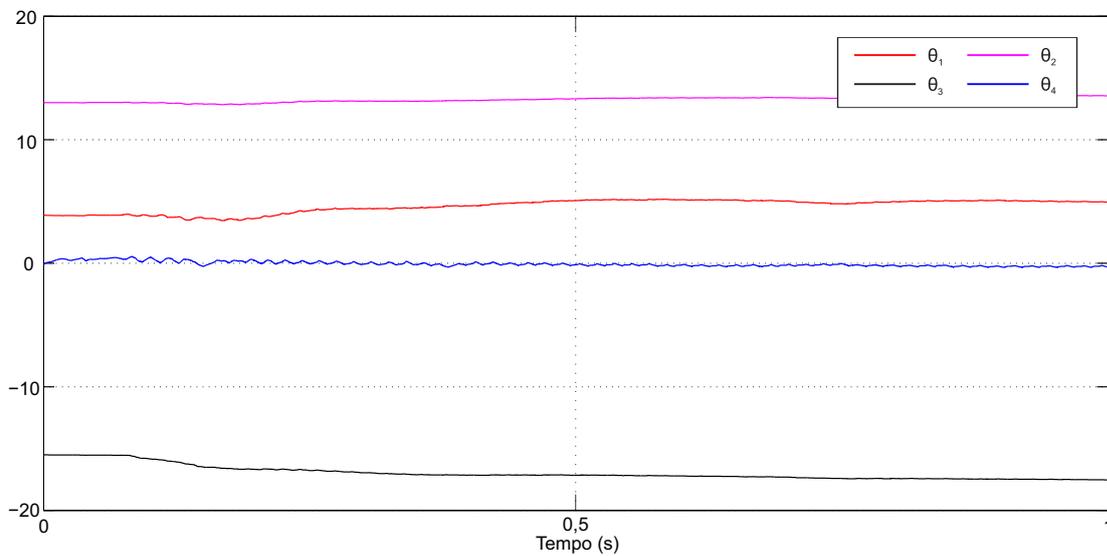


Figura 44 – Comportamento dos ganhos do controlador MRAC durante testes sem a presença de saturação da ação de controle.

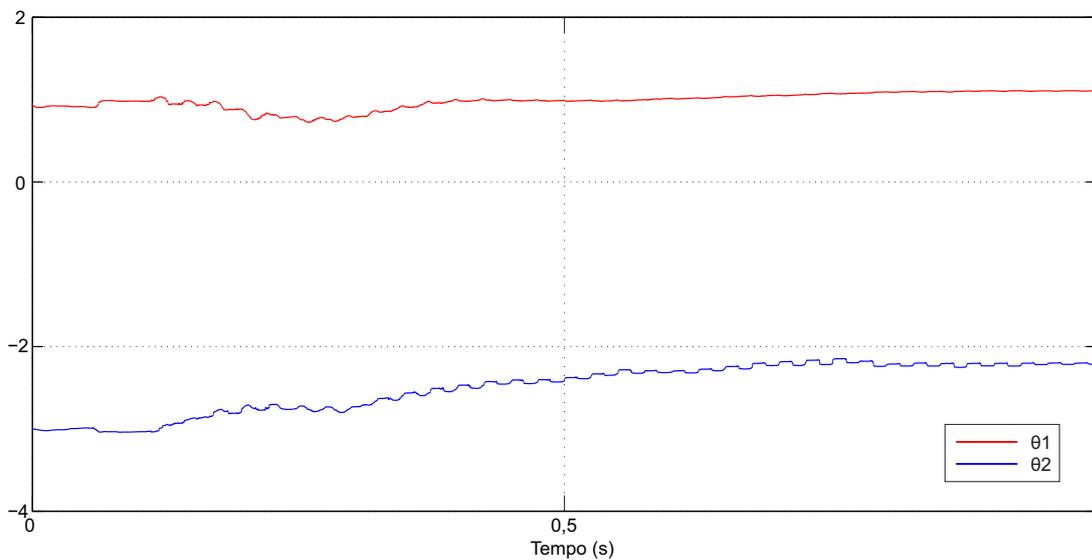


Figura 45 – Comportamento dos ganhos do controlador AFC durante testes sem a presença de saturação da ação de controle.

O comportamento da corrente de saída do conversor em relação ao sinal de saída do modelo de referência é mostrado na Figura 46.

