

UNIVERSIDADE FEDERAL DE JUIZ DE FORA
FACULDADE DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Jéssica Santos Döhler

**Controle em espaço de estados utilizando lqr de conversores para aplicação
em microrrede**

Juiz de Fora

2020

Jéssica Santos Döhler

**Controle em espaço de estados utilizando lqr de conversores para aplicação
em microrrede**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistemas Eletrônicos.

Orientador: Prof. Ph.D Janaína Gonçalves de Oliveira

Coorientador: Prof. Dr.Eng. André Augusto Ferreira

Juiz de Fora

2020

Ficha catalográfica elaborada através do Modelo Latex do CDC da UFJF
com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

Döhler, Jéssica Santos.

Controle em espaço de estados utilizando lqr de conversores para aplicação em microrrede / Jéssica Santos Döhler. – 2020.

143 p. : il.

Orientador: Janaína Gonçalves de Oliveira

Coorientador: André Augusto Ferreira

Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Juiz de Fora, Faculdade de Engenharia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2020.

1. Conversor Multifuncional. 2. Detecção de Ilhamento. 3. Armazenamento de Energia. I. Oliveira, Janaína Gonçalves de, orient. II. Ferreira, André Augusto, coorient. III. Título.

Jéssica Santos Döhler

Controle em espaço de estados utilizando lqr de conversores para aplicação em microrrede

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistemas Eletrônicos.

Aprovada em 04 de Março de 2020.

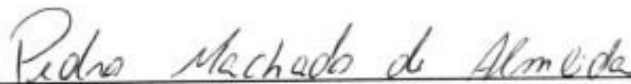
BANCA EXAMINADORA



Prof. Janaina Gonçalves de Oliveira, Ph.D
Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF



Prof. André Augusto Ferreira, Dr.Eng.
Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF



Prof. Pedro Machado de Almeida, Dr.Eng.
Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF



Prof. Rodolfo Lacerda Valle, Dr.Eng.
Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais, CEFET-MG



Prof. Márcio do Carmo Barbosa Poncílio Rodrigues, Dr.Eng.
Instituto Federal do Sudeste de Minas Gerais, IF Sudeste MG

Aos meus pais e ao meu irmão.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus, por estar sempre presente nos momentos da minha vida, me guiando nos momentos difíceis e me dando coragem e força para seguir em frente.

Aos meus pais, Nilza e Gilson, pelas palavras de incentivo, por sempre acreditarem em mim e sonharem junto comigo, por me confortarem em todos os momentos difíceis, pela dedicação, pelo amor incondicional, pelo apoio e confiança. Ao meu irmão Phellipe, que apesar da distância, sempre esteve presente de forma indireta nos momentos da vida e nesta minha caminhada.

Aos meus amigos Lorrana e Vinícius, por sempre estarem ao meu lado em todos os momentos vividos durante o mestrado, pelas noites em claro de muita conversa e trabalho, pelas comidas deliciosas, pelo companheirismo e principalmente por tornar esses dois anos de formação melhores.

Aos meus orientadores Janaína Gonçalves de Oliveira e André Augusto Ferreira pela oportunidade, confiança, paciência e apoio na elaboração deste trabalho.

Aos amigos dos laboratórios NAEP e LABSOLAR pela amizade e troca de experiências, em especial Ademir Toledo, Dalmo Cardoso, Thiago Ribeiro, Renan Carneiro e Salatiel Lobato.

Agradeço também ao professor Pedro Machado de Almeida pelo suporte dado no desenvolvimento do trabalho.

Agradeço aos membros da banca avaliadora, pela disponibilidade de participar e pelas contribuições dadas neste texto.

Ao CNPq, INERGE, CAPES, FAPEMIG, à Universidade Federal de Juiz de Fora e à Faculdade de Engenharia pelo suporte financeiro e por prover as ferramentas necessárias para o desenvolvimento deste trabalho.

RESUMO

Estudos relacionados a microrredes vêm crescendo consideravelmente nos últimos anos, se tornando um dos tópicos de pesquisa mais recentes no campo da engenharia elétrica, tanto no Brasil como no exterior. Neste contexto, este trabalho apresenta a modelagem e o controle de uma microrrede em corrente alternada alimentada diretamente por uma unidade de geração fotovoltaica e um sistema de armazenamento de energia, operando no modo conectado e ilhado da rede elétrica. O algoritmo Perturba e Observa é utilizado para rastrear o ponto de máxima potência do conjunto fixo de painéis solares fotovoltaicos. O sistema de armazenamento de energia é utilizado devido à intermitência da geração fotovoltaica e está presente durante todo o funcionamento da microrrede, garantindo o controle de tensão no barramento de corrente contínua. A topologia do conversor, que faz interface entre o barramento de corrente contínua com a rede elétrica, é de um único estágio, e este apresenta como principal característica a sua multifuncionalidade: quando conectado à rede elétrica, atuando no modo supridor de rede, operando como fonte de corrente, controlando a corrente injetada no ponto de acoplamento comum. Entretanto, no modo formador de rede, ilhado da rede elétrica, o conversor opera como fonte de tensão, controlando amplitude e fase da tensão no ponto de acoplamento comum. A estrutura do conversor utilizada é a mesma em ambos os modos de operação, alterando apenas as estratégias de controle. A transição do modo de operação e controle é realizado com o auxílio da técnica de detecção de ilhamento baseada na injeção de corrente de sequencia negativa, sendo a abertura da chave, que faz conexão com a rede elétrica, realizada quando o nível de sequencia negativa da tensão após o ilhamento ultrapassa o limite de operação nominal. A modelagem do sistema proposto é feita em espaços de estados e o seu controle em realimentação de estados, cujos ganhos foram encontrados utilizando o regulador quadrático linear. Foram realizados testes de simulação para a validação do sistema, que comprovaram a eficácia do conversor multifuncional e também do sistema de armazenamento de energia. Além disso, resultados experimentais do conversor no modo formador de rede também demonstraram resultados satisfatórios.

Palavras-chave: Conversor Multifuncional. Detecção de Ilhamento. Armazenamento de Energia. Realimentação de Estados. Regulador Quadrático Linear.

ABSTRACT

Studies related to microgrids have grown considerably in recent years, becoming one of the most famous research topics in the field of electrical engineering, in Brazil and abroad. In this context, this work presents the modeling and control of an alternating current microgrid fed directly by a photovoltaic generation unit and an energy storage system, operating in the connected and isolated mode from the electrical grid. The Perturb and Observe algorithm is used to track the maximum power point of the fixed set of photovoltaic solar panels. The energy storage system is used due to the intermittency of photovoltaic generation and is used during all operation of the microgrid ensuring DC link voltage control. The topology of the converter, which interfaces between the direct current bus and the electrical grid, is a single stage, and its main feature is its multifunctionality: when connected to the electrical grid, acting in the grid supplying mode, operating as current source, controlling the current injected into the point of common coupling. However, in the grid forming mode, isolated from the electrical grid, the converter operates as a voltage source, controlling the amplitude and phase of the voltage at the common coupling point. The structure of the converter used is the same in both operating modes, changing only the control strategies. The transition from the operation and control mode is carried out with the help of the islanding detection technique based on the negative sequence current injection, with the opening of the switch, which connects to the electrical grid, performed when the level of negative sequence of the voltage after islanding exceeds the rated operating limit. The modeling of the proposed system is performed in state spaces and its control based on full state feedback, whose gains were found using the linear quadratic regulator. Simulation tests were carried out to validate the system, which proved the efficiency of the multifunctional converter and also the energy storage system. In addition, experimental results of the converter in the network forming mode have also shown satisfactory results.

Keywords: Multifunctional Converter. Islanding Detection. Storage Energy System. State Feedback. Linear Quadratic Regulator.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1	– Mini e micro geração distribuída no Brasil.	22
Figura 2	– Configuração do sistema em estudo.	26
Figura 3	– Estrutura da microrrede CA.	30
Figura 4	– Estrutura da microrrede CC.	31
Figura 5	– Estrutura da microrrede híbrida.	32
Figura 6	– Zonas de não-detecção.	37
Figura 7	– Sistema proposto.	39
Figura 8	– Modelo da célula fotovoltaica: ideal e equivalente.	40
Figura 9	– Curvas características de um módulo fotovoltaico.	41
Fotografia 1	– Painéis Fotovolticos do Labsolar da UFJF.	42
Figura 10	– Curva $I \times V$ ajustada empiricamente.	43
Figura 11	– Curva $P \times V$. ajustada empiricamente.	43
Fluxograma 1	– Algoritmo de MPPT <i>P&O</i>	44
Figura 12	– Topologia do sistema de armazenamento de energia.	45
Figura 13	– Formas de onda das correntes do <i>interleaved</i>	47
Figura 14	– Circuito equivalente para o primeiro intervalo.	47
Figura 15	– Circuito equivalente para o segundo intervalo.	49
Figura 16	– Circuito equivalente para o terceiro intervalo.	50
Figura 17	– Circuito equivalente para o quarto intervalo.	51
Figura 18	– Circuito equivalente para o quinto intervalo.	52
Figura 19	– Circuito equivalente para o sexto intervalo.	53
Diagrama 1	– Controle de tensão do barramento CC por realimentação de estados.	58
Diagrama 2	– Controle para o equilíbrio de corrente de cada fase.	60
Diagrama 3	– Sistema de controle de tensão do barramento CC.	61
Figura 20	– Configuração do conversor supridor de rede.	63
Diagrama 4	– Controle de corrente por realimentação de estados.	67
Figura 21	– Comportamento da injeção de corrente de sequência negativa no sistema.	69
Diagrama 5	– Controle do conversor supridor de rede.	72
Figura 22	– Configuração do conversor formador de rede.	73
Diagrama 6	– Controle de tensão por realimentação de estados.	77
Diagrama 7	– Controle do conversor formador de rede.	78
Figura 23	– Sequência de transição do modo conectado para o ilhado.	79
Diagrama 8	– Controle do sistema em estudo.	80
Figura 24	– Sequência de operação do modo supridor de rede: primeiro intervalo	84

Figura 25	– Comportamento das variáveis do lado CC no modo supridor de rede com a variação da irradiação.	85
Figura 26	– Comportamento das variáveis do lado CA no modo supridor de rede com a variação da irradiação.	86
Figura 27	– Comportamento das variáveis das potências no modo supridor de rede com a variação da irradiação.	87
Figura 28	– Sequência de operação do modo supridor de rede: segundo intervalo	87
Figura 29	– Comportamento das variáveis do lado CC no modo supridor de rede com variação de carga.	88
Figura 30	– Comportamento das variáveis do lado CA no modo supridor de rede com variação de carga.	89
Figura 31	– Comportamento das variáveis das potências no modo supridor de rede com variação de carga.	90
Figura 32	– Sequência de operação do modo supridor de rede: terceiro intervalo	90
Figura 33	– Comportamento das variáveis do lado CC no modo supridor de rede com variação de carga.	91
Figura 34	– Comportamento das variáveis do lado CA no modo supridor de rede com variação de carga.	92
Figura 35	– Transição do modo de operação.	92
Figura 36	– Comportamento das variáveis das potências ativas e reativas na transição dos modos de operação.	93
Figura 37	– Comportamento das variáveis do lado CA na transição dos modos de operação.	94
Figura 38	– Comportamento das variáveis do lado CC na transição dos modos de operação.	95
Figura 39	– Sequência de operação do modo formador de rede: primeiro intervalo	97
Figura 40	– Comportamento das variáveis do lado CC no modo formador de rede com a variação da irradiação.	98
Figura 41	– Comportamento das variáveis do lado CA no modo formador de rede com a variação de irradiação.	99
Figura 42	– Comportamento das variáveis das potências no modo formador de rede com a variação da irradiação.	100
Figura 43	– Sequência de operação do modo formador de rede: segundo intervalo.	100
Figura 44	– Comportamento das variáveis do lado CC no modo formador de rede com variação de carga.	101

Figura 45	– Comportamento das variáveis do lado CA no modo formador de rede com variação de carga.	102
Figura 46	– Sequência de operação do modo formador de rede: terceiro intervalo.	102
Figura 47	– Comportamento das variáveis do lado CA no modo formador de rede com variação de carga.	103
Figura 48	– Comportamento das variáveis da frequência e das potências no circuito teste sem injeção de sequência negativa.	105
Figura 49	– Comportamento das variáveis das correntes e tensões no circuito teste sem injeção de sequência negativa.	106
Figura 50	– Comportamento das variáveis das correntes no circuito teste com injeções de corrente de sequência negativa.	106
Figura 51	– Comportamento das variáveis da frequência e das potências no circuito teste com injeção de corrente de sequência negativa.	107
Figura 52	– Comportamento das variáveis das tensões no circuito teste com injeção de corrente de sequência negativa.	108
Diagrama 9	– Controle do formador de rede aplicado experimentalmente.	109
Figura 53	– Comportamento das variáveis do lado CA no modo formador de rede sem carga elétrica.	111
Figura 54	– Comportamento das variáveis do lado CA no modo formador de rede com conexão da carga linear.	112
Figura 55	– Comportamento das variáveis do lado CA no modo formador de rede com desconexão da carga linear trifásica.	112
Figura 56	– Comportamento das variáveis do lado CA no modo formador de rede sem a fase c da carga linear trifásica.	113
Diagrama 10	– Esquemático do sistema experimental implementado no laboratório.	116
Figura 57	– Montagem experimental do conversor formador de rede.	118
Figura 58	– Formas de onda sem carga no sistema.	119
Figura 59	– Espectro harmônico da tensão da fase "a".	120
Figura 60	– Formas de onda da conexão da carga no sistema.	121
Figura 61	– Espectro harmônico da tensão da fase "a".	121
Figura 62	– Formas de onda desconexão da carga no sistema.	122
Figura 63	– Formas de onda da carga bifásica no sistema.	123
Figura 64	– Espectro harmônico da tensão da fase "a".	123
Figura 65	– Representação gráfica da transformação de coordenadas $abc \rightarrow DQ$	141

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros do painel fotovoltaico SX 120U da BP solar.	41
Tabela 2 – Parâmetro ajustados para o modelo digital.	42
Tabela 3 – Parâmetros para simulação do conversor multifuncional.	81
Tabela 4 – Matrizes dos controladores de realimentação de estados no modo supridor de rede.	82
Tabela 5 – Ganhos dos controladores no modo supridor de rede.	83
Tabela 6 – Matrizes dos controladores de realimentação de estados no modo formador de rede.	95
Tabela 7 – Ganhos dos controladores no modo formador de rede.	96
Tabela 8 – Parâmetros do circuito teste.	104
Tabela 9 – Parâmetros de bancada do conversor operando como formador de rede.	108
Tabela 10 – Matrizes dos controladores de realimentação de estados no modo supridor de rede.	109
Tabela 11 – Ganhos dos controladores no modo formador de rede aplicado com base na bancada.	110
Tabela 12 – Lista de materiais utilizados no protótipo experimental.	143

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CA	Corrente Alternada
CAES	Armazenamento de Energia do Ar Comprimido (do inglês, <i>Compressed Air Energy Storage</i>)
CC	Corrente Contínua
CCM	Modo de Condução Conínua (do inglês, <i>Continuous Conduction Mode</i>)
DSP	Processador Digital de Sinal (do inglês, <i>Digital Signal Processor</i>)
FD	Fator de Distorção
GD	Geração Distribuída
IGBT	Transistor Bipolar de Porta Isolada (do inglês, <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>)
LABSOLSAR	Laboratório Fotovoltaico Solar
LQR	Regulador Linear-Quadrático (do inglês, <i>Linear-Quadratic Regulator</i>)
MIMO	Mltiplas Entradas e Mltiplas Saídas (do inglês, <i>Multiple Inputs Multiple Outputs</i>)
MPP	Ponto de Máxima Potência (do inglês, <i>Maximum Power Point</i>)
MPPT	Rastreamento do Ponto de Máxima Potência (do inglês, <i>Maximum Power Point Tracking</i>)
PAC	Ponto de Acoplamento Comum
PI	Proporcional-Integral
P&O	Perturba e Observa (do inglês, <i>Perturb and Observe</i>)
PLCC	Power Line Carrier Communication
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>
PLL-DSOGI	Circuito de Sincronismo com Integrador Generalizado de Segunda Ordem Duplo (do inglês, <i>Double Second Order Generalized Integrator PLL</i>)
PWM	Modulação por Largura de Pulso (do inglês, <i>Pulse Width Modulation</i>)
SCADA	Controle Supervisório e Aquisição de Dados (do inglês, <i>Supervisory Control and Data Acquisition</i>)
SEP	Sistema Elétrico de Potência
SMES	Supercondutores de Armazenamento de Energia Magnética (do inglês, <i>Superconducting Magnetic Energy Storage</i>)
SISO	Uma Entrada Uma Saída (do inglês, <i>Single Input Single Output</i>)
SPWM	Modulação por Largura de Pulso Senoidal (do ingles, <i>Sinosoidal Pulse Width Modulation</i>)
SRF-PLL	Circuito PLL Baseado no Sistema de Coordenadas Síncrono (do inglês, <i>Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loop</i>)
UFJF	Universidade Federal de Juiz de Fora
UPS	Fonte de Alimentação Ininterrupta (do inglês, <i>Uninterruptible Power Supplies</i>)

THD	Distorção Harmônica Total (do inglês, <i>Total Harmonic Distortion</i>)
VSC	Conversor Fonte de Tensão (do inglês, <i>Voltage Source Converter</i>)
ZND	Zona de Não-Detecção

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	21
1.1	IDENTIFICAÇÃO DO PROBLEMA E MOTIVAÇÃO	24
1.2	VISÃO RESUMIDA DO SISTEMA	25
1.3	OBJETIVOS	26
1.4	ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO	27
1.5	PRODUÇÃO CIENTÍFICA	27
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	29
2.1	MICRORREDES	29
2.1.1	Topologias das microrredes	29
2.1.1.1	<i>Microrrede CA</i>	30
2.1.1.2	<i>Microrrede CC</i>	31
2.1.1.3	<i>Microrrede híbrida</i>	31
2.1.2	Modos de operação da microrrede	32
2.2	GERAÇÃO DISTRIBUÍDA	33
2.3	ESTRUTURAS DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA	33
2.4	DETECÇÃO DE ILHAMENTO	34
2.4.1	Técnicas para detecção de ilhamento	34
2.4.1.1	<i>Técnicas locais</i>	35
2.4.1.2	<i>Técnicas remotas</i>	36
2.4.2	Vantagens e desvantagens das técnicas	36
2.4.2.1	<i>Zona de não-deteção do ilhamento</i>	36
3	DESCRIÇÃO DO SISTEMA	39
3.1	SISTEMA SOLAR FOTOVOLTAICO	40
3.2	SISTEMA DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA	44
3.2.1	Modelagem do sistema de armazenamento de energia	46
3.2.2	Modelo médio de pequenos sinais em espaço de estados	54
3.2.3	Controle por realimentação de estados	57
3.2.4	Cálculo dos ganhos de realimentação utilizando o LQR	60
3.3	CONVERSOR MULTIFUNCIONAL	62
3.3.1	Conversor supridor de rede	63
3.3.1.1	<i>Controle por realimentação de estados</i>	66
3.3.1.2	<i>Injeção de corrente de sequência negativa</i>	68
3.3.2	Conversor formador de rede	72
3.3.2.1	<i>Controle por realimentação de estados</i>	75
4	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	79
4.1	CONVERSOR MULTIFUNCIONAL	81
4.1.1	Conversor supridor de rede	82

4.1.1.1	<i>Resposta dinâmica do controle de corrente</i>	83
4.1.2	Transição de modo de operação	90
4.1.3	Conversor formador de rede	94
4.1.3.1	<i>Resposta dinâmica do controle tensão e frequência</i>	97
4.2	DETECÇÃO DE ILHAMENTO	103
4.3	CONVERSOR FORMADOR DE REDE - SIMULAÇÃO	107
4.3.1	Resposta dinâmica do controle tensão e frequência	110
5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	115
5.1	DESCRIÇÃO DO EXPERIMENTAL	115
5.2	VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL	117
5.2.1	Cenário I	117
5.2.2	Cenário II	120
5.2.3	Cenário III	120
5.2.4	Cenário IV	120
6	CONCLUSÃO	125
6.1	TRABALHOS FUTUROS	126
	REFERÊNCIAS	129
	APÊNDICE A – Transformada do sistema de coordenadas . .	141
	APÊNDICE B – Materiais utilizados	143

1 INTRODUÇÃO

Em consequência às preocupações a respeito das questões ambientais causadas pela utilização de combustíveis fósseis, principais fornecedores de energia mundial, bem como a busca por um aumento de confiabilidade no sistema de geração de energia, surgiu a necessidade de produzir mais energia combinada com o interesse em tecnologias limpas. Dessa forma, impulsionou-se a pesquisa e o desenvolvimento de sistemas utilizando fontes renováveis (OGUNRINDE; SHITTU; DHANDA, 2018; QAZI *et al.*, 2019).

Com o desenvolvimento das energias renováveis, alguns países como a Islândia, possuem um matriz energética baseada em sua totalidade em energia geotérmica e hídrica. Porém, dentre as fontes de energia renovável, a solar fotovoltaica é considerada um dos recursos mais promissores para a geração de energia limpa, pois a redução dos custos dessa tecnologia nos últimos cinco anos ocasionou implementações em larga escala em todo o mundo (KROPOSKI *et al.*, 2017; WAN *et al.*, 2015).

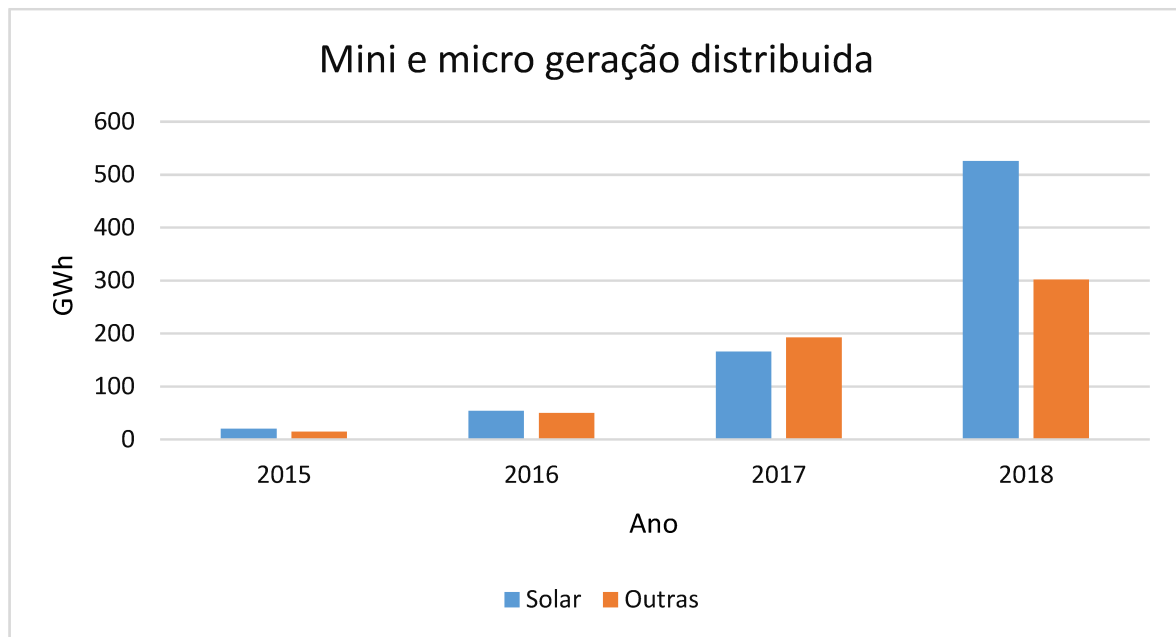
No ano de 2018, a produção de energia elétrica no Brasil, que tem como pilar a geração centralizada, predominante hídrica, foi responsável por 67,52% do total da capacidade instalada. Porém, o grande destaque foi em relação a evolução da potência instalada solar fotovoltaica, que atingiu 1798 MW em 2018 contra 935 MW em 2017. Outro aspecto importante do cenário de energia elétrica brasileira foi a redução da geração de energia a partir de fontes não renováveis, que teve um decréscimo de 3,2% em 2018, com relação a 2017 (EPE, 2019).

Com base nessa redução de geração de energia não renováveis, o Sistema Elétrico de Potência (SEP) tem passado por mudanças, dentre elas, pode-se destacar a inserção de pequenas unidades geradoras de energia, próximos ao centro de consumo dessa energia, no sistema de subtransmissão e distribuição. A integração da Geração Distribuída (GD) tem como vantagens a flexibilidade, redução nas perdas do sistema de energia, diversidade da matriz energética e eficiência (TAN; WANG, 2019; GANGULY; SAMAJPATI, 2015).

A partir da Resolução 482/2012, publicada pela Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), o sistema elétrico brasileiro passou a permitir a micro e mini geração distribuídas de energia elétrica. Esse processo tem como objetivo a integração da GD através do incentivo da compensação do excedente de energia produzida (ANEEL, 2012b). Na Figura 1 é ilustrada a mini e micro geração distribuída no Brasil nos últimos anos, atingindo 828 GWh de geração e 670 MW de potência instalada, em 2018, sendo o destaque a energia solar fotovoltaica, com geração de 526 GWh e 562 MW de potência instalada (EPE, 2019).

A incorporação da GD no SEP deu início ao conceito denominado de microrrede. Segundo Cady, Domínguez-García e Hadjicostis (2015), a microrrede pode ser definida como um sistema integrado que envolve recursos de energia distribuídos e várias cargas

Figura 1 – Mini e micro geração distribuída no Brasil.



Fonte: Adaptada de EPE (2019).

elétricas, operando como uma rede autônoma, seja em paralela ou ilhada da rede elétrica principal. O gerenciamento de todos os recursos de uma microrrede deve ser levado em consideração visando sua operação de modo eficaz (CHE *et al.*, 2015b).

As microrredes podem ser classificadas por diferentes fatores, dentre eles: finalidade, tamanho, aplicação e conectividade. Além disso, elas podem se diferenciar quanto ao tipo de barramento, sendo contínuo, alternado ou híbrido (LOTFI; KHODAEI, 2015), sendo as estruturas de barramento Corrente Alternada (CA) as mais estudadas (CHE *et al.*, 2015a). Assim, uma ampla faixa de estudos pode ser desenvolvida, a começar pela eletrônica de potência e controle, gerenciamento de fontes e sistemas de armazenamento de energia. Além disso, tem-se os estudos de dispositivos de proteção inteligentes e sistemas de gerenciamento de distribuição, que integra as unidades de monitoramento remoto e as instalações de controle central (HATZIARGYRIOU, 2014).

A qualidade da energia elétrica de saída das energias renováveis, presentes nas microrredes, não é boa o suficiente para alimentar diretamente as cargas elétricas, o que pode trazer instabilidade à rede elétrica. Conversores eletrônicos são utilizados para adequar os níveis e forma da energia proveniente das fontes renováveis. Além disso, uma arquitetura adequada para operação de fontes de energia, conversores e cargas é necessária para obter uma operação confiável e econômica (ARIF; HASAN, 2018).

Desta forma, em sistemas fotovoltaicos, a energia elétrica proveniente dos painéis solares é processada por conversores eletrônicos de potência, com o intuito de condicionar a

energia para cargas elétricas, injetar potência na rede elétrica ou armazenar energia (SILVA JÚNIOR *et al.*, 2019; LOBATO *et al.*, 2018). Os inversores fotovoltaicos podem ser de um único estágio, de modo a apresentar o acoplamento entre a rede elétrica e o painel, sendo a redução de componentes uma de suas vantagens. Uma outra topologia são inversores de dois estágios, em que possuem conectados a ele um conversor CC/CC que permite o desacoplamento da rede elétrica, possibilitando a independência do arranjo de painéis em relação a tensão da rede (ZAKZOUK *et al.*, 2016; KHODABANDEH; AFSHARI; AMIRABADI, 2018; AHMED; ORABI; ABDELRAHIM, 2013).

Para garantir o máximo rendimento dos painéis fotovoltaicos, é utilizado um sistema Rastreador de Ponto de Máxima Potência (do inglês, *Maximum Power Point Tracking*) (MPPT), o que garante ao painel operar sempre no Ponto de Máxima Potência (do inglês, *Maximum Power Point*) (MPP). Esse processo pode ser realizado pelos conversores que fazem interface com barramento CA ou Corrente Contínua (CC), sendo determinados pela finalidade do sistema (WU *et al.*, 2013; SANGWONGWANICH; BLAABJERG, 2019).

Os inversores eletrônicos que fazem interface entre o barramento CC e a rede elétrica, encontrados em uma microrrede, podem ser de três tipos, sendo classificados de acordo com as suas funcionalidades: supridor de rede, formador de rede e suporte à rede. O supridor de rede opera como uma fonte de corrente, controlando a corrente, para regular a potência ativa e reativa. Já o conversor formador de rede, é utilizado quando a microrrede se encontra ilhada, impondo tensão e frequência no barramento CA, operando como fonte de tensão, assegurando estabilidade e operação do sistema isolado. Os conversores de suporte à rede podem ser representados como fonte de corrente ou tensão, fornecendo serviços auxiliares (ROCABERT *et al.*, 2012). São encontradas algumas topologias desses conversores na literatura, porém a maioria delas está relacionada ao Conversor Fonte de Tensão (do inglês, *Voltage Source Converter*) (VSC) que é comumente utilizados para a interligação das GDs à rede elétrica, por fornecem dinâmica rápida, total controlabilidade, e alta eficiência (ZAREI *et al.*, 2018; MERRITT; CHAKRABORTY; BAJPAI, 2017; SAROHA; SINGH; JAIN, 2018; LI *et al.*, 2015; KHEFIFI *et al.*, 2019).

Um mesmo inversor pode englobar várias funcionalidades, em uma mesma estrutura, nas aplicações de microrredes, bem como sofrer adaptações em suas estruturas de controle. Esses tipos de conversores são denominados de multifuncionais. Desse modo, com a sua utilização, é possível reduzir os custos de implementação, no que refere-se a utilização de um único conversor para desempenhar funcionalidades de outros conversores, melhorando a qualidade e estabilidade de energia (ANTUNES *et al.*, 2018). A aplicação desses conversores em sistemas fotovoltaicos pode ser vista em (MENEGHETTI *et al.*, 2019; ANTUNES *et al.*, 2018).

Para suavizar a intermitência das fontes renováveis de energia são utilizados dispositivos de armazenamento de energia. A utilização de baterias eletroquímicas tem-se tornado

tendência, principalmente na integração com várias fontes de energia, incluindo também com outros sistemas de armazenamento (*Flywheel*, supercapacitores), dentre outros. (YI *et al.*, 2018). Existem dois métodos básicos de controle de inversores para conectar as unidades de GD baseadas em fontes de energias renováveis à rede elétrica: controle em cascata e controle em espaço de estados (BACHA *et al.*, 2015). No controle por realimentação de estados, todas as variáveis de espaço de estados da planta são simultaneamente medidas ou estimadas e realimentadas ponderadas por ganhos pelo controlador. Além disso, esse tipo de controle têm disponibilidade de obter todas as informações de todos os estados durante o processo. Uma técnica aplicada para projetar os ganhos do controladores é o Regulador Quadrático Linear (do inglês, *Linear Quadratic Regulator*) (LQR). Essa técnica procura encontrar o controlador que minimize uma determinada função de custo, ponderando os vetores de estado e as entradas do sistema de modo a equilibrar o seu desempenho (ÅSTRÖM; MURRAY, 2009).

1.1 IDENTIFICAÇÃO DO PROBLEMA E MOTIVAÇÃO

Apesar dos benefícios da expansão da GD, a sua utilização pode ocasionar alguns impactos negativos no sistema elétrico no qual estão inseridos, como uma maior complexidade no planejamento e na operação. Portanto, alguns fatores são necessários serem investigados a fim de verificar os efeitos da geração distribuída, tais como a qualidade de energia no Ponto de Acoplamento Comum (PAC), a operação isolada da concessionária e a confiabilidade da rede elétrica (ZENG *et al.*, 2013a; HUANG; HSIEH; WAN, 2014). Assim, microrredes são introduzidas nos sistemas de energia elétrica para gerenciar a penetração generalizada de energias renováveis e GD em redes de distribuição de energia (CHE *et al.*, 2015a; MENG *et al.*, 2015).

Diferentes iniciativas visam desenvolver o conceito de microrrede através de pesquisas e implementações. Como parte disso, topologias e configurações estão sendo definidas em projetos visando diversas possibilidades de aplicações. Dentre eles, está Bella Coola, uma microrrede implantada nessa comunidade remota ao norte de Vancouver. Também no Canadá, foi desenvolvida uma aplicação de microrrede isolada, pelas empresas BC Hydro e Hydro Quebec. Nos Estados Unidos foi criado o CERTS (*Consortium for Electric Reliability Technology Solutions*), desenvolvido com o objetivo de suportar uma alta penetração de GD. Também são relatados projetos no Japão, na Europa e no Chile (OLIVARES *et al.*, 2014; HAJIMIRAGHA; ZADEH, 2013; KROPOSKI *et al.*, 2008).

Algumas universidades do Brasil têm feito recentes estudos e implementação de microrredes, visando a análise do comportamento de forma econômica e segura. Em 2008, a Universidade Federal do Maranhão (UFMA), inaugurou um projeto de microrrede com o intuito de levar energia para Ilha dos Lençóis, região que não era beneficiada por programas do Governo Federal (BARCELOS; MATOS; RIBEIRO, 2020). Já em 2015,

a Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC) teve o seu projeto instalado em suas localidades (BELLIDO, 2018). Outro destaque nesse âmbito é o projeto na Universidade Federal do Ceará (UFC) (CARNEIRO, 2017).

Devido a atualidade do tema retratado, em 2018, foi proposto e aprovado o projeto intitulado “Desenvolvimento e Implementação de uma microrrede híbrida (CA/CC) no Campus da Faculdade de Engenharia - UFJF ”, N^o do processo: 423411/2018-7, chamada: MCTIC/CNPq N^o 28/2018. A sua implementação se dará nas localidades do Laboratório Fotovoltaico Solar (LABSOLAR), na Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF).

Como foi discutido, a eletrônica de potência possui um papel importante no cenário da geração distribuída e das microrredes, pois é indispensável a utilização de conversores na integração com a rede e no desempenho de determinadas funções, evoluindo à medida que essas aplicações tornam-se mais integradas no sistema de energia elétrica. Uma tendência é a utilização dos conversores multifuncionais, que em uma única estrutura, reúnem várias funcionalidades que ajudam a melhorar a confiabilidade e a qualidade do sistema elétrico. Além disso, permitem a redução de custos de manutenção e operação, já que uma única estrutura pode realizar funções de outros conversores (ZENG *et al.*, 2013a).

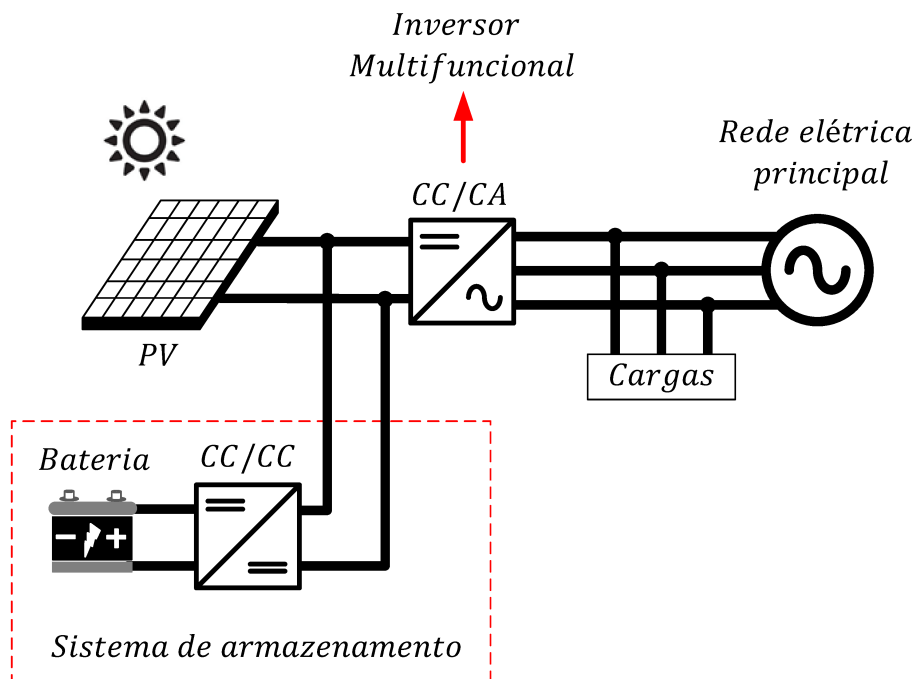
Diante das referências estudadas, tem-se o conversor atuando nos modos: supridor, formador e de suporte à rede. Porém, um mesmo inversor que exerça múltiplas funções e permita transitar automaticamente entre elas tem sido mais dificilmente encontrado. Portanto, deseja-se investigar os modos de operação de um conversor operando em uma microrrede de tal forma que este possa exercer o papel de supridor e formador, detectando o ilhamento e controlando as tensões e correntes, conforme o modo de operação. Por fim, almeja-se implementar um sistema experimental na UFJF que permita o desenvolvimento de uma microrrede no LABSOLAR. O presente trabalho faz parte deste projeto e contribui com a implementação prática desse conversor multifuncional.

1.2 VISÃO RESUMIDA DO SISTEMA

A configuração do sistema em estudo é ilustrada pela Figura 2, cuja fonte primária é composta por painéis solares fotovoltaicos, de modo que o conversor CC/CC bidirecional em corrente é responsável por rastrear o MPP.

O sistema de geração distribuída e de armazenamento de energia compartilham o mesmo barramento CC. O conversor CC/CC, é o responsável por manter a tensão de entrada do VSC, com base na tensão de referência dada pelo MPPT Perturba e Observa (do inglês, *Perturb and Observe*) (P&O), e o inversor faz a conexão com a rede elétrica e as cargas. Por ser multifuncional, o inversor pode operar como supridor de rede e formador de rede. A comutação de operação do sistema conectado à rede elétrica para isolado é identificada por meio de uma técnica de detecção de ilhamento. Nessa estrutura, o sistema de armazenamento está sempre presente, desempenhando a função de regular a tensão

Figura 2 – Configuração do sistema em estudo.



Fonte: Elaborada pela autora (2019).

do barramento CC em ambos os modos de operação da rede elétrica. Somente quando o sistema encontrar-se ilhado é que o sistema de armazenamento de energia irá trocar energia com o lado CA do sistema.

1.3 OBJETIVOS

Este trabalho consiste na modelagem e controle de um conversor conectado a uma unidade de geração solar fotovoltaica, um sistema de armazenamento de energia e cargas locais, com resultados de simulação computacional e experimental. Este sistema deve possuir funcionalidades no modo conectado e ilhado da rede elétrica, podendo exercer e detectar automaticamente e definir modos de operação necessários para o funcionamento da microrrede. Visando atingir o êxito do projeto proposto, os seguintes objetivos específicos foram definidos:

- a) Modelar os conversores CC/CC e CA/CA encontrados na microrrede;
- b) Propor um conversor multifuncional que possa desempenhar, em momentos distintos, as funcionalidades de supridor e formador de rede;
- c) Estudar técnicas de controle aplicadas a conversores fonte de tensão conectados e ilhados da rede elétrica;
- d) Modelar o sistema de armazenamento de energia, composto por um conversor CC/CC bidirecional em corrente e uma bateria;

- e) Estudar técnicas de detecção de ilhamento;
- f) Programação dos algoritmos em linguagem C para posterior utilização do Processador Digital de Sinal (do inglês, *Digital Signal Processor*) (DSP);
- g) Obter resultados de simulação computacional do sistema proposto, validando a modelagem e controle;
- h) Desenvolvimento de uma bancada experimental, bem como a obtenção de resultados para o conversor operando como formador de rede.

