



UNIVERSIDADE FEDERAL DA BAHIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA

Reginey Azevedo Barbosa

Controle de Tensão para Microrredes CC Utilizando um Controlador *Fuzzy* Adaptativo

Dissertação de Mestrado

Salvador
2020

Universidade Federal da Bahia
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Reginey Azevedo Barbosa

Controle de Tensão para Microrredes CC Utilizando um Controlador *Fuzzy* Adaptativo

Dissertação apresentada ao Programa de
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica,
Escola Politécnica, Universidade Federal
da Bahia, como requisito parcial para ob-
tenção do grau de Mestre em Engenharia
Elétrica

Orientador: André P. N. Tahim
Co-orientador: Durval de Almeida Souza

Área de Concentração: Processamento da Informação
e Energia
Linha de Pesquisa: Sistemas de Potência

Salvador, Bahia, Brasil
Reginey Azevedo Barbosa, junho de 2020

B238 Barbosa, Reginey Azevedo.

Controle de tensão para microrredes CC utilizando um controlador *fuzzy* adaptativo/ Reginey Azevedo Barbosa. – Salvador, 2020.

104 f. : il. color.

Orientador: Prof. Dr. André Pires Nóbrega Tahim.

Co-orientador: Durval de Almeida Souza.

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal da Bahia. Escola Politécnica, 2020.

1. Microrrede CC. 2. Controlador Fuzzy. 3. Conversor CC-CA. I. Tahim, André Pires Nóbrega. II. Souza, Durval de Almeida. III. Universidade Federal da Bahia. IV. Título.

CDD.: 621.31

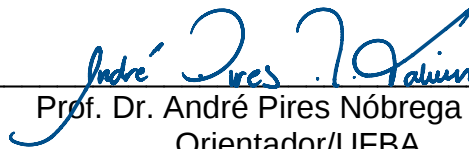
Reginey Azevedo Barbosa

“Controle de Tensão para Microrredes CC Utilizando um Controlador Fuzzy Adaptativo”.

Dissertação apresentada à Universidade Federal da Bahia, como parte das exigências do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, para a obtenção do título de Mestre.

APROVADA em: 01 de Junho de 2020.

BANCA EXAMINADORA



Prof. Dr. André Pires Nóbrega Tahim
Orientador/UFBA



Prof. Dr. Durval de Almeida Souza
Coorientador/IFBA



Prof. Dr. Fabiano Fragoso Costa
UFBA



Prof. Dr. Darlan Alexandria Fernandes
UFPB

Dedico este trabalho ao professor e amigo Durval, o maior incentivador para que esse trabalho fosse concluído, a meu pai Eduardo (in memoriam), que acompanhou quase toda minha trajetória nessa pesquisa, incentivando e se preocupando e, infelizmente, por pouco tempo não pôde presenciar a defesa em vida. Dedico também minha mãe Carmélia e aos meus irmãos, Eduardo Junior, Ericardo, Regiane e Werônica.

“Paciência e perseverança tem o efeito mágico de fazer as dificuldades desaparecerem e os obstáculos sumirem.”

John Quincy Adams

Agradecimentos

Agradeço a minha família, principalmente a meu pai, Eduardo (in memoriam), por sempre me apoiar nas minhas decisões e incentivar tudo relacionado à educação; à minha mãe pela confiança e preocupações; a meus irmãos, Eduardo Junior, Ericardo, Regiane e Werônica, pelo apoio e reconhecimento; à meus avós e tios pelas orações constantes; e aos demais familiares.

Sou grato também ao co-orientador e amigo pessoal Durval Souza, por todo tipo de ajuda que me ofereceu durante todo mestrado, pela companhia do fim de semana que se dividia entre estudo/orientação e bate papo descontraído.

Agradeço ao orientador André Tahim, pela paciência de me orientar mesmo à distância e com dificuldades que minha rotina ofereceu, pelas boas contribuições dadas ao trabalho e pela confiança.

Agradeço ao IFBA por ter permitido e proporcionado condições para que eu pudesse dar sequência aos estudos.

Ao corpo docente da UBFA, pelos conhecimentos compartilhados. Aos colegas de faculdade por cada momento de estudo compartilhado e aos colegas de trabalho do IFBA.

Agradeço aos colegas de faculdade e da pós-graduação, em especial Ademário, Thais, Manoel, Coletto Neto, Luiz Fernando e Leandro Leydian.

Agradeço ainda ao Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica da UFBA, pela oportunidade a mim concedida.

Resumo

Este trabalho modela uma microrrede CC e projeta seus controladores. O controle é composto por duas malhas, uma interna da corrente CA e uma externa de tensão de barramento CC. O controlador projetado para a malha de corrente é o compensador proporcional ressonante, que possui ganho infinito na frequência de ressonância garantindo erro nulo no regime permanente para entradas senoidais. Foi proposto um controlador adaptativo para a malha externa que combina a eficácia do controlador PI com a capacidade de assimilar instruções e executar tarefas do controlador *Fuzzy*. Esse controlador, denominado controlador inteligente (CI) é composto por um compensador PI e um controlador *Fuzzy*, comandados por uma estratégia de controle. A base de regras do controlador *Fuzzy* é construída a partir do sinal de controle do controlador PI quando alcança o regime permanente, pois tal sinal corresponde ao valor ótimo para manter a tensão de barramento CC no valor determinado para o ponto de operação. Esse valor de sinal de controle é processado e armazenado, tornando o sistema adaptado à região em torno desse ponto de operação. Quando a microrrede é imposta a um ponto de operação igual ou parecido com aquele já exposto, o CI está apto a impor um sinal instantâneo capaz de controlar a tensão de barramento CC. A microrrede foi implementada em ambiente de simulação e avaliada sobre dois cenários distintos: no primeiro, a microrrede passa por pontos de operação que vêm a se repetir; enquanto no segundo, tais pontos se assemelham, mas não são idênticos. Esses dois cenários permitem analisar o potencial de adaptabilidade do CI. Os resultados obtidos mostram que a microrrede é capaz de adaptar à uma região de operação a partir de um ponto, atribuindo, então, um potencial adaptativo, notável quando o CI atua mitigando o transitório deixado pelo controlador PI. Enquanto o controlador PI permite oscilações intensas e duradouras que pode danificar a carga CC, o CI atua diminuindo drasticamente os efeitos do transitório, tornando a microrrede mais segura, evitando problemas com as cargas CC.

Palavras-chaves: Microrrede CC, inferência *Fuzzy*, compensador PI, compensador proporcional ressonante, conversor CC-CA.

Abstract

This work models a DC microgrid and designs its controllers. The control consists of two loops, one internal for AC current and one external for DC bus voltage. The controller designed for the current loop is the resonant proportional compensator, which has an infinite gain in the resonance frequency guaranteeing zero error in the permanent regime for sinusoidal inputs. An adaptive controller for the external mesh has been proposed that combines the efficiency of the PI controller with the ability to assimilate instructions and perform tasks of the Fuzzy controller. This controller, called intelligent controller (CI), is composed of a PI compensator and a Fuzzy controller, commanded by a control strategy. The Fuzzy controller rule base is built from the control signal of the PI controller when the steady state is reached, as this signal corresponds to the optimum value for maintaining the DC bus voltage at the value determined for the operating point. This control signal value is processed and stored, making the system adapted to the region around this point of operation. When the microgrid is imposed on an operating point equal to or similar to the one already exposed, the CI is able to impose an instantaneous signal capable of controlling the DC bus voltage. The microgrid was implemented in a simulation environment and evaluated under two different scenarios: in the first, the microgrid goes through points of operation that come to be repeated; while in the second, such points are similar, but are not identical. These two scenarios allow us to analyze the potential for CI adaptability. The results obtained show that the microgrid is capable of adapting to a region of operation from a point, thus assigning an adaptive potential, notable when the CI acts to mitigate the transient left by the PI controller. While the PI controller allows intense and long-lasting oscillations that can damage the DC load, the CI acts by drastically reducing the effects of the transient, making the microgrid safer, avoiding problems with the DC loads.

Keywords: DC microgrid, Fuzzy inference, PI compensator, resonant proportional compensator, CC-AC converter.

Lista de Figuras

1.1	Principais componentes de uma microrrede CC.	2
3.1	Modelo de microrrede CA inteligente.	16
3.2	Configuração de microrrede CC.	17
3.3	Células fotovoltaica: (a) curva característica $I \times V$, (b) Circuito equivalente.	21
3.4	Diagrama geral de um sistema PV conectado à rede.	24
3.5	Forma de onda da potência fornecida pelo inversor.	26
3.6	Diagrama geral de um sistema PV conectado com um capacitor no link CC para desacoplamento de energia elétrica.	26
3.7	Curvas característica de um painel PV com (a) variação de irradiância e (b) variação de temperatura.	28
3.8	Fluxograma do algoritmo MPPT P&O.	30
3.9	Erro apresentado pelo método P&O com mudança brusca de irradiação.	30
3.10	Circuito equivalente do conversor Boost.	31
3.11	Circuito equivalente para a primeira etapa de operação.	32
3.12	Circuito equivalente para a segunda etapa de operação.	32
3.13	Topologia do conversor CC-CA.	34
3.14	Esquema do barramento CC e conversor CA.	38
4.1	Esquema da microrrede proposta.	41
4.2	Dados de entrada para o painel PV utilizado em simulação.	42
4.3	Algoritmo MPPT P&O implementado no PSim.	43
4.4	Modulador PWM do conversor CC-CC.	44
4.5	Esquema de controle do conversor CC-CC com o algoritmo MPPT.	45

4.6	Resposta temporal do rastreamento do MPP utilizando o conversor <i>Boost</i> .	45
4.7	Modulador PWM do conversor CC-CA.	47
5.1	Sistema de controle da microrrede.	49
5.2	Malha de controle da microrrede.	50
5.3	Circuito do conversor CC-CA implementado no PSim.	53
5.4	Esquema de controle para fazer a varredura em frequência do circuito CC-CA e da função de transferência $G_{ig}(s)$	53
5.5	Diagrama de Bode do circuito e da função de transferência $G_{ig}(s)$ gerado pela ferramenta de varredura em frequência.	54
5.6	Malha de controle de corrente do conversor CC-CA.	54
5.7	Diagrama de Bode do compensador Proporcional Ressonante.	55
5.8	Circuito do conversor CC-CA implementado no PSim.	56
5.9	Esquema do circuito de controle da corrente do conversor CC-CA imple- mentado no PSim.	56
5.10	Corrente no indutor L_g do conversor CC-CA com inversão no fluxo de potência em 0,1 s.	57
5.11	Corrente no indutor L_g do conversor CC-CA regime permanente.	58
5.12	Detalhe da corrente no indutor L_g no momento da inversão do fluxo de potência.	58
5.13	Erro da corrente no indutor L_g do conversor CC-CA.	59
5.14	Corrente injetada/absorvida da rede multiplicada por 25 e tensão na rede.	60
5.15	Detalhe da tensão e corrente na mudança de sentido no fluxo de potência.	60
5.16	Estrutura interna do Controlador Inteligente.	62
5.17	Malha de controle da microrrede.	63
5.18	Malha de controle resultante da microrrede.	64
5.19	Malha de controle simplificada da microrrede.	64
5.20	Comparação entre o diagrama de Bode de $G_{res}(s)$ e $G_{vc}(s)$	65
5.21	Diagrama de Bode do compensador PI.	66
5.22	Esquema do controle implementado para a microrrede.	66
5.23	Tensão no barramento CC utilizando controlador PI.	67

5.24	Erro da tensão de barramento usando controlador PI.	68
5.25	Amplitude da corrente no indutor L_g usando controlador PI (tensão de barramento) e PR (corrente CA).	68
5.26	Corrente e tensão em fase usado controlador PI (tensão de barramento) e PR (corrente CA).	69
5.27	corrente e tensão com fase opostas (tensão de barramento) e PR (corrente CA).	70
5.28	Inversão do fluxo de potência observado na corrente no indutor L_g	71
5.29	Controlador Inteligente para a tensão do barramento CC.	72
5.30	Funções de pertinências para as variáveis de entrada (a) potência fotovoltaica e (b) potência de carga.	72
5.31	Modelo da tabela de base de regras do controlador Fuzzy.	73
5.32	Fluxograma da estratégia de controle do controlador de tensão.	74
5.33	Gráfico do erro para determinação do regime permanente.	76
6.1	Resposta do sistema para ao primeiro cenário utilizando o controlador PI.	79
6.2	Envoltória da corrente no lado CA para o primeiro cenário e utilizando o controlador PI para a tensão de barramento CC.	80
6.3	Resposta do sistema para o primeiro cenário e utilizando controlador CI.	81
6.4	Amplitude da corrente no indutor para o primeiro cenário e usando controlador CI.	84
6.5	Resposta do sistema para o segundo cenário e utilizando o controlador PI.	85
6.6	Amplitude da corrente no indutor para o segundo cenário e utilizando o controlador PI para o controle da tensão de barramento CC.	86
6.7	Resposta do sistema para o segundo cenário e utilizando o controlador CI.	87
6.8	Amplitude da corrente no indutor para o segundo cenário e utilizando o controlador CI para a tensão de barramento CC.	88
6.9	Transitório inicial do sistema	90
6.10	Corrente no indutor em regime permanente.	91
6.11	Inversão de fase e FP unitário, usando controlador PI no controle de tensão.	92
6.12	Inversão de fase e FP unitário, usando controlador CI no controle de tensão.	92

6.13	Transição suave da corrente do indutor.	93
6.14	Transitório brusco da corrente no indutor, sem inversão no sentido da potência.	94
6.15	Transitório brusco da corrente no indutor, com inversão do sentido da potência.	95

Lista de Tabelas

5.1	Valores dos componentes do conversor CC-CA.	52
6.1	Primeiro cenário de simulação.	78
6.2	Resultado numérico do primeiro cenário utilizando o controlador PI. . . .	79
6.3	Resultado numérico do primeiro cenário e controlador CI.	82
6.4	Segundo cenário de simulação.	84
6.5	Resultado numérico do segundo cenário e controlador PI.	85
6.6	Resultado numérico do segundo cenário e controlador CI.	88
6.7	Comparativo dos resultados para o primeiro cenário.	89
6.8	Comparativo dos resultados para o segundo cenário.	89

Sumário

1	Introdução	1
1.1	Motivação	3
1.2	Definição do problema	4
1.3	Objetivo	5
1.3.1	Objetivo Geral	5
1.3.2	Objetivos Específicos	5
1.4	Estrutura do documento	6
1.5	Publicações	6
2	Revisão Bibliográfica	8
3	Abordagem Teórica e Metodológica	12
3.1	Geração Distribuída	12
3.2	Microrrede	14
3.3	Gerenciamento de Microrredes	18
3.4	Componentes Básicos da Microrrede Proposta	19
3.4.1	Células Fotovoltaicas	20
3.4.2	Rastreamento do Ponto de Máxima Potência	28
3.4.3	Método Perturba e Observa (P&O)	29
3.4.4	Conversor CC-CC <i>Boost</i>	31
3.4.5	Conversor CC-CA	34
3.4.6	Barramento CC	37
4	Microrrede Proposta	41

4.1	Parâmetros do Arranjo Fotovoltaico	41
4.2	Técnica MPPT Utilizada	42
4.3	Validação do Algoritmo MPPT	44
4.4	Capacitância do Barramento CC	46
4.5	Parâmetros do Conversor CC-CA	46
5	Sistema de Controle da Microrrede	49
5.1	Controlador da Corrente do lado CA	51
5.1.1	Validação da Planta de Corrente $G_{ig}(s)$	52
5.1.2	Projeto do Compensador Proporcional Ressonante	54
5.1.3	Análise da Planta do Conversor CC-CA em Malha Fechada	56
5.1.4	Discretização do Compensador Proporcional Ressonante	61
5.2	Controlador de Tensão do Barramento CC	62
5.2.1	Compensador de Tensão Proporcional Integral	63
5.2.2	Análise em Malha Fechada da Planta de Tensão G_{vC}	65
5.3	Controlador Inteligente da Tensão do Barramento CC	67
5.3.1	Estrutura do Controlador de Tensão Inteligente	69
5.3.2	Controlador <i>Fuzzy</i>	70
5.3.3	Estratégia de Controle do Controlador de Tensão	73
5.3.4	Regime Permanente	75
6	Resultados e Discussões	77
6.1	Tensão do Barramento CC	77
6.1.1	Primeiro cenário de simulação	77
6.1.2	Controlador PI Aplicado ao Primeiro Cenário	78
6.1.3	Controlador Inteligente Aplicado ao Primeiro Cenário	80
6.1.4	Segundo cenário de simulação	83
6.1.5	Controlador PI Aplicado ao Segundo Cenário	83
6.1.6	Controlador Inteligente Aplicado ao Segundo Cenário	85
6.1.7	Considerações Finais Sobre o Controlador de Tensão	88
6.2	Corrente do Lado CA	89
6.2.1	Transitório Inicial	90

6.2.2	TDH e PF	91
6.2.3	Transitório Suave	93
6.2.4	Transitório Brusco	93
6.2.5	Considerações Finais Sobre a Corrente no Indutor	94
7	Conclusões e Trabalhos Futuros	96
	Referências Bibliográficas	99

Capítulo 1

Introdução

As alterações climáticas têm preocupado os ambientalistas e estimulado avanços tecnológicos visando a preservação do meio ambiente e a substituição de tecnologias que agredem o ecossistema. Neste contexto, vêm crescendo as investidas em geração de energia renovável e limpa e que impliquem menor custo ambiental e atenda às exigências do sistema elétrico.

Com o fortalecimento das pesquisas na área de energia renováveis, surgiu o conceito de geração distribuída, a qual é uma forma de geração de menor porte, se comparadas com as tradicionais centrais geradoras, e podem ser conectadas em diversos pontos do sistema elétrico, seja na transmissão ou na distribuição.

Entende-se por microrrede o agrupamento de cargas e fontes de energia, que formam um subsistema de maneira autossuficiente e sem prejuízo da rede [1]. As microrredes podem ser classificadas como microrrede CC ou microrrede CA, as quais serão brevemente discutidas posteriormente, entretanto esse trabalho trata das microrredes CC. O objeto de estudo desse trabalho é a microrrede CC, que geralmente é composta por um fonte renovável, o conversor com o algoritmo de Rastreamento do Ponto de Máxima Potência (*maximum power point tracking* - *MPPT*), o barramento CC e um conversor bidirecional de integração com a rede, conforme ilustrado na Figura 1.1.

O MPPT rastreia o ponto de máxima potência para melhorar a eficiência do painel fotovoltaico de modo a extrair a máxima energia dos painéis. O barramento CC é onde são ligadas as cargas CC e o conversor bidirecional está ligado à rede de distribuição, o qual deve fazer o controle e gerenciamento de energia consumida e injetada na rede.

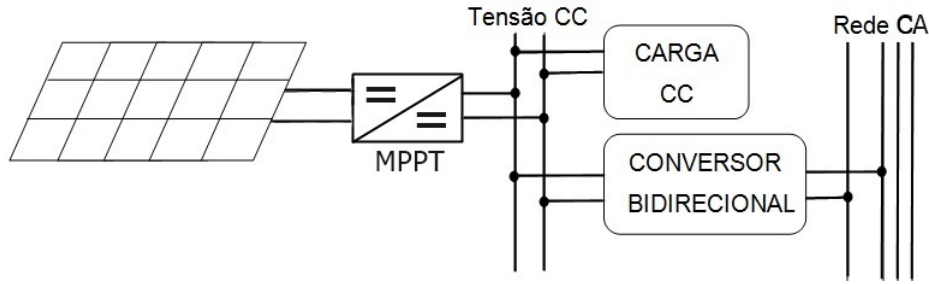


Figura 1.1: Principais componentes de uma microrrede CC.

A integração entre o barramento CC e a rede principal é realizada por meio de um conversor bidirecional que possui a função de fazer a regulação de tensão do barramento CC por meio do controle do fluxo de potência. O controle do fluxo de potência é feito de acordo com a necessidade de consumo e geração, fazendo o gerenciamento da energia [2].

A arquitetura de uma microrrede deve ser modular, a fim de acomodar o crescimento da demanda com flexibilidade e confiabilidade. Desta forma uma microrrede deve possuir as seguintes características: i) autonomia (são capazes de agregar diferentes dispositivos de geração e operar autonomamente); ii) flexibilidade (não existe a necessidade de previsão detalhada da expansão da microrrede para longos períodos, uma vez que uma grande variedade de dispositivos podem ser agregados ao sistema conforme a necessidade); iii) eficiência e confiabilidade (a conexão de fontes, geralmente, renováveis, próxima à carga, por meio da eletrônica de potência, reduz as perdas na transmissão e habilita a microrrede a se comportar como um sistema autônomo, propondo uma operação em modo ilhado quando das perturbações na rede principal); e iv) escalonabilidade (devido à sua característica de autonomia, a expansão do sistema pode ser feita de maneira modular, sem sobrecarregar o sistema principal.) [1]. Para atender a todos estes requisitos, é necessário uma eletrônica de potência robusta e uma dinâmica eficiente nos sistemas de controles envolvidos.

As pesquisas em integração de sistemas de eletrônica de potência, portanto, estão sendo focadas nos seguintes aspectos: controle de fluxo de potência; proteção e qualidade de energia; e modelagem orientada a sistema de conversores de energia.

1.1 Motivação

As microrredes estão sujeitas a perturbações do sistema ocasionados pela variação da potência gerada e/ou da carga. Essas perturbações provocam distúrbios na tensão de barramento caracterizado pelo sobresinal intensos do transitório ou grandes oscilações que podem provocar desgastes dos componentes eletrônicos do sistema e da carga [3].

Qualquer alteração no fluxo de potência da microrrede leva a uma perturbação na tensão do barramento, sendo intensificada conforme o nível dessa variação no fluxo. As principais razões para os distúrbios de energia na microrrede CC são:

- mudança abrupta das cargas CC;
- variação na potência das unidades de geração; e
- flutuações de troca de energia entre a microrrede e a rede principal [4].

A intermitência é uma característica intrínseca das fontes renováveis, tais como, eólica, marés, fotovoltaica. Essa intermitência causada pela variabilidade da energia primária (cinética dos ventos, luminosa do sol, etc.) provoca variação na energia gerada, ocasionando mudança no balanço de potência, e consequentemente, provoca distúrbios na microrrede.

De modo similar, a potência de carga do barramento CC da microrrede pode ser modificada quando o consumidor insere ou retira um determinado equipamento, ocasionando um desequilíbrio de potência, resultando em uma perturbação do sistema.

É notória a necessidade de um controle eficiente da microrrede para tornar possível sua operação sem danificar os equipamentos conectados a ela, assim como não apresentar problemas na conexão do sistema de geração com a rede da concessionária. Para fazer essa conexão, o sistema, no ponto de conexão, deve respeitar as tolerâncias máximas admitidas pela agência reguladora, ANEEL, no Brasil. Com isso, a comunidade científica concentra pesquisas de topologias de conversores e algoritmos de controle para garantir qualidade de energia, eficiência e confiabilidade. Portanto, o controlador da microrrede deve ser eficiente e rápido para garantir a estabilidade e mitigar transitórios danosos à microrrede.

1.2 Definição do problema

As microrredes não tem somente vantagens, elas apresentam algumas características intrínsecas à sua filosofia tais como: transitório intenso devido a mudança de sentido do fluxo de energia; aumento de harmônicos de alta frequência devido ao uso de dispositivos eletrônicos; frequentes flutuações de tensão causadas, principalmente, pela natureza variável das fontes de energia renováveis [5].

Os conversores de energia que utilizam formas de controle tradicionais do tipo PID admitem oscilações de tensão que são indesejáveis ao sistema. Essas oscilações devem ser minimizadas, pois são bastante prejudiciais uma vez que provoca danos aos componentes presentes no sistema [3].

De acordo com (Dang et. al., 2015), é bastante desafiador fazer o controle desses conversores de forma precisa e robusta diante de tantas circunstâncias como: incertezas de parâmetro do sistema e existência de perturbações súbitas de cargas, especialmente as não-lineares, como os retificadores a diodo que distorcem bruscamente a tensão da carga [6].

Segundo (Chang et. al., 2014), um controlador PI clássico, pode atender alguns requisitos de projeto para um conversor, no entanto, há situações provocadas por variação de carga e incertezas dos parâmetros em que esse tipo de controlador não será suficiente para manter os valores abaixo das tolerâncias aceitáveis [3].

A modelagem do sistema se torna complexa devido à variação dos parâmetros da microrrede, caracterizada pela frequente variação de carga, intermitência da fonte geradora, ou mesmo das incertezas dos componentes dos conversores. Ou seja, vários dos parâmetros do sistema podem sofrer variações que dificultam sua modelagem matemática. A aplicação de lógica *Fuzzy* é indicada para sistemas complexos como esse, pois essa técnica não depende da modelagem matemática precisa, apenas do conhecimento do sistema [3].

Como há variações de parâmetros do sistema, o desempenho dos controladores clássicos do tipo PID, que são projetados para um ponto de operação, podem ser afetados. E ainda, a resposta transitória de conversores com um controlador de ganho fixo pode não ser suficientemente rápida comprometendo a qualidade da energia de saída, de forma

a não cumprir os padrões esperados.

Diante dos problemas citados, este trabalho descreve uma microrrede composta por duas malhas de controle: uma externa, que controla a tensão do barramento, e outra interna, que sintetiza a corrente CA. O controlador de corrente é o compensador Proporcional Ressonante, que tem ganho infinito na frequência de ressonância projetada, garantindo erro nulo no estado estacionário para referências senoidais. Para o controle de tensão é proposto um Controlador Inteligente (CI). Este controlador é composto por um compensador Proporcional Integral e um controlador *Fuzzy*, que trabalham em conjunto obedecendo uma estratégia de controle. Tal estratégia atribui características adaptativas ao controlador, que o torna capaz de mitigar os distúrbios causados por uma perturbação ao sistema dentro de uma região em torno do ponto de operação conhecido.

1.3 Objetivo

1.3.1 Objetivo Geral

Modelar uma microrrede CC e projetar seus controladores a fim de sintetizar a corrente CA adequada e manter a tensão no barramento CC constante, reduzindo o sobressinal e tempo dos transitórios quando submetido a perturbações causadas pela variação de carga e/ou energia gerada.

1.3.2 Objetivos Específicos

- Obter o modelo linearizado do conversor bidirecional CC-CA através da sua função de transferência;
- Projetar o compensador Proporcional Ressonante capaz de fazer o controle da corrente do lado CA;
- Definir o conversor CC-CC e seu algoritmo MPPT;
- Obter o modelo linear da microrrede CC escolhida para estudo;
- Projetar o compensador PI para o controle da tensão de barramento;

- Elaborar o controlador *Fuzzy* para operar juntamente com o controlador PI;
- Elaborar a estratégia de controle envolvendo o compensador PI e o controlador *Fuzzy*, visando mitigar as perdas e os distúrbios na qualidade de energia assim como melhorar a sua resposta dinâmica;
- Simular a microrrede em um ambiente computacional com o controle do tipo PI na malha de tensão e posteriormente com o controlador proposto, ambos com o controle PR na malha de corrente a fim de comparar o desempenho;
- Avaliar o desempenho da microrrede com os controladores projetados comparando-o com controle clássico mais usado na literatura, o compensador PI.

1.4 Estrutura do documento

Este documento está organizado da seguinte forma: No Capítulo 2 realiza-se a revisão bibliográfica a fim de trazer ao leitor métodos e soluções relevantes para esse problema. O capítulo 3 trás uma abordagem teórica e metodológica visando conhecer a filosofia das microrredes, componentes integrantes e suas funções. No Capítulo 4 discorre sobre características da microrrede proposta, descrevendo as configurações e parâmetros utilizados em cada um dos componentes, além de fazer a modelagem matemática necessária. O Capítulo 5 é dedicado aos projetos do controlador de corrente do lado CA e o controlador de tensão proposto e suas respectivas análises prévias. O Capítulo 6 descreve a forma de simulação adotada e a avaliação dos resultados obtidos, os quais se dividem em tensão do barramento CC e corrente do lado CA. Finalmente, as considerações finais e trabalhos futuros são retratadas no Capítulo 7.

1.5 Publicações

No desenvolver desse trabalho foi submetido e aceito dois artigos para apresentação em simpósio e congresso, sendo o primeiro *Brasilian Tecnologie Symposium – BTSym*, realizado na Cidade de Campinas-SP com organização da Universidade Adventista Mackenzie e Universidade Estadual de Campinas – Unicamp. Esse mesmo trabalho

foi selecionado para compor um capítulo de livro publicado na revista Springer, direcionado pela comissão do simpósio citado. O segundo foi aceito e apresentado de forma oral no evento *Innovative Smart Grid Technologies (ISGT) Latin America*, organizado pela IEEE Power & Energy Society (PES) realizado na cidade de Gramado-RS e publicado na plataforma IEEE Xplore

- Azevedo Barbosa R., de Almeida Souza D. (2019) Performance Comparison between a Single-Phase Bidirectional Converter Connected to the Grid Using PI and Fuzzy Controllers. In: Iano Y., Arthur R., Saotome O., Vieira Estrela V., Loschi H. (eds) Proceedings of the 4th Brazilian Technology Symposium (BTSym'18). BTSym 2018. Smart Innovation, Systems and Technologies, vol 140. Springer, Cham
- Barbosa, R. A., de Almeida Souza, D., & da Nóbrega Tahim, A. P. (2019, September). Adaptive Control of DC Microgrid Using PI Controller and Fuzzy Inference. In 2019 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference-Latin America (ISGT Latin America) (pp. 1-6). IEEE.

Capítulo 2

Revisão Bibliográfica

Este capítulo é destinado a trazer alguns métodos utilizados para o controle de microrredes CC buscados na literatura, especificamente para estabilização da tensão de barramento CC. Vale ressaltar que é difícil comparar os diferentes métodos de controle abordados aqui, pois se aplicam à diferentes topologias de microrrede, que podem ser distintas de acordo com as fontes geradoras, presença ou ausência de elementos armazenadores de energia, forma de conexão com a rede e topologias dos conversores envolvidos. Apesar dessa diversidade entre as microrredes tornar difícil a comparação entre os métodos de controle, o objetivo desse capítulo é trazer informações de como as pesquisas nesta área estão sendo desenvolvidas.

Akbari et al. e Geng et al. modelam microrredes híbridas e controladores PI utilizando as variáveis nas referências dq para fazer o controle da microrrede. Em ambos os trabalhos eles inserem unidade de armazenamento de energia e mais de uma fonte geradora. A forma de controle parte do balanço energético envolvendo todas as fontes, elementos armazenadores e a rede CA que a microrrede está conectada [7], [8]. Zhao et al. e Ngom et al. trabalham com microrrede híbrida, composta por uma parte CA e outra CC. A subrede CC, tem a topologia de uma microrrede CC, porém, pode ter fluxo de potência entre as subrede CA e subrede CC. O controle da tensão de barramento da subrede CC é feito a partir de controladores convencionais PID, porém suas variáveis de tensão e potências são analisadas nas referências dq [9], [10]. Zhao et al. modifica a malha de tensão considerando a potência medida no enrolamento do aerogerador para melhorar a estratégia de controle. Ngom et al. fez pequena modificação na malha de

controle a fim de melhorar o desempenho do sistema.

You et al. propõe combinar o resistor virtual baseado no método do controle de amortecimento ativo com hardware condicionador de tensão de barramento CC. O circuito de condicionamento é composto por dispositivos chaveados e componentes de armazenamento de energia que deve ser controlado para simular o resistor virtual. Esse resistor virtual serve para aumentar o amortecimento do barramento CC a fim de melhorar a estabilidade do sistema. O controle de amortecimento ativo é usado para controlar a ponte completa de mudança de fase, atuando sobre o defasamento da impedância de entrada em baixa frequência para melhorar a estabilidade da tensão do barramento CC. Os autores usam Simulink/Matlab para simular o sistema de controle proposto e mostram os parâmetros do sistema estudado. O primeiro teste é feito adicionando uma carga repentina ao barramento para observar a eficácia do controle. O controle proposto é comparado com as técnicas utilizadas de forma separada. O controle por amortecimento ativo atuando sozinho mostra maior amplitude e tempo de oscilação; quando utilizado somente o circuito condicionador de tensão do barramento CC, a amplitude e a oscilação é diminuída consideravelmente; já a combinação das duas técnicas, proposta pelos autores, reduz a amplitude do transitório [11].

