



**Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica**
Mestrado - Doutorado (Conceito 4 CAPES)

Tópicos Especiais de Otimização - Técnicas Inteligentes - 210115-IC

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica / UFJF

Prof. Leonardo Willer de Oliveira/ Prof. Ivo Chaves da Silva Junior

**CONTROLE DA TENSÃO DE DO BARRAMENTO CC DE UM SISTEMA DE
GERAÇÃO SOLAR CONECTADO À REDE ELÉTRICA USANDO UM
CONTROLADOR FUZZY**

Trabalho final

Thainan Santos Theodoro

Juiz de Fora, 29 de maio de 2017.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1	Modelo aproximado da célula fotoelétrica.	10
Figura 2	Curva característica I_xV da célula fotovoltaica.	11
Figura 3	Diagrama esquemático do sistema de geração fotovoltaica conectada à rede.	12
Figura 4	Diagrama de blocos do SRF-PLL baseado na transformada de Park.	14
Figura 5	Diagrama de blocos do SRF-PLL linearizado.	15
Figura 6	Implementação dos controles de corrente para o conversor fonte de tensão (do inglês, <i>Voltage Source Converter</i>) (VSC).	18
Figura 7	Dinâmicas do GSC para controle de corrente.	19
Figura 8	Diagrama de blocos do regulador da tensão do barramento corrente contínua (CC).	25
Figura 9	Representação da temperatura usando conjuntos <i>Fuzzy</i> .	27
Figura 10	Tipos de função de pertinência (do inglês, <i>Membership Function</i>) (MF) mais utilizados.	27
Figura 11	Sistema de Inferência <i>Fuzzy</i> .	28
Figura 12	Sistema de controle de malha fechada (BOSE, 2010).	29
Figura 13	Teste do PLL (a) tensão i_{abc} , (b) ângulo rastreado pelo circuito de sincronismo (do inglês, <i>Phase-Locked-Loop</i>) (PLL) e (c) tensão nas coordenadas síncronas.	32
Figura 14	Correntes injetadas na rede (a) corrente i_{abc} , (b) ângulo rastreado pelo PLL e (c) tensão nas coordenadas síncronas.	34
Figura 15	Desempenho do controlador PI (CPI) para a regulação de tensão.	34
Figura 16	Funções de pertinência para o controle de tensão: erro e , variação do erro, ce e variação na saída de controle.	35
Figura 17	Funcionamento do controle, (a) acomodação do erro, (b) superfície de atuação, gerada pela <i>Fuzzy Logic Toolbox</i> .	36

Figura 18	Corrente injetada no barramento CC pelo painel.	38
Figura 19	Desempenho dos controladores frente a variação de radiação: (a) tensão no barramento CC, (b) potências ativa e reativa.	39
Figura 20	Correntes trifásicas para a variação de radiação: (a) para o controlador <i>fuzzy</i> (CF), (b) para o CPI.	39
Figura 21	Tensão trifásica da rede.	40
Figura 22	Desempenho dos controladores frente a variação de tensão: (a) tensão no barramento CC, (b) potências ativa e reativa.	40
Figura 23	Correntes trifásicas para a variação de tensão: (a) para o CF, (b) para o CPI.	41
Figura 24	Tensão da rede com a presença de harmônicos.	41
Figura 25	Desempenho dos controladores frente a presença de harmônicos na rede: (a) tensão trifásica na rede (b) tensão no barramento CC, (c) potências ativa e reativa.	42
Figura 26	Desempenho dos controladores frente a presença de harmônicos na rede: Correntes trifásica, (a) para CF e (b) para CPI.	42
Figura 27	Controlador Fuzzy-PI como proposta de trabalho futuro (LI; HUANG & LU, 2016).	44
Figura 28	Fasor espacial e a representação em coordenadas $\alpha\beta$.	48
Figura 29	Fasor espacial e a representação em coordenadas arbitrárias qd .	49
Figura 30	Referencial síncrono. (a) Representação do fasor espacial quando $t = 0$, (b) representação do fasor convencional para grandezas cossenoidais.	51

LISTA DE TABELAS

Tabela 1	Parâmetros do conversor VSC e bases do sistema.	31
Tabela 2	Conjuntos <i>Fuzzy</i> para o controle do barramento CC.	35
Tabela 3	Matriz de regras para o controle de tensão.	37
Tabela 4	Métodos empregados.	37
Tabela 5	Ganhos de normalização do CF.	38
Tabela 6	Harmônicos presentes na tensão da fonte.	41
Tabela 7	Resumo e notação dos principais tipos de referencial usados em análise de máquinas.	50

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CA corrente alternada

CC corrente contínua

CE mudança no erro (do inglês, *Change in error*)

CF controlador *fuzzy*

CPI controlador PI

FACTS sistema de transmissão de corrente alternada flexível (do inglês, *Flexible Alternating Current Transmission System*)

HVDC alta tensão em corrente contínua (do inglês, *High-Voltage, Direct Current*)

IGBT transistor bipolar de porta isolada (do inglês, *Insulated Gate Bipolar Transistor*)

LF Lógica Fuzzy (do inglês, *Fuzzy Logic*)

MF função de pertinência (do inglês, *Membership Function*)

MPPT rastreamento do ponto de máxima potência (do inglês, *Maximum Power Point Tracking*)

PI proporcional integral

PLL circuito de sincronismo (do inglês, *Phase-Locked-Loop*)

VSC conversor fonte de tensão (do inglês, *Voltage Source Converter*)

SUMÁRIO

1	Introdução	8
1.1	Objetivos	9
2	Modelagem do sistema Fotovoltaico	10
2.1	Introdução	10
2.2	Modelo do arranjo de painéis solares	10
2.3	Modelo do conversor fonte de tensão (VSC)	11
2.3.1	Círculo de sincronismo (PLL)	13
2.3.2	Modelo do filtro RL	16
2.3.3	Modo de Controle de Corrente	17
2.3.4	Análise em regime permanente	20
2.3.5	Construção dos sinais de referências do VSC	20
2.3.6	Controle de tensão do barramento CC	23
3	Lógica Fuzzy	26
3.1	Conjuntos Fuzzy	26
3.1.1	Funções de pertinência	27
3.2	Sistema de inferência Fuzzy	27
3.3	Controle Fuzzy	28
3.3.1	Princípio de Controle	28
3.3.2	Implementação do Controle	30
4	Resultados de simulação	31
4.1	Parâmetros do sistema fotovoltaico	31

4.2	Ganhos do controlador do PLL	31
4.3	Ganhos dos controladores de Corrente	33
4.4	Ganhos do controlador do barramento CC	33
4.5	O controlador Fuzzy	35
4.5.1	Funções de pertinência	35
4.5.2	Base de regras	35
4.5.3	Outras considerações	37
4.6	Testes propostos	38
4.6.1	Variação da radiação solar	38
4.6.2	Variação da amplitude da tensão na rede	39
4.6.3	Harmônicos no ponto de conexão	40
5	Conclusões finais	43
5.1	Trabalhos Futuros	43
Referências		45
Apêndice A – Sistemas Referenciais		46
A.1	Introdução	46
A.2	Fasor Espacial	46
A.3	Representação $\alpha\beta$	47
A.4	Representação no referencial arbitrário	48

1 INTRODUÇÃO

O projeto de controles convencionais é baseado em modelos matemáticos da planta. Se um modelo suficientemente preciso com parâmetros conhecidos está disponível podem ser usadas análises como: diagramas de Nyquist, Bode ou cancelamento de polos com a planta. No entanto, em processos complexos como plantas de cimento ou reatores nucleares, é difícil encontrar bons modelos matemáticos (BOSE, 2010). Modelos de sistemas de eletrônica de potência podem ser também imprecisos, apesar da planta ser bem conhecida. Problemas de variação de parâmetros podem deixar o controle fragilizado, como é o caso do controle orientado pelo campo em uma máquina de corrente alternada. O controle *Fuzzy* por sua vez não necessita de nenhum modelo prévio da planta, pois, é baseado na experiência do operador e heurísticas. O controle *Fuzzy* pode ser considerado adaptativo e não-linear, o que garante uma performance robusta frente a problemas lineares e não-lineares com questões de variação de parâmetros (BOSE, 2010).

No sistema solar fotovoltaico, e em outras aplicações de conversores CC/CA, a regulação da tensão do barramento CC é feita, geralmente, por um controlador PI ajustado para ter um amortecimento próximo do crítico, ou seja, uma saída com pouco (ou sem) sobre sinal e sem erros de regime permanente (YAZDANI & IRAVANI, 2010). Porém, existe uma forte relação entre o ganho proporcional e os tempos de subida, sobre sinal do sistema e oscilações, assim como o ganho integral e o tempo de acomodação e oscilações (oscilação da saída) e erros de regime (OGATA & YANG, 1970). Assim, se o objetivo é ter um baixo sobre sinal, o ganho proporcional deve ser baixo, o que acarretaria em um grande tempo de subida. Analogamente, se é desejado um tempo de acomodação baixo, um ganho integral alto deve ser aplicado, porém isso pode fazer com que o sistema oscile demais até chegar à um erro de regime baixo.

Dessa forma, percebe-se que os ganhos do PI são intimamente relacionados, o que pode ser um fator limitante de desempenho, ou seja, é difícil por exemplo unir uma saída com baixo sobre sinal com um bom tempo de subida, ou uma baixa oscilação

e baixo tempo de acomodação. Isso seria diferente se os ganhos do PI fossem não lineares, ou seja, variassem durante o controle. E é exatamente isso que o controlador *Fuzzy* sugerido neste trabalho proporciona, como será discutido a frente.

Desde o desenvolvimento da teoria *Fuzzy* por Zadeh em 1965, as primeiras abordagens para controle de processos foram de Mandani em 1974 e Mandani e Assilian em 1975. Eles tinham como objetivo controlar a velocidade de um compressor e a pressão de um ebulidor em termos da temperatura do ebulidor e da aceleração do motor. O processo era complexo pois era não linear, ruidoso, fortemente acoplado e inexisteia um modelo matemático disponível (BOSE, 2010). A partir dessa contribuição, vários outros autores tem aplicado a ideia do controlador *Fuzzy* em vários problemas da engenharia, (BASTOS et al., 2014; LI; HUANG & LU, 2016).

1.1 OBJETIVOS

Esse trabalho tem como objetivo comparar o desempenho dos controladores PI e *Fuzzy* na regulação da tensão do barramento CC de um sistema de geração fotovoltaica conectado à rede elétrica, através da análise qualitativa das curvas, observando o tempo de acomodação e o sobre sinal.

2 MODELAGEM DO SISTEMA FOTOVOLTAICO

2.1 INTRODUÇÃO

Nesta seção serão apresentados os modelos matemáticos de um sistema de geração fotovoltaica conectado à rede elétrica, composto de uma fonte de corrente, representando a injeção de corrente de uma arranjo de painéis solares, o VSC e o filtro RL de ligação à rede.

2.2 MODELO DO ARRANJO DE PAINÉIS SOLARES

Uma célula solar fotovoltaica é constituída de um semi-condutor com junção *p-n* dopada de impurezas doadoras e recebedoras de elétrons, a qual, quando, exposta à luz solar converte-a em energia elétrica (SEDRA & SMITH, 1998).

A Figura 1 mostra o circuito equivalente que aproxima o funcionamento de uma célula fotoelétrica. A fonte de corrente é proporcional à radiação solar, o diodo polarizado diretamente representa a característica não-linear da junção *p-n*. A resistência série, R_{se} , modela basicamente as resistências de contato da junção *p-n*, já a resistência R_{pa} modela a corrente de fuga existente na junção (LASNIER, 1990).

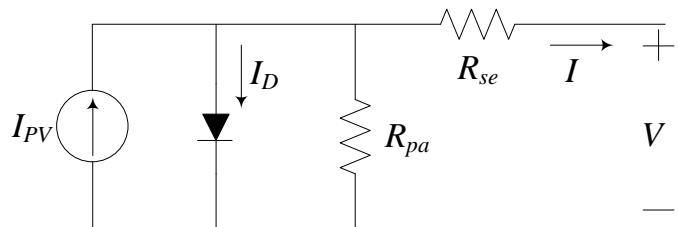


Figura 1: Modelo aproximado da célula fotoelétrica.

De acordo com (ALMEIDA, 2011) a corrente nos terminais da célula pode ser escrita,

$$I = I_{PV} - I_R \left[e^{\left(\frac{V + R_{se}I}{nV_T} \right)} - 1 \right] - \frac{V + R_{se}I}{R_{pa}} \quad (2.1)$$

onde V é a tensão nos terminais da célula, I_{PV} é a corrente gerada pela incidência de luz sobre a célula, I_R é a corrente de fuga reversa da junção, V_T é a tensão térmica da célula, η é uma constante que representa o grau de idealidade da junção (0 a 1,5).

A Figura 2 mostra a curva aproximada da relação $I \times V$ onde é destacada o ponto de máxima potência. Na região anterior a célula funciona como fonte de corrente, na região posterior, funciona como fonte de tensão.

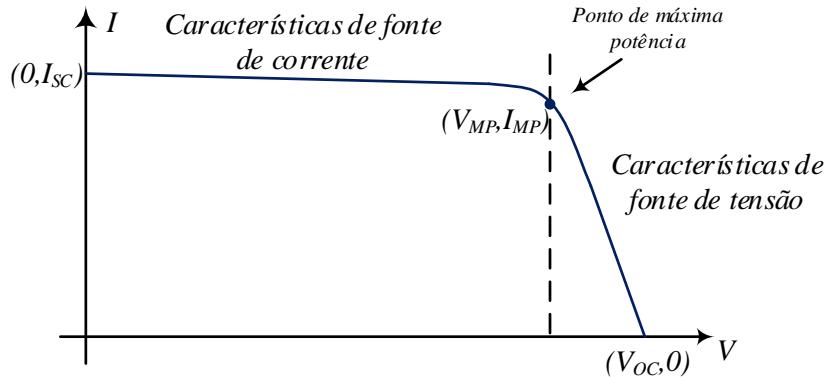


Figura 2: Curva característica $I \times V$ da célula fotovoltaica.

Os painéis fotovoltaicos são formados pela associação série/paralela de várias células fotovoltaicas a fim de obter um equivalente, com tensão e corrente mais elevadas (ALMEIDA, 2011). Os arranjos de painéis têm funcionamento similar à célula na injeção de corrente e à característica não-linear tensão-corrente mostrada na curva.

Para alcançar a máxima eficiência na operação do arranjo é feito o rastreamento do ponto de máxima potência rastreamento do ponto de máxima potência (do inglês, *Maximum Power Point Tracking*) (MPPT) do arranjo através de um controle, que não será abordado aqui. Neste trabalho, todo arranjo de painéis, juntamente com o MPPT, serão aproximados como uma injeção de corrente.

2.3 MODELO DO CONVERSOR FONTE DE TENSÃO (VSC)

A Figura 3 mostra o diagrama de blocos do sistema de geração conectado à rede usado neste trabalho. Ele é composto por: uma fonte de corrente representando o painel o conjunto de painéis fotovoltaicos, um barramento CC com o capacitor C_{eq} , um conversor VSC, um filtro RL que conecta o conversor à rede e por fim a rede, simbolizada pela fonte de tensão.