1.4 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

Esta dissertação de mestrado está organizada da seguinte forma:

No Capítulo 1 é abordado uma contextualização do tema estudado, bem como a identificação do problema, motivação e os objetivos deste trabalho.

No Capítulo 2 é apresentada uma revisão sobre os aspectos envolvidos nas microrredes, como as estruturas de armazenamento de energia, topologias, modos de operação e a importância da detecção de ilhamento em sistemas de geração distribuída e uma revisão das principais técnicas de detecção utilizadas.

No Capítulo 3 é realizada a descrição do sistema proposto e as metodologias adotadas para a modelagem dos conversores utilizados bem como as técnicas de controle empregadas para os referidos modos de operação;

No Capítulo 4 são apresentados e discutidos os resultados de simulação do conversor multifuncional para diferentes condições de operação e distúrbios;

No Capítulo 5 é apresentado o protótipo desenvolvido, bem como, os resultados experimentais do conversor operando como formador de rede,

As conclusões e propostas para trabalhos futuros estão presentes no Capítulo 6. Além disso, são mostrados as produções científicas desenvolvidas sobre do tema.

1.5 PRODUÇÃO CIENTÍFICA

DOHLER, J. S. ; ROCHA, L. F. ; SILVA JUNIOR, D. C. ; ALMEIDA, P. M.; FERREIRA, A. A.; OLIVEIRA, J. G.. Analysis and Operation of a Pv-Battery System Using a Multi-Functional Converter. *In: 2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*. [S.I.]: IEEE, 2019.

BARBOSA, P. S.; MONTEIRO, M. V. C.; DOHLER, J. S.; FERREIRA, A. A.; OLIVEIRA, J. G.. Dimensioning and Development of an AC Microgrid in the UFJF Campus. *In: 2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE*

Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC). [*S.I.*]: IEEE, 2019.

SILVA JUNIOR, D. C.; DOHLER, J. S.; ALMEIDA, P. M.; OLIVEIRA, J. G.. Droop Control for Power Sharing and Voltage and Frequency Regulation in Parallel Distributed Generations on AC Microgrid. *In: 2018 13th International Conference on Industry Applications (INDUSCON).* [*S.I.*]: IEEE, 2018. p. 1-6.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Neste capítulo serão descritos alguns conceitos importantes e necessários para o desenvolvimento deste trabalho, dentre eles está a microrrede, conceito que vêm crescendo consideravelmente nos últimos anos, se tornando um dos tópicos de pesquisa mais recentes tanto no Brasil como no exterior. As microrredes podem ser classificadas quanto ao tipo de barramento, sendo de corrente alternada, corrente contínua ou uma combinação dos dois. Além disso, possuem a capacidade de funcionar como um sistema independente ou conectadas à rede elétrica principal. São compostas por sistemas de geração distribuída e de armazenamento de energia, que pode ser necessário ou não, dependendo da geração local e das cargas. A ausência da rede elétrica, durante o seu funcionamento, pode ser intencional ou não, em que a condição de operação de forma isolada do sistema elétrico é identificada por meio de uma técnica de detecção de ilhamento.

2.1 MICRORREDES

Nos últimos anos, as microrredes tem se destacado por apresentarem benefícios tanto para os consumidores de energia como também para os operadores da rede elétrica. A sua implementação melhora a qualidade de energia elétrica, reduz o congestionamento da rede e perdas de energia, além de aumentar a eficiência energética. Outra vantagem é poder eliminar investimentos em novas instalações de geração e transmissão para suprir cargas remotas (LOTFI; KHODAEI, 2015; LI; LIU; WU, 2016).

Segundo Vandoorn *et al.* (2013) e Aprilia *et al.* (2017), as microrredes são redes de distribuição independentes, constituídas de unidades de GD, cargas e frequentemente sistemas de armazenamentos, fornecendo energia para a área local. Elas podem abastecer uma pequena região, sendo essa composta por um bairro residencial, uma comunidade rural isolada, uma instituição acadêmica ou de pesquisa e desenvolvimento (da rede pública ou do setor privado) como universidades, escolas ou laboratórios, pequenos parques industriais, entre outros.

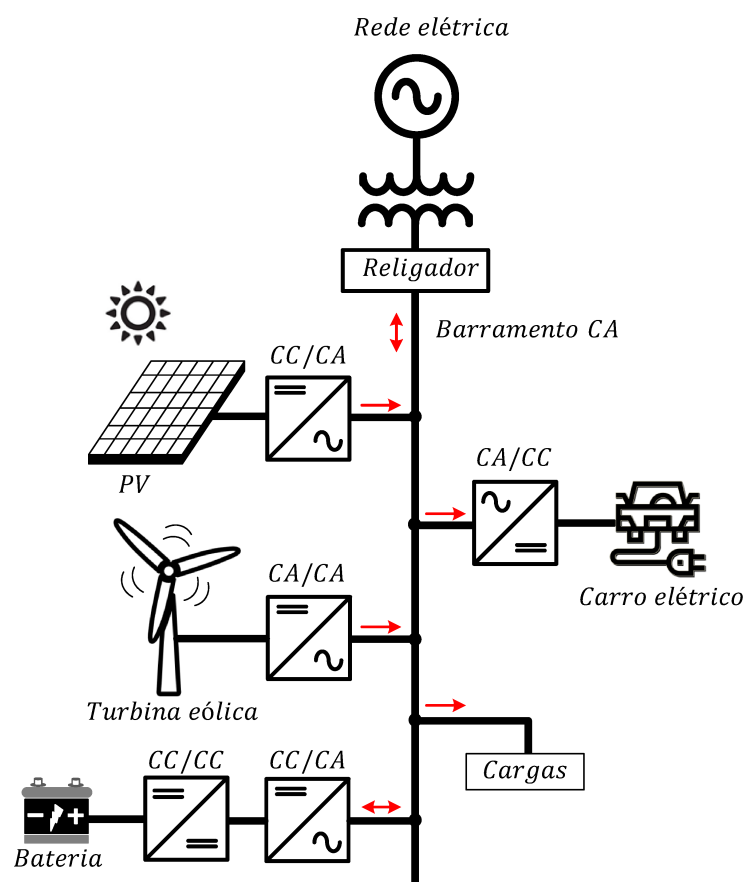
2.1.1 Topologias das microrredes

A crescente penetração das fontes de energia renováveis, motivada pela sua geração de energia sem substâncias poluentes, originou novos desafios para o setor elétrico, entre eles, manter a estabilidade do sistema. Portanto, são necessárias arquiteturas adequadas para gerenciar o fluxo de energia dos diferentes tipos de fontes com a rede elétrica. Assim, a microrrede pode ser classificada em três tipos: CA, CC ou híbrida (CA e CC) (ORTIZ *et al.*, 2019).

2.1.1.1 Microrrede CA

Na estrutura da microrrede CA, todas as fontes de energia com saída CA de frequência e tensão variável são conectadas ao barramento CA criado, através de conversores de eletrônica de potência, como por exemplo os CA/CA. Já nos casos em que a saída das fontes são CC, utiliza-se conversores do tipo CC/CA para a conexão (ARIF; HASAN, 2018). Essa topologia está representada na Figura 3.

Figura 3 – Estrutura da microrrede CA.



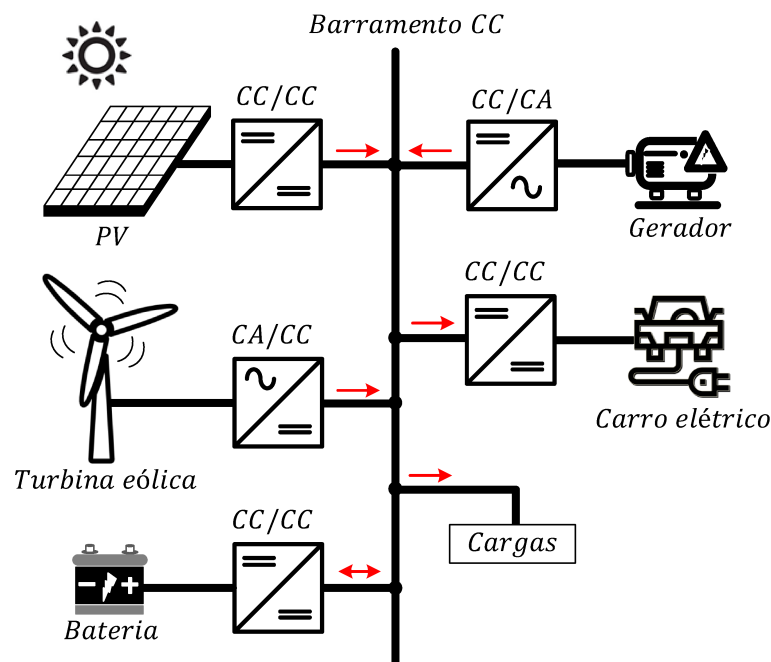
Fonte: Adaptada de Arif e Hasan (2018).

Um dos principais desafios de uma microrrede CA, é compartilhar as cargas entre diferentes fontes, pois a produção de energia elétrica proveniente de fontes renováveis não ocorre ao mesmo tempo, e além disso, a quantidade ofertada varia em diferentes intervalos de tempo. Uma unidade de gerenciamento e controle é necessária, pois a energia pode ou não ser suficiente para alimentar as cargas do sistema, sendo necessária a informação sobre o fluxo de energia entre a microrrede e rede principal.

2.1.1.2 Microrrede CC

Com o aumento da utilização de painéis solares fotovoltaicos, sistemas de armazenamento de energia, cargas CC e iluminação LED, as microrredes CC, Figura 4, estão cada vez mais conquistando espaço (CHE *et al.*, 2015a). No seu funcionamento, elas mantêm o barramento CC, que alimenta as cargas CC conectados a ele, sendo que fontes de energia cuja saída é CC são conectadas diretamente ao barramento CC ou por conversores CC/CC, o que não acontece com as fontes com saída CA, que necessitam de um conversor de interface. Por existirem mais fontes de energia renovável com saída CC, o número de conversores na estrutura da microrrede é reduzido, aumentando a eficiência global do seu funcionamento. Assim como nas microrredes CA, também é necessário um sistema de gerenciamento de energia, porém, existe apenas a necessidade de estabilização de tensão (ARIF; HASAN, 2018).

Figura 4 – Estrutura da microrrede CC.

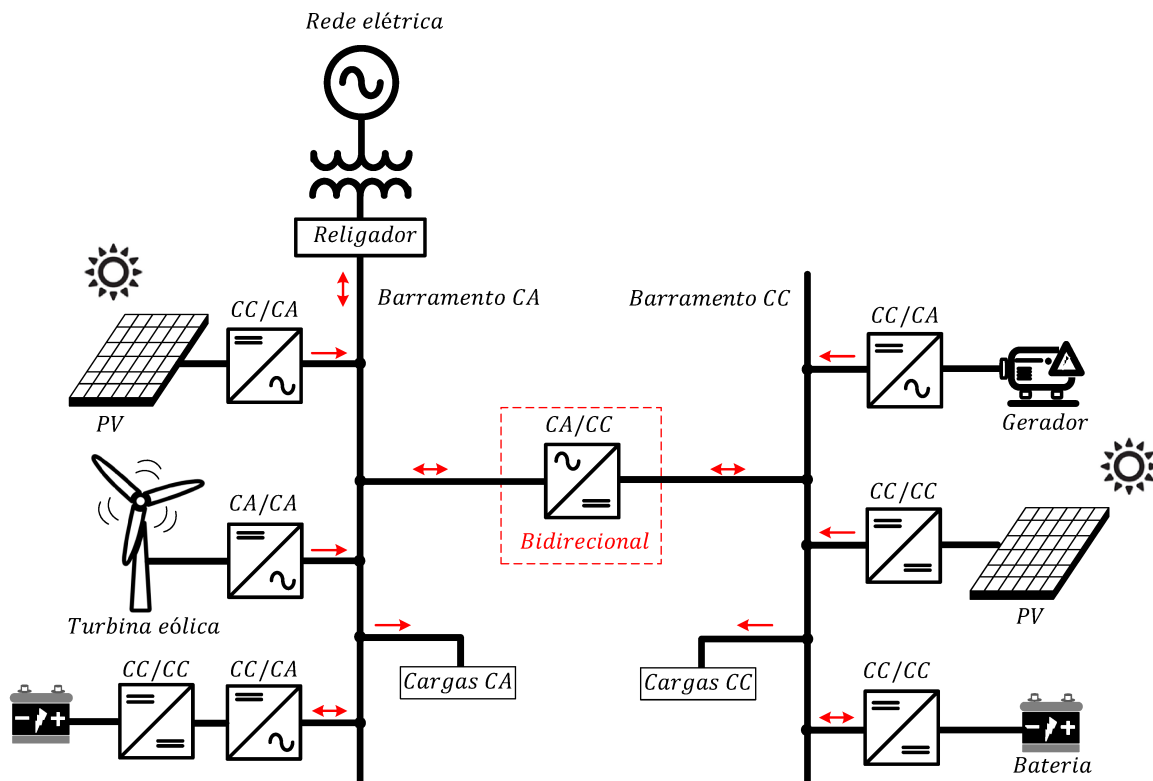


Fonte: Adaptada de Arif e Hasan (2018).

2.1.1.3 Microrrede híbrida

As microrredes híbridas possuem em sua arquitetura estruturas tanto para a parcela CA quanto para a CC, tendo como objetivo reduzir o número de conversores. Os barramentos CA e CC são conectados através de um conversor bidirecional, que permite o fluxo de energia entre os dois barramentos em ambas as direções. Um diagrama esquemático da microrrede híbrida CA/CC é apresentado na Figura 5.

Figura 5 – Estrutura da microrrede híbrida.



Fonte: Adaptada de Arif e Hasan (2018).

Como os barramentos CA e CC interagem entre si e também com a rede elétrica principal através do conversor bidirecional, isso torna a estratégia de controle mais complexa. Devido a isso, é necessário que seja feito um estudo adequado para simplificar a transferência de energia entre redes CA e CC (ARIF; HASAN, 2018).

2.1.2 Modos de operação da microrrede

Sua operação pode ser de dois modos: conectado à rede elétrica principal ou ilhada. Quando interligado à rede, as fontes de energia operam associadas a uma rede de barramento infinito, em que a estabilidade da tensão e a frequência são mantidas pela própria rede. Já no modo autônomo, ou ilhado, as fontes de energia são responsáveis por suprir as cargas e também as potências ativa e reativa. Isso pode ser realizado por meio de um controle centralizado ou descentralizado (LOH *et al.*, 2013). Além disso, no modo ilhado, as cargas são classificadas quanto ao seu grau de importância, sendo que quando houver energia suficiente para manter o sistema, todas as cargas são mantidas. Caso contrário, apenas as de maior prioridade serão sustentadas. Para fins de estabilização de frequência e tensão, é necessário armazenamento suficiente de energia, sendo fundamental um estudo do tamanho do armazenamento e também do esquema de controle relacionado

(ARIF; HASAN, 2018).

2.2 GERAÇÃO DISTRIBUÍDA

O conceito de GD não é novo, quando levada em consideração a forma como a unidade geradora de energia opera para produzir e entregar a eletricidade. Essas unidades estão localizadas próximas aos centros de demanda, o que evita custo e perdas associadas na transmissão de energia. A GD é definida como uma unidade geradora conectada à rede elétrica, principalmente a nível de distribuição, ou do lado do medidor do cliente. São denominadas dessa forma para se diferenciarem do modelo tradicional de geração de energia centralizado (CHETTY; SHOAIB; SREEDEVI, 2014; ACKERMANN; ANDERSSON; SÖDER, 2001).

O sistema distribuído inclui gerações baseadas em biomassa, turbinas de combustão, energia solar térmica e solar fotovoltaica, células a combustível, turbinas eólicas, microturbinas, tecnologia de armazenamento e controle de motores/geradores. Podem ser conectadas à rede elétrica ou serem autônomas (KROPOSKI *et al.*, 2008). O número de pesquisas voltadas para integração de grandes quantidades de geração distribuída no sistema elétrico está crescendo. Isso se deve ao fato das vantagens da sua utilização, como melhorar a operação da rede, contribuir para serviços auxiliares, aumentar a reserva de energia e reduzir as emissões de gases poluentes. Além disso, na prática, espera-se que novas instalações minimizem o custo de produção (KANCHEV *et al.*, 2011).

2.3 ESTRUTURAS DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA

Devido à intermitência das energias renováveis, outras fontes e também elementos armazenadores de energia são incorporados ao sistema, de modo a permitir a operação autônoma com alta confiabilidade. Além disso, ajuda a reduzir custos e atender demanda de pico de carga. Tecnologias de armazenamento de energia podem ser divididas em duas categorias em termos de capacidade (potência ou energia) e tempo de execução (curta duração ou longa duração), sendo elas: alta energia/descarga prolongada e alta potência/descarga rápida. Na primeira categoria encontram-se as baterias, sistemas hidrelétricos bombeados, Armazenamento de Energia do Ar Comprimido (do inglês, *Compressed Air Energy Storage*) (CAES) e armazenamento de hidrogênio. Ao passo que a segunda categoria é composta pelos volantes de inércia (*Flywheel*), supercapacitores e Supercondutores de Armazenamento de Energia Magnética (do inglês, *Superconducting Magnetic Energy Storage*) (SMES) (NEJABATKHAH; LI, 2014; FARHADI; MOHAMMED, 2015; CHRISTEN; CARLEN, 2000).

A utilização das baterias, como sistema de armazenamento de energia, em sistemas conectados à rede elétrica, é bem conhecida, atuando como fonte de tensão constante. Dentre as mais utilizadas, estão as baterias de chumbo ácido, íons de lítio e níquel-cádmio.

Em geral, fornecem uma resposta rápida para carga ou descarga, embora o tipo e também as reações químicas influenciem na taxa de descarga e recarga. Para reduzir manutenção e aumentar a vida útil das baterias, estudos tem sido realizados para tentar otimizar as suas células (CARRASCO *et al.*, 2006).

2.4 DETECÇÃO DE ILHAMENTO

Devido a ascensão do sistema GD no Brasil, em 2012 publicou-se a Resolução Normativa da ANEEL nº 482, que estabelece as condições gerais para o acesso de micro e minigeração distribuídas ao sistema de energia elétrica. Dentre os requisitos de proteção propostos pela resolução estão os equipamentos de anti-ilhamento, os quais merecem destaque devido a importância para o correto funcionamento do SEP (ANEEL, 2012b).

Segundo o padrão *Standard for Recommended Practice for Utility Interface of Photovoltaic (PV) System*, IEEE Std. 929-2000, o ilhamento é definido como uma condição na qual uma parte da área de um SEP é energizada exclusivamente por redes locais através do seu PAC, e, essa porção passa a operar eletricamente isolada do restante do sistema elétrico (IEEE, 2000).

O ilhamento pode ocorrer de duas formas: planejado ou acidental. Quando ocorre de forma não intencional, o sistema deve detectar a situação de ilha e deixar de energizar a área do SEP, de modo que conversor deve cessar sua operação dentro de dois segundos (IEEE, 2020).

A formação de ilhas não intencionais não é desejada, pois caso a ocorrência do ilhamento não seja identificada pode acarretar alguns impactos como: o comprometimento da segurança das equipes de manutenção, danos aos equipamentos do sistema e questões de qualidade de energia. Segundo normas, a detecção do ilhamento deve ser realizada dentro de dois segundos, e as GDs devem ser desconectadas da rede de distribuição. Portanto, a situação de ilhamento deve ser detectada de maneira rápida e eficaz (KOLLI; GHAFARZADEH, 2020; IEEE, 2020). Para verificar a eficiência da proteção do sistema de GD contra ilhamentos não intencionais, em IEEE (2000), é proposto um circuito de teste, que consiste em um conversor CC/CA conectado à rede elétrica com circuito ressonante RLC em paralelo.

2.4.1 Técnicas para detecção de ilhamento

As técnicas para detecção do ilhamento são normalmente divididos em dois grupos: local e remoto. Além disso, as técnicas de ilhamento local são classificadas como métodos passivos, ativos e híbridos (REDDY; REDDY, 2019).

2.4.1.1 *Técnicas locais*

As técnicas locais se baseiam em medidas de grandezas elétricas do circuito para a detecção do ilhamento, dividindo-se entre abordagens passivas, ativas e híbridas. Os métodos passivos monitoram as características de um ou mais parâmetros no local de instalação da GD como a tensão e a frequência. Os métodos ativos provocam distúrbios no circuito elétrico, monitorando sua resposta para a possível detecção de ilhamento. Os métodos híbridos são desenvolvidos a partir da combinação de ambos métodos de detecção ativa e passiva (KHAMIS *et al.*, 2013).

Entre os vários exemplos de técnicas passivas para detecção de ilhamento, os mais comuns são os que derivam dos parâmetros de frequência: (i) sub ou sobrefrequência; (ii) taxa de variação de frequência; (iii) deslocamento de fase. Parâmetros derivados da tensão, também são eficientes para detectar ilhamentos como é o caso dos: (i) sub ou sobretensão; (ii) taxa de variação de tensão (SUMAN; KIRTHIGA, 2019).

Os métodos ativos injetam pequenos distúrbios na rede com o intuito de observar o comportamento do sistema, seja em operação de forma ilhada ou interligada com a concessionária. Quando ilhado, o sistema modifica a sua característica de funcionamento indicando a ocorrência do ilhamento da GD. Entre os vários métodos ativos para detecção de ilhamento presentes na literatura, destacam-se: (i) estimação de impedância; (ii) desvio de frequência; (iii) desvio de tensão; (iv) sequência negativa (KHAMIS *et al.*, 2013).

A técnica de sequência negativa é realizada através da injeção de corrente de sequência negativa, gerada pelo VSC da GD, junto com a medição de distúrbio de sequência negativa na tensão no PAC. A corrente injetada flui do conversor conectado ao gerador distribuído e passa pela rede de distribuição. Quando o ilhamento acontece, a corrente de distúrbio injetada passa a fluir pela carga, causando a distorção da tensão no PAC. Na situação de ilhamento tem-se um acoplamento de potência ativa entre GD e a carga, com isso, percebe-se também que o valor eficaz da tensão de sequência positiva decresce e a frequência varia. Porém, as mudanças nas medidas de tensão e frequência podem ser insignificantes, fazendo com que os métodos baseados nessas medidas caiam na Zona de Não-Detecção (ZND). Assim, a medição da tensão de sequência negativa torna-se um parâmetro mais sensível para detecção de ilhamento neste método (BAHRANI, 2008; KARIMI; YAZDANI; IRAVANI, 2008).

As técnicas híbridas empregam dois princípios diferentes baseados nos métodos ativos e passivos, com o objetivo de suprimir a limitação de uma técnica incorporando as vantagens da outra. Dentre eles destacam-se (i) taxa média de variação da tensão com deslocamento de potência; (ii) método baseados em Wavelets (MISHRA; CHANDAK; ROUT, 2019).

2.4.1.2 *Técnicas remotas*

As técnicas remotas são as que possuem comunicação entre os dispositivos de proteção, GD e concessionária. Elas apresentam alto desempenho para identificação de ilhamentos, em comparação com os métodos locais, porém necessitam de altos investimentos para os sistemas de comunicação, controle e aquisição de dados (MISHRA; CHANDAK; ROUT, 2019). As principais técnicas remotas são as baseadas em sistemas de: (i) Controle Supervisório e Aquisição de Dados (do inglês, *Supervisory Control and Data Acquisition*) (SCADA); (ii) Power Line Carrier Communication (PLCC).

O método baseado em sistemas SCADA consiste no monitoramento dos estados de todos os disjuntores da rede desde a subestação responsável pelo trecho até o gerador distribuído. Em virtude disso, na ocorrência de ilhamento, o sistema SCADA identifica a ilha, gerando o comando para desligar o gerador distribuído. Essa técnica possui altos custos de implementação e complexidade (LI *et al.*, 2014; MISHRA; CHANDAK; ROUT, 2019).

Já no funcionamento da técnica relacionada à PLCC se utiliza da rede de distribuição para o tráfego de dados. Um gerador de sinais é colocado no sistema para o envio sinais de baixa frequência e os geradores distribuídos recebem o sinal enviado através de receptores. Assim, quando acontece uma falha no recebimento do sinal, o sistema entende como uma condição de ilhamento, desconectando o gerador distribuído. Esse método possui boa confiabilidade, porém também tem elevados custos de implementação (LI *et al.*, 2014; MISHRA; CHANDAK; ROUT, 2019).

2.4.2 **Vantagens e desvantagens das técnicas**

De acordo com Suman e Kirthiga (2019), quando comparadas as técnicas remotas e locais, as primeiras são mais caras em virtude dos altos custos de instalação por investir em sistemas de comunicação, visto que possuem uma elevada eficácia na identificação de situações de ilhamento.

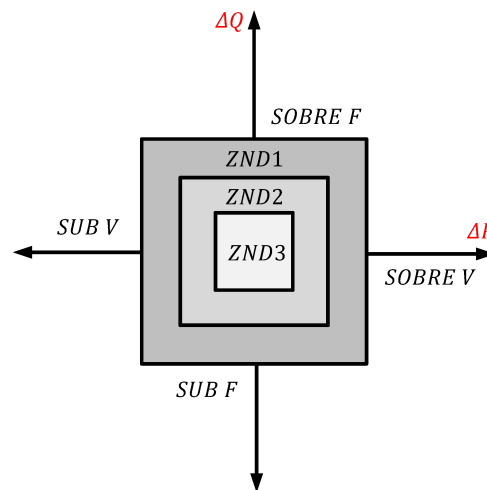
Já as técnicas locais ativas possuem ZND nula ou quase nulas, sendo que ZND representa uma falha da confiabilidade dos métodos em detectarem o ilhamento da GD. Quanto maior for a ZND de um método, menor é a sensibilidade de detectar o ilhamento, acarretando em uma maior probabilidade de falhar na detecção. Além disso, o tempo de detecção desses métodos são mais curtos.

2.4.2.1 *Zona de não-detecção do ilhamento*

Normalmente, a confiabilidade da técnica de detecção de ilhamento é quantificada pela sua ZND, região de operação que é caracterizada por baixos valores de desbalanço de potência ativa/reactiva, na qual o ilhamento pode não ser detectado dentro do tempo

estabelecido, o que compromete as ações de proteção anti-ilhamento, (LI *et al.*, 2014). Na Figura 6 é ilustrado os gráficos para três zonas de não-deteccção, de forma que quanto menor a ZND mais confiável é o método. As variações de potência ativa e reativa mostradas se referem as potências de saída da rede, ou seja, diferenças de potências geradas pela GD e consumida pela carga. Sabe-se que existe uma dependência entre tensão e potência ativa e entre frequência e potência reativa. Essa relação é percebida no ilhamento quando há um acoplamento entre o gerador distribuído e a carga no sistema ilhado. Assim, o comportamento da tensão e frequência do sistema ilhado depois da desconexão da rede dependerá do valor de $(\Delta P = P_{GD} - P_{carga})$ e $(\Delta Q = Q_{GD} - Q_{carga})$, no instante antes do ilhamento acontecer (CARVALHO, 2016).

Figura 6 – Zonas de não-deteccção.



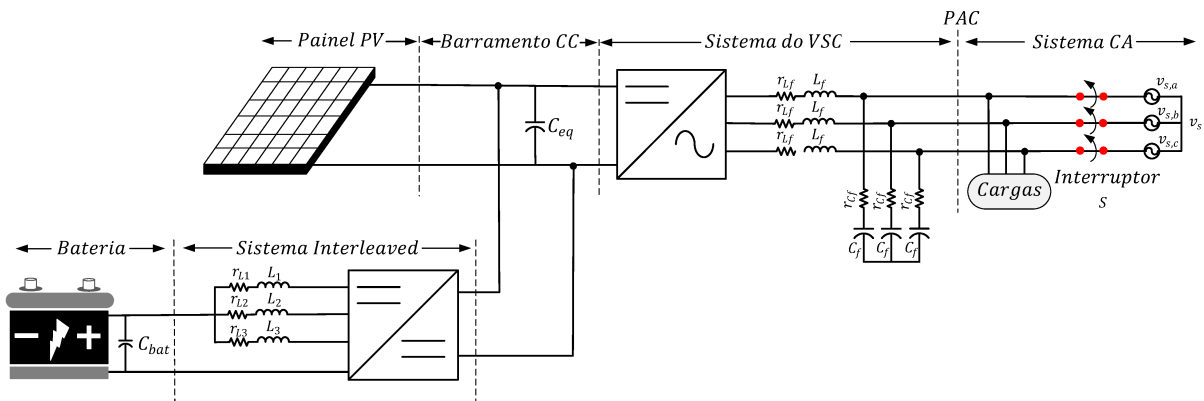
Fonte: Adaptada de CARVALHO (2016)

Desse modo, quanto maior for ΔP , maior a variação de tensão e, quanto maior for ΔQ , maior a variação de frequência. O pior caso para a deteccção de ilhamento acontece quando a GD fornece toda potência nominal para a carga. A ZND é uma faixa de valores de carga na qual o ilhamento não pode ser detectado (CARVALHO, 2016).

3 DESCRIÇÃO DO SISTEMA

Neste capítulo será detalhada a estrutura do sistema em estudo, sendo abordada uma breve descrição sobre a modelagem do painel solar fotovoltaico, sobre a usina solar que se encontra nas instalações da UFJF e também da estratégia de rastreamento de máxima potência P&O utilizada. Além disso, será apresentado o sistema de armazenamento de energia, composto por uma bateria de íons de lítio e um conversor CC/CC bidirecional em corrente do tipo *interleaved*, elemento presente no modo conectado à rede elétrica principal e também no ilhado. No modo conectado á rede elétrica este sistema mantém a tensão do barramento CC sempre na tensão de máxima potência extraída do painel solar fotovoltaico. Neste caso, não ocorre troca de energia entre os lados CC e CA, sendo à rede elétrica responsável por suprir e/ou armazenar energia do sistema proposto. Já no modo ilhado, o sistema de armazenamento de energia é responsável também por manter a tensão do barramento CC sempre na tensão de máxima potência extraída do painel solar fotovoltaico. Porém, neste caso, ocorre troca de energia entre o lado CC e CA, nos momentos em que a conversão de energia do painel solar fotovoltaico é menor ou maior que o consumo de energia das cargas. Em virtude disso, utilizou-se o conversor CC/CC de característica bidirecional, o que possibilita controlar o fluxo de potência. A Figura 7, ilustra a configuração do sistema descrito em estudo.

Figura 7 – Sistema proposto.



Fonte: Elaborada pela autora (2019).

De mesmo modo, serão discutidas as funções exercidas pelos conversores utilizados no sistema que fazem a interface entre a geração distribuída e o barramento CA da microrrede, supridor de rede e formador de rede. O agrupamento das funcionalidades desses conversores em uma única estrutura resulta no conversor multifuncional. A configuração do conversor multifuncional utilizado no sistema em estudo é o VSC trifásico de dois níveis. O conversor multifuncional no modo supridor de rede opera como uma fonte de corrente, controlando as correntes para regular as potências ativa e reativa quando a microrrede

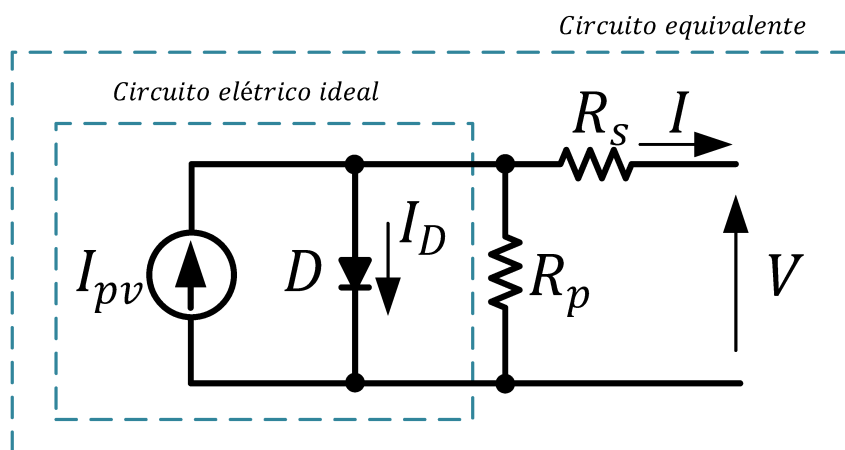
está conectada à rede elétrica. Outra funcionalidade desempenhada por esse conversor no sistema proposto é a detecção de ilhamento, neste caso, utilizou-se a técnica a injeção de corrente de sequência negativa. Já no modo ilhado da rede elétrica, o conversor atua no modo formador de rede, operando como fonte de tensão impondo tensão e frequência no barramento CA, assegurando estabilidade e operação do sistema isolado. O sistema é caracterizado como ilhado, quando o interruptor s do sistema encontra-se aberto, isolando o sistema da rede elétrica.

3.1 SISTEMA SOLAR FOTOVOLTAICO

Um dispositivo solar fotovoltaico converte diretamente energia proveniente da luz do Sol em eletricidade. Esse processo é conhecido como Efeito Fotovoltaico. As menores unidades que compõem esse sistema são conhecidas como Células Fotovoltaicas. O agrupamento dessas unidades dão origem aos módulos fotovoltaicos, que podem ser arranjados em série e/ou paralelo, de modo a obter tensões e/ou correntes mais elevadas para a geração de energia do sistema (ZILLES *et al.*, 2012).

Na Figura 8 é ilustrado o modelo da célula fotovoltaica ideal, que é representado por uma fonte de corrente variável em paralelo com um diodo não ideal (CASARO; MARTINS, 2008). A fonte de corrente (I_{pv}) varia de forma diretamente proporcional à irradiação solar incidente no plano da célula. A precisão da modelagem aumenta quando não idealidades são representadas pelas resistências série (R_s) e paralelo (R_p), resultando no circuito equivalente (VILLALVA; GAZOLI; FILHO, 2009).

Figura 8 – Modelo da célula fotovoltaica: ideal e equivalente.

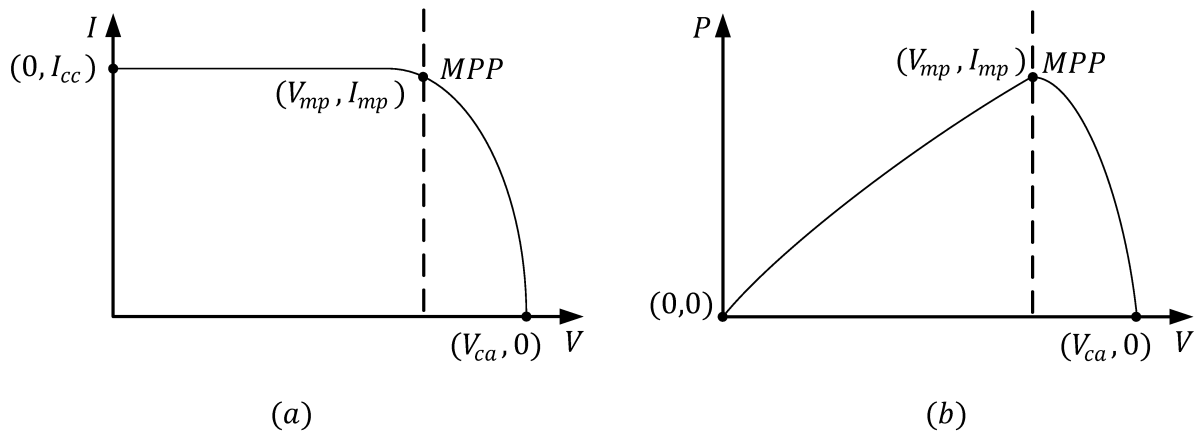


Fonte: Adaptada de Villalva, Gazoli e Filho (2009).

Outros parâmetros importantes de um painel fotovoltaico são a corrente de curto circuito (I_{sc}), que é obtida quando os terminais de saída do módulo estão em curto-circuito, e a tensão de circuito aberto (V_{oc}), que é alcançada quando não há carga conectada a

célula. Na Figura 9 são ilustradas as curvas características de um módulo fotovoltaico. Na curva de corrente *versus* tensão, Figura 9(a), está caracterizada o ponto de corrente de curto-circuito, tensão de circuito aberto e o MPP, que é dado em *watt-pico* (W_p), e é alcançado no ponto de corrente de máxima potência (I_{mp}) e tensão de máxima potência (V_{mp}). A Figura 9(b), ilustra a curva característica de potência *versus* tensão, que é obtida através da multiplicação ponto a ponto dos valores de corrente e tensão (ZILLES *et al.*, 2012).

Figura 9 – Curvas características de um módulo fotovoltaico.



Legenda: (a) $I \times V$ e (b) $P \times V$.

Fonte: Adaptada de Zilles *et al.* (2012).

O LABSOLAR da Universidade Federal de Juiz de Fora, com painéis ilustrados na Fotografia 1, possui um total de 256 painéis, com capacidade de $31,6 \text{ kW}_p$ de potência instalada. Desse total, $14,32 \text{ kW}_p$ são utilizados para pesquisa e o restante é injetado na rede elétrica por três inversores monofásicos fotovoltaicos, de 5 kW cada.

Os painéis do laboratório são do modelo SX 120U da BP solar e seus parâmetros padrões de condição de teste são de $\frac{1000\text{W}}{\text{m}^2}$ e 25°C , como ilustrados na Tabela 1.

Tabela 1 – Parâmetros do painel fotovoltaico SX 120U da BP solar.

Parâmetro	Valor
I_{mp}	3,56 A
V_{mp}	33,7 V
I_{sc}	3,87 A
V_{oc}	42,1 V
P_{max}	120 W
N_s	72

Fonte: Elaborada pela autora (2019).

Fotografia 1 – Painéis Fotovoltaicos do Labsolar da UFJF.



Fonte: Elaborada pela autora (2019).

Conforme detalhado em Casaro e Martins (2008), foram obtidos, a partir de ajustes, os valores das resistências série e paralela, para o módulo utilizado, ilustrado na como ilustradas na Tabela 2.