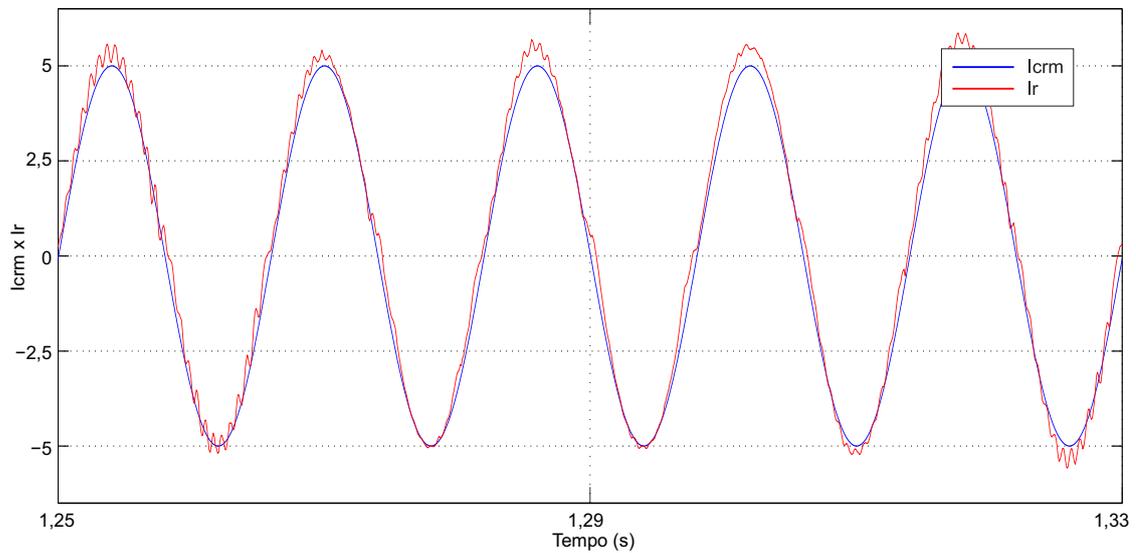


Figura 46 – Comportamento da corrente de saída do filtro em relação ao sinal de saída do modelo de referência sem a presença de saturação na ação de controle injetada no sistema.

Em seguida, como realizado nos testes computacionais, foi estabelecido um fator limitante à ação de controle injetada no sistema de 40% do seu valor de pico. Tal imposição pode ser visualizada na Figura 47.

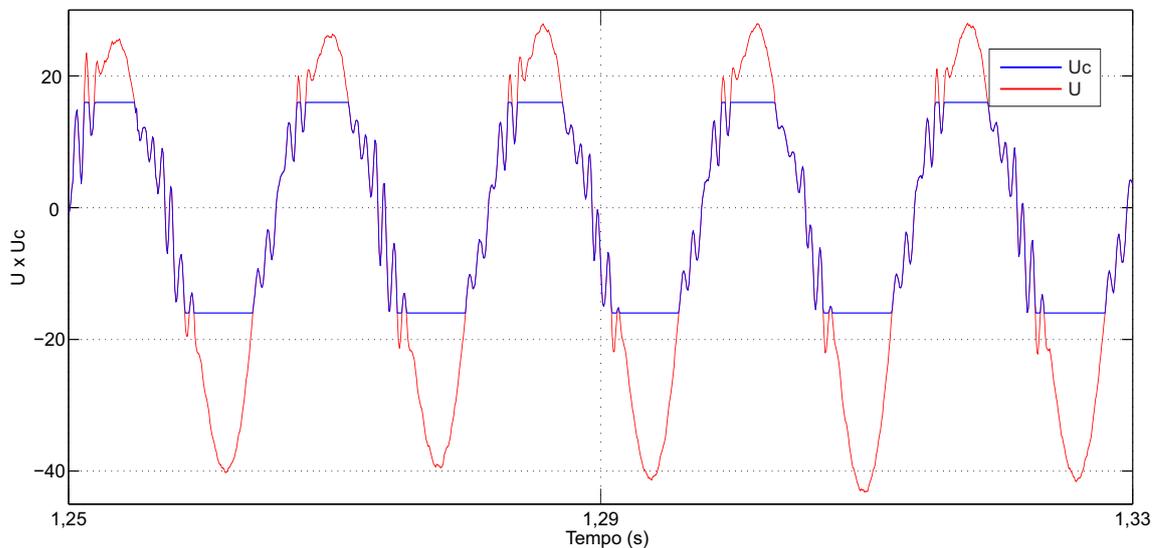


Figura 47 – Ação de controle calculada e ação de controle efetivamente enviada para o sistema com a presença de saturação da ação de controle.