Neste trabalho, optou-se pelo controle vetorial para regulação do VSC, para essa

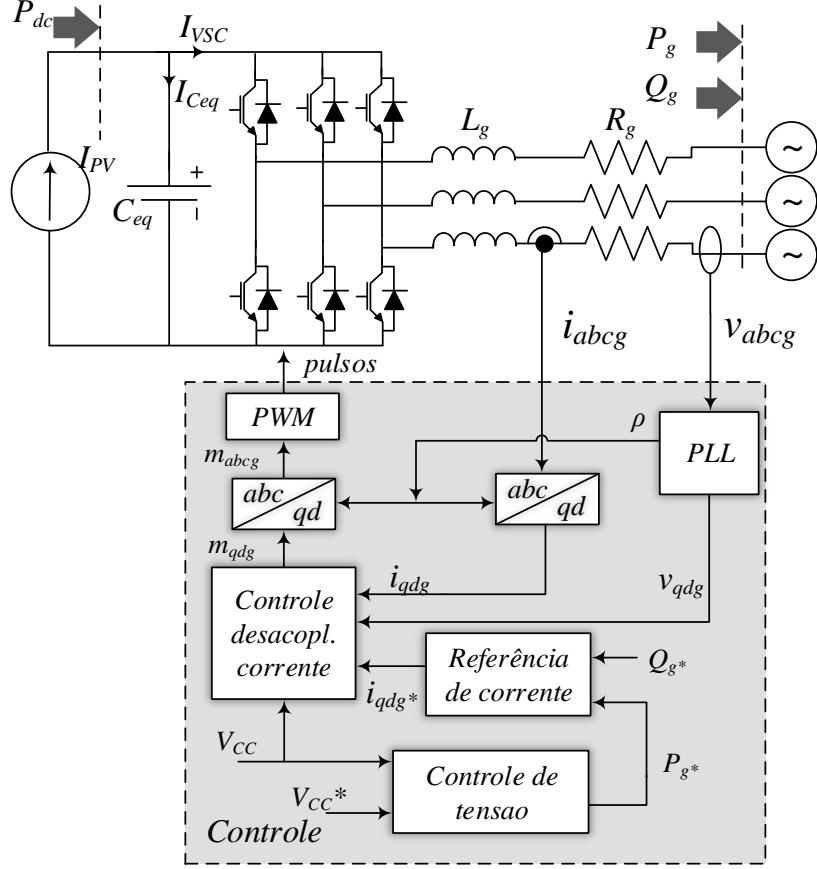


Figura 3: Diagrama esquemático do sistema de geração fotovoltaica conectada à rede.

abordagem existem dois principais modos para controlar os sinais sintetizados pelo conversor: (i) modo tensão e (ii) modo corrente. O controle modo tensão é muito comum nas aplicações em altas tensões, como por exemplo no sistema de transmissão de corrente alternada flexível (do inglês, *Flexible Alternating Current Transmission System*) (FACTS) e sistemas de transmissão em alta tensão em corrente contínua (do inglês, *High-Voltage, Direct Current*) (HVDC). O controle modo corrente é mais robusto à variações de parâmetros, tem melhor performance dinâmica, maior rapidez e alta precisão, contudo, apresentam maiores perdas nos conversores devido as frequências elevadas de chaveamento empregadas (YAZDANI & IRAVANI, 2010). Este último será adotado nesta abordagem.

O VSC neste trabalho é composto por seis blocos principais. O PLL é responsável por estimar o ângulo da tensão na rede, ρ , que é fundamental para realizar transformação de coordenadas $abc - qd0$ e $qd0 - abc$ (Apêndice A).

O bloco **Controle de Corrente** do GSC sintetiza o sinal de modulação do conversor VSC a partir da corrente medida no rotor e dos sinais de referência, através de

um controlador proporcional integral (PI) e a compensação dos efeitos da corrente em função dos parâmetros do filtro RL de acoplamento à rede. Os blocos de transformação de coordenadas compatibilizam as referências.

O bloco **Controlador de tensão** define a referência de potência ativa que flui no conversor para regulação da tensão no barramento CC. No bloco **Referências de corrente** calcula-se as correntes de referência em função das referências de potência ativa, dada pelo regulador de tensão, e potência reativa, dada pela estratégia adotada de suporte de reativo, isto é, vinda de um sistema de controle externo.

2.3.1 CIRCUITO DE SINCRONISMO (PLL)

O conceito mais comum de circuito de sincronismo é chamado de SRF-PLL, (do inglês *Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loop*) que é baseado no sistema de coordenadas síncronas $qd0$ para fornecer o ângulo e a frequência das grandezas trifásicas. Assumindo as grandezas trifásicas equilibradas:

$$f_a(t) = \hat{f} \cos(\omega t + \phi) \quad (2.2a)$$

$$f_b(t) = \hat{f} \cos\left(\omega t + \phi - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.2b)$$

$$f_c(t) = \hat{f} \cos\left(\omega t + \phi + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.2c)$$

onde, \hat{f} , ω e ϕ são valor de pico, frequência angular e ângulo de defasagem da fase a para a referência respectivamente. Aplicando o conceito de fasor espacial, Apêndice A, pode-se escrever:

$$\vec{f}(t) = \hat{f} e^{j(\omega t + \phi)} \quad (2.3)$$

Aplicando a transformação de eixos de coordenadas síncrono:

$$\vec{f}_{qd}(t) = (f_q(t) - j f_d(t)) = \vec{f} e^{-j\rho(t)} \quad (2.4a)$$

$$\omega_{PLL} = \frac{d\rho}{dt} \quad (2.4b)$$

Substituindo (2.3) em (2.4a) tem-se:

$$\vec{f}_{qd}(t) = \hat{f} e^{j(\omega t + \phi)} e^{-j\rho(t)} = \hat{f} e^{j(\omega t + \phi - \rho(t))} \quad (2.5)$$

Separando parte real e parte imaginária de (2.5) usando a regra de Euler $e^{j\theta} = \cos \theta + j \sin \theta$, pode-se rescrever:

$$f_q(t) = \hat{f} \cos(\omega t + \phi - \rho(t)) \quad (2.6a)$$

$$f_d(t) = -\hat{f} \sin(\omega t + \phi - \rho(t)) \quad (2.6b)$$

$$(2.6c)$$

Dessa forma, se uma topologia de controle for capaz de fazer com que $\rho(t) \approx \omega t + \phi$, pode-se aferir que as grandezas $f_q(t)$ e $f_d(t)$ são constantes em regime permanente e consequentemente $f_q(t) = \hat{f}$ e $f_d(t) = 0$, portanto, fornecem também o valor da frequência angular e o ângulo de fase do sinal. Uma topologia baseada em transformação de coordenadas capaz de realizar essa tarefa é a apresentada na Figura 4.

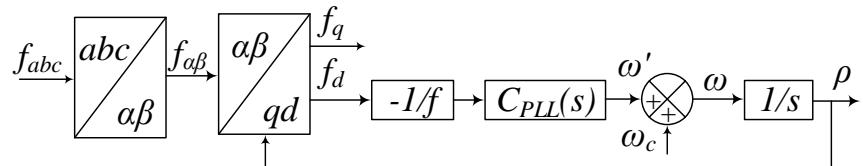


Figura 4: Diagrama de blocos do SRF-PLL baseado na transformada de Park.

As grandezas trifásicas são ligadas ao bloco de transformação qd . A saída no eixo direto, $f_d(t)$, é normalizada e tem seu sinal invertido sendo posteriormente ligada a um controlador PI que retorna a variação de frequência angular. Essa variação é somada a frequência central do PLL gerando a frequência angular da grandeza. O ângulo que faz com que $f_d(t)$ seja nulo em regime permanente é obtido da integração da frequência angular. De acordo com Figura 4 pode-se escrever a expressão dinâmica:

$$\frac{d\rho}{dt} = C_{PLL} \left(\frac{d(\cdot)}{dt} \right) \left(\frac{-1}{\hat{f}} \right) \left(-\hat{f} \sin(\omega t + \phi - \rho) \right) \quad (2.7)$$

Quando o argumento de um seno for suficientemente pequeno pode-se aproximar o

seno pelo argumento, reescrevendo (2.7):

$$\frac{d\rho}{dt} = C_{PLL} \left(\frac{d(\cdot)}{dt} \right) (\omega t + \phi - \rho(t)) \quad (2.8)$$

Aplicando Laplace em (2.8) é possível escrever o diagrama de blocos correspondente como mostra a Figura 5.

$$s\rho(s) = C_{PLL}(s) (\theta(s) - \rho(s)) \quad (2.9a)$$

$$\theta(s) = \mathcal{L}\{\omega t + \phi\} \quad (2.9b)$$

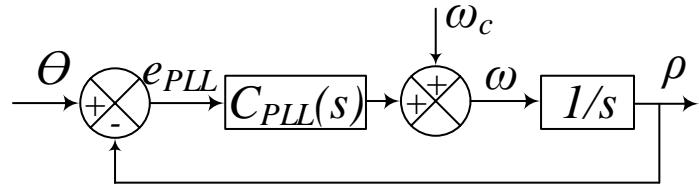


Figura 5: Diagrama de blocos do SRF-PLL linearizado.

Assumindo que o controlador tenha a função de transferência:

$$C_{PLL}(s) = k_{p,PLL} \left(1 + \frac{1}{sT_{PLL}} \right) \quad (2.10)$$

Sendo assim, a função de transferência de malha fechada do SRF-PLL:

$$FTMF_{PLL}(s) = \frac{C_{PLL}(s)}{s + C_{PLL}(s)} = \frac{k_{p,PLL} \left(1 + \frac{1}{sT_{PLL}} \right)}{s + k_{p,PLL} \left(1 + \frac{1}{sT_{i,PLL}} \right)} \quad (2.11a)$$

$$= \frac{sT_{PLL}k_{p,PLL} + k_{p,PLL}}{s^2T_{PLL} + sT_{PLL}k_{p,PLL} + k_{p,PLL}} \quad (2.11b)$$

Comparando a função de transferência de malha fechada, (2.11b), com a forma canônica, (2.12), tem-se:

$$H(s) = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.12)$$

Pode-se então definir os valores do ganho proporcional, $k_{p,PLL}$, e da constante de tempo, T_{PLL} , em função dos parâmetros de projeto: fator de amortecimento, ξ , e frequência de corte da função de transferência, ω_n de acordo com:

$$k_{p,PLL} = 2\xi\omega_n \quad (2.13a)$$

$$T_{PLL} = \frac{2\xi}{\omega_n} \quad (2.13b)$$

Um bom projeto de controlador deve garantir um desempenho dinâmico adequado garantindo uma boa filtragem do sinal, porém, essas duas características não podem ser atendidas simultaneamente. Aplicando o método de *Wiener* para o projeto do controlador foi escolhido o valor de $\xi = \sqrt{2}$ e uma frequência de corte do filtro de $\omega_n = 100$ rad/s (ALMEIDA, 2011).

2.3.2 MODELO DO FILTRO RL

Na Figura 3 é mostrado um detalhe do conversor VSC, que é conectado à rede corrente alternada (CA) através de um banco de filtros passivos RL de primeira ordem. Em paralelo com o capacitor CC foi ligada uma fonte de corrente para representar a operação do agrupamento de painéis, injetando potência do barramento CC. Assim, pode-se escrever as seguintes relações para as correntes CA do conversor:

$$L_g \frac{di_{ag}}{dt} = -R_g i_{ag} + v_{at} - v_{ag} \quad (2.14a)$$

$$L_g \frac{di_{bg}}{dt} = -R_g i_{bg} + v_{bt} - v_{bg} \quad (2.14b)$$

$$L_g \frac{di_{cg}}{dt} = -R_g i_{cg} + v_{ct} - v_{cg} \quad (2.14c)$$

onde i_{ag} , i_{bg} e i_{cg} são as correntes, em coordenadas *abc*, injetadas na rede, v_{at} , v_{bt} e v_{ct} são as tensões terminais do conversor, v_{ag} , v_{bg} e v_{cg} são as tensões da rede, e R_g e L_g compõe o filtro passivo, sendo a resistência e a indutância respectivamente.

Aplicando o conceito de fasor espacial, pode-se reescrever as equações do conversor em *abc*, (2.14), de forma compacta como se segue,

$$L_g \frac{d\vec{i}_g}{dt} = -R_g \vec{i}_g + \vec{v}_t - \vec{v}_g \quad (2.15)$$

onde \vec{i}_g é a corrente injetada na rede, \vec{v}_t é a tensão terminal do conversor, \vec{v}_g é a tensão na rede, todas grandezas na forma de fasor espacial.

Aplicando-se os conceitos de transformação de coordenadas $qd0$, e a regra da cadeia para derivadas, escreve-se a equação do conversor em coordenadas $qd0$:

$$L_g \frac{di_{gdq}^e}{dt} = -j L_g \frac{d\rho}{dt} i_{gdq}^e - R_g i_{gdq}^e + v_{tdq}^e - v_{gdq}^e \quad (2.16a)$$

$$\frac{d\rho}{dt} = \omega \quad (2.16b)$$

onde i_{gdq}^e é a corrente injetada na rede, v_{tdq}^e é a tensão terminal do conversor, v_{gdq}^e é a tensão da rede, todas em coordenadas $qd0$ síncronas, ρ é o ângulo de transformação de coordenadas e ω é a velocidade do eixo de coordenadas.

A equação da dinâmica do filtro em coordenadas qd , (2.16a), pode ser reescrita separando as variáveis nas coordenadas q e d conforme exibido a seguir:

$$L_g \frac{di_{qg}^e}{dt} = -L_g \frac{d\rho}{dt} i_{dg}^e - R_g i_{qg}^e + v_{qt}^e - v_{qg}^e \quad (2.17a)$$

$$L_g \frac{di_{dg}^e}{dt} = +L_g \frac{d\rho}{dt} i_{qg}^e - R_g i_{dg}^e + v_{dt}^e - v_{dg}^e \quad (2.17b)$$

2.3.3 MODO DE CONTROLE DE CORRENTE

Pode-se definir uma estratégia de desacoplamento dos efeitos das correntes em função dos parâmetros do filtro RL e da compensação da tensão, de forma que haja a simplificação da dinâmica a ser compensada nas equações do filtro no referencial síncrono, (2.17a) e (2.17b). Esta estratégia é mostrada na Figuras 6, nela está incluída a relação da modulação.