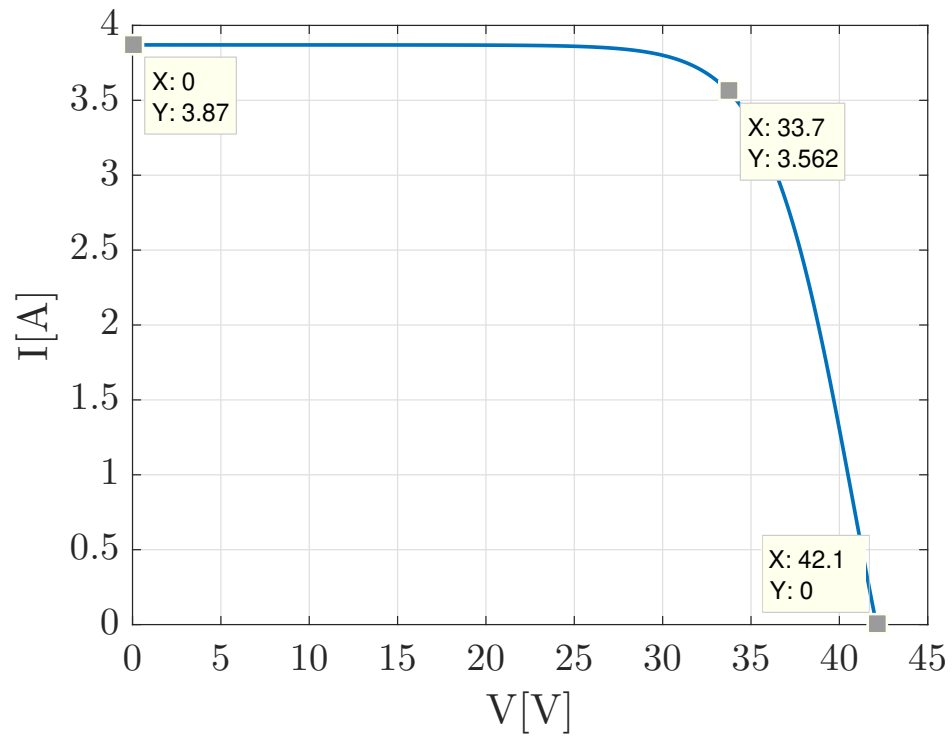
Tabela 2 – Parâmetro ajustados para o modelo digital.

Parâmetro	Valor
I_{mp}	3,562 A
V_{mp}	33,7 V
I_{sc}	3,87 A
V_{oc}	42,1 V
P_{max}	120,1 W
R_s	0,015 Ω
R_p	588 Ω

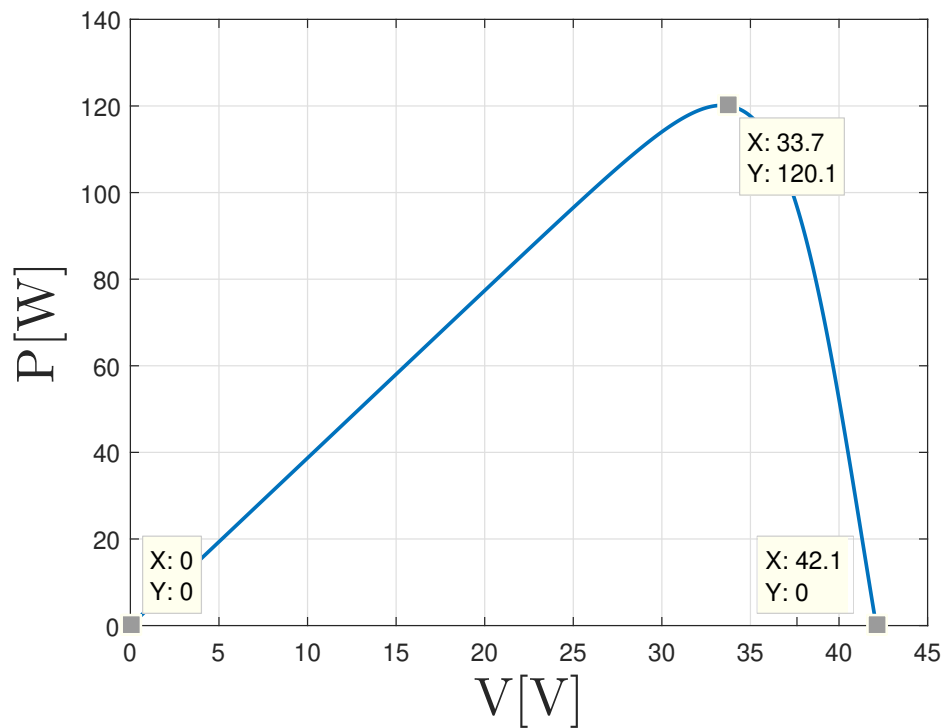
Fonte: Elaborada pela autora (2019).

Na Figura 10 e Figura 11 são ilustradas as curvas características, para um módulo, referente ao modelo utilizado.

A tensão de operação do barramento CC é determinada pelo algoritmo de rastreamento do MPP do arranjo solar fotovoltaico, parte essencial desse tipo de sistema. Essas técnicas tem como propósito rastrear a tensão e corrente de máxima potência na qual o painel fotovoltaico deve operar para obter o MPP sob uma determinada temperatura e irradiância. As condições de sombreamento parcial, em alguns casos, implica na existência de múltiplos MPP, entretanto, existe apenas um ponto máximo global. Algumas técnicas reagem a mudanças tanto na irradiância quanto temperatura, porém, algumas são

Figura 10 – Curva $I \times V$ ajustada empiricamente.

Fonte: Elaborada pela autora (2019).

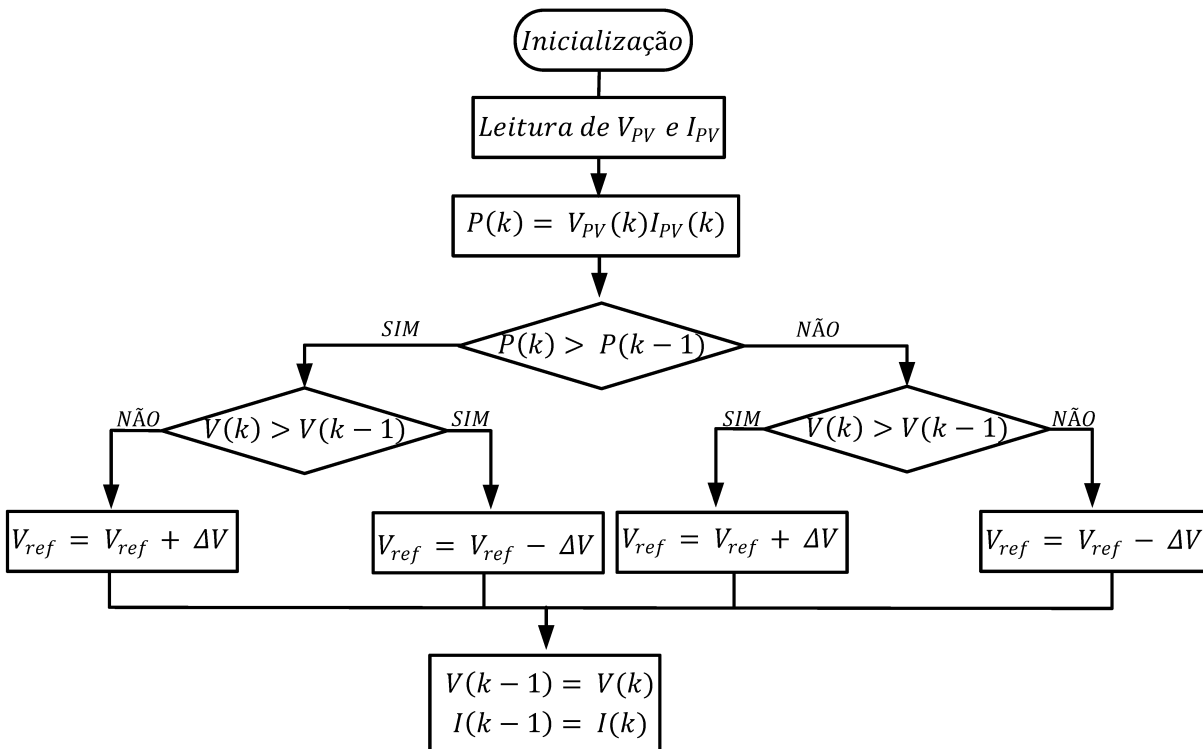
Figura 11 – Curva $P \times V$. ajustada empiricamente.

Fonte: Elaborada pela autora (2019).

especificamente mais úteis se a temperatura for aproximadamente constante (ESRAM; CHAPMAN, 2007).

Dentre as técnicas de MPPT usuais encontradas na literatura, tem-se o P&O. Na Fluxograma 1, é ilustrado o algoritmo da técnica de MPPT P&O. O princípio de operação baseia-se em observar o efeito causado por uma pequena variação (perturbação) de tensão (ou de corrente), na potência produzida pelo arranjo solar fotovoltaico. Caso a potência aumente, o algoritmo continua produzindo perturbações no mesmo sentido. Porém, caso a potência diminua, o distúrbio ocorre no sentido oposto, de modo a alcançar o MPP (SUBUDHI; PRADHAN, 2012). Segundo Villalva (2010), a escolha para rastrear esse ponto pode ser tanto em relação a tensão, quanto em corrente. A tensão de MPP do arranjo fotovoltaico permanece relativamente constante dentro de uma ampla faixa de variação da irradiação solar, e conseqüentemente, a sua escolha é preferível ao da corrente.

Fluxograma 1 – Algoritmo de MPPT P&O.



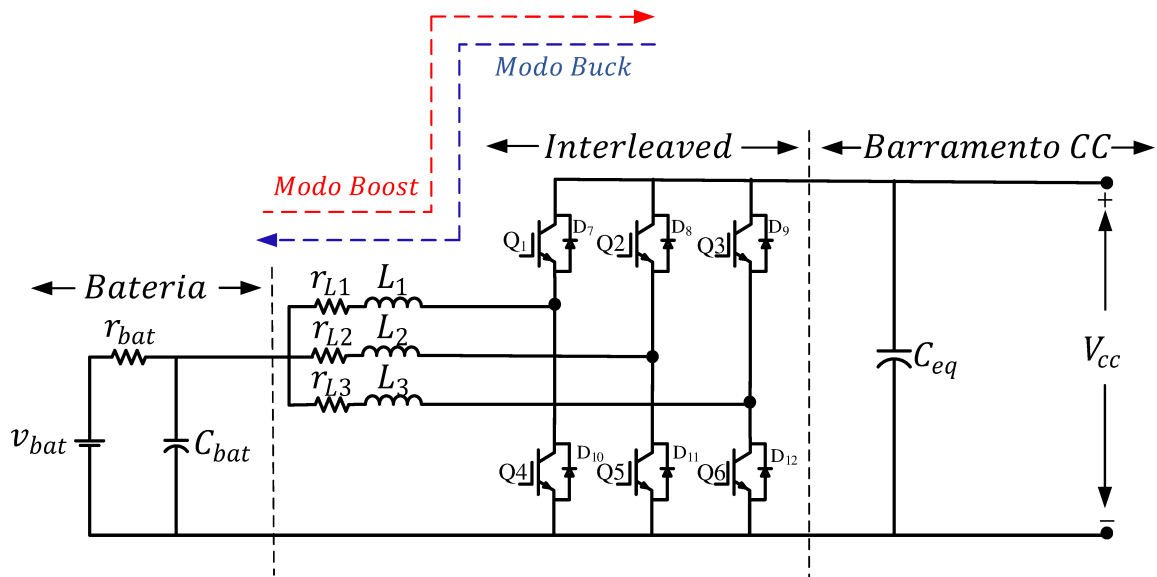
Fonte: Adaptada de Silva Júnior (2018).

3.2 SISTEMA DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA

A utilização do dispositivo de armazenamento de energia é essencial para o funcionamento do sistema isolado, quando possui em sua composição fonte intermitente. Ele possibilita o fornecimento ininterrupto de energia para as cargas enquanto estiver dentro dos seus limites de operação. No modelo da microrrede em estudo, o sistema de

armazenamento de energia, é composto por uma bateria de íons de lítio e um conversor CC/CC bidirecional em corrente do tipo *interleaved*, como ilustrado na Figura 12. Por ser um conversor bidirecional em corrente, o *interleaved* pode-se comportar como abaixador de tensão, modo *Buck*, durante o processo de carga da bateria. Ao passo que quando o sistema requer energia armazenada da bateria o conversor atua elevando a tensão, modo *Boost* (MUGHIS *et al.*, 2018). Os pares de chaves, Q_1 e Q_4 , Q_2 e Q_5 , Q_3 e Q_6 , são complementares, ou seja, quando uma está aberta a outra encontra-se fechada.

Figura 12 – Topologia do sistema de armazenamento de energia.



Fonte: Elaborada pela autora (2019).

O sistema de armazenamento de energia está presente no modo conectado à rede elétrica principal e também no ilhado. No modo conectado à rede elétrica este sistema mantém a tensão do barramento CC sempre na tensão de máxima potência extraída do painel solar fotovoltaico. Neste caso, não ocorre troca de energia entre os lados CC e CA, sendo à rede elétrica responsável por suprir e/ou armazenar energia do sistema proposto. Já no modo ilhado, o sistema de armazenamento de energia é responsável também por manter a tensão do barramento CC sempre na tensão de máxima potência extraída do painel solar fotovoltaico. Porém, neste caso, ocorre troca de energia entre o lado CC e CA, nos momentos em que a conversão de energia do painel solar fotovoltaico é menor ou maior que o consumo de energia das cargas.

O circuito equivalente da bateria, de íons de lítio, no sistema em estudo é dada por uma fonte de tensão, uma resistência (que representa a resistência interna da bateria) e um filtro capacitivo. A configuração adotada no trabalho é um modelo simplificado, uma vez que, não é feita uma abordagem mais detalhada da performance da bateria. O modelo utilizado é da empresa Sami Sistemas de Energia.

A técnica de *interleaved*, consiste na conexão de conversores CC/CC em paralelo, que compartilham o filtro de saída com o número de fases estabelecidas. O chaveamento em cada fase é realizado de acordo com um determinado ângulo de defasagem entre elas, que varia dependendo da quantidade de fases empregadas. Desse modo, a corrente total que flui pela entrada do conversor CC/CC é compartilhada de maneira equivalente entre elas. Esse conversor tem como vantagens: ondulação reduzida de corrente no lado da entrada e ondulação reduzida de tensão no lado de saída (HARIMON *et al.*, 2017). A escolha do conversor CC/CC bidirecional em corrente do tipo *interleaved* é devido ao fato de disponibilidade em laboratório.

3.2.1 Modelagem do sistema de armazenamento de energia

O acionamento do conversor CC/CC bidirecional em corrente do tipo *interleaved* é feito de forma complementar, em que o ângulo de defasamento é definido pelo número de braços do conversor CC/CC. A corrente é a variável que define o modo de operação do conversor, modo *Buck* ou *Boost*. Assim, define que a bateria carregando o conversor CC/CC está operando no modo *Buck* e descarregando a operação é no modo *Boost*.

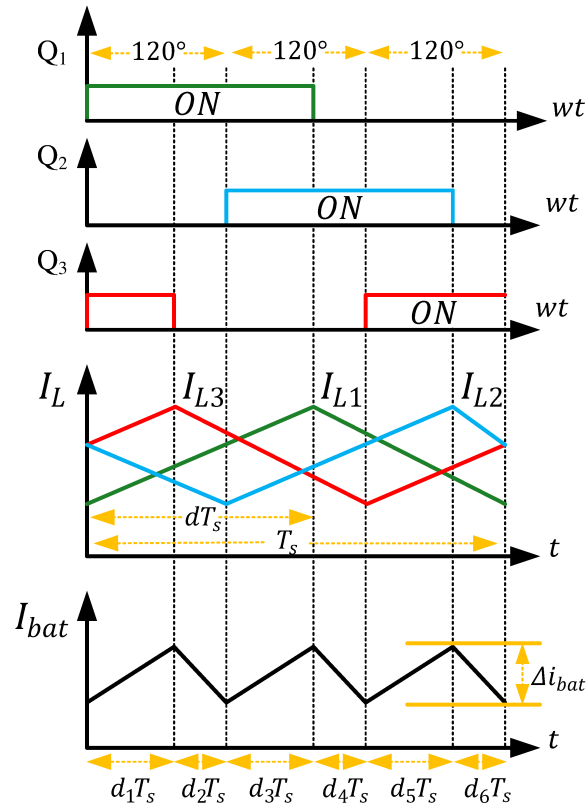
A modelagem do conversor CC/CC bidirecional em corrente do tipo *interleaved* é feita considerando que este opera no mModo de Condução Conínua (do inglês, *Continuous Conduction Mode*) (CCM). Neste modo, as correntes dos indutores é maior que zero durante todo o ciclo de operação. Também considera-se que o conversor atua no modo *Buck*, ou seja, os interruptores Q_1 , Q_2 e Q_3 e os diodos D_{10} , D_{11} e D_{12} estão em operação, de forma complementar com ângulo de defasagem de 120° . As formas de onda das correntes nos indutores, no estado estacionário, do conversor *interleaved* de três braços é representado na Figura 13.

A razão entre o intervalo de comutação (T_s) e o intervalo de condução dos interruptores (ON) é definido como razão cíclica (d). Como o conversor CC/CC utiliza três fases, as mesmas operam defasadas $\frac{360^\circ}{3} = 120^\circ$ entre si, sendo assim, quando o conversor operar com o ciclo de trabalho entre $\frac{1}{3} < d < \frac{2}{3}$, haverá seis intervalos de chaveamento distintos. Considerando o período em que um interruptor permanece fechado como dT_s , tem-se os períodos são: d_1T_s quando as chaves Q_1 e Q_3 se encontram fechadas; d_2T_s quando apenas a chave Q_1 se encontra fechada; d_3T_s quando as chaves Q_1 e Q_2 se encontram fechadas; d_4T_s quando apenas a chave Q_2 se encontra fechada; d_5T_s quando as chaves Q_2 e Q_3 se encontram fechadas e d_6T_s quando apenas a chave Q_3 se encontra fechada.

No primeiro intervalo, Figura 14, as chaves Q_1 e Q_3 estão fechadas, e os diodos D_{10} e D_{12} do circuito estão reversamente polarizados. Já a chave Q_2 está aberta, fazendo com que o indutor L_2 descarregue no circuito por D_{11} .

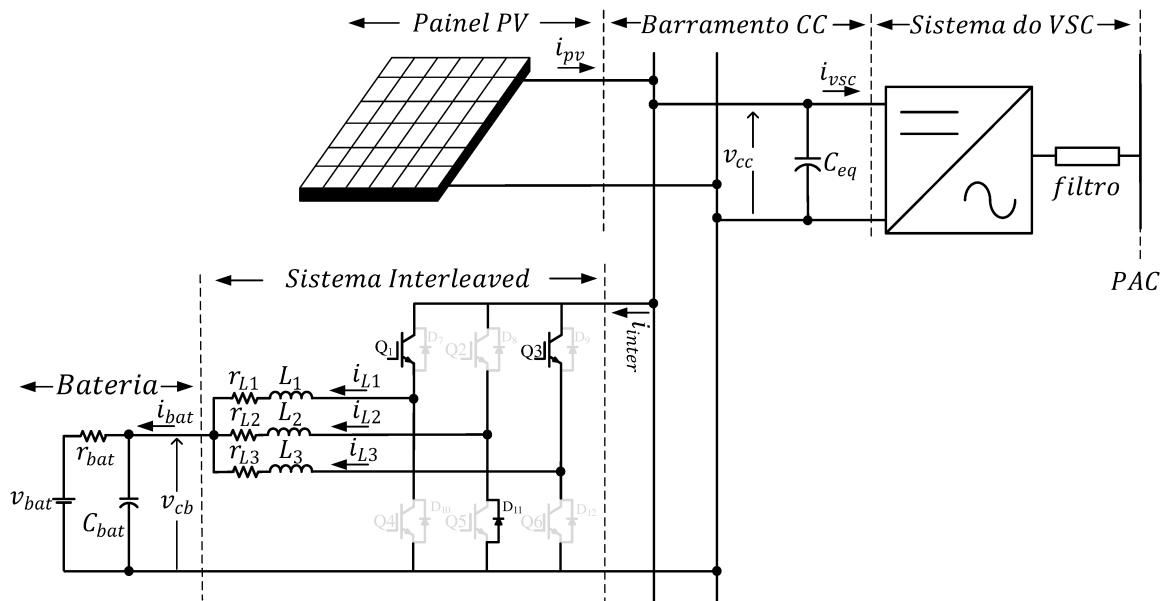
Aplicando a lei das tensões de Kirchhoff na malha dos três indutores e a lei das

Figura 13 – Formas de onda das correntes do *interleaved*.



Fonte: Adaptada de Harimon *et al.* (2017).

Figura 14 – Circuito equivalente para o primeiro intervalo.



Fonte: Elaborada pela autora (2019).

correntes no circuito do capacitor da bateria, tem-se:

$$\begin{cases} \frac{di_{L1}(t)}{dt} = -\frac{v_{cb}(t)}{L_1} + \frac{v_{cc}(t)}{L_1} - \frac{r_{L1}i_{L1}(t)}{L_1} \\ \frac{di_{L2}(t)}{dt} = -\frac{v_{cb}(t)}{L_2} - \frac{r_{L2}i_{L2}(t)}{L_2} \\ \frac{di_{L3}(t)}{dt} = -\frac{v_{cb}(t)}{L_3} + \frac{v_{cc}(t)}{L_3} - \frac{r_{L3}i_{L3}(t)}{L_3} \\ \frac{dv_{cb}(t)}{dt} = +\frac{i_{L1}(t)}{C_{bat}} + \frac{i_{L2}(t)}{C_{bat}} + \frac{i_{L3}(t)}{C_{bat}} - \frac{v_{cb}(t)}{C_{bat}r_{bat}} + \frac{v_{bat}(t)}{C_{bat}r_{bat}} \end{cases} \quad (3.1)$$

A malha de controle da tensão do barramento CC leva em consideração o princípio da conservação de energia nos terminais do capacitor do inversor. Uma vez que a corrente do *interleaved*, $i_{inter}(t)$, é representada apenas pelas correntes nos braços um e três, tem-se:

$$\frac{dv_{cc}(t)}{dt} = -\frac{i_{L1}(t)}{C_{eq}} - \frac{i_{L3}(t)}{C_{eq}} + \frac{i_{pv}(t)}{C_{eq}} - \frac{i_{vsc}(t)}{C_{eq}} \quad (3.2)$$

As equações (3.1) e (3.2) podem ser rearranjadas de maneira matricial na forma:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}_j \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_j \mathbf{u}(t) \\ \dot{\mathbf{y}}(t) = \mathbf{C}_j \mathbf{x}(t) \end{cases} \quad (3.3)$$

onde \mathbf{A}_j é a matriz dinâmica, \mathbf{B}_j é a matriz de entrada e \mathbf{C}_j é a matriz de saída, em que j é o subíndice que representa o sistema nos seis intervalos. Além disso, $\mathbf{x}(t)$ é o vetor de estados, $\mathbf{u}(t)$ o vetor de entrada e $\mathbf{y}(t)$ o vetor de saída, definidos por:

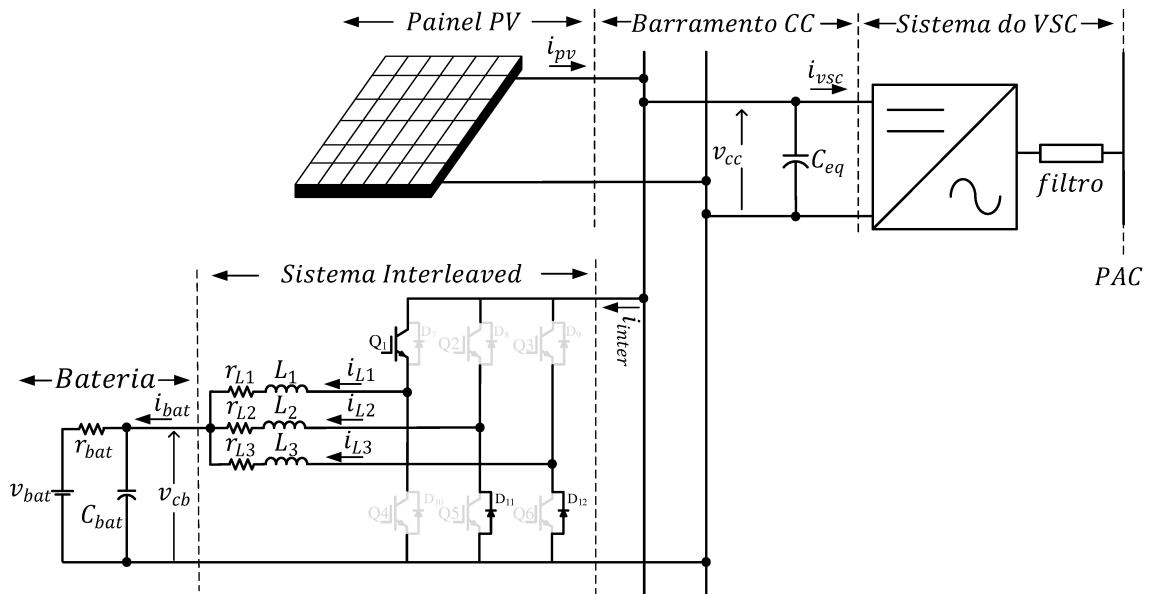
$$\begin{aligned} \mathbf{x}(t) &= [i_{L1}(t) \quad i_{L2}(t) \quad i_{L3}(t) \quad v_{cb}(t) \quad v_{cc}(t)]^\top \\ \mathbf{u}(t) &= [v_{bat}(t) \quad i_{pv}(t) \quad i_{vsc}(t)]^\top \\ \mathbf{y}(t) &= v_{cc}(t) \end{aligned} \quad (3.4)$$

o símbolo $^\top$ representa o vetor transposto. Definindo-se \mathbf{A}_1 como sendo a matriz dinâmica, \mathbf{B}_1 a matriz de entrada e \mathbf{C}_1 a matriz de saída do primeiro intervalo de operação. Considera-se em toda a modelagem que os indutores e suas respectivas resistências internas possuem os mesmos valores em ambas as fases, representadas por L e r_L , respectivamente. Além disso, para a equação de saída do sistema, não diferencia-se de acordo com o modo de operação, onde percebe-se que a variável a ser controlada através do conversor *interleaved* é a tensão do barramento CC.

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} -\frac{r_L}{L} & 0 & 0 & -\frac{1}{L} & \frac{1}{L} \\ 0 & -\frac{r_L}{L} & 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{r_L}{L} & -\frac{1}{L} & \frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_{bat}} & \frac{1}{C_{bat}} & \frac{1}{C_{bat}} & -\frac{1}{C_{bat}r_{bat}} & 0 \\ -\frac{1}{C_{eq}} & 0 & -\frac{1}{C_{eq}} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{bat}r_{bat}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_{eq}} & -\frac{1}{C_{eq}} \end{bmatrix} \quad \mathbf{C}_1 = [00001] \quad (3.5)$$

No segundo intervalo, Figura 15, a chave Q_1 está aberta e o indutor L_1 continua sendo carregado, porém a chave Q_3 passa da condição fechada para aberta, descarregando também o indutor L_3 pelo diodo D_{12} .

Figura 15 – Circuito equivalente para o segundo intervalo.



Fonte: Elaborada pela autora (2019).

Dessa maneira, as equações que representam as tensões nos indutores e a corrente no capacitor da bateria são dadas por:

$$\begin{cases} \frac{di_{L1}(t)}{dt} = -\frac{v_{cb}(t)}{L_1} + \frac{v_{cc}(t)}{L_1} - \frac{-r_{L1}i_{L1}(t)}{L_1} \\ \frac{di_{L2}(t)}{dt} = -\frac{v_{cb}(t)}{L_2} - \frac{-r_{L2}i_{L2}(t)}{L_2} \\ \frac{di_{L3}(t)}{dt} = -\frac{v_{cb}(t)}{L_3} - \frac{-r_{L3}i_{L3}(t)}{L_3} \\ \frac{dv_{cb}(t)}{dt} = +\frac{i_{L1}(t)}{C_{bat}} + \frac{i_{L2}(t)}{C_{bat}} + \frac{i_{L3}(t)}{C_{bat}} - \frac{v_{cb}(t)}{C_{bat}r_{bat}} + \frac{v_{bat}(t)}{C_{bat}r_{bat}} \end{cases} \quad (3.6)$$

A dinâmica do barramento CC é expressa por:

$$\frac{dv_{cc}(t)}{dt} = -\frac{i_{L1}(t)}{C_{eq}} + \frac{i_{pv}(t)}{C_{eq}} - \frac{i_{vsc}(t)}{C_{eq}} \quad (3.7)$$

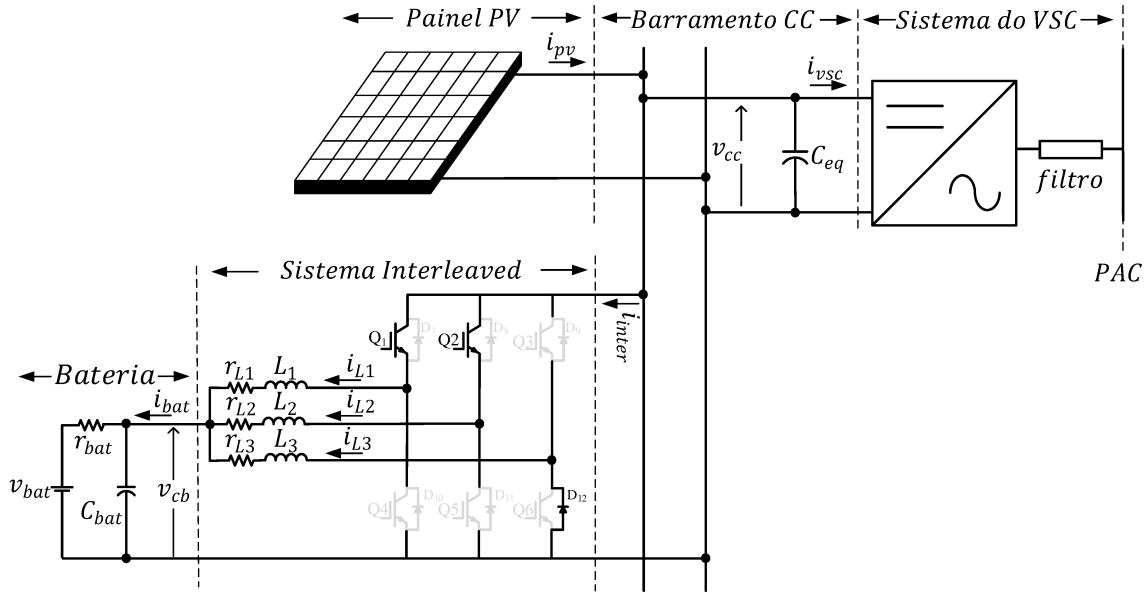
Rearranjando as equações (3.6) e (3.7), que definem o circuito para esse subintervalo,

tem-se de forma matricial as matrizes \mathbf{A}_2 e \mathbf{B}_2 :

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} -\frac{r_L}{L} & 0 & 0 & -\frac{1}{L} & \frac{1}{L} \\ 0 & -\frac{r_L}{L} & 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{r_L}{L} & -\frac{1}{L} & 0 \\ \frac{1}{C_{bat}} & \frac{1}{C_{bat}} & \frac{1}{C_{bat}} & -\frac{1}{C_{bat}r_{bat}} & 0 \\ -\frac{1}{C_{eq}} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{bat}r_{bat}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_{eq}} & -\frac{1}{C_{eq}} \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

No terceiro intervalo, Figura 16, a chave Q_1 está fechada e o indutor L_1 continua sendo carregado, porém a chave Q_2 passa da condição aberta para fechada, descarregando apenas o indutor L_3 pelo diodo D_{12} .

Figura 16 – Circuito equivalente para o terceiro intervalo.



Fonte: Elaborada pela autora (2019).

Para cada uma das fases do *interleaved* e para a dinâmica da corrente de saída do filtro, pode-se escrever as seguintes relações abaixo:

$$\begin{cases} \frac{di_{L1}(t)}{dt} = -\frac{v_{cb}(t)}{L_1} + \frac{v_{cc}(t)}{L_1} - \frac{r_{L1}i_{L1}(t)}{L_1} \\ \frac{di_{L2}(t)}{dt} = -\frac{v_{cb}(t)}{L_2} + \frac{v_{cc}(t)}{L_2} - \frac{r_{L2}i_{L2}(t)}{L_2} \\ \frac{di_{L3}(t)}{dt} = -\frac{v_{cb}(t)}{L_3} - \frac{r_{L3}i_{L3}(t)}{L_3} \\ \frac{dv_{cb}(t)}{dt} = +\frac{i_{L1}(t)}{C_{bat}} + \frac{i_{L2}(t)}{C_{bat}} + \frac{i_{L3}(t)}{C_{bat}} - \frac{v_{cb}(t)}{C_{bat}r_{bat}} + \frac{v_{bat}(t)}{C_{bat}r_{bat}} \end{cases} \quad (3.9)$$

A seguinte relação para o balanço de energia no elo CC do conversor é dado abaixo:

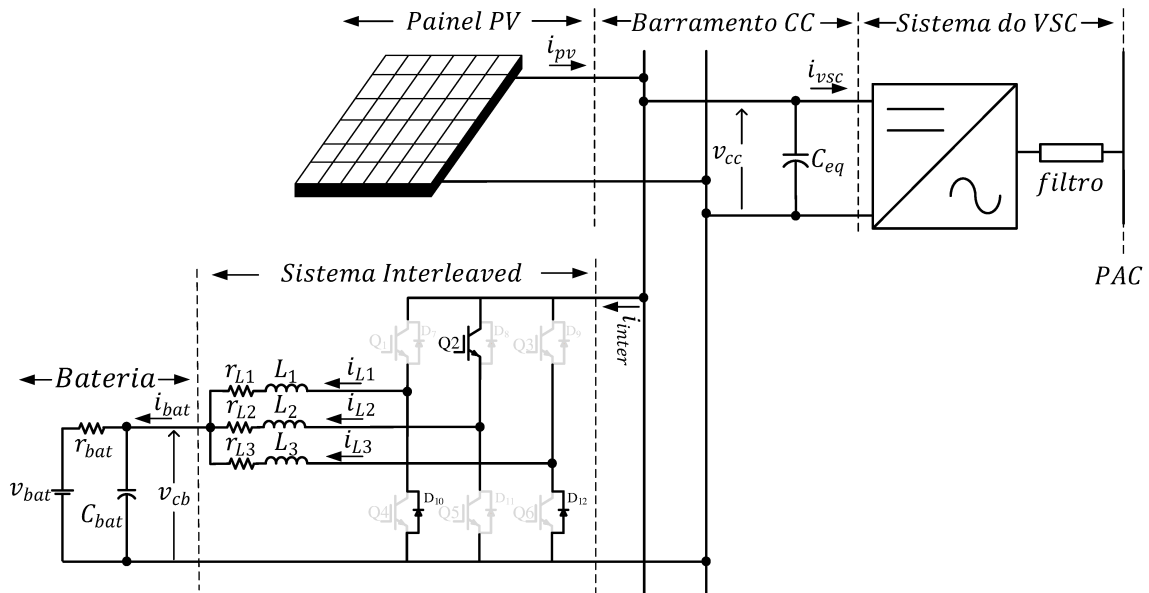
$$\frac{dv_{cc}(t)}{dt} = -\frac{i_{L1}(t)}{C_{eq}} - \frac{i_{L2}(t)}{C_{eq}} + \frac{i_{pv}(t)}{C_{eq}} - \frac{i_{vsc}(t)}{C_{eq}} \quad (3.10)$$

As matrizes \mathbf{A}_3 e \mathbf{B}_3 são encontradas pelo rearranjo das equações (3.9) e (3.10).

$$\mathbf{A}_3 = \begin{bmatrix} -\frac{r_L}{L} & 0 & 0 & -\frac{1}{L} & \frac{1}{L} \\ 0 & -\frac{r_L}{L} & 0 & -\frac{1}{L} & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{r_L}{L} & -\frac{1}{L} & 0 \\ \frac{1}{C_{bat}} & \frac{1}{C_{bat}} & \frac{1}{C_{bat}} & -\frac{1}{C_{bat}r_{bat}} & 0 \\ -\frac{1}{C_{eq}} & -\frac{1}{C_{eq}} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{B}_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{bat}r_{bat}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_{eq}} & -\frac{1}{C_{eq}} \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

No quarto intervalo, Figura 17, a chave Q_2 está fechada, e os diodos D_{10} e D_{12} estão diretamente polarizados.

Figura 17 – Circuito equivalente para o quarto intervalo.



Fonte: Elaborada pela autora (2019).

Aplicando as leis de Kirchhoff no circuito equivalente desse intervalo, tem-se as seguintes equações diferenciais que descrevem a dinâmica do sistema:

$$\begin{cases} \frac{di_{L1}(t)}{dt} = -\frac{v_{cb}(t)}{L_1} - \frac{r_{L1}i_{L1}(t)}{L_1} \\ \frac{di_{L2}(t)}{dt} = -\frac{v_{cb}(t)}{L_2} + \frac{v_{cc}(t)}{L_2} - \frac{r_{L2}i_{L2}(t)}{L_2} \\ \frac{di_{L3}(t)}{dt} = -\frac{v_{cb}(t)}{L_3} - \frac{r_{L3}i_{L3}(t)}{L_3} \\ \frac{dv_{cb}(t)}{dt} = +\frac{i_{L1}(t)}{C_{bat}} + \frac{i_{L2}(t)}{C_{bat}} + \frac{i_{L3}(t)}{C_{bat}} - \frac{v_{cb}(t)}{C_{bat}r_{bat}} + \frac{v_{bat}(t)}{C_{bat}r_{bat}} \end{cases} \quad (3.12)$$

Enquanto a malha de tensão do barramento CC, encontrada pelo balanço de potência, é expresso pela seguinte equação:

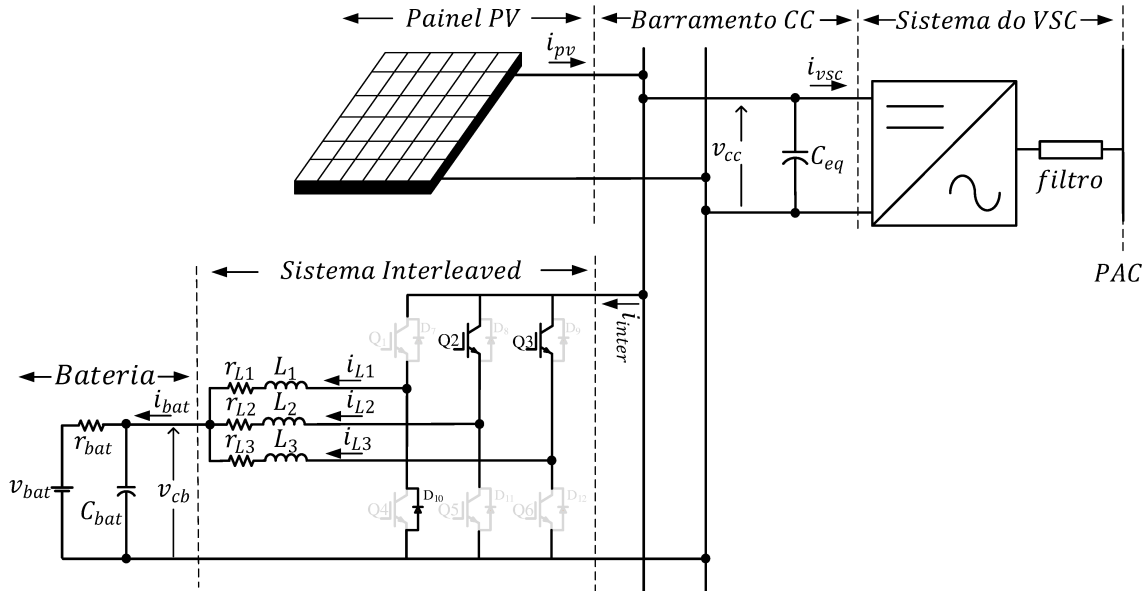
$$\frac{dv_{cc}(t)}{dt} = -\frac{i_{L2}(t)}{C_{eq}} + \frac{i_{pv}(t)}{C_{eq}} - \frac{i_{vsc}(t)}{C_{eq}} \quad (3.13)$$

As matrizes \mathbf{A}_4 e \mathbf{B}_4 são encontradas pelo rearranjo das equações (3.12) e (3.13).

$$\mathbf{A}_4 = \begin{bmatrix} -\frac{r_L}{L} & 0 & 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{r_L}{L} & 0 & -\frac{1}{L} & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{r_L}{L} & -\frac{1}{L} & 0 \\ \frac{1}{C_{bat}} & \frac{1}{C_{bat}} & \frac{1}{C_{bat}} & -\frac{1}{C_{bat}r_{bat}} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_{eq}} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{B}_4 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{bat}r_{bat}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_{eq}} & -\frac{1}{C_{eq}} \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

No quinto intervalo, Figura 18, as chaves Q_2 e Q_3 estão fechadas, e o indutor L_1 está sendo descarregado através do diodo D_{10} , de acordo com as equações (3.15) e (3.16):

Figura 18 – Circuito equivalente para o quinto intervalo.