Wang et al. propõe o controle de tensão incluindo a técnica de perturba e observa não linear na malha de tensão, por meio de controle *feedforward*. Uma vantagem dessa técnica é reduzir o número de sensores, pois é medido somente a tensão do barramento e a potência CA, não havendo necessidade da medição das variáveis de carga e da fonte. Além desse controle, os autores ainda projetam um compensador de tempo morto para melhorar o desempenho do método. Os autores indicam essa técnica para ser utilizada tanto em microrrede CC quanto em microrrede híbridas. O desempenho do método proposto por Wang et al. foi avaliado implementando um protótipo do sistema de uma microrrede de 30 kVA, incluindo armazenamento de energia e sistema de geração de energia fotovoltaica. O sistema foi analisado em dois cenários que diferia apenas pela capacitância de barramento CC. O controle foi avaliado de três maneiras: um controlador PI tradicional, o controle proposto sem o compensador de tempo morto e posteriormente com tal compensador. Os resultados mostraram que o controle proposto tem bom desempenho que ainda é melhorado quando é implementado em conjunto com

o compensador de tempo morto. Ressaltam também, que o desempenho da microrrede é melhorado com o aumento da capacitância do barramento CC [12].

Tsai-Fu et al. (2013) propõe a regulação da tensão de barramento usando o método de controle por inclinação. A tensão é controlada dentro de uma faixa determinada (380 ± 20 V) a partir da relação linear, adotada pelos autores, entre a tensão do barramento e a corrente do indutor do conversor bidirecional. A tensão de barramento é aumentada linearmente quando há um aumento de corrente a ser injetada na rede, resultante de menor demanda da carga CC e, de modo similar, a tensão de barramento CC é diminuída linearmente quando há um aumento de demanda da carga. O controle é feito na forma discreta com frequência de amostragem a cada ciclo da tensão linha, atualizando o sinal de controle somente no cruzamento de zero de cada ciclo, a fim de minimizar a distorção na corrente. Como a mudança no balanço de potência pode ser modificado em qualquer instante dentro de cada ciclo de linha, uma alteração distante do próximo cruzamento de zero pode ocasionar intensas sub ou sobretensões [13]. Em Tsai-Fu et al. (2015), o mesmo controle por inclinação é melhorado pelos autores diminuindo o período de amostragem para cada um quarto de ciclo de linha, melhorando o tempo de atualização do sinal de controle. Assim, a cada quarto de ciclo de linha o controlador faz a checagem do balanço de potência e atua no controle, evitando o problemas de intensas flutuações de tensão. O sistema foi implementado com dois arranjos fotovoltaicos em paralelo e um conversor bidirecional de 5 kW [14].

De Le et al. projeta um controle *Fuzzy* adaptativo de forma a atualizar os ganhos do controlador PID. Os autores projetam um controlador PID com ganhos iniciais K_{p0} , K_{i0} e K_{d0} que são alterados de acordo com a saída de um controlador *Fuzzy*. O controlador *Fuzzy* tem como entrada o erro e a taxa de variação do erro. Cada entrada foi dividida em sete funções de pertinência que são inferidas uma a uma. O controlador *Fuzzy* possui três saídas que são os valores das variações que devem ser acrescentadas nos ganhos iniciais do controlador PID: Δk_p , Δk_i e Δk_d . Os ganhos do controlador PID, são atualizadas dinamicamente a partir das saídas do controlador *Fuzzy*, resultando em ganhos $K_p + \Delta K_p$, $K_i + \Delta K_i$ e $K_d + \Delta K_d$ a cada atualização do sistema. Essa atualização dos ganhos do controlador PID proporciona melhor eficiência do controlador, visto que os ganhos são adaptados de acordo com o ponto de operação do sistema. O controle

proposto foi simulado no Simulink/Matlab adotando uma função de transferência de segundo grau para o conversor em questão. Os autores não especificam o tipo de sistema, porém afirmam que o controlador *Fuzzy* proposto não depende de modelo matemático preciso, assim, tratam o sistema analisado como genérico [15].

Azzouz et al. propõe um controle de tensão de barramento utilizando controle adaptativo com inferência *Fuzzy*. Os autores inserem um bloco de controle *Fuzzy* na malha de controle que tem como entrada o erro e a variação do erro e na sua saída, a variação do sinal de controle. É implementado uma base de regras com sete funções de pertinências para cada uma das entradas pertencentes ao intervalo $(-1,1)$. Essas entradas são inferidas uma a uma para defuzzificar a saída também pertencente ao intervalo $(-1,1)$. A base de regras é ajustada on-line para que o controlador possa se adaptar a diferentes condições de operação. A microrrede CC tem como fonte um gerador eólico de indução duplamente alimentado cuja variáveis são trabalhadas na referência dq. Os resultados foram analisados a partir de um sistema simulado no ambiente Matlab/SimPowerSystem composto por um conjunto de aerogeradores de grande porte, com seus respectivos conversores que o conectam à rede de distribuição. As simulações foram feitas a partir de faltas na rede, provocando perturbações no sistema [16].

Há uma diversidade de técnicas de controle aplicadas a microrrede sendo utilizadas em diferentes configurações de sistemas. Normalmente as técnicas têm como finalidade a diminuição do erro de transitório e atenuação das oscilações ocasionadas durante as perturbações. A inserção de sistema de armazenamento de energia e capacitores volumosos melhoram o amortecimento da tensão de barramento suprimindo as flutuações de tensão provocadas nos momentos que acontecem alterações no balanço de potência da microrrede. Porém, aumenta consideravelmente o tamanho e custo do sistema [13], [12]. Pensando em reduzir a complexidade e custo do sistema, a microrrede proposta neste trabalho não inclui armazenamento de energia, o que dificulta a estabilização da tensão de barramento CC, e por isso a estratégia de controle concentra-se na redução do transitório ocasionado na perturbação do sistema.

Capítulo 3

Abordagem Teórica e Metodológica

Este capítulo aborda assuntos relacionados à microrrede e discorre sobre a geração distribuída, onde a microrrede está inserida e sobre os elementos que a compõe, destacando pontos importantes de operação, métodos utilizados e modelos matemáticos.

3.1 Geração Distribuída

O termo Geração Distribuída (GD) é definido como uma fonte de geração de porte significativamente menor que as grandes centrais geradoras (ou Geração Centralizada - GC) e que podem ser conectadas em diferentes partes do Sistema de Energia Elétrica (SEE), como na transmissão próximo ao consumidor final, nas linhas de distribuição, em sistemas isolados ou não [17].

O artigo 14 do decreto nº 5.165 de 30 de julho de 2004, define GD como a produção de energia elétrica proveniente de empreendimentos de agentes concessionários, permissionários ou autorizados conectados diretamente no sistema elétrico de distribuição do comprador, exceto hidrelétrica com capacidade instalada superior à 30 MW e qualquer termelétrica.

A GD surgiu como proposta de aumentar a capacidade de geração de energia em meio ao rápido aumento da carga, diminuindo os problemas causados pelas picos observados nas curvas de carga, a fim de melhorar a qualidade e confiabilidade do fornecimento de energia [18] .

O desenvolvimento do setor energético vem dando atenção às fontes de geração de

menor porte, favorecendo as gerações distribuídas, pois ela permite um controle flexível do sistema e diminuem as perdas na fase da transmissão até chegar aos consumidores. As GDs podem utilizar as fontes tradicionais de energia, como o petróleo e hidroelétricas, ou fontes de energia renováveis, como as usinas eólica e solar. Porém, nesse âmbito, as energias renováveis se tornam mais promissoras, apesar de apresentarem problemas devido à geração intermitente [19].

Segundo Sheryazov, et. el., o desenvolvimento de energias renováveis no mundo tornou-se viável e alcançou nos países desenvolvidos o percentual de 10 a 25% da produção anual de eletricidade. Ele cita ainda os países com maiores usinas de energia com base em fontes renováveis, dos quais tem-se os EUA, China, Alemanha (usinas eólicas, PVS solar (usina fotovoltaica), França (usina de maré), Japão, Coreia do Sul (solar PV); Itália, Islândia (geotérmica). Este documento não cita o Brasil, que possui 83,3% (segundo o Ministério de Minas e Energia) da sua produção renovável, em sua maioria de hidrelétricas [19].

Quando as GDs foram instalados em alimentadores de distribuição e participaram de operações do sistema, os problemas incluindo fluxo de energia, qualidade de energia, ferroressonância, controle de tensão, redução de perdas, coordenação de dispositivos de proteção, oscilação de tensão e assim por diante, precisaram ser cuidadosamente analisados. Assim, ao se integrar o planejamento e operação das GDs ao sistema de automação da distribuição e ao gerenciamento do lado da demanda se consegue um sistema de distribuição mais abrangente e com maior confiabilidade, eficiência e qualidade da energia [20]. Portanto, para o uso efetivo das GDs é necessário determinar as condições de operação.

Em meio ao contexto da geração distribuída, surgem as microrredes que são empregadas para adequar a energia gerada para as cargas conectadas a ela, assim como fazer o controle do fluxo de potência, com a filosofia de que o cliente pode tanto consumir como fornecer energia ao sistema principal.

A geração distribuída é impulsionada principalmente pelo aumento da demanda energética aliada a questões ambientais, sem deixar de lado a confiabilidade necessária a ser aplicada ao sistema. O agrupamento de pequenas unidades geradoras e suas cargas locais formam um subsistema, que podem ser agrupados a outros subsistemas formando

o sistema elétrico completo. A dissociação do sistema elétrico nesses subsistemas torna-se mais fácil perceber o potencial atribuído às microrredes [1].

3.2 Microrrede

O termo microrrede, foi inserido no contexto da geração distribuída, a qual consiste em um conjunto de componentes tais como unidade geradora de pequeno ou médio porte, unidade de armazenamento e cargas locais. Essas microrredes podem ser ligadas na rede elétrica ou funcionar de forma isolada, sem conexão com a rede [21].

As microrredes vêm despertando atenção no planejamento e na análise da operação de sistemas elétricos modernos, onde a presença de geração distribuída a partir da utilização de fontes renováveis de energia ou mesmo de fontes convencionais de porte menor, torna-se uma realidade [21].

As microrredes podem operar interligada com a rede de distribuição de média tensão ou isolada desta, sem nenhuma ligação a rede de média tensão [22]. A forma de operação depende da situação ou planejamento da microrrede:

- Modo normal: a MR encontra-se interligada a rede convencional, alimenta as cargas locais e pode injetar ou consumir potência da rede a qual está conectada, exportando o excedente de geração ou absorvendo o deficit necessário para suprir a carga.
- Modo de Emergência: acontece na presença de perturbação da rede principal ou falta a montante e o sistema de proteção atue abrindo o circuito, ou mesmo em uma situação planejada que deixa a MR funcionando isolada da rede convencional (ilhamento).

A capacidade de funcionamento autônomo devido a presença de unidades geradoras e de armazenamento, que alimentam as cargas locais, mantém a microrrede em pleno funcionamento mesmo sem a conexão com a rede principal. A capacidade da microrrede funcionar de forma isolada da rede principal atribui maior confiabilidade ao sistema tradicional [1], [22].

Há casos que se deve fazer uma seleção de cargas prioritárias, pois a capacidade de geração e armazenamento da rede pode não ser suficiente para alimentar toda a carga, assim, somente as cargas prioritárias são mantidas em funcionamento.

A simplificada integração de fontes de energia renováveis e sistemas de armazenamento de energia ao nível de consumo são fatores que potencializam as investidas nas microrredes. Após o surgimento de microrredes e o crescimento das cargas CC fez reabrir as discussões sobre a concorrência entre o sistema de distribuição CC e CA, atraindo pesquisadores a se debruçarem sobre ambos os sistemas e seus potenciais para aplicação residencial [23].

As topologias das microrredes podem apresentar diferentes equipamentos a depender do tipo, as quais podem ser diferenciadas como microrredes CC e microrredes CA.

De forma geral, o conceito de Microrrede pode ser aplicado ao sistema elétrico residencial no nível de baixa potência (10-100 kW) [24]. A Figura 3.1 mostra uma arquitetura de Microrrede CA. Essas microrredes combinadas com medidores informatizados, comunicações e controle remoto poderiam tornar-se blocos que vêm a construir um "*smart grid*". Já existem casas, bairros e cidades previstas para ser sustentáveis e alimentadas por uma mistura de fontes de energia renováveis, juntamente com a rede elétrica [24]. Essas fontes incluem principalmente as células solares fotovoltaicas (PV), geradores eólicos, micro-turbinas, células de combustível e armazenamento de energia local.

O termo *Smart Grid* ou rede inteligente é definido de várias formas, porém todas voltadas para o uso de tecnologias digitais de medição, controle e de comunicação no sistema elétrico. Esses elementos dão suporte à automatização efetuado em todo o sistema elétrico o qual está implantado o conceito de *Smart Grid* por meio da troca de informações entre os centros de controle, onde são tratadas as informações [25]. Essa modernização da rede está associada a fatores de melhoria que aumentam a confiabilidade, eficiência e segurança, além de levar em conta as questões ambientais.

Uma vez que a microrrede é separada do resto da rede, é fácil de imaginar que no futuro a construção de sistemas elétricos pode basear-se em uma microrrede CC, como ilustrado na Figura 3.2. Em comparação com a microrrede CA, a microrrede CC

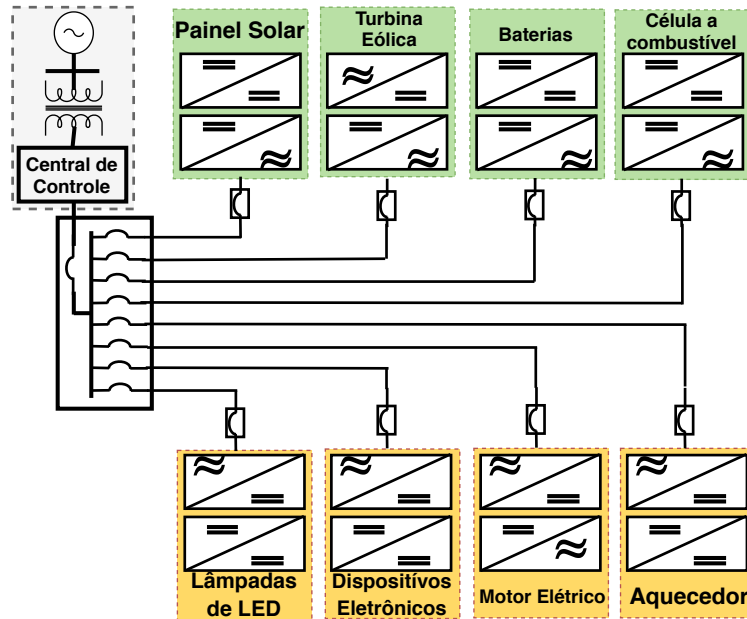


Figura 3.1: Modelo de microrrede CA inteligente.
(Adaptado de [24])

traz muitas vantagens, começando com menos conversores de energia, maior eficiência geral do sistema e interface mais fácil de fontes de energia renováveis para um sistema CC. Não há preocupações com valores de frequência da rede e as questões de potência reativa, diminuindo as perdas de corrente alternada. Além disso, os equipamentos eletrônicos, iluminação LED e acionamentos de motores de velocidade variável podem ser mais convenientemente alimentados por fontes CC [24].

As cargas eletrônicas são alimentadas por corrente contínua, as quais precisam de um estágio retificador quando alimentadas por corrente alternada. Segundo Wu et. al., caso essas cargas fossem alimentadas diretamente por um sistema de distribuição em corrente contínua, seria economizado 20% em componentes eletrônicos, pois não necessitaria do estágio retificador e outros componentes que fazem o tratamento da tensão de alimentação do equipamento; e outros 8% de economia na energia nos estágios dessa conversão [2].

Existem vários fatores que potencializam o uso de sistemas CC em vez de sistemas CA:

- Muitas formas de geração de energia renováveis já são adequadas a esse sistema, tais como fotovoltaica, células de combustível e sistema de armazenamento de energia

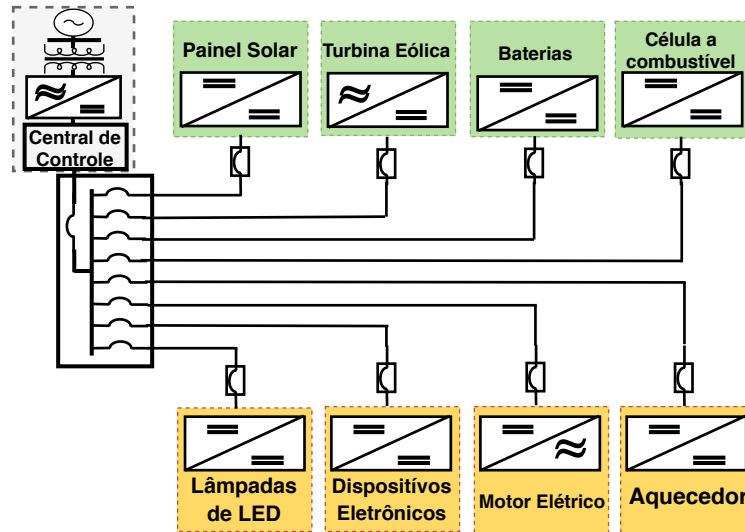


Figura 3.2: Configuração de microrrede CC.
(Adaptado de [24])

com baterias;

- Maioria das cargas de residências e edificações são do tipo CC;
- A integração de veículos elétricos ao sistema aumentará o consumo através de carregadores de baterias na forma de corrente contínua;
- O sistema CC se torna mais eficiente por não haver energia reativa presente;
- O sistema como um todo possui menor número de conversores de energia, evitando perda na conversão CA-CC e CC-CA;

Pesquisas realizadas no laboratório *National Lawrence Berkeley* mostraram que uma eficiência de 28% pode ser alcançada ao trocar o sistema de distribuição CA por um sistema CC [23]. Ainda mostrou uma economia de energia de 5% para um sistema CC sem armazenamento de energia e de 14% para o sistema com armazenamento de energia.

O sistema de distribuição CC deve avançar ainda mais após a padronização de níveis de tensão, elementos de proteção e disponibilidade de produtos comerciais compatíveis com o sistema, uma vez que os equipamentos eletroeletrônicos são fabricados com conversores (quando necessário) adaptando-os ao sistema CA. Propõe-se ainda três arquiteturas para sistema de distribuição CC em baixa tensão:

- Sistemas de distribuição de tipo bipolar: Essa topologia possui três condutores,

sendo um positivo, um negativo e o neutro (ou referência). Isso faz reduzir o nível de tensão associado e fica fácil obter três valores de tensão distintos: $+V_{cc}$, $-V_{cc}$ e $2V_{cc}$.

- Sistemas de Distribuição CC Unipolares de Baixa Tensão: Essa topologia foi projetada para sistema de baixa potência. É o mais simples e barato e deve contar com um nível de tensão compatível com as unidades geradoras para facilitar a integração.
- Sistemas de distribuição de tensão de barramento CC variável: Essa topologia visa maximizar a eficiência energética, eliminando o conversor de energia renovável permitindo suprir a energia com apenas um estágio de conversão entre o arranjo fotovoltaico e a carga.

Sabendo-se que as microrredes devem injetar ou absorver potência da rede principal condicionada pela demanda energética ditada pela fonte e carga local, o balanço de potência é feito a todo momento e determinado pela capacidade gerada e pela potência de carga no instante. Caso a geração seja superior à potência demandada pela carga, a microrrede injeta o excedente na rede externa; caso a geração seja inferior à potência demandada pela carga, a microrrede absorve da rede a potência de deficit da carga. Este controle do fluxo de potência é feito pelo conversor CC-CA através da intensidade da corrente CA, que está relacionada com a potência injetada, caso positiva, ou absorvida, caso negativa.

3.3 Gerenciamento de Microrredes

A necessidade de manter o balanço de potência entre as fontes geradoras, dispositivos de armazenamento de energia e as cargas justifica a importância do gerenciamento e controle das microrredes, além de adicionar características que otimizam o sistema. As microrredes devem ter o controle do fluxo de potência e tensão de barramento mantida numa determinada faixa para que funcione de forma estável sem comprometer as cargas ou mesmo o sistema no qual está conectado [1].

O fluxo de potência deve ser gerenciado de acordo com a demanda das cargas

loais, potência entregue pelas unidades geradores e necessidade de carga e descarga das unidades de armazenamento.

Zhang propõe uma estratégia de carregar as baterias fora do horário de pico, no qual se paga um preço mais baixo pela energia para que possa usar essa energia quando houver necessidade no horário em que a energia está mais cara [26].

Para um bom planejamento do gerenciamento da microrrede, deve-se considerar no projeto três funções principais [1]:

- Gerenciamento de energia: é a tomada de decisão de como deve fluir os fluxos de energia em cada componente, ditando o ponto de operação da microrrede. Esse controle pode melhorar a eficiência otimizando o sistema.
- Controle das fontes: deve ser capaz de manter o fluxo de potência e valores de tensão e assegurar o compartilhamento de carga em cada ponto de operação dado pelo gerenciamento de energia;
- Proteção: capacidade de responder a faltas na rede principal e na microrrede. Como o fluxo de potência é bidirecional torna-se mais complexo o projeto da proteção, ainda mais quando a microrrede pode funcionar conectada a rede ou ilhada, que torna duas situações distintas de dimensionamentos dos elementos de proteção.

Os conversores bidirecionais são os elementos que fazem interface das microrredes com a rede de distribuição. Eles são responsáveis pelo gerenciamento da energia absorvido e injetada na rede, por isso, sua topologia deve ser escolhida de tal forma que atenda as especificações do sistema.

3.4 Componentes Básicos da Microrrede Proposta

Essa seção é dedicada a descrever cada item que compõe a microrrede. Inicia-se com a célula fotovoltaica, descrevendo sua característica elétrica e modelo matemático circuital. Discorre sobre a técnica para extração da máxima potência e suas formas de conexão com a rede elétrica.

3.4.1 Células Fotovoltaicas

Uma célula fotovoltaica é o menor elemento gerador de energia que compõe o painel ou placa fotovoltaica. Um painel fotovoltaico é composto de várias células organizadas em série e paralelo a fim de aplicar maior tensão e corrente e, consequentemente, aumentar sua potência. As características elétricas de um painel fotovoltaico é semelhante a de uma célula, porém com valores maiores daqueles observados para a unidade da célula. O painel fotovoltaico é então composto por um número de células em série e em paralelo a fim de estabelecer a potência nominal desejada [27].

A célula fotovoltaica é geralmente modelada por um circuito elétrico de componentes discretos. Há diferentes modelos na literatura dos quais, o mais utilizado está ilustrado na Figura 3.3 (b), e será descrito por este trabalho. Este modelo circuital é bastante útil na análise em conjunto com outros componentes, podendo compor um sistema complexo.

Modelagem de Célula Fotovoltaica

As principais variáveis de interesse são a tensão e a corrente de saída, das quais pode-se traçar uma curva que as relacionem, resultando na curva característica de uma célula ou painel fotovoltaico (curva I-V).

Na curva característica de um módulo, ilustrado na Figura 3.3 (a), existem pontos de interesse: corrente de curto-circuito ($0, I_{sc}$), tensão de circuito aberto ($V_{oc}, 0$) e o ponto de máxima potência (V_{mp}, I_{mp}); e ainda as regiões de destaque chamadas de: fonte de corrente constante (à esquerda da linha tracejada) e fonte de tensão constante (à direita da linha tracejada). O ideal é que o módulo trabalhe sobre o ponto de máxima potência, explorando a energia máxima que o arranjo fotovoltaico pode dar ao sistema [27]. Assim, existem algoritmos e técnicas utilizadas para que ele opere sobre esse ponto.

Há alguns modelos para se representar um circuito elétrico de uma célula fotovoltaica. Um dos modelos mais utilizados está ilustrado na Figura 3.3 (b).

Aplicando as Leis de Kirchhoff ao circuito da Figura 3.3 (b), obtém-se as equações do modelo desejadas com as variáveis de interesse [27], [28]. A corrente de saída pode ser obtida aplicando-se a leis dos nós:

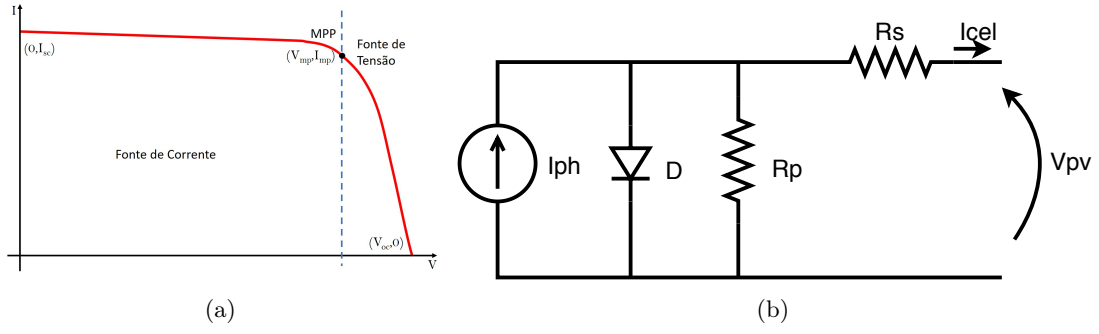


Figura 3.3: Células fotovoltaica: (a) curva característica $I \times V$, (b) Circuito equivalente.

$$I_{cel} = I_{ph} - I_D - I_{RP}. \quad (3.1)$$

Onde I_{cel} é a corrente de saída do painel fotovoltaico, I_{ph} é a fotocorrente, I_D é a corrente que passa pelo diodo e I_{RP} é a corrente que passa pelo resistor R_P . Donde I_D é dado por

$$I_D = -I_0 \left[e^{q \frac{V_{pv}}{A k T_a}} - 1 \right]. \quad (3.2)$$

Sendo I_0 a corrente de saturação do diodo, V_{pv} a tensão do arranjo fotovoltaico, q é a carga do elétron, A é o fator de idealidade do diodo, k é a constante de Boltzmann e T_a é a temperatura da junção da célula fotovoltaica.

Como

$$V_{pv} = V_{cel} + R_s I_{cel} \quad (3.3)$$

e

$$I_{rp} = \frac{V_{pv} + R_s I_{cel}}{R_P}, \quad (3.4)$$

Sendo R_S e R_P as resistências série e paralelo do modelo do painel.

Das equações dadas de (3.1) a (3.4) chega-se à

$$I_{cel} = I_{ph} - I_0 \left[e^{q \frac{V_{pv} + I_{cel} R_s}{A k T_a}} - 1 \right] - \frac{V_{pv} + R_s I_{cel}}{R_P}. \quad (3.5)$$

Fazendo o valor da fotocorrente igual a corrente de curto circuito, a corrente de saída é expressa por:

$$I_{cel} = I_{sc} - I_0 \left[e^{q \frac{V_{cel} + I_{cel} R_S}{A k T_a}} - 1 \right]. \quad (3.6)$$

Onde I_{sc} é a corrente de curto-circuito da célula.

Para determinar a corrente de saturação reversa toma a corrente de saída da célula como nula, tem-se então: $I_{cel} = 0; V_{cel} = V_{oc}$;

$$0 = I_{sc} - I_0 \left[e^{q \frac{V_{cel}}{A k T_a}} - 1 \right] \quad (3.7)$$

. V_{oc} é a tensão de circuito aberto da célula fotovoltaica. A partir daí, faz-se as manipulações algébricas para chegar a

$$I_0 = \frac{I_{sc}}{e^{q \frac{V_{cel}}{A k T_a}} - 1}. \quad (3.8)$$

A equação dada em (3.5) descreve as características da curva I-V do painel fotovoltaico, porém não é uma equação que se resolve algebricamente, tendo, então que usar métodos numéricos para solução de tal equação. Além disso, o desempenho dos painéis dependem de parâmetros meteorológicos como temperatura e radiação, sendo necessário acrescentar esses parâmetros à tal equação [28].

Os valores de I_{ph} e I_r contemplam esses parâmetros meteorológicos e são calculados por

$$I_{ph} = [I_{sc} + \alpha(T - T_r)] \frac{P_{sum}}{1000} \quad (3.9)$$

e

$$I_r = I_{rr} \left(\frac{T}{T_r} \right)^3 e^{\left[q \frac{E_G}{n k} \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{T} \right) \right]}. \quad (3.10)$$

Onde: α é o coeficiente de temperatura de I_{sc} , T_r é a temperatura de referência, T é a temperatura ambiente, P_{sun} é a intensidade da radiação solar em W/m^2 , n é o fator de qualidade da junção p-n, E_G é a energia da banda proibida 1,1 eV.

A única incógnita a ser determinada é I_{rr} , pois as demais são estimadas ou obtidas diretamente de catálogo do fabricante. Tomando o ponto da tensão de circuito aberto,

no qual a corrente de saída é zero, tem-se $I_{\text{Cel}} = 0$ e $V_{\text{Cel}} = V_{\text{oc}}$ e fazendo $T = T_r$ em (3.5), obtém-se

$$I_{rr} = \frac{I_{sc} - \frac{V_{oc}}{R_P}}{e^{\left(\frac{qV_{oc}}{nkT_r}\right)} - 1}. \quad (3.11)$$

Para determinar o valor de I_{rr} , utiliza-se o método numérico de Newton, iniciando a variável I_{Cel} o valor zero até que o seu valor seja aproximado da sua raiz. O método de Newton pode ser definido matematicamente por:

$$x_{n+1} = x_n - \frac{f(x_n)}{f'(x_n)}. \quad (3.12)$$

Onde n indica a n -ésima iteração do algoritmo e $f'(x_n)$ é a derivada da função f em x_n . Observa-se que (3.5) deve ser modificada para

$$f(I_{cel}) = I_{ph} - I_{cel} - I_0 \left[e^{q \frac{V_{pv} + I_{cel} R_S}{A k T_a}} - 1 \right] - \frac{V_{pv} + R_S I_{cel}}{R_P}. \quad (3.13)$$

E sua derivada é dada conforme segue

$$f'(I_{cel}) = -1 - I_0 \left[e^{q \frac{V_{pv} + I_{cel} R_S}{A k T_a}} \right] q \frac{R_S}{A k T_a} - \frac{R_S}{R_P}. \quad (3.14)$$

Como os parâmetros de uma célula fotovoltaica depende das condições ambientais, foram definidas condições padronizadas para fazer o levantamento de tais parâmetros [28]. É o chamado *standard test conditions (STC)*, que consiste em um conjunto de referências usadas em medições, definidas como segue:

A densidade de potência padrão da radiação solar P_{sum} é de 1 kW/m^2 , foi estabelecida relativa àquela observada em um dia de equinócio, no mês de março ou setembro, ao meio dia de céu claro na latitude zero.

Uma referência física para medição de característica dos painéis é a AM (Air Mass, ou massa de ar), que representa a quantidade de atmosfera atravessada pela luz do sol, é definido como 1,5. Seu valor aproximado é calculado matematicamente pelo inverso do cosseno do ângulo de ângulo zênite, que é a inclinação que o sol faz com a linha perpendicular ao solo. A temperatura foi definida com o valor de 25°C .

Esses valores padronizados são utilizados para se obter os parâmetros que des-

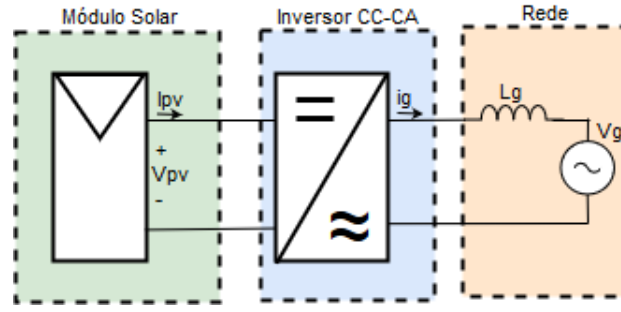


Figura 3.4: Diagrama geral de um sistema PV conectado à rede.

creve uma célula ou painel solar.

Os valores de R_s e R_p são encontrados por métodos iterativos conforme descrito em [28].

A resistência em série está relacionada à inclinação da curva depois do Ponto de Máxima Potência (*Maximum Power Point* - *MPP*), na região onde o painel está operando como fonte de tensão. Quanto maior a resistência R_s , o ponto MPP é deslocado para a esquerda e a curva depois desse ponto apresenta menor inclinação, fazendo variar mais o valor da tensão nessa região. Já a resistência em paralelo está relacionada com a inclinação da curva antes do MPP, na região onde o painel tem características de fonte de corrente. Quanto maior for R_p menor é a inclinação antes do MPP que implica em menor variação de corrente nessa região.

Conexão de Fonte Com a Rede Elétrica

Para fazer a conexão da fonte fotovoltaica com a rede elétrica faz-se necessário um conversor o qual fará o tratamento da energia gerada, adequando-a à forma da energia da rede. O esquema básico dessa conexão está mostrado diagrama da Figura 3.4. O módulo solar gera energia em corrente contínua e variável que depende das condições climáticas. O conversor CC-CA processa a energia adequando-a ao nível de tensão e frequência da rede para que assim possa fazer a injeção da potência gerada.