A partir das equações do filtro, (2.17a) e (2.17b), e da análise da Figura 6, pode-se extrair as dinâmicas a serem compensadas:

$$u_{qg}^e = L_g \frac{di_{qg}^e}{dt} + R_g i_{qg}^e \quad (2.18a)$$

$$u_{dg}^e = L_g \frac{di_{dg}^e}{dt} + R_g i_{dg}^e \quad (2.18b)$$

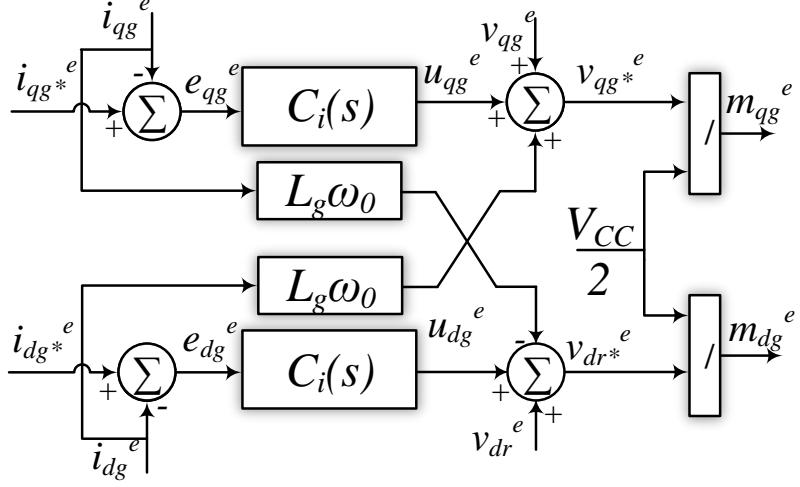


Figura 6: Implementação dos controles de corrente para o VSC.

onde u_{qg}^e e u_{dg}^e representam as dinâmicas de eixo em quadratura e direto, respectivamente.

Tais dinâmicas podem ser tratadas mais facilmente usando a *Transformada de Laplace*, dessa forma:

$$U_{qg}^e(s) = sL_g I_{qg}^e(s) + R_g I_{qg}^e(s) \quad (2.19a)$$

$$U_{dg}^e(s) = sL_g I_{dg}^e(s) + R_g I_{dg}^e(s) \quad (2.19b)$$

onde $U_{qg}^e(s)$ e $U_{dg}^e(s)$ são as dinâmicas no domínio da frequência, $I_{qg}^e(s)$ e $I_{dg}^e(s)$ são as correntes injetadas na rede, todas grandezas em coordenadas $qd0$ no domínio da frequência.

Isolando as correntes nas expressões das dinâmicas do filtro no domínio da frequência, (2.19a) e (2.19b), escreve-se as equações das funções de transferência a serem compensadas:

$$\frac{I_{qg}^e(s)}{U_{qg}^e(s)} = \frac{1}{sL_g + R_g} \quad (2.20a)$$

$$\frac{I_{dg}^e(s)}{U_{dg}^e(s)} = \frac{1}{sL_g + R_g} \quad (2.20b)$$

Como as dinâmicas do filtro, (2.20a) (2.20b), são idênticas projeta-se dois controladores $C_i(s)$ responsáveis pela regulação das correntes injetadas na rede (YAZDANI &

IRAVANI, 2010). Usando de uma técnica de comparação simples e o controlador $C_i(s)$, a regulação de corrente pode ser efetuada conforme a Figura 7.

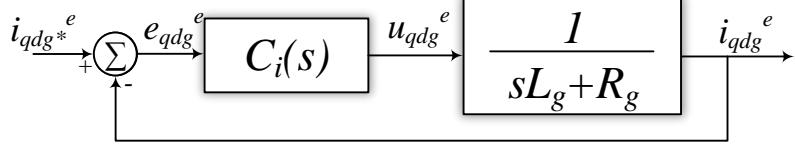


Figura 7: Dinâmicas do GSC para controle de corrente.

Devido à característica estacionária das variáveis em coordenadas $qd0$ síncronas em regime permanente, é empregado um controlador PI, cuja função no domínio da frequência é dada por:

$$C_i(s) = k_{p,i} + \frac{k_{i,i}}{s} \quad (2.21)$$

onde $k_{p,i}$ e $k_{i,i}$ são os ganhos proporcional e integral do compensador PI de corrente do VSC.

Os ganhos do controlador $C_i(s)$ podem ser encontrados através da técnica de cancelamento de polos da planta e zeros do controlador, uma vez que os polos do filtro são estáveis. Dessa maneira, a função de transferência da malha fechada é dada por:

$$\frac{I_{qg}^e(s)}{I_{qg}^e * (s)} = \frac{I_{dg}^e(s)}{I_{dg}^e * (s)} = \frac{1}{\tau_i s + 1} \quad (2.22)$$

onde τ_i é a constante de tempo da função de transferência de malha fechada da dinâmica do filtro, $I_{qg}^e(s)$ e $I_{dg}^e(s)$ são as correntes de referência em coordenadas qd síncronas em regime permanente.

Uma boa resposta dinâmica é obtida escolhendo-se τ_i em torno de 0,5 a 3 ms (YAZDANI & IRAVANI, 2010). Os ganhos do controlador de corrente do VSC, $C_i(s)$, podem então, ser escritos em função dos parâmetros do filtro e da constante de tempo escolhida:

$$k_{p,i} = \frac{L_g}{\tau_i} \quad (2.23a)$$

$$k_{i,i} = \frac{R_g}{\tau_i} \quad (2.23b)$$

O diagrama de blocos da Figura 6 ilustra a implementação dos controladores de

corrente para o VSC, cujas entradas são os erros entre as correntes de referência i_{qdg}^{e*} e as correntes i_{qdg}^e sintetizadas pelo conversor. As tensões da rede v_{qdg}^e são somadas aos sinais de saída dos controladores PI de corrente como uma ação corretiva para que um distúrbio influencie a resposta do sistema. Finalmente os fatores de modulação de amplitude m_{qdg} são usados pelo modulador para gerar os sinais de disparo dos transistor bipolar de porta isolada (do inglês, *Insulated Gate Bipolar Transistor*) (IGBT)s do conversor.

2.3.4 ANÁLISE EM REGIME PERMANENTE

Considerando a relação fasor espacial - fasor convencional mostrada no Apêndice A se o vetor espacial cumprir os requisitos: (i) ângulo inicial da transformação qd nulo ($\theta(0) = 0$) e (ii) ângulo elétrico inicial da fonte cossenoidal nulo ($\theta_f(0) = 0$), pode-se escrever a potência aparente no VSC,

$$S_g = 3 (\bar{V}_g \bar{I}_g^*) = 3 \left(\frac{V_{gq}^e - jV_{gd}^e}{\sqrt{2}} \right) \left(\frac{I_{gq}^e + jI_{gd}^e}{\sqrt{2}} \right) \quad (2.24a)$$

$$S_g = P_g + jQ_g = \frac{3}{2} (V_{gq}^e I_{gq}^e + V_{gd}^e I_{gd}^e + j (V_{gq}^e I_{gd}^e - V_{gd}^e I_{gq}^e)) \quad (2.24b)$$

onde \bar{V}_g e \bar{I}_g são a tensão e a corrente fasoriais no VSC, S_g , P_g e Q_g são as potências aparente, ativa e reativa no VSC, V_{gq}^e , I_{gq}^e são as tensões e correntes de eixo em quadratura e direto síncronos, ainda, o fator (3/2) garante a invariância na potência calculada nas coordenadas qd e abc

Separando as partes real e imaginária, obtém-se as expressões das potência ativa e reativa em regime permanente no estator:

$$P_g = \frac{3}{2} (V_{gq}^e I_{gq}^e + V_{gd}^e I_{gd}^e) \quad (2.25a)$$

$$Q_g = \frac{3}{2} (V_{gq}^e I_{gd}^e - V_{gd}^e I_{gq}^e) \quad (2.25b)$$

2.3.5 CONSTRUÇÃO DOS SINAIS DE REFERÊNCIAS DO VSC

Assumindo que as tensões na rede sejam equilibradas e simétricas pode-se escrever-las em função do tempo:

$$v_{ag} = \hat{V}_g \cos(\omega_0 t + \phi_v) \quad (2.26a)$$

$$v_{bg} = \hat{V}_g \cos\left(\omega_0 t + \phi_v - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.26b)$$

$$v_{cg} = \hat{V}_g \cos\left(\omega_0 t + \phi_v + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.26c)$$

onde \hat{V}_g é o valor de pico da tensão de fase no ponto de acoplamento, ω_0 é a frequência angular fundamental da rede e ϕ_v é o ângulo inicial genérico da tensão no ponto de acoplamento.

As tensões trifásicas instantâneas dadas por (2.26) podem ser representadas por um fasor espacial como se segue:

$$\vec{v}_g = \hat{V}_g e^{j(\omega_0 t + \phi_v)} \quad (2.27)$$

O qual, no sistema de coordenadas síncrono qd , é dado por:

$$\vec{v}_{qdg} = \vec{v}_g e^{-j\rho} = \hat{V}_g e^{j(\omega_0 t + \phi_v - \rho)} \quad (2.28)$$

onde ρ é o ângulo de transformação de coordenadas.

Então, decompondo a tensão no referencial qd , (2.28), em suas parcelas real e imaginária, pode-se escrever:

$$v_{qg} = \hat{V}_g \cos(\omega_0 t + \phi_v - \rho) \quad (2.29a)$$

$$v_{dg} = \hat{V}_g \sin(\omega_0 t + \phi_v - \rho) \quad (2.29b)$$

onde v_{qg} e v_{dg} são as tensões na rede de eixo em quadratura e direto em função do ângulo de transformação ρ .

O PLL é usado para detectar a frequência e a fase das tensões do ponto de acoplamento comum. Assumindo que o circuito PLL forneça um sinal de saída igual a $\rho = (\omega_0 + \phi_v)$, tem-se que as tensões na rede em coordenadas qd , (2.29a) e (2.29b), são reduzidas a,

$$v_{qg}^e = \hat{V}_g \quad (2.30a)$$

$$v_{dg}^e = 0 \quad (2.30b)$$

Da equação de regime permanente (2.24) e características das componentes de tensão do PLL, (2.30a) e (2.30b), as expressões das potências ativa e reativa em regime permanente nos terminais do VSC podem ser simplificadas:

$$P_g = \frac{3}{2} V_{qg}^e I_{qg}^e \quad (2.31a)$$

$$Q_g = \frac{3}{2} V_{qg}^e I_{dg}^e \quad (2.31b)$$

onde P_g e Q_g são as potências ativa e reativa injetadas na rede pelo VSC, V_{qg}^e é a tensão na rede de eixo em quadratura de regime permanente em coordenadas síncronas, I_{qg}^e e I_{dg}^e são as correntes injetadas na rede de eixo em quadratura e direto de regime permanente em coordenadas síncronas.

Da análise das equações (2.31a) e (2.31b), conclui-se que a potência ativa, P_g , é diretamente proporcional a corrente de eixo em quadratura, I_{qg}^e , enquanto a potência reativa, Q_g , é proporcional a corrente de eixo em direto, I_{dg}^e . Essa característica permite usar as potências P_g e Q_g para gerar os sinais de referência de corrente para o VSC, conforme mostrado a seguir:

$$I_{qg}^{e*} = \frac{2}{3} \frac{P_{g*}}{V_{qg}^e} \quad (2.32a)$$

$$I_{dg}^{e*} = \frac{2}{3} \frac{Q_{g*}}{V_{qg}^e} \quad (2.32b)$$

onde I_{qg}^{e*} e I_{dg}^{e*} são as correntes de referência.

A potência reativa de referência está relacionada com um estado da rede CA, a qual, painel está conectado. Sendo assim, neste trabalho, utilizou-se para as simulações uma potência reativa constante durante toda simulação.

Por outro lado, a potência ativa de referência está relacionada com um fluxo de energia entre os lados CC e CA do VSC. Assim à corrente de referência de eixo em quadratura, I_{qg}^{e*} , pode ser usada para controlar o fluxo de potência ativa pelo conversor

e, portanto, a tensão do barramento CC, que sofre alterações em função do regime de operação do painel.

2.3.6 CONTROLE DE TENSÃO DO BARRAMENTO CC

O controle da tensão do barramento CC se dá através da corrente I_{qq}^{e*} , e para isso é necessário modelar sua dinâmica. Da Figura 3 pode-se aplicar a lei de Kirchhoff para as correntes, logo, desprezando-se as perdas:

$$I_{PV} = I_{C_{eq}} + I_{VSC} \quad (2.33)$$

onde I_{PV} é a corrente injetada pelo painel no barramento CC, $I_{C_{eq}}$ é a corrente no capacitor equivalente do barramento CC e I_{VSC} é a corrente drenada do barramento CC pelo VSC, todas as grandezas variantes no tempo.

Multiplicando os dois lados de (2.33) por V_{CC} pode-se então escrever:

$$P_{PV} = V_{CC} I_{C_{eq}} + P_{VSC} \quad (2.34)$$

onde P_{PV} é a potência ativa injetada pelo painel, $V_{CC} I_{C_{eq}}$ é potência ativa nos terminais do capacitor equivalente do barramento CC e P_{VSC} é potência ativa nos terminais CC do VSC.

Desprezando as perdas no conversor VSC, pode-se reescrever a equação das potências, (2.34), substituindo P_{VSC} pela expressão da potência ativa P_g e a corrente no capacitor por $I_{C_{eq}} = C_{eq} \frac{d}{dt} V_{CC}$ como se segue,

$$\frac{C_{eq}}{2} \frac{d}{dt} V_{CC}^2 = P_{PV} - \frac{3}{2} V_{gg}^e i_{gg}^e \quad (2.35)$$

Considerando pequenas perturbações das grandezas elétricas em torno do ponto de operação em regime permanente, pode-se escrever:

$$V_{CC} = V_{CC_0} + \tilde{v}_{CC} \quad (2.36a)$$

$$P_{PV} = P_{CC_0}^{RSC} + \tilde{P}_{PV} \quad (2.36b)$$

$$i_{gg}^e = I_{gg_0}^e + \tilde{i}_{gg}^e \quad (2.36c)$$

onde as variáveis com o subíndice $(_0)$ representam o regime permanente e aquelas acrescidas do sinal $(\tilde{\cdot})$ representam as pequenas perturbações em torno do ponto de equilíbrio.

Assumindo que o conversor VSC injeta uma potência constante no barramento CC, ou seja, $\tilde{P}_{PV} \approx 0$ e a variação $(\tilde{v}_{CC})^2$ é desprezível, substitui-se as equações de pequenas perturbações, (2.36), na equação do barramento CC, (2.35), para reescrever a equação do balanço de potência do barramento CC como se segue:

$$\frac{C_{eq}}{2} \frac{d}{dt} (V_{CC_0}^2 + 2V_{CC_0}\tilde{v}_{CC}) = P_{CC_0}^{VSC} - \frac{3}{2}V_{gq}^e (I_{gq0}^e + \tilde{i}_{gq}^e) \quad (2.37)$$

A dinâmica do barramento CC, dada por (2.37), pode então ser separada em duas equações, uma de grandes e a outra de pequenos sinais, conforme mostrado a seguir:

$$0 = P_{CC_0}^{VSC} - \frac{3}{2}V_{gq}^e I_{gq0}^e \quad (2.38a)$$

$$C_{eq}V_{CC_0} \frac{d}{dt} \tilde{v}_{CC} = -\frac{3}{2}V_{gq}^e \tilde{i}_{gq}^e \quad (2.38b)$$

Aplicando a transformada de Laplace na dinâmica de pequenos sinais, (2.38b), chega-se a função de transferência da tensão do barramento CC em função da corrente de eixo em quadratura do VSC, dada por:

$$\frac{\tilde{V}_{CC}(s)}{\tilde{I}_{gq}^e(s)} = \frac{K_C}{s} \quad (2.39)$$

$$\text{onde } K_C = -\left(\frac{3}{2}\right) \frac{V_{gq}^e}{V_{CC_0} C_{eq}}.$$

De (2.39), pode-se desenhar o digrama de blocos da Figura 8 no qual um controlador PI, cuja função de transferência é dada por (2.40), é usado para regular a tensão do barramento CC dos conversores.

$$C_v(s) = k_{p,v} + \frac{k_{i,v}}{s} \quad (2.40)$$

onde $k_{p,v}$ e $k_{i,v}$ são os ganhos proporcional e integral do controlador de tensão do VSC, $C_v(s)$.