Fonte: Elaborada pela autora (2019).

$$\begin{cases} \frac{di_{L1}(t)}{dt} = -\frac{v_{cb}(t)}{L_1} - \frac{r_{L1}i_{L1}(t)}{L_1} \\ \frac{di_{L2}(t)}{dt} = -\frac{v_{cb}(t)}{L_2} + \frac{v_{cc}(t)}{L_2} - \frac{r_{L2}i_{L2}(t)}{L_2} \\ \frac{di_{L3}(t)}{dt} = -\frac{v_{cb}(t)}{L_3} + \frac{v_{cc}(t)}{L_3} - \frac{r_{L3}i_{L3}(t)}{L_3} \\ \frac{dv_{cb}(t)}{dt} = +\frac{i_{L1}(t)}{C_{bat}} + \frac{i_{L2}(t)}{C_{bat}} + \frac{i_{L3}(t)}{C_{bat}} - \frac{v_{cb}(t)}{C_{bat}r_{bat}} + \frac{v_{bat}(t)}{C_{bat}r_{bat}} \end{cases} \quad (3.15)$$

A dinâmica da malha de tensão para este intervalo é dado por:

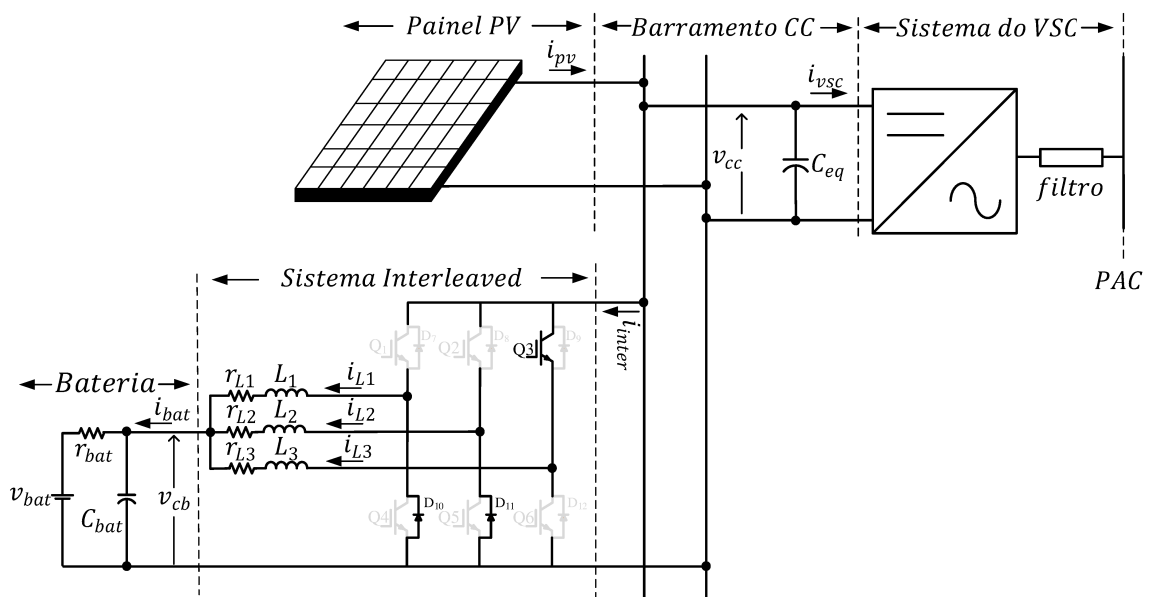
$$\frac{dv_{cc}(t)}{dt} = -\frac{i_{L2}(t)}{C_{eq}} - \frac{i_{L3}(t)}{C_{eq}} + \frac{i_{pv}(t)}{C_{eq}} - \frac{i_{vsc}(t)}{C_{eq}} \quad (3.16)$$

Os sistemas dessas equações podem ser representadas pelas seguintes matrizes \mathbf{A}_5 e \mathbf{B}_5 :

$$\mathbf{A}_5 = \begin{bmatrix} -\frac{r_L}{L} & 0 & 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{r_L}{L} & 0 & -\frac{1}{L} & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{r_L}{L} & -\frac{1}{L} & \frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_{bat}} & \frac{1}{C_{bat}} & \frac{1}{C_{bat}} & -\frac{1}{C_{bat}r_{bat}} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_{eq}} & -\frac{1}{C_{eq}} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{B}_5 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{bat}r_{bat}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_{eq}} & -\frac{1}{C_{eq}} \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

No sexto e último intervalo, Figura 18, a chave Q_3 está aberta, sendo apenas o indutor da fase três o único carregando, enquanto os indutores L_1 e L_2 estão sendo descarregados através dos diodos D_{10} e D_{11} .

Figura 19 – Circuito equivalente para o sexto intervalo.



Fonte: Elaborada pela autora (2019).

A malha dos três indutores e a do capacitor é expressa utilizando a lei de tensão e corrente, respectivamente, propostas por Kirchhoff.

$$\begin{cases} \frac{di_{L1}(t)}{dt} = -\frac{v_{cb}(t)}{L_1} - \frac{r_{L1}i_{L1}(t)}{L_1} \\ \frac{di_{L2}(t)}{dt} = -\frac{v_{cb}(t)}{L_2} - \frac{r_{L2}i_{L2}(t)}{L_2} \\ \frac{di_{L3}(t)}{dt} = -\frac{v_{cb}(t)}{L_3} + \frac{v_{cc}(t)}{L_3} - \frac{r_{L3}i_{L3}(t)}{L_3} \\ \frac{dv_{cb}(t)}{dt} = +\frac{i_{L1}(t)}{C_{bat}} + \frac{i_{L2}(t)}{C_{bat}} + \frac{i_{L3}(t)}{C_{bat}} - \frac{v_{cb}(t)}{C_{bat}r_{bat}} + \frac{v_{bat}(t)}{C_{bat}r_{bat}} \end{cases} \quad (3.18)$$

A equação diferencial que descreve a dinâmica do elo CC é dada por:

$$\frac{dv_{cc}(t)}{dt} = -\frac{i_{L3}(t)}{C_{eq}} + \frac{i_{pv}(t)}{C_{eq}} - \frac{i_{vsc}(t)}{C_{eq}} \quad (3.19)$$

As matrizes \mathbf{A}_6 e \mathbf{B}_6 são encontradas pelo rearranjo das equações (3.18) e (3.19).

$$\mathbf{A}_6 = \begin{bmatrix} -\frac{r_L}{L} & 0 & 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{r_L}{L} & 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{r_L}{L} & -\frac{1}{L} & \frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_{bat}} & \frac{1}{C_{bat}} & \frac{1}{C_{bat}} & -\frac{1}{C_{bat}r_{bat}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_{eq}} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{B}_6 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_{bat}r_{bat}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_{eq}} & -\frac{1}{C_{eq}} \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

3.2.2 Modelo médio de pequenos sinais em espaço de estados

Depois de obtidas as matrizes em espaço de estados para cada um dos subintervalos, são encontradas matrizes médias que representam todo o sistema em espaço de estados em relação a um ciclo de comutação. A modelagem é representada pelo sistema linear:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \quad (3.21)$$

As matrizes médias são obtidas pela combinação das matrizes de cada subintervalo, ponderadas pelo período relativo a cada subintervalo de chaveamento, sendo assim, as variáveis de corrente e tensão do conversor *interleaved* podem ser representadas por um conjunto de equações que representam o comportamento médio das variáveis do sistema (JANTHARAMIN; ZHANG, 2009):

$$\mathbf{A} = \sum_{j=1}^{2N} \mathbf{d}_j \mathbf{A}_j \quad (3.22)$$

$$\mathbf{B} = \sum_{j=1}^{2N} \mathbf{d}_j \mathbf{B}_j \quad (3.23)$$

onde N corresponde ao número de fases do conversor e d_j a razão cíclica no ciclo de chaveamento considerado. Com o intuito de simplificar a implementação do sistema de armazenamento de energia, considerou-se que as razões cíclicas dos conversores intercalados (tipo *interleaved*) são iguais, ou seja, $d_{L1} = d_{L2} = d_{L3} = d$. Analisando a Figura 13, percebe-se que para os subintervalos d_1T_s , d_3T_s e d_5T_s tem-se que o período equivale a $(d - \frac{1}{3})$. Enquanto que em d_2T_s , d_4T_s e d_6T_s resulta em $(\frac{2}{3} - d)$. Esses valores são encontrados fazendo um somatório dos intervalos aberto e fechado cuja soma resulta em 1. Assim, tem-se:

$$\mathbf{d}_{2i-1} = \left(d - \frac{1}{N} \right) \quad (3.24)$$

$$\mathbf{d}_{2i} = \left[\frac{(N-1)}{N} - d \right] \quad (3.25)$$

onde $i = 1, 2, \dots, N$. Considerando-se os dois intervalos de operação do *interleaved*, a operação matricial que fornece a matriz de estados média é definida por:

$$\mathbf{A} = \left(d - \frac{1}{N} \right) \sum_{j=i}^N \mathbf{A}_{2i-1} + \left[\frac{(N-1)}{N} - d \right] \sum_{j=i}^N \mathbf{A}_{2i} \quad (3.26)$$

$$\mathbf{B} = \left(d - \frac{1}{N} \right) \sum_{j=i}^N \mathbf{B}_{2i-1} + \left[\frac{(N-1)}{N} - d \right] \sum_{j=i}^N \mathbf{B}_{2i} \quad (3.27)$$

O conversor CC/CC bidirecional em corrente é um sistema que se comporta de modo não-linear. As equações (3.26) e (3.27) substituídas na equação (3.21), resulta na equação (3.29). Em análise, percebe-se a não-linearidade, uma vez que, ocorre o produto entre as variáveis de estado e a variável de controle, ambos variantes no tempo. Assim, o sistema pode ser modelado em pequenos sinais, em que lineariza-se o circuito em torno de um ponto de operação. Essa modelagem é válida apenas para pequenas variações em torno desse ponto, ou seja, quando assume-se que as perturbações inseridas no sistema são muito menores que os valores médios das variáveis (TOFOLI, 2018). Expressando as variáveis de interesse do sistema em função de seus valores médios (\mathbf{X} , D e \mathbf{U}) e suas parcelas oscilatórias ($\tilde{\mathbf{x}}$, \tilde{d} e $\tilde{\mathbf{u}}$), sendo que:

$$\begin{aligned} \mathbf{x} &= \mathbf{X} + \tilde{\mathbf{x}} \\ d &= D + \tilde{d} \\ \mathbf{u} &= \mathbf{U} + \tilde{\mathbf{u}} \end{aligned} \quad (3.28)$$

tem-se:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{X}} + \dot{\tilde{\mathbf{x}}} &= \left\{ \left[(D + \tilde{d}) - \frac{1}{N} \right] \sum_{i=1}^N \mathbf{A}_{2i-1} + \left[\frac{(N-1)}{N} - (D + \tilde{d}) \right] \sum_{i=1}^N \mathbf{A}_{2i} \right\} (\mathbf{X} + \tilde{\mathbf{x}}) \\ &+ \left\{ \left[(D + \tilde{d}) - \frac{1}{N} \right] \sum_{i=1}^N \mathbf{B}_{2i-1} + \left[\frac{(N-1)}{N} - (D + \tilde{d}) \right] \sum_{i=1}^N \mathbf{B}_{2i} \right\} (\mathbf{U} + \tilde{\mathbf{u}}) \end{aligned} \quad (3.29)$$

Fazendo $\sum_{i=1}^N \mathbf{A}_{2i-1} = \mathbf{h}$, $\sum_{i=1}^N \mathbf{A}_{2i} = \mathbf{g}$, $\sum_{i=1}^N \mathbf{B}_{2i-1} = \mathbf{q}$ e $\sum_{i=1}^N \mathbf{B}_{2i} = \mathbf{p}$ e

reestruturando (3.29), obtêm-se:

$$\begin{aligned}
\dot{\mathbf{X}} + \dot{\tilde{\mathbf{x}}} &= \mathbf{h} \left(\tilde{d}\tilde{\mathbf{x}} + \tilde{d}\mathbf{X} + D\tilde{\mathbf{x}} + D\mathbf{X} \right) - \mathbf{h} \left(\frac{\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{X}}{N} \right) \\
&+ \mathbf{g} \left[\frac{(N-1)\tilde{\mathbf{x}} + (N-1)\mathbf{X}}{N} \right] - \mathbf{g} \left(\tilde{d}\tilde{\mathbf{x}} + \tilde{d}\mathbf{X} + D\tilde{\mathbf{x}} + D\mathbf{X} \right) \\
&+ \mathbf{q} \left(\tilde{d}\tilde{\mathbf{u}} + \tilde{d}\mathbf{U} + D\tilde{\mathbf{u}} + D\mathbf{U} \right) - \mathbf{q} \left(\frac{\tilde{\mathbf{u}} + \mathbf{U}}{N} \right) \\
&+ \mathbf{p} \left[\frac{(N-1)\tilde{\mathbf{u}} + (N-1)\mathbf{U}}{N} \right] - \mathbf{p} \left(\tilde{d}\tilde{\mathbf{u}} + \tilde{d}\mathbf{U} + D\tilde{\mathbf{u}} + D\mathbf{U} \right)
\end{aligned} \tag{3.30}$$

Como as parcelas oscilatórias apresentam pequenas amplitudes, considerou-se que os produtos entre essas variáveis são nulos, obtendo:

$$\begin{aligned}
\dot{\mathbf{X}} + \dot{\tilde{\mathbf{x}}} &= \left\{ \mathbf{h}D\mathbf{X} - \mathbf{h}\frac{\mathbf{X}}{N} + \mathbf{g} \left[\frac{(N-1)\mathbf{X}}{N} \right] - \mathbf{g}D\mathbf{X} \right\} + \left\{ \mathbf{q}D\mathbf{U} - \mathbf{q}\frac{\mathbf{U}}{N} + \mathbf{p} \left[\frac{(N-1)\mathbf{U}}{N} \right] - \mathbf{p}D\mathbf{U} \right\} \\
&+ \left\{ \mathbf{h}D\tilde{\mathbf{x}} - \mathbf{h}\frac{\tilde{\mathbf{x}}}{N} + \mathbf{g} \left[\frac{(N-1)\tilde{\mathbf{x}}}{N} \right] - \mathbf{g}D\tilde{\mathbf{x}} \right\} + \left\{ \mathbf{q}D\tilde{\mathbf{u}} - \mathbf{q}\frac{\tilde{\mathbf{u}}}{N} + \mathbf{p} \left[\frac{(N-1)\tilde{\mathbf{u}}}{N} \right] - \mathbf{p}D\tilde{\mathbf{u}} \right\} \\
&+ (\mathbf{h}\tilde{d}\mathbf{X} - \mathbf{g}\tilde{d}\mathbf{X}) + (\mathbf{q}\tilde{d}\mathbf{U} - \mathbf{p}\tilde{d}\mathbf{U})
\end{aligned} \tag{3.31}$$

Reestruturando a equação (3.31) e substituindo \mathbf{h} , \mathbf{g} e \mathbf{p} , o resultado é o modelo médio por espaço de estados formado pelos seus valores de regime estacionário e suas parcelas oscilantes de pequenos sinais.

$$\dot{\mathbf{X}} + \dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{U} + \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\tilde{\mathbf{u}} + \left[\sum_{i=1}^N (\mathbf{A}_{2i-1} - \mathbf{A}_{2i})\mathbf{X} + \sum_{i=1}^N (\mathbf{B}_{2i-1} - \mathbf{B}_{2i})\mathbf{U} \right] \tilde{d} \tag{3.32}$$

Em regime permanente as perturbações são nulas, ou seja, os valores das variáveis de estado são constantes. Como a derivada de um valor constante é zero, desse modo, tem-se que o ponto de operação é definido por:

$$\begin{aligned}
0 &= \mathbf{A}_j X + \mathbf{B}_j U \\
X &= -\mathbf{A}_j^{-1} \mathbf{B}_j U
\end{aligned} \tag{3.33}$$

Considerando somente pequenas variações em torno do ponto de equilíbrio, o sistema linearizado pode ser escrito conforme mostrado na equação (3.34). Sendo demonstrado de maneira similar para a saída.

$$\begin{cases} \tilde{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}_j \tilde{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}_j \tilde{\mathbf{u}}(t) + \mathbf{F} \tilde{d}(t) \\ \tilde{\mathbf{y}}(t) = \mathbf{C}_j \tilde{\mathbf{x}}(t) \end{cases} \tag{3.34}$$

Assumindo que a parcela oscilante da razão cíclica \tilde{d} é uma nova entrada do sistema, tem-se que:

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{x}}(t) &= \left[\tilde{i}_{L1}(t) \quad \tilde{i}_{L2}(t) \quad \tilde{i}_{L3}(t) \quad \tilde{v}_{cb}(t) \quad \tilde{v}_{cc}(t) \right]^\top \\ \tilde{\mathbf{u}}(t) &= \left[\tilde{v}_{bat}(t) \quad \tilde{i}_{pv}(t) \quad \tilde{i}_{vsc}(t) \right]^\top\end{aligned}\quad (3.35)$$

Com auxílio do *software MATLAB* obtém-se as matrizes do conversor CC/CC bidirecional em corrente do tipo *interleaved*:

$$\mathbf{A}_j = \begin{bmatrix} \frac{3r_L(D-\frac{2}{3})}{L} - \frac{3r_L(D-\frac{1}{3})}{L} & 0 & 0 & \frac{3(D-\frac{2}{3})}{L} - \frac{3(D-\frac{1}{3})}{L} & \frac{2(D-\frac{1}{3})}{L} - \frac{(D-\frac{2}{3})}{L} \\ 0 & \frac{3r_L(D-\frac{2}{3})}{L} - \frac{3r_L(D-\frac{1}{3})}{L} & 0 & \frac{3(D-\frac{2}{3})}{L} - \frac{3(D-\frac{1}{3})}{L} & \frac{2(D-\frac{1}{3})}{L} - \frac{(D-\frac{2}{3})}{L} \\ 0 & 0 & \frac{3r_L(D-\frac{2}{3})}{L} - \frac{3r_L(D-\frac{1}{3})}{L} & \frac{3(D-\frac{2}{3})}{L} - \frac{3(D-\frac{1}{3})}{L} & \frac{2(D-\frac{1}{3})}{L} - \frac{(D-\frac{2}{3})}{L} \\ \frac{3(D-1/3)}{C_{eq}} - \frac{3(D-2/3)}{C_{eq}} & \frac{3(D-1/3)}{C_{eq}} - \frac{3(D-2/3)}{C_{eq}} & \frac{3(D-1/3)}{C_{eq}} - \frac{3(D-2/3)}{C_{eq}} & \frac{3(D-1/3)}{C_{bat}r_{bat}} - \frac{3(D-2/3)}{C_{bat}r_{bat}} & 0 \\ \frac{C_{bat}}{(D-2/3)} - \frac{C_{bat}}{C_{eq}} & \frac{C_{bat}}{(D-2/3)} - \frac{C_{bat}}{C_{eq}} & \frac{C_{bat}}{(D-2/3)} - \frac{C_{bat}}{C_{eq}} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \frac{V_{cc}}{L} \\ \frac{V_{cc}}{L} \\ \frac{V_{cc}}{L} \\ 0 \\ -\frac{I_{L1}}{C_{eq}} - \frac{I_{L2}}{C_{eq}} - \frac{I_{L3}}{C_{eq}} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}_j = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{3(D-1/3)}{C_{bat}r_{bat}} - \frac{3(D-2/3)}{C_{bat}r_{bat}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3(D-1/3)}{C_{eq}} - \frac{3(D-2/3)}{C_{eq}} & \frac{3(D-2/3)}{C_{eq}} - \frac{3(D-1/3)}{C_{eq}} & \frac{3(D-1/3)}{C_{eq}} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{C}_j = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}\quad (3.36)$$

3.2.3 Controle por realimentação de estados

O controle por realimentação de estados torna a entrada da planta uma soma ponderada de cada um dos estados do sistema, de modo que a nova entrada da planta será o resultado da soma de cada um dos estados, multiplicados por um vetor de ganhos K apropriado, ou seja:

$$\tilde{d}(t) = -\mathbf{K}\tilde{\mathbf{x}}(t).\quad (3.37)$$

O conversor do sistema de armazenamento de energia possui apenas uma variável de controle, d , de modo que, apenas uma variável de estado pode ser controlada de forma independente. Deste modo, o controle é realizado para a componente de tensão do barramento CC, v_{cc} . Nesse sistema, também é incorporada a dinâmica de um controlador

integral na saída da planta, com finalidade de tornar o erro em regime permanente nulo para a tensão do barramento CC. O estado \mathbf{x}_c representa a integral do erro da tensão do barramento CC, sendo representado pela equação:

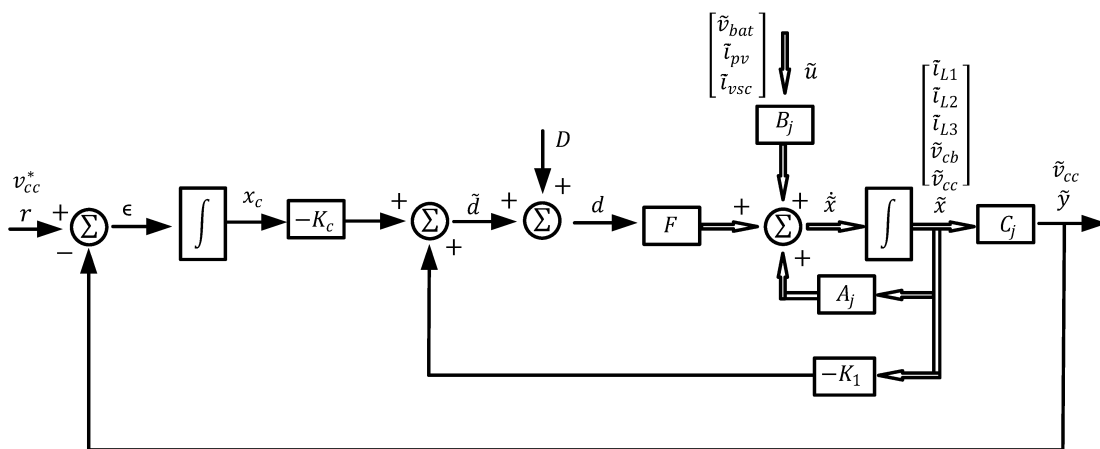
$$\dot{x}_{c,1}(t) = v_{cc}^*(t) - (V_{cc} + \tilde{v}_{cc}) \quad (3.38)$$

onde a variável de interesse do sistema é representada em função de seu valor médio ($V_{cc}(t)$), sua parcela oscilante ($\tilde{v}_{cc}(t)$) e seu valor de referência ($v_{cc}^*(t)$). O sistema em espaço de estados do controlador é expresso por:

$$\begin{cases} \dot{x}_c(t) = A_c x_c(t) + B_c u_c(t) \\ y_c(t) = C_c x_c(t) \end{cases} \quad (3.39)$$

em que $x_c(t) = x_{c,1}(t)$ e $u_c(t) = v_{cc}^*(t)$. Com isso, tem-se que A_c é nulo, B_c e C_c são unitários. Assim, o diagrama de blocos do controle de tensão por realimentação de estados, é ilustrado pela Figura 1.

Diagrama 1 – Controle de tensão do barramento CC por realimentação de estados.



Fonte: Elaborada pela autora (2019).

Estão indicados os estados, as entradas, distúrbios e a variável controlada pelo conversor. Nota-se que a malha de controle atua somente nas pequenas oscilações em torno do ponto de operação, devido a linearização do sistema. Assim, a resposta da realimentação de estados é dada por \tilde{d} , somada ao seu valor médio para controle do conversor. Além disso, na realimentação de estados da planta, o ponto de operação é retirado das medições de i_{L1} , i_{L2} , i_{L3} , v_{cb} e v_{cc} , multiplicando-se somente as oscilações das variáveis, representada por \tilde{x} , pela matriz de ganhos $-K_1$.

O modo de controle em tensão do barramento CC, consiste em implementar apenas uma malha de controle realimentada pela tensão de saída do conversor CC/CC. O erro

da tensão (ϵ), gerado pela diferença entre o sinal de referência de tensão e o sinal de realimentação (\tilde{v}_{cc}) é utilizado como entrada do controlador de tensão que gera o sinal de controle (\tilde{d}). As relações entre cada subsistema do diagrama podem ser descritas:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{\mathbf{x}}}(t) = \mathbf{A}_j \tilde{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{F} \begin{bmatrix} -\mathbf{K}_1 & -\mathbf{K}_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{x}}(t) \\ \mathbf{x}_c(t) \end{bmatrix} + \mathbf{B}_j \tilde{\mathbf{u}}(t) \\ \dot{x}_c(t) = r(t) - C_j \tilde{\mathbf{x}}(t) \end{cases} \quad (3.40)$$

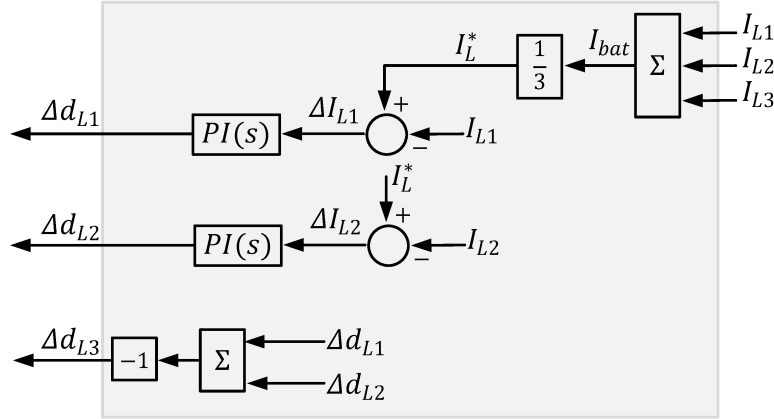
onde os ganhos da matriz \mathbf{K}_1 são relativos às variáveis de estado da planta, e os ganhos da matriz \mathbf{K}_c são relativos às variáveis de estado do controlador. Assim, a forma matricial do sistema aumentado é expresso abaixo, em que os subíndice m e n representam o número de linhas e colinas, respectivamente.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{x}}(t) \\ \mathbf{x}_c(t) \end{bmatrix} &= \overbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{A}_j & \mathbf{0}_{n \times m} \\ -B_c C & 0 \end{bmatrix}}^{A_a} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{x}} \\ x_c(t) \end{bmatrix} \\ &+ \overbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{B}_j \\ \mathbf{0}_{m \times 1} \end{bmatrix}}^{B_{au}} \tilde{\mathbf{u}}(t) + \overbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{F} \\ \mathbf{0}_{m \times 1} \end{bmatrix}}^{F_a} \tilde{d}(t) \\ &+ \overbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{0}_{n \times 1} \\ B_c \end{bmatrix}}^{B_{ar}} r(t) \end{aligned} \quad (3.41)$$

Um outro ponto importante do sistema de armazenamento de energia é garantir a distribuição igualitária das correntes entre as fases do conversor CC/CC. O controle de tensão do barramento CC aplicado, gera apenas um único valor de razão cíclica, com o intuito de simplificar a modelagem, sendo o valor da razão cíclica replicado para as outras fases. No entanto, como não aplica o mesmo ciclo de trabalho é implementado um controlador adicional. Para isso, utilizou-se um controlador Proporcional-Integral (PI), em que o diagrama de blocos do funcionamento é ilustrado na Figura 2. A corrente de referência para cada fase (I_L^*) é calculada a partir da soma das correntes individuais (I_{L1} , I_{L2} e I_{L3}) dividida pelo número de braços do inversor. O controlador irá atuar no sinal de erro das correntes eliminando os desequilíbrios das fases, gerando variações de razão cíclica que eliminam os desequilíbrios, como resultado, o somatório dessas variações deve ser igual a zero. As variações de cada fase (Δd_{L1} , Δd_{L2} e Δd_{L3}) são adicionados ao ciclo de comutação do sistema de cada braço ($\Delta d_{L1} + d$, $\Delta d_{L2} + d$ e $\Delta d_{L3} + d$) e o resultado dessa soma é comparado com a portadora para gerar os sinais das chaves que irão equilibrar as correntes (BURKARD; PFISTER; BIELA, 2018).

A implementação usual utiliza um controlador de corrente para cada braço do conversor, como definido por Abusara e Sharkh (2012), porém, a estrutura proposta por

Diagrama 2 – Controle para o equilíbrio de corrente de cada fase.



Fonte: Adaptada de Burkard, Pfister e Biela (2018).

Burkard, Pfister e Biela (2018) visa minimizar o esforço de implementação reduzindo o número de controladores no sistema. Como as resistências e indutâncias do conversor CC/CC são iguais, a corrente do indutor do *interleaved* pode ser controlada utilização a correção da razão cíclica, ao passo que as outras correntes e tensões do conversor não serão influenciadas, maiores detalhes em (BURKARD; PFISTER; BIELA, 2018).

3.2.4 Cálculo dos ganhos de realimentação utilizando o LQR

Dentre os métodos de projeto de controle linear utilizados para alcançar a estabilidade e desempenho dos sistemas está o LQR. Essa teoria se baseia no método de otimização de uma função custo ou índice de desempenho. Assim, pode-se ponderar quais estados e entradas são mais importantes na ação de controle para satisfazer os requisitos determinados. Dentre as suas vantagens está a utilização para minimizar a ondulação presente no sinal de realimentação. Dessa forma, para encontrar a matriz de ganhos K utilizando a técnica de controle ótimo, o vetor $\mathbf{u}(t)$ deve ser determinado de tal forma que o índice de desempenho J possa ser minimizado (FERNANDES *et al.*,).

$$J = \int_0^{\infty} [\mathbf{x}(t)^T \mathbf{Q} \mathbf{x}(t) + \mathbf{u}(t)^T \mathbf{R} \mathbf{u}(t)] d(t) \quad (3.42)$$

onde \mathbf{Q} é uma matriz positiva semi-definida e \mathbf{R} uma matriz positiva definida. O LQR pode fornecer ganhos com controle ótimo, desde que estas matrizes sejam determinadas adequadamente. A matriz \mathbf{Q} é definida em relação à importância de cada estado do sistema. Já a matriz \mathbf{R} está relacionada a ação de controle necessária para obter o desempenho desejado, sendo ambas normalmente definidas na diagonal, para que a importância de cada estado seja de forma independente. Dessa forma, \mathbf{Q}_{ve} refere-se à importância do erro de \mathbf{x}_{ve} , portanto, quanto maior o peso de \mathbf{Q}_{ve} , mais rápido será reduzido o erro de

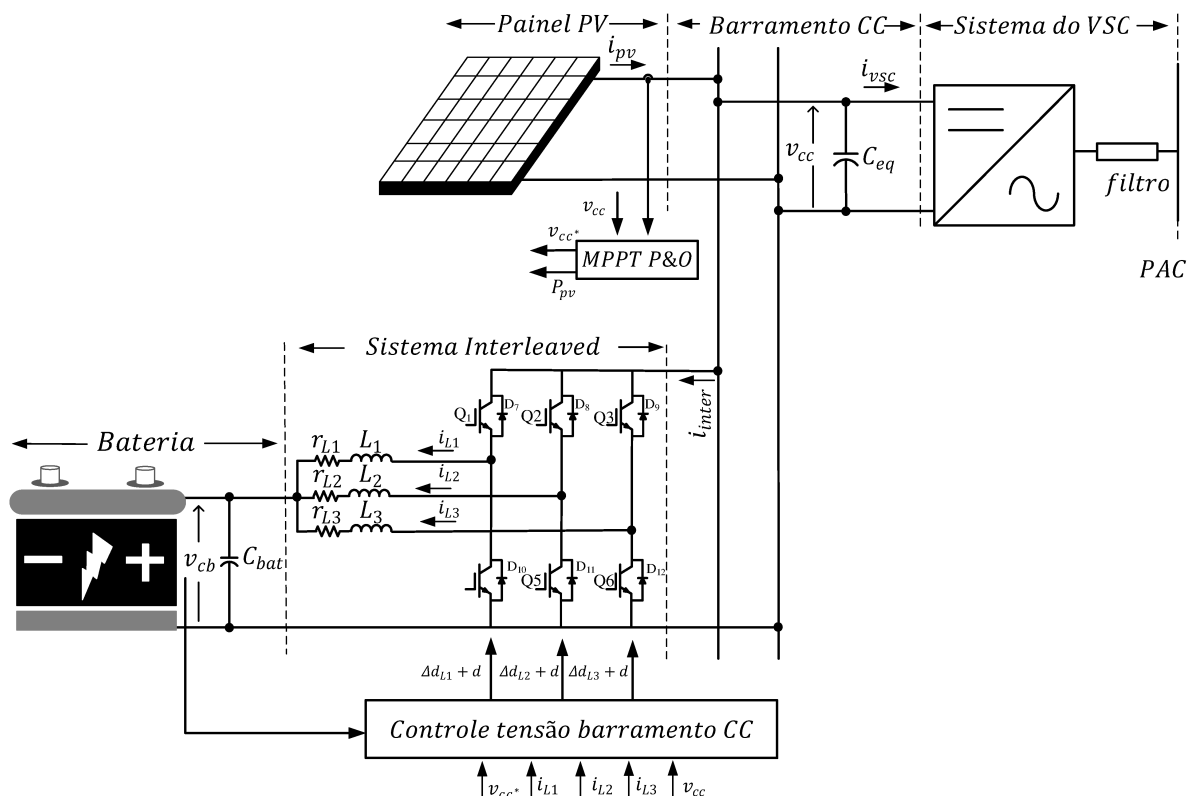
\mathbf{x}_{ve} . Já \mathbf{R}_{va} , refere-se à energia absorvida da \mathbf{u}_{va} , sendo que, quanto maior é \mathbf{R}_{va} , menor é a energia absorvida de \mathbf{u}_{va} , sendo mais lento o controle dependente dessa variável de entrada. Quanto menor \mathbf{R}_{va} maiores são os ganhos relativos à entrada \mathbf{u}_{va} . O subíndice ve está relacionado ao número de variáveis de estados, ao passo que va está relacionado ao número de entradas (ARAB *et al.*, 2018).

Os valores da matriz \mathbf{K} são então obtidos através da resolução da equação algébrica reduzida de *Riccati* (BHUSHAN; CHATTERJEE; SHANKAR, 2016).

$$\mathbf{A}_{aum}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A}_{aum} - \mathbf{P} \mathbf{B}_{aum} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{B}_{aum}^T \mathbf{P} + \mathbf{Q} = 0. \quad (3.43)$$

onde as matrizes \mathbf{A}_{aum} e \mathbf{B}_{aum} , são as matrizes aumentadas do sistema. A resposta é alcançada com o auxílio do *software MATLAB* através da sua função LQR. O diagrama do sistema de controle realizado pelo conversor CC/CC *interleaved* da microrrede proposta é ilustrada na Figura 3.

Diagrama 3 – Sistema de controle de tensão do barramento CC.



Fonte: Elaborada pela autora (2019).

A referência de tensão do barramento CC é obtida pelo MPPT através do fluxograma da Figura 1, utilizando a tensão e a corrente do painel solar fotovoltaico, que encontra-se conectado em paralelo com o barramento CC. O algoritmo de MPPT possui

um saturador, caso a tensão do MPP seja inferior a tensão necessária no barramento CC para o correto funcionamento do inversor trifásico de dois níveis. O conversor CC/CC bidirecional em corrente do tipo *interleaved* faz o controle da tensão através da variação do seu ciclo de trabalho.

3.3 CONVERSOR MULTIFUNCIONAL

A utilização de conversores multifuncionais, baseados nos VSCs, em aplicações de microrredes têm crescido consideravelmente (MIVEH *et al.*, 2015; MOUSAVI *et al.*, 2018; ZENG *et al.*, 2013b; MEHRASA *et al.*, 2015). Esse aumento é ocasionado pela utilização de um único inversor aplicado na geração distribuída que opera no sistema com respectivas adaptações na estrutura de controle do conversor. A utilização de filtros de saída no VSC tem como propósito reduzir o *ripple* do chaveamento Modulação por Largura de Pulso (do inglês, *Pulse Width Modulation*) (PWM) e também de proporcionar o acoplamento entre rede elétrica e conversor (ANTUNES, 2018).

Um dos primeiros filtros a serem utilizados foram os de primeira ordem, contendo apenas um indutor (L), no entanto, possuem baixo amortecimento harmônico, baixo desempenho dinâmico, queda de alta tensão no filtro e volumosos projetos (JALILI; BERNET, 2009). Outra utilização são os filtros de segunda ordem, indutor e capacitor (LC), que tem como objetivo eliminar a alta frequência da tensão de saída dos componentes do inversor. Contudo, as correntes das cargas podem distorcer a tensão na saída do filtro, sendo necessário a realização de testes com o intuito de analisar a resistência do filtro. A resistência está diretamente relacionada com a capacitância, sendo que quanto maior a capacitância do filtro, maior a corrente reativa necessária para estabelecer a tensão de saída, o que aumenta a quantidade necessária potência dos interruptores do inversor (SILVA *et al.*, 2002). O filtro de ordem superior, indutor, capacitor e indutor (LCL), alcança melhor amortecimento harmônico em frequências de chaveamento mais baixas com uma indutância total reduzida (JALILI; BERNET, 2009).