Assim, a tensão (v_g) e corrente (i_g) de saída do inversor pode ser escrita como:

$$v_g(t) = V_m \sin(\omega t) \quad (3.15)$$

e

$$i_g(t) = I_m \sin(\omega t + \phi). \quad (3.16)$$

Onde V_m e I_m são suas amplitudes, ω é a frequência angular da rede elétrica e ϕ é a defasagem entre a corrente elétrica e a tensão da rede. Considerando o fator de potência (FP) unitário na saída, tem-se $\phi = 0$ e a potência elétrica (p_g) é dada por

$$p_g(t) = v_g(t)i_g(t) \quad (3.17)$$

$$p_g(t) = V_m \sin(\omega t) I_m \sin(\omega t) \quad (3.18)$$

$$p_g(t) = \frac{V_m I_m}{2} [1 - \cos(2\omega t)] \quad (3.19)$$

$$p_g(t) = P_g [1 - \cos(2\omega t)]. \quad (3.20)$$

Em que P_g é a potência média, dada por

$$P_g = \frac{V_m I_m}{2}. \quad (3.21)$$

Analisando (3.20) percebe-se que a potência do lado CA é dada por uma onda senoidal de valor médio P_g e pulsa com o dobro da frequência da rede. O gráfico que representa a equação da potência está mostrado na Figura 3.5. Este gráfico é dividido por uma linha horizontal na altura do valor médio da potência, sendo que a parte superior a esta linha representa um valor de potência gerada superior ao valor médio e a parte inferior, representa um valor de energia gerada inferior ao valor médio. Considerando que o conversor de integração com a rede é ideal, sendo $P_{pv} = P_g$, a parte superior da figura representa uma demanda de potência instantânea maior que a produzida pelo sistema fotovoltaico, assim como a parte inferior representa uma demanda de potência instantânea menor que a produzida pela unidade geradora. Por conta dessa oscilação de potência instantânea, é necessário que seja projetado e inserido um elemento desacoplador entre a unidade geradora e a rede externa, na qual a energia deve ser injetada.

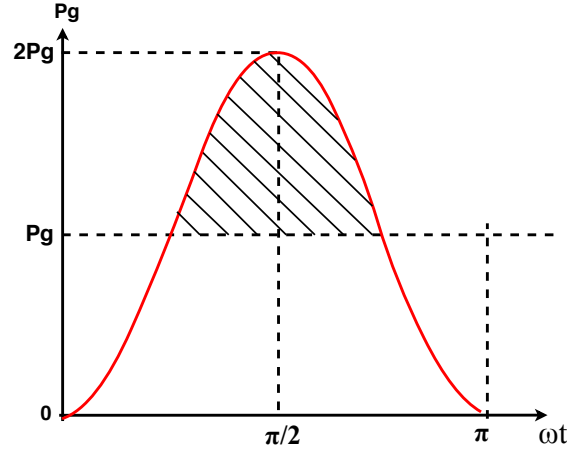


Figura 3.5: Forma de onda da potência fornecida pelo inversor.

É usual utilizar capacitores em paralelo com o módulo fotovoltaico, ou em paralelo com um estágio CC-CC ou ainda no próprio conversor de interface com a rede. A Figura 3.6 apresenta o diagrama de um sistema PV com um estágio CC-CC, um capacitor de desacoplamento e o conversor de interface CC-CA.

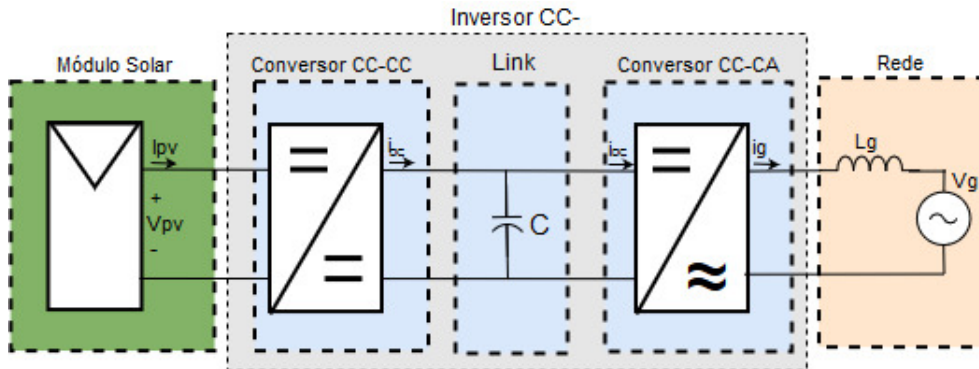


Figura 3.6: Diagrama geral de um sistema PV conectado com um capacitor no link CC para desacoplamento de energia elétrica.

O capacitor inserido em um dos estágios do sistema fotovoltaico tem como objetivo reduzir a oscilação da potência instantânea, de forma que ele armazene energia quando se apresenta uma potência CC instantânea superior a P_g e libere energia quando a potência instantânea é inferior a P_g .

A equação que relaciona a capacitância de barramento (C) pode ser obtida considerando o ponto crítico, quando a potência oscilante CA é igual a potência no barramento CC [29], [30].

$$\frac{1}{2}V_m I_m \sin(2\omega t) = v_C C \frac{dv_C}{dt}. \quad (3.22)$$

Onde v_C é a tensão de barramento CC.

O capacitor deve ser capaz de armazenar energia suficiente para suprir a energia oscilante apresentada no lado CA. A variação máxima na energia ocorre no intervalo $0 \leq t \leq T/4$, então, calcula-se a variação da energia armazenada pelo capacitor neste intervalo de tempo capaz de equilibrar a energia oscilatória do lado CA.

$$\frac{CV_{C_{max}}^2}{2} - \frac{CV_{C_{min}}^2}{2} = \int_0^{\frac{T}{4}} \tilde{p}(t) dt. \quad (3.23)$$

Onde $V_{C_{max}}$ e $V_{C_{min}}$ representa, respectivamente, o valor máximo e mínimo da tensão de barramento apresentado no intervalo $0 \leq t \leq T/4$ e $\tilde{p}$ é a potência oscilante do lado CA.

Manipula-se o lado esquerdo de (3.23), de forma a obter

$$\frac{1}{2}C(V_{C_{max}}^2 - V_{C_{min}}^2) = \frac{1}{2}C(V_{C_{max}} + V_{C_{min}})(V_{C_{max}} - V_{C_{min}}), \quad (3.24)$$

na qual faz-se o valor médio da tensão de barramento, calculado nesse intervalo, igual a tensão de projeto

$$V_{med} = \frac{V_{C_{max}} + V_{C_{min}}}{2} = V_C \quad (3.25)$$

e sendo a variação da tensão de barramento CC dada por

$$\Delta V_C = \frac{V_{C_{max}} - V_{C_{min}}}{2}. \quad (3.26)$$

Calcula-se, então, a integral do lado direito de (3.23) resultando em

$$\int_0^{\frac{T}{4}} \tilde{p}(t) dt = \frac{V_m I_m}{2\omega}. \quad (3.27)$$

Usando as equações dadas de (3.24) a (3.27) chega-se à

$$C2\Delta V_C V_C = \frac{V_m I_m}{2\omega}. \quad (3.28)$$

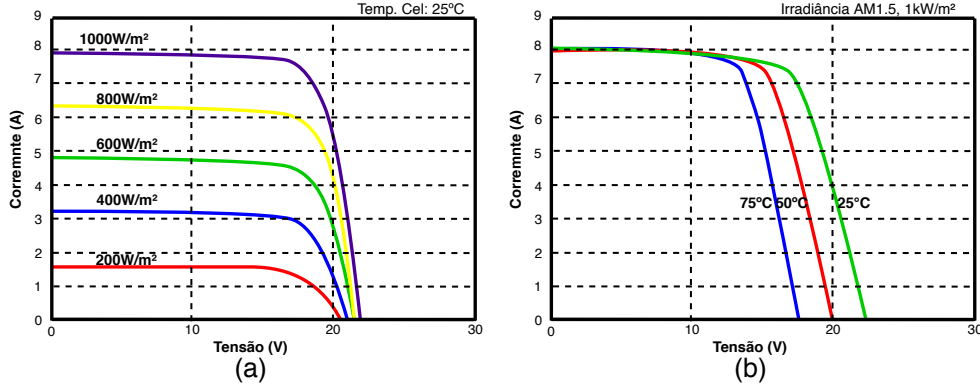


Figura 3.7: Curvas característica de um painel PV com (a) variação de irradiância e (b) variação de temperatura.

Definindo a potência nominal como $P = \frac{1}{2}V_m I_m$ e isolando C obtém-se a equação para dimensionamento do capacitor de barramento CC

$$C = \frac{P}{2\omega_g \Delta V_C V_C}. \quad (3.29)$$

Onde P é a potência elétrica nominal projetada para o conversor, ω_g é a frequência angular da tensão da rede elétrica, V_C é a tensão no capacitor de barramento e ΔV_C é a máxima variação de tensão permitida sobre o capacitor.

3.4.2 Rastreamento do Ponto de Máxima Potência

Como destacado anteriormente, há pontos e regiões importantes na curva característica de um painel fotovoltaico. Um desses é o ponto de máxima potência, o qual é o ponto de operação desejado, que faz extrair a máxima potência do painel. Conhecido pela sigla MPP (*Maximum Power Point*), este ponto é variável de acordo com as variações de temperatura e irradiação. A Figura 3.7(a) mostram diferentes curvas para uma temperatura fixa e variação de irradiação assim como a Figura 3.7(b) mostra as curvas para várias temperaturas com a irradiação fixada.

Como as condições ambientais de irradiância e temperatura (consequentemente a temperatura dos painéis) é bastante variável durante o dia, faz-se necessário que o conversor de energia que será utilizado na integração do painel fotovoltaico com a rede, tenha uma dinâmica que o permita trabalhar sempre no ponto de máxima potência. Então, o conversor de integração do painel possui um algoritmo que o faz rastrear o

ponto de máxima potência, MPPT (Maximum Power Point Tracking).

O algoritmo busca os valores de tensão e corrente do ponto de máxima potência, gerando os valores de referência, V_{ref} e I_{ref} . Há vários métodos disponíveis na literatura, desde mais complexo e mais eficiente aos mais simples. Os mais conhecidos e estudados são Perturbação & Observação e Condutância Incremental. De forma geral, sistemas de grandes potências é interessante que se preze pela eficiência desses métodos, pois o erro por menor que seja pode levar ao desperdício de centenas de Watts. Para sistemas menores, como desse trabalho, a eficiência no rastreo não vai ser tão significativo.

3.4.3 Método Perturba e Observa (P&O)

O método Perturbação e Observação é um método classificado como exato. Ele consiste em variar a tensão ou corrente de referência a cada passo e medir a nova potência. Caso tenha uma variação positiva e obtenha uma potência maior que a anterior, faz-se uma nova perturbação positiva, pois houve um ganho na potência de saída. Caso a potência diminua, significa que o ponto de máxima potência se encontra à esquerda do gráfico, devendo ser feita a perturbação no sentido oposto, ou seja, variação negativa. O algoritmo deve se repetir constantemente, pois pode haver mudança das condições ambientais e conseqüentemente do MPP. A Figura 3.8 mostra o fluxograma do algoritmo em busca do MPP do P&O.

Pode haver problemas na determinação do MPP quando há mudança nas condições ambientais. A Figura 3.9 mostra duas curvas para um mesmo painel solar, porém houve mudança de irradiação que o levou da curva P1 para a curva P2. Inicialmente operando sobre o ponto A, NV_{REF} , e sobre as condições dadas pela curva P1, a tensão é perturbada positivamente passando a operar em $(N+1)V_{\text{REF}}$, porém a irradiação muda instantaneamente, passando a operar sobre as condições dada pela curva P2. Neste momento é calculado a potência, que é maior que a anterior, agora no ponto C e não no ponto B, conforme esperado. O algoritmo entende que houve aumento de potência e a perturbação deve seguir aumentando, mas o MPP agora se encontra à esquerda do gráfico, para um valor menor de tensão.

Há métodos na literatura que adequa esse algoritmo corrigindo-o assumindo variações lineares da irradiação, chamado dP-P&O.

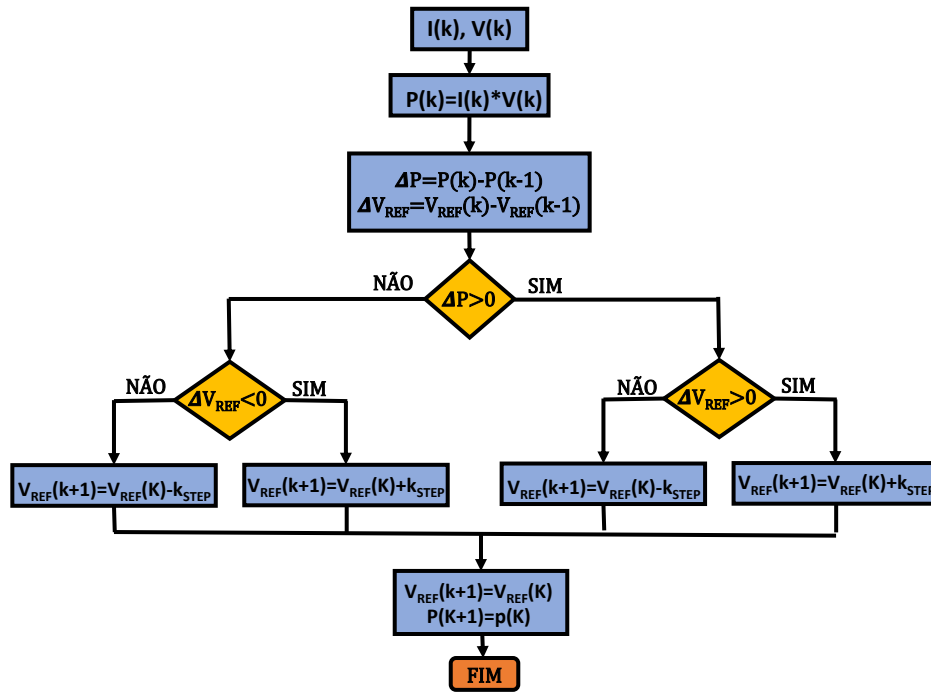


Figura 3.8: Fluxograma do algoritmo MPPT P&O.

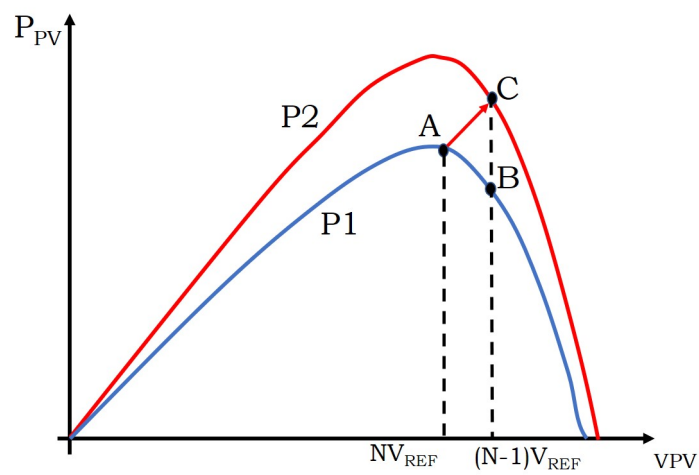


Figura 3.9: Erro apresentado pelo método P&O com mudança brusca de irradiação.

3.4.4 Conversor CC-CC *Boost*

O conversor de potência que processa a energia convertendo-a de um nível CC para outro nível CC é chamado de conversor CC-CC. Existem topologias básicas desses conversores que se adequa a determinada situação de níveis de tensão e potência. Um conversor típico de baixa potência que tem na sua saída um valor de tensão maior do que na entrada é o conversor *Boost*, cujo esquema está ilustrado na Figura 3.10 [31].

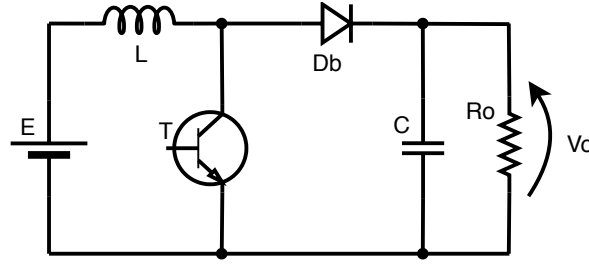


Figura 3.10: Circuito equivalente do conversor Boost.

Assim como os demais conversores de potência, o conversor *Boost* tem em sua saída um valor de tensão (V_0) dependente da razão cíclica (D) e da tensão de entrada (E), dada por

$$V_0 = E/(1 - D). \quad (3.30)$$

A análise do conversor, depende do modo de funcionamento do circuito. Aqui será analisado o funcionamento do *Boost* em Modo de Condução Contínua (*CCM - continuous conduction mode*), tal qual a corrente no indutor não chegue a zero, uma vez que o circuito é projetado para que o transistor volte a conduzir antes mesmo da descarga total do indutor.

Há dois circuitos possíveis de acordo com o funcionamento do *Boost*.

1ª Etapa - Interruptor conduzindo

O primeiro circuito é formado quando o transistor T está conduzindo e o diodo D_b está em bloqueado, formando o circuito mostrado na Figura 3.11. Nesta etapa o indutor L está em paralelo com a fonte E a qual fornece a energia, carregando-o. Como a tensão de saída V_0 projetada é maior que a tensão de entrada, o diodo D_b fica inversamente polarizado, bloqueando-o e isolando a carga da malha formada pela fonte e

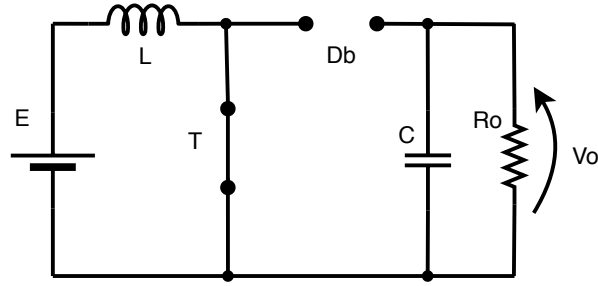


Figura 3.11: Circuito equivalente para a primeira etapa de operação.

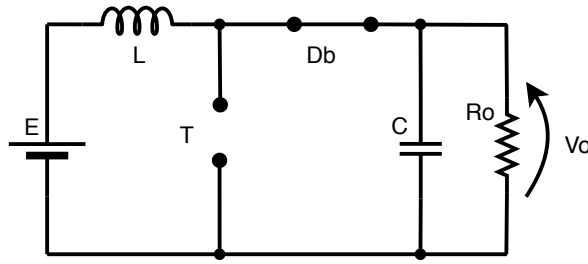


Figura 3.12: Circuito equivalente para a segunda etapa de operação.

indutor durante o tempo T_{on} . A carga é alimentada somente pela energia armazenada no capacitor C . O tempo desta etapa é dado por $T_{on} = D.T$, onde T é o período de comutação e D é um valor real que representa a razão cíclica, e pode variar de 0 a 1.

2ª Etapa - Interruptor aberto

Esta etapa é caracterizada pela abertura do interruptor controlado e condução do diodo D_b , conforme esquema na Figura 3.11. Nessa configuração o diodo conduz toda a energia armazenada no indutor de forma que carregue o capacitor e alimente a carga. Uma análise rápida mostra que a tensão de saída, V_0 , é dada pela tensão da fonte de entrada, E , somada à tensão do indutor L , V_L . O tempo dessa etapa é dado por $T_{off} = D'.T$ ou $T_{off} = (1 - D).T$, onde D' é o complemento de D .

Equacionamentos Básicos

O equacionamento foi feito de acordo com Martins e Barbi [32].

Fazendo uma análise dos circuitos obtidos nas etapas de funcionamento definidas anteriormente, tem-se que a tensão no indutor é $V_L = E$ na condição de T_{on} e $V_L = E - V_0$ quando analisado no circuito determinado pelo período T_{off} .

Uma análise da energia entregue pela fonte de entrada (W_{in}) é dada por

$$W_{in} = EI_L T. \quad (3.31)$$

Em que I_L é a corrente que passa pelo indutor L .

E a energia recebida pela carga (W_0), é dada por

$$W_0 = V_0 I_L T_{off}. \quad (3.32)$$

$$W_0 = V_0 I_L (T - T_{off}) \quad (3.33)$$

Considerando o sistema sem perdas ($W_{in} = W_0$), tem-se:

$$ET = V_0 (T - T_{off}) \quad (3.34)$$

Relacionando a tensão de saída com a tensão de entrada, chega-se à

$$\frac{V_0}{E} = \frac{1}{1 - D}. \quad (3.35)$$

A equação (3.35) é de fundamental importância no projeto de controle do conversor, ela relaciona a tensão de saída com a tensão de entrada através da razão cíclica.

Indutância do *Boost*

A indutância crítica para o conversor trabalhar em modo de condução contínua é calculada a partir da equação de corrente mínima, dada por

$$I_{min} = \frac{I_0}{1 - D} - \frac{DE}{2L_{CR}f}. \quad (3.36)$$

Onde I_{min} é a corrente mínima e I_0 é a corrente de carga e f é a frequência de comutação. Fazendo $I_{min} = 0$, obtém-se a equação da indutância crítica, L_{CR}

$$L_{CR} = \frac{E}{2fI_0} D(1 - D) \quad (3.37)$$

Essa equação permite calcular o valor mínimo da indutância de entrada em função

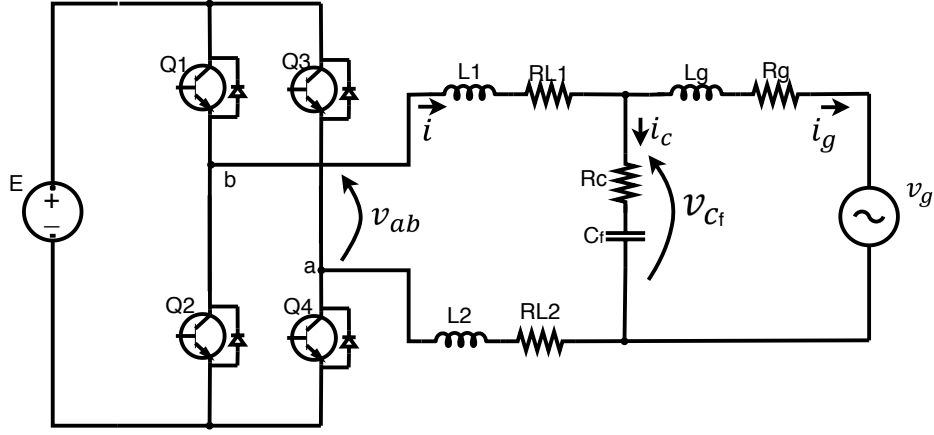


Figura 3.13: Topologia do conversor CC-CA.

da corrente de carga que garante condução contínua para o conversor *Boost*.

Como $I_0 = V/R$ e $V = E/(1 - D)$ a equação dada em (3.37) pode ser reescrita como

$$L_{CR} = \frac{D(1 - D)^2}{2f} R. \quad (3.38)$$

3.4.5 Conversor CC-CA

O conversor CC-CA é responsável por fazer a integração da microrrede com a rede da concessionária, visto isso, exige um controle eficiente do fluxo de potência de tal forma a ajustar seus valores de corrente e tensão para torná-lo compatível e assim não causar nenhum problema com o inversor. Com isso, é importante a obtenção da função de transferência que relacione a corrente do lado CA com a razão cíclica, $I_g(s)/D(s)$, para posterior projeto de controladores envolvidos.

Há várias topologias de conversores CC-CA na literatura, entre eles há o conversor CC-CA com ponte completa. Se tratando de conversor do tipo ponte completa, ainda há variações no tipo de filtros de saída. Aqui será analisado a topologia do conversor em ponte completa com modulação unipolar e filtro LCL, considerando a indutância de conexão com a rede juntamente com o filtro LC do conversor, conforme ilustrado na Figura 3.13.

Para a análise de operação e projeto do controlador de corrente, foi considerado uma fonte de tensão constante E e corrente i_l na entrada CC. Os IGBTs Q_1 , Q_2 , Q_3 e Q_4

são os interruptores eletrônicos que formam a ponte completa as quais recebem os sinais de controle modulação por largura de pulso (*PWM - Pulse-Width Modulation*) para sintetizar a corrente de saída do conversor. O indutor de filtro de saída é representado por $L = (L_1 + L_2)$, cuja resistência elétrica está representado por $R_L = (R_{L1} + R_{L2})$, assim como C_f é o capacitor de filtro de saída e R_c sua resistência interna. Os elementos L_g e R_g são atribuídos, respectivamente, à indutância e resistência de conexão com a rede. Por fim, a rede elétrica é representada pela fonte de tensão senoidal v_g . Além dos elementos de circuito, o esquema da Figura 3.13 mostra algumas variáveis de interesse, tais como a corrente i_g no lado CA sobre o indutor L_g , a tensão v_C no capacitor de filtro e a tensão de saída da ponte completa, v_{ab} . Essas variáveis são utilizadas nas equações da função de transferência e no projeto do controlador.

Função de Transferência do Conversor CC-CA

Para fazer a modelagem do conversor é necessário fazer algumas considerações a saber:

- As chaves eletrônicas Q_1 a Q_4 são ideais, ou seja, sem perdas de condução e comutação;
- A frequência de comutação é muito maior que a frequência da rede ;
- A potência no barramento CC é igual a potência do lado CA, ou seja, toda energia é transferida sem perda.

Neste projeto, tem-se a corrente do lado CA como variável controlada e a razão cíclica como variável de controle, então, deve-se determinar a relação entre essas variáveis, ou seja, determinar a relação $(I_g(s))/(D(s))$.

Para a determinação da função de transferência da planta, foi utilizada as Leis de *Kirchhoff* da tensão de malha e das correntes dos nós no circuito da Figura 3.13, obtendo-se

$$v_{ab} = L \frac{di}{dt} + Ri + R_C(i - i_g) + \frac{1}{C_f} \int (i - i_g) dt \quad (3.39)$$

e

$$v_g = -R_g i_g - L_g \frac{di_g}{dt} + R_C(i - i_g) + \frac{1}{C_f} \int (i - i_g) dt. \quad (3.40)$$

Fazendo a transformada de Laplace de (3.39), tem-se

$$V_{AB} = LsI(s) + RI(s) + R_C \left(I(s) - I_g(s) \right) + \frac{1}{C_f} \frac{1}{s} \left(I(s) - I_g(s) \right). \quad (3.41)$$

Evidenciando $I(s)$ e $I_g(s)$ chega-se à

$$V_{AB} = \left(Ls + R + R_C \frac{1}{C_f} \frac{1}{s} \right) I(s) - \left(R_C + \frac{1}{C_f} \frac{1}{s} \right) I_g(s). \quad (3.42)$$

Fazendo a transformada de Laplace de (3.40), tem-se

$$V_g = R_g I_g(s) - L_g s I_g(s) + R_C \left(I(s) - I_g(s) \right) + \frac{1}{C_f} \frac{1}{s} \left(I(s) - I_g(s) \right). \quad (3.43)$$

Evidenciando $I(s)$ e $I_g(s)$ chega-se à

$$V_g = \left(R_C + \frac{1}{C_f} \frac{1}{s} \right) I(s) - \left(R_g + L_g s + R_C + \frac{1}{C_f} \frac{1}{s} \right) I_g(s). \quad (3.44)$$

Isolando $I(s)$

$$I(s) = \frac{V_g + \left(R_g + L_g s + R_C + \frac{1}{C_f} \frac{1}{s} \right) I_g(s)}{\left(R_C + \frac{1}{C_f} \frac{1}{s} \right)}. \quad (3.45)$$

Substituindo (3.45) em (3.42), tem-se

$$V_{AB} = \left(Ls + R + R_C + \frac{1}{C_f} \frac{1}{s} \right) \left[\frac{V_g + \left(R_g + L_g s + R_C + \frac{1}{C_f} \frac{1}{s} \right) I_g(s)}{\left(R_C + \frac{1}{C_f} \frac{1}{s} \right)} \right] - \left(R_C + \frac{1}{C_f} \frac{1}{s} \right) I_g(s). \quad (3.46)$$

Manipulando esta equação, chega-se à

$$\begin{aligned}
V_{AB}(R_C C_f s + 1) &= (LC_f s^2 + C_f(R + R_C)s + 1)V_g \\
&+ \left[LL_g C_f s^3 + C_f(L(R_g + R) + L_g(R_C + R))s^2 \right. \\
&\left. + (L + L_g + C_f(RR_g + RR_C + R_C R_g))s + (R + R_g) \right] I_g(s).
\end{aligned} \tag{3.47}$$

Considerando V_g como uma perturbação, e fazendo $V_g = 0$, obtém-se

$$\begin{aligned}
V_{AB}(R_C C_f s + 1) &= \left[LL_g C_f s^3 + C_f(L(R_g + R) + L_g(R_C + R))s^2 \right. \\
&\left. + (L + L_g + C_f(RR_g + RR_C + R_C R_g))s + (R + R_g) \right] I_g(s).
\end{aligned} \tag{3.48}$$

Como $V_{AB} = D(s)V_{CC}$, no qual $D(s)$ é a razão cíclica, chega-se à

$$\frac{I_g(s)}{D(s)} = \frac{(R_C C_f s + 1)C_f V_{CC}}{As^3 + Bs^2 + Cs + D}. \tag{3.49}$$

onde

$$\begin{aligned}
A &= LL_g C_f; \\
B &= C_f(L(R_g + R) + L_g(R_C + R)) \\
C &= (L + L_g + C_f(RR_g + RR_C + R_C R_g)) \\
D &= (R + R_g)
\end{aligned}$$

Essa equação representa a função de transferência do conversor CC-CA considerando todos os parâmetros ilustrados na Figura 3.13. Posteriormente, no Capítulo 5, projeta-se um compensador proporcional ressonante a partir dessa função de transferência para controlar a corrente do lado CA.

3.4.6 Barramento CC

A tensão de barramento deve se manter dentro de um valor desejado, para que isso ocorra é necessário projetar o controlador a partir da função de transferência que descreve o sistema. A tensão de barramento é controlada de acordo com o balanço de potência

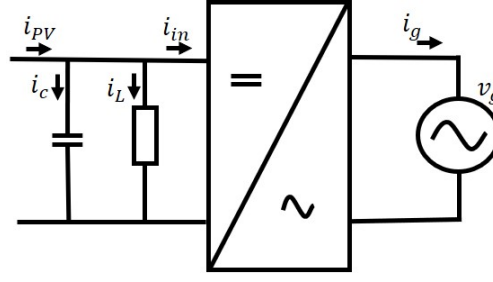


Figura 3.14: Esquema do barramento CC e conversor CA.

da microrrede, em que a diferença entre a corrente originária da geração fotovoltaica e a corrente demandada pela carga é injetada na rede, conforme ilustrado na Figura 3.14. A maneira de variar a potência injetada ou absorvida na rede é alterando-se a amplitude da corrente de referência. Sendo assim, deve se obter a equação que relaciona a tensão de barramento CC com a amplitude de corrente do lado CA.

Função de Transferência da planta de Tensão do Barramento CC

A análise do barramento CC para se obter a função de transferência que relaciona a tensão com a amplitude da corrente do lado CA, $(V_C(s))/(I_m(s))$, é feita utilizando o esquema simplificado do circuito [33], conforme mostrado na Figura 3.14.

Usando a lei de *Kirchhoff* das correntes na Figura 3.14, obtém-se

$$i_{in} = i_{pv} - C \frac{dv_C}{dt} - \frac{v_C}{R_L}. \quad (3.50)$$

Onde i_{in} é a corrente de entrada do conversor CC-CA, i_{pv} é a corrente fotovoltaica entregue pelo conversor CC-CC, C é a capacitância de barramento, v_C é a tensão de barramento CC e R_L a carga conectada ao barramento.

Fazendo a transformada de Laplace

$$I_{in}(s) = I_{pv}(s) - CsV_C(s) - \frac{V_C(s)}{R_L}. \quad (3.51)$$

Evidenciando V_C

$$I_{in}(s) = I_{pv}(s) - V_C(s) \left(Cs + \frac{1}{R_L} \right). \quad (3.52)$$

calcula-se potência média no lado CA (P_{CA}) considerando que a corrente está

em fase ou defasada em 180° com a tensão, conforme equação

$$P_{AC} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \frac{I_m}{\sqrt{2}}. \quad (3.53)$$

Em que V_m e I_m é a amplitude da tensão e da corrente no lado da rede. A potência no barramento CC (P_{BCC}) deve ser calculada conforme segue

$$P_{BCC} = V_C I_{in}. \quad (3.54)$$

Sendo V_C a tensão de barramento CC e I_{in} a corrente média de entrada do conversor CC-CA, conforme mostrado na Figura 3.14. Considerando o conversor ideal, ou seja, não há perda de potência nos elementos, tem-se

$$P_{BCC} = P_{CA}. \quad (3.55)$$

Utilizando as equações expostas anteriormente, tem-se

$$V_C I_{in} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \frac{I_m}{\sqrt{2}}. \quad (3.56)$$

Considerando V_C em regime permanente, constante e igual à tensão projetada para o barramento CC ($V_C = V_{BCC}$) e isolando I_{in} , chega-se à

$$I_{in} = \frac{I_m V_m}{2V_{BCC}}. \quad (3.57)$$

A partir de (3.52) e (3.57), obtém-se

$$I_{pv}(s) - V_C(s) \left(Cs + \frac{1}{R_L} \right) = \frac{I_m V_m}{2V_{BCC}}. \quad (3.58)$$

Isolando $V_C(s)$ em (3.58), chega-se à

$$V_C(s) = \frac{I_{pv}(s)}{\left(Cs + \frac{1}{R_L} \right)} - \frac{I_m V_m}{2V_{BCC} \left(Cs + \frac{1}{R_L} \right)}. \quad (3.59)$$

Considerando $I_{pv}(s)$ como uma perturbação do sistema, tomando seu valor igual a zero, chega-se a função de transferência da planta de tensão $V_C(s)/I_m(s)$, dada por

$$\frac{V_C(s)}{I_m(s)} = -\frac{V_m}{2V_{B_{CC}} \left(Cs + \frac{1}{R_L} \right)} \quad (3.60)$$

A partir de (3.60) pode-se analisar o sistema e projetar o controle. No Capítulo 5 realiza-se uma análise do diagrama de Bode e projeta-se um controlador PI capaz de manter o sistema estável. No mesmo capítulo 5 propõe-se um controle adaptativo a fim de mitigar o transitório deixado pelo controlador PI projetado.