A partir da Figura 8 e das equações do barramento CC, (2.39), e do controlador,

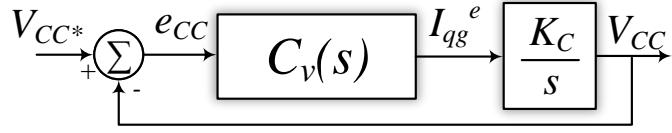


Figura 8: Diagrama de blocos do regulador da tensão do barramento CC.

(2.40), obtém-se a seguinte função de transferência de malha fechada para a malha de controle da tensão do barramento CC:

$$FTMF = \frac{sK_C k_{p,v} + K_C k_{i,v}}{s^2 + sK_C k_{p,v} + K_C k_{i,v}} \quad (2.41)$$

Os parâmetros $k_{p,v}$ e $k_{i,v}$ do PI podem ser determinados comparando (2.41) com a forma canônica de um sistema de segunda ordem conforme mostrado a seguir:

$$k_{p,v} = \frac{2\xi\omega_n}{K_C} \quad (2.42a)$$

$$k_{i,v} = \frac{\omega_n^2}{K_C} \quad (2.42b)$$

Neste caso a frequência natural de oscilação do sistema compensado, ω_n , deve ser menor que a frequência de corte do controlador de corrente do VSC. Esta escolha visa garantir que a malha externa de regulação da tensão do barramento CC seja mais lenta que a malha interna de corrente. Já o fator de amortecimento deve ser escolhido entre $0,7 \leq \xi \leq 1$ para garantir um bom amortecimento da tensão CC.

3 LÓGICA FUZZY

O pensamento humano nem sempre segue a lógica clássica Booleana baseada na ideia de “SIM” ou “NÃO”. Alguns casos o pensamento sobre uma ideia pode ser vago, qualitativo, incerto, impreciso ou nebuloso (SHAW, 2013).

Inspirado nessas características Loft Zadeh, desenvolveu a Lógica Fuzzy (do inglês, *Fuzzy Logic*) (LF). A metodologia geral é baseada em regras “SE ... ENTÃO”. Ela tem sido aplicada na solução de problemas complexos como: controle de processos, modelagem, estimativa, identificação, diagnósticos, ciência militar e etc (BOSE, 2010).

Neste capítulo, será discutida sua aplicação em eletrônica de potência, auxiliada pela ferramenta *Fuzzy Logic Toolbox* no MatLab.

3.1 CONJUNTOS FUZZY

A teoria clássica de conjuntos é baseada na lógica booleana, na qual, um elemento pertence (nível lógico 1) ou não (nível lógico 0) à um conjunto. Por outro lado, na teoria de Conjuntos *Fuzzy* baseado na LF um objeto tem um “grau” de pertinência com relação à um determinado conjunto podendo estar em uma faixa de entre 0 (completamente fora do conjunto) e 1 (completamente dentro do conjunto). Genericamente, um conjunto *Fuzzy* pode ser definido como (FALCAO, 2002),

$$F = \{(x, \mu_F(x)) \mid x \in U\} \quad (3.1)$$

onde F é o conjunto *Fuzzy*, x é um elemento do conjunto, U é o universo de discurso e μ_F é a função de pertinência, que será discutida a seguir.

Uma compreensível revisão das operações e propriedades dos conjuntos *Fuzzy* pode ser encontrada em Ross (2009).

3.1.1 FUNÇÕES DE PERTINÊNCIA

Uma variável *fuzzy* tem valores que podem ser expressos em termos de uma linguagem natural, como: frio, morno e quente. Estes vocábulos podem ser definidos como conjuntos ou subconjuntos *fuzzy* em termos de uma função de pertinência (do inglês, *Membership Function*) (MF). A MF é uma curva que define como valores de uma variável *fuzzy* em uma certa região são mapeados, dado por (μ_F). A Figura 9 mostra a representação da variável linguística: Temperatura (T), expressa pelo conjunto de termos: T(T): Frio, Morno, Quente, no universo de discurso: $20 < U(T) < 100^\circ\text{C}$.

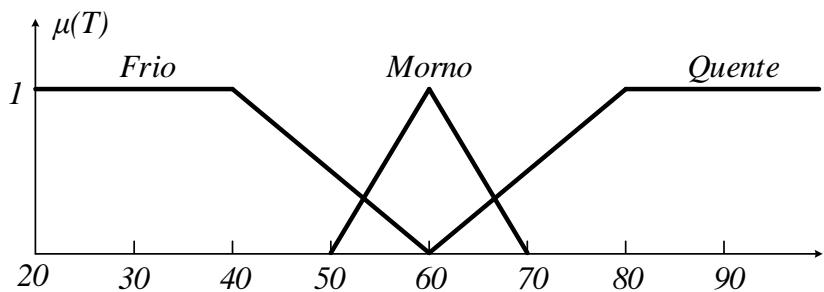


Figura 9: Representação da temperatura usando conjuntos *Fuzzy*.

A MF pode ter vários formatos. O mais simples e mais utilizado é o tipo triangular, que pode ser simétrico ou assimétrico. Outros formatos incluem: (i) trapezoidal, (ii) gaussiano, (iii) sino, entre outros. A Figura 10 mostra alguns dos formatos mais empregados.

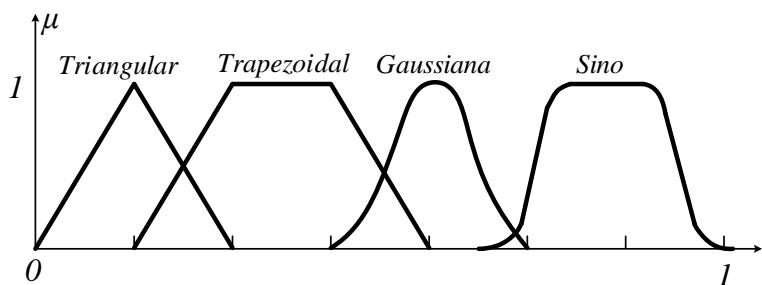


Figura 10: Tipos de MF mais utilizados.

3.2 SISTEMA DE INFERÊNCIA FUZZY

Um sistema de inferência *fuzzy* consiste no mapeamento de um conjunto de entradas para formular um conjunto de saídas usando a lógica *fuzzy*. O processo de mapeamento prove as bases das quais uma inferência ou conclusão pode ser tomada. O processo de inferência *fuzzy* pode ser dividido em 4 passos conforme a Figura 11 (FALCAO, 2002).

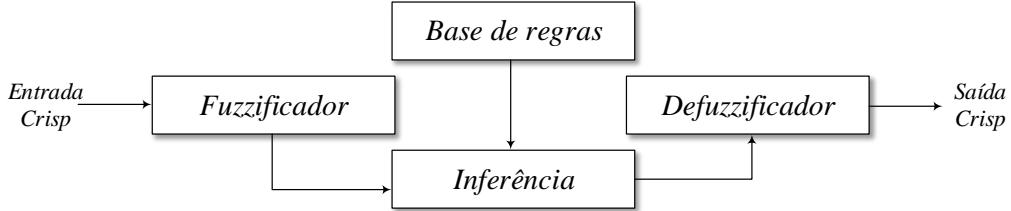


Figura 11: Sistema de Inferência *Fuzzy*.

A **Base de regras** é uma coleção de regras “se ... então ...” definidas pela experiência do projetista,

$$\text{SE } (x_1 \text{ é } F_1^r \text{ E } \dots x_n \text{ é } F_n^r) \text{ ENTÃO } (y \text{ é } G^r) \quad (3.2)$$

onde o primeiro termo, (entre “SE” e “ENTÃO”) é chamado antecedente ou premissa, e o segundo termo (depois de “ENTÃO”) é chamado consequente ou conclusão (FALCAO, 2002).

A **Fuzzificação** determina o grau de pertinência de cada entrada do antecedente da regra, combinando as premissas, se necessário, a partir dos operadores *E* e *OU* (FALCAO, 2002).

A **Inferência** determina o grau de validade dos consequentes das regras combinando o resultado no conjunto *Fuzzy* da saída. Geralmente é assumido que regras com baixo grau de pertinência no antecedente devem ter pouca validade no consequente, usando o operador *Max – Min* (FALCAO, 2002). Isso é feito escolhendo-se a mínima função de pertinência do antecedente e aplicando a união em todos os conjuntos do consequente.

O **Defuzzificador** produz uma saída *crisp* a partir da saída *fuzzy* do processo de inferência. Os métodos de defuzzificação mais comuns são: (i) valor máximo, (ii) valor médio dos máximos, (iii) bisetor, (iv) centroide ou centro de massa (FALCAO, 2002; BOSE, 2010).

3.3 CONTROLE FUZZY

3.3.1 PRINCIPIO DE CONTROLE

Seja o sistema de controle de malha fechada genérico da Figura 12 com um controlador *Fuzzy*. Ele é composto por: planta, controlador e sensor. A planta tem uma determinada variável que se deseja controlar, U a fim de obter uma saída, Y . Quem

determina o valor de U é o compensador ou controlador a partir do erro entre a saída (monitorada pelo sensor) e a referência Y , dado por $E = Y^* - Y$.

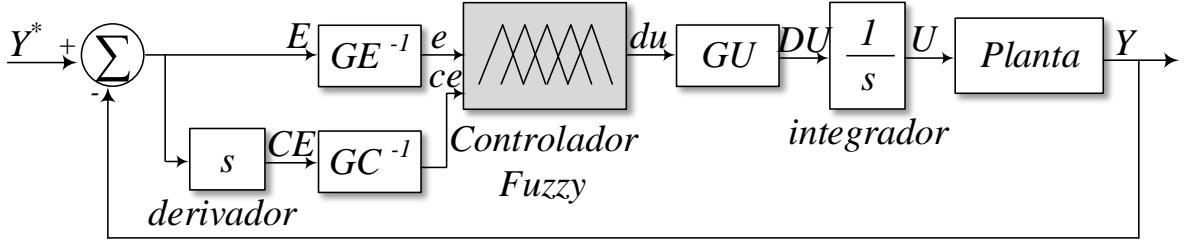


Figura 12: Sistema de controle de malha fechada (BOSE, 2010).

As entradas do controlador *Fuzzy* são: o erro E e a variação desse erro no tempo mudança no erro (do inglês, *Change in error*) (CE), relacionada a derivada do erro no tempo. Em um sistema discreto dE/dt depende do método de integração adotado e da taxa de amostragem, T_s .

A saída do controlador *Fuzzy*, DU , é então integrada (mais uma vez dependendo do método de integração em um sistema discreto) e aplicada na planta.

O controlador *Fuzzy* pode ser considerado um **mapeamento não linear estático entrada/saída**, ou seja, a ação de controle pode ser escrita (BOSE, 2010; ROSS, 2009),

$$DU = K_p CE + K_i E \quad (3.3)$$

onde K_p e K_i são coeficientes ou fatores não lineares. Incluindo o processo de integração,

$$\int DU = \int K_p CEdt + \int K_i Edt \quad (3.4a)$$

$$U = K_p E + K_i \int Edt \quad (3.4b)$$

o que nada mais é do que um controlador PI com ganhos não lineares, o que permite uma resposta robusta na presença de parâmetros variáveis e distúrbios severos (ROSS, 2009; BOSE, 2010).

É importante que os sinais E e CE sejam normalizados pelos fatores GE^{-1} GC^{-1} respectivamente, assim como a saída, que é escalada através do fator GU . A vantagem da normalização é que o mesmo controlador pode ser aplicado em projetos da mesma família, além de muito conveniente no desenvolvimento das funções membro (BOSE,

2010).

3.3.2 IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLE

Na prática os controles podem ser implementados de duas formas. O primeiro envolve o desenvolvimento de um algoritmo eficiente responsável pela rigorosa e dispendiosa atividade computacional dos processos de fuzzificação, avaliação de todas as regras e a defuzzificação em tempo real no controle do dispositivo. Posteriormente, o algoritmo é descarregado em um DSP para aplicação. O segundo método é calcular todas as possibilidades de modo *offline* e armazenar os resultados em uma tabela de consulta na implementação em tempo real (BOSE, 2010).

Em todas as simulações neste trabalho foi usado a *Fuzzy Logic Toolbox* do MatLab que permite o desenvolvimento e projeto do controlador propriamente dito com fuzzificador, inferência e defuzzificador. E também o simulink, onde foi testado o controlador fuzzy para compensar a tensão no barramento CC de um sistema fotovoltaico conectado à rede.

4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Neste capítulo serão apresentados resultados da comparação de desempenho entre os controladores *Fuzzy* e PI no controle da tensão do barramento CC de um sistema fotovoltaico conectado à rede.

4.1 PARÂMETROS DO SISTEMA FOTOVOLTAICO

Os parâmetros, valores dos elementos utilizados na simulação do sistema fotovoltaico e as bases definidas para o sistema estão resumidos na Tabela 1.

Tabela 1: Parâmetros do conversor VSC e bases do sistema.
Parâmetros do VSC

Descrição	Valor
Frequência de chaveamento (f_s)	10 kHz
Potência nominal (S_n)	450kVA
Tensão eficaz fase-fase (V_s)	440V
Indutância do filtro (L_g)	0,3 pu
Resistência do filtro (R_g)	0,03 pu
Capacitância equivalente (C_{eq})	9800 μ F
Tensão do barramento CC (V_{dc})	3kV

Bases do sistema	
Potência base (S_b)	350 kVA
Tensão base fase-fase (V_b)	440 V
Frequência base (f_b)	60 Hz
Corrente base (I_b)	324,74 A
Impedância base (Z_b)	1,10 Ω
Indutância base (L_b)	2,9 mH
Capacitância base (C_b)	2,4 mF

4.2 GANHOS DO CONTROLADOR DO PLL

Na Seção 2.3.1 foram deduzidas as expressões que relacionam os ganhos do circuito de sincronismo (PLL) com a banda de passagem e o fator de amortecimento. Fazendo

$$\xi = \sqrt{2}, \omega_n = 100 \text{ rad/s},$$

$$k_{p,PLL} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot 100 = 282,8427 \text{ s}^{-1} \quad (4.1a)$$

$$T_{PLL} = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{100} = 0,0283 \text{ s} \quad (4.1b)$$

A Figura 13(a) mostra a tensão trifásica aplicada ao sistema, enquanto, a Figura 13(b) mostra o ângulo ρ rastreado pelo PLL juntamente com a tensão na fase a . O PLL rastreia corretamente o ângulo de acordo com a coordenadas $qd0$ que tem uma referência cossenoidal. Por fim, a Figura 13(c) mostra os sinais de tensão nas coordenadas qd .