Na literatura, é difundido o uso de filtros L e LCL de saída em inversores operando como fonte de corrente (CALLEGARI *et al.*, 2019; MODELAGEM... , 2017; PAUKNER, 2016). Enquanto que o filtro LC é empregado quando o inversor opera como fonte de tensão (ANTUNES *et al.*, 2018; RAMEZANI; LI; SUN, 2019). Porém, como o sistema em estudo visa a implementação de um conversor multifuncional, operando no modo supridor (fonte de corrente) e formador de rede (fonte de tensão), optou-se por utilizar o filtro LC, pois, inversores operando como formadores de rede exigem o filtro de saída seja composto por no mínimo um capacitor. Essa configuração é necessária para que seja formada uma tensão senoidal de saída do formador, de modo a eliminar o *ripple* do chaveamento e fornecer qualidade de energia para o modo ilhado. A escolha do filtro é menos problemática quando o sistema está conectado à rede elétrica, pelo fato de ser forte. Assim, de modo a

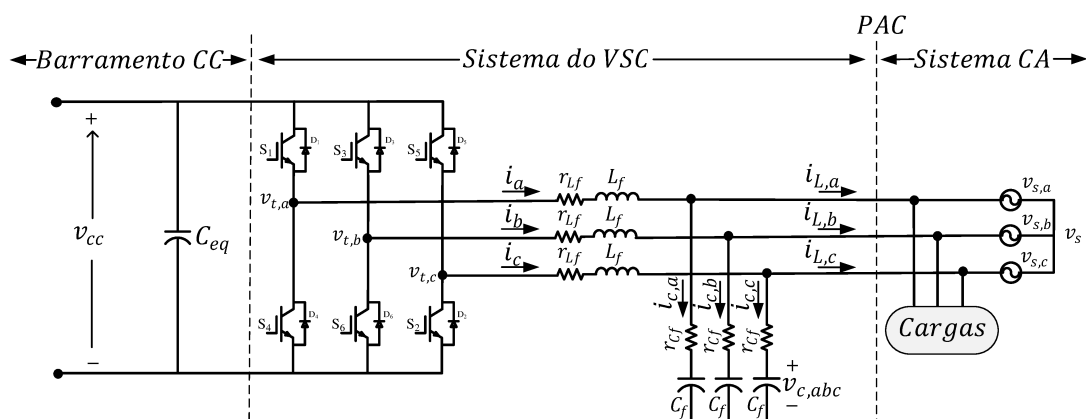
atender ambos os casos, conectado e ilhado, já que a estrutura é equivalente durante todo o período de funcionamento, a configuração LC é adequada, além de possuir uma ordem menor, quando comparado ao filtro LCL, o que diminui a complexidade da modelagem do sistema.

Nas próximas seções, serão descritas as funcionalidades do conversor multifuncional atuando como supridor e formador de rede. Além disso, serão apresentadas as suas etapas de modelagem matemática, incluindo as dinâmicas de controle dos sinais de tensão e corrente nos terminais CA. A transição do modo conectado à rede elétrica para o ilhado é desempenhada pelo conversor multifuncional bidirecional em potência, onde a condição de perda da energia elétrica é feita utilizando a técnica de detecção de ilhamento de injeção de corrente de sequência negativa.

3.3.1 Conversor supridor de rede

O modo supridor de rede é uma das formas mais utilizadas de operação do inversor, onde ele fornece para a rede elétrica principal a potência máxima extraída da unidade GD. Neste modo, espera-se que os inversores mantenham o fator de potência unitário, ou seja, quando a tensão e corrente do PAC estão em fase (ADIB; FATEH; MIRAFZAL, 2019). O conversor eletrônico atuando como supridor de rede, na maioria das vezes, possui um controle de corrente rápido, sendo visto pela rede elétrica CA, idealmente, como fonte de corrente CA controlada (CHHOR; SOURKOUNIS, 2019). O inversor é sincronizado com a rede elétrica através de uma estrutura *Phase-Locked Loop* (PLL), viabilizando a regulação de potência ativa e reativa na rede. Uma das aplicações desses conversores é na utilização de sistemas fotovoltaicos (NARALE *et al.*, 2017; TAHIRI *et al.*, 2019). Na Figura 20 são apresentados os principais elementos que compõem o conversor supridor de rede utilizado no sistema em estudo.

Figura 20 – Configuração do conversor supridor de rede.



Fonte: Elaborada pela autora (2019).

Considerando que a rede CA é balanceada, as componentes da corrente do VSC trifásico podem ser calculadas para cada fase. Aplicando-se a lei de *Kirchhoff* da tensão no circuito obtêm-se as seguintes equações diferenciais:

$$\begin{cases} L_f \frac{di_a(t)}{dt} = v_{t,a}(t) - r_{L_f} i_a(t) - v_{s,a}(t) \\ L_f \frac{di_b(t)}{dt} = v_{t,b}(t) - r_{L_f} i_b(t) - v_{s,b}(t) \\ L_f \frac{di_c(t)}{dt} = v_{t,c}(t) - r_{L_f} i_c(t) - v_{s,c}(t) \end{cases} \quad (3.44)$$

onde i_a , i_b e i_c são as correntes médias instantâneas de fase no indutor do filtro de saída; $v_{t,a}$, $v_{t,b}$ e $v_{t,c}$ são as tensões instantâneas de fase nos terminais do conversor; $v_{s,a}$, $v_{s,b}$, $v_{s,c}$ são as tensões de fase da rede CA, L_f é a indutância e r_{L_f} a resistência interna do filtro passivo. Aplicando a lei *Kirchhoff* das correntes no terminal do capacitor de filtro do inversor, tem-se:

$$\begin{cases} C_f \frac{dv_{c,a}(t)}{dt} = \frac{v_{s,a}(t) - v_{c,a}(t)}{r_{C_f}} \\ C_f \frac{dv_{c,b}(t)}{dt} = \frac{v_{s,b}(t) - v_{c,b}(t)}{r_{C_f}} \\ C_f \frac{dv_{c,c}(t)}{dt} = \frac{v_{s,c}(t) - v_{c,c}(t)}{r_{C_f}} \end{cases} \quad (3.45)$$

onde $v_{c,a}$, $v_{c,b}$ e $v_{c,c}$ são as tensões instantâneas de fase nos terminais do capacitor do filtro de saída do conversor, enquanto C_f é a capacitância e r_{C_f} a resistência interna, ambos também elementos do filtro passivo. De mesmo modo, as correntes de saída do inversor são dadas por:

$$\begin{cases} i_{L,a}(t) = i_a(t) - \frac{(v_{s,a}(t) - v_{c,a}(t))}{r_{C_f}} \\ i_{L,b}(t) = i_b(t) - \frac{(v_{s,b}(t) - v_{c,b}(t))}{r_{C_f}} \\ i_{L,c}(t) = i_c(t) - \frac{(v_{s,c}(t) - v_{c,c}(t))}{r_{C_f}} \end{cases} \quad (3.46)$$

onde $i_{L,a}$, $i_{L,b}$ e $i_{L,c}$ são as correntes instantâneas nos terminais do filtro de saída do conversor. Relacionando as variáveis instantâneas das equações (3.44), (3.45) e (3.46) cuja matriz de conversão é detalhada no Apêndice A, o sistema de coordenadas naturais pode ser referenciado no sistema coordenadas síncrono (dq):

$$\begin{cases} L_f \frac{di_d(t)}{dt} = L_f \omega_s i_q(t) + v_{t,d}(t) - r_{L_f} i_d(t) - v_{s,d}(t) \\ L_f \frac{di_q(t)}{dt} = -L_f \omega_s i_d(t) + v_{t,q}(t) - r_{L_f} i_q(t) - v_{s,q}(t) \\ C_f \frac{dv_{c,d}(t)}{dt} = C_f \omega_s v_{c,q}(t) + \frac{1}{r_{C_f}} [v_{s,d}(t) - v_{c,d}(t)] \\ C_f \frac{dv_{c,q}(t)}{dt} = -C_f \omega_s v_{c,d}(t) + \frac{1}{r_{C_f}} [v_{s,q}(t) - v_{c,q}(t)] \end{cases} \quad (3.47)$$

e,

$$\begin{cases} i_{L,d}(t) = i_d(t) - \frac{(v_{s,d}(t) - v_{c,d}(t))}{r_{Cf}} \\ i_{L,q}(t) = i_q(t) - \frac{(v_{s,q}(t) - v_{c,q}(t))}{r_{Cf}} \end{cases} \quad (3.48)$$

Observa-se que existe um acoplamento cruzado, entre as correntes de eixo direto e de quadratura, devido aos termos $\omega_s i_q(t)$ e $\omega_s i_d(t)$ da equação (3.47), decorrentes da transformação do sistema de coordenadas empregado.

A operação dos conversores interligados à rede elétrica deve ser síncrona com a rede quando conectados. Assim, é necessário um sistema para estimar a frequência e fase no PAC. O sistema de sincronização trifásica utilizado é o Circuito de Sincronismo com Integrador Generalizado de Segunda Ordem Duplo (do inglês, Double Second Order Generalized Integrator PLL) (PLL-DSOGI). Destaca-se destaca por atenuar harmônicos de tensão de baixa ordem e também por permitir estimar as componentes simétricos de sequência positiva e negativa. De posse da sequência positiva das tensões, em sistema referencial dq , é empregado um circuito Circuito PLL Baseado no Sistema de Coordenadas Síncrono (do inglês, *Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loop*) (SRF-PLL). A frequência estimada do SRF-PLL, rastreada através do ângulo de sequência positiva da componente fundamental das tensões, retorna ao PLL-DSOGI para tornar o sistema adaptativo em frequência, e, assim, fornecer magnitude e tensão precisas, conforme a frequência da rede varia (NARALE *et al.*, 2017). O valor do ângulo de sincronismo θ_{pac} e a frequência angular da rede ω_s fornecidos serão empregados no controle da próxima subseção, em que o projeto dos cálculos dos parâmetros utilizados para o algoritmo do PLL-DSOGI foram baseados segundo (ALMEIDA, 2011).

A estratégia utilizada para controlar a corrente de saída do conversor supridor de rede foi a Modulação por Largura de Pulso Senoidal (do inglês, *Sinusoidal Pulse Width Modulation*) (SPWM), sendo dada no sistema de coordenadas síncrono como:

$$v_{t,d}(t) = \frac{m_d(t) v_{cc}(t)}{2} \quad (3.49)$$

$$v_{t,q}(t) = \frac{m_q(t) v_{cc}(t)}{2} \quad (3.50)$$

Substituindo as equações (3.49) e (3.50) na equação (3.47), o sistema resultante pode ser representado junto com (3.48) pelo sistema em espaço de estados genérico expresso por (3.51). Nesse tipo de modelagem, defini-se um vetor de estados contendo um determinado número de sinais provenientes de grandezas físicas que são convertidas em variáveis de estado, de forma a representar toda a dinâmica do sistema no modo supridor

de rede.

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_s(t) = \mathbf{A}_s \mathbf{x}_s(t) + \mathbf{B}_s \mathbf{u}_s(t) + \mathbf{F}_s \mathbf{w}_s(t) \\ \mathbf{y}_s(t) = \mathbf{C}_s \mathbf{x}_s(t) + \mathbf{D}_s \mathbf{u}_s(t) + \mathbf{G}_s \mathbf{w}_s(t) \end{cases} \quad (3.51)$$

onde $\mathbf{x}_s(t)$ é o vetor de estados; $\mathbf{u}_s(t)$ é o vetor de entradas; $\mathbf{w}_s(t)$ é o vetor de entrada de distúrbio; $\mathbf{y}_s(t)$ é o vetor de saídas; a matriz \mathbf{A}_s é a matriz dinâmica, \mathbf{B}_s é a matriz de entrada, \mathbf{F}_s e \mathbf{G}_s são as matrizes de distúrbio, \mathbf{C}_s é a matriz de saída e \mathbf{D}_s é a matriz de transmissão direta. Com isso tem-se os vetores:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_s(t) &= [i_d(t) \quad i_q(t) \quad v_{c,d}(t) \quad v_{c,q}(t)]^\top \\ \mathbf{u}_s(t) &= [m_d(t) \quad m_q(t)]^\top \\ \mathbf{w}_s(t) &= [v_{s,d}(t) \quad v_{s,q}(t)]^\top \\ \mathbf{y}_s(t) &= [i_{L,d}(t) \quad i_{L,q}(t)]^\top \end{aligned} \quad (3.52)$$

já as matrizes são dadas por:

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_s &= \begin{bmatrix} -\frac{rL_f}{L_f} & \omega_s & 0 & 0 \\ -\omega_s & -\frac{rL_f}{L_f} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_f r C_f} & \omega_s \\ 0 & 0 & -\omega_s & -\frac{1}{C_f r C_f} \end{bmatrix} & \mathbf{B}_s &= \begin{bmatrix} \frac{V_{cc}}{2L_f} & 0 \\ 0 & \frac{V_{cc}}{2L_f} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} & \mathbf{F}_s &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_f} \\ \frac{1}{C_f r C_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_f r C_f} \end{bmatrix} \\ \mathbf{C}_s &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{r C_f} & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \frac{1}{r C_f} \end{bmatrix} & \mathbf{D}_s &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} & \mathbf{G}_s &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{r C_f} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{r C_f} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.53)$$

Em aplicações contento geração distribuída, é usual a realização do controle da corrente injetada na rede elétrica principal, de maneira a controlar a troca de potência ativa e reativa entre conversor e rede.

3.3.1.1 Controle por realimentação de estados

De modo semelhante ao controle de tensão do barramento CC, a implementação do controle de corrente é realizado por meio da realimentação dos estados do sistema e os ganhos do controlador encontrados pelo método do LQR. No sistema, são incorporados dinâmicas de integradores na saída da planta, com finalidade de seguir uma trajetória com erro em regime permanente nulo.

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_{sc,1}(t) = i_{L,d}^*(t) - i_{L,d}(t) \\ \dot{\mathbf{x}}_{sc,2}(t) = i_{L,q}^*(t) - i_{L,q}(t) \end{cases} \quad (3.54)$$

os estados $x_{sc,1}$ e $x_{sc,2}$, representam a integral do erro da corrente de eixo direto e do eixo em quadratura, respectivamente, posterior ao filtro de saída. As variáveis de interesse

do sistema são representadas por $(i_{L,d}(t)$ e $i_{L,q}(t)$) e seus valores de referência $(i_{L,d}^*(t)$ e $i_{L,q}^*(t)$). O sistema em espaço de estados do controlador é expresso por:

$$\begin{cases} \dot{x}_{sc}(t) = A_{sc}x_{sc}(t) + B_{sc}u_{sc}(t) \\ y_{sc}(t) = C_{sc}x_{sc}(t) \end{cases} \quad (3.55)$$

com seguintes vetores para esse caso:

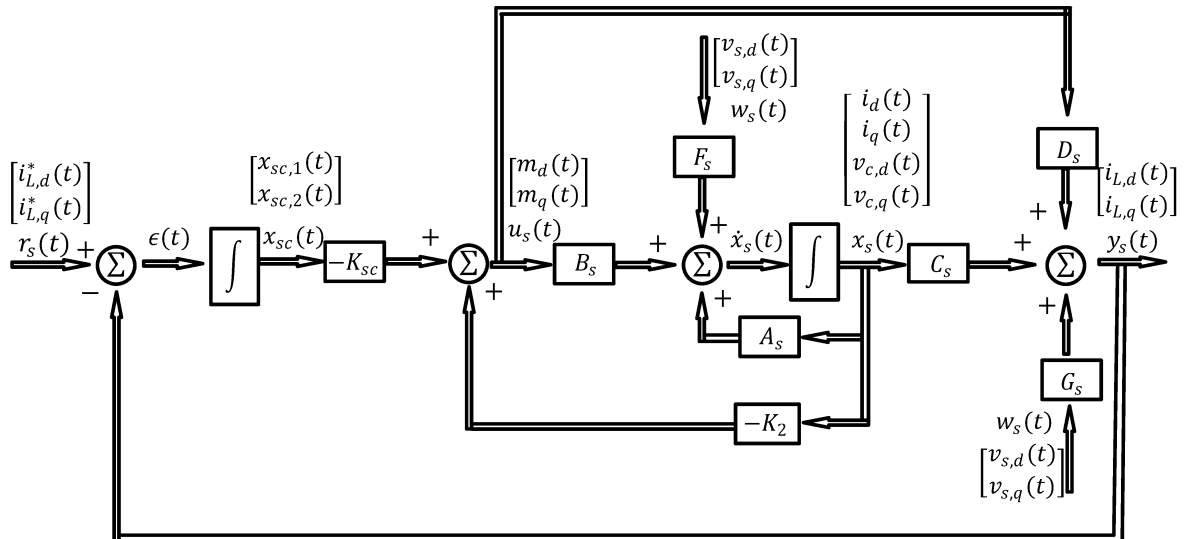
$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{sc}(t) &= [x_{sc,1}(t) \quad x_{sc,2}(t)]^T \\ \mathbf{u}_{sc}(t) &= [i_{L,d}^*(t) \quad i_{L,q}^*(t)]^T \end{aligned} \quad (3.56)$$

de forma matricial:

$$\mathbf{A}_{sc} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{B}_{sc} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \mathbf{C}_{sc} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.57)$$

O diagrama de blocos do controle de corrente por realimentação de estados, é ilustrado pela Diagrama 4.

Diagrama 4 – Controle de corrente por realimentação de estados.



Fonte: Elaborada pela autora (2019).

As relações entre cada subsistema do diagrama e o seu fluxo de informação podem ser descrito por:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{\mathbf{x}}}_s(t) = \mathbf{A}_s \mathbf{x}_s(t) + \mathbf{B}_s \begin{bmatrix} -\mathbf{K}_2 & -\mathbf{K}_{sc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{x}}_s(t) \\ \mathbf{x}_{sc}(t) \end{bmatrix} + \mathbf{F}_s \mathbf{w}_s(t) \\ \dot{\mathbf{x}}_{sc}(t) = \mathbf{r}_s(t) - [\mathbf{C}_s \mathbf{x}_s(t) + \mathbf{D}_s \mathbf{x}_s(t) + \mathbf{G}_s \mathbf{x}_s(t)] \end{cases} \quad (3.58)$$

onde os ganhos da matriz \mathbf{K}_2 são relativos às variáveis de estado da planta, e os ganhos da matriz \mathbf{K}_{sc} são relativos às variáveis de estado do controlador. Assim, a forma matricial do sistema aumentado é dado:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_s(t) \\ \mathbf{x}_{sc}(t) \end{bmatrix} &= \overbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{A}_s & \mathbf{0}_{n \times m} \\ -\mathbf{B}_{sc}\mathbf{C}_s & \mathbf{A}_{sc} \end{bmatrix}}^{A_{as}} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_s(t) \\ \mathbf{x}_{sc}(t) \end{bmatrix} \\ &+ \overbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{B}_s \\ \mathbf{0}_{m \times 1} \end{bmatrix}}^{B_{aus}} \mathbf{u}_s(t) + \overbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{F}_s \\ \mathbf{0}_{m \times 1} \end{bmatrix}}^{F_{as}} \mathbf{w}_s(t) \\ &+ \overbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{0}_{n \times 1} \\ \mathbf{B}_{sc} \end{bmatrix}}^{B_{ars}} \mathbf{r}_s(t) \end{aligned} \quad (3.59)$$

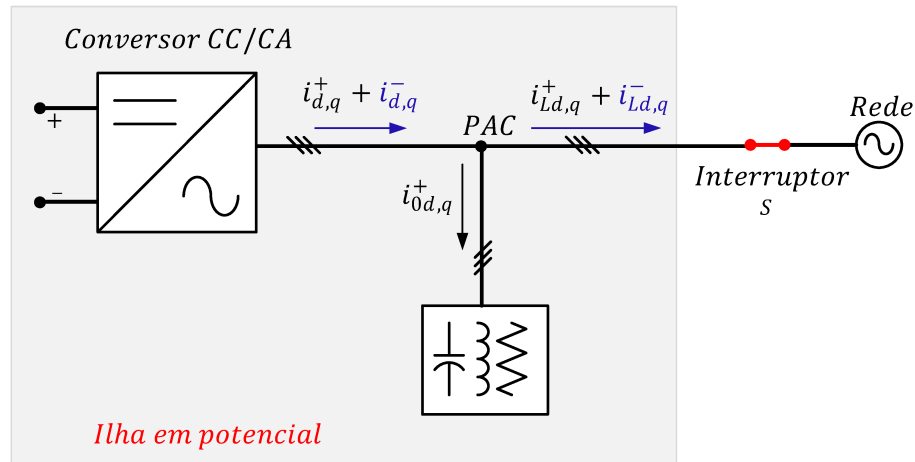
Segundo Chen e Holohan (2016) é garantido que em sistemas multivariáveis com a aplicação do LQR tenha excelentes margens de estabilidade se o peso nas entradas de controle forem determinados na diagonal. Caso contrário, podem sofrer de baixa robustez. Sabe-se que os LQRs possuem boas propriedades de robustez, como 50% tolerância de redução de ganho, infinitas margem de ganho e margens de fase de $\pm 60^\circ$. Inicialmente foi proposto para representar a caracterização da otimização no domínio da frequência para sistemas LQR de entrada única. Posteriormente, foi generalizado para os casos multivariáveis.

3.3.1.2 Injeção de corrente de sequência negativa

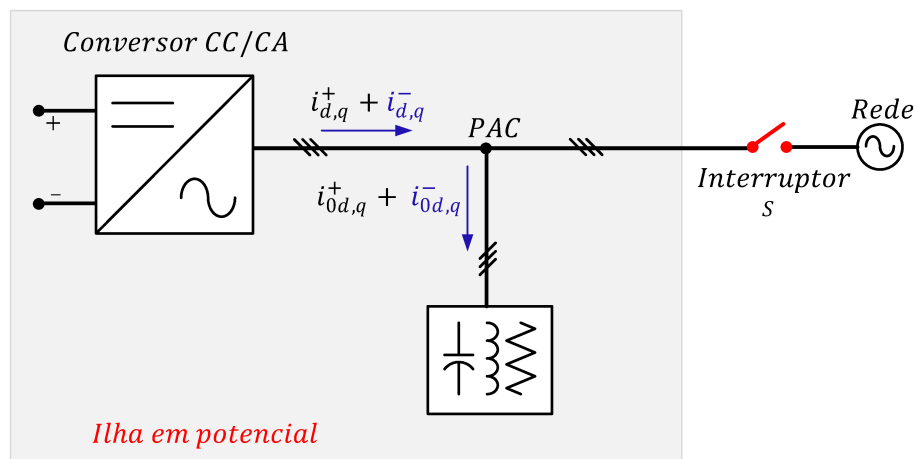
Dentre as técnicas abordadas na Seção 2.4, escolheu-se o método de injeção de sequência negativa proposto por Karimi, Yazdani e Irvani (2008) e Bahrani (2008), por possuir zona de não-deteção nula quando a carga é equilibrada, o que assegura uma deteção com reduzidas falhas. Porém, em sistemas que a carga é desequilibrada a zona de não-deteção é grande, no entanto, como solução, tem-se a injeção de corrente de sequência negativa de forma triangular. Para implementar esse método no sistema, o controle de corrente que baseia-se na utilização do controlador convencional, apenas correntes de sequência positiva, deve ser modificado, de modo a incorporar um controlador de corrente de sequência negativa.

Segundo Teoh e Tan (2011), a corrente de sequência negativa é absorvida pela rede elétrica principal quando o interruptor S encontra-se fechado, como ilustra a Figura 21(a). Quando o GD está ilhado, ou seja, o interruptor S encontra-se aberto, essa corrente de sequência negativa passa a ser absorvida pela carga, e o GD continua fornecendo energia elétrica, Figura 21(b). Em virtude disso, ocorre a produção de tensão de sequência negativa na carga, equivalente a tensão no PAC. No circuito teste de ilhamento, padrão IEEE

Figura 21 – Comportamento da injeção de corrente de sequência negativa no sistema.



(a)



(b)

Legenda: (a) quando o sistema está conectado à rede e (b) quando o sistema encontra-se ilhado.

Fonte: Adaptada de Almeida (2011).

(2000), a carga é representada pelo circuito ressonante RLC em paralelo, sendo a tensão e frequência no PAC, os dois parâmetros em análise para a questão do ilhamento. Além disso, a porcentagem de corrente de sequência negativa injetada fica em torno de 3% a 5% da corrente de sequência positiva instantânea injetada na rede elétrica CA, sendo o nível de distorção de tensão permitido no PAC definido pela ANEEL é de 2% (ALMEIDA, 2011).

Quando o sistema está ilhado, a GD deve conseguir suprir a demanda de energia ativa para a carga local, localizada no lado CA. Entretanto, se a energia gerada não for

suficiente, então a tensão no PAC deve aumentar para alcançar a potência drenada pela carga, de mesmo modo ocorre caso a potência gerada seja maior. De maneira análoga, se a potência reativa da carga não corresponder à potência reativa gerada, a frequência no PAC deve ser controlada para compensar esse balanço de potência. Isso explica a dificuldade de detectar o ilhamento quando a variação de potência ativa e reativa, entre GD e carga, estão próximas, gerando um valor insuficiente para detectar o ilhamento (TEOH; TAN, 2011).

O método de detecção utilizado verificará se o ilhamento ocorreu quando o Fator de Distorção (FD), determinado pela corrente de sequência negativa injetada, for excedido os 2 % definidos pela ANEEL. O FD% de tensão é definido abaixo, segundo (KIM; KIM; HAN, 2015).

$$FD\% = \frac{V_-}{V_+} 100, \quad (3.60)$$

em que V_- e V_+ são as tensões eficazes de sequência negativa e positiva, respectivamente. Portanto, para que o ilhamento seja detectado, o nível de distorção deve ser superior a 2%. Esse valor pode ser aumentado para que não ocorra falsas detecções, caso o próprio sistema elétrico produza distúrbios superiores a 2%, não obedecendo o limite estipulado pela ANEEL. Com isso, pretende-se injetar corrente de sequência negativa através do controle e verificar o nível de distorção na tensão no PAC.

Segundo Alsharidah, Ahmed e Alothman (2014), a carga do circuito teste, mostrada na Figura 21, é obtida com base nas equações:

$$P_{load} = 3 \frac{V_{pac}^2}{R_{load}} \quad (3.61)$$

$$Q_{load} = 3V_{pac}^2 \left[\frac{1}{\omega L} - \omega C \right] \quad (3.62)$$

onde P_{load} e Q_{load} são referentes as potências ativa e reativa fornecida para a carga, respectivamente. Os valores do circuito ressonante RLC em paralelo são expressos por:

$$L = \frac{R}{\omega Q_f} \quad (3.63)$$

$$C = \frac{Q_f}{\omega R} \quad (3.64)$$

$$Q_f = R \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (3.65)$$

onde Q_f é o fator de qualidade para a carga RLC . A transformação do sistema de coordenadas naturais abc para o síncrono dq , permite que as potências ativas e reativas

instantâneas em função das coordenadas dq da tensão e corrente no PAC sejam expressas abaixo, segundo (ALMEIDA, 2011; HU; HE, 2008).

$$p_{pac} = \bar{p}_{pac} + \tilde{p}_{pac} \quad (3.66)$$

$$q_{pac} = \bar{q}_{pac} + \tilde{q}_{pac} \quad (3.67)$$

onde \bar{p}_{pac} representa a potência média em (W) obtida pela interação entre as componentes de tensão e corrente de mesma sequência e eixo. Enquanto que a parcela oscilante, \tilde{p}_{pac} , em (W), é devido a interação entre as componentes de tensão e corrente de sequência positiva e negativa. Já \bar{q}_{pac} representa a potência média em (var) e \tilde{q}_{pac} a parcela oscilante, também em (var).

Nas parcelas oscilantes das potências, equações (3.66) e (3.67), tem em suas definições oscilações com duas vezes a frequência da rede, devido as interações entre as componentes de tensão e corrente de mesmo eixo, entretanto, com sequências opostas. Maiores detalhes (ALMEIDA, 2011; AKAGI; WATANABE; AREDES, 2017).

Na Diagrama 5 é ilustrado o diagrama e blocos do controle de corrente da saída do conversor supridor de rede com a adição da técnica de detecção de ilhamento. No controle do inversor, as correntes e tensões trifásicas do sistema são medidas e transformadas para o domínio das coordenadas síncronas para serem utilizadas na malha de controle. Os índices de modulação do conversor de eixo direto e de quadratura, gerados pelo controle de corrente, são transformados para a coordenadas naturais. Assim, o chaveamento do conversor é dado pela comparação dos sinais de referência com a onda triangular na SPWM.

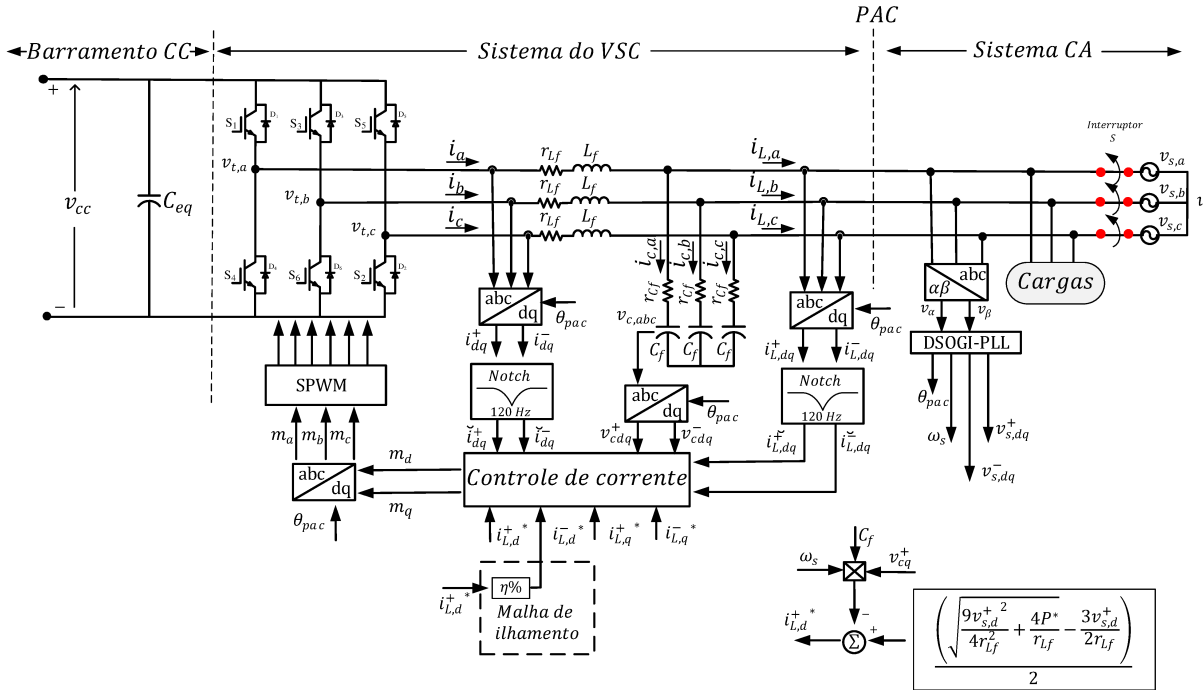
O circuito de sincronismo PLL fornece o sinal θ_{pac} , que é utilizado nas transformadas de coordenadas no controle do inversor. Nota-se que no sistema possuem as dinâmicas de sequência positiva e negativa, sendo que a modelagem e o controle são feitos de formas semelhantes. Ao inserir a sequência negativa no sistema, esse irá gerar oscilações, como explicado, deste modo, foi utilizado um filtro *notch* nas malhas das correntes de eixo d e q para remover essas oscilações com o dobro da frequência da rede, conforme descrito em (ALMEIDA, 2011). Além disso, η representa a porcentagem de corrente de sequência positiva que será injeta pela corrente de sequência negativa.

Para encontrar a referência de corrente de sequência positiva de saída do filtro ($i^+_{L,d}^*$) é realizado um balanço de potência ativa instantânea entre os lados CC e CA:

$$P^* = P_t + P_r \quad (3.68)$$

onde P^* é a potência ativa de referência do painel solar fotovoltaico, definida pelo MPPT,

Diagrama 5 – Controle do conversor supridor de rede.



Fonte: Elaborada pela autora (2019).

P_t é a potência ativa instantânea encontrada nos terminais do inversor e P_r é a potência ativa instantânea das resistências internas dos indutores de filtro. Assim, tem-se:

$$i_d^{+2} = \frac{3v_{s,d}^+ i_d^+}{2r_{L_f}} - \frac{P^*}{r_{L_f}} \quad (3.69)$$

desenvolvendo a equação (3.69), com o auxílio da fórmula Bhaskara, obtém-se o valor da corrente (i_d):

$$i_d^+ = \frac{\left(\sqrt{\frac{9v_{s,d}^{+2}}{4r_{L_f}^2} + \frac{4P^*}{r_{L_f}}} - \frac{3v_{s,d}^+}{2r_{L_f}} \right)}{2} \quad (3.70)$$

Assim, para encontrar o valor de referência da corrente de sequência positiva de saída do filtro ($i_{L,d}^{+*}$) subtrai-se do valor da corrente (i_d) a corrente do capacitor do filtro de saída.

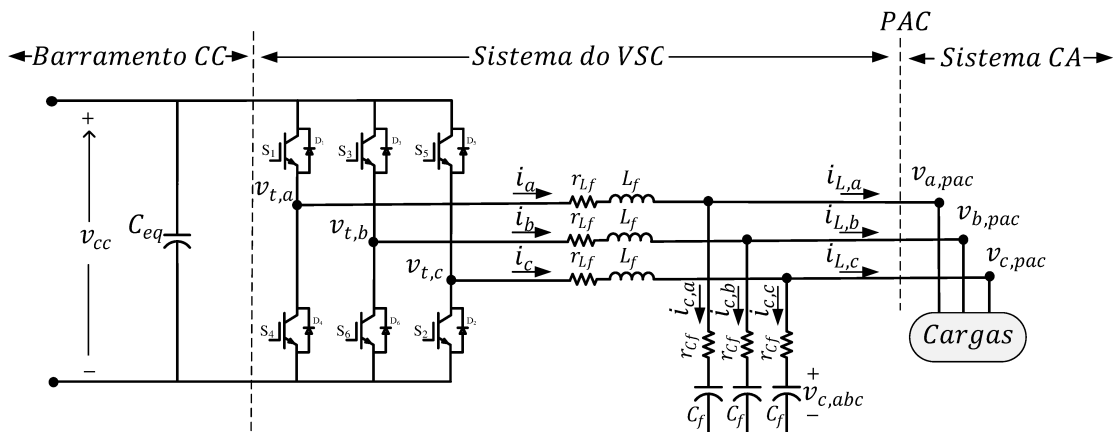
3.3.2 Conversor formador de rede

O inversor operando no modo conectado à rede elétrica, tem a tensão e frequência no PAC impostos por ela, o que não ocorre em caso de falha da rede, operação no modo ilhado. Os conversores formadores de rede funcionam impondo tensão e frequência no barramento CA (ROSSO; ENGELKEN; LISERRE, 2019; OJO; WATSON; LESTAS,

2019). Normalmente, o controle de tensão do conversor formador de rede é realizado de modo a controlar a tensão do capacitor do filtro de saída do conversor (GERVASIO *et al.*, 2015). No modo ilhado, o inversor do lado da carga opera de forma análoga a uma Fonte de Alimentação Ininterrupta (do inglês, *Uninterruptible Power Supplies*) (UPS). O desempenho do controle da tensão de saída do inversor é avaliado conforme o tempo de resposta transitória, erro de estado estacionário e distorção harmônica total. Além disso, a qualidade da tensão de saída do inversor é fortemente afetada pelos tipos cargas, como mudança repentina de carga, carga desequilibrada e carga não linear (DO *et al.*, 2012).

Para o VSC funcionar corretamente, é necessário um modelo matemático da planta, adequado para ser controlado. Assim, analisa-se o sistema da Figura 22, com configuração sem rede e com filtro passivo, representado por $L_f C_f$ e suas respectivas resistências internas.

Figura 22 – Configuração do conversor formador de rede.



Fonte: Elaborada pela autora (2019).

Aplicando-se a lei de *Kirchhoff* da tensão no circuito obtêm-se as seguintes equações diferenciais para cada fase do inversor:

$$\begin{cases} L_f \frac{di_a(t)}{dt} = v_{t,a}(t) - r_{Lf} i_a(t) - v_{a,pac}(t) \\ L_f \frac{di_b(t)}{dt} = v_{t,b}(t) - r_{Lf} i_b(t) - v_{b,pac}(t) \\ L_f \frac{di_c(t)}{dt} = v_{t,c}(t) - r_{Lf} i_c(t) - v_{c,pac}(t) \end{cases} \quad (3.71)$$

onde $v_{a,pac}(t)$, $v_{b,pac}(t)$ e $v_{c,pac}(t)$ representam as tensões instantâneas no ponto de acoplamento comum. Para o terminal do capacitor de filtro de saída do inversor é empregado a

lei de *Kirchhoff* das correntes, obtendo:

$$\begin{cases} C_f \frac{dv_{c,a}(t)}{dt} = i_a(t) - i_{L,a}(t) \\ C_f \frac{dv_{c,b}(t)}{dt} = i_b(t) - i_{L,b}(t) \\ C_f \frac{dv_{c,c}(t)}{dt} = i_c(t) - i_{L,c}(t) \end{cases} \quad (3.72)$$

Em análise, tem-se que as tensões nos terminais das cargas são obtidas aplicando a lei de *Kirchhoff* das tensões, resultando em:

$$\begin{cases} v_{a,pac}(t) = v_{c,a}(t) + r_{Cf}i_{c,a}(t) \\ v_{b,pac}(t) = v_{c,b}(t) + r_{Cf}i_{c,b}(t) \\ v_{c,pac}(t) = v_{c,c}(t) + r_{Cf}i_{c,c}(t) \end{cases} \quad (3.73)$$

Relacionando as variáveis instantâneas das equações (3.71), (3.72) e (3.73) com a matriz de conversão, detalhada no Apêndice A, o sistema de coordenadas naturais pode ser referenciado no sistema coordenadas síncrono (dq):, obtêm-se:

$$\begin{cases} L_f \frac{di_d(t)}{dt} = L_f \omega_s i_q(t) + v_{t,d}(t) - r_{Lf}i_d(t) - v_{c,d}(t) - r_{Cf}i_d(t) + r_{Cf}i_{L,d}(t) \\ L_f \frac{di_q(t)}{dt} = -L_f \omega_s i_d(t) + v_{t,q}(t) - r_{Lf}i_q(t) - v_{c,q}(t) - r_{Cf}i_q(t) + r_{Cf}i_{L,q}(t) \\ C_f \frac{dv_{c,d}(t)}{dt} = C_f \omega_s v_{c,q}(t) + i_d(t) - i_{L,d}(t) \\ C_f \frac{dv_{c,q}(t)}{dt} = -C_f \omega_s v_{c,d}(t) + i_q(t) - i_{L,q}(t) \end{cases} \quad (3.74)$$

O sistema da equação (3.74) pode ser representado pelo sistema em espaço de estados genérico expresso por (3.75). Nesse tipo de modelagem, defini-se um vetor de estados contendo um determinado número de sinais provenientes de grandezas físicas que são convertidas em variáveis de estado, de forma a representar toda a dinâmica do sistema no modo formador de rede.