Capítulo 4

Microrrede Proposta

Este capítulo é dedicado a descrever cada elemento da microrrede proposta, conforme ilustrado na Figura 4.1. O trabalho propõe e descreve um sistema de baixa potência, de aproximadamente 1 kW, composto por uma fonte geradora fotovoltaica, um conversor CC-CC *Boost* com algoritmo de rastreamento de ponto de máxima potência (MPPT), o barramento CC de 400 V com um capacitor de desacoplamento, onde são conectadas as cargas CC e um conversor bidirecional CC-CA que integra o sistema à rede da concessionária.

4.1 Parâmetros do Arranjo Fotovoltaico

O sistema fotovoltaico possui um arranjo de seis módulos fotovoltaicos composto por dois módulos em série e três em paralelo, a fim de obter uma tensão mais elevada e uma potência compatível com a microrrede proposta. Os parâmetros do módulo utilizado foram do modelo DA130-C3 em que esse módulo apresenta tensão de circuito aberto de $V_{oc}=154$ V e corrente de curto-circuito $I_{sc}=1,27$ A, resultando em uma tensão de circuito

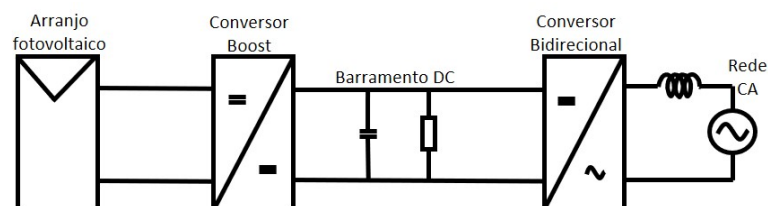


Figura 4.1: Esquema da microrrede proposta.

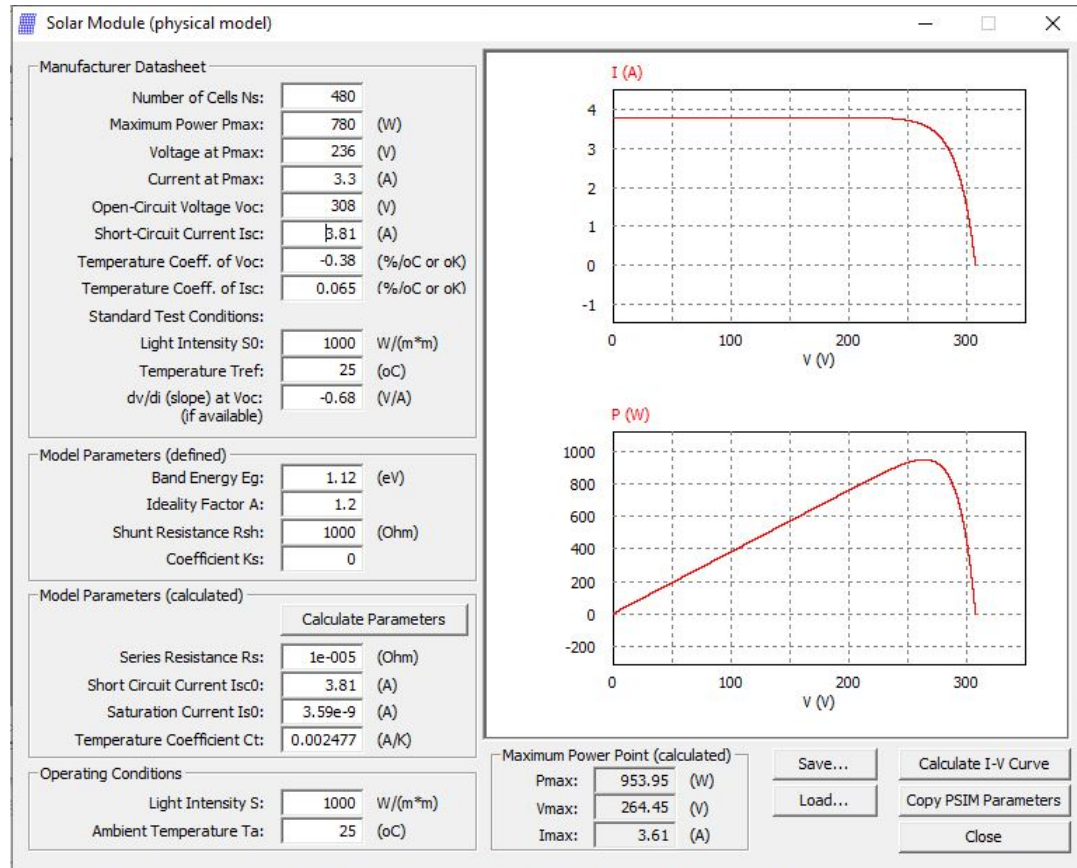


Figura 4.2: Dados de entrada para o painel PV utilizado em simulação.

aberto do sistema de 308 V e corrente de curto-circuito de 3,81 A. Todos os parâmetros do arranjo fotovoltaico, assim como a curva característica do painel, podem ser consultados na folha de dados [34] e estão ilustrados na Figura 4.2.

O algoritmo utilizado na busca do ponto de máxima potência foi o P&O, um algoritmo muito utilizado em sistemas de baixa potência [35] e amplamente encontrado na literatura [36], [37], [38]. Tal algoritmo extrai a máxima potência do sistema fotovoltaico e injeta no barramento CC por meio do conversor *Boost*. O indutor de entrada do conversor *Boost* foi projetado conforme equação (3.38) [39] [32], resultando em uma indutância de 100 mH.

4.2 Técnica MPPT Utilizada

O MPPT foi elaborado usando os blocos de controle disponibilizados no próprio PSim e está ilustrado na Figura 4.3.

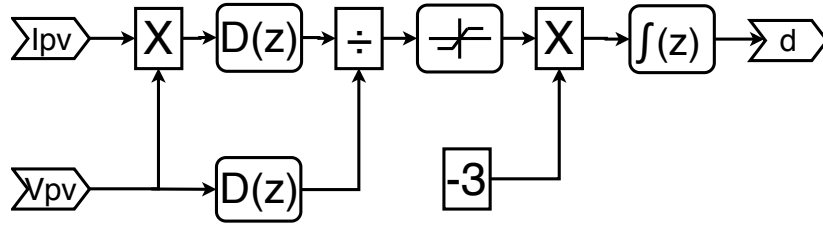


Figura 4.3: Algoritmo MPPT P&O implementado no PSim.

Há um sensor de tensão e de corrente na saída do arranjo fotovoltaico, que fazem as medidas das respectivas variáveis e as entregam ao sistema. Um bloco multiplicador faz o produto dessas variáveis para se obter a potência instantânea do arranjo. Tanto a potência calculada quando a tensão medida, são diferenciadas por meio de blocos diferenciadores discretos. É calculada a razão entre a potência e a tensão utilizando o bloco divisor. Se o valor obtido for positivo, o ponto de operação encontra-se à esquerda do MPP, assim como um valor negativo significa que o ponto de operação está localizado à direita do ponto ótimo. Para deslocar esse ponto de operação para direita, deve-se diminuir a razão cíclica, ou aumentar, se for necessário deslocar para esquerda.

Varia-se o valor da razão cíclica a partir do incremento ou decremento dado pela rampa (pois sabe-se que integrando um valor constante se obtém uma rampa), que é obtida com a integração do valor resultante da razão dP_{PV}/dV_{PV} depois de ser saturada no intervalo -1 a +1 e multiplicada por -3. A constante -3 limita o passo do incremento e o sinal negativo é justificado com a necessidade de se inverter a inclinação da rampa, pois um valor negativo dessa razão deve gerar uma rampa crescente, que fará aumentar o razão cíclica e diminuir a tensão de saída do conversor *Boost*; e um valor positivo deve gerar uma rampa decrescente, diminuindo o valor da razão cíclica e aumentar o valor da tensão de saída do conversor *Boost*. Quando o ponto de operação se aproxima do ponto ótimo, de maneira que o resultado da razão dP_{PV}/dV_{PV} torne menor que os limites do saturador, a busca é otimizada reduzindo o tamanho do passo.

Fazendo-se uma comparação do algoritmo implementado aqui e o fluxograma visto na Figura (3.8) pode se observar: A derivada calculada pelo algoritmo implementado é equivalente à uma perturbação positiva na tensão que, a depender do ponto de operação, pode resultar em uma variação positiva ou negativa na potência. Um resul-

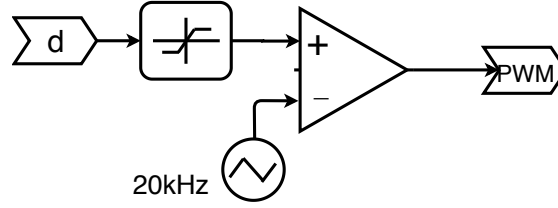


Figura 4.4: Modulador PWM do conversor CC-CC.

tado positivo da derivada indica uma variação de potência também positiva, devendo-se então somar o valor do passo definido à tensão de referência. Um resultado negativo dessa derivada indica uma variação negativa na potência, devendo-se então subtrair o valor do passo definido à tensão de referência.

Desta forma, o algoritmo rastreia o MPP aumentando ou diminuindo a razão cíclica por variações de passos definidos até que a razão dP_{PV}/dV_{PV} seja igual a zero, que significa que o ponto de operação é exatamente o MPP [40]. O algoritmo deve permanecer executando constantemente, pois as condições ambientais podem mudar causando um novo valor de MPP.

A partir do valor da razão cíclica (d), é construído o sinal PWM por meio da comparação do sinal de controle com uma onda triangular definida em 20 kHz. O PWM gerado é usado para comutar o transistor do conversor *Boost*. O modulador PWM do conversor *Boost* está mostrado na Figura 4.4.

O bloco saturador na entrada do circuito de síntese do sinal PWM limita o sinal de controle entre 0,1 e 0,9, para que o conversor não trabalhe com comutador completamente fechado ou completamente aberto.

4.3 Validação do Algoritmo MPPT

Para fazer a validação do algoritmo, foi testado o arranjo fotovoltaico com o conversor *Boost* conectado diretamente a uma carga que variava com o tempo, conforme esquema mostrado na Figura 4.5.

A simulação foi iniciada com o valor da irradiância em 800 W/m^2 até o tempo de 4 s, gerando uma potência de 645,35 W. Posteriormente, é somado uma irradiância de 200 W/m^2 , que provoca um aumento da potência gerada para 829,83 W. O valor da carga R_L inicia com 100Ω e no instante $t=2,5 \text{ s}$ é conectado em paralelo mais uma

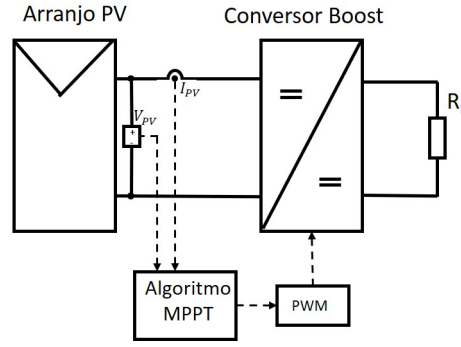


Figura 4.5: Esquema de controle do conversor CC-CC com o algoritmo MPPT.

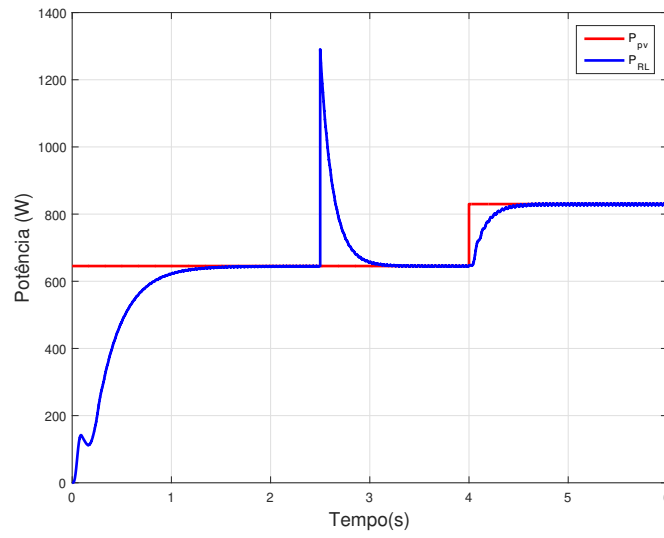


Figura 4.6: Resposta temporal do rastreamento do MPP utilizando o conversor *Boost*.

carga, também de 100Ω , resultando em 50Ω . O algoritmo rastreia o MPP chegando ao valor constante em 2 s. No instante em que a carga varia, em $t=2,5$ s, a potência sofre uma perturbação, mas o algoritmo atua e arrasta o ponto de operação para o valor do MPP depois de 0,9 s. No instante 4 s, que há variação da potência entregue pelo arranjo fotovoltaico, o MPPT continua a atuar e chega-se ao valor de MPP depois de 0,8 s. Esses resultados são mostrados na Figura 4.6, em azul a potência de carga e em vermelho a potência do arranjo fotovoltaico.

O pico de potência na carga em 2,5 s é intenso e superior à potência disponível na unidade geradora. Isso indica uma atuação do capacitor de barramento para equilibrar a potência demandada pela carga. O capacitor é responsável por injetar a potência excedente solicitada pela carga durante o transitório.

4.4 Capacitância do Barramento CC

Considerando um sistema ideal, sem perda, a potência instantânea do lado CA oscila em torno do seu ponto médio, que corresponde ao valor da potência CC. Essa pulsação indesejada na potência é resolvida adicionando um capacitor de desacoplamento, que fica balanceando a potência reativa da rede de forma a minimizar as oscilações de tensão no barramento [27]. Esse capacitor está ilustrado na Figura 4.1.

O capacitor (ou banco de capacitores) do barramento CC formam um estágio essencial na conversão de energia para muitas aplicações tais como estágio de microrredes como apresentada nesse trabalho, e outras aplicações como acionamentos de motores carregadores de baterias, etc. Esses capacitores melhoram a densidade de energia do sistema suavizando as oscilações de tensão introduzidas principalmente pela comutação de dispositivos eletrônicos.

O capacitor do barramento foi calculado usando a equação descrita em (3.29), e reescrita aqui

$$C = \frac{P_{PV}}{2\omega_g V_C \Delta V_C} \quad (4.1)$$

Onde C é o valor da capacitância, P_{PV} é a potência da fonte fotovoltaica, ω_g é a frequência da rede, V_C é a tensão do barramento CC e ΔV_C é a variação permitida dessa tensão. Utilizando os dados de projeto, que teve potência fotovoltaica de 1 kW, tensão de barramento de 400 V e frequência da rede de 60 Hz, foi optado por ter um *ripple* menor que 1 V no barramento, resultando em um valor de capacitância de 5 mF.

4.5 Parâmetros do Conversor CC-CA

A escolha dos parâmetro do conversor foi motivada pelo anseio da implementação experimental do sistema proposto, sendo assim, foi escolhido parâmetros compatíveis com o conversor da *Texas Instruments*, cujo equipamento se encontra no Laboratório de Eficiência Energética e Ambiental (LABEFEA) da UFBA. Tal inversor possui valor de entrada no link CC de 400 V, tensão de saída CA de 127 V em 60 Hz. O filtro de saída do lado CA é composto por dois indutores de valor 3,5 mH com resistência interna

de $0,2 \Omega$ e um capacitor de $470 \mu\text{F}$. Os valores do indutor e resistor de conexão com a rede foram definidos como a indutância e resistência de uma tomada, $100 \mu\text{H}$ e $0,2 \Omega$, respectivamente [27].

O filtro de saída do lado CA é formado pelo indutor ($L = L_1 + L_2$), pelo capacitor C_f e pelo indutor de conexão com a rede elétrica L_g , formando um filtro LCL (Figura 3.13), que tem como função diminuir os harmônicos causados pela comutação dos IGBTs. A frequência de corte do filtro, que coincide com a frequência de ressonância, deve ter valor superior ao da largura de banda do controlador de corrente de forma que o filtro não interfira no projeto do compensador e numa frequência menor do que a frequência de comutação, a fim de filtrar os ruídos deixados pelas comutações, sendo limitada de acordo com

$$10f_g < f_c < f_s/2, \quad (4.2)$$

em que f_g é a frequência da rede e f_s é a frequência de chaveamento [41], [42]. Essa frequência de corte é dada por

$$f_c = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L + L_g}{LL_g C_f}}. \quad (4.3)$$

Tendo em vista os valores dos componentes dados pelo fabricante é $R=0,2 \Omega$ e $C=470 \mu\text{F}$, resulta-se em uma frequência de corte de aproximadamente 745 Hz, inferior à metade da frequência de comutação (19,8 kHz) e superior à dez vezes a frequência da rede, portanto, dentro da faixa definida em (4.2).

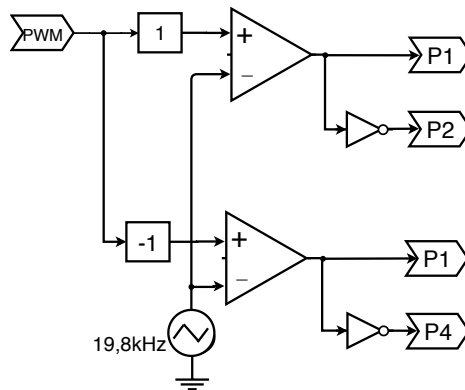


Figura 4.7: Modulador PWM do conversor CC-CA.

A comutação do conversor bidirecional foi feita a partir de modulação em largura

de pulso (PWM) a três níveis, pois este tipo de modulação exige menor volume do indutor do filtro de saída em relação a modulação em dois níveis [43]. O modulador implementado pode ser visto na Figura 4.7.

O sinal de controle calculado pelo controlador da corrente é derivado em dois ramos, dos quais um deles é invertida a fase através do bloco ganho de valor negativo de um (-1). O modulador possui dois comparadores que vão gerar os sinais PWM, sendo que cada saída desses comparadores tem uma derivação com uma porta inversora, pois os demais sinais de comutação são complementares a estes.

Capítulo 5

Sistema de Controle da Microrrede

O sistema de controle da microrrede atua por meio de um conversor CC-CC e um conversor bidirecional CC-CA. O conversor CC-CC é responsável pela extração da máxima potência dos módulos fotovoltaicos e o conversor bidirecional CC-CA possui duas funções: manter a tensão do barramento CC estável e injeção/extração de potência na rede.

Portanto, para o conversor CC-CA, deve-se projetar um controlador para a tensão de barramento CC, que deve garantir o nível da tensão constante no valor adotado; e outro controlador para a corrente do lado CA, responsável por fazer o controle do fluxo de potência da microrrede com o sistema elétrico. Assim, há duas malhas de controle, uma interna que controla a corrente senoidal do lado CA e a malha externa que faz o controle da tensão de barramento. A microrrede com o sistema de controle simplificado está ilustrada na Figura 5.1, enquanto as malhas de controle podem ser vistas no diagrama de blocos mostrado na Figura 5.2..

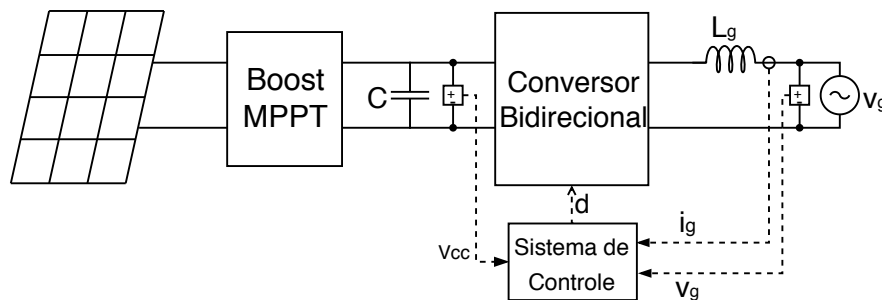


Figura 5.1: Sistema de controle da microrrede.

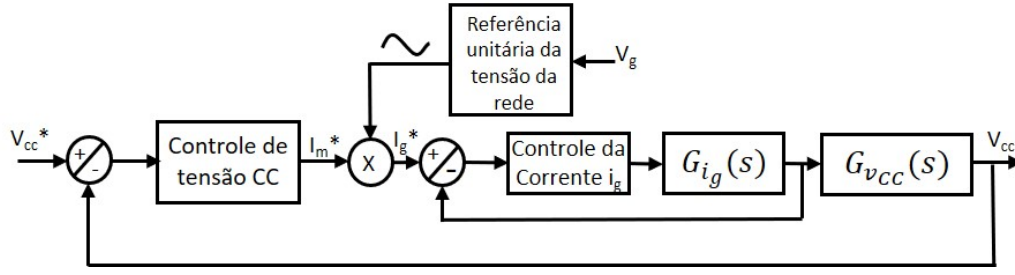


Figura 5.2: Malha de controle da microrrede.

Para gerar a referência de corrente a ser injetada na rede elétrica, utiliza-se da própria tensão da rede para que a corrente injetada esteja em fase (ou com fase oposta) à tensão, garantindo fator de potência (FP) unitário. O bloco superior no diagrama da Figura 5.2 representa esse processo, tendo na sua entrada a tensão da rede e na sua saída uma senoide unitária semelhante à da rede.

A amplitude da corrente a ser injetada ou absorvida da rede é gerada pelo controlador de tensão do barramento CC. No diagrama, pode-se observar que esse bloco tem como entrada o erro da tensão de barramento e na sua saída o valor de pico da corrente no indutor, I_m^* . o produto da senoide unitária com o valor de pico da corrente gerada pelo controlador de tensão resulta na senoide (i_g^*) referência a ser seguida pela corrente sintetizada pelo conversor CC-CA.

De forma semelhante, o bloco de controle da corrente i_g recebe o erro da corrente medida no indutor L_g , dada pela diferença da corrente de referência com a corrente medida no indutor ($i_g^* - i_g$), que depois de processada pelo controlador e circuito modulador, é capaz de gerar o sinal de modulação PWM responsável por comutar os dispositivos do conversor CC-CA, moldando a corrente i_g no indutor. A planta para o controle da corrente está representada pelo bloco $G_{i_g}(s)$, assim como a função de transferência $G_{v_{cc}}(s)$ representa a planta de controle tensão do barramento CC.

A corrente no indutor de interface com a rede externa, é controlada por meio de um compensador Proporcional Ressonante (PR), o qual apresenta ganho infinito na frequência de ressonância, garantindo erro nulo no estado estacionário para entradas senoidais com frequência iguais à frequência de ressonância projetada. Enquanto o controle da tensão do barramento CC utiliza um compensador híbrido, que é composto por um controlador *Fuzzy* e um compensador Proporcional Integral. A presença dos dois contro-

ladores internos que respondem a um algoritmo de estratégia de escolha, torna o controle da microrrede adaptativo, melhorando sua resposta dinâmica. Esses controladores serão descritos em detalhes na sequência.

5.1 Controlador da Corrente do lado CA

O conversor bidirecional faz a interface da microrrede CC com a rede externa, injetando ou absorvendo energia conforme potencial de geração e demanda da carga. Esse conversor deve controlar a corrente i_g do indutor do lado CA de forma que se obtenha fator de potência (FP) unitário, ou seja, a corrente deve estar em fase (ou com fase oposta) com a tensão de rede. A topologia do conversor é do tipo ponte completa (*Full Bridge*) como mostrado anteriormente na Figura 3.13.

O controlador utilizado para esse fim foi o Proporcional Ressonante, o qual apresenta erro zero na frequência de ressonância [44] cuja função de transferência é dada por

$$C_{PR} = \frac{K_P s^2 + 2K_I s + K_P \omega_0^2}{s^2 + \omega_0^2}. \quad (5.1)$$

Onde K_P e K_I são valores do ganho proporcional e integral de um controlador PI equivalente. E ω_0 é a frequência de ressonância que neste caso deve ser escolhida igual à frequência da rede:

$$\omega_0 = 2\pi f. \quad (5.2)$$

Em que f é a frequência da rede cujo valor é 60 Hz.

Os valores dos parâmetros estão mostrados na Tabela 5.1 e foram adotados de acordo com algumas referências: os parâmetros do conversor CC-CA foram utilizados da *Texas Instruments*, de acordo com a folha d dados [45]. A indutância e resistência de conexão com a rede elétrica utiliza-se impedância equivalente de uma tomada residencial simples [28].

Para a função de transferência do conversor, dada por (3.49), considera-se uma única indutância equivalente às duas em série do filtro de saída (Figura 3.13), pois a

Tabela 5.1: Valores dos componentes do conversor CC-CA.

Parâmetro	Valor
R_L	$0,2 \, \Omega$
L	$3,5 \, \text{mH}$
R_L	$0 \, \Omega$
R_g	$0,2 \, \Omega$
L_g	$3 \, \mu \text{H}$

corrente que passa por L_1 é a mesma que passa por L_2 . O mesmo é considerado para as resistências dessas indutâncias, resultando em uma única resistência equivalente. Esses dois parâmetros devem ser multiplicados por dois dos ilustrados na Tabela 5.1. Depois de substituir esses valores na equação da função de transferência da planta, obtém-se

$$\frac{I_g(s)}{D(s)} = \frac{400}{9,87 \cdot 10^{-12} s^3 + 9,586 \cdot 10^{-7} s^2 + 7,041 \cdot 10^{-3} s + 0,6}. \quad (5.3)$$

Depois de obtida tal função de transferência, é possível projetar o compensador PR definindo os critérios de controle.

5.1.1 Validação da Planta de Corrente $G_{i_g}(s)$

A validação da planta matemática encontrada, dada em (3.49), pode ser feita utilizando a ferramenta de varredura em frequência do software PSim. Essa ferramenta permite utilizar o próprio circuito de simulação para que seja gerado o diagrama de Bode, numa faixa de frequência definida que se deseja analisar. Tal validação garante que a função de transferência obtida representa de fato o circuito em análise. Para isso, no ambiente de simulação, é necessário acrescentar à sua variável de controle, uma fonte senoidal que introduzirá a perturbação ao sistema (fonte com nome "pert.", na Figura 5.4, somando-se à razão cíclica d), assim como é necessário indicar a variável de saída inserindo um elemento sensor que mede o valor de saída para cada frequência em questão (elemento "ac", na Figura 5.3, indicando a corrente no indutor L_g).

O circuito simulado e o circuito de controle implementado estão mostrados nas Figura 5.3 e Figura 5.4.

A partir do circuito elaborado e configurado com os valores dos parâmetros mencionados na Tabela 5.1, foi possível gerar a resposta em frequência do circuito e compará-la com a resposta em frequência da planta obtida por meio da função de transferência

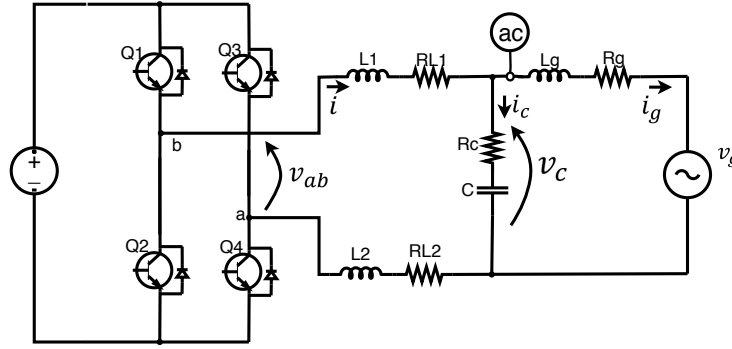


Figura 5.3: Circuito do conversor CC-CA implementado no PSim.

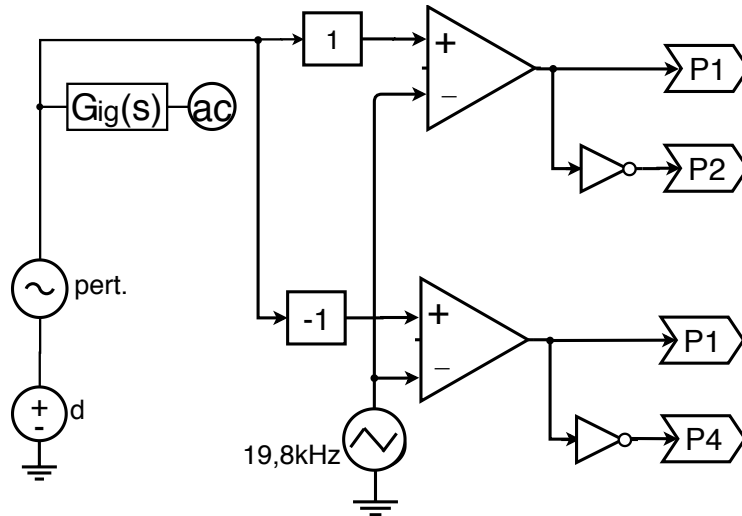


Figura 5.4: Esquema de controle para fazer a varredura em frequência do circuito CC-CA e da função de transferência $G_{ig}(s)$.

descrita em (3.49) e inserida no bloco $G_{ig}(s)$ da Figura 5.4.

A comparação da modelagem analítica e da resposta em frequência obtida por meio da varredura em frequência no circuito simulado está ilustrado na Figura 5.5. Observando as duas curvas de amplitude e fase, pode-se notar a semelhança que elas apresentam. A curva em azul, representa o modelo da planta obtido a partir da função de transferência, enquanto a curva em vermelho representa o próprio circuito simulado. Apesar das curvas de amplitude estarem pouco deslocadas, elas se assemelham em toda a faixa de análise, indicando que o modelo é adequado para o projeto de controladores. As curvas de fase estão sobrepostas de forma satisfatória até 2 kHz, onde se tem um décimo da frequência de comutação. Depois disso, é observado uma diferença aceitável, apesar de que a faixa de interesse é até um décimo da frequência de comutação.

Uma análise em malha aberta é feita através do diagrama de Bode donde se

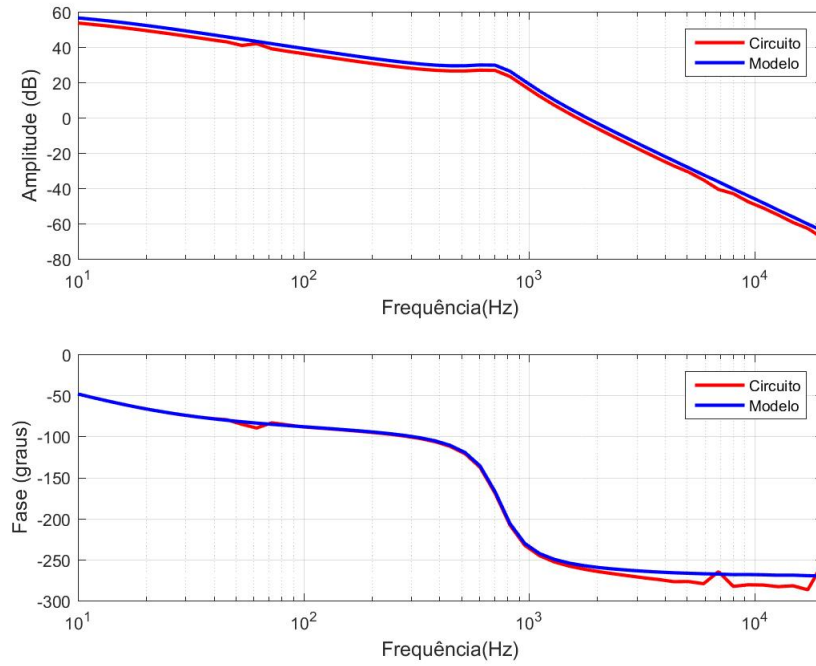


Figura 5.5: Diagrama de Bode do circuito e da função de transferência $G_{ig}(s)$ gerado pela ferramenta de varredura em frequência.