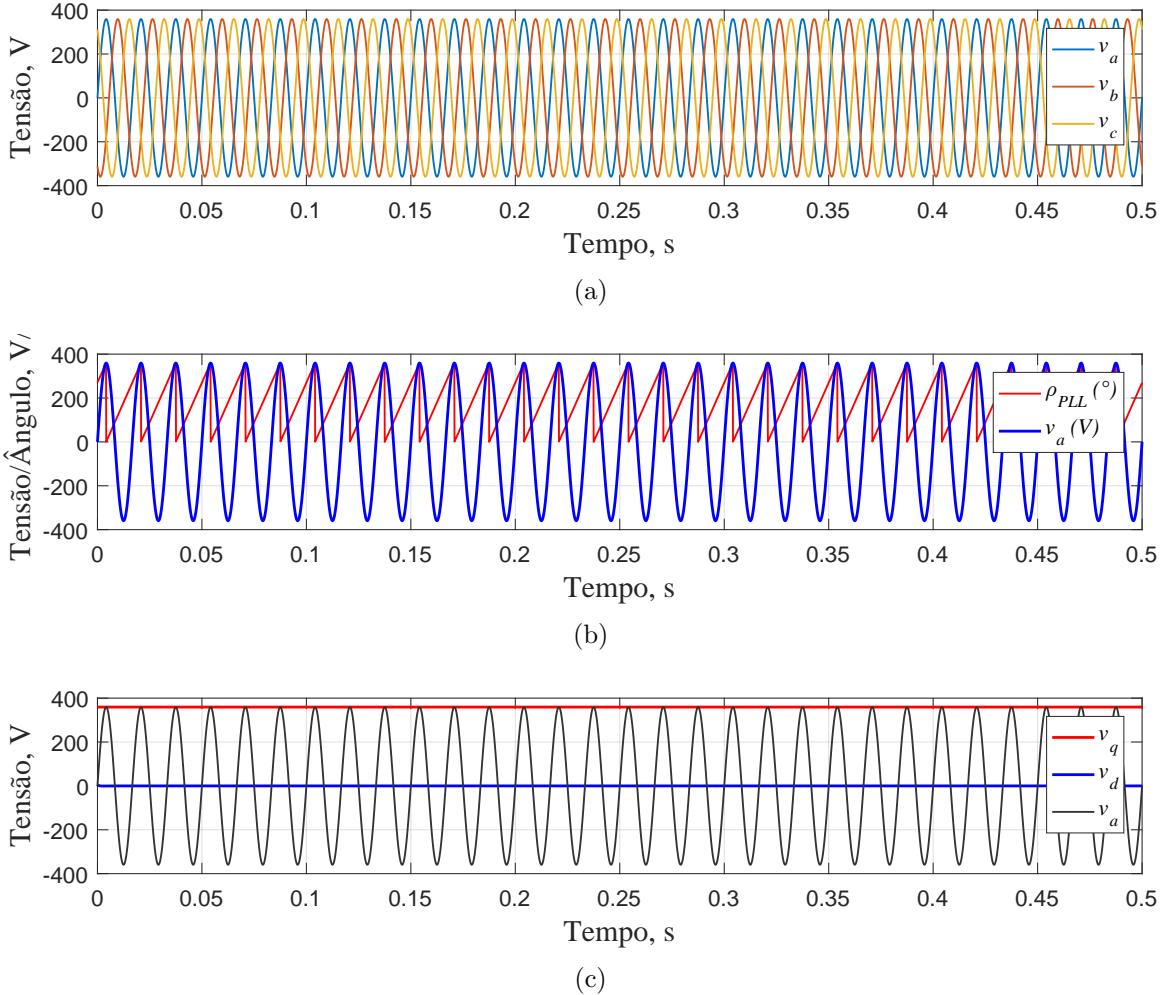


Figura 13: Teste do PLL (a) tensão i_{abc} , (b) ângulo rastreado pelo PLL e (c) tensão nas coordenadas síncronas.

4.3 GANHOS DOS CONTROLADORES DE CORRENTE

Na Seção 2.3.3 foram deduzidos as expressões para os ganho de corrente, escolhendo-se $\tau_i = 1$ ms e substituindo os valores de R_g e L_g ,

$$k_{p,i} = \frac{L_g}{\tau_i} = \frac{(0,3 \text{ pu} \cdot 2,9\text{mH})}{1\text{ms}} = 0,8804 \text{ H/s} \quad (4.2a)$$

$$k_{i,i} = \frac{R_g}{\tau_i} = \frac{(0,03 \text{ pu} \cdot 1,10 \Omega)}{1\text{ms}} = 33,19 \Omega/\text{s} \quad (4.2b)$$

Foi realizada uma variação na corrente injetada pelo painel solar a fim de observar o desempenho do controle de corrente, a Figura 18 mostra essa variação, de 0 a 0.1 s a corrente injetada é de $i_{PV} = 116,67$ A ($P_{PV} = 350$ kVA), do instante 0.1 ao 0.25 s a corrente injetada é de $i_{PV} = 93,33$ A ($P_{PV} = 280$ kVA) e por fim, a partir de 0.25 s a corrente injetada é de $i_{PV} = 140$ A ($P_{PV} = 420$ kVA).

O resultado das correntes em coordenadas síncronas injetadas na rede é mostrado na Figura 14(b). As correntes trifásicas correspondentes é mostrada na Figura 14(c). Fica claro que a resposta do controle de corrente é satisfatória, já que existe boa aderência às referências de corrente.

4.4 GANHOS DO CONTROLADOR DO BARRAMENTO CC

Na Seção 2.3.6 foi obtida a equação dos ganhos do CPI usado no controle da tensão no barramento CC. O ganho K_C da dinâmica do capacitor pode ser calculado,

$$K_C = -\left(\frac{3}{2}\right) \frac{V_{gq}^e}{V_{CC_0} C_{eq}} = -\left(\frac{3}{2}\right) \frac{440 \text{ V} \cdot \sqrt{(2/3)}}{3000 \text{ V} \cdot 9800 \mu\text{F}} = -18,3295 \text{ 1/F} \quad (4.3)$$

E então os ganhos do controlador de tensão considerando $\xi = \sqrt{2}$ e $\omega_{n,v} = 62,83$ rad/s,

$$k_{p,v} = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot 62,83 \text{ rad/s}}{|-18,3295 \text{ 1/F}|} = 9,69 \text{ F/s} \quad (4.4a)$$

$$k_{i,v} = \frac{(62,83 \text{ rad/s})^2}{|-18,3295 \text{ 1/F}|} = 215,37 \text{ F/s}^2 \quad (4.4b)$$

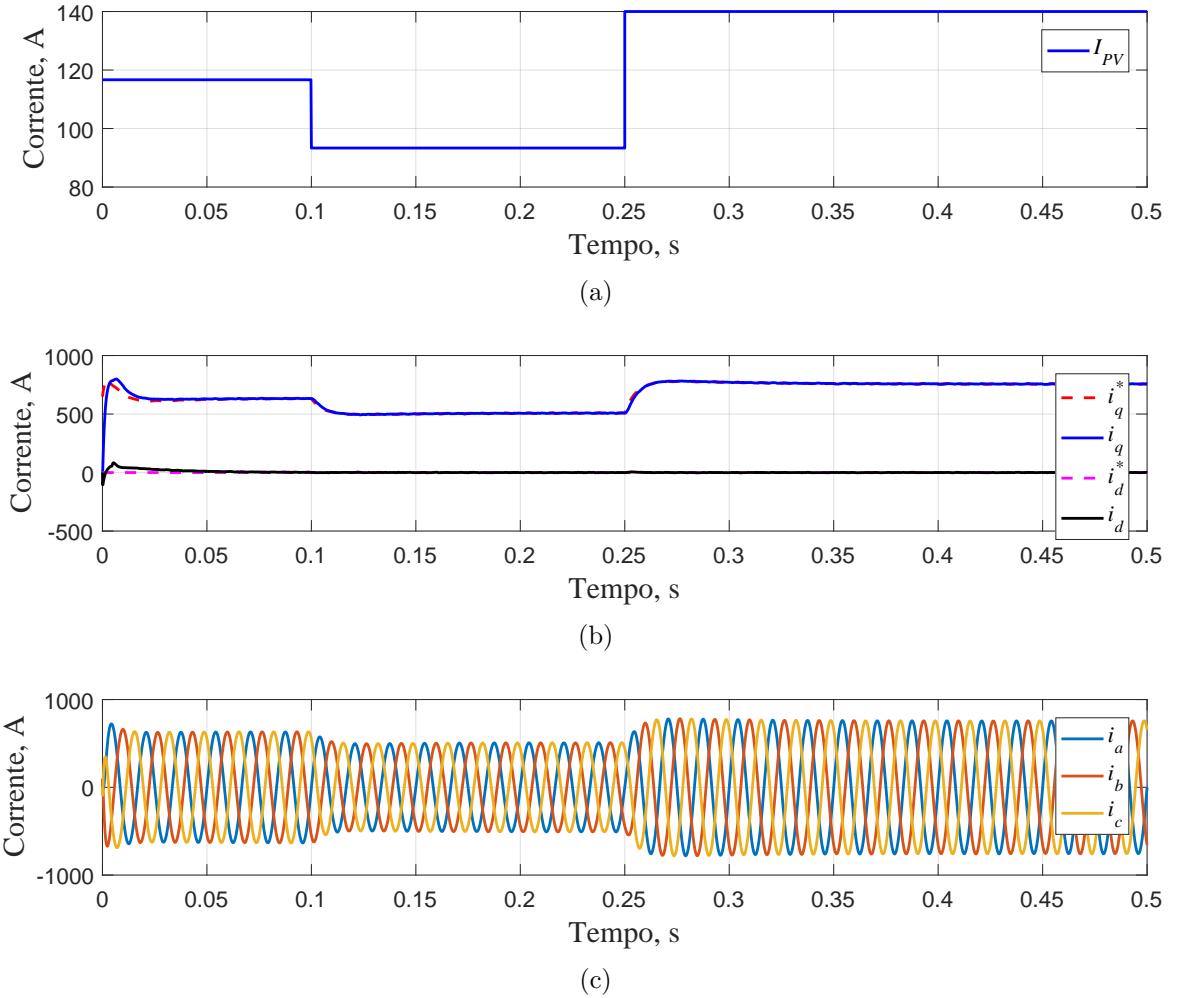


Figura 14: Correntes injetadas na rede (a) corrente i_{abc} , (b) ângulo rastreado pelo PLL e (c) tensão nas coordenadas síncronas.

A Figura 15 mostra desempenho do CPI usado para regular a tensão no barramento CC. A primeira acomodação acontece devido a inicialização do painel. A segunda em 0.1 s e a terceira em 0.25 s são devidas à variação na corrente injetada pelo painel, i_{pv} , conforme curva já apresentada, Figura 18. O elevado tempo de acomodação se deve ao grande capacitor usado no equivalente dos painéis assim como a elevada tensão.

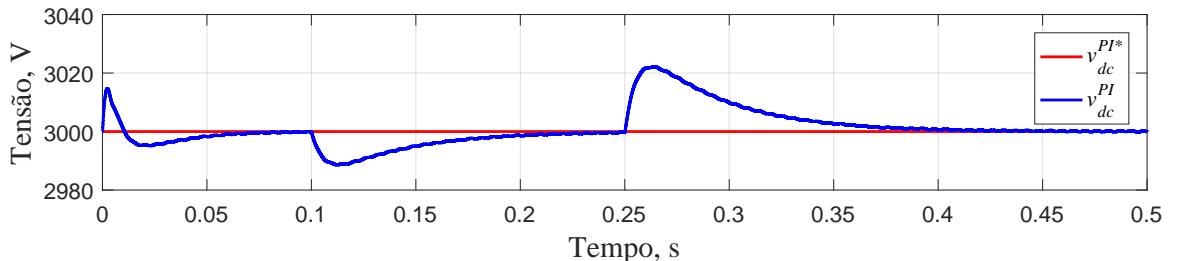


Figura 15: Desempenho do CPI para a regulação de tensão.

4.5 O CONTROLADOR FUZZY

4.5.1 FUNÇÕES DE PERTINÊNCIA

No Capítulo 3 foram discutidos, brevemente, os conceitos de lógica *fuzzy* e sua aplicação em controle, bem como sua analogia com um PI de ganhos não lineares. O objetivo desta seção é mostrar e discutir os princípios considerados no projeto do CF baseado na abordagem proposta em Bose (2010).

Inicialmente, foram consideradas as variáveis linguísticas da Tabela 2 para o erro, e , a variação do erro ce e a derivada da saída du .

Tabela 2: Conjuntos *Fuzzy* para o controle do barramento CC.

NB = Negativo grande	PB = Positivo grande
NM = Negativo médio	PM = Positivo médio
NS = Negativo pequeno	PS = Positivo pequeno
Z = Zero	

Cada variável linguística teve sua função de pertinência definida como mostrado na Figura 16. Tanto μ_e , μ_{ce} e o sinal de saída μ_{du} têm o mesmo formato de funções de pertinência. O universo de discurso de todas as variáveis sobre toda região são expressas por valores normalizados entre $[-1, 1]$. Todas as MF são assimétricas, pois, perto da origem (regime permanente) as respostas têm que ser mais precisas. Inicialmente, são consideradas 7 MFs para todas as entradas e saídas do controlador: e , ce e du .

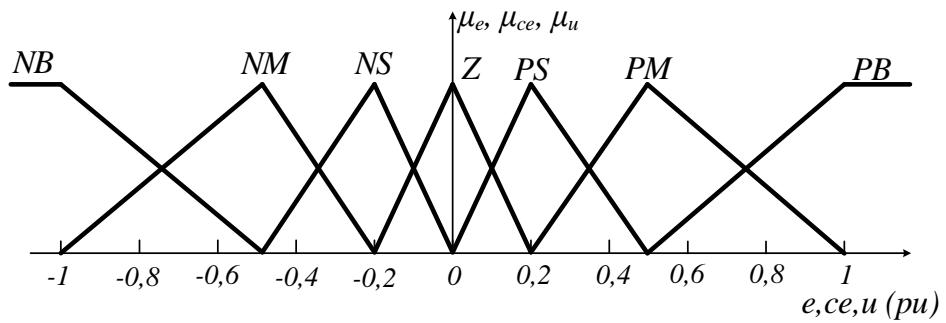


Figura 16: Funções de pertinência para o controle de tensão: erro e , variação do erro, ce e variação na saída de controle.