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_f(t) = \mathbf{A}_f \mathbf{x}_f(t) + \mathbf{B}_f \mathbf{u}_f(t) + \mathbf{F}_f \mathbf{w}_f(t) \\ \mathbf{y}_f(t) = \mathbf{C}_f \mathbf{x}_f(t) + \mathbf{D}_f \mathbf{u}_f(t) + \mathbf{G}_f \mathbf{w}_f(t) \end{cases} \quad (3.75)$$

onde $\mathbf{x}_f(t)$ é o vetor de estados; $\mathbf{u}_f(t)$ é o vetor de entradas; $\mathbf{w}_f(t)$ é o vetor de entrada de distúrbio; $\mathbf{y}_f(t)$ é o vetor de saídas; a matriz \mathbf{A}_f é a matriz dinâmica, \mathbf{B}_f é a matriz de entrada, \mathbf{F}_f e \mathbf{G}_f são as matrizes de distúrbio, \mathbf{C}_f é a matriz de saída e \mathbf{D}_f é a matriz de

transmissão direta. Com isso tem-se os vetores:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{x}_f(t) &= \begin{bmatrix} i_d(t) & i_q(t) & v_{c,d}(t) & v_{c,q}(t) \end{bmatrix}^\top \\
 \mathbf{u}_f(t) &= \begin{bmatrix} m_d(t) & m_q(t) \end{bmatrix}^\top \\
 \mathbf{w}_f(t) &= \begin{bmatrix} i_{L,d}(t) & i_{L,q}(t) \end{bmatrix}^\top \\
 \mathbf{y}_f(t) &= \begin{bmatrix} v_{d,pac}(t) & v_{q,pac}(t) \end{bmatrix}^\top
 \end{aligned} \tag{3.76}$$

enquanto que as suas matrizes são expressas:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{A}_f &= \begin{bmatrix} -\frac{r_{L_f}}{L_f} - \frac{r_{C_f}}{L_f} & \omega_s & -\frac{1}{L_f} & 0 \\ -\omega_s & -\frac{r_{L_f}}{L_f} - \frac{r_{C_f}}{L_f} & 0 & -\frac{1}{L_f} \\ \frac{1}{C_f} & 0 & 0 & \omega_s \\ 0 & \frac{1}{C_f} & -\omega_s & 0 \end{bmatrix} & \mathbf{B}_f &= \begin{bmatrix} \frac{V_{cc}}{2L_f} & 0 \\ 0 & \frac{V_{cc}}{2L_f} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} & \mathbf{F}_f &= \begin{bmatrix} \frac{r_{C_f}}{L_f} & 0 \\ 0 & \frac{r_{C_f}}{L_f} \\ -\frac{1}{C_f} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_f} \end{bmatrix} \\
 \mathbf{C}_f &= \begin{bmatrix} r_{C_f} & 0 & 1 & 0 \\ 0 & r_{C_f} & 0 & 1 \end{bmatrix} & \mathbf{D}_f &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} & \mathbf{G}_f &= \begin{bmatrix} -r_{C_f} & 0 \\ 0 & -r_{C_f} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{3.77}$$

3.3.2.1 Controle por realimentação de estados

Para operar de forma autônoma, a estratégia de controle deve mudar, sendo o inversor de potência capaz de gerar uma tensão CA com uma dada amplitude e frequência no PAC. Nesse caso, apenas a utilização de ações integradoras, $x_{fc,1}$ e $x_{fc,2}$, não será suficiente, caso venha a ter a presença de cargas não lineares no sistema, pois, essa estrutura não tem a capacidade de rejeitar os distúrbios periódicos em frequências diferentes da sua frequência ressonante (PEREIRA *et al.*, 2013). Porém, isso pode ser resolvido através da utilização de ressonantes tanto para a frequência fundamental, quanto para as frequências harmônicas que possuem maior impacto para o sinal de perturbação (ANTUNES, 2018). De mesmo modo, esse controle é realizado por meio da realimentação dos estados do sistema e os ganhos do controlador são encontrados pelo método do LQR.

Segundo Pereira *et al.* (2013), a principal característica de um controlador ressonante é o seu ganho infinito na frequência específica. A função de transferência de acordo com Yuan *et al.* (2002) é dada por:

$$G_{rn}(s) = \frac{s}{s^2 + \omega_{rn}^2} \tag{3.78}$$

sendo ω_{rn}^2 a frequência de interesse. Com base na equação (3.75), a representação em espaço de estados de um único ressonante, é dada por:

$$\dot{\mathbf{x}}_{fr}(t) = \overbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_{rn}^2 & 0 \end{bmatrix}}^{A_{fr1}} \mathbf{x}_r(t) + \overbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}}^{B_{fr1}} u_{fr}(t) \quad (3.79)$$

sendo $\mathbf{x}_r(t) = [x_{fr,1}(t) \ x_{fr,2}(t)]^\top$ o vetor de estados e $u_r(t)$ a entrada do controlador ressonante. Para cada componente harmônica rejeitada, neste caso, o vetor de estados será $\mathbf{x}_{fr}(t) = [x_{fr,1}(t) \ x_{fr,2}(t) \ x_{fr,3}(t) \ x_{fr,4}(t)]^\top$, pois a equação (3.79) é para uma única entrada, e neste caso, são duas entradas, sendo elas $v_{d,pac}$ e $v_{q,pac}$, logo tem-se:

$$\dot{\mathbf{x}}_{fr}(t) = \overbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\omega_{r1}^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -\omega_{r2}^2 & 0 \end{bmatrix}}^{A_{fr2}} \mathbf{x}_{fr}(t) + \overbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}}^{B_{fr2}} \mathbf{u}_{fr}(t) \quad (3.80)$$

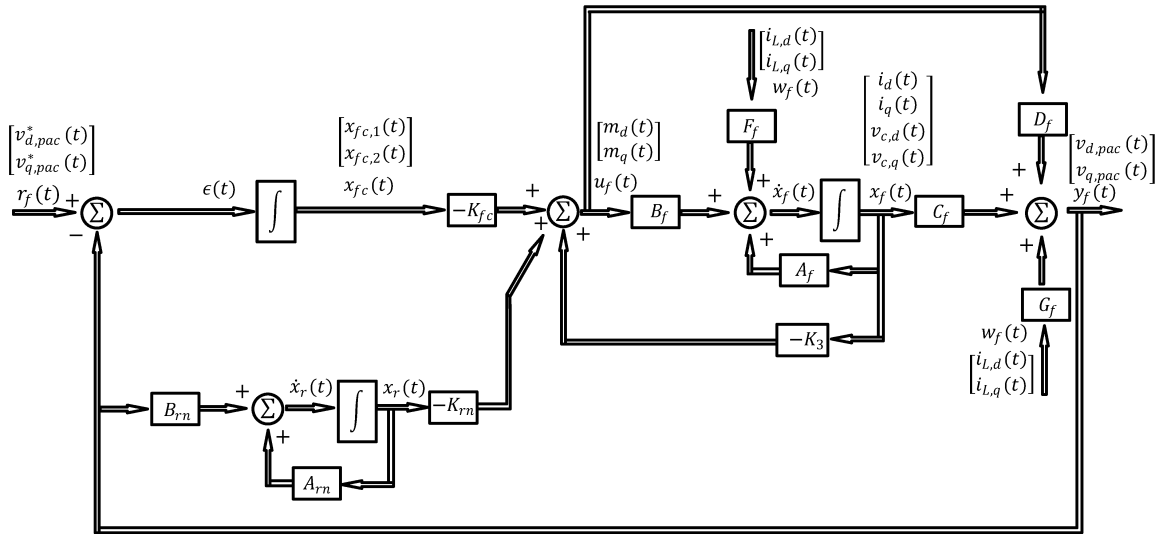
A representação do sistema em espaço de estados generalizado que representa múltiplos controladores ressonantes pode ser expresso:

$$\dot{\mathbf{x}}_r(t) = \begin{bmatrix} A_{r1} & \cdots & 0_{2 \times 2} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0_{2 \times 2} & \cdots & A_{rn} \end{bmatrix} \mathbf{x}_r(t) + \begin{bmatrix} B_{r1} & \cdots & 0_{2 \times 1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0_{2 \times 1} & \cdots & B_{rn} \end{bmatrix} \mathbf{u}_r(t) \quad (3.81)$$

onde $A_{r1}, A_{r2}, \dots, A_{rn}$ são as matrizes dinâmicas de cada ressonante em sua respectiva frequência; $B_{r1}, B_{r2}, \dots, B_{rn}$ são as matrizes do sinal de entrada cada ressonante e $0_{2 \times 2}$ denota as matrizes de blocos de zeros tendo dimensão 2×2 . Na Diagrama 6 é ilustrado o diagrama de blocos do controle de tensão em realimentação de estados.

Nota-se que a entrada das ações integradoras da componente fundamental é o erro entre as tensões de referência e as tensões medidas. Isso garante o rastreamento assintótico da referência e rejeição de distúrbios em 60Hz. No entanto, para rejeitar assintoticamente os distúrbios provenientes das correntes harmônicas das cargas não lineares, a entrada dos módulos ressonantes podem ser apenas as tensões medidas. Assim, a matriz de ganhos K_{rn} é referente aos ganhos dos controladores ressonantes, de modo que, incluem-se módulos ressonantes ajustados para compensar as 6^a e 12^a devido a presença de outros harmônicos drenados por diferentes cargas. A aplicação de ressonantes, com modelagem em coordenadas dq , na compensação da 6^a reduz alguns dos impactos causados pela presença de tensões harmônicas de 5^a e 7^a ordens na rede elétrica. De modo semelhante, a compensação da 12^a reduz alguns dos impactos causados pela presença de tensões

Diagrama 6 – Controle de tensão por realimentação de estados.



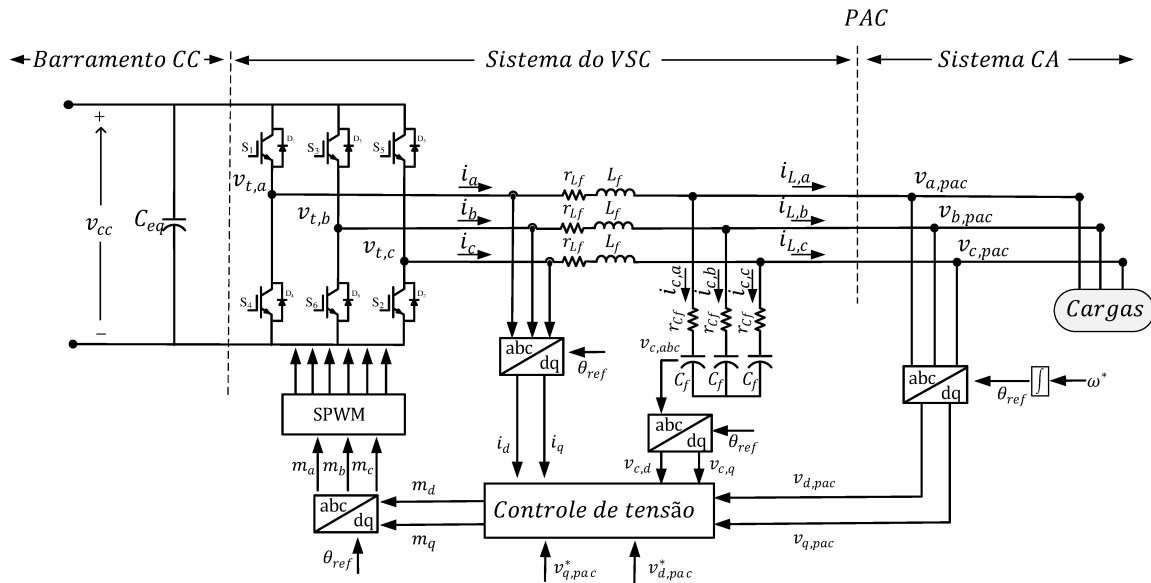
Fonte: Elaborada pela autora (2019).

harmônicas a 11^a e 13^a. Com base na equação (3.58), a forma matricial do sistema aumentado é dado:

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_f(t) \\ \mathbf{x}_{fc}(t) \\ \mathbf{x}_{fr}(t) \end{bmatrix} &= \overbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{A}_f & \mathbf{0}_{n \times m} & \mathbf{0}_{n \times m} \\ -\mathbf{B}_{fc}\mathbf{C}_f & \mathbf{A}_{fc} & \mathbf{0}_{n \times m} \\ -\mathbf{B}_{fr}\mathbf{C}_f & \mathbf{0}_{n \times m} & \mathbf{A}_{fr} \end{bmatrix}}^{A_{af}} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_f(t) \\ \mathbf{x}_{fc}(t) \end{bmatrix} \\
 &+ \overbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{B}_f \\ \mathbf{0}_{m \times 1} \\ \mathbf{0}_{m \times 1} \end{bmatrix}}^{B_{auf}} \mathbf{u}_f(t) + \overbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{F}_f \\ \mathbf{0}_{m \times 1} \\ \mathbf{0}_{m \times 1} \end{bmatrix}}^{F_{af}} \mathbf{w}_f(t) \\
 &+ \overbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{0}_{n \times 1} \\ \mathbf{B}_c \\ \mathbf{0}_{m \times 1} \end{bmatrix}}^{B_{arf}} \mathbf{r}_f(t)
 \end{aligned} \tag{3.82}$$

O diagrama do sistema de controle realizado pelo VSC para controlar a tensão no modo formador de rede é ilustrada pela Diagrama 7. No controle do inversor, as correntes e tensões trifásicas do sistema são medidas e transformadas para o domínio das coordenadas síncronas para serem utilizadas na malha de controle. Os índices de modulação em dq , gerados pelo controle de tensão, são transformados para a coordenadas naturais. Assim, o chaveamento do conversor é dado pela comparação dos sinais de referência com a onda triangular na SPWM.

Diagrama 7 – Controle do conversor formador de rede.



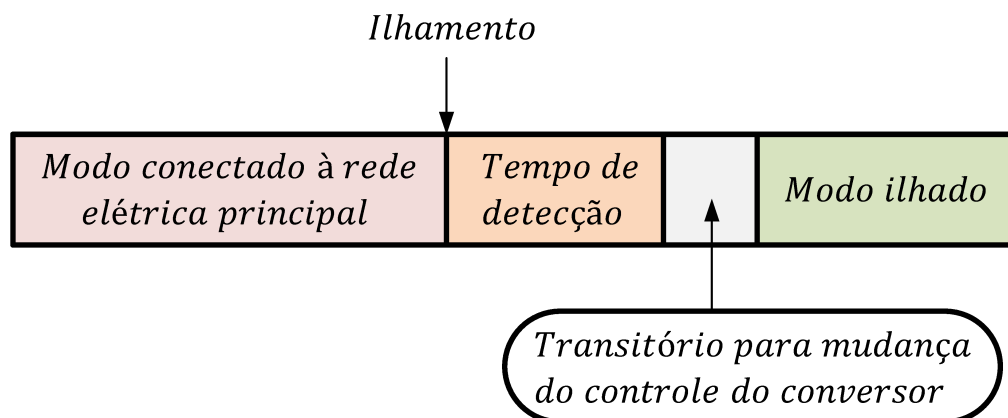
Fonte: Elaborada pela autora (2019).

Para o modo formador de rede, o VSC precisa trabalhar no modo de controle de tensão, em que a tensão de saída do inversor e a frequência de operação do sistema são controladas com valores fixos, para formar uma rede consistente. Como a tensão e a frequência são fixas neste caso, a corrente não será diretamente controlável, mas dependente da carga conectada ao PAC. O inversor então precisa garantir que seja capaz de fornecer a corrente necessária para manter a regulação da tensão. Portanto, a corrente controlada que flui através do indutor L_f carrega o capacitor C_f para manter a tensão de saída próxima à referência fornecida ao circuito de controle de tensão.

4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

A partir do projeto apresentado no Capítulo 3, é simulado o comportamento dinâmico do conversor multifuncional trifásico nos ambientes de simulação computacional do *PSIM* e *MATLAB* alimentando cargas lineares e não-lineares, em situações com e sem a presença da rede elétrica principal. A carga linear é representada por um circuito *RL* com impedância constante, ao passo que a carga não-linear é caracterizada por um retificador a diodos em ponte completa, com um circuito *RC* conectado nos seus terminais de saída. A simulação do sistema é dada em três modos de operação: conectado, em transição e ilhado, como ilustra a Figura 23.

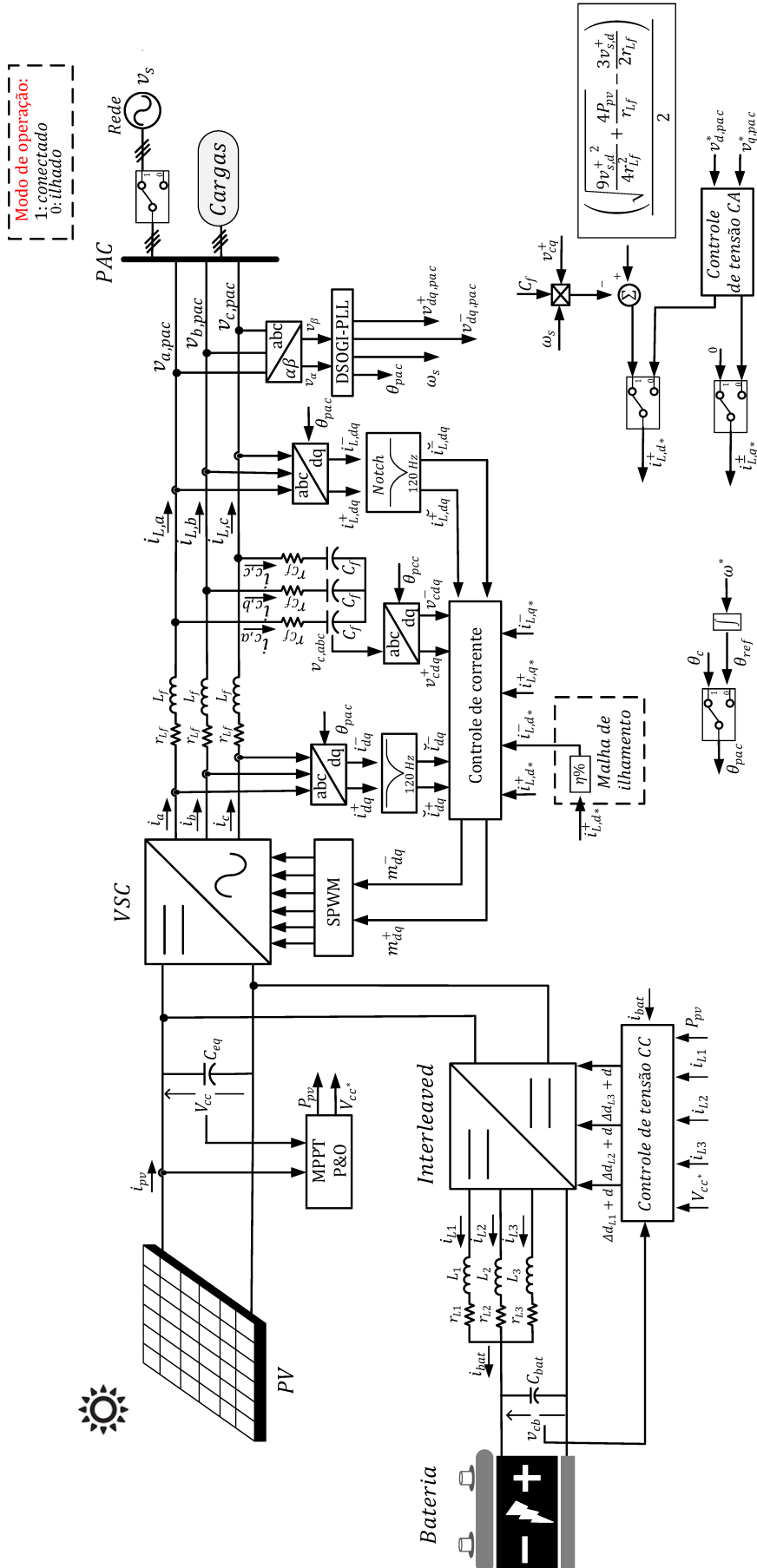
Figura 23 – Sequência de transição do modo conectado para o ilhado.



Fonte: Elaborada pela autora (2020).

O sistema começa conectado à rede elétrica e no momento em que ocorre o ilhamento intencional a detecção do ilhamento realizada pelo método de injeção de corrente de sequência negativa leva um tempo para detectar a abertura da chave, que conectada a rede elétrica com a GD. Detectada a condição de ilhamento, ocorre a mudança da estratégia de controle aplicada na microrrede, que passa a operar no modo ilhado. No entanto, a mudança do controle de corrente para o controle de tensão ocasiona transitórios. Além disso, obteve-se resultado experimental com o inversor no modo formador de rede. Devido as inúmeras variáveis existentes no sistema em estudo, elaborou-se a Figura 8 para um melhor acompanhando dos resultados.

Diagrama 8 – Controle do sistema em estudo.



4.1 CONVERSOR MULTIFUNCIONAL

Para avaliar o desempenho do conversor multifuncional no modo conectado à rede elétrica, atuando como supridor de rede, utilizou-se os parâmetros de simulação da Tabela 3. Os parâmetros são empregadas tanto no modo supridor de rede como no formador de rede, já que o conversor utilizado tem como característica possuir todas funcionalidades em uma única estrutura. As cargas escolhidas são com base em estudos feitos na literatura (ANTUNES, 2018; LLIUYACC *et al.*, 2017; ANTUNES; SILVA; FILHO, 2016; SILVA JÚNIOR, 2018), sendo que para fins de teste são feitos análises utilizando cargas lineares (representadas por um circuito RL) e cargas não-lineares (representadas por retificadores). Os valores escolhidos para as cargas foram com base nos dados levantados no LABSOLAR, sendo aproximadamente $12 kW$ de potência ativa.

Tabela 3 – Parâmetros para simulação do conversor multifuncional.

Sistema	Características
Rede elétrica	$220 V, 60 Hz$
Bateria	$C_{bat}=100 \mu F, v_{bat}=240 V,$ $r_{bat}=0,53 \Omega$
Conversor <i>Interleaved</i>	$f_s=20 kHz, L_{1,2,3}=2,5 mH,$ $r_{L1,2,3}=0,06 m\Omega$
Painel solar fotovoltaico	Série 15 Paralelo 9
Conversor multifuncional	$220 V, f_s=16 kHz,$ $L_f=2 mH, r_{L_f}=0,08 \Omega,$ $C_f=90 \mu F, r_{C_f}=0,01 \Omega,$ $C_{eq}=5500 \mu F, V_{cc}=505 V$
Carga-linear	$RL, 220 V, 8,75 kVA,$ com fator de potência 0,8 atrasado
Carga não-linear (1)	Retificador trifásico a diodos, $5 kW, 220 V, C_{ret}=30 mF,$ $r_{ret}=18 \Omega, L_{in}=0,5 mH$
Carga não-linear (2)	Retificador trifásico a diodos, $12 kW, 220 V, C_{ret}=70 mF,$ $r_{ret}=8 \Omega, L_{in}=0,5 mH$

4.1.1 Conversor supridor de rede

Os pesos atribuídos para a matriz \mathbf{Q} e para \mathbf{R} referentes ao conversor *interleaved* e os pesos atribuídos para as matrizes \mathbf{Q} e \mathbf{R} do conversor supridor de rede é dado na Tabela 4. Como na metodologia do LQR, o índice de desempenho J é um mapeamento dos espaços dos vetores de estado e de controle que são ponderados pelas matrizes constantes \mathbf{Q} e \mathbf{R} (FILHO, 2006), atribui-se maior importância aos estados do controlador da matriz \mathbf{Q} em relação aos demais estados. Dessa forma, o erro entre a tensão de referência e a tensão medida no barramento CC é reduzido rapidamente. O mesmo acontece com o erro entre as correntes de saída do filtro do inversor no modo supridor de rede. Como o sistema de armazenamento de energia é responsável por manter a tensão do barramento CC sempre na tensão de máxima potência extraída do painel solar fotovoltaico, esse controle é mais rápido do que o controle de corrente do conversor supridor de rede, pois o controle de tensão do barramento CC fornece a máxima potência do painel solar, que é usada para definir a magnitude da corrente de referência que será utilizada nas malhas de corrente, como mostra a equação (3.70). Assim, o peso atribuído a R do conversor *interleaved* deve ser menor do que os pesos da matriz \mathbf{R} do inversor, resultando em uma maior absorção de energia das variáveis da entrada \tilde{u} .

Tabela 4 – Matrizes dos controladores de realimentação de estados no modo supridor de rede.

Sistema	Características
Conversor <i>Interleaved</i>	$\mathbf{Q} = \text{diag}([10^{-5} \ 10^{-5} \ 10^{-5} \ 10^{-5} \ 10^{-5} \ 10^3])$ $R = 10^2$
Conversor supridor de rede	Sequência positiva
	$\mathbf{Q} = \text{diag}([10^0 \ 10^0 \ 10^{-1} \ 10^{-1} \ 10^4 \ 10^4])$
	$\mathbf{R} = \text{diag}([2000 \ 2000])$
	Sequência negativa
	$\mathbf{Q} = \text{diag}([10^0 \ 1e^0 \ 10^{-1} \ 10^{-1} \ 10^4 \ 10^4])$
	$\mathbf{R} = \text{diag}([2000 \ 2000])$

Fonte: Elaborada pela autora (2019).

Os ganhos da realimentação de estados, retornados pelos controladores utilizando o método LQR, definidos através dos valores impostos para as matrizes \mathbf{Q} e \mathbf{R} na Tabela 4, são dados na Tabela 5. Além dos ganhos dos controladores com controle ótimo, é expresso os ganhos do controlador PI, utilizado no equilíbrio das correntes do *interleaved*. Os ganhos foram encontrados empiricamente e adicionados ao controle do sistema de armazenamento.

Tabela 5 – Ganhos dos controladores no modo supridor de rede.

Sistema	Características
Conversor <i>Interleaved</i>	$K_1 = \begin{bmatrix} 0.001062 \\ 0.001062 \\ 0.001062 \\ 0.000066 \\ -0.011264 \end{bmatrix}$
	$K_c = 3.162278$
	PI: $k_p = 0.2$ e $k_i = 20$
	Sequência positiva
Conversor supridor de rede	$K_2 = \begin{bmatrix} 2.282765 \times 10^{-02} \\ -9.383175 \times 10^{-18} \\ 1.995991 \times 10^{-04} \\ -2.569376 \times 10^{-05} \\ -9.383175 \times 10^{-18} \\ 2.282765 \times 10^{-02} \\ 2.569376 \times 10^{-05} \\ 1.995991 \times 10^{-04} \end{bmatrix}$
	$K_{sc} = \begin{bmatrix} -2.217672 \\ 2.862387 \times 10^{-01} \\ -2.862387 \times 10^{-01} \\ -2.217672 \end{bmatrix}$
	Sequência negativa
	$K_2 = \begin{bmatrix} 2.282765 \times 10^{-02} \\ -9.383175 \times 10^{-18} \\ 1.995991 \times 10^{-04} \\ -2.569376 \times 10^{-05} \\ 9.383175 \times 10^{-18} \\ 2.282765 \times 10^{-02} \\ 2.569376 \times 10^{-05} \\ 1.995991 \times 10^{-04} \end{bmatrix}$
	$K_{sc} = \begin{bmatrix} -2.217672 \\ 2.862387 \times 10^{-01} \\ -2.862387 \times 10^{-01} \\ -2.217672 \end{bmatrix}$

Fonte: Elaborada pela autora (2019).

4.1.1.1 Resposta dinâmica do controle de corrente

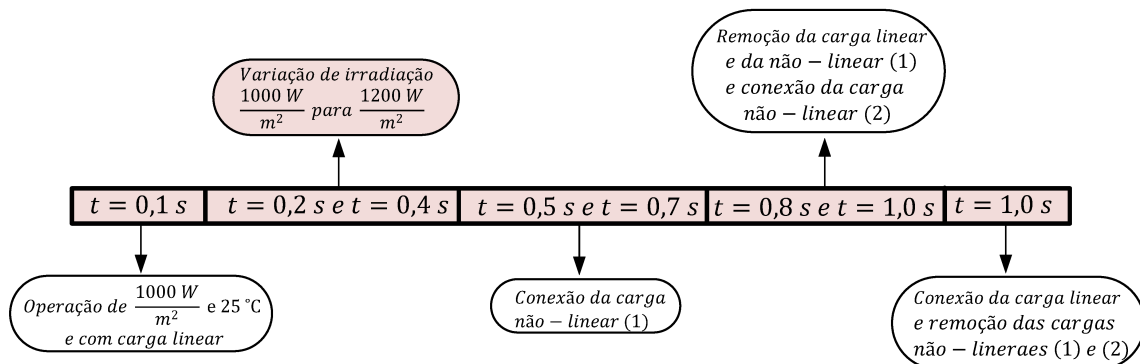
Neste primeiro momento, o conversor multifuncional opera na microrrede regulando a injeção de potência ativa através do controle das correntes de eixo direto e em quadratura. Os principais resultados são ilustrados com a respectiva sequência de operação:

- $t = 0,1 \text{ s}$ - inicialização do sistema, com condições de operação do painel solar fotovoltaico, $\frac{1000W}{m^2}$ e $25^\circ C$, e a carga linear. Lembrando que essas condições são de fábrica do painel;

- b) intervalo entre $t = 0,2 \text{ s}$ e $0,4 \text{ s}$ - variação da irradiação $\frac{1000W}{m^2}$ para $\frac{1200W}{m^2}$;
- c) intervalo entre $t = 0,5 \text{ s}$ e $0,7 \text{ s}$ - conexão da carga não-linear (1);
- d) intervalo entre $t = 0,8 \text{ s}$ e $1,0 \text{ s}$ - remoção da carga linear, não-linear(1) e conexão da carga não-linear (2);
- e) $t = 1,0 \text{ s}$ - conexão da carga-linear e remoção das cargas não-lineares (1) e (2).

Para o sistema operando no intervalo entre $t = 0,2 \text{ s}$ e $0,4 \text{ s}$, com variação da irradiação $\frac{1000W}{m^2}$ para $\frac{1200W}{m^2}$, como ilustra a Figura 24.

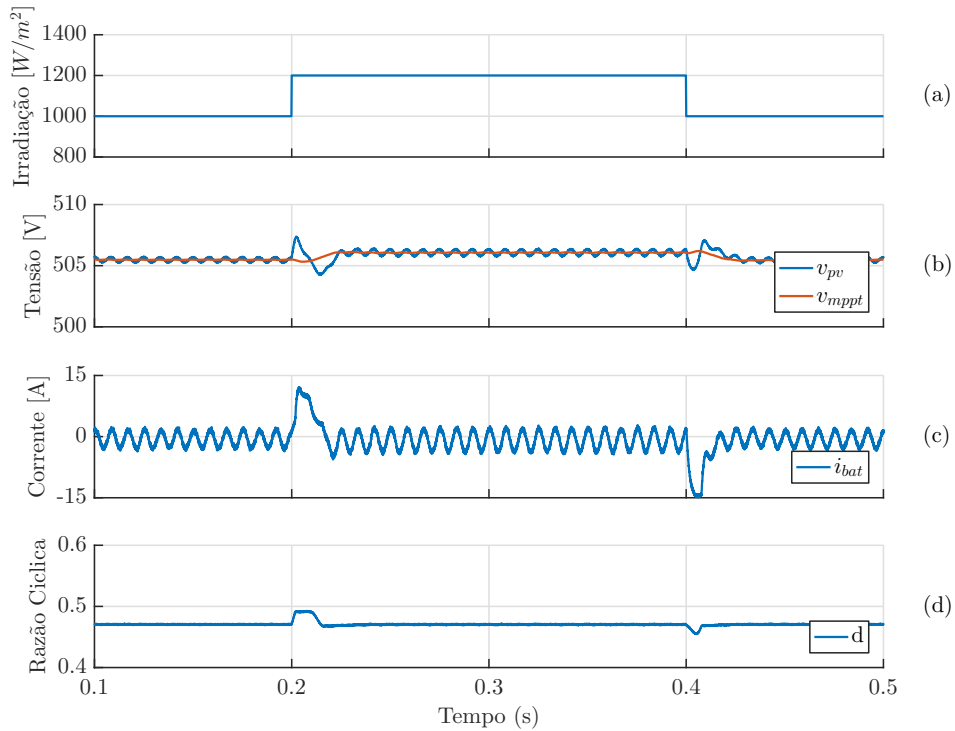
Figura 24 – Sequência de operação do modo supridor de rede: primeiro intervalo



Fonte: Elaborada pela autora (2020).

A Figura 25, ilustra as variáveis de irradiação solar, a referência de tensão dada pelo algoritmo de MPPT, a tensão do barramento CC e a razão cíclica do conversor bidirecional *interleaved*. No intervalo em que ocorre o degrau na irradiação solar, a tensão no barramento CC sofre pequenas perturbações mas rapidamente retorna ao seu valor de referência. Com o aumento da irradiação incidente nos painéis fotovoltaicos constatou-se um pequeno aumento na tensão de referência dada pelo algoritmo de MPPT, devido a busca pela tensão que irá proporcionar a máxima potência de saída dos painéis. Devido as características do painel, a tensão no ponto de máxima potência varia significativamente com a temperatura em que os painéis se encontram. Apesar do sistema de armazenamento estar presente no modo supridor de rede, não ocorre troca de energia entre os lados CC e CA, sendo à rede elétrica responsável por suprir e/ou armazenar energia do sistema proposto. Isso pode ser percebido pela corrente na bateria e também pela razão cíclica do conversor bidirecional, não havendo nenhuma mudança de comportamento, apenas nos momentos em que se inicializa e cessa o distúrbio de irradiação solar. O sistema quando conectado à rede já inicia injetando corrente de sequência negativa, com o intuito de detectar o ilhamento, caso aconteça. Essa injeção pode se percebida pelas oscilações presentes no gráfico da corrente da bateria.

Figura 25 – Comportamento das variáveis do lado CC no modo supridor de rede com a variação da irradiação.



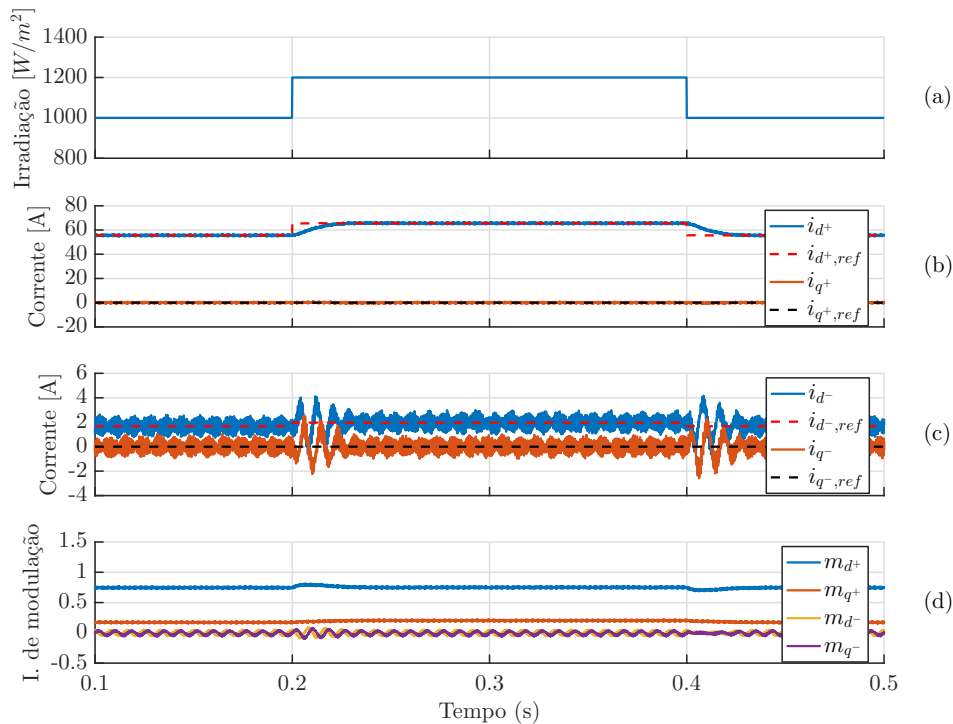
Legenda: (a) irradiação, (b) tensão e referência do barramento CC, (c) corrente na bateria e (d) razão cíclica do *interleaved*.

Fonte: Elaborada pela autora (2019).

Quando a corrente de sequência negativa começa a circular pelo sistema, as variáveis i_d , i_q , v_{pv} , P_{rede} e Q_{rede} começam a oscilar com o dobro da frequência da rede (120Hz), como explicado na Subsubseção 3.3.1.2. A corrente na bateria também oscila, pois o sistema de armazenamento acaba absorvendo essa oscilação por ser o responsável pelo controle de tensão no barramento CC.

Na Figura 26, tem-se as variáveis de irradiação solar, as correntes de eixo direto e em quadratura de sequência positiva e negativa e seus respectivos sinais de referência, além dos índices de modulação, do eixo direto e quadratura. No gráfico, a referência da corrente do eixo direto de sequência positiva é alterada durante o intervalo de variação de irradiação, enquanto que a referência do eixo em quadratura permanece inalterada. Isso é decorrente da injeção apenas de potência ativa na rede que varia diretamente proporcional à variação da corrente do eixo direto, enquanto que a potência reativa varia proporcionalmente a corrente do eixo em quadratura. Uma vez que não ocorre troca de energia entre os lados CC e CA, o excesso de energia convertida pelo painel é injetada na rede.

Figura 26 – Comportamento das variáveis do lado CA no modo supridor de rede com a variação da irradiação.



Legenda: (a) irradiação, (b) correntes e referências de eixo direto do PAC, (c) correntes e referências de eixo em quadratura do PAC e (d) índices de modulação do inversor multifuncional.

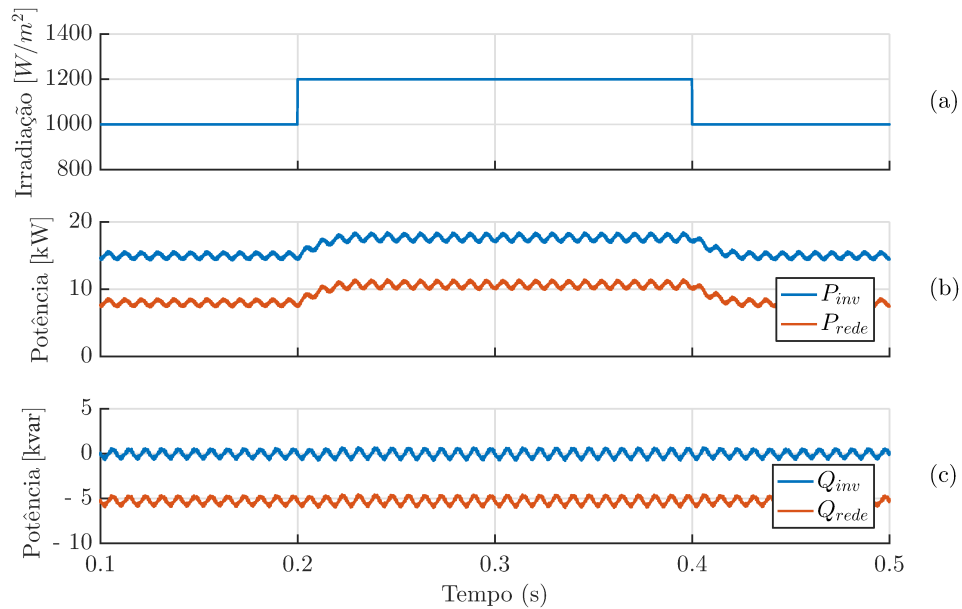
Fonte: Elaborada pela autora (2019).

Com o aumento da injeção de corrente de sequência positiva de eixo direto na rede, devido ao degrau da irradiação incidente nos painéis fotovoltaicos, o valor da referência da corrente de sequência negativa do eixo direto teve o seu valor elevado. Uma vez que, a referência da corrente de sequência negativa de eixo direto é uma porcentagem, 3 % neste caso, do valor da corrente do eixo direto de sequência positiva. Determinação na qual é estipulada devido a utilização do método de detecção de ilhamento por injeção de corrente de sequência negativa. Além disso, observa-se pequenas alterações durante o período de inserção e remoção do distúrbio devido ao filtro *notch*, mas rapidamente retorna ao seu valor de referência.