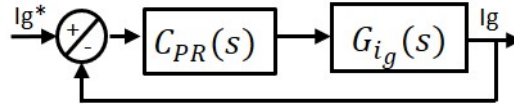


Figura 5.6: Malha de controle de corrente do conversor CC-CA.

obtem a margem de fase de -80 graus sobre uma frequência de cruzamento de 1,8 kHz e margem de ganho de -28 dB, caracteriza o sistema em estudo como instável, necessitando de um compensador para que o torne estável.

5.1.2 Projeto do Compensador Proporcional Ressonante

Depois de validar a função de transferência da planta $G_{ig}(s)$, é possível utilizá-la para projetar o controlador a ser utilizado nessa etapa. A malha de controle está ilustrada na Figura 5.6, donde se tem a função de transferência da planta de corrente $G_{ig}(s)$ e o compensador $C_{PR}(s)$.

O compensador PR pode ser projetado a partir de um compensador PI equivalente. Tal metodologia consiste em projetar primeiro um controlador PI e posteriormente utiliza seus valores de ganhos K_P e K_I para compor a função de transferência do com-

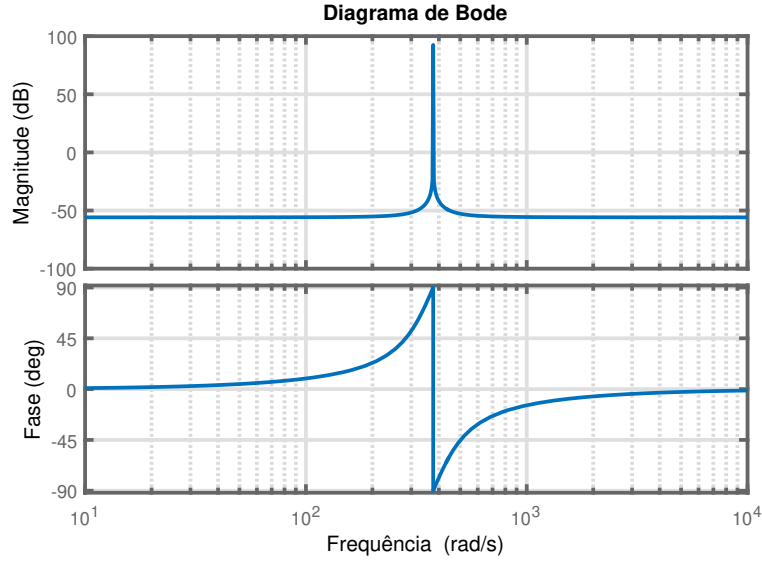


Figura 5.7: Diagrama de Bode do compensador Proporcional Ressonante.

pensador PR [28], dado por (5.1).

O controlador foi projetado através da função de transferência $G_{ig}(s)$ dada por (3.49), de forma a obter um tempo de acomodação satisfatório, escolhido aqui um valor próximo de 20 ms, um sobressinal inferior à 10%, e tempo de subida de 5 ms. De posse desses valores a função de transferência do controlador PI resultante pode ser escrita conforme segue:

$$C_{PI_i} = 0,00106 \frac{s + 166}{s}. \quad (5.4)$$

Assim, foram obtidos os valores de ganho $K_P = 0,00106$ e $K_I = 0,179$.

Utilizando os valores de K_P e K_I obtidos no projeto do controlador PI e o valor da frequência angular da rede ($\omega = 2\pi f = 2\pi 60 \approx 377$ rad) em (5.1) chega-se a função de transferência do controlador PR, dada por

$$C_{PR} = \frac{0,00161s^2 + 0,352s + 228,8}{s^2 + 142100}. \quad (5.5)$$

O diagrama de Bode do controlador PR pode ser visto na Figura 5.7.

Nota-se o pico de ressonância na frequência da rede, caracterizando ganho infinito nessa frequência que resulta em erro nulo para entradas senoidais com tal frequência.

O circuito elétrico mostrado na Figura 5.8 foi então implementado com o sistema

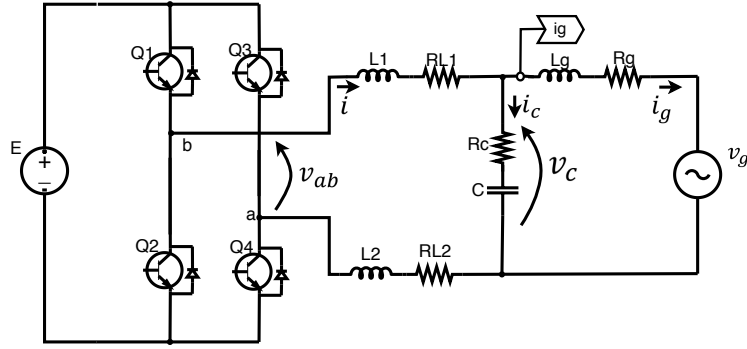


Figura 5.8: Circuito do conversor CC-CA implementado no PSim.

de controle inserido a função de transferência contínua do compensador conforme Figura 5.9. O bloco $C_{PR}(s)$ possui a função de transferência do compensador PR projetado e dada em (5.5).

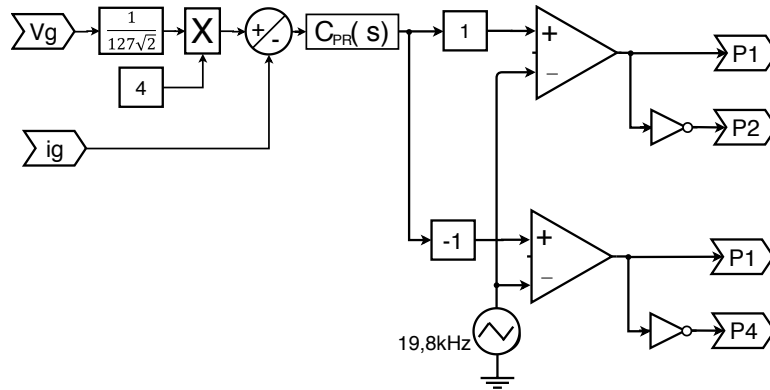


Figura 5.9: Esquema do circuito de controle da corrente do conversor CC-CA implementado no PSim.

5.1.3 Análise da Planta do Conversor CC-CA em Malha Fechada

A análise em malha fechada é feita no domínio do tempo, mostrando a variável de saída e sua referência e analisando características do regime transitório e permanente.

A fim de avaliar a resposta transitória inicial e na inversão do fluxo de potência, o circuito do conversor CC-CA com o compensador PR foi simulado atribuindo inicialmente 4 A à amplitude da corrente de referência, e posteriormente, em 0,1 s, essa amplitude recebe o valor de -4 A, para caracterizar a mudança no sentido do fluxo de potência.

O gráfico da Figura 5.10 mostra a corrente de referência, em linha tracejada, e a corrente do lado CA, em linha contínua. Pode-se observar que o transitório inicial tem

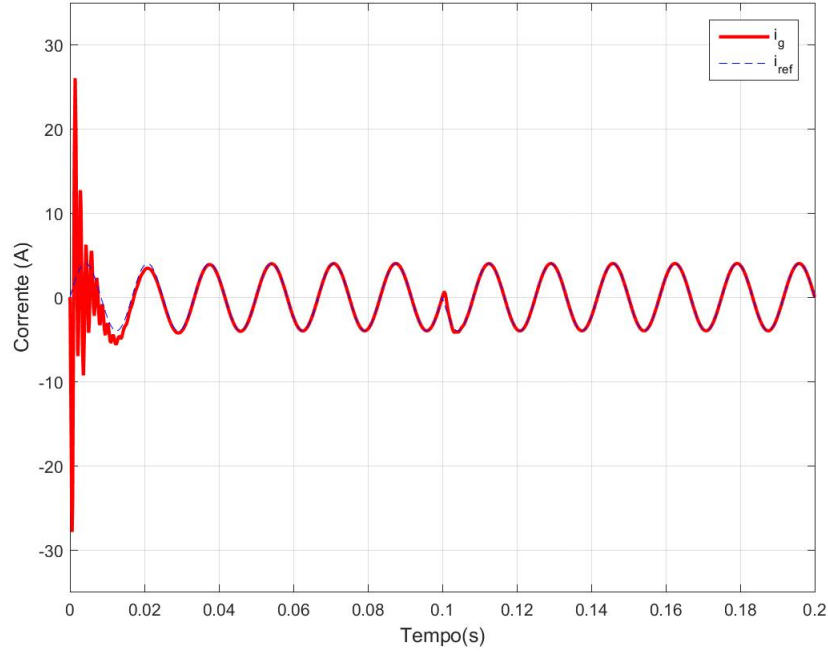


Figura 5.10: Corrente no indutor L_g do conversor CC-CA com inversão no fluxo de potência em 0,1 s.

duração de aproximadamente um ciclo e meio de onda, no qual se percebe os gráficos praticamente sobrepostos. Na inversão no sentido do fluxo de potência é necessário apenas um quarto de ciclo de onda para que a corrente atinja o regime permanente. Nessa figura também pode-se observar o erro nulo em regime permanente, conforme esperado para o controlador PR.

A Figura 5.11 mostra no detalhe o regime permanente da corrente do indutor L_g e sua referência sobrepostas, confirmando o erro nulo no estado estacionário, enquanto a Figura 5.12 evidencia o momento em que há a inversão do fluxo de potência ilustrando a dinâmica do sistema durante o regime transitório para tal ocorrência.

Destaca-se na Figura 5.13 o erro entre a corrente de referência, I_{ref} , e a corrente de saída, I_g . Observa-se que a dinâmica inicial do sistema é bem particular por conta dos elementos armazenadores de energia que se encontram completamente descarregados.

A fim de analisar numericamente a resposta do sistema foram extraído alguns valores observados no transitório inicial e no momento da inversão do sentido do fluxo de potência, assim como foi analisado seu regime permanente.

Ao fim do primeiro ciclo de onda, o erro observado é de 0,9 A, no final do segundo

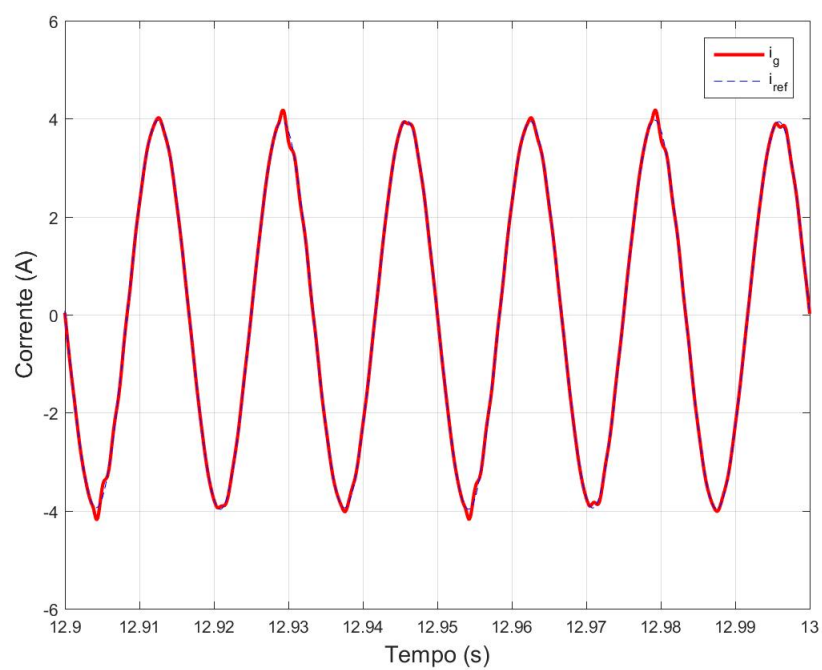


Figura 5.11: Corrente no indutor L_g do conversor CC-CA regime permanente.

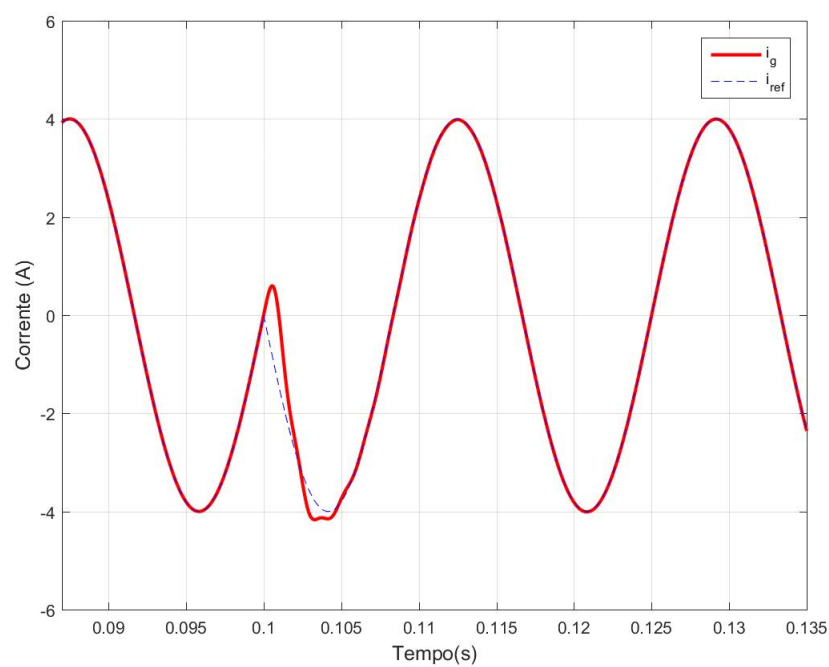


Figura 5.12: Detalhe da corrente no indutor L_g no momento da inversão do fluxo de potência.

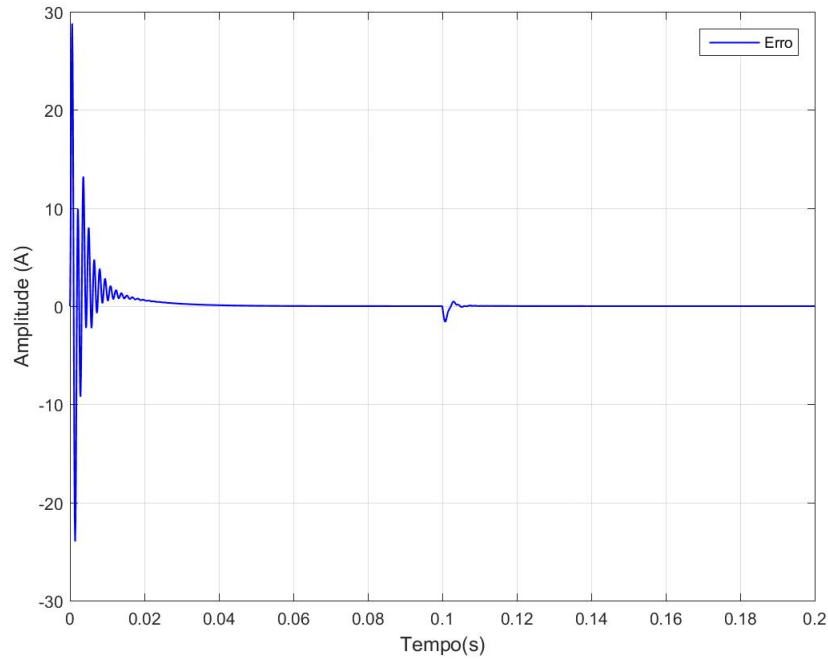


Figura 5.13: Erro da corrente no indutor L_g do conversor CC-CA.

ciclo chega-se à 0,18 A e após dois ciclos e meio o valor do erro observado é de 60 mA. Depois da inversão do fluxo de potência, o transitório apresenta menores intensidades, pois em um quarto de ciclo de onda o erro está à 145 mA e depois de meio ciclo, 27 mA. Depois de um ciclo completo o erro apresentado é de apenas 11 mA.

O erro inicial chega-se à 28,8 A. Esse erro se justifica devido ao sistema sair da inércia, onde os componentes de armazenamento de energia estão completamente descarregados e depois da inicialização existe uma corrente de “*inrush*” nos dispositivos de armazenamento de energia.

Na Figura 5.14 está ilustrada a corrente injetada/extraída da rede multiplicada por um fator de 25 (em vermelho) para melhor visualizar e comparar com a tensão da rede (azul). Pode-se observar que estas variáveis estão em fase ou fase invertida, quando há mudança no sentido do fluxo de potência no instante 0,25 s.

No detalhe da Figura 5.15, o momento da mudança de sentido do fluxo de potência. Conforme mostrado anteriormente, o erro torna-se nulo em meio ciclo conforme desempenho esperado do compensador PR.

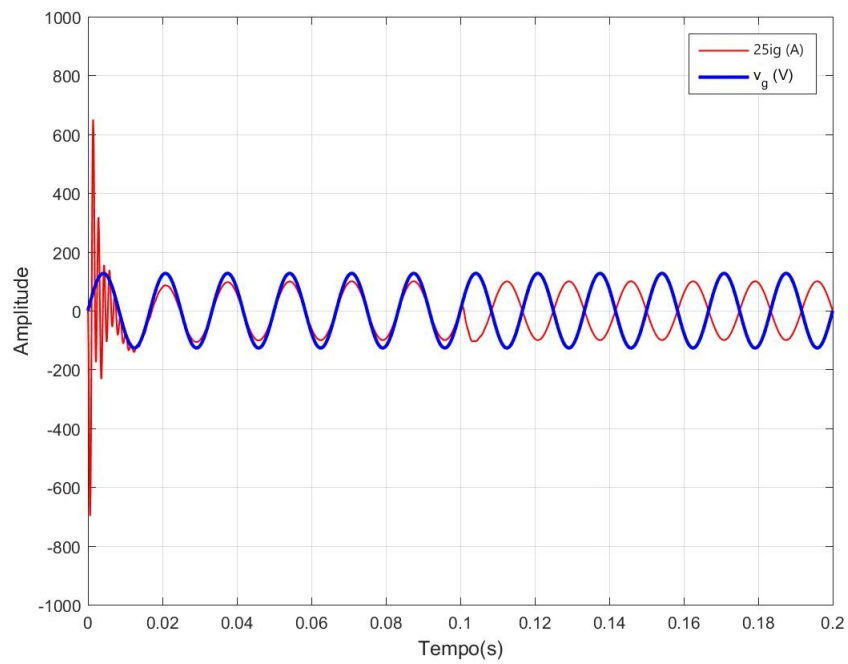


Figura 5.14: Corrente injetada/absorvida da rede multiplicada por 25 e tensão na rede.

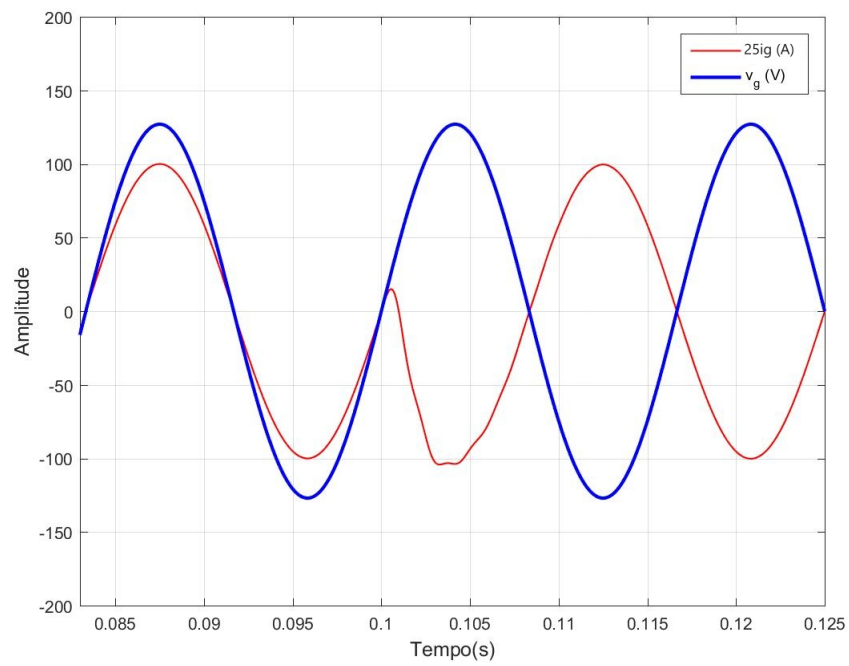


Figura 5.15: Detalhe da tensão e corrente na mudança de sentido no fluxo de potência.

5.1.4 Discretização do Compensador Proporcional Ressonante

O controlador PR foi implementado no domínio discreto no ambiente de simulação, utilizando um bloco de controle que permite a programação em linguagem C. Para isso é necessário realizar a discretização do compensador $C_{PR}(s)$. Nesse projeto foi utilizado a técnica de discretização *zero-order hold* (ZOH).

Reescrevendo a equação (5.1)

$$C_{PR} = \frac{K_P s^2 + 2K_I s + K_P \omega_0^2}{s^2 + \omega_0^2} = \frac{y(s)}{u(s)}. \quad (5.6)$$

No qual $u(s)$ é o sinal de entrada e $y(s)$ é o sinal de saída do compensador.

Reorganizando a equação e fazendo a transformada inversa de Laplace, chega-se à

$$K_P \ddot{u}(s) + 2K_I \dot{u}(s) + K_P \omega_0^2 u(s) = \ddot{y}(s) + \omega_0^2 y(s). \quad (5.7)$$

Levando a equação para o domínio discreto sendo k é uma determinada amostra, tem-se

$$K_P \ddot{u}[k] + 2K_I \dot{u}[k] + K_P \omega_0^2 u[k] = \ddot{y}[k] + \omega_0^2 y[k]. \quad (5.8)$$

A técnica de discretização *Zero-order hold*, tem as seguintes aproximações definidas

$$\dot{x}[k] = \frac{x[k] - x[k-1]}{T_s} \quad (5.9)$$

e

$$\ddot{x}[k] = \frac{x[k] - 2x[k-1] + x[k-2]}{T_s^2}. \quad (5.10)$$

Onde $T_a = 1/f_s$ é o tempo de amostragem definido como $50 \mu s$.

Aplicando a definição dada por (5.9) e (5.10) chega-se a equação discretizada, dada por

$$C(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}. \quad (5.11)$$

Onde

$a_0=1$, $a_1=-2$ e $a_2=1+\omega_0^2 T_s^2$; e

$b_0=K_P$, $b_1=(-2k_P-2T_s K_I)$ e $b_2=(K_P+2T_s K_I+T_s^2 K_P \omega_0^2)$

5.2 Controlador de Tensão do Barramento CC

O controle da tensão de barramento CC é composto por uma estrutura que engloba um compensador PI e um controlador *Fuzzy*. Uma estratégia de controle é elaborada a fim de combinar a eficácia do compensador PI com a capacidade de assimilar instruções e executar tarefas do controlador *Fuzzy* tornando-o adaptativo. A Figura 5.16 ilustra os blocos que compõem o controlador.

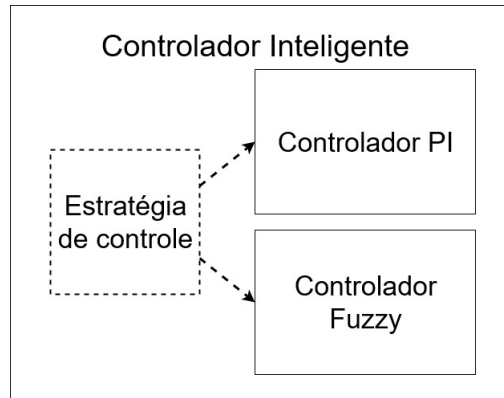


Figura 5.16: Estrutura interna do Controlador Inteligente.

Quando há uma perturbação no sistema, o sinal de controle do compensador PI varia até encontrar um valor capaz de manter o sistema estável no novo ponto de operação. O valor final do sinal de controle é salvo pra que o controlador *Fuzzy* possa processar e utiliza-lo em uma situação futura.

Através da estratégia proposta, o controlador *Fuzzy* é capaz de processar informações do compensador PI e emitir um sinal de controle de forma que o efeito do transitório, ocorrido no momento de uma perturbação, seja reduzido. O controlador se torna adaptativo a partir de um sinal de controle do controlador PI. Assim, o controlador de tensão é composto por um compensador PI, um controlador *Fuzzy* e uma estratégia de

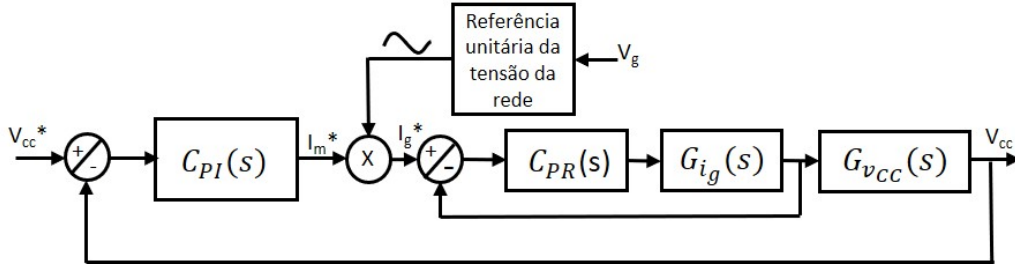


Figura 5.17: Malha de controle da microrrede.

controle. No decorrer desse capítulo, será descrito cada elemento que compõe a estrutura desse controlador proposto.

5.2.1 Compensador de Tensão Proporcional Integral

O controle da tensão de barramento CC depende da malha de controle da corrente no indutor do lado CA, descrito na seção anterior, assim como a função de transferência do barramento CC, $G_{v_{CC}}(s)$, deduzida em (3.60). O diagrama de blocos mostrado na Figura 5.17 mostra essa dependência e guia nas operações para que se obtenha a função de transferência do sistema completo.

O controle do barramento CC é feito a partir do balanço de potência do sistema, considerando que a potência disponível no barramento CC é igual àquela que aparece no lado CA, na interface com a rede externa. Com isso, como a tensão CA deve ser mantida com um valor igual ao da rede externa, faz-se variar a amplitude da corrente para manter o balanço da potência, igualando ao disponível no barramento CC. Para tal controle, foi projetado um compensador PI, de modo que faça a tensão seguir uma referência constante definida como 400V.

Pela Figura 5.17 nota-se que é necessário se obter o $G_{res}(s)$ correspondente à realimentação da malha de controle de corrente em série com a função de transferência $G_{v_{CC}}$, obtendo uma malha conforme ilustrado na 5.18, para então se projetar o compensador PI (C_{PI}).

Sendo $G_{res}(s)$, dado por

$$G_{res}(s) = \frac{C_{PR}(s)G_{i_g}(s)}{1 - C_{PR}(s)G_{i_g}(s)}G_{v_{CC}}(s). \quad (5.12)$$

Fazendo as operações necessárias mostradas em (5.12) e substituído os valores

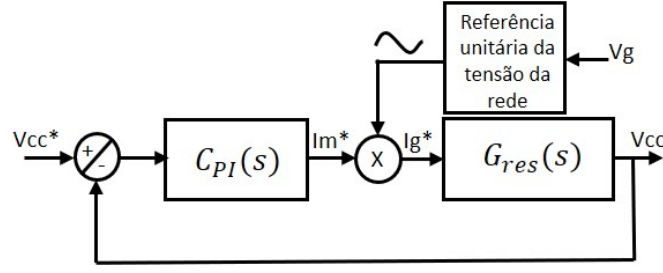


Figura 5.18: Malha de controle resultante da microrrede.

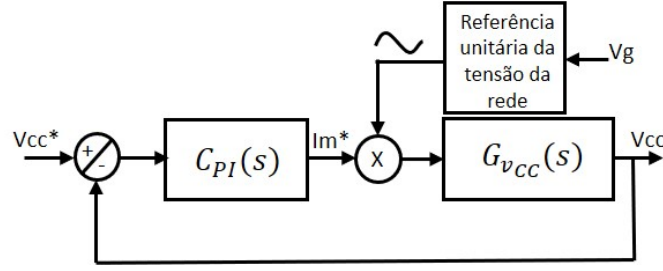


Figura 5.19: Malha de controle simplificada da microrrede.

dos parâmetros na equação resultante, chega-se à

$$G_{res}(s) = \frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{b_6 s^6 + b_5 s^5 + b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \quad (5.13)$$

onde:

$$a_2 = -0,2045, a_1 = -44,7 \text{ e } a_0 = -2,906 \times 10^4; e$$

$$b_6 = 2,454 \times 10^{-13}, b_5 = 4,96 \times 10^{-10}, b_4 = 5,342 \times 10^{-6}, b_3 = 0,0008091, b_2 = 0,8534,$$

$$b_1 = 104,2, e b_0 = 838,3.$$

Para projetos em que a malha de controle interna é pelo menos três vezes mais rápida do que a malha externa, é possível projetar o compensador da malha externa desconsiderando-se a malha interna, resultando, neste caso, apenas a função de transferência G_{vCC} [46] [47]. Assim, o diagrama fica conforme mostra a Figura 5.19.

Na Figura 5.20 é mostrado o diagrama de Bode para os dois casos. Pode-se notar que para baixas frequências ambas as funções de transferência ($G_{res}(s)$ e $G_{vC}(s)$) apresentam diagrama de Bode semelhantes.

De forma semelhante àquela usada para o projeto do compensador de corrente, atribui-se como critérios: sobressinal de 25%; tempo de subida de 22 ms; e tempo de acomodação de 80 ms, que o caracteriza como malha mais lenta se comparada com

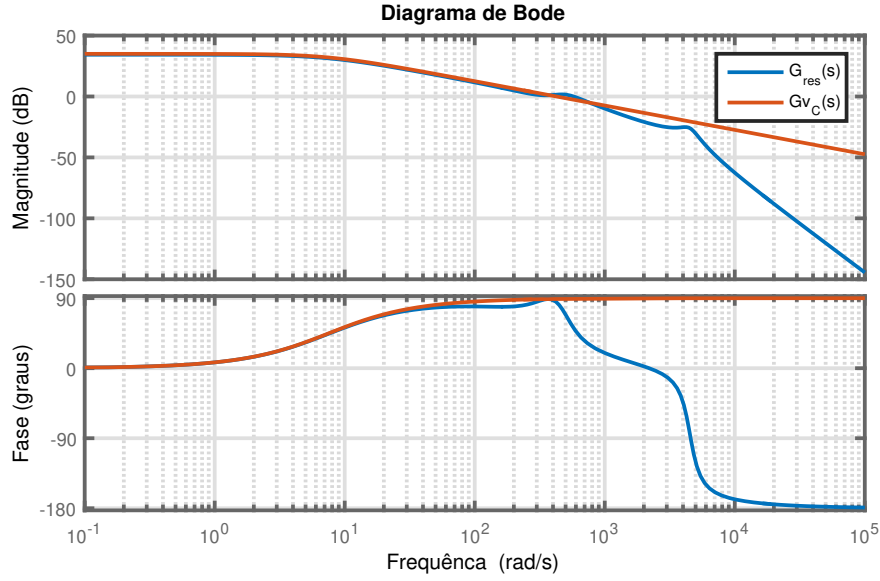


Figura 5.20: Comparação entre o diagrama de Bode de $G_{res}(s)$ e $G_{vC}(s)$.

a malha de corrente. A partir desses critérios, se obtém os seguintes ganhos para o compensador PI: $K_p = -0,179$ e $K_i = -0,137$.

Tendo então o compensador PI resultante dado por

$$C_{PI} = -0,179 - 0,137 \frac{1}{s}. \quad (5.14)$$

Que pode também ser reescrito na forma mostrada em (5.15)

$$C_{PI} = \frac{-0,179(s + 0,7687)}{s}. \quad (5.15)$$

O diagrama de Bode desse compensador PI está mostrado na Figura 5.21.

Com esse controlador projetado, é possível manter a tensão de barramento CC dentro dos limites estabelecidos, contudo ainda é observado efeito de transitórios ocasionado por perturbações no sistema, conforme discutido posteriormente.

5.2.2 Análise em Malha Fechada da Planta de Tensão G_{vC}

Depois de projetado o compensador PI, o sistema foi simulado a fim de analisar a velocidade do sistema e sobressinal sob perturbações inseridas. A Figura 5.22 ilustra o diagrama de controle implementado no PSim dividida em duas partes: na parte superior

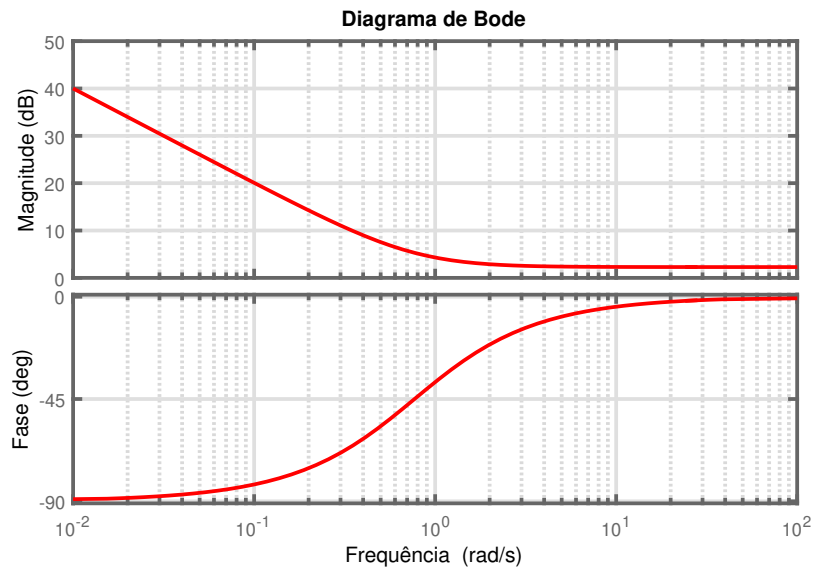


Figura 5.21: Diagrama de Bode do compensador PI.