4.5.2 BASE DE REGRAS

As Figuras 17(a) e 17(b) mostram o funcionamento de modo geral das regras de controles. O gráfico superior da Figura 17(a) mostra a saída Y de um sistema a ser

controlado juntamente com a referência Y^* . No gráfico inferior da Figura 17(a) está representado o sinal do erro E calculado pelo comparador. Uma reta vertical tracejada divide os gráficos em dois momentos: à esquerda quando o erro é negativo (região dos pontos (1) e (2)) e à direita quando o erro é positivo (região dos pontos (3) e (4)). Estes momentos também estão destacados na Figura 17(b).

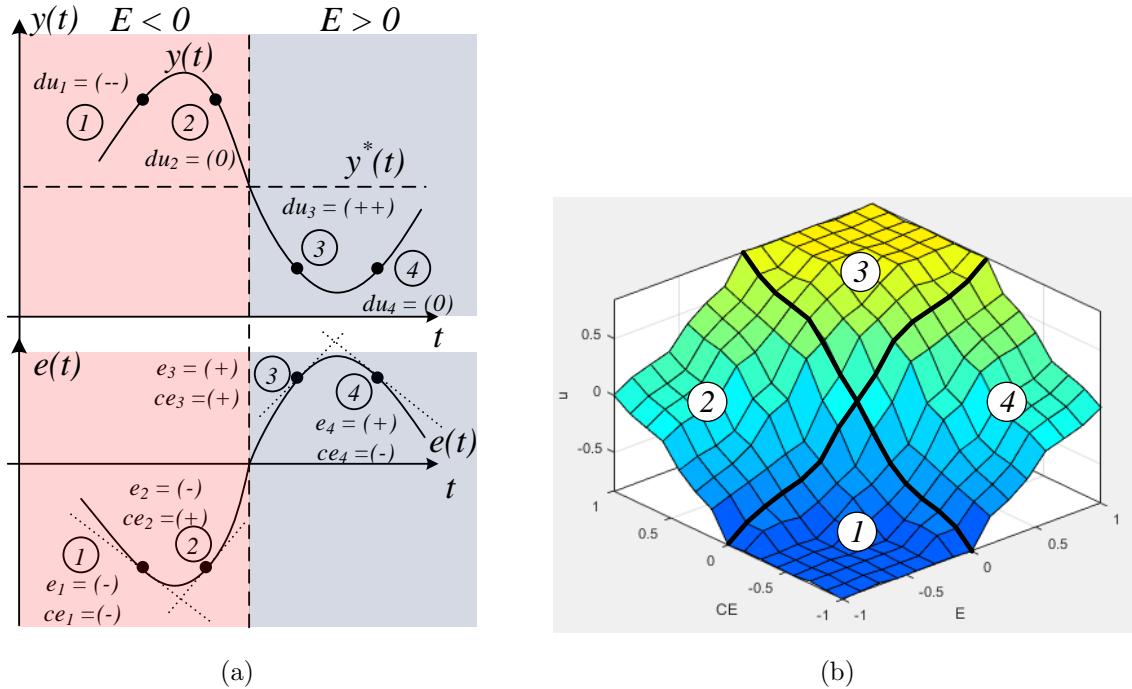


Figura 17: Funcionamento do controle, (a) acomodação do erro, (b) superfície de atuação, gerada pela *Fuzzy Logic Toolbox*.

Na região do ponto (1) tanto o erro e quanto sua variação ce são negativos, logo, para que o erro diminua uma saída u negativa deve ser gerada. Na região do ponto (2) e é negativo, porém ce é positiva, assim, de maneira geral a saída gerada é próxima de zero pois o erro caminha para anulação. Na região do ponto (3) tanto e quanto ce são positivos, assim, uma saída positiva deve ser gerada. Por fim, Na região do ponto (4) e é positivo, porém a derivada é negativa, ou seja, o erro está se aproximando de zero e pouca coisa ser feita.

A Tabela 3 resume as regras aplicadas para o controle. A linha superior indica as MFs para a variável e , enquanto, a coluna mais a esquerda indica as MFs para a variável ce . As MFs para a variável de saída estão no corpo da matriz. Todas as 49 regras são do tipo “E” e são lidas da seguinte forma,

$$\text{SE } (e = \mathbf{PS}) \text{ E } (ce = \mathbf{NM}) \mid \text{ENTÃO } (du = \mathbf{NS}) \quad (4.5)$$

Tabela 3: Matriz de regras para o controle de tensão.

e ce	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NB	NB	NM	NS	Z
NM	NB	NB	NB	NM	NS	Z	PS
NS	NB	NB	NM	NS	Z	PS	PM
Z	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
PS	NM	NS	Z	PS	PM	PB	PB
PM	NS	Z	PS	PM	PB	PB	PB
PB	Z	PS	PM	PB	PB	PB	PB

Sendo assim, de forma geral, as considerações gerais para o projeto do controle podem ser resumidas:

1. Se ambos e e ce são zero, logo, a saída du também é zero;
2. Se o erro não é zero, porém está se aproximando dele, o controle atual é mantido;
3. Se e está crescendo, então du depende da magnitude e do sinal de e e ce de modo a forçar o erro para zero;

4.5.3 OUTRAS CONSIDERAÇÕES

A ferramenta *Fuzzy Logic Toolbox* do MatLab usada no projeto do CF permite uma certa flexibilidade nos métodos de fuzzificação, inferência e defuzzificação. A Tabela 4 resume os parâmetros empregados em cada etapa.

Tabela 4: Métodos empregados.

Operação	Método
“E”	Mínimo
“OU”	Máximo
Implicação	Mínimo
Agregação	Máximo
Defuzzificação	Centróide

Os ganhos de normalização e a taxa de amostragem são de extrema importância no projeto do CF e exigem um tempo razoável de ajuste, que varia em função da experiência do projetista. Neste caso usou-se os ganhos da Tabela 5.

Tabela 5: Ganhos de normalização do CF.

Descrição	Valor
GE (1/V)	$7,610 \cdot 10^{-3}$
GC (s/V)	$6,845 \cdot 10^{-6}$
GY (A)	$45,925 \cdot 10^3$
Ts (s)	$100 \cdot 10^{-6}$

4.6 TESTES PROPOSTOS

Com o intuito de avaliar o desempenho do CF frente ao CPI na regulação da tensão no barramento CC, formam propostos 3 testes básicos, variando algumas grandezas do sistema,

1. Variação da irradiação solar;
2. Variação na amplitude da tensão da rede;
3. Harmônicos no ponto de conexão;

4.6.1 VARIAÇÃO DA RADIAÇÃO SOLAR

Esta seção se destina a mostrar os resultados de simulação para a variação da radiação e portanto da variação da corrente injetada pelo painel no barramento CC, i_{PV} conforme Figura 18.

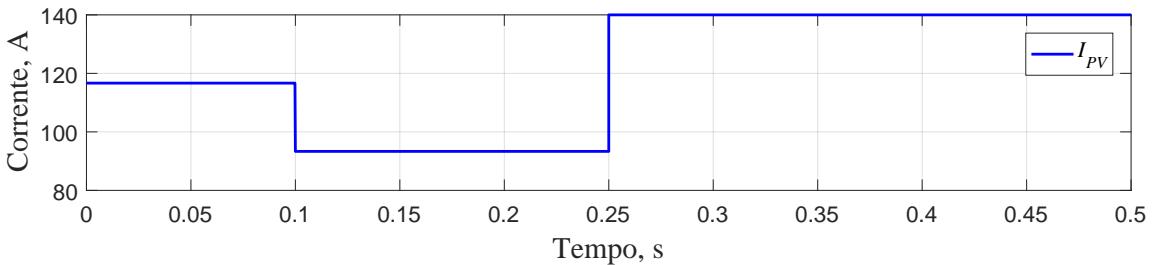


Figura 18: Corrente injetada no barramento CC pelo painel.

A Figura 19(a) mostra a performance dos controladores PI e *Fuzzy* na regulação da tensão do barramento CC. O CF teve um desempenho mais satisfatório com relação ao sobre sinal e também ao tempo de acomodação, mostrando sua robustez. Uma desvantagem do *Fuzzy* é que, devido à rapidez de resposta na tensão do barramento CC o controle acaba tendo uma injeção de potência com maior sobre sinal que o PI, conforme Figura 19(b). As correntes trifásicas injetadas na rede para o CF e o CPI são mostradas nas Figuras 20(a) e 20(b).

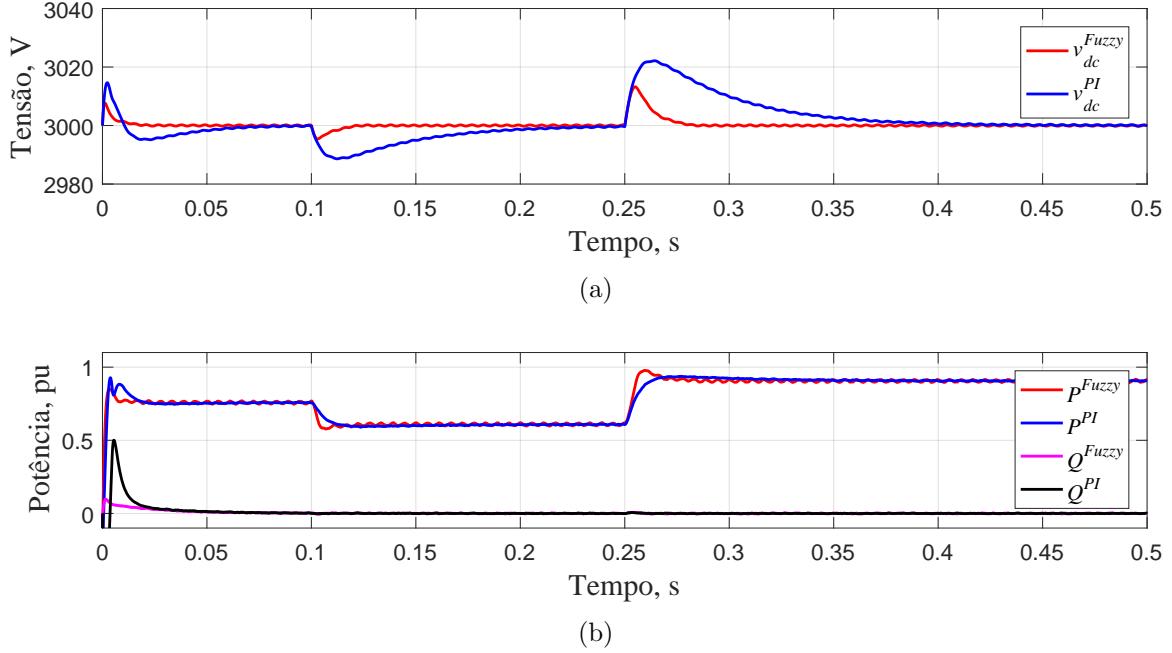


Figura 19: Desempenho dos controladores frente a variação de radiação: (a) tensão no barramento CC, (b) potências ativa e reativa.

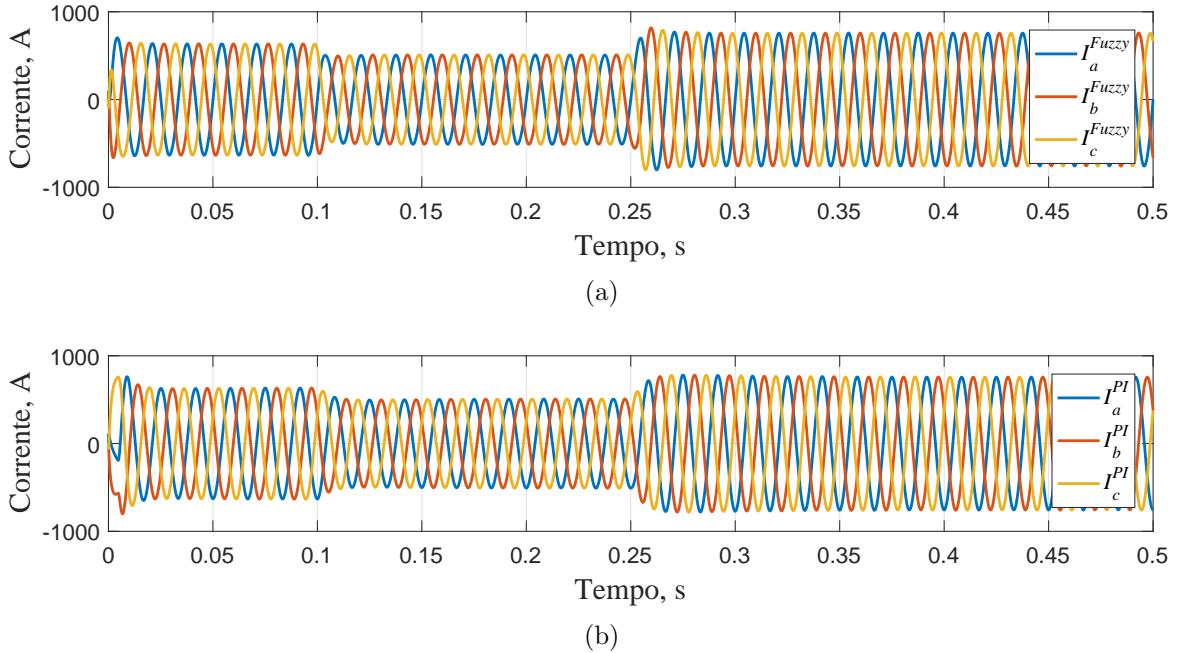


Figura 20: Correntes trifásicas para a variação de radiação: (a) para o CF, (b) para o CPI.

4.6.2 VARIAÇÃO DA AMPLITUDE DA TENSÃO NA REDE

Nesta seção são mostrados os resultados de simulação para o teste de variação da amplitude da tensão da rede. É proposto uma redução da amplitude em 50% durante

200 ms a partir do instante 0,1, conforme mostra a Figura 21.

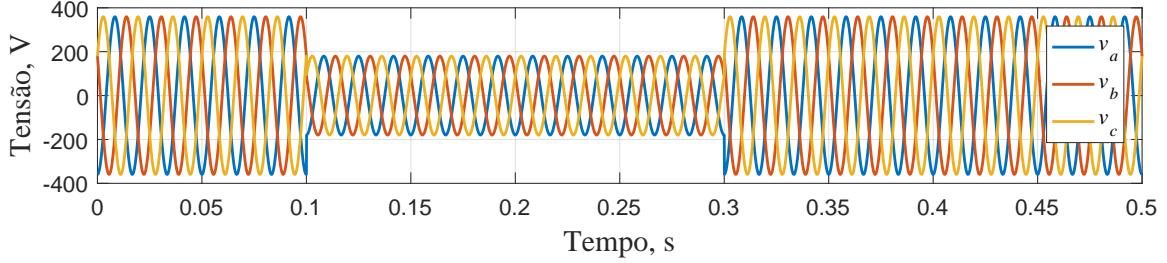


Figura 21: Tensão trifásica da rede.