Ao inserirmos o fenômeno da saturação na ação de controle, o sistema torna-se incapaz de garantir o devido rastreamento do sinal de saída do modelo de referência, como pode ser visto em Figura 48. Entretanto, este deve garantir que o sistema se mantenha estável durante todo o período de saturação.

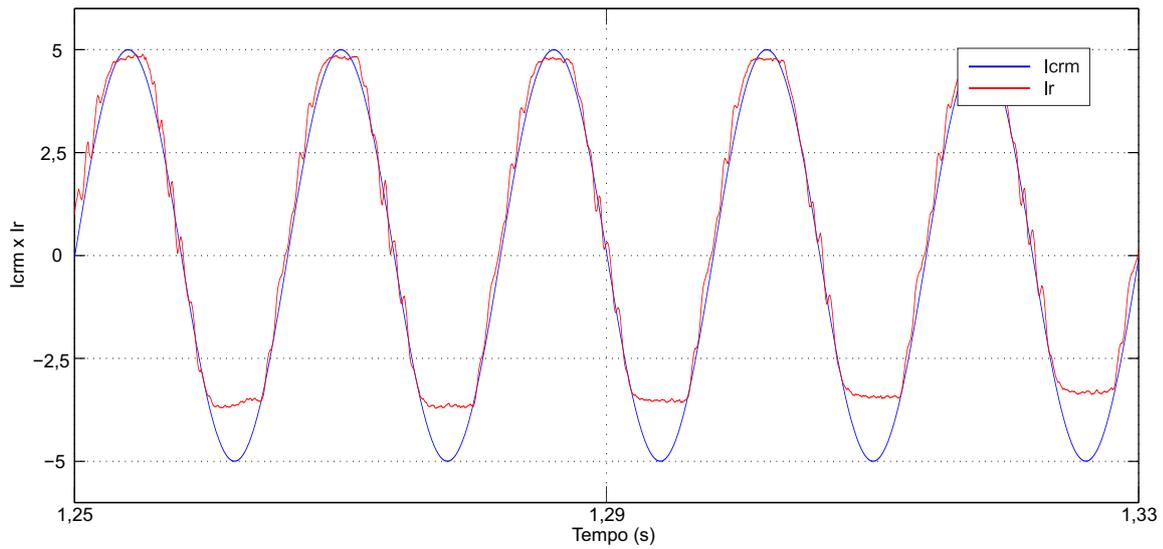


Figura 48 – Comportamento da corrente de saída do filtro em relação ao sinal de saída do modelo de referência com a presença de saturação na ação de controle injetada no sistema.

O comportamento dos ganhos dos controladores MRAC e AFC podem ser visualizados na Figura 49

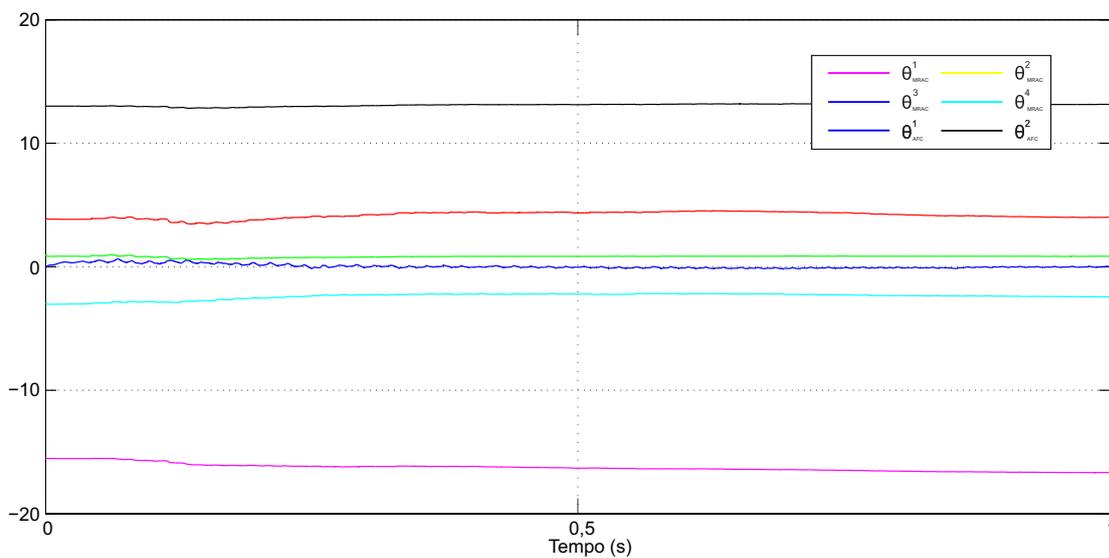


Figura 49 – Comportamento dos ganhos dos controladores MRAC e AFC ante presença de saturação no sistema.