é mostrado o compensador PI, implementado através das malhas em paralelo com um ganho e um integrador; e a parte inferior é aquele mesmo compensador PR implementado através do bloco $C_{PR}(s)$. Perceba que a amplitude da corrente é dada pelo controle da tensão de barramento, que integra os dois sistemas de controle através do componente I_m mostrado nessa Figura 5.22.

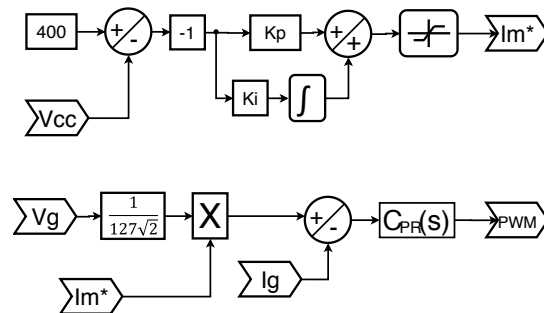


Figura 5.22: Esquema do controle implementado para a microrrede.

A simulação é realizada por um período de 6 s. Inicialmente o barramento CC contém uma carga resistiva de 400 Ω . A tensão do barramento oscila inicialmente até chegar ao valor de 400 V no instante $t=2,7$ s. Em $t=3$ s, outra carga de 400 Ω é adicionada ao barramento CC, aumentando então a potência total sobre o barramento para 800 W em regime permanente. Esse acréscimo de carga provoca uma perturbação ao sistema, de modo que a tensão do barramento oscila novamente até encontrar o ponto

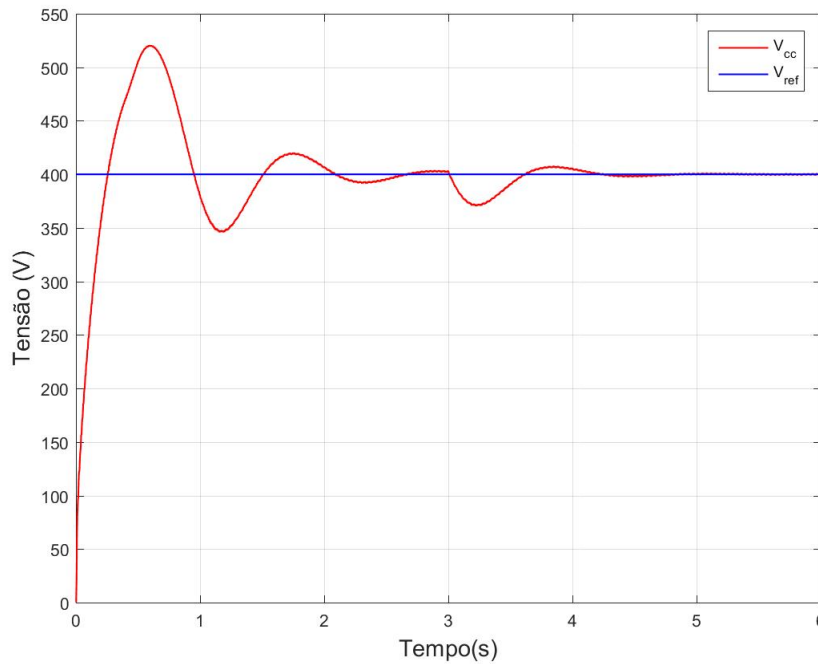


Figura 5.23: Tensão no barramento CC utilizando controlador PI.

de equilíbrio. A Figura 5.23 mostra o comportamento da tensão do barramento para essa situação apresentada.

Para melhor análise do sistema, a Figura 5.24 traz o erro apresentado com as condições de simulação descrita.

Conforme descrito anteriormente, a amplitude da corrente é dependente da malha de controle da tensão, isso pode ser melhor visto no gráfico apresentado na Figura 5.25. Observa-se uma grande oscilação na amplitude nos momentos de transitório da tensão do barramento, de forma que tal amplitude varia proporcional à variação da tensão de barramento. O controlador garante o FP unitário do sistema, conforme pode ser visto no detalhe da tensão e corrente multiplicada por 25 apresentado na Figura 5.26. Pode ser visto o FP unitário quando se tem inversão no sentido do fluxo de potência, mostrado na Figura 5.27. A Figura 5.28 mostra o momento da inversão do sentido da corrente.

5.3 Controlador Inteligente da Tensão do Barramento CC

A ideia do controlador de tensão é torná-lo adaptativo à cada situação apresentada pela microrrede. O controlador PI ajusta o sinal de controle dinamicamente,

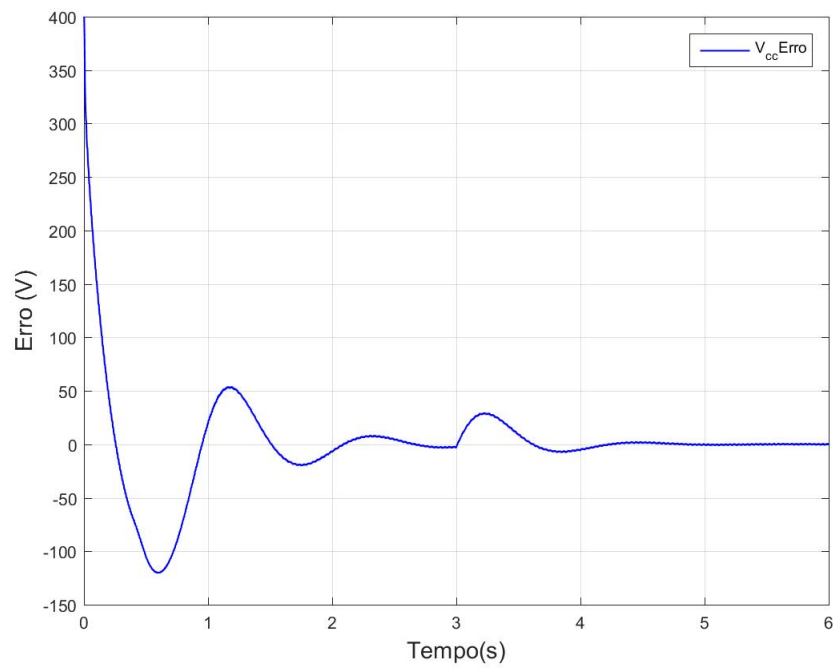


Figura 5.24: Erro da tensão de barramento usando controlador PI.

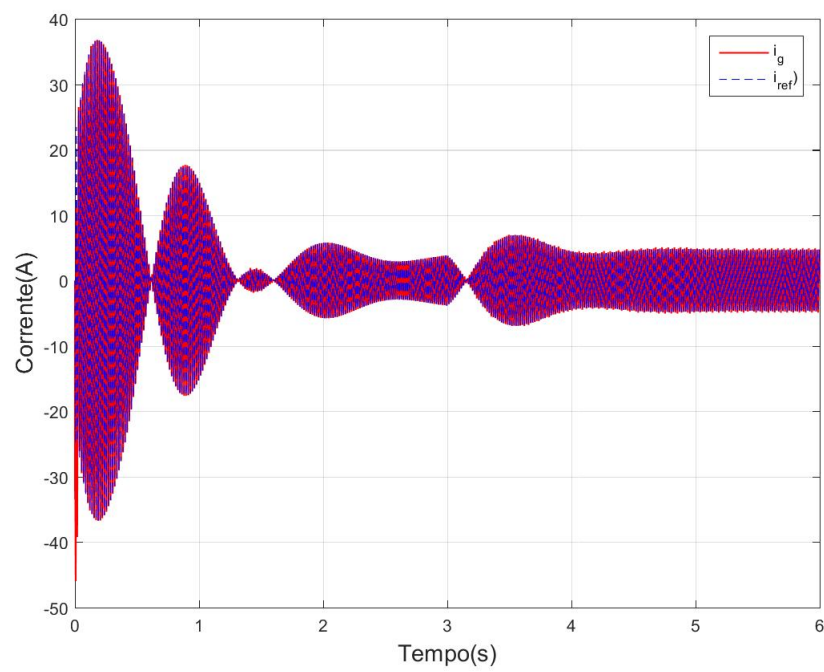


Figura 5.25: Amplitude da corrente no indutor L_g usando controlador PI (tensão de barramento) e PR (corrente CA).

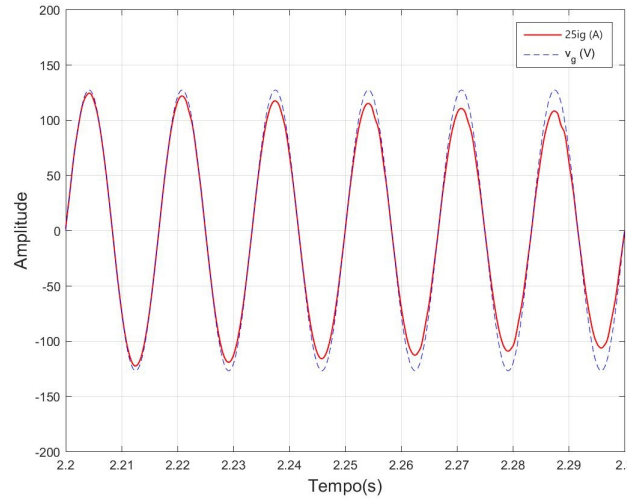


Figura 5.26: Corrente e tensão em fase usado controlador PI (tensão de barramento) e PR (corrente CA).

aumentando ou diminuindo, até que se consiga um valor de sinal suficiente para manter a tensão no valor desejado. Cada vez que o sistema é perturbado, o controlador PI altera novamente o sinal de controle até que encontre o novo valor de controle que mantém a tensão de barramento controlada.

Neste trabalho, propõe-se um sistema de controle misto, no qual os valores do regime permanente calculados pelo controlador PI são utilizados para construir a base de regras do controle *Fuzzy* e tornar o controlador de tensão inteligente e adaptativo.

Existe um valor de sinal de controle que leva a tensão de barramento ao valor desejado para cada situação imposta à microrrede, então, a tarefa do controlador proposto é guardar o valor do sinal de controle conhecido e processá-lo para que possa ser utilizado em uma futura situação igual ou similar àquela já conhecida. Na sequência descreve-se o controlador proposto e cada uma das suas partes internas, que também conta com o compensador PI anteriormente descrito.

5.3.1 Estrutura do Controlador de Tensão Inteligente

O controlador de tensão tem as seguintes variáveis de entradas: erro de tensão do barramento ($Erro_{V_C}$), tensão medida no barramento CC (V_C), potência fotovoltaica (P_{pv}) e potência de carga (P_L). E tem como saída para o sistema o sinal de controle referente à amplitude da corrente CA (I_m), a ser injetada (ou absorvida, se negativa) na

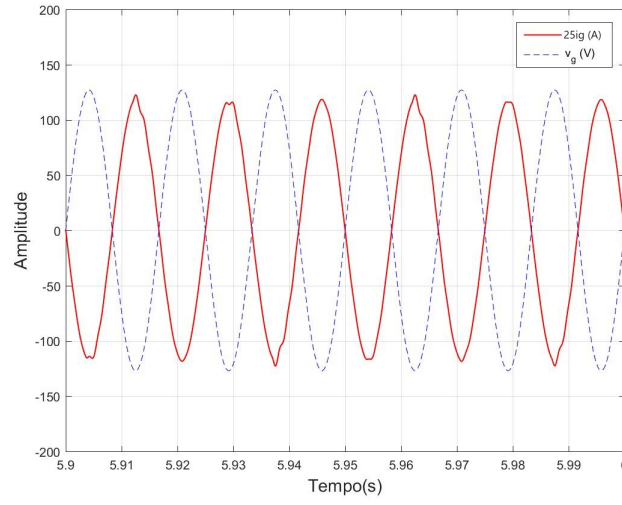


Figura 5.27: corrente e tensão com fase opostas (tensão de barramento) e PR (corrente CA).

rede externa. Este controlador é composto por dois outros controladores internos: um compensador convencional PI, já projetado, e um controlador *Fuzzy* (descrito posteriormente), conforme ilustrado na Figura 5.29.

Foi elaborada uma estratégia de controle a fim de construir a base de regras do controlador *Fuzzy* de forma dinâmica conforme situação submetida à microrrede a partir dos valores de entrada (P_{pv} e P_L) e do sinal de controle em regime permanente do controlador PI (I_m). Posteriormente os controladores são utilizados em conjunto habilitando ou desabilitando quando necessário. A estratégia de controle trata também de reiniciar o integrador do controlador PI em momentos específicos, conforme descrito mais à frente. Após construir a base de regras do controlador *Fuzzy*, o controlador de tensão se torna adaptado às situações impostas anteriormente à microrrede, de forma que, quando se repete o ponto (ou região) de operação da microrrede, o controlador é capaz de impor um sinal de controle suficiente para manter a tensão de barramento no valor desejado, minimizando o erro de transitório.

5.3.2 Controlador *Fuzzy*

O controlador *Fuzzy* tem como variáveis de entrada a potência fotovoltaica e a potência de carga, ambas normalizadas em relação aos respectivos valores máximos, correspondente à máxima potência do arranjo fotovoltaico e máxima potência de carga

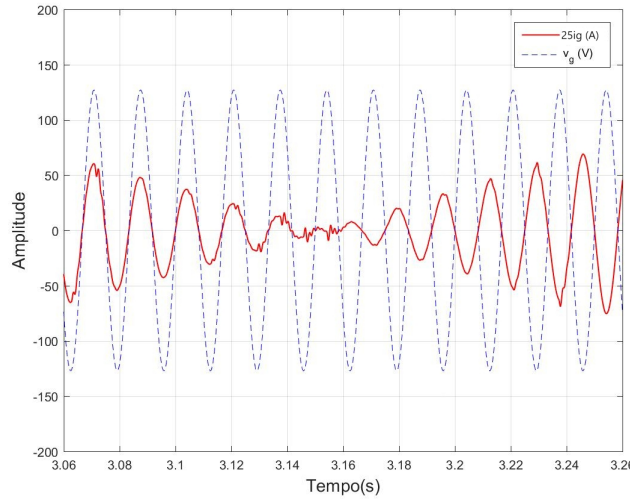


Figura 5.28: Inversão do fluxo de potência observado na corrente no indutor L_g .

do barramento CC. Além dessas variáveis de entrada, o controlador *Fuzzy* recebe o sinal de controle do controlador PI quando alcança o regime permanente, responsável por criar e atualizar a base de regras. A variável de saída foi definida como $I_m F$ e será somada à saída do controlador PI, definida com $I_m PI$, resultando no sinal de controle do controlador de tensão, que corresponde à amplitude da corrente do lado CA. Isso se repete a cada nova situação imposta à microrrede caracterizada pela potência gerada e de carga.

As funções de pertinências das entradas foram todas definidas como funções triangulares e são distribuídas a cada variação de 10% da potência. Essas funções foram nomeadas intuitivamente conforme ilustradas nas Figura 5.30(a) e 5.30(b).

A base de regras do controlador *Fuzzy* é uma matriz 10x10 que relaciona entrada por entrada do controlador nas linhas e colunas e está associada ao sinal de saída, chamada neste trabalho de $I_m F$. A Figura 5.31 ilustra a tabela da base de regras onde as linhas representam a potência fotovoltaica associadas ao subíndice " I " e as colunas representam a potência de carga associadas ao subíndice " J ".

A tabela base de regras é criada dinamicamente de acordo com as condições na qual a microrrede é imposta, esta é atualizada utilizando o valor do sinal de controle dado pelo controlador PI, no momento que é detectado o regime permanente. Esse valor é distribuído proporcionalmente conforme conjunto de equações dadas por [48].

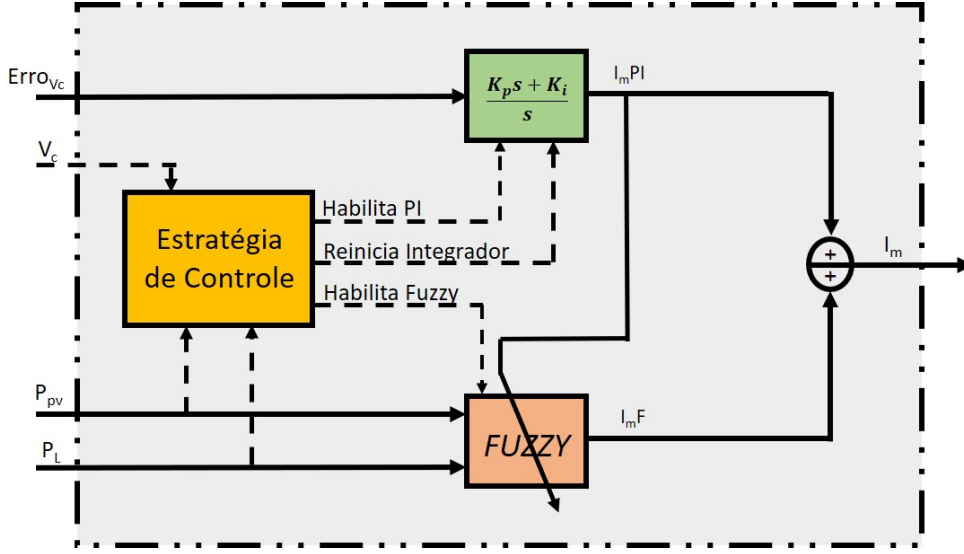


Figura 5.29: Controlador Inteligente para a tensão do barramento CC.

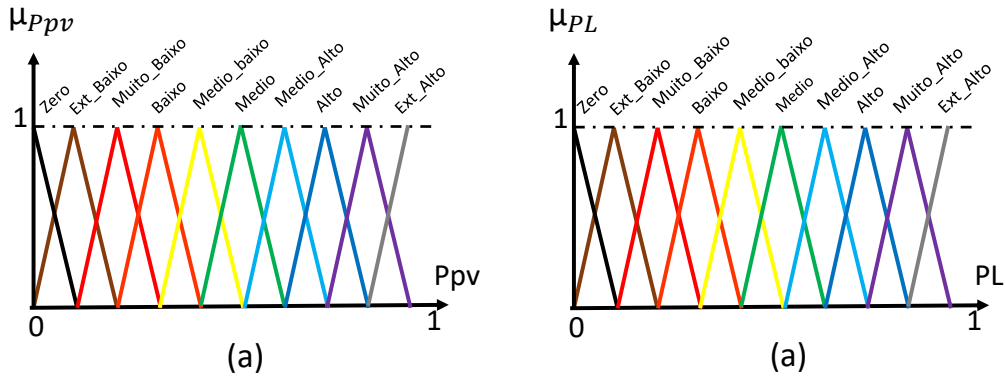


Figura 5.30: Funções de pertinências para as variáveis de entrada (a) potência fotovoltaica e (b) potência de carga.

$$BR(I-1, J-1) = K\mu_RA \quad (5.16)$$

$$BR(I-1, J) = K\mu_RB \quad (5.17)$$

$$BR(I, J-1) = K\mu_RC \quad (5.18)$$

$$BR(I, J) = K\mu_RD \quad (5.19)$$

Sendo K dado por

$$K = \frac{\sum_{i=A}^D \mu_{Ri} I_m}{\sum_{i=A}^D \mu_{Ri}^2}. \quad (5.20)$$

Base de Regras										
$P_V \backslash P_L$	J=1	J=2	J=3	J=4	J=5	J=6	J=7	J=8	J=9	J=10
I=1										
I=2										
I=3										
I=4										
I=5										
I=6										
I=7										
I=8										
I=9										
I=10										

Figura 5.31: Modelo da tabela de base de regras do controlador Fuzzy.

Onde, BR é a matriz 10×10 base de regras; I e J são os índices da posição na matriz, linha e coluna, respectivamente; μ_{RA} , μ_{RB} , μ_{RC} e μ_{RD} são os valores de pertinência resultante das inferências *Fuzzy* e K é uma constante de proporcionalidade.

Os resultados das equações (5.16) a (5.19), são distribuídos numa região da matriz base de regras, identificada pelos valores de I e J que corresponde à posição da matriz.

Observe que a partir de um valor de sinal de controle do controlador PI é gerado valores para quatro células da matriz base de regra, que caracteriza uma região de operação tornando-a conhecida para a microrrede, podendo então, o controlador *Fuzzy* impor um sinal de controle instantâneo suficiente para manter a tensão de barramento igual ou próximo do valor desejado.

5.3.3 Estratégia de Controle do Controlador de Tensão

O algoritmo que descreve a estratégia de controle foi elaborada em linguagem C e sua lógica está ilustrada no fluxograma da Figura 5.32. Os controladores internos, PI e *Fuzzy*, atuam em conjunto conforme definido na estratégia de controle, e apresentam alguns pontos a se destacar:

- Quando a microrrede não está adaptada a determinado ponto de operação, o controlador PI é responsável por fazer o controle da tensão de barramento sozinho.

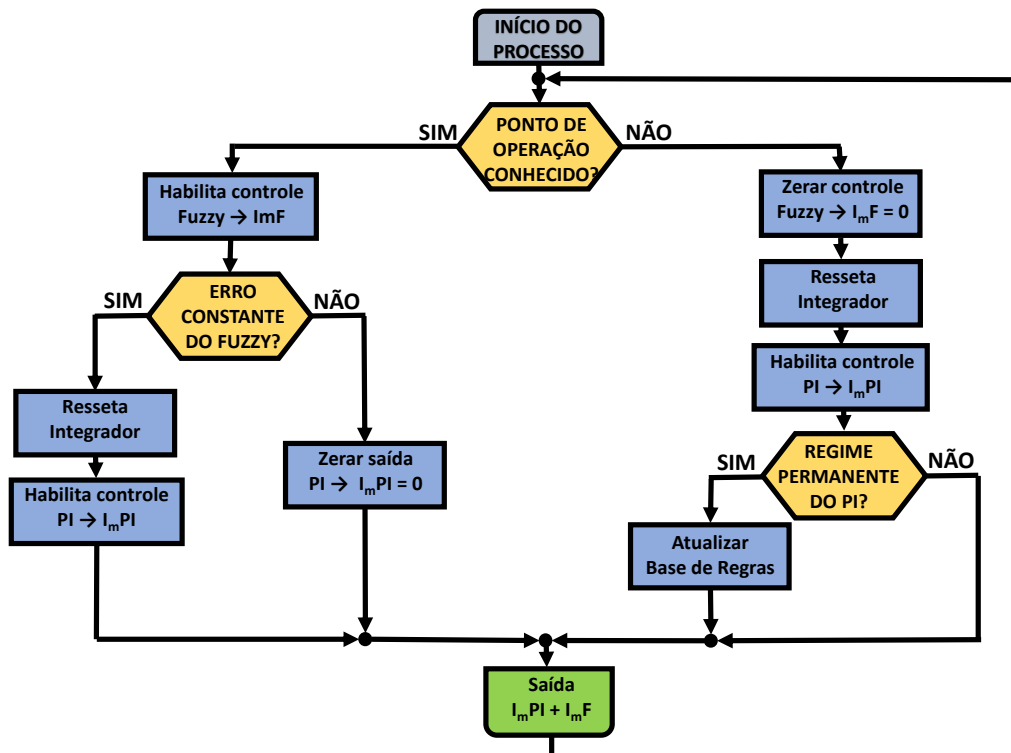


Figura 5.32: Fluxograma da estratégia de controle do controlador de tensão.

- A base de regras do controlador *Fuzzy* é criada quando o controlador PI alcança o regime permanente. O sinal de controle é distribuído nas células da tabela base de regras conforme definido nas equações descritas de (5.16) a (5.19). Essas posições da base de regras caracterizam uma região de operação, cujo controlador *Fuzzy* é capaz de atual.
- O controlador *Fuzzy* se torna apto a controlar a tensão de barramento depois que a base de regras é criada numa região que atende o ponto de operação em questão.
- O sinal ótimo do controlador PI (sinal de regime permanente), compõe a base de regras do controlador *Fuzzy*. Assim o controlador *Fuzzy* processa os valores obtidos e consegue controlar a tensão de barramento CC de forma eficiente e otimizada, uma vez que esse sinal ótimo pode ser inserido instantaneamente na sua saída.
- O sinal de controle do controlador *Fuzzy* pode deixar um pequeno erro devido as aproximações obtidas nas inferências *Fuzzy*. O controlador PI atua simultaneamente com o controlador *Fuzzy* a fim de sanar qualquer erro deixado pelo

controlador.

- Por fim, o controlador PI atua como auxiliar do controlador *Fuzzy*, inserindo valores que compõe a tabela base de regras do controlador *Fuzzy* além de corrigir o pequeno erro que venha a aparecer, devido às aproximações por inferências.

O fluxograma da Figura 5.32 mostra como são tomadas as decisões da estratégia de controle da tensão de barramento CC. Ao iniciar o processo, o controlador deve analisar o ponto de operação da microrrede tal qual pode ser um ponto conhecido ou não. No caso em que o ponto de operação ainda não é conhecido, o controlador de tensão anula o sinal de saída do controlador *Fuzzy*, reseta o integrador e habilita a saída do controlador PI. O controlador PI deve atuar sozinho até que seja encontrado o regime permanente. No momento em que o regime permanente é encontrado, o algoritmo usa o valor do sinal de saída do controlador PI para atualizar a base de regras do controlador *Fuzzy*, e esse ponto de operação passa, então, a ser conhecido para o sistema.

O valor obtido na saída do controlador PI em regime permanente é distribuído proporcionalmente nas posições da matriz base de regra que caracteriza esse ponto (e região) de operação, este é o momento que a microrrede passa a estar adaptada a essa região de operação e pode utilizar os valores da base de regra para emitir um sinal de controle otimizado.

No ramo esquerdo do fluxograma, apresentam-se as tomadas de decisão quando houver uma situação conhecida da microrrede. O controlador deve habilitar a saída do controlador *Fuzzy* (como é uma situação conhecida, o controlador já possui valores salvos na matriz base de regras). O controle é feito somente pelo controlador *Fuzzy* até que o erro (muito pequeno) se torne constante. Neste momento, o controlador PI é resetado e posteriormente habilitado, a fim de corrigir o erro deixado pelo controlador *Fuzzy*. Este erro que se estabelece depois da saída do controlador *Fuzzy*, é devido a aproximação calculada pela inferência *Fuzzy*, pois a região de operação é considerada conhecida a partir de um único ponto.

5.3.4 Regime Permanente

Para identificar o regime permanente do sinal, foi definido um valor de tolerância

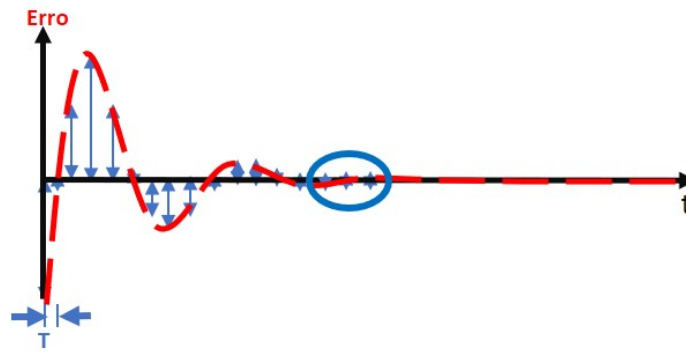


Figura 5.33: Gráfico do erro para determinação do regime permanente.

admissível para o erro que o caracteriza como tal regime. O algoritmo faz medições periódicas no intervalo, conforme mostrado no gráfico da Figura 5.33. Os três últimos valores de erros são salvos e comparados com a tolerância admitida, de tal forma que quando essas três medidas são menores que a tolerância, considera-se que o sistema entrou em regime permanente. O fato de medir e comparar os três últimos valores se faz necessário pois o erro de transitório passa oscilando por algumas vezes pelo eixo temporal, apresentando valor nulo, porém volta a crescer. Depois de três medidas com erro abaixo da tolerância, o sistema alcançou o regime permanente. A Figura 5.33 ilustra o fato descrito, destacando, em azul, os três valores consecutivos de erro que não excede a tolerância admitida.

Capítulo 6

Resultados e Discussões

Para avaliar os resultados obtidos, dois cenários diferentes são analisados neste trabalho:

- O primeiro cenário consiste em submeter a microrrede à três combinações de potência gerada e potência de carga e posteriormente essas combinações são repetidas para avaliar a característica adaptativa do controlador proposto.
- No segundo cenário, a microrrede é submetida a duas combinações de potência gerada e potência de carga, porém as combinações seguintes não são mais idênticas, mas sim semelhantes àquelas anteriores.

Em cada um desses cenários compara-se o desempenho dos controladores de tensão do barramento CC: o controlador PI e o controlador inteligente proposto. O objetivo é analisar se existe redução dos efeitos causados durante perturbações no sistema, adquirido pela característica adaptativa do controlador proposto. Os efeitos causados na corrente também são analisados.

6.1 Tensão do Barramento CC

6.1.1 Primeiro cenário de simulação

Neste cenário o sistema inicia com potência gerada (P_{PV}) de 0,922 pu e potência de carga (P_L) de 0,710 pu. Após quatro segundos, a potência gerada cai para 0,654 pu

Tabela 6.1: Primeiro cenário de simulação.

$Tempo(s)$	$P_{PV}(pu)$	$P_L(pu)$
00-04	0,922	0,710
04-07	0,654	0,710
07-10	0,654	0,920
10-13	0,922	0,710
13-16	0,654	0,710
16-19	0,654	0,920

e a potência de carga se mantém em 0,710 pu. Depois de mais três segundos a potência gerada se mantém em 0,654 enquanto a potência de carga aumenta para 0,920 pu. Essas três configurações se repetem na mesma ordem a partir dos instantes 10, 13 e 16 s. A Tabela 6.1 resume esse primeiro cenário que a microrrede foi submetida, ilustrando os valores de P_{PV} e P_L a cada intervalo de tempo.

6.1.2 Controlador PI Aplicado ao Primeiro Cenário

A microrrede é submetida ao cenário descrito acima utilizando o controlador PI para controlar a tensão de barramento CC e o controlador PR para controlar a corrente do lado CA. O sistema reage aos distúrbios e mantém a tensão de barramento no valor desejado, apresentando as devidas oscilações nos momentos em que houve perturbações na microrrede causadas por variação de potência na geração ou na carga. O gráfico apresentado na Figura 6.1 mostra a resposta para a simulação desse primeiro cenário. Todas as variáveis mostradas estão em pu. A potência fotovoltaica está ilustrada na cor verde, a potência de carga na cor vermelha e a tensão de barramento está em azul. O controlador PI foi aplicado a fim de comparação com o controlador proposto.

De posse desses dados obtidos pelo software de simulação, foi observado que o sistema entra em regime permanente em 2,83 s após a inicialização do sistema. Quando há a primeira perturbação, em quatro segundos, o sistema precisa de 1,59 s para retomar a tensão no barramento ao valor desejado. Enquanto para a segunda perturbação do sistema, dada em sete segundos, o sistema se estabiliza em oito segundos, que corresponde a um tempo de resposta de um segundo após a alteração na carga e nas demais perturbações apresentadas neste cenário, em dez, treze e dezesseis segundos, o transitório tem duração de 1,65 s, 1,54 s e 1,06 s, respectivamente.

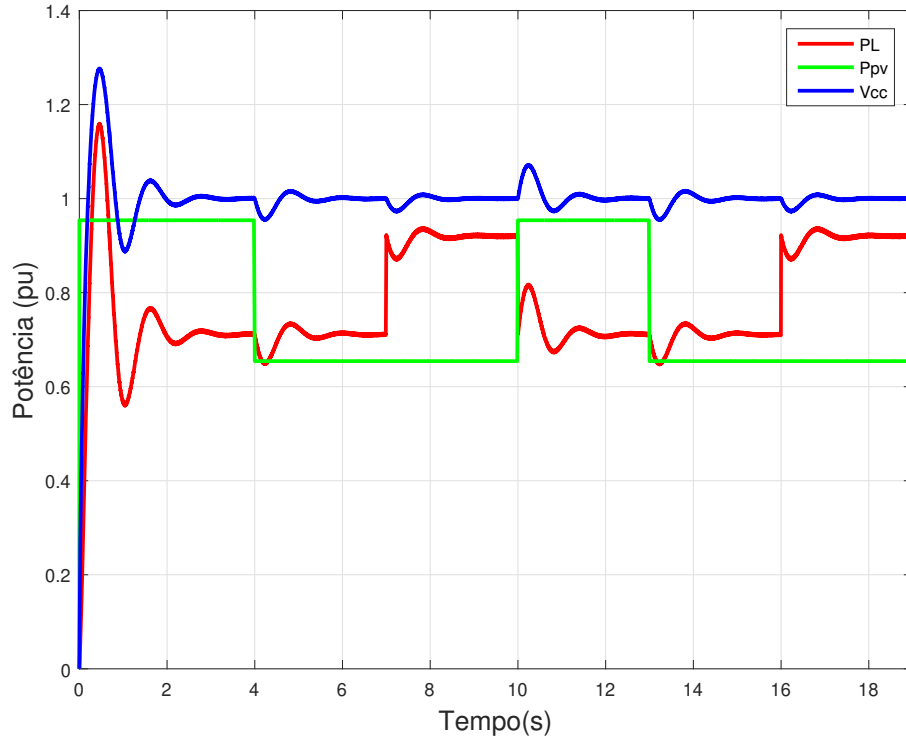


Figura 6.1: Resposta do sistema para ao primeiro cenário utilizando o controlador PI.