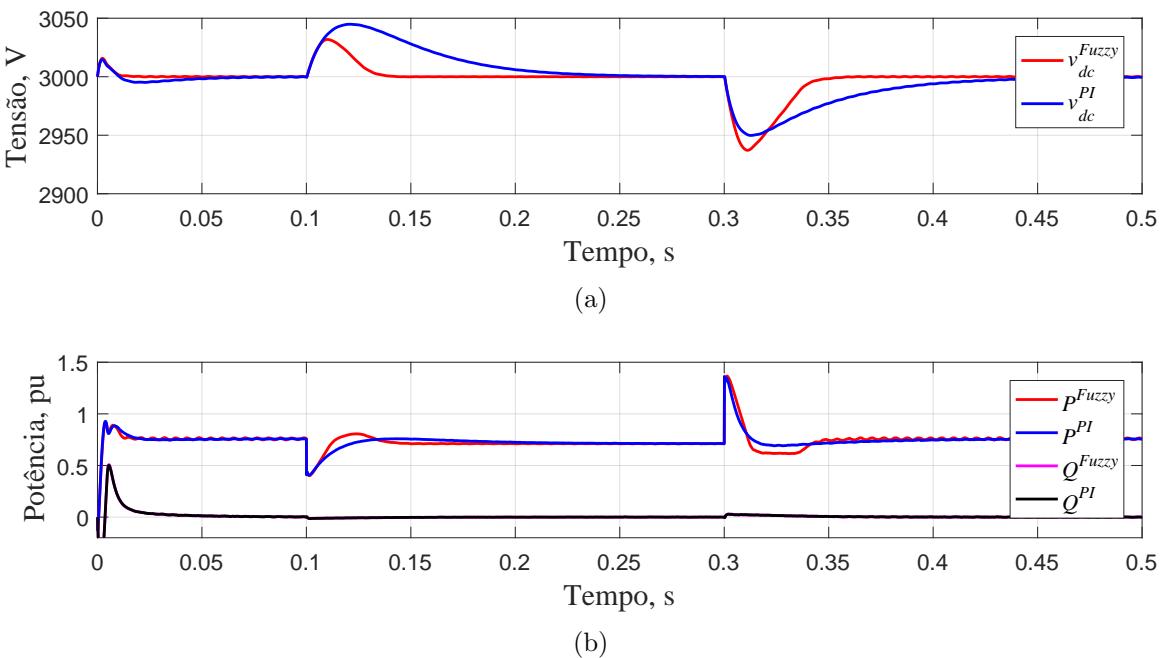


Figura 22: Desempenho dos controladores frente a variação de tensão: (a) tensão no barramento CC, (b) potências ativa e reativa.

Analogamente à variação da radiação, o sistema com o CF foi mais rápido ao atingir a referência. No entanto, neste caso houve uma sobretensão maior na retomada da tensão para o CF.

4.6.3 HARMÔNICOS NO PONTO DE CONEXÃO

Nesta seção são mostrados os resultados de simulação para o teste de variação na consideração de harmônicos na tensão da rede. É proposto a inserção de harmônicos de sequência 0 e positiva durante 100 ms a partir do instante 0,15, conforme dados da Tabela 6 e curva da Figura 24 .

Os resultados para a comparação de desempenho dos controladores na frente a

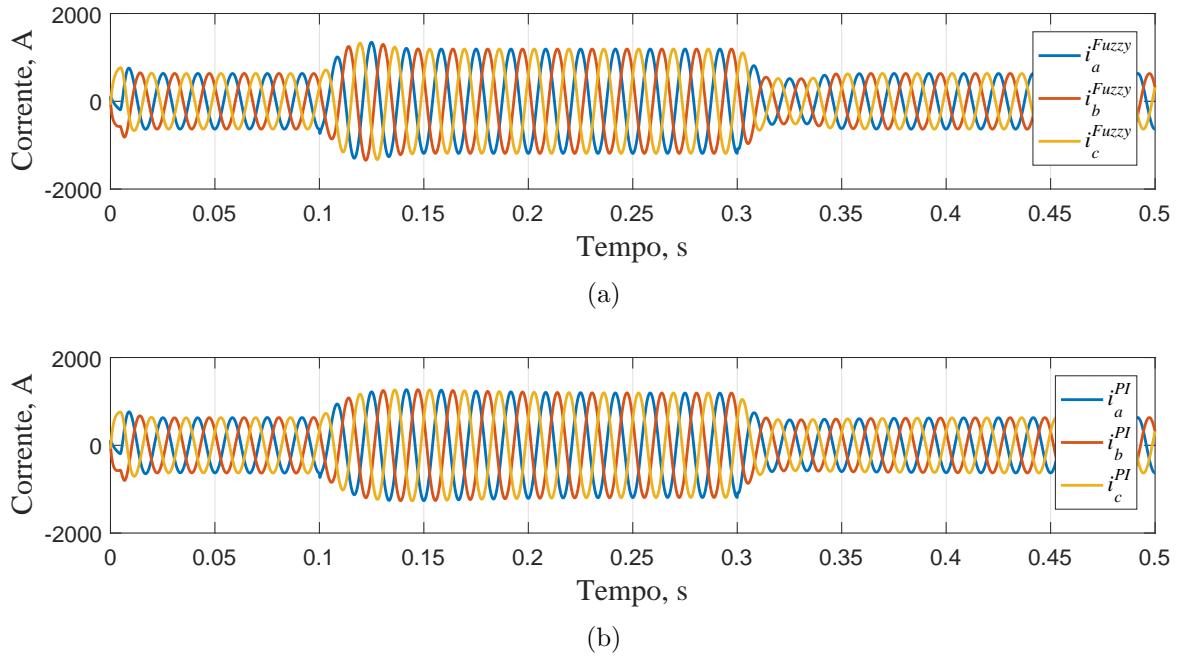


Figura 23: Correntes trifásicas para a variação de tensão: (a) para o CF, (b) para o CPI.

Tabela 6: Harmônicos presentes na tensão da fonte.

Ordem	Amplitude (pu)	Fase (deg)	Sequência
3	0.1	-25	0
2	0.2	35	negativa

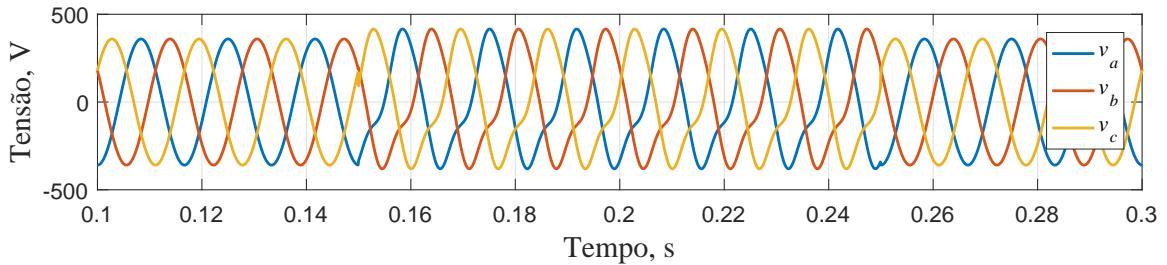


Figura 24: Tensão da rede com a presença de harmônicos.

presença de harmônicos na rede mostram que não houve diferença significativa na resposta para nenhuma grandeza.

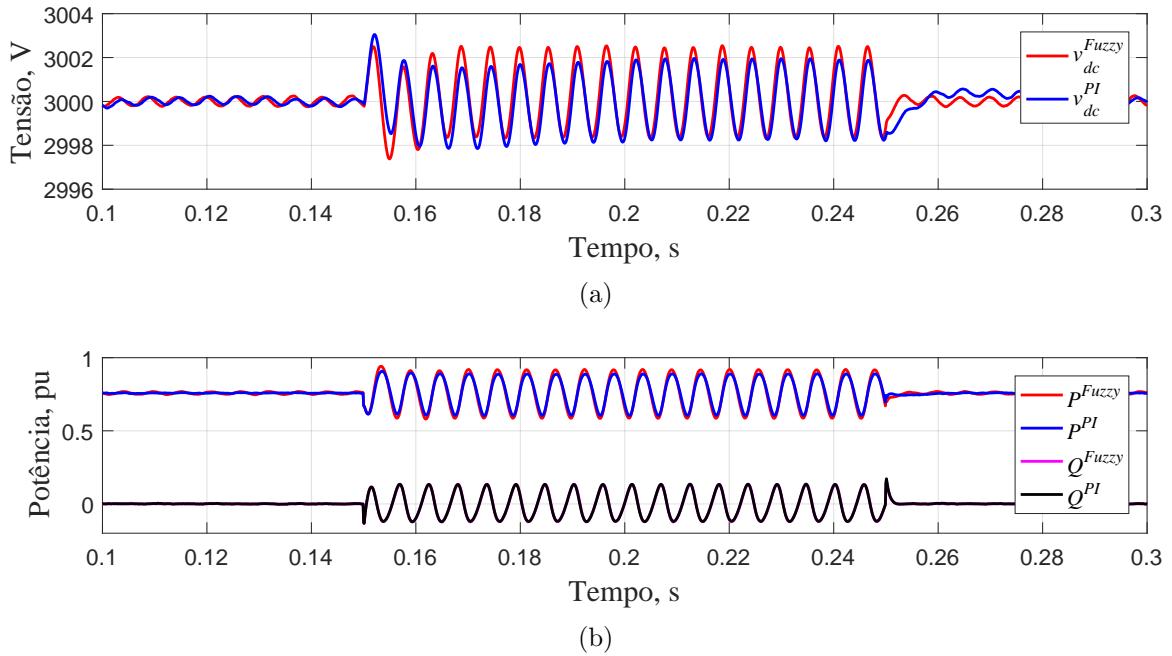


Figura 25: Desempenho dos controladores frente a presença de harmônicos na rede:
(a) tensão trifásica na rede (b) tensão no barramento CC, (c) potências ativa e reativa.

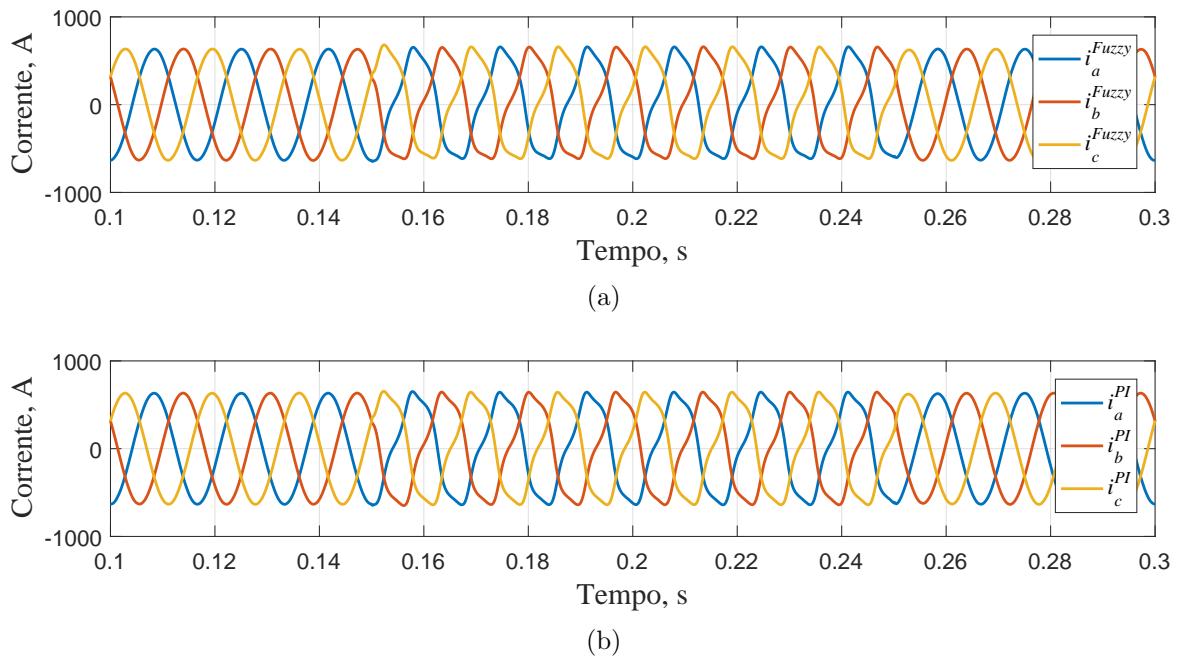


Figura 26: Desempenho dos controladores frente a presença de harmônicos na rede:
Correntes trifásicas, (a) para CF e (b) para CPI.

5 CONCLUSÕES FINAIS

Neste trabalho foi desenvolvido e simulado o modelo de um sistema fotovoltaico de 450 kVA conectado à rede. Foi feita a comparação qualitativa entre o controlador *Fuzzy* e o PI para a regulação da tensão no barramento CC. Foram propostos 3 testes: a variação da radiação solar, a variação na amplitude da rede simulando uma falta e a consideração de harmônicos na rede.

Os resultados dos testes forma encorajadores, mostrando que o CF pode ser muito mais rápido na resposta mesmo se tratando de um sistema de grande porte com tensão no barramento e capacitor relativamente grandes, ou seja, um sistema com grande inércia. Isso ocorre devido à característica de um PI não linear, que dá ganhos diferentes ao controlador em função do sinal de erro e variação do erro, garantindo uma performance robusta e rápida.

Análises quanto à variação de parâmetros e suas influências no desempenho do controlador não foram avaliadas devido ao tempo de desenvolvimento, porém, se configuraram com grande potencial para trabalhos futuros na busca de uma melhor performance para o controlador PI.

5.1 TRABALHOS FUTUROS

Na literatura existem outras abordagens de uso do CF, como por exemplo o *Fuzzy-PI*, que ao invés de produzir diretamente a saída em função do erro e da variação do erro, produz variações dos ganhos proporcional e integral Δk_p e Δk_i e somam aos ganhos originais, formando também um PI com ganhos não lineares (LI; HUANG & LU, 2016). Existe um controlador *Fuzzy* com regras diferentes e adaptadas para cada ganho um dos ganhos do PI. A Figura 27 ilustra a ideia. Este sistema se configura como uma ótima possibilidade de trabalho futuro, e abre novas possibilidades de estudo e comparação.