## 5 Conclusão

Foi possível observar a viabilidade e vantagens da escolha da CMP como estratégia de controle em ambas as abordagens apresentadas neste trabalho.

No Capítulo 3 a estratégia de controle para conexão a rede apresentou resultados satisfatórios em todos os testes realizados. A técnica de controle MRC associada ao controlador AFC foi capaz de assegurar a estabilidade e rastreamento em casos que envolviam variação de parâmetros, incertezas paramétricas, rejeição de distúrbios e atenuação de harmônicos.

Ja no Capítulo 4 a estratégia proposta foi validada em ambiente de simulação e experimental em casos de curto-circuito e de conexão a rede elétrica. Nas simulações realizadas foi possível visualizar que o controle imposto ante saturação não permitia que o sistema possuísse um rastreamento perfeito da referência. Entretanto, foi capaz de assegurar a estabilidade do sistema, como desejado.

Os resultados em ambos os capítulos permitem concluir que a proposta de utilização da Corrente Média Ponderada como abordagem de estratégia de controle em sistemas que utilizem um VSI conectado a rede via filtro LCL levou a uma estratégia simples onde apenas com o controlador AFC foi possível rastrear a corrente de saída do filtro, conforme pôde ser constatados nos resultados adquiridos. Entretanto, devido a existência de incertezas paramétricas no sistema foi necessário a utilização do controlador MRAC, com a contribuição de contemplar a possível saturação da ação de controle atuante no sistema.



## Referências

- ABEYASEKERA, T. et al. Suppression of line voltage related distortion in current controlled grid connected inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 20, n. 6, p. 1393–1401, 2005. Citado na página 37.
- ANNASWAMY, A.; WONG, J.-E. Adaptive control in the presence of saturation non-linearity. *International Journal of adaptive control and signal processing*, Wiley Online Library, v. 11, n. 1, p. 3–19, 1997. Citado 3 vezes nas páginas 65, 66 e 68.
- ASHABANI, S. M.; MOHAMED, Y. A.-R. I. A flexible control strategy for grid-connected and islanded microgrids with enhanced stability using nonlinear microgrid stabilizer. *IEEE Transactions on Smart Grid*, IEEE, v. 3, n. 3, p. 1291–1301, 2012. Citado na página 27.
- AZMI, S. et al. Comparative analysis between voltage and current source inverters in grid-connected application. In: IET. *Renewable Power Generation (RPG 2011)*, IET Conference on. [S.l.], 2011. p. 1–6. Citado na página 28.
- BARBOSA, R. D. R. *Compensação Harmônica em Inversores Fotovoltaicos Ligados à Rede Elétrica*. Tese (Doutorado) — Universidade do Porto, 2011. Citado na página 34.
- BODSON, M.; SACKS, A.; KHOSLA, P. Harmonic generation in adaptive feedforward cancellation schemes. *IEEE Transactions on Automatic Control*, IEEE, v. 39, n. 9, p. 1939–1944, 1994. Citado 2 vezes nas páginas 66 e 68.
- BUSO, S.; MALESANI, L.; MATTAVELLI, P. Comparison of current control techniques for active filter applications. *IEEE transactions on industrial electronics*, IEEE, v. 45, n. 5, p. 722–729, 1998. Citado na página 30.
- DAI, N.; LAM, C.-S.; ZHANG, W. Multifunctional voltage source inverter for renewable energy integration and power quality conditioning. *The Scientific World Journal*, Hindawi Publishing Corporation, v. 2014, 2014. Citado na página 28.
- EPE, E. D. P. E. Inserção da geração fotovoltaica distribuída no brasil-condicionantes e impactos. *Nota Técnica da Empresa de Pesquisa Energética (EPE)*, Rio de Janeiro. Disponível em: <http://www.epe.gov.br/mercado/Documents/S%20C3%A9rie%20Estudos%20de%20Energia/DEA>, v. 2019, n. 20, p. 20, 2014. Citado na página 27.
- EREN, S. et al. Composite nonlinear feedback control and stability analysis of a grid-connected voltage source inverter with lcl filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 60, n. 11, p. 5059–5074, 2013. Citado na página 38.
- FERNANDES, R. A. et al. Identificação de cargas lineares e não-lineares em sistemas elétricos residenciais usando técnicas para seleção de atributos e redes neurais artificiais. *Sba: Controle & Automação Sociedade Brasileira de Automatica*, Sociedade Brasileira de Automática, v. 21, n. 4, p. 389–405, 2010. Citado na página 27.
- GABE, I. J. Contribuição ao controle de inversores pwm alimentados em tensão conectados à rede através de filtro-lcl. *Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, Dissertação de Mestrado*, 2008. Citado 3 vezes nas páginas 35, 36 e 37.