Tabela 6.2: Resultado numérico do primeiro cenário utilizando o controlador PI.

$Tempo(s)$	$P_{PV}(pu)$	$P_L(pu)$	$T_s(s)$	$Erro(pu)$
00-04	0,922	0,710	2,65	0,277
04-07	0,654	0,710	0,64	0,045
07-10	0,654	0,920	1,34	0,028
10-13	0,922	0,710	1,65	0,072
13-16	0,654	0,710	1,54	0,045
16-19	0,654	0,920	1,06	0,028

O valor do erro apresentado ($Erro_{PI}$) e o tempo de duração do transitório (T_{sPI}) estão resumidos na Tabela 6.2.

Na primeira coluna da Tabela 6.2 é mostrado o intervalo de análise; na segunda, a potência da unidade geradora seguida da potência de carga na terceira coluna. Na quarta coluna, é apresentado o tempo de duração do transitório e, por fim, a última coluna mostra os valores do erro máximo apresentado no intervalo utilizando o controlador PI.

Ao observar os valores apresentados na Tabela 6.2 nota-se que se trata de três situações que se repetem posteriormente e os erros se apresentam bem parecidos, com exceção da primeira situação (intervalo de zero à quatro segundos) com a quarta (intervalo dez à treze segundos), que apesar de caracterizar a mesma situação, elas são antecedidas de situações bem diferentes. A primeira, parte da inércia estática do sistema, com os

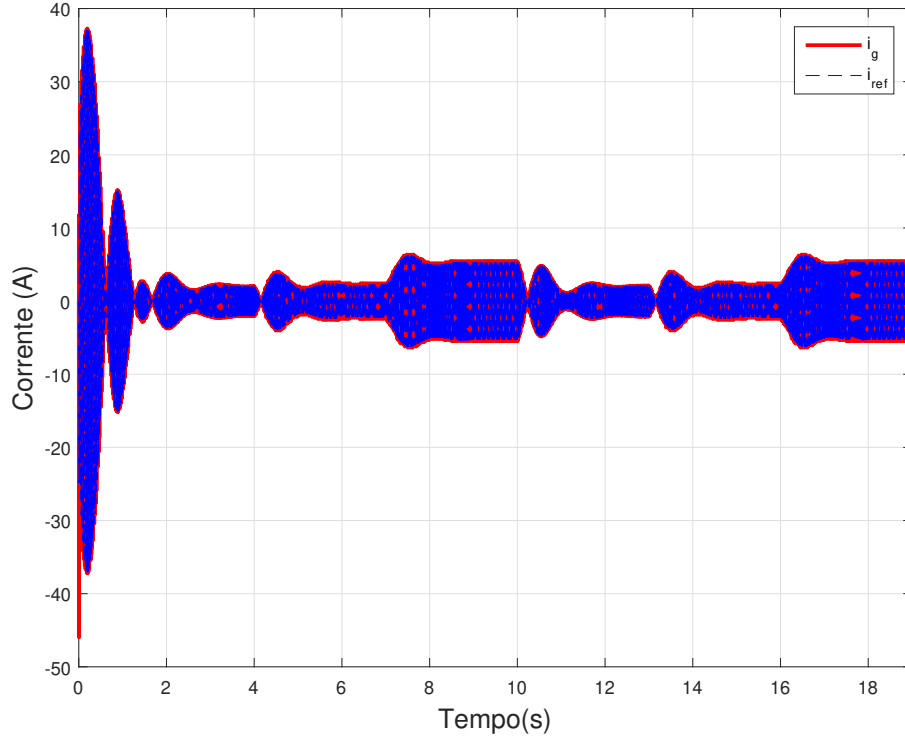


Figura 6.2: Envolvória da corrente no lado CA para o primeiro cenário e utilizando o controlador PI para a tensão de barramento CC.

componentes armazenadores de energia completamente descarregados, enquanto que a quarta situação parte de uma configuração mais suave, com o sistema em funcionamento.

Como o controle do fluxo de potência é dependente da resposta do controle de tensão do barramento CC, os efeitos desses transitórios são observados na amplitude da corrente do indutor do lado CA. A Figura 6.2 ilustra a corrente no indutor (I_g) e a corrente de referência (I_{ref}). Desta Figura 6.2, pode-se observar que exatamente nos momentos das oscilações de tensão ocorrem oscilações na intensidade da corrente.

6.1.3 Controlador Inteligente Aplicado ao Primeiro Cenário

A mesma microrrede é submetida novamente ao primeiro cenário, porém, utilizando o controlador CI proposto para o controle da tensão de barramento CC e mantendo o controlador PR para o controle da corrente do lado CA. Os resultados obtidos estão ilustrados na Figura 6.3. Assim como na Figura 6.1, todas as variáveis mostradas estão em pu. A potência fotovoltaica está ilustrada na cor verde, a potência de carga na cor vermelha e a tensão de barramento está em azul.

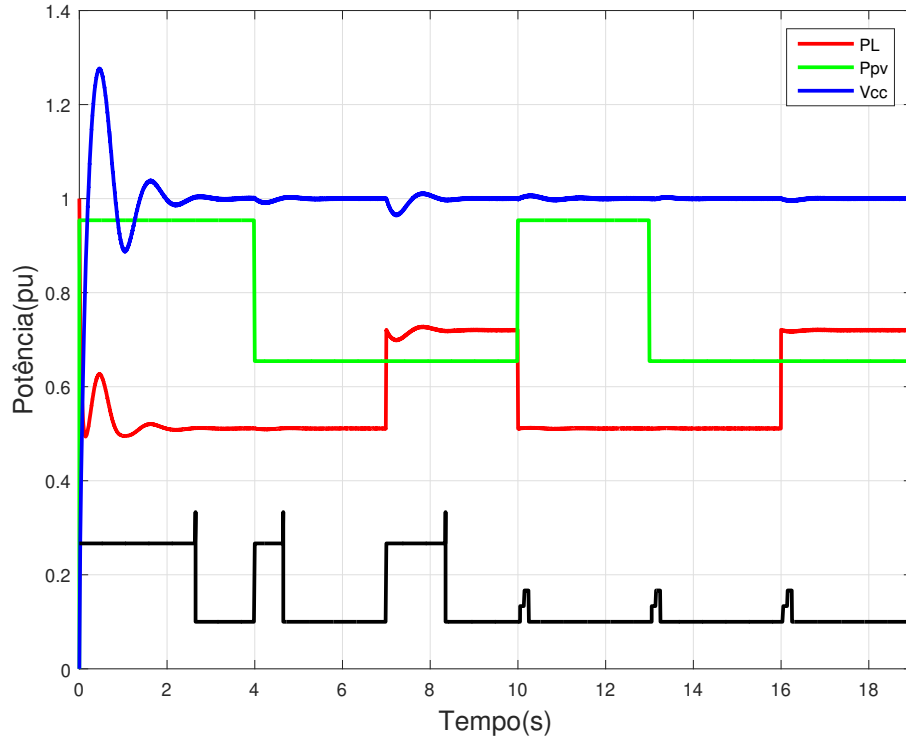


Figura 6.3: Resposta do sistema para o primeiro cenário e utilizando controlador CI.

Com isso, observa-se na Figura 6.3 que os três primeiros intervalos se assemelham bastante quando é utilizado o controlador PI, enquanto os três últimos intervalos o controlador proposto atua no efeito do transitório, diminuindo-os bastante. Como esperado, os três primeiros intervalos caracterizam-se a fase de aprendizagem do controlador assim como os três últimos são respostas a situações conhecidas (controlador adaptado), correspondentes aquelas mesmas três situações anteriores.

Na parte inferior da Figura 6.3 existe um sinal na cor preta, que representa o estágio que o controlador se encontra. Para o primeiro intervalo, de zero a quatro segundos, o controlador responde com o controlador PI até que o sistema entre em regime permanente e em 2,65 s, atualiza a base de regras e passa a responder com os dois controladores, PI e *Fuzzy*. Para a perturbação dada no segundo intervalo, de quatro a sete segundos, o sistema precisa de 0,64 s para chegar ao regime permanente. Novamente o controlador atualiza a base de regras para essa nova situação. Para o terceiro intervalo, entre sete e dez segundos, o regime permanente é detectado em 8,34 s, atualizando novamente a base de regras. Na sequência, a microrrede passa pelas mesmas situações, porém, o sistema está adaptado e pode responder de forma otimizada, utilizando a saída

Tabela 6.3: Resultado numérico do primeiro cenário e controlador CI.

$Tempo(s)$	$P_{PV}(pu)$	$P_L(pu)$	$T_s(s)$	$Erro(pu)$
00-04	0,922	0,710	2,63	0,277
04-07	0,654	0,710	0,64	0,010
07-10	0,654	0,920	1,34	0,030
10-13	0,922	0,710	-	0,007
13-16	0,654	0,710	-	0,003
16-19	0,654	0,920	-	0,006

Fuzzy para impor, instantaneamente, um sinal de controle suficiente para manter a tensão de barramento muito próximo do valor desejado. Essas configurações caracterizadas pelas potências gerada e de carga imposta à microrrede foram repetidas nos instantes 11 s, 14 s e 17 s. Como pode ser observado no gráfico da Figura 6.3, os transitórios foram reduzidos, mantendo um controle de tensão do barramento CC mais preciso.

Os resultados numéricos podem ser vistos na Tabela 6.3. Assim como na Tabela 6.2, a primeira coluna mostra o intervalo de análise, na segunda, a potência da unidade geradora seguida da potência de carga na terceira coluna. Na quarta coluna, é apresentado o tempo de duração do transitório e, por fim, a última coluna mostra os valores do erro máximo apresentado no intervalo.

As três primeiras situações dessa simulação, (compreendidas antes de dez segundos) servem para construir a base de regras. A cada regime permanente encontrado, o controlador proposto atualiza quatro células da tabela base de regras tornando-o adaptado à situação. Depois disso, sempre que repetir tais situações o sistema consegue responder de forma mais eficiente, diminuindo o erro e o tempo de transitório, conforme observado nas situações que precedem dez segundos.

Nessa mesma Figura 6.3 é mostrado um sinal na cor preta, que ilustra como o controlador está atuando. A base mais alta, representa o transitório, no qual somente o controlador PI está atuando. O pico instantâneo após essa base alta, é o momento que o controlador encontrou o regime permanente e está atualizando a base de regras. A base baixa, representa uma região conhecida do controlador, logo, ambos os controladores internos (PI e *Fuzzy*) estão atuando. Os demais pontos desse gráfico, indicam que há mudança de potência para valores conhecidos. Nesses pontos o controlador *Fuzzy* atua sozinho até atingir um erro constante para que o controlador PI venha a atuar na sequência.

Antes do instante dez segundos, nenhuma melhoria é observada na resposta do sistema, pois até então o sistema está se adaptando àquelas situações. A partir de quando o sistema conhece a situação e ela vem a se repetir, conforme os instantes dez, treze e dezesseis segundos a estratégia de controle já é capaz de utilizar o controlador *Fuzzy* para aplicar um sinal de controle instantâneo suficiente para manter a tensão de barramento próximo do valor projetado, diminuindo drasticamente o sobressinal e as oscilação do regime transitório. Observe que logo em seguida o controlador PI entra em ação a fim de corrigir o pequeno erro deixado pelo controlador *Fuzzy*, resultando em erro nulo.

Como mencionado, o controle de tensão tem efeito na amplitude da corrente do lado CA, causando modificações na envoltória dessa corrente. Esse efeito pode ser observado na Figura 6.4. Antes do instante dez segundos nada mudou em relação ao controlador PI, pois até então a microrrede está adaptando às situações e o sistema responde somente com o controlador PI. A partir de dez segundos o sistema responde utilizando o controlador *Fuzzy*, e reduz as oscilações da amplitude. O controle de corrente será analisado na sequência onde se mostra os efeitos dessa mudança brusca na amplitude da corrente.

6.1.4 Segundo cenário de simulação

Para o segundo cenário de simulação, a microrrede inicia com potência fotovoltaica de 0,974 pu e potência de carga de 0,548 pu e permanece até o instante quatro segundos. Nesse mesmo instante há variação de ambas as potências, a gerada cai para 0,714 pu enquanto a potência de carga sobe para 0,844 pu. No instante sete segundos, a potência gerada sobe para 0,953 pu e a potência de carga volta a cair, agora para 0,522. Por fim, em dez segundos, a microrrede volta a ter alterações nas suas potências, o arranjo fotovoltaico passa a gerar 0,713 pu e a carga passa a consumir 0,888 pu. A Tabela 6.4 resume esse segundo cenário que a microrrede foi submetida, ilustrando os valores de P_{PV} e P_L a cada intervalo de tempo.

6.1.5 Controlador PI Aplicado ao Segundo Cenário

Assim como para o primeiro cenário, a microrrede é submetida ao segundo cenário utilizando o controlador PI para controlar a tensão de barramento CC e o controlador PR

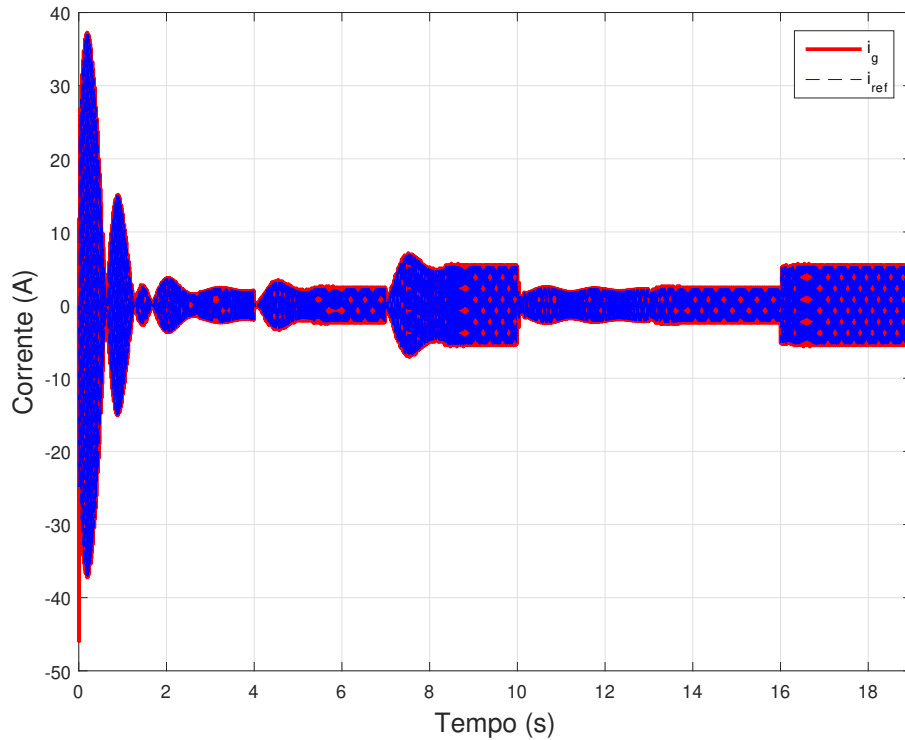


Figura 6.4: Amplitude da corrente no indutor para o primeiro cenário e usando controlador CI.

Tabela 6.4: Segundo cenário de simulação.

$Tempo(s)$	$P_{PV}(pu)$	$P_L(pu)$
00-04	0,974	0,548
04-07	0,714	0,844
07-10	0,953	0,522
10-13	0,713	0,888

para controlar a corrente do lado CA. O sistema reage aos distúrbios e mantém a tensão de barramento no valor desejado, apresentando as devidas oscilações nos momentos em que houve perturbações na microrrede causadas por variação de potência na geração ou na carga. O gráfico apresentado na Figura 6.5 mostra a resposta para a simulação desse segundo cenário. Todas as variáveis mostradas estão em pu. A potência fotovoltaica está ilustrada na cor verde, a potência de carga na cor vermelha e a tensão de barramento está em azul.

De posse desses dados obtidos pelo software de simulação, foi observado que o sistema entra em regime permanente em 3,25 s após a inicialização do sistema. Quando há a primeira perturbação, em quatro segundos, o sistema precisa de 1,12 s para retomar ao valor desejado de tensão no barramento. Já na segunda perturbação da microrrede,

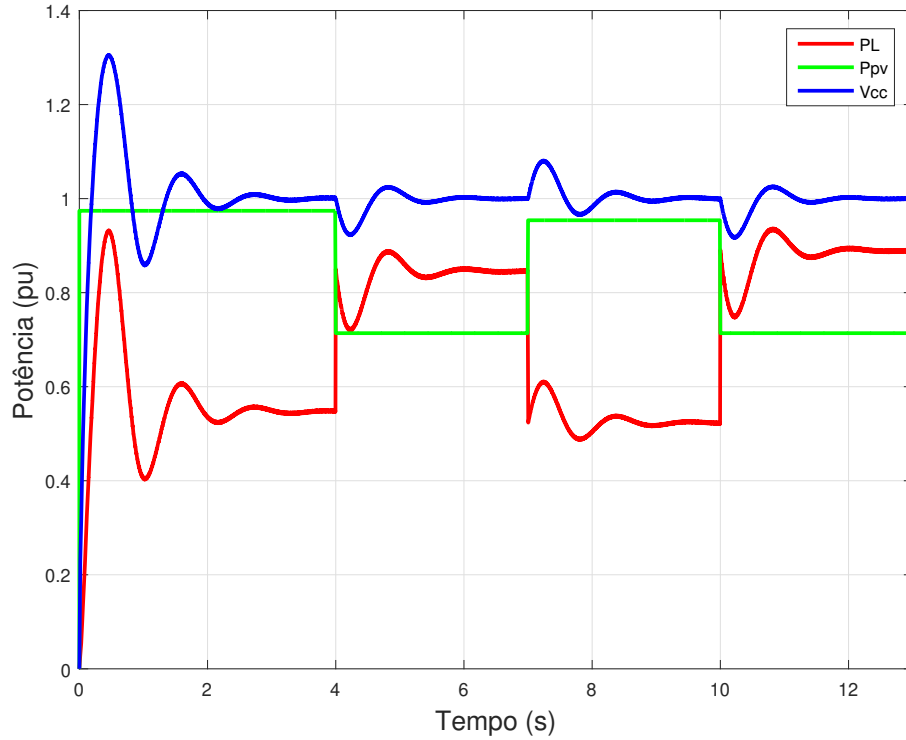


Figura 6.5: Resposta do sistema para o segundo cenário e utilizando o controlador PI.

Tabela 6.5: Resultado numérico do segundo cenário e controlador PI.

$Time(s)$	$P_{PV}(pu)$	$P_L(pu)$	$T_s(s)$	$Erro(pu)$
00-04	0,974	0,548	3,25	0,305
04-07	0,714	0,844	1,12	0,078
07-10	0,953	0,522	1,65	0,081
10-13	0,713	0,888	1,60	0,084

dada em sete segundos, o sistema se estabiliza em 8,65 s, que corresponde a um tempo de resposta de 1,65 s após a perturbação e na última perturbação para esse cenário o transitório tem duração de 1,60 s. A Tabela 6.5 resume as etapas de simulação deste cenário.

Como o controle do fluxo de potência é dependente da resposta do controle de tensão do barramento CC, os efeitos desses transitórios também são observados na amplitude da corrente do indutor do lado CA. A Figura 6.6 mostra o gráfico dessa corrente e a referência a ser seguida. Desta Figura 6.6, se pode observar que exatamente nos momentos das oscilações de tensão é observado oscilações na intensidade da corrente.

6.1.6 Controlador Inteligente Aplicado ao Segundo Cenário

A microrrede é submetida ao segundo cenário utilizando também o controlador

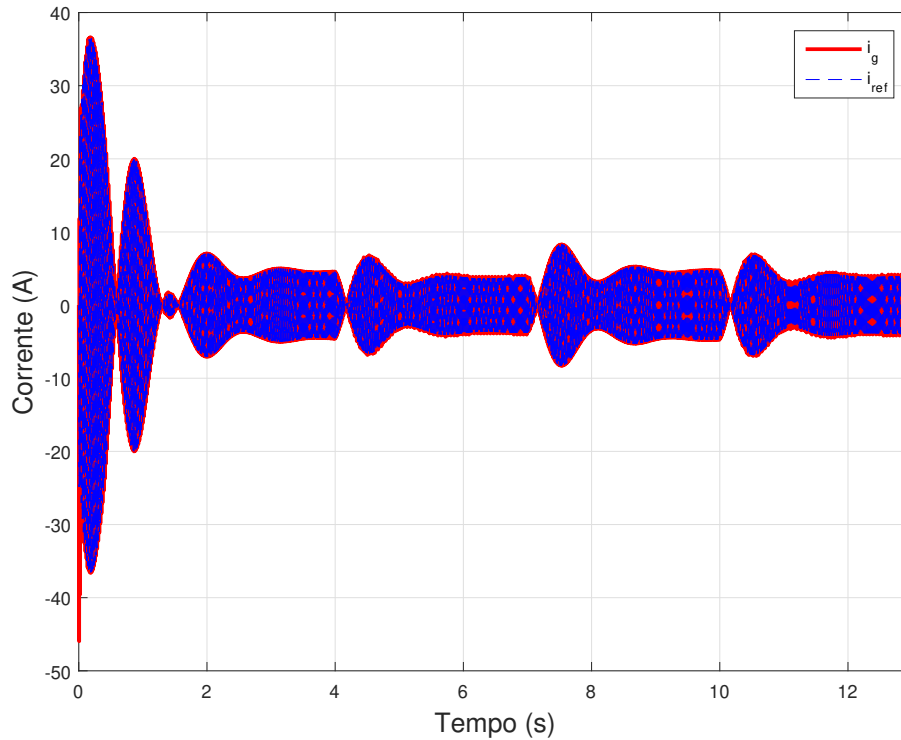


Figura 6.6: Amplitude da corrente no indutor para o segundo cenário e utilizando o controlador PI para o controle da tensão de barramento CC.

CI proposto para controlar a tensão de barramento CC e o controlador PR para controlar a corrente do lado CA. A avaliação do segundo cenário de simulação foi analisada de forma similar ao anterior. A microrrede inicia o processo de aprendizagem submetida a duas combinações de potências fotovoltaica e de carga, e posteriormente passa a responder combinações de cargas análogas, mas não exatamente iguais às aquelas submetidas à microrrede.

Nas duas primeiras etapas da simulação limitadas pelos intervalos de zero a quatro segundos e de quatro a sete segundos, é observado que o controlador atua se adaptando às situações, e apresenta resposta semelhante ao sistema utilizando o controlador PI. O sistema mantém a tensão de barramento CC com as oscilações similares às aquelas apresentadas com controlador PI. Em quatro segundos a microrrede é submetida a variações de potência levando a microrrede à situação que se assemelha com aquelas observadas no primeiro intervalo. Como essa nova situação está dentro da faixa de 10% definido na função de pertinência do controlador *Fuzzy*, o sistema é capaz de controlar a tensão do barramento de forma mais eficiente, utilizando a adaptabilidade do controlador. Em

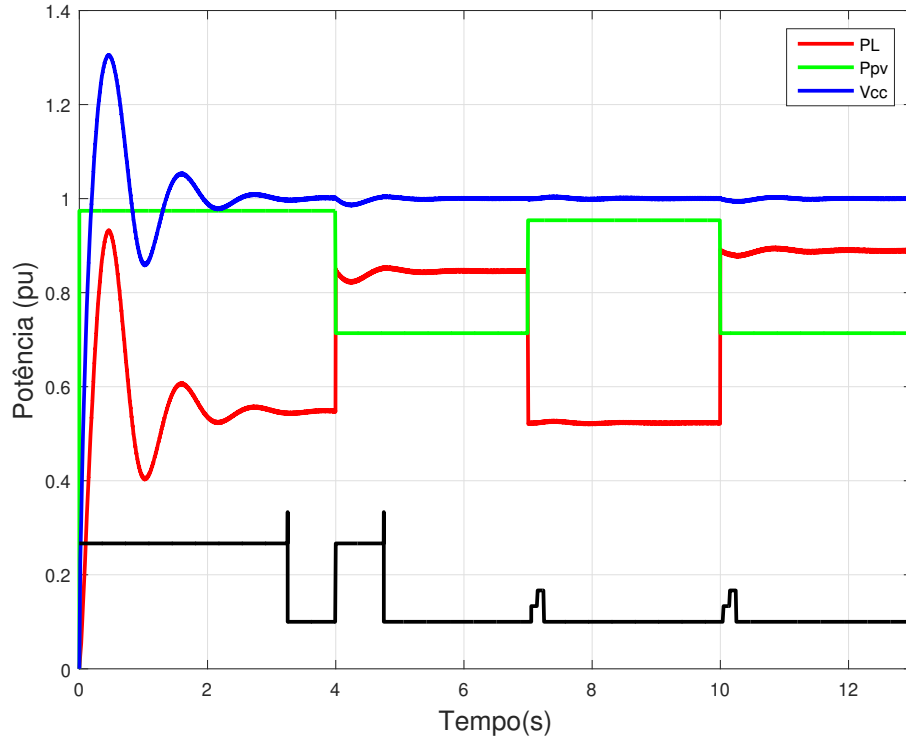


Figura 6.7: Resposta do sistema para o segundo cenário e utilizando o controlador CI.

dez segundo, a microrrede volta a sofrer variações, caracterizando uma situação parecida com a observada no segundo intervalo. Assim como no caso anterior, o controlador inteligente é capaz de utilizar dados adquiridos na segunda etapa para imprimir um sinal de controle instantâneo dado pelo controlador *Fuzzy* e manter a tensão de barramento muito próximo do valor projetado. O resultado pode ser visto na Figura 6.7. Todas as variáveis mostradas nessa Figura 6.7 estão em pu. A potência fotovoltaica está ilustrada na cor verde, a potência de carga na cor vermelha e a tensão de barramento está em azul.

A estratégia de controle permite utilizar o controlador *Fuzzy* sempre que possuir dados na sua base de regra compatível com o ponto de operação em questão, de forma que diminui drasticamente os efeitos do transitório que o controlador PI sozinho causaria, tornando o controle mais eficiente. A Tabela 6.6 mostra os valores numéricos desse segundo cenário imposto a microrrede.

Como o controle do fluxo de potência é dependente da resposta do controle de tensão do barramento CC, os efeitos desses transitórios são observados na amplitude da corrente do indutor do lado CA. A Figura 6.8 ilustra esta corrente e a referência a ser

Tabela 6.6: Resultado numérico do segundo cenário e controlador CI.

$Time(s)$	$P_{PV}(pu)$	$P_L(pu)$	$T_s(s)$	$Erro(pu)$
00-04	0,974	0,548	3,25	0,305
04-07	0,714	0,844	0,74	0,015
07-10	0,953	0,522	-	0,004
10-13	0,713	0,888	-	0,008

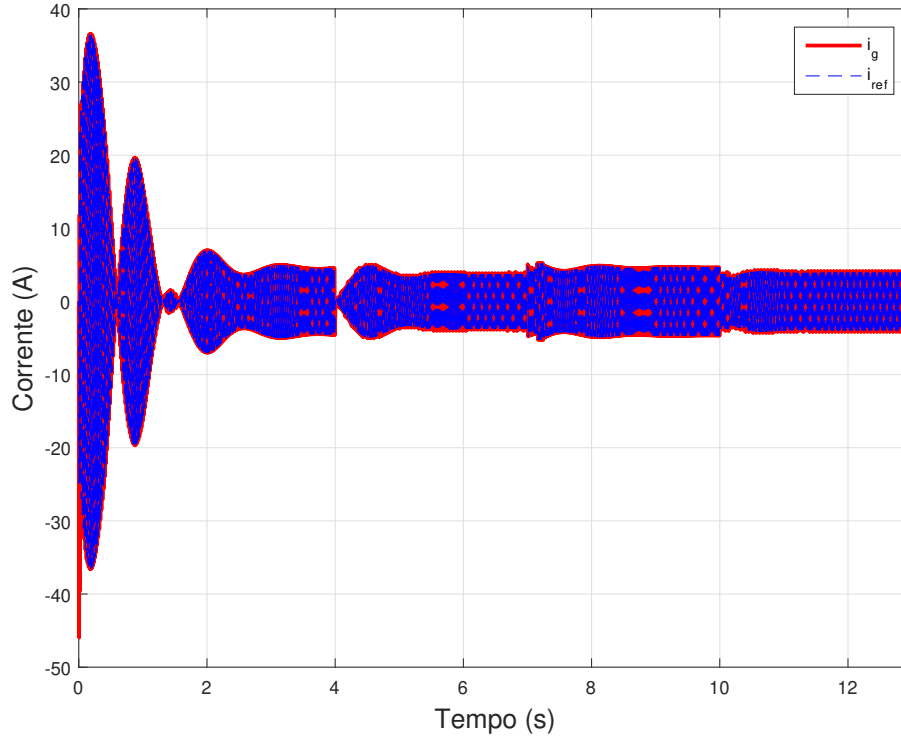


Figura 6.8: Amplitude da corrente no indutor para o segundo cenário e utilizando o controlador CI para a tensão de barramento CC.

seguida.

Na Figura 6.8 é possível observar também a variação brusca na amplitude da corrente que será discutida no próximo tópico.

6.1.7 Considerações Finais Sobre o Controlador de Tensão

Confrontando os resultados obtidos da microrrede utilizando controlador PI e o controlador proposto, é notório a diferença observada durante o transitório. Depois da microrrede se adaptar à determinada situação o sistema de controle da tensão de barramento CC é capaz de eliminar grande parte do distúrbio causado pela perturbação. As Tabelas 6.7 e 6.8 comparam, respectivamente, os valores obtidos no primeiro e segundo cenário de simulação.

Tabela 6.7: Comparativo dos resultados para o primeiro cenário.

$Tempo(s)$	$P_{PV}(pu)$	$P_L(pu)$	$T_s(s)_{PI}$	$Erro(pu)_{PI}$	$T_s(s)_{CI}$	$Erro(pu)_{CI}$
00-04	0,922	0,710	2,65	0,277	2,63	0,277
04-07	0,654	0,710	0,64	0,045	0,64	0,010
07-10	0,654	0,920	1,34	0,028	1,34	0,030
10-13	0,922	0,710	1,65	0,072	-	0,007
13-16	0,654	0,710	1,54	0,045	-	0,003
16-19	0,654	0,920	1,06	0,028	-	0,006

Tabela 6.8: Comparativo dos resultados para o segundo cenário.

$Time(s)$	$P_{PV}(pu)$	$P_L(pu)$	$T_s(s)_{PI}$	$Erro(pu)_{PI}$	$T_s(s)_{CI}$	$Erro(pu)_{CI}$
00-04	0,974	0,548	3,25	0,305	3,25	0,305
04-07	0,714	0,844	1,12	0,078	0,74	0,015
07-10	0,953	0,522	1,65	0,081	-	0,004
10-13	0,713	0,888	1,60	0,084	-	0,008

Durante as etapas de aprendizagem apresentadas pelo controlador CI, somente o controlador PI é habilitado. Com isso, a resposta dada por tal controlador é resultante somente da saída do controlador PI (o controlador *Fuzzy* é desabilitado). Apesar disso, o comportamento da tensão do barramento CC pode ser diferente quando comparado com o desempenho adotando-se o controlador PI puro. Isso se justifica devido ao reset dado ao compensador PI da estrutura do CI. Ou seja, cada vez que o controlador PI é solicitado pelo controlador CI ele é reiniciando, iniciando o processo com acumulado zero. Como o compensador PI puro não acontece o reset, ele já possui quantidades acumuladas que fazem ter resultados diferentes.

Percebe-se que as características do transitório depende muito do tipo de perturbação, levando em conta a intensidade da perturbação, qual potência foi alterada ou se houve perturbação simultânea em ambas as potências, causando maior ou menor distúrbio ou influenciando no sentido do erro.

6.2 Corrente do Lado CA

Na análise do controle de corrente no lado CA será descrito alguns pontos importantes dos quais apresentam comportamento mais relevantes para análise.