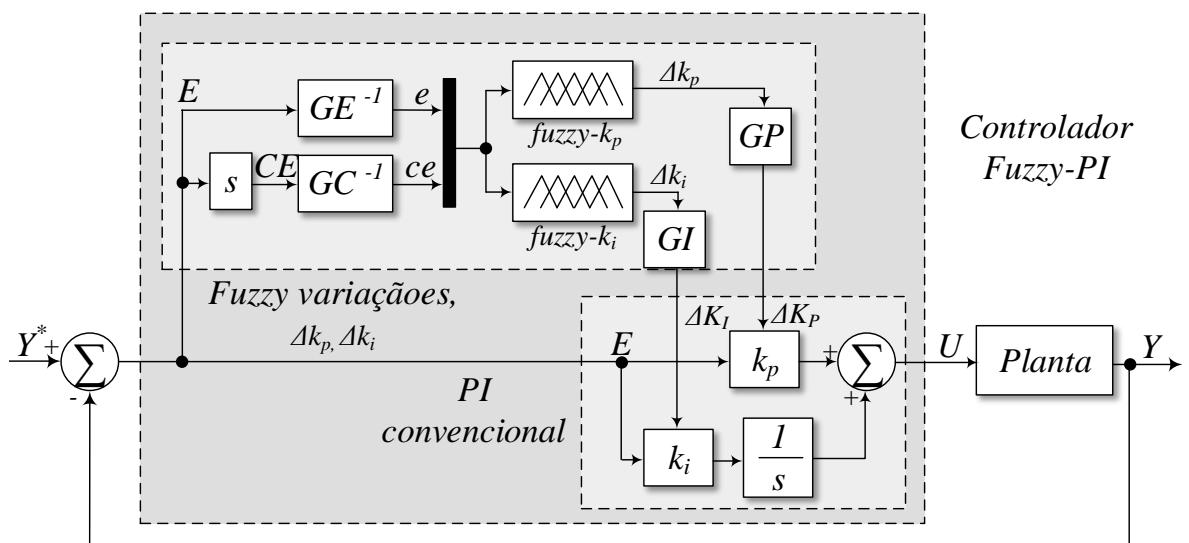


Figura 27: Controlador Fuzzy-PI como proposta de trabalho futuro (LI; HUANG & LU, 2016).

REFERÊNCIAS

ALMEIDA, P. *Modelagem e Controle de Conversores Estáticos Fonte de Tensão utilizados em Sistemas de Geração Fotovoltaicos Conectados à Rede Elétrica de Distribuição.* UFJF. Juiz de Fora. 2011.

BASTOS, R. F. et al. An intelligent control system used to improve energy production from alternative sources with dc/dc integration. *IEEE Transactions on Smart Grid*, IEEE, v. 5, n. 5, p. 2486–2495, 2014.

BOSE, B. K. *Power electronics and motor drives: advances and trends.* : Academic press, 2010.

FALCAO, D. M. *Conjuntos, Lógica e Sistemas Fuzzy.* 2002.

KRAUSE, P. C. et al. *Analysis of electric machinery and drive systems.* : John Wiley & Sons, 2013.

LASNIER, F. *Photovoltaic engineering handbook.* : CRC Press, 1990.

LI, H.; HUANG, Y.; LU, J. Reactive power compensation and dc link voltage control using fuzzy-pi on grid-connected pv system with d-statcom. p. 1240–1244, 2016.

OGATA, K.; YANG, Y. *Modern control engineering.* : Prentice-Hall Englewood Cliffs, 1970.

ROSS, T. J. *Fuzzy logic with engineering applications.* : John Wiley & Sons, 2009.

SEDRA, A. S.; SMITH, K. C. *Microelectronic circuits.* : New York: Oxford University Press, 1998.

SHAW, I. S. *Fuzzy control of industrial systems: theory and applications.* : Springer, 2013.

YAZDANI, A.; IRAVANI, R. *Voltage-sourced converters in power systems: modeling, control, and applications.* : John Wiley & Sons, 2010.

APÊNDICE A - SISTEMAS REFERENCIAIS

A.1 INTRODUÇÃO

O conceito de fasor espacial tem grande importância para a modelagem de conversores e máquinas, além de facilitar o entendimento do controle em sistemas referenciais arbitrários. Sendo assim, um breve resumo será apresentado nesse apêndice.

A.2 FASOR ESPACIAL

Seja uma grandeza trifásica simétrica equilibrada:

$$f_a(t) = \hat{f} \cos(\omega t + \phi) \quad (\text{A.1a})$$

$$f_b(t) = \hat{f} \cos\left(\omega t + \phi - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{A.1b})$$

$$f_c(t) = \hat{f} \cos\left(\omega t + \phi + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{A.1c})$$

onde, \hat{f} , ω e ϕ são valor de pico, frequência angular e ângulo de defasagem da fase a para a referência respectivamente.

O fasor espacial é definido então (KRAUSE et al., 2013):

$$\vec{f}(t) = \frac{2}{3} \left[e^{j0} f_a(t) + e^{j\frac{2\pi}{3}} f_b(t) + e^{-j\frac{2\pi}{3}} f_c(t) \right] \quad (\text{A.2})$$

Substituindo as grandezas trifásicas (A.1) e usando as identidades $\cos \theta = \frac{1}{2} (e^{j\theta} + e^{-j\theta})$ e $(e^{j0} + e^{j\frac{2\pi}{3}} + e^{-j\frac{2\pi}{3}}) = 0$, pode-se obter representar o fasor espacial:

$$\vec{f}(t) = \left(\hat{f} e^{j\phi} \right) e^{j\omega t} = \hat{f} e^{j(\omega t + \phi)} \quad (\text{A.3})$$

Por ser uma grandeza complexa o fasor espacial pode ser representado como um

fasor no plano complexo. O termo $e^{j\omega t}$ faz com que esse fasor gire no sentido anti-horário no plano complexo à uma frequência angular ω . Se $\vec{f}(t)$ tem módulo constante o fasor é análogo ao conceito convencional de fasor que pode ser usado para análise em regime.

A.3 REPRESENTAÇÃO $\alpha\beta$

O fasor espacial pode ser representado no plano complexo. Os eixos real e imaginário são chamados então de α e β respectivamente, formado assim o sistema de coordenadas ortogonais $\alpha\beta$. Decompondo o fasor espacial tem-se:

$$\vec{f}(t) = \vec{f}_{\alpha\beta}(t) = f_\alpha(t) + j f_\beta(t) \quad (\text{A.4})$$

Desenvolvendo (A.2), separando a parte real e imaginária e colocando em forma matricial, pode-se escrever:

$$\mathbf{f}_{\alpha\beta} = \frac{2}{3} [\mathbf{T}_{\alpha\beta}] \mathbf{f}_{abc} \quad (\text{A.5a})$$

$$\mathbf{f}_{abc} = [\mathbf{T}_{\alpha\beta}]^T \mathbf{f}_{\alpha\beta} \quad (\text{A.5b})$$

onde as matrizes de transformação são:

$$[\mathbf{T}_{\alpha\beta}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{A.6a})$$

$$[\mathbf{T}_{\alpha\beta}]^T = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{A.6b})$$

A Figura 28 mostra os eixos as , bs e cs nos quais as grandezas trifásicas são colocadas para aplicação do conceito de fasor espacial. É possível ver também os eixos $\alpha\beta$ e concluir que os valores $f_\alpha(t)$ e $f_\beta(t)$ são projeções do fasor espacial e nos eixos real e imaginário respectivamente.

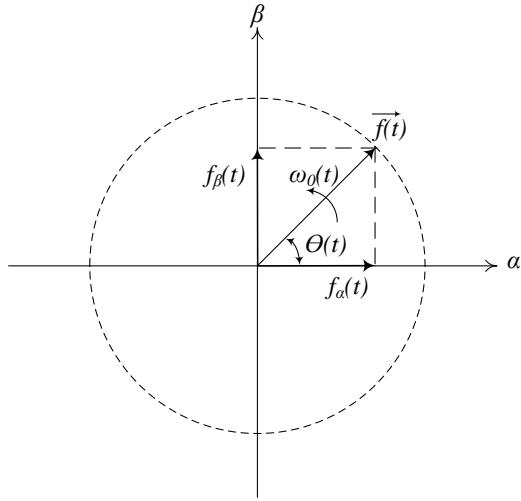


Figura 28: Fasor espacial e a representação em coordenadas $\alpha\beta$.

A.4 REPRESENTAÇÃO NO REFERENCIAL ARBITRÁRIO

Na análise de máquinas elétricas é comum a mudança de variáveis a fim de fazer com que algumas grandezas se tornem invariantes no tempo, ou estacionárias. A representação dq consiste em um sistema de eixos ortogonais que gira com uma frequência angular ω arbitrária com suas respectivas projeções nos eixos d e q , respectivamente, $f_d(t)$ e $f_q(t)$ (KRAUSE et al., 2013). É possível escrever o fasor espacial em termos de coordenadas $\alpha\beta$ e qd através de:

$$\vec{f}(t) = \vec{f}_{\alpha\beta}(t) = f_\alpha(t) + j f_\beta(t) \quad (\text{A.7a})$$

$$\vec{f}(t) = \vec{f}_{qd}(t) e^{j\rho} = (f_q(t) - j f_d(t)) e^{j\rho(t)} \quad (\text{A.7b})$$

Combinando (A.3) e (A.7) pode-se encontrar a relação:

$$\vec{f}_{qd}(t) = \vec{f}(t) e^{-j\rho} \quad (\text{A.8a})$$

$$\vec{f}_{qd}(t) = \hat{f} e^{j(\omega t + \phi)} e^{-j\rho(t)} \quad (\text{A.8b})$$

$$\vec{f}_{qd}(t) = \hat{f} e^{j(\omega t + \phi - \rho(t))} \quad (\text{A.8c})$$

Essa transformação também pode ser entendida matricialmente. Ela consiste em passar as grandezas trifásicas no tempo $f_a(t)$, $f_b(t)$ e $f_c(t)$ para as grandezas $f_q(t)$ e

$f_d(t)$ conforme:

$$\mathbf{f}_{qd} = \frac{2}{3} [\mathbf{T}_{qd}(\rho)] \mathbf{f}_{abc} \quad (\text{A.9a})$$

$$\mathbf{f}_{abc} = [\mathbf{T}_{qd}(\rho)]^T \mathbf{f}_{qd} \quad (\text{A.9b})$$

onde as matrizes de transformação são:

$$[\mathbf{T}_{qd}(\rho)] = \begin{bmatrix} \cos \rho & \cos \left(\rho - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \left(\rho + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin \rho & \sin \left(\rho - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin \left(\rho + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{A.10a})$$

$$[\mathbf{T}_{qd}(\rho)]^T = \begin{bmatrix} \cos \rho & \sin \rho \\ \cos \left(\rho - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin \left(\rho - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos \left(\rho + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin \left(\rho + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{A.10b})$$

Ainda, a relação entre a posição angular e a frequência angular é dada por:

$$\frac{d\rho}{dt} = \omega_\rho \quad (\text{A.11})$$

Embora a transformação para o referencial arbitrário é uma mudança de variáveis e não necessita significado físico é conveniente visualizar a transformação através das relações trigonométricas conforme é apresentado na Figura 29.

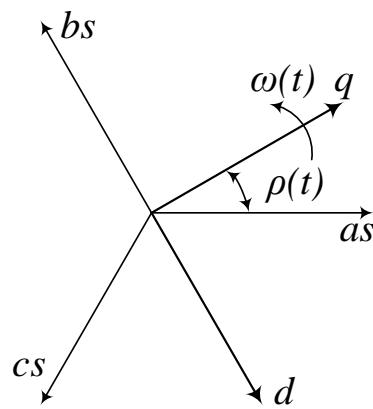


Figura 29: Fasor espacial e a representação em coordenadas arbitrárias qd .

Existem alguns referenciais mais comuns na análise de máquinas elétricas e estão relacionadas a escolha da velocidade do eixo de rotação, ω . A Tabela 7 a seguir resume

os principais sistemas referenciais utilizados na análise de máquinas.

Tabela 7: Resumo e notação dos principais tipos de referencial usados em análise de máquinas.

Velocidade do sistema de referência	Interpretação	Notação
ω	referencial arbitrário	f_{qds} ou f_{qs} e f_{ds}
0	referencial estacionário	f_{qds}^s ou f_{qs}^s e f_{ds}^s
ω_r	referencial fixo no rotor	f_{qds}^r ou f_{qs}^r e f_{ds}^r
ω_e	referencial fixo no estator	f_{qds}^e ou f_{qs}^e e f_{ds}^e

Cada sistema tem suas características e suas aplicações. Neste trabalho será usado o referencial síncrono, ou seja, quando os eixos giram à velocidade síncrona. Isso faz com que em regime permanente as grandezas estatóricas e rotóricas referidas, sejam constantes o que é muito útil quando se deseja controlar a máquina através de controladores mais simples como o PI. Considerando um sistema balanceado cossenoidal como (A.1) o fasor espacial pode ser escrito no referencial síncrono como:

$$\vec{f} = f_q^e + j f_d^e \quad (\text{A.12})$$

em regime, é possível escrever:

$$\vec{F} = F_q^e + j F_d^e \quad (\text{A.13})$$

Como o referencial é cossenoidal, o fasor da fase 'a', da forma convencional, associado ao fasor espacial, pode ser escrito como:

$$\tilde{F}_{as} = \frac{F_q^e - j F_d^e}{\sqrt{2}} \quad (\text{A.14})$$

Se o eixo q do referencial síncrono estiver alinhado ao referencial da fase "a", inicialmente, ou seja $\theta(0) = 0$, o fasor convencional da grandeza na fase "a" terá o mesmo ângulo do fasor espacial no instante zero. Isso pode ser uma característica importante quando se trabalha com controle de máquinas, já que o fasor tem o mesmo ângulo que o fasor espacial. A Figura 30 a seguir mostra essa relação.

De forma resumida, pode-se dizer que (A.14) é válida quando:

- Ângulo inicial da transformação qd nulo, $\theta(0) = 0$;

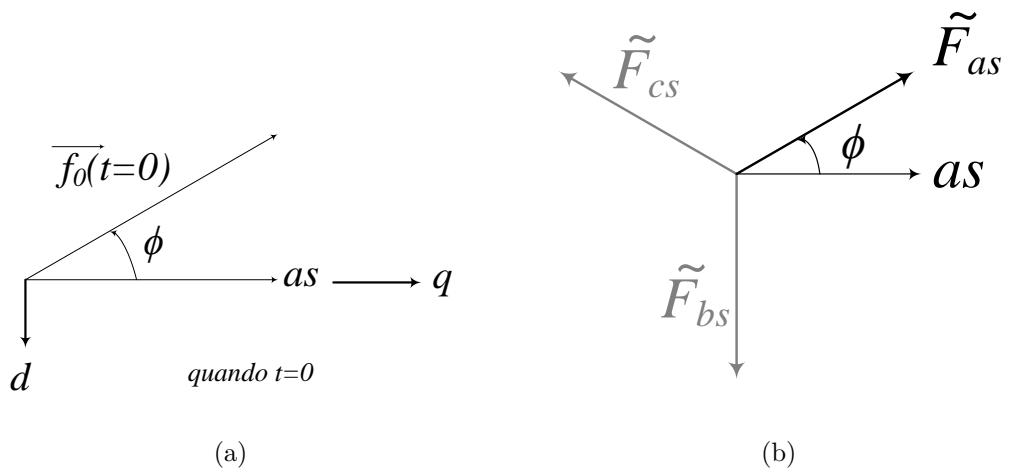


Figura 30: Referencial síncrono. (a) Representação do fasor espacial quando $t = 0$, (b) representação do fasor convencional para grandezas cossenoidais.

- Ângulo elétrico inicial do rotor nulo, $\theta_r(0) = 0$;
- Os fasores são baseados em cossenos.