A Figura 27 ilustra o comportamento das potências ativas e reativas, tanto em relação ao inversor quanto à rede, diante da variação da irradiação solar. Devido às características do painel solar fotovoltaico, a corrente do painel varia significativamente com a variação da irradiação. Deste modo, com o degrau positivo de irradiação ocorre uma elevação na corrente no MPP, fornecendo uma maior potência ativa. Como a carga linear é a única que está conectada no sistema, o inversor está injetando mais potência que a carga demanda, sendo o excesso de potência ativa absorvido pela rede. Entretanto,

como o inversor só injeta potência ativa, devido ao painel solar fotovoltaico conectado ser uma fonte primária e só fornecer potência ativa, a demanda de potência reativa por parte da carga é entregue pela rede elétrica.

Figura 27 – Comportamento das variáveis das potências no modo supridor de rede com a variação da irradiação.

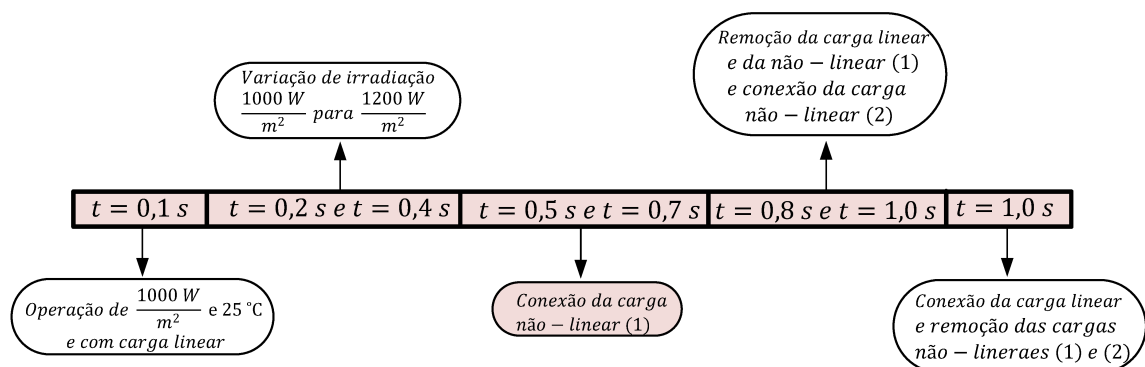


Legenda: (a) irradiação, (b) potências ativas do inversor e da rede, (c) potências reativas do inversor e da rede.

Fonte: Elaborada pela autora (2019).

Para o sistema operando no intervalo entre $t = 0,5 \text{ s}$ e $0,7 \text{ s}$, com conexão da carga não-linear (1), como ilustra a Figura 28.

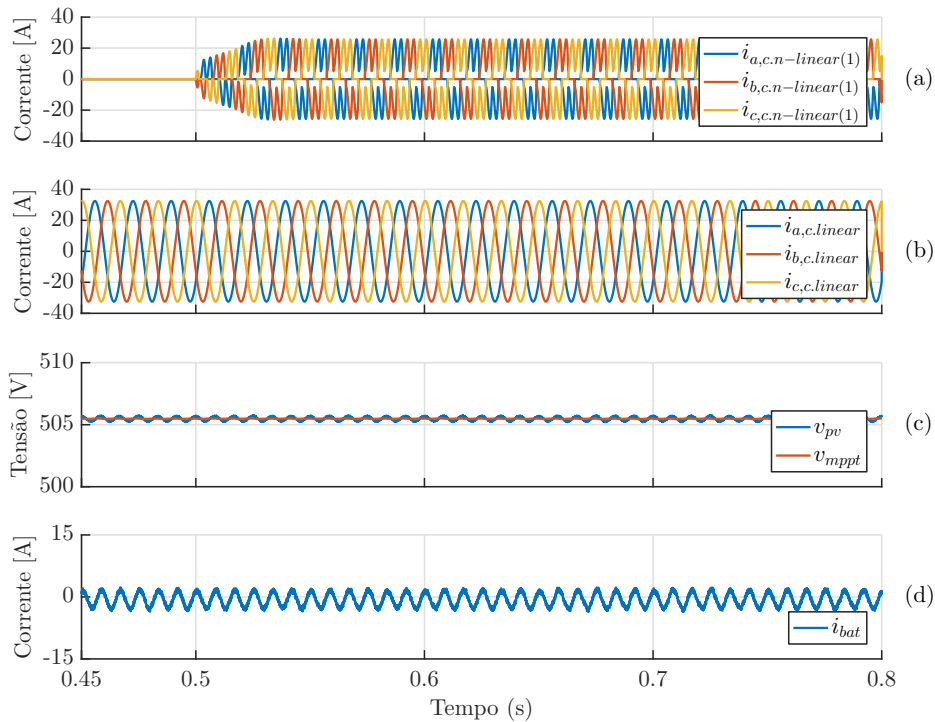
Figura 28 – Sequência de operação do modo supridor de rede: segundo intervalo



Fonte: Elaborada pela autora (2020).

A Figura 29, mostra as formas de onda da tensão do barramento CC e a corrente da bateria quando a carga não-linear (1) é conectada ao sistema. Nota-se que nada acontece com a tensão do barramento CC e com a corrente da bateria, uma vez que a rede elétrica é forte.

Figura 29 – Comportamento das variáveis do lado CC no modo supridor de rede com variação de carga.



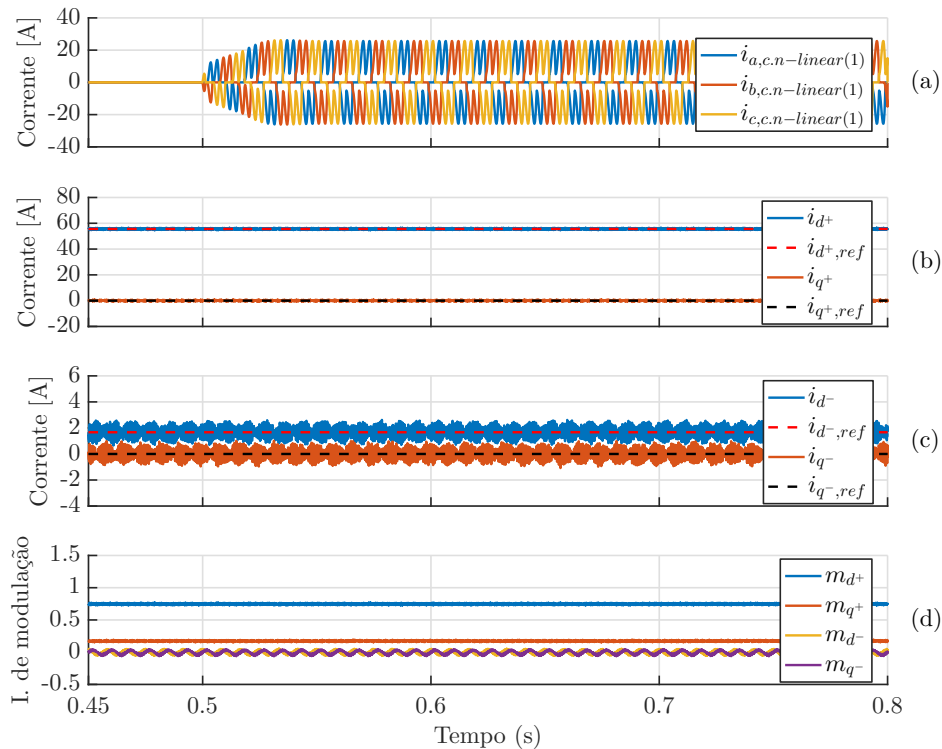
Legenda: (a) correntes trifásicas da carga linear, (b) corrente da carga não-linear (1) e (c) tensão e referência do barramento CC.

Fonte: Elaborada pela autora (2019).

No gráfico referente ao lado CA, como ilustra a Figura 30, observa-se que as correntes de sequência positiva de eixo direto e em quadratura, da saída do inversor não são afetadas, pois, como a conversão de energia por parte do painel solar fotovoltaico permanece constante, a referência de corrente de sequência positiva de eixo direto não é alterada. Em virtude disso, a referência da corrente de sequência negativa de eixo direto também mante-se constante, uma vez que a sua referência é uma porcentagem do valor da referência da corrente do eixo direto de sequência positiva.

A Figura 31 ilustra que com a conexão da carga não-linear (1) do sistema, a rede passa à absorver menos potência ativa, porém ainda continua, uma vez que a injeção de potência pelo inversor é suficiente para alimentar ambas as cargas. Isso é devido ao fato da potência ativa injetada pelo inversor manter-se constante, pois a conversão por parte do painel solar fotovoltaico é constante. Além disso, a rede elétrica passa a inserir

Figura 30 – Comportamento das variáveis do lado CA no modo supridor de rede com variação de carga.



Legenda: (a) corrente da carga não-linear (1), (b) correntes e referências de eixo direto do PAC, (c) correntes e referências de eixo em quadratura do PAC e (d) índices de modulação do inversor multifuncional.

Fonte: Elaborada pela autora (2019).

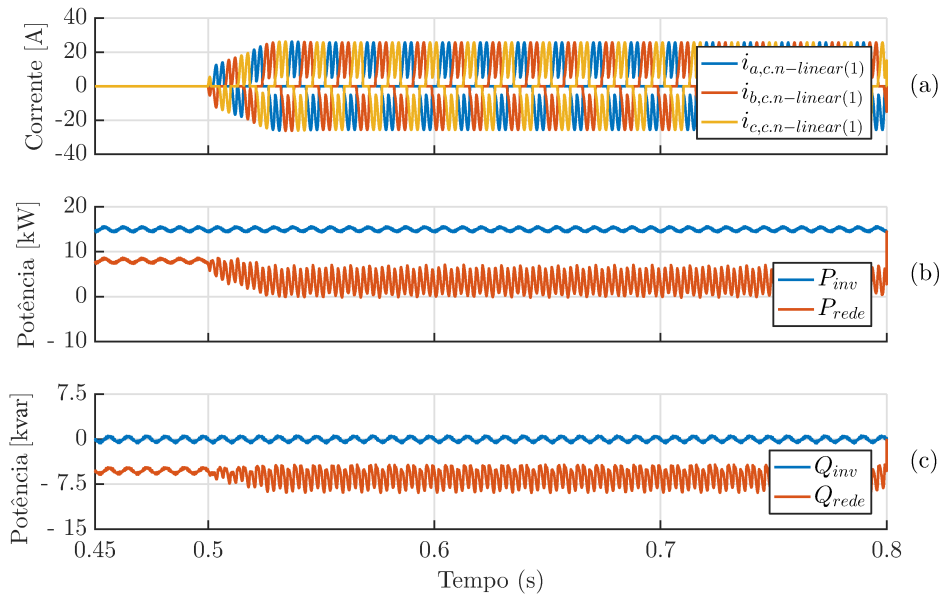
mais potência reativa em virtude do aumento da demanda por parte das cargas, linear e não-linear (1).

Para o sistema operando no intervalo entre $t = 0,8$ s e $1,0$ s, com remoção da carga linear, não-linear(1) e conexão da carga não-linear (2), como ilustra a Figura 32.

Analisando o sistema com base na pior situação de carga, ou seja, que o laboratório esteja com sua carga total e sendo ela completamente não-linear, tem-se na Figura 33 as curvas referentes ao lado CC. Nota-se que nada acontece com a tensão do barramento CC e com a corrente da bateria, uma vez que a rede elétrica é forte.

Na parte CA, Figura 34, observa-se que as correntes de sequência positiva de eixo direto e em quadratura, da saída do inversor não são afetadas, pois, como a conversão de energia por parte do painel solar fotovoltaico permanece constante, a referência de corrente de sequência positiva de eixo direto não é alterada. Em virtude disso, a referência da corrente de sequência negativa de eixo direto também mante-se constante, uma vez que a sua referência é uma porcentagem do valor da referência da corrente do eixo direto de sequência positiva.

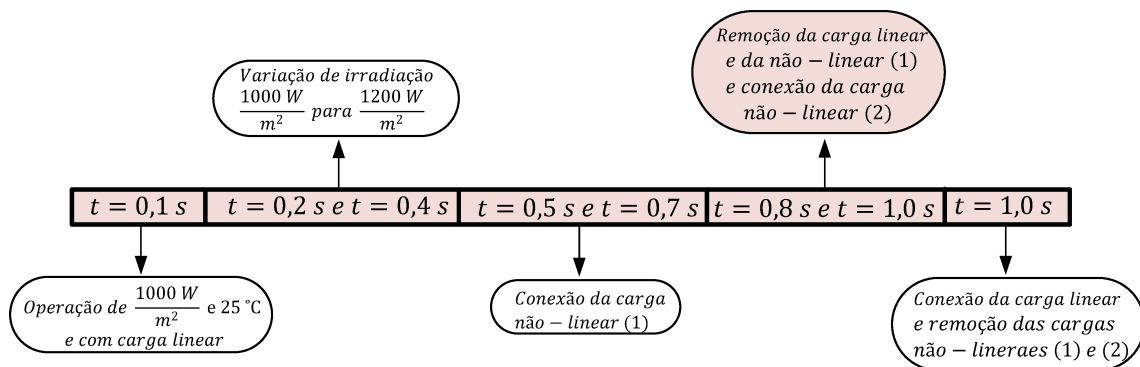
Figura 31 – Comportamento das variáveis das potências no modo supridor de rede com variação de carga.



Legenda: (a) correntes da carga não-linear (1), (b) potências ativas do inversor e da rede e (c) potências reativas do inversor e da rede

Fonte: Elaborada pela autora (2019).

Figura 32 – Sequência de operação do modo supridor de rede: terceiro intervalo

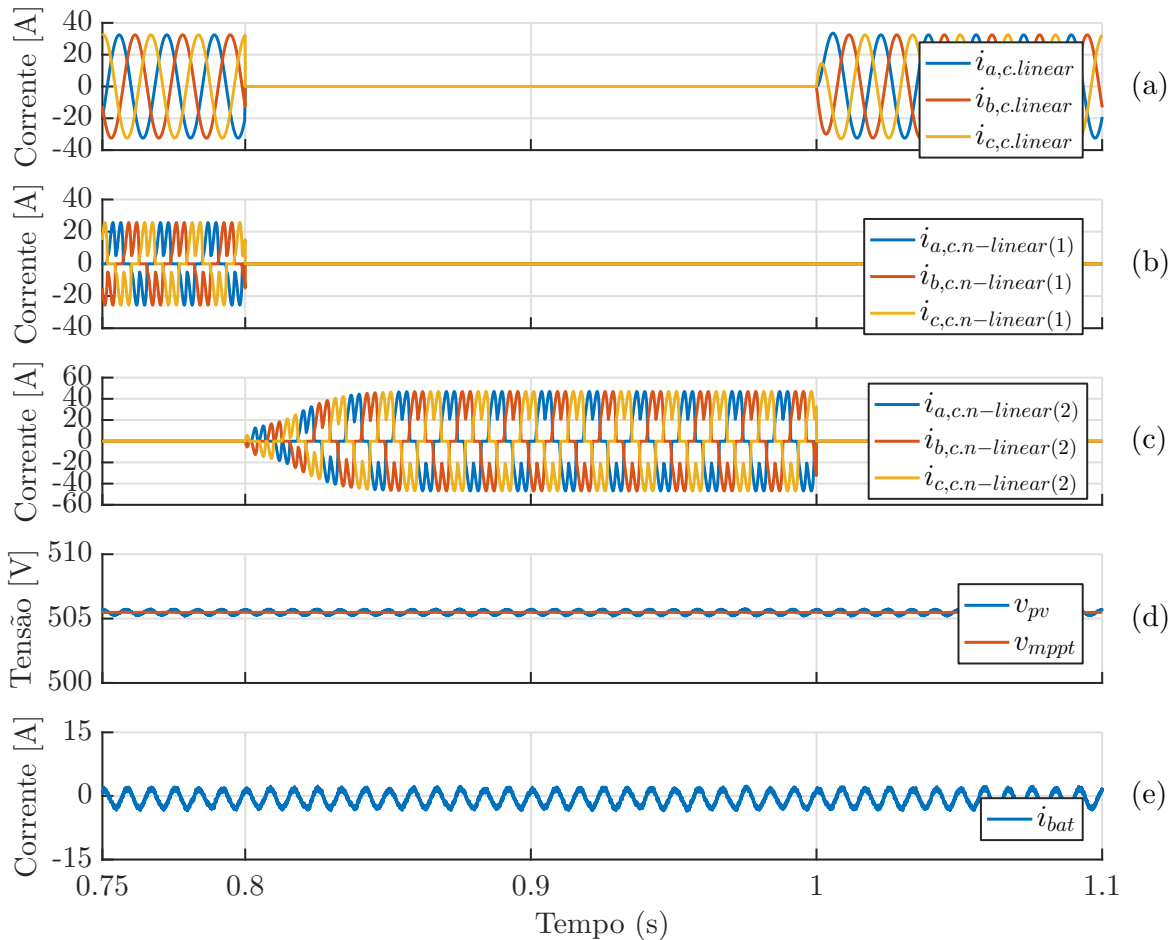


Fonte: Elaborada pela autora (2020).

4.1.2 Transição de modo de operação

No tempo $t=1s$ são removidas as cargas não-lineares (1) e (2) e conectada a carga linear no sistema. Em $t=1,2s$, ocorre o ilhamento de forma intencional, levando um tempo para que a técnica de detecção de ilhamento por injeção de corrente de sequência negativa detecte a abertura da chave. O conversor multifuncional está em transição de modo de

Figura 33 – Comportamento das variáveis do lado CC no modo supridor de rede com variação de carga.



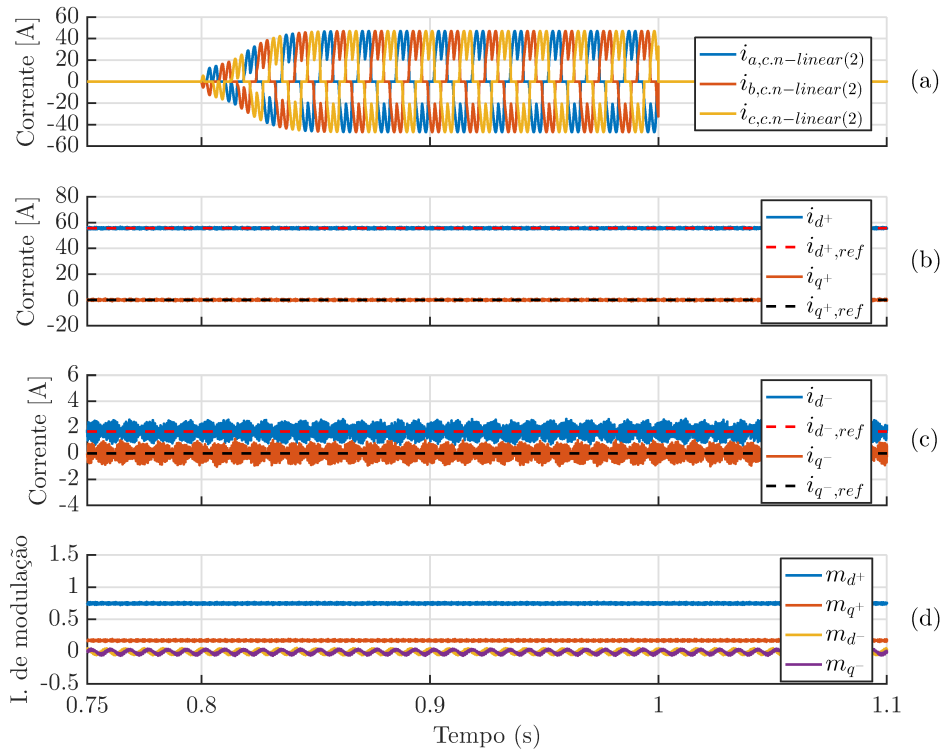
Legenda: (a) correntes trifásicas da carga linear, (b) corrente da carga não-linear (1), (c) corrente da carga não-linear (2), (d) tensão e referência do barramento CC e (e) corrente na bateria.

Fonte: Elaborada pela autora (2019).

operação, como ilustra a Figura 35, de modo conectado à rede elétrica para o ilhado. A troca de estratégia de controle, operando como fonte de corrente (modo conectado) para operação como fonte de tensão (modo ilhado) têm como consequência o surgimento de transitórios.

Como a tensão e a frequência no PAC está relacionada com as variações de potências ativas e reativas da rede momentos antes da ocorrência do ilhamento, nota-se na Figura 36 que as variáveis de potência ativa e reativa da rede, anterior ao ilhamento, não são nulas. Nota-se que após ocorrer o ilhamento, as potências da rede são nulas, devido a abertura que desconecta a GD da rede elétrica, comprovando o ilhamento. Como o inversor está no modo formador de rede, ocorre troca de energia entre os lados CC e CA, comprovado pela injeção de potência reativa, por parte do inversor, demandada pela carga. Além disso, tem-se uma diminuição da injeção de potência ativa pelo inversor, em que deve-se

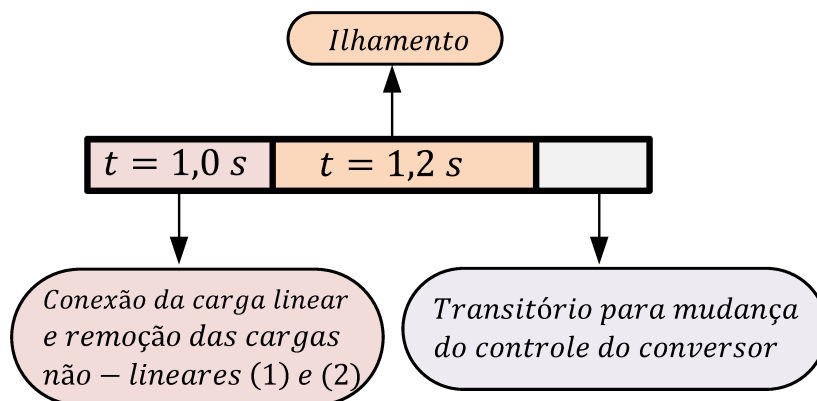
Figura 34 – Comportamento das variáveis do lado CA no modo supridor de rede com variação de carga.



Legenda: (a) corrente da carga não-linear (2), (b) correntes e referências de eixo direto do PAC, (c) correntes e referências de eixo em quadratura do PAC e (d) índices de modulação.

Fonte: Elaborada pela autora (2019).

Figura 35 – Transição do modo de operação.

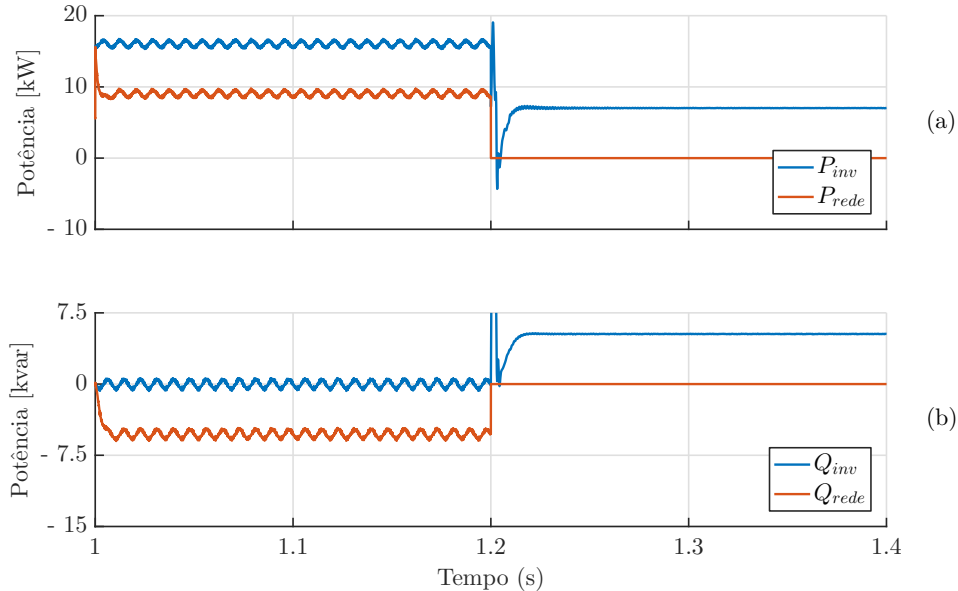


Fonte: Elaborada pela autora (2020).

ao fato da carga demandar menos potência que está sendo convertida pelo painel solar

fotovoltaico, de modo que o excesso de energia convertida é armazenada pela bateria.

Figura 36 – Comportamento das variáveis das potências ativas e reativas na transição dos modos de operação.



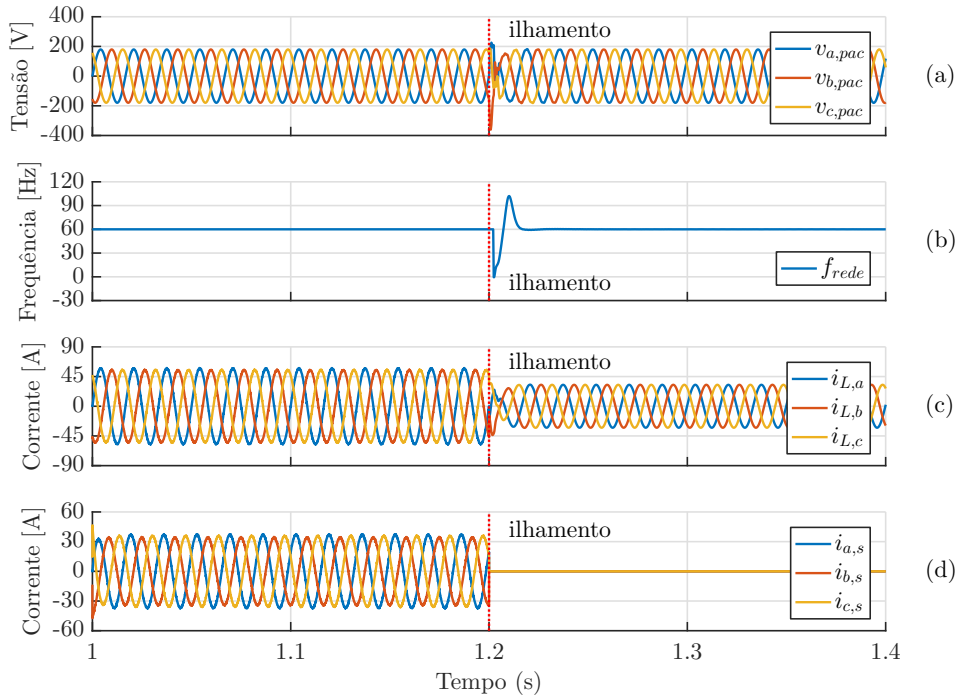
Legenda: (a) potências ativas do inversor e da rede e (b) potências reativas do inversor e da rede.

Fonte: Elaborada pela autora (2019).

O processo de mudança de estratégia de controle na simulação foi implementado através da leitura a cada passo de simulação da variável "ilha", estipulada em código. Caso a variável "ilha" retorna-se um valor com nível de distorção, equação (3.60), superior a 2% a estratégia de controle do sistema muda a operação para formador de rede, impondo tensão e frequência fixas ao sistema.

A Figura 37 ilustra o comportamento das variáveis do sistema durante a transição do modo de operação. Quando o sistema está ilhado quem passa a mandar no sistema é a carga. Momento antes de ocorrer o ilhamento de forma intencional, a carga linear que demanda 7 kW de potência ativa e 5 kvar de potência reativa. Ou seja, tem-se uma variação de potência no PAC, já que o painel está convertendo mais potência ativa que a carga demanda. Além disso, a rede elétrica está injetando no sistema os 5 kvar potência reativa demandada pela carga. O método de detecção de ilhamento por injeção de corrente de sequência negativa leva 12 ms para detectar o ilhamento. Em virtude da elevada variação de potência reativa, momentos antes do ilhamento, o valor da frequência variou consideravelmente. O mesmo ocorre com a tensão CA, devido ao valor de potência ativa referente a demanda da carga. Assim, nota-se que a tensão e frequência são dependentes do cenário de carga e do balanço de potência do sistema momentos antes da abertura da chave. Posteriormente ao ilhamento, ocorrido em $t = 1,2$ s, o sistema entra no modo formador de rede, sem a presença da rede elétrica. A troca do modo de operação é observada devido

Figura 37 – Comportamento das variáveis do lado CA na transição dos modos de operação.



Legenda: (a) frequência, (b) tensões trifásicas no PAC, (c) correntes trifásicas no PAC e (d) correntes trifásicas da rede.

Fonte: Elaborada pela autora (2019).

aos valores das correntes trifásicas da rede elétrica encontrarem-se nulos após esse ocorrido. As correntes trifásicas injetadas pelos inversor, diminuem em amplitude, devido a carga linear RL , única carga conectada, demandar menos potência do que está sendo convertido por parte do painel solar.

O excedente de energia do sistema é absorvido pelo sistema de armazenamento, Figura 38, pois ocorre troca de energia entre os lado CC e CA. Além disso, o conversor *interleaved* continua controlando a tensão do barramento CC no modo formador de rede.

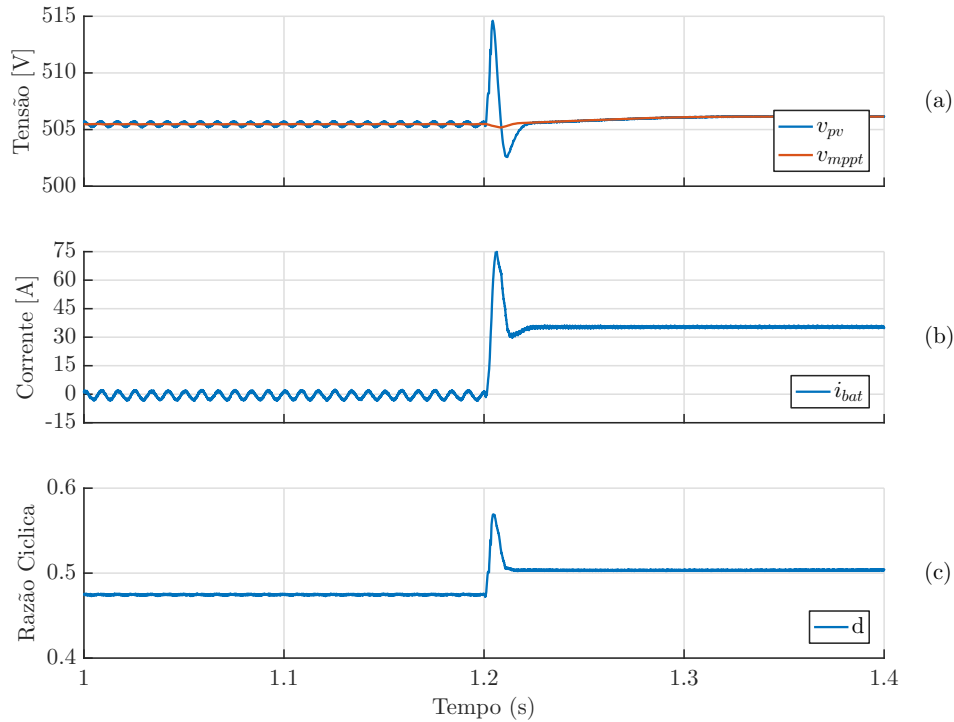
4.1.3 Conversor formador de rede

Para avaliar o desempenho do conversor multifuncional no modo ilhado à rede elétrica, atuando como formador de rede, utilizou-se os parâmetros de simulação da Tabela 3. Empregados no modo supridor de rede como no formador de rede, já que o inversor utilizado tem como característica possuir todas funcionalidades em uma única estrutura.

Os pesos atribuídos as matrizes \mathbf{Q} e \mathbf{R} do conversor formador de rede é dado na Tabela 6.

Como na metodologia do LQR, o índice de desempenho J é um mapeamento dos

Figura 38 – Comportamento das variáveis do lado CC na transição dos modos de operação.



Legenda: (a) tensão e referência do barramento CC e (b) corrente na bateria.

Fonte: Elaborada pela autora (2019).

Tabela 6 – Matrizes dos controladores de realimentação de estados no modo formador de rede.

Sistema	Características
Conversor formador de rede	$\mathbf{Q} = \text{diag}([10^{-3} \ 10^{-3} \ 10^{-3} \ 10^{-3} \ 10^4 \ 10^4 \ 10^0 \ 10^5 \ 10^0 \ 10^5 \ 10^0 \ 10^2 \ 10^0 \ 10^2])$ $\mathbf{R} = \text{diag}([10^2 \ 10^2])$

Fonte: Elaborada pela autora (2019).

espaços dos vetores de estado e de controle que são ponderados pelas matrizes constantes \mathbf{Q} e \mathbf{R} , atribui-se maior importância aos estados do controlador da matriz \mathbf{Q} em relação aos demais estados. Dessa forma, o erro entre as tensões de referência e as tensões medidas no barramento CA são reduzidos rapidamente. Com a abertura da chave, o sistema perde a referência de tensão e frequência, deste modo, o formador de rede é quem irá fornecer essas referências. Assim, o peso atribuído a \mathbf{R} do inversor no modo formador de rede foi definido para uma maior absorção de energia das variáveis da entrada, resultando em um controle mais rápido.

Os ganhos da realimentação de estados, retornados pelos controladores utilizando o método LQR, definidos através dos valores impostos para as matrizes \mathbf{Q} e \mathbf{R} na Tabela 6, são dados na Tabela 7.

Tabela 7 – Ganhos dos controladores no modo formador de rede.

Sistema	Características
Conversor formador de rede	$K_3 = \begin{bmatrix} 5.543456 \times 10^{-02} \\ -3.193840 \times 10^{-17} \\ 1.759121 \times 10^{-02} \\ -7.332820 \times 10^{-04} \\ -3.193840 \times 10^{-17} \\ 5.543456 \times 10^{-02} \\ 7.332820 \times 10^{-04} \\ 1.759121 \times 10^{-02} \end{bmatrix}$
	$K_{fc} = \begin{bmatrix} -9.934865 \\ 1.139496 \\ -1.139496 \\ -9.934865 \end{bmatrix}$
	$K_{rn} = \begin{bmatrix} 3.050744 \times 10^04 \\ -2.826572 \times 10^01 \\ -4.261983 \times 10^03 \\ 3.948807 \\ 3.554838 \times 10^03 \\ -5.955712 \times 10^{-01} \\ -6.014175 \times 10^02 \\ 1.007604 \times 10^{-01} \\ 4.261983 \times 10^03 \\ -3.948807 \\ 3.050744 \times 10^04 \\ -2.826572 \times 10^01 \\ 6.014175 \times 10^02 \\ -1.007604 \times 10^{-01} \\ 3.554838 \times 10^03 \\ -5.955712 \times 10^{-01} \end{bmatrix}$

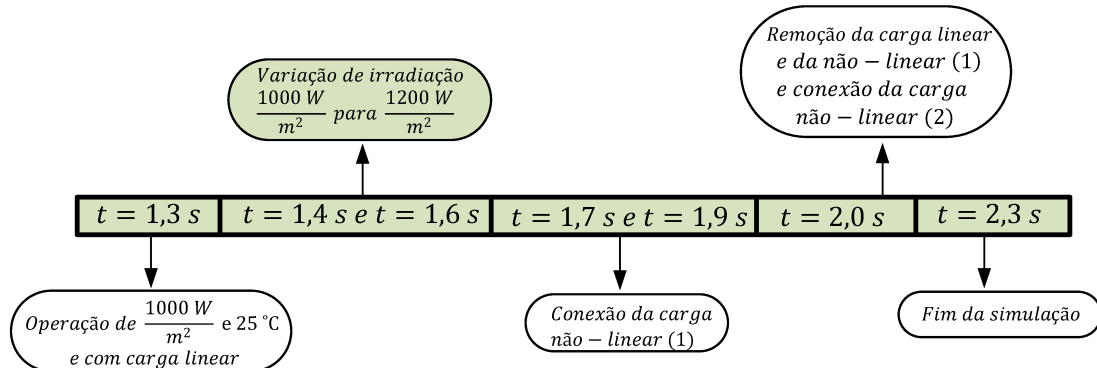
4.1.3.1 Resposta dinâmica do controle tensão e frequência

Quando ocorre o ilhamento, a microrrede perde a referência da frequência e tensão dos valores desejados no PAC, portanto no modo formador de rede são impostos esses valores. Neste terceiro momento, o conversor multifuncional opera na microrrede apenas controlando a tensão e a frequência estabelecidas. Os principais resultados são ilustrados com a respectiva sequência de operação:

- $t = 1,3 \text{ s}$ - inicialização do sistema formador de rede, com condições de operação do painel solar fotovoltaico, $\frac{1000\text{W}}{\text{m}^2}$ e 25°C , e a carga linear;
- intervalo entre $t = 1,4 \text{ s}$ e $1,6 \text{ s}$ - variação da irradiação $\frac{1000\text{W}}{\text{m}^2}$ para $\frac{1200\text{W}}{\text{m}^2}$;
- intervalo entre $t = 1,7 \text{ s}$ e $1,9 \text{ s}$ - conexão da carga não-linear (1);
- $t = 2,0$ - remoção da carga linear, não-linear(1) e conexão da carga não-linear (2).

Para o sistema operando no intervalo entre $t = 1,4 \text{ s}$ e $1,6 \text{ s}$ com variação da irradiação $\frac{1000\text{W}}{\text{m}^2}$ para $\frac{1200\text{W}}{\text{m}^2}$, como ilustra a Figura 39.