Muitos dos pontos observados nos resultados obtidos do controle da corrente do lado CA são idênticos independente do cenário ou do controlador em questão, tais como o THD e o fator de potência em regime permanente e o transitório inicial do sistema. No

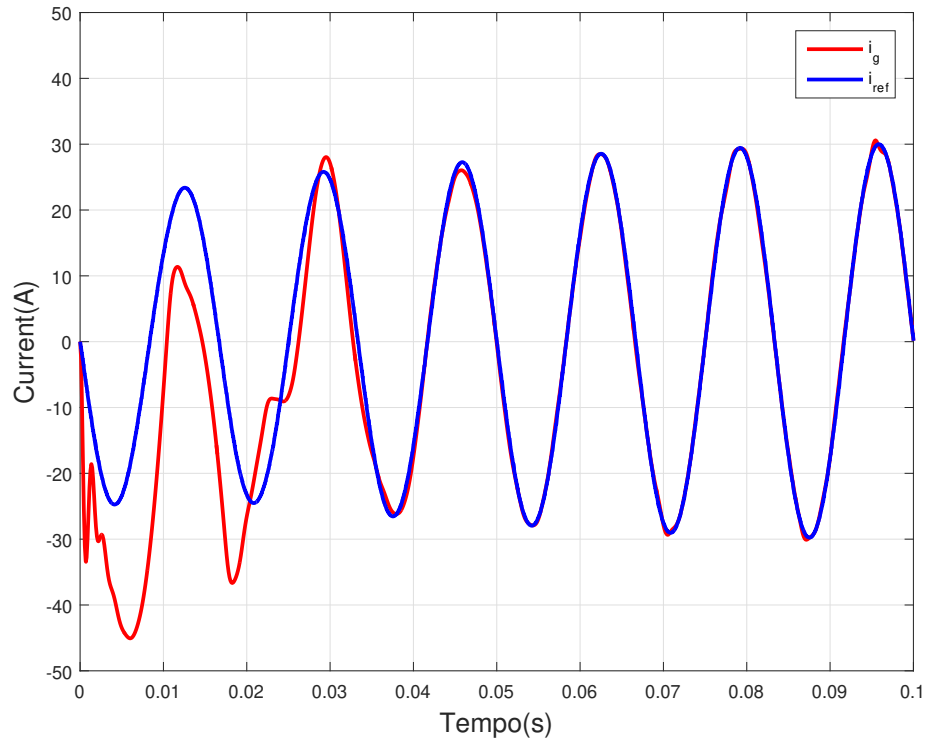


Figura 6.9: Transitório inicial do sistema

entanto, os efeitos do transitório depois de uma perturbação podem diferir a depender do controlador adotado, podendo apresentar mudança suave ou brusca, caso seja aplicado o controlador PI ou o controlador Inteligente, respectivamente. Na sequência são descritos esses efeitos.

6.2.1 Transitório Inicial

O transitório inicial do sistema apresenta resultados bem parecidos independente do cenário e do controlador de tensão adotado. A Figura 6.9 mostra como a corrente medida no indutor (em vermelho) consegue seguir a corrente de referência (em azul), donde pode ser observado uma velocidade superior àquela apresentada pelo controlador de tensão do barramento CC. A corrente do indutor precisa de apenas dois ciclos de onda após o início do sistema para chegar ao regime permanente.

Regime permanente

Assim como o transitório inicial, os resultados de regime permanente do sistema simulado são idênticos para ambos os cenários e qualquer que seja o controlador de

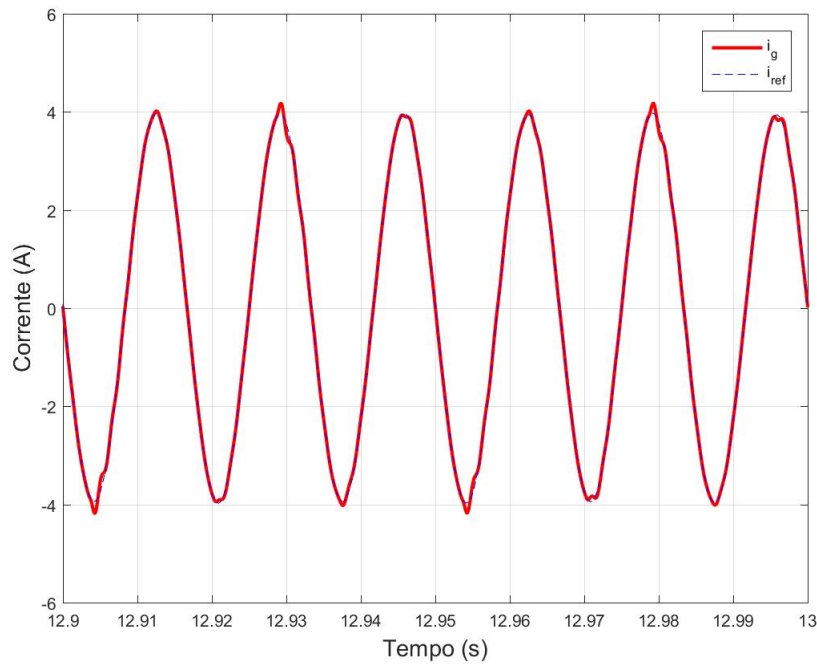


Figura 6.10: Corrente no indutor em regime permanente.

tensão adotado. O controlador de corrente, PR, tem erro nulo no regime permanente, como indica a Figura 6.10 na qual a corrente do indutor e a corrente de referência estão praticamente sobrepostas. O pequeno erro encontrado se justifica pelo THD de controle do sistema, causado principalmente pela comutação dos dispositivos chaveados.

6.2.2 TDH e PF

Na Figura 6.11 e na Figura 6.12 são mostrados a tensão de rede, em azul, e em vermelho a corrente no indutor multiplicada por 25, a fim de melhorar a comparação das formas de onda. Tais figuras ilustram bem o fator de potência, que no primeiro momento a corrente e tensão estão em fase e depois da inversão do fluxo de potência, inverte também a fase da corrente. Na Figura 6.11 acontece uma transição suave, característica do controlador PI e na Figura 6.12 uma transição brusca, quando usado o controlador CI. Os valores do fator de potência (FP) e da distorção harmônica total (TDH) foram extraídos no regime permanente usando a ferramenta disponível no PSim, que apresentou valor unitário para o FP e 1,6% para a TDH.

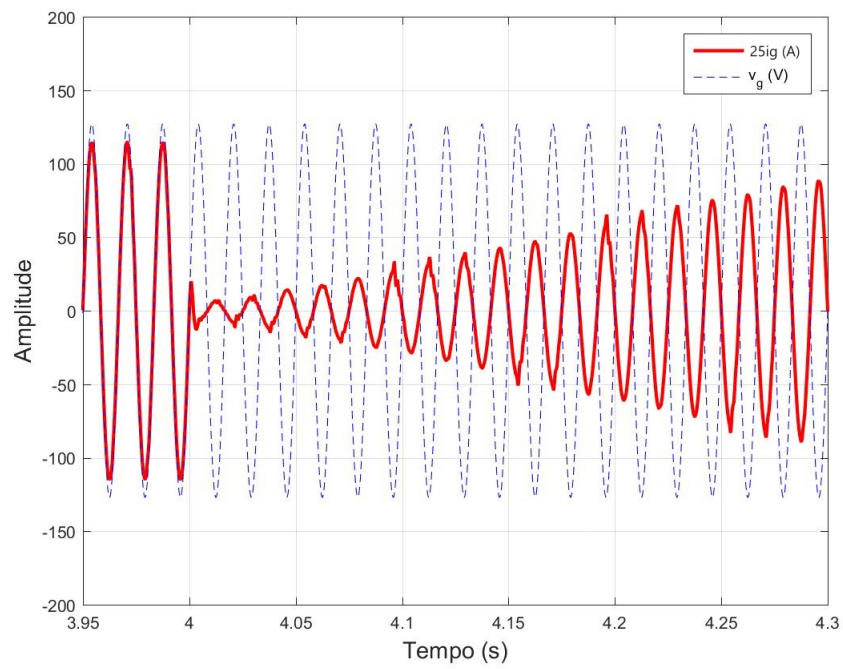


Figura 6.11: Inversão de fase e FP unitário, usando controlador PI no controle de tensão.

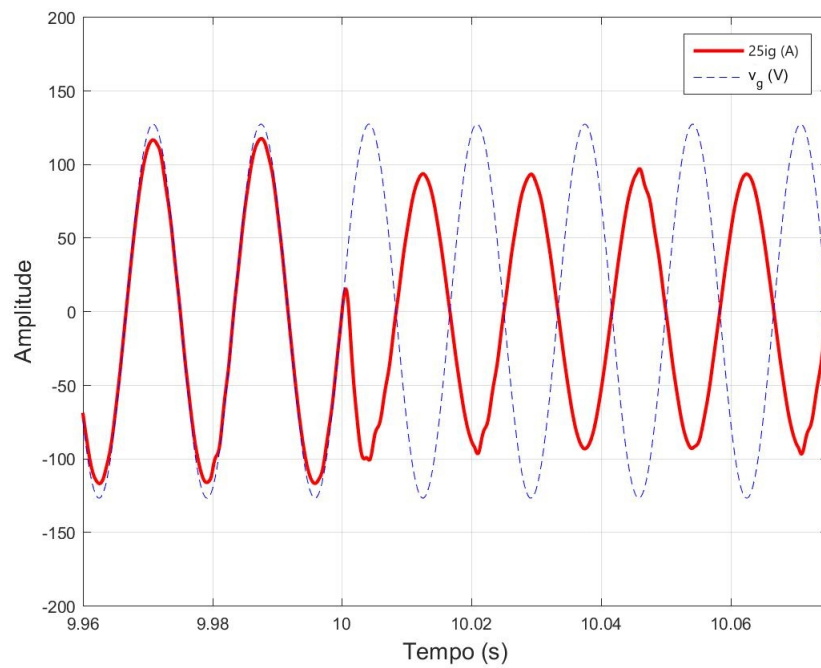


Figura 6.12: Inversão de fase e FP unitário, usando controlador CI no controle de tensão.

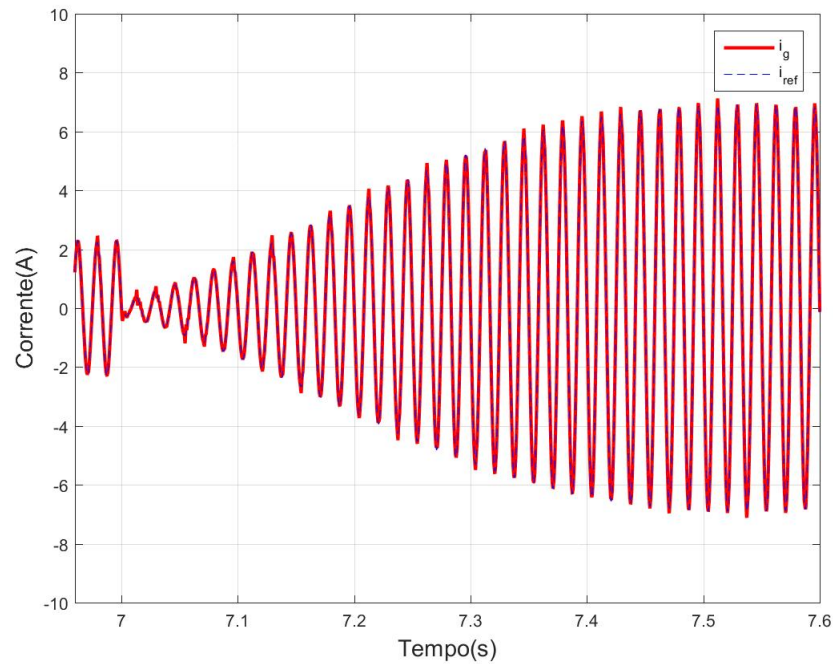


Figura 6.13: Transição suave da corrente do indutor.

6.2.3 Transitório Suave

O transitório suave é observado quando se adota o controlador PI para o controle da tensão de barramento, pois quando há perturbação em alguma das potências, o sinal do controlador PI aumenta (ou diminui) gradativamente até chegar ao valor ótimo para o controle efetivo. Essa transição suave da corrente no indutor é idêntica à do sinal do controlador PI, visto que o controlador de tensão dá a referência da amplitude para o controle de corrente. Esse efeito pode ser visto na Figura 6.13 no qual a amplitude começa a crescer a partir de sete segundos até chegar ao valor ótimo de controle e manter o sistema em regime permanente.

6.2.4 Transitório Brusco

O transitório se torna brusco quando se adota o controlador inteligente para a tensão de barramento, pois esse controlador leva a uma mudança instantânea e brusca no sinal de controle da tensão de barramento que é refletida na amplitude da corrente do indutor, ou seja, a corrente no indutor apresenta um transitório reduzido. Esse efeito pode ser visto na Figura 6.14 e na Figura 6.15. Observe que mesmo com a mudança

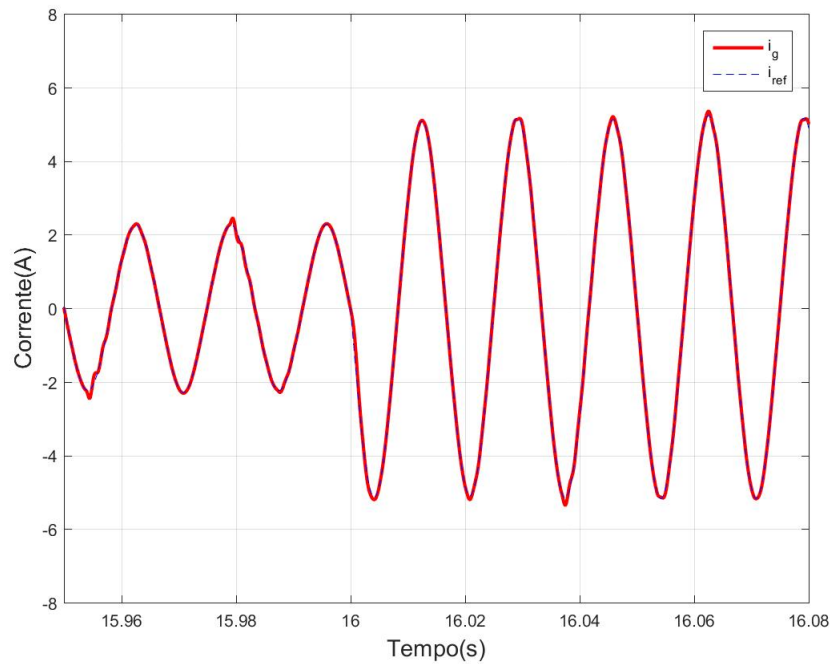


Figura 6.14: Transitório brusco da corrente no indutor, sem inversão no sentido da potência.

brusca o controlador PR continua eficiente, não comprometendo o controle de corrente do sistema.

Perceba que o compensador PR tem resposta rápida e cerca de um quarto de onda a corrente está sobreposta à referência.

6.2.5 Considerações Finais Sobre a Corrente no Indutor

Apesar de que o controle da tensão do barramento CC influencia no controle da corrente no lado CA, o controlador PR tem desempenho bastante satisfatório, com velocidade bem superior à observada no controle da tensão, conforme esperado. Aplicando-se o controlador PI na tensão de barramento, as mudanças na amplitude da corrente se tornam suaves e o controlador PR faz o controle de forma muito eficiente, sem dificuldade para seguir a corrente de referência. Quando se aplica o controlador inteligente reduz-se os transitórios de tensão no barramento CC assim como mantém o bom desempenho do corrente do lado CA, que apresenta tempo de transitório próximo de um quarto de ciclo de onda, equivalente à 4,16 ms.

Essa melhora no desempenho do controle da microrrede é obtida devido à com-

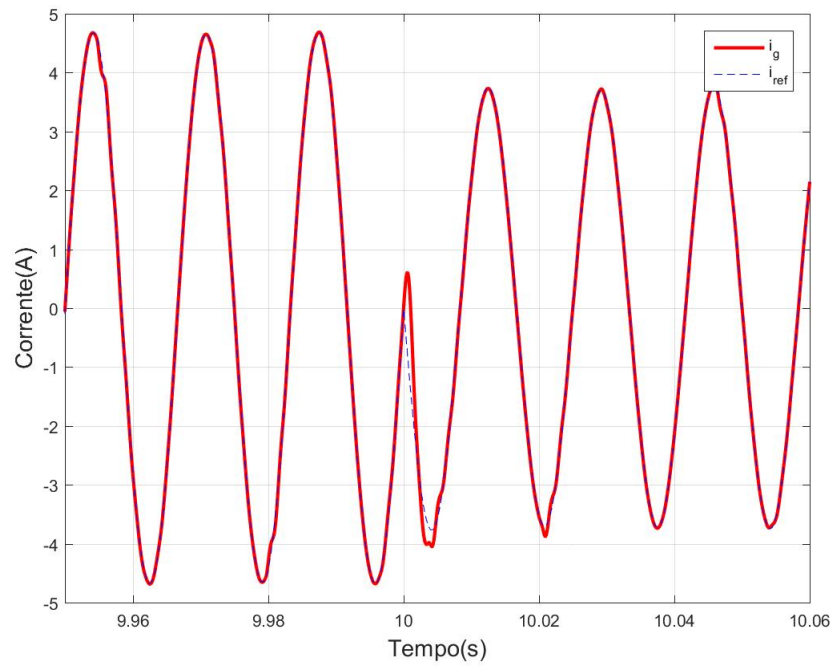


Figura 6.15: Transitório brusco da corrente no indutor, com inversão do sentido da potência.

plexidade do controlador proposto, que engloba características de alto desempenho do controlador PI, versatilidade em resolução de problemas do controlador *Fuzzy* e a adaptabilidade atribuída com o algoritmo de controle implementado.

Capítulo 7

Conclusões e Trabalhos Futuros

Este trabalho descreve uma topologia de microrrede CC, os elementos de cada estágio, seus modelos e o projeto dos controladores necessários e por fim, propõe um controlador adaptativo para a redução dos transitórios da tensão do barramento CC e corrente do lado CA. A topologia é composta por um arranjo de painéis fotovoltaico, um conversor CC-CC com técnica de rastreamento de ponto de máxima potência do tipo P&O, um barramento CC e um conversor CC-CC responsável por fazer a interface com a rede externa.

O controle de fluxo de potência é feito utilizando dois controladores: o controlador de corrente que tem entrada senoidal é de tipo Proporcional Ressonante (PR), o qual tem ganho infinito na frequência de ressonância e o controlador Proporcional Integral (PI), que faz o controle da tensão de barramento CC. A frequência de ressonância do compensador PR foi projetada para 60 Hz, que corresponde à frequência do sinal de entrada. Para se obter o sinal de entrada, é sintetizada uma referência unitária semelhante à tensão da rede, para que a corrente de saída esteja sempre em fase (ou defasada em 180 graus) com a tensão da rede. Sua amplitude é dada pelo controlador de tensão, que o torna capaz de aumentar ou diminuir o fluxo de potência entre a microrrede e a rede da concessionária.

O compensador Proporcional Ressonante é capaz de fazer a corrente de saída, no lado CA, seguir a referência com erro nulo em regime permanente, apresentando aceitáveis distúrbios nos instantes das perturbações.

O trabalho propõe um controlador adaptativo para a tensão do barramento uti-

lizado uma estratégia de controle que otimiza e a torna mais eficiente, reduzindo significativamente o sobressinal do transitório decorrente da perturbação dada pela variação de potência da unidade geradora e/ou da carga. O algoritmo desenvolvido usa o sinal de controle do compensador PI para construir a base de regras do controlador *Fuzzy*, tornando a microrrede adaptativa. Depois que a microrrede é submetida a uma determinada situação de potências ela se torna adaptada a este ponto de operação e a partir de então se torna capaz de controlar futuras situações similares àquela aprendida, emitindo sinal de controle instantâneo e reduzindo o sobressinal causado pela perturbação sofrida.

A avaliação do sistema em estudo foi feita no ambiente de simulação do software PSim. Foram implementados os circuitos de potência e de controle, assim como o algoritmo de controle proposto. A fim de avaliar o desempenho do controlador proposto, a microrrede foi submetida às situações utilizando o controlador PI e posteriormente o controlador proposto, mantendo o controlador de corrente.

Foram, então, simulados dois cenários diferentes, nos quais cada um deles passa por perturbação do sistema dada por variação da potência gerada ou potência da carga CC. Depois disso, o sistema volta a sofrer perturbações iguais ou semelhantes com aquelas já experimentada pela microrrede. A microrrede configurada com o controlador PI foi capaz de controlar a tensão de barramento CC, porém permitiu oscilações intensas e duradouras que poderiam causar problemas às cargas. A microrrede configurada com o controlador proposto CI responde de forma rápida e eficiente às perturbações sofridas após a adaptação, mitigando o transitório. Tal microrrede apresentou potencial de adaptabilidade, mesmo quando as potências da unidade geradora e da carga não foram exatamente iguais às apresentadas no estágio de adaptabilidade, pois conseguiu fazer o controle de forma eficiente.

Ao fazer uma comparação entre os controladores fica evidente que o controlador proposto diminuiu drasticamente os efeitos observados no transitório deixado pelo controlador PI. As oscilações são quase imperceptíveis quando o sistema está adaptado. Quando mais eficiente for o controle, caracterizado pela ausência de oscilações de tensão de barramento, maior a segurança oferecida às cargas CC.

Outro fato a se destacar é que o controlador de tensão CI não ofereceu impactos negativos ao controle de corrente. Mesmo adicionando o controlador proposto o controle

de corrente manteve sua eficácia, apresentando respostas rápidas e satisfatórias.

O projeto deve ter continuidade ampliando o leque da pesquisa, desenvolvendo o protótipo da microrrede da qual pode ser usada para trabalhar tais controladores como outras técnicas de controle da corrente no lado CA e utilizar outros algoritmos de rastreamento de ponto de máxima potência, além de fazer diversos testes de carga no barramento CC. Sendo assim, ficando a sugestão de alguns:

- Desenvolver e acrescentar um circuito de partida da microrrede para que os componentes armazenadores se carreguem e melhore o desempenho do transitório inicial;
- Implementar uma microrrede de potência maior do que a descrita nesse trabalho, para que seja avaliado os resultados em maior escala;
- Desenvolver o protótipo da microrrede e implementar o controle usando microcontrolador DSP para avaliação do desempenho de forma experimental.
- Com a microrrede experimental deve ser estudado outras formas de controle para o Conversor CC-CC assim como outras técnicas de controle para a corrente CA e analisar o desempenho geral da microrrede.

Referências Bibliográficas

- [1] André Pires Nóbrega Tahim et al. *Controle de microrredes de distribuição de energia elétrica em corrente contínua*. PhD thesis, Universidade Federal de Santa Catarina-UFSC, 2015.
- [2] Tsai-Fu Wu, Kun-Han Sun, Chia-Ling Kuo, and Chih-Hao Chang. Predictive current controlled 5-kw single-phase bidirectional inverter with wide inductance variation for dc-microgrid applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 25(12):3076–3084, 2010.
- [3] En-chih Chang, Hung-liang Cheng, and Kuo-yuan Liao. Design of adaptive fuzzy sliding-mode pi control for full-bridge inverters. In *2014 International Conference on Fuzzy Theory and Its Applications (iFUZZY2014)*, pages 144–147. IEEE, 2014.
- [4] Chengshan Wang, Xialin Li, Li Guo, and Yun Wei Li. A nonlinear-disturbance-observer-based dc-bus voltage control for a hybrid ac/dc microgrid. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(11):6162–6177, 2014.
- [5] Hassan Bevrani and Shoresheh Shokoochi. An intelligent droop control for simultaneous voltage and frequency regulation in islanded microgrids. *IEEE transactions on smart grid*, 4(3):1505–1513, 2013.
- [6] Dong Quang Dang, Young-Sik Choi, Han Ho Choi, and Jin-Woo Jung. Experimental validation of a fuzzy adaptive voltage controller for three-phase pwm inverter of a standalone dg unit. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 11(3):632–641, 2015.
- [7] M Akbari, MA Golkar, and SMM Tafreshi. Voltage control of a hybrid ac/dc

- microgrid in grid-connected operation mode. In *ISGT2011-India*, pages 358–362. IEEE, 2011.
- [8] Yingming Geng, Meiyi Hou, Liming Zhang, Fangfang Dong, and Zhen Jin. An improved voltage control strategy for dc microgrid with hybrid storage system. In *2018 13th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, pages 958–962. IEEE, 2018.
- [9] Mengchu Zhao and Qingguang Yu. Research of voltage control strategy for power management system in dc microgrid. In *2017 IEEE International Conference on Energy Internet (ICEI)*, pages 338–343. IEEE, 2017.
- [10] Ibrahima Ngom, Alioune Badara Mboup, Lamine Thiaw, Sondes Skander-Mustapha, and Ilhem Slama Belkhodja. An improved control for dc-link fluctuation during voltage dip based on dfig. In *2018 9th International Renewable Energy Congress (IREC)*, pages 1–6. IEEE, 2018.
- [11] J You, ZP Fan, Y Hu, and MJ Deng. Dc bus voltage stability improvement for cascaded power converters by combing virtual resistor based dbvc with active damping control. In *IECON 2017-43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pages 1031–1036. IEEE, 2017.
- [12] Chengshan Wang, Xialin Li, Li Guo, and Yun Wei Li. A nonlinear-disturbance-observer-based dc-bus voltage control for a hybrid ac/dc microgrid. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(11):6162–6177, 2014.
- [13] Tsai-Fu Wu, Chia-Ling Kuo, Kun-Han Sun, Yu-Kai Chen, Yung-Ruei Chang, and Yih-Der Lee. Integration and operation of a single-phase bidirectional inverter with two buck/boost mppts for dc-distribution applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(11):5098–5106, 2013.
- [14] Tsai-Fu Wu, Chia-Ling Kuo, Li-Chiun Lin, and Yu-Kai Chen. Dc-bus voltage regulation for a dc distribution system with a single-phase bidirectional inverter. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 4(1):210–220, 2015.

- [15] Jia De Li, Sun Zhen Wei, Wu Qiong, and Xu Peng. A switching-inverter power controller based on fuzzy adaptive pid. In *Proceedings of 2011 6th International Forum on Strategic Technology*, volume 2, pages 695–699. IEEE, 2011.
- [16] Maher A Azzouz and Abdel-Latif Elshafei. An adaptive fuzzy regulation of the dc-bus voltage in wind energy conversion systems. In *2010 IEEE International Conference on Control Applications*, pages 1193–1198. IEEE, 2010.
- [17] Breno Wottrich et al. Modelo para a análise econômica e financeira em projetos para geração distribuída de energia com fontes alternativas. 2010.
- [18] Liu Zhijian, Yan Jun, and Song Qi. Optimal power flow research on distributed network considering distributed generation. In *2016 China International Conference on Electricity Distribution (CICED)*, pages 1–6. IEEE, 2016.
- [19] SK Sheryazov, MV Shelubaev, and SG Obukhov. Renewable sources in system distributed generation. In *2017 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM)*, pages 1–4. IEEE, 2017.
- [20] J-H Teng. Modelling distributed generations in three-phase distribution load flow. *IET generation, transmission & distribution*, 2(3):330–340, 2008.
- [21] Gisele Souza Parmezzani Marinho and Dionizio Paschoareli Júnior. Qualidade da energia elétrica de uma indústria sucroalcooleira apresentada como uma microrrede. 2011.
- [22] Márcio Lunardelli Ribeiro. Estratégia de reposição de serviço utilizando micro-redes. *Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, Porto, Dissertação realizada no âmbito do Mestrado Integrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores*, 2010.
- [23] Enrique Rodriguez-Diaz, Mehdi Savaghebi, Juan C Vasquez, and Josep M Guerrero. An overview of low voltage dc distribution systems for residential applications. In *2015 IEEE 5th International Conference on Consumer Electronics-Berlin (ICCE-Berlin)*, pages 318–322. IEEE, 2015.

- [24] Dushan Boroyevich, Igor Cvetković, Dong Dong, Rolando Burgos, Fei Wang, and Fred Lee. Future electronic power distribution systems a contemplative view. In *2010 12th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment*, pages 1369–1380. IEEE, 2010.
- [25] Márcio Venício Pilar Alcântara, Luiz Carlos Pereira da Silva, and Douglas Geraldi. Energy efficiency in smart grids. In *2013 IEEE PES Conference on Innovative Smart Grid Technologies (ISGT Latin America)*, pages 1–8. IEEE, 2013.
- [26] Xiaoyu Zhang. Commercial applications of microgrid technology in contract energy management. In *2018 13th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, pages 1654–1658. IEEE, 2018.
- [27] Jonas Rafael Gazoli et al. Microinversor monofásico para sistema solar fotovoltaico conectado à rede elétrica. Universidade Estadual de Campinas - Unicamp, 2011. Dissertação de mestrado.
- [28] Marcio Mendes Casaro and Denizar Cruz Martins. Modelo de arranjo fotovoltaico destinado a análises em eletrônica de potência via simulação. *Eletrônica de Potência*, 13(3):141–146, 2008.
- [29] AF Neto. Filtros ativos paralelos aplicados a sistemas elétricos trifásicos a quatro fios. *Universidade Estadual de Londrina*, 2009.
- [30] Rodrigo Cutri. *Compensação de desequilíbrios de carga empregando conversor estático operando com modulação em largura de pulso*. PhD thesis, Universidade de São Paulo, 2004.
- [31] Leonardo Fernando Walker. Sistemas fotovoltaicos de geração distribuída de único e dois estágios em conexão com a rede de distribuição de energia elétrica. B.S. thesis, Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2016.
- [32] Denizar Cruz Martins and Ivo Barbi. *Eletrônica de Potência: conversores cc-cc básicos não isolados*. Edição dos Autores, 2006.
- [33] Wagner Ayres, Everson Mattos, Antônio Manuel Santos Spencer Andrade, and

- José Renes Pinheiro. Modelagem e controle de um inversor trifásico conectado à rede para aplicação em sistemas fotovoltaicos de geração distribuída.
- [34] DuPont Apollo. datasheet: C3 series low voltage thin film modules, 2013. DA130.
- [35] Moacyr Aureliano Gomes De Brito, Luigi Galotto, Leonardo Poltronieri Sampaio, Guilherme de Azevedo e Melo, and Carlos Alberto Canesin. Evaluation of the main mppt techniques for photovoltaic applications. *IEEE transactions on industrial electronics*, 60(3):1156–1167, 2012.
- [36] Fangrui Liu, Yong Kang, Yu Zhang, and Shanxu Duan. Comparison of p&o and hill climbing mppt methods for grid-connected pv converter. In *2008 3rd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, pages 804–807. IEEE, 2008.
- [37] Tarek Selmi, Mohamed Abdul-Niby, Laura Devis, and Andrew Davis. P&o mppt implementation using matlab/simulink. In *2014 Ninth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*, pages 1–4. IEEE, 2014.
- [38] FZ Hamidon, PD Abd Aziz, and NH Mohd Yunus. Photovoltaic array modelling with p&o mppt algorithm in matlab. In *2012 International Conference on Statistics in Science, Business and Engineering (ICSSBE)*, pages 1–5. IEEE, 2012.
- [39] BM Hasaneen and Adel A Elbaset Mohammed. Design and simulation of dc/dc boost converter. In *2008 12th International Middle-East Power System Conference*, pages 335–340. IEEE, 2008.
- [40] Mario Schuroff Rodrigues. *Modelamento e simulação de um sistema inversor trifásico para injeção de energia na rede de distribuição a partir de fontes renováveis do tipo FV*. PhD thesis, 2015.
- [41] Julio Kendi Nishioka et al. Sistema de controle digital para retificador trifásico a quatro fios com filtro lcl. 2011.
- [42] Gustavo Oliveira Fortes et al. Amortecimento ativo, modulação e controle vetoriais aplicados em um retificador bidirecional três níveis. 2012.

- [43] Mateus Costa Maccarini et al. Inversor monofásico sincronizado para a conexão de um gerador eólico à rede elétrica: estudo, projeto e implementação. 2012.
- [44] JR Gazoli, MG Villalva, DI Brandao, FP Marafao, and E Ruppert. Microinversor integrado ao módulo fotovoltaico para sistemas conectados a rede elétrica utilizando controlador ressonante. revista eletrônica de potência—sobraep. *Braz. J. Power Electron*, 18(2):907–915, 2013.
- [45] [Texas Instruments. User’s guide. high voltage solar inverter dc-ac kit. literature number: Tidu402, 2013. TIDU402.
- [46] Katsuhiko Ogata and Bernardo Severo. *Engenharia de controle moderno*. Prentice Hall do Brasil, 1998.
- [47] Diego Santana Torga. Método de sintonia ótimo pid em sistema cascata: aplicação em controle de densidade de um processo simulado de remoagem. 2018.
- [48] Durval de Almeida Souza. *Mejora de la eficiencia en los generadores empleados en parques eólicos utilizando controladores fuzzy adaptativos*. PhD thesis, Universidad de Zaragoza, 2010.