- HASEEB, M. et al. Analysis of three-phase two-level pwm inverter with lcl filter using classical controllers for renewable energy sources. In: *Proceedings of International Conference on Energy and Sustainability*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 63–67. Citado na página 31.
- IOANNOU, P. A.; SUN, J. *Robust adaptive control*. [S.l.]: Courier Corporation, 2012. Citado 2 vezes nas páginas 66 e 67.
- JEONG, H.-G. et al. Performance improvement of lcl-filter-based grid-connected inverters using pqr power transformation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 25, n. 5, p. 1320–1330, 2010. Citado na página 37.
- KANIESKI, J. M. Modelagem e controle lqr aplicado a um condicionador de energia. Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2010. Citado na página 28.
- KAZMIERKOWSKI, M. P.; MALESANI, L. Current control techniques for three-phase voltage-source pwm converters: a survey. *IEEE Transactions on industrial electronics*, IEEE, v. 45, n. 5, p. 691–703, 1998. Citado 2 vezes nas páginas 30 e 37.
- LUIZ, A.-S. A.; FILHO, B. J. C. Análise de filtros passivos para retificadores de três níveis e alta potência. In: *VIII Conferência Internacional de Aplicações Industriais (Induscon 2008)*, Poços de Caldas, MG, de. [S.l.: s.n.], 2008. v. 17. Citado 2 vezes nas páginas 33 e 34.
- MASSING, J. R. *Controle Adaptativo de Corrente Aplicado a Conversores Estáticos Conectados à Rede Elétrica*. Tese (Doutorado) — Tese (Doutorado)—Universidade Federal de Santa Maria, 2013. Citado na página 34.
- OUTLOOK, A. E. et al. Energy information administration. *Department of Energy*, 2010. Citado na página 27.
- PAIM, C. et al. Análise e controle de sistemas lineares sujeitos a saturação. Florianópolis, SC, 2003. Citado na página 65.
- RASHID, M. H. *Power electronics handbook: devices, circuits and applications*. [S.l.]: Academic press, 2010. Citado 2 vezes nas páginas 33 e 34.
- REZNIK, A. et al. Filter design and performance analysis for grid-interconnected systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 50, n. 2, p. 1225–1232, 2014. Citado na página 38.
- SEGUEL, J. I. L. *Projeto de um sistema fotovoltaico autônomo de suprimento de energia usando técnica MPPT e controle digital*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Minas Gerais, 2009. Citado na página 28.
- SHEA, J. Distributed generation—the power paradigm for the new millennium [book review]. *IEEE Electrical Insulation Magazine*, IEEE, v. 19, n. 3, p. 44–44, 2003. Citado na página 27.
- SHEN, G. et al. An improved control strategy for grid-connected voltage source inverters with an lcl filter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 23, n. 4, p. 1899–1906, 2008. Citado 2 vezes nas páginas 38 e 39.

SHEN, G. et al. A new feedback method for pr current control of lcl-filter-based grid-connected inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 57, n. 6, p. 2033–2041, 2010. Citado 2 vezes nas páginas 38 e 41.

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*, IEEE, v. 18, n. 3, p. 888–895, 2003. Citado na página 29.

ZHAO, W.; LU, D. D.-C.; AGELIDIS, V. G. Current control of grid-connected boost inverter with zero steady-state error. *IEEE transactions on power electronics*, IEEE, v. 26, n. 10, p. 2825–2834, 2011. Citado na página 29.