Figura 39 – Sequência de operação do modo formador de rede: primeiro intervalo

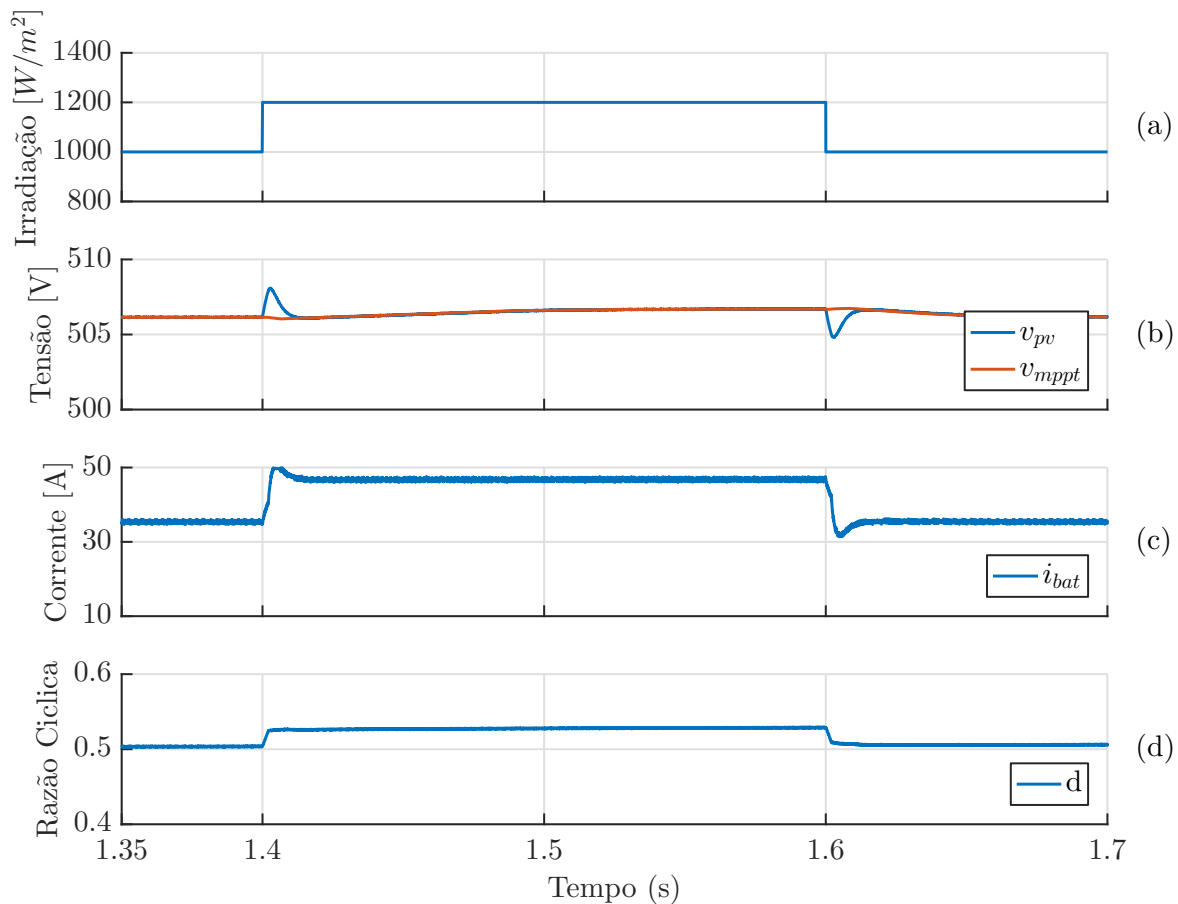


Fonte: Elaborada pela autora (2020).

A Figura 40 ilustra as variáveis de irradiação solar, tensão e referência do barramento CC, corrente na bateria e razão cíclica do *interleaved*. No intervalo em que ocorre o degrau na irradiação solar, a tensão do barramento CC sofre oscilações nos instantes de transição, retornando ao valor de referência após o período transitório. Entretanto, o sistema de armazenamento atua absorvendo o excedente de energia gerado pelo painel solar fotovoltaico, evidenciado pelo gráfico da corrente da bateria. Nota-se que as oscilações existentes no modo conectado à rede não estão presentes, isso é devido ao fato de não haver mais injeção de corrente de sequência negativa, deixando as variáveis de oscilar com o dobro da frequência da rede. Vale ressaltar, que neste trabalho não levou-se

em consideração o estado inicial de carga da bateria e nem o estado de completamente carregada ou descarregada.

Figura 40 – Comportamento das variáveis do lado CC no modo formador de rede com a variação da irradiação.

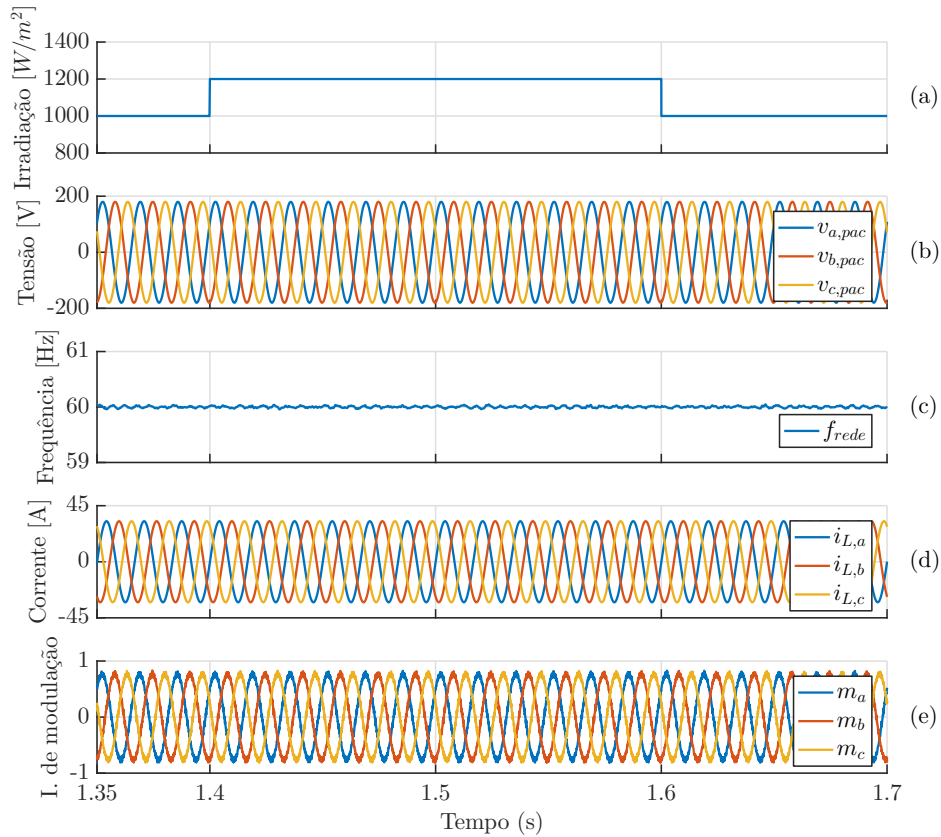


Legenda: (a) irradiação solar, (b) tensão e referência do barramento CC, (c) corrente na bateria e (d) razão cíclica do *interleaved*.

Fonte: Elaborada pela autora (2019).

A Figura 41, ilustra o comportamento das variáveis do lado CA diante do degrau de irradiação causado no lado CC. Observa-se que a rede formada se mantém, não sendo influenciada pelo distúrbio provocado no lado CC. As correntes trifásicas não sofrem alterações apesar do painel está gerando mais do que a carga demanda, pois o excedente de energia agora é absorvido pelo sistema de armazenamento de energia. A frequência do sistema tem uma pequena oscilação, que é devido a carga linear conectada. Além disso, os índices de modulação do inversor multifuncional se encontram dentro dos limites de operação.

Figura 41 – Comportamento das variáveis do lado CA no modo formador de rede com a variação de irradiação.



Legenda: (a) irradiação, (b) tensões trifásicas do PAC, (c) frequência, (d) correntes trifásicas do PAC e (e) índices de modulação do inversor multifuncional.

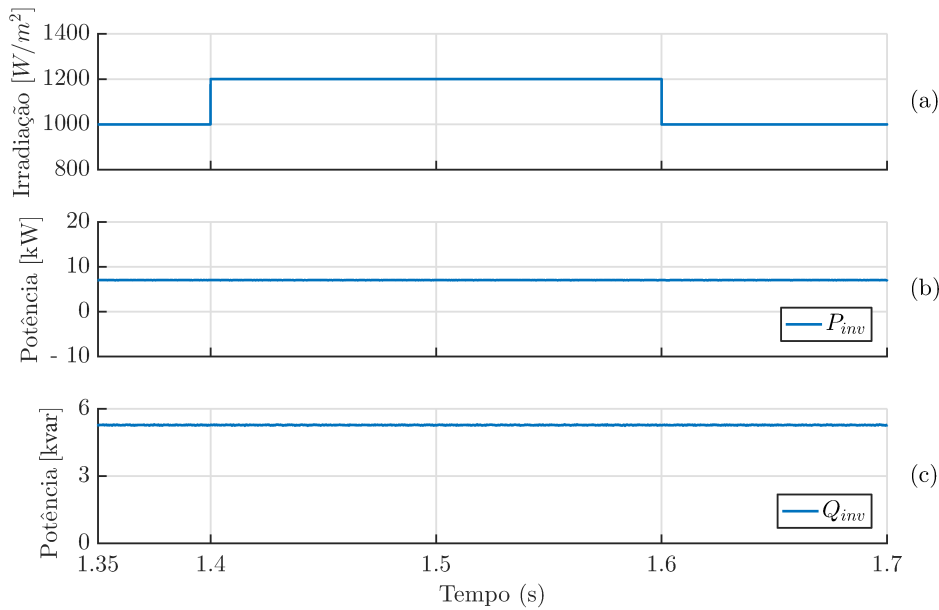
Fonte: Elaborada pela autora (2019).

Na Figura 42, é possível observar a injeção de potências por parte do inversor, de modo a possuir valores de reativos, com o intuito de suprir a demanda da carga. A produção adicional de potência ativa provocada pelo distúrbio de irradiação, não afeta as potências do inversor, pois o excedente é todo absorvido pelo sistema de armazenamento.

Para o sistema operando no intervalo entre $t = 1,7 \text{ s}$ e $1,9 \text{ s}$ com conexão da carga não-linear (1), como ilustra a Figura 43.

A Figura 44 ilustra o comportamento das variáveis do lado CC diante da variação de carga. A inserção da carga não-linear (1) no sistema resultou no aparecimento de *ripple* na tensão do barramento CC, uma vez que cargas não-lineares demandam correntes distorcidas. Além disso, o sistema de armazenamento também absorve essa distorção, pelo fato de ser responsável pelo controle da tensão do barramento CC. Nota-se que a corrente da bateria diminuiu quando a carga não-linear (1) é conectada ao barramento CA, indicando que a bateria passa a absorver menos energia, em virtude do aumento na demanda pelas cargas.

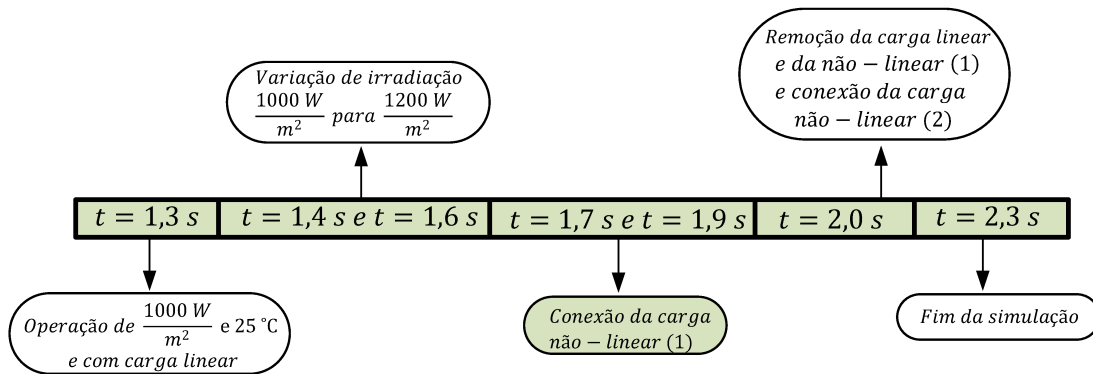
Figura 42 – Comportamento das variáveis das potências no modo formador de rede com a variação da irradiação.



Legenda: (a) irradiação, (b) potência ativa do inversor e (c) potência reativa do inversor.

Fonte: Elaborada pela autora (2019).

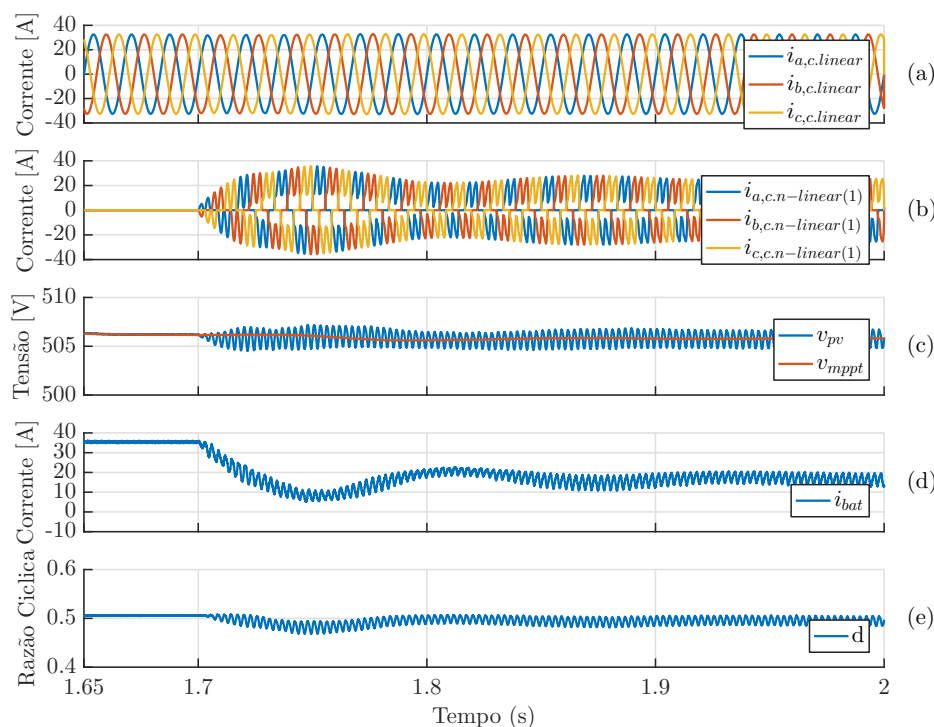
Figura 43 – Sequência de operação do modo formador de rede: segundo intervalo.



Fonte: Elaborada pela autora (2020).

Nota-se na Figura 45, que mesmo com a inserção da carga não-linear no sistema com rede fraca, a tensão no barramento CA é senoidal, sendo isso possível devido a utilização dos ressonantes apresentados no Capítulo 3. No entanto, pode-se almejar resultados de tensão CA cada vez melhores com a adição de mais controladores ressonantes. O seu fator de distorção é de aproximadamente Distorção Harmônica Total (do inglês, *Total Harmonic Distortion*) (THD)=2.1%. Para ser possível obter tensão de saída CA senoidal, os índices

Figura 44 – Comportamento das variáveis do lado CC no modo formador de rede com variação de carga.



Legenda: (a) corrente da carga não-linear (1), (b) correntes trifásicas da carga linear, (c) tensão e referência do barramento CC, (d) corrente na bateria e (e) razão cíclica do *interleaved*.

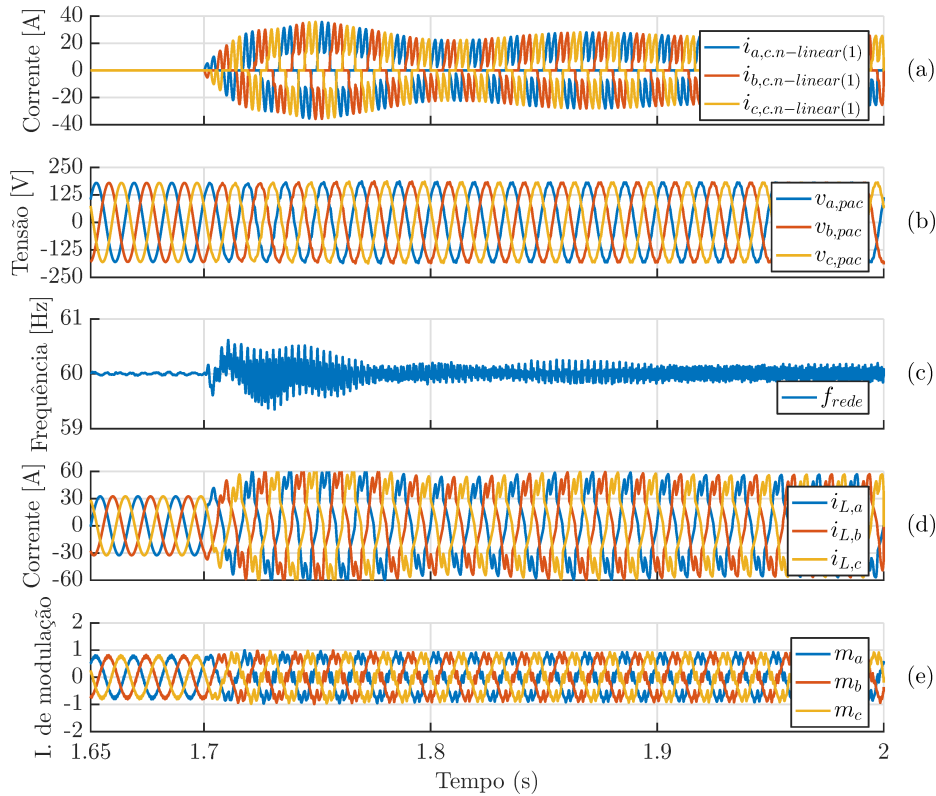
Fonte: Elaborada pela autora (2019).

de modulação do inversor multifuncional ficam distorcidos, de modo a rejeitar todos os harmônicos presentes na forma de onda da tensão, causados pela corrente que a carga não-linear (1) drena, porém, ainda ficam dentro do limite. Além disso, observa-se maiores oscilações que na frequência devido a inserção da carga não-linear (1).

Para o sistema operando em $t = 2,0$ com conexão da carga não-linear (1), como ilustra a Figura 46.

Para o sistema ilhado também foi feito o teste contendo a carga com a máxima potência ativa demandada pelo LABSOLAR, e com característica não-linear, como ilustra a Figura 47. A tensão trifásica CA formada sofreu uma pequena variação quando conectou-se a carga não-linear (2) e desconectou-se a carga linear e não-linear (1), porém retornou para a sua condição de regime permanente. Além disso, os índices de modulação do inversor multifuncional mantiveram-se dentro dos limites.

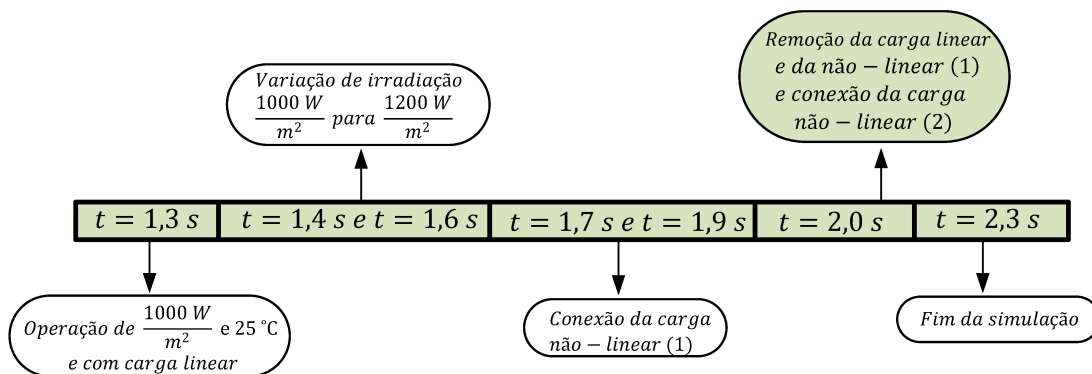
Figura 45 – Comportamento das variáveis do lado CA no modo formador de rede com variação de carga.



Legenda: (a) corrente da carga não-linear (1), (b) tensões trifásicas no PAC, (c) frequência, (d) correntes trifásicas no PAC e (e) índices de modulação do inversor multifuncional.

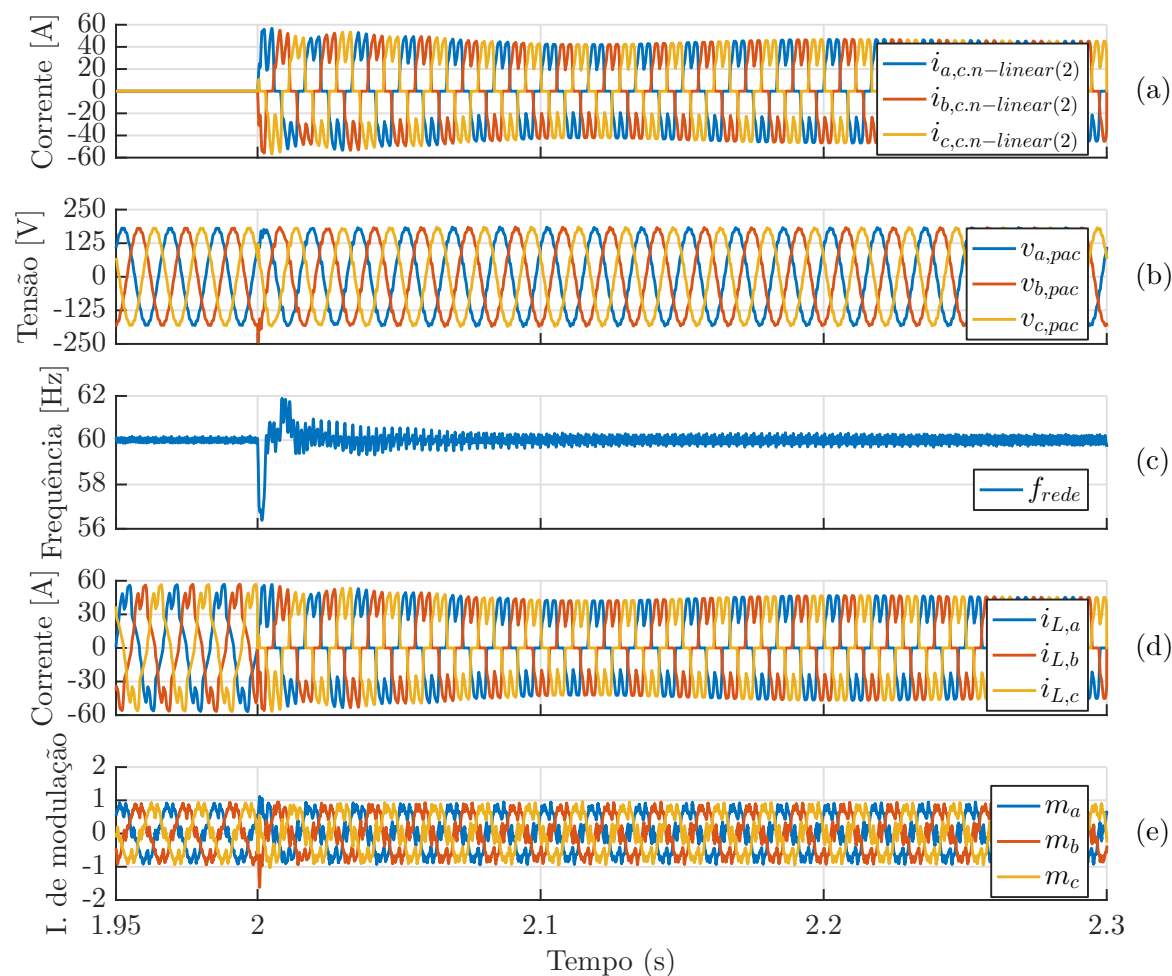
Fonte: Elaborada pela autora (2019).

Figura 46 – Sequência de operação do modo formador de rede: terceiro intervalo.



Fonte: Elaborada pela autora (2020).

Figura 47 – Comportamento das variáveis do lado CA no modo formador de rede com variação de carga.



Legenda: (a) corrente da carga não-linear, (b) tensões e referências de eixo direto e em quadratura do PAC, (c) correntes de eixo direto e em quadratura do PAC e (d) índices de modulação.

Fonte: Elaborada pela autora (2019).

4.2 DETECÇÃO DE ILHAMENTO

Para avaliar a performance do método de detecção de ilhamento, utilizado nesse trabalho, o circuito teste proposto pela norma (IEEE, 2000) terá como base os parâmetros que se encontram na Tabela 8.

A carga *RLC*, circuito ressonante, simboliza a pior condição para a detecção de ilhamento, pois o conversor irá continuar operando de modo igual após a abertura da chave, existindo apenas pequenas alterações nas variáveis de tensão, corrente e frequência. A frequência de ressonância do circuito *RLC*, deve ser igual a frequência fundamental da rede, que é igual a 60 *Hz*. Com isso, escolhe-se a capacitância e a indutância para que isso aconteça, e, portanto, a carga consumirá a potência ativa do conversor e se comportará

Tabela 8 – Parâmetros do circuito teste.

Parâmetro	Características
Potência ativa	$P_{load}=15,12 \text{ kW}$
Potência reativa	$Q_{load}=0 \text{ kvar}$
Indutância	$L=3,2 \text{ mH}$
Capacitância	$C=2200 \text{ uF}$
Resistência	$R=3,2 \text{ } \Omega$
Fator de qualidade	$Q_f=2,6514$
Frequência de ressonância	$f_r=60 \text{ Hz}$

Fonte: Elaborada pela autora (2019).

como uma carga puramente resistiva.

Simulou-se o circuito sem a injeção de corrente de sequência negativa, para a análise das medidas elétricas do sistema. Uma corrente de sequência positiva de eixo direto igual a $56,25 \text{ A}$ foi injetada na rede pelo conversor de modo que a potência fornecida pela rede elétrica principal fosse mínima. Não foi possível zerar essa potência devido aproximações feitas na modelagem, controle e escolha dos valores de carga. Desse modo, tem-se o pior caso para ZND, onde os valores de ΔP_{rede} e ΔQ_{rede} são mínimos, ou seja, pequeno desbalanço.

Na Figura 48, são mostradas a frequência das tensões no PAC, a potência ativa e reativa injetada pelo inversor e a potência ativa e reativa da rede. Como pode ser visto, a chave S é aberta em $t = 0,5 \text{ s}$, ocasionando o ilhamento intencional.

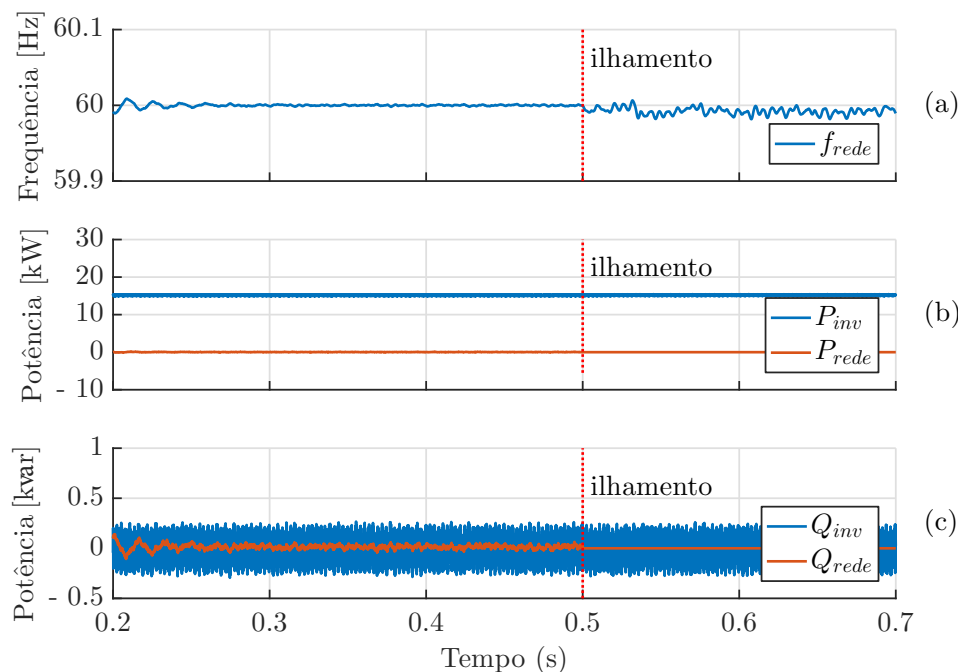
Pode-se concluir que, após o ilhamento, a GD continua energizando a carga RLC e os limites de frequências permitidos para a operação do sistema, que são de $60,5 \text{ Hz}$ e $59,5 \text{ Hz}$, são atendidos. Os limites de tensão, Figura 49, que são variações de até 5%, também são atendidos (ANEEL, 2012a).

Com base nos valores obtidos, tem-se que a frequência varia cerca de $0,02 \text{ Hz}$ e o valor eficaz tensão varia $0,06 \text{ V}$ após o ilhamento. Assim, para essa situação de carga, o valor da variação frequência não pode ser utilizado para a detecção desse fenômeno, pois está dentro dos limites de operação.

Para analisar o comportamento da técnica de sequência negativa, injetou-se no circuito uma corrente de sequência negativa de 3% do valor da corrente de sequência positiva, sendo elas mostradas na Figura 50. Com isso, o conversor é controlado por correntes desequilibradas que acabam desequilibrando as correntes trifásicas.

Utilizando o método de sequência negativa obteve-se a Figura 51, onde são mos-

Figura 48 – Comportamento das variáveis da frequência e das potências no circuito teste sem injeção de sequência negativa.



Legenda: (a) frequência, (b) potência ativa do inversor e da rede e (c) potência reativa do inversor e da rede.

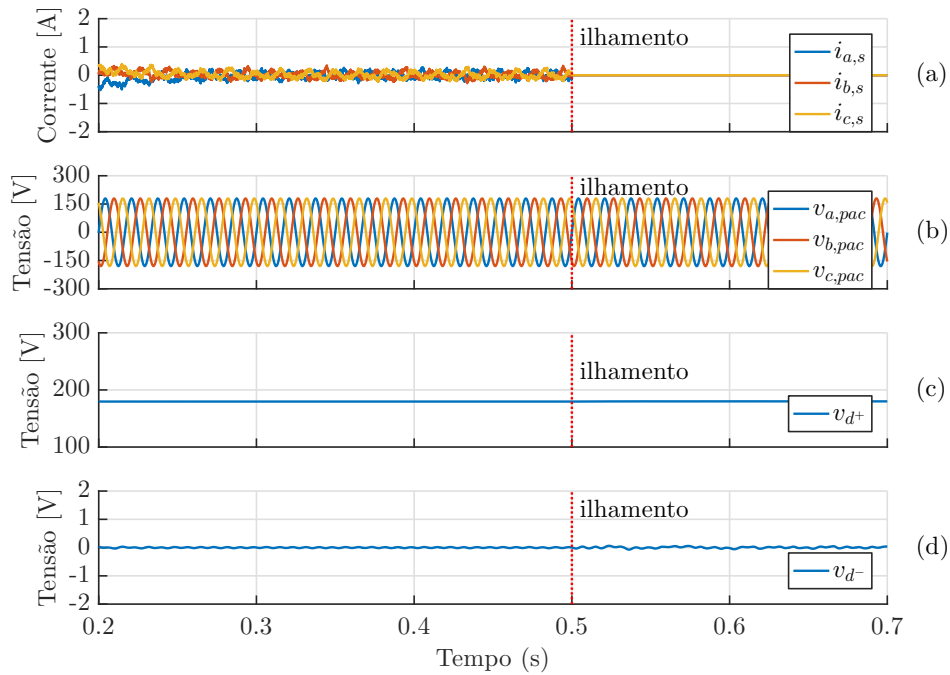
Fonte: Elaborada pela autora (2019).

tradas a frequência das tensões no PAC, a potência ativa e reativa injetada pelo inversor e a potência ativa e reativa da rede. De mesmo modo, a chave S é aberta em $t = 0,5 s$, ocasionando o ilhamento intencional. Percebe-se que as variações na frequência são maiores quando aplicados os distúrbios na corrente.

Analisando a Figura 52, observa-se os desequilíbrios causados nas correntes trifásicas devido a injeção. Verifica-se que o valor eficaz da tensão no PAC após o fenômeno aumenta, sendo decorrente ao acoplamento de potência ativa entre a GD e carga, depois da abertura da chave. Isso acontece, pois a potência da rede deixa de absorver, então a tensão aumenta para manter o balanço de potência. Antes de $t = 0,5 s$, a corrente de sequência negativa flui somente para a rede CA, seguindo o caminho de menor impedância. Após a ocorrência do ilhamento, a corrente injetada passa a fluir para a carga, o que causa um aumento na tensão de eixo direto de sequência negativa.

Em casos onde a potência ativa gerada seja maior ou menor que a demanda da carga, a tensão no PAC, deve aumentar ou diminuir para alcançar potência equivalente de entrada e saída. Como o método utilizado consiste na injeção de distúrbios, nota-se que a distorção é bem maior quando se tem a injeção de sequência negativa. A tensão de sequência negativa é a variável mais afetada quando se tem o ilhamento, por isso ela é analisada para a detecção do fenômeno neste método.

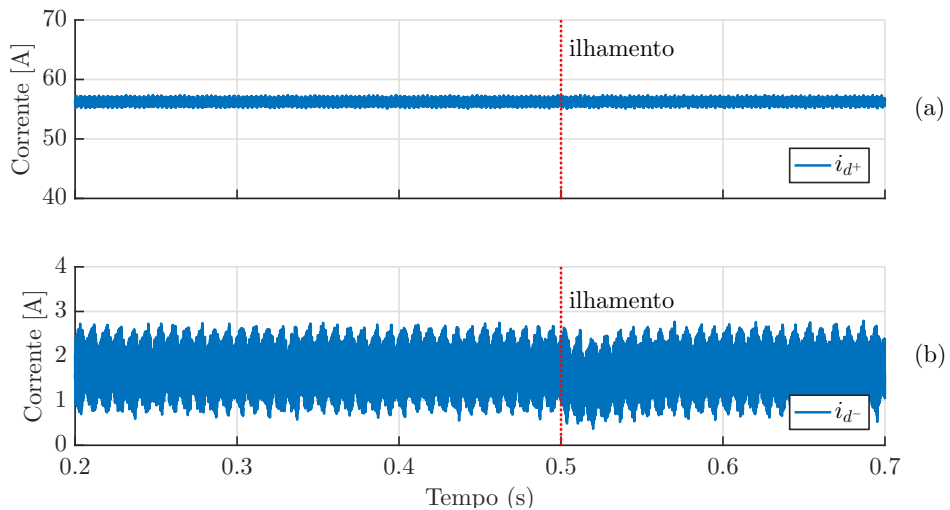
Figura 49 – Comportamento das variáveis das correntes e tensões no circuito teste sem injeção de sequência negativa.



Legenda: (a) correntes trifásicas da rede, (b) tensões trifásicas do PAC, (c) tensão de eixo direto de sequência positiva e (d) tensão de eixo direto de sequência negativa.

Fonte: Elaborada pela autora (2019).

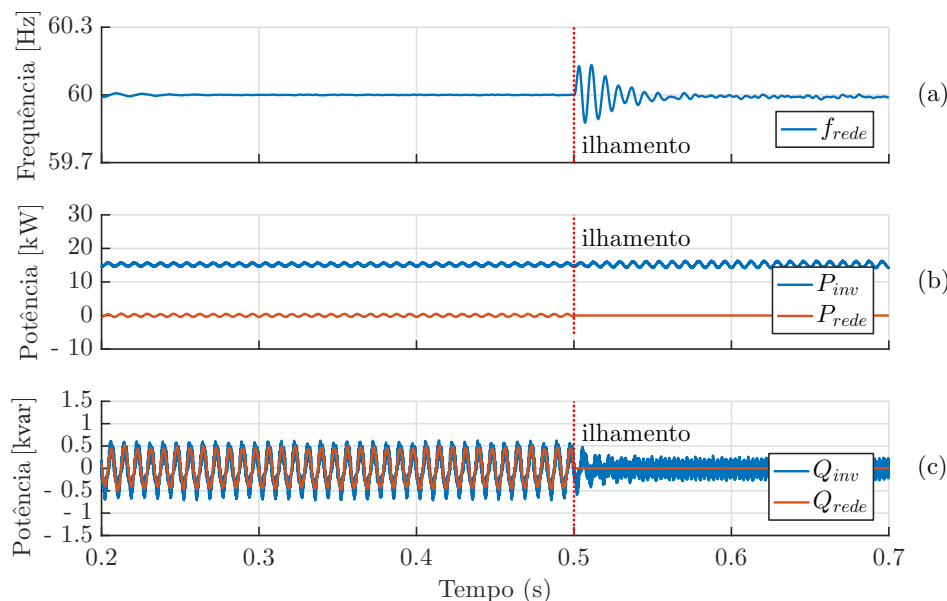
Figura 50 – Comportamento das variáveis das correntes no circuito teste com injeções de corrente de sequência negativa.



Legenda: (a) corrente de sequência positiva e (b) corrente de sequência negativa, de eixo direto.

Fonte: Elaborada pela autora (2019).

Figura 51 – Comportamento das variáveis da frequência e das potências no circuito teste com injeção de corrente de sequência negativa.



Legenda: (a) frequência, (b) potências ativas do inversor e da rede e (c) potências reativas do inversor e da rede.

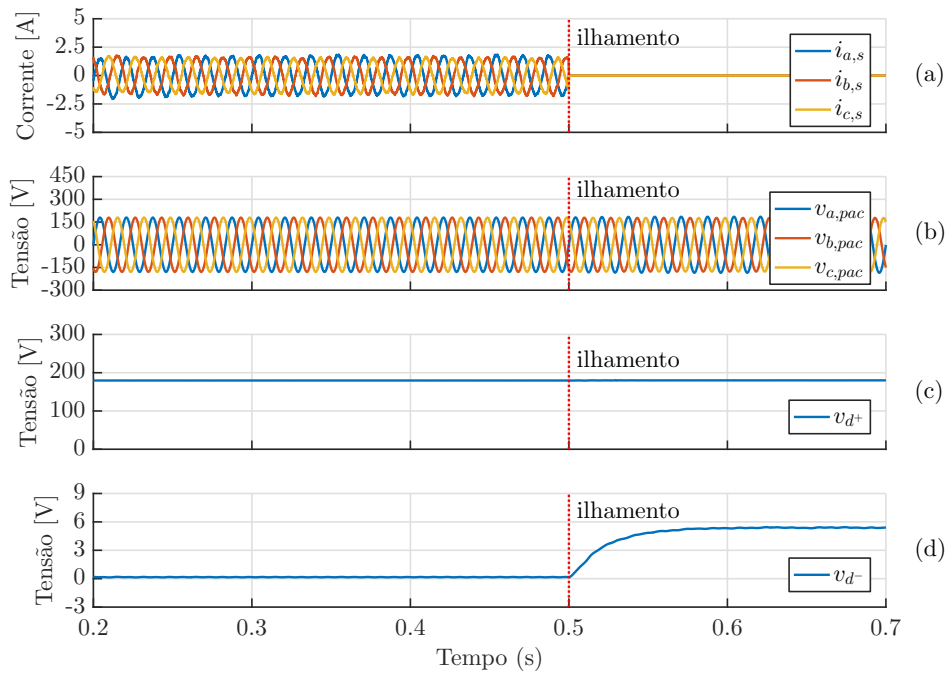
Fonte: Elaborada pela autora (2019).

Utilizando-se a injeção de corrente de sequência negativa, o valor de pico da tensão de sequência negativa no PAC encontrado depois do ilhamento foi de 5,4 V. Com isso, acha-se o FD% de aproximadamente 3%, calculado por meio da equação (3.60). O que resulta na detecção correta do ilhamento, visto que o limite de 2% foi ultrapassado.

4.3 CONVERSOR FORMADOR DE REDE - SIMULAÇÃO

Nessa Seção serão apresentados resultados de simulação com base na bancada desenvolvida no LABSOLAR. O conversor multifuncional, no modo formador de rede implementado experimentalmente, possui limitações técnicas quando comparado ao modelo proposto nas simulações da Subseção 4.1.3. O filtro de saída (LC) do inversor encontra-se disponível em laboratório, assim como a carga linear e a fonte CC/CC. Em virtude disso, foram utilizados outros parâmetros, como ilustra na Tabela 9.

Figura 52 – Comportamento das variáveis das tensões no circuito teste com injeção de corrente de sequência negativa.



Legenda: (a) correntes trifásicas da rede, (b) tensões trifásicas do PAC, (c) tensão de eixo direto de sequência positiva e (d) tensão de eixo direto de sequência negativa.

Fonte: Elaborada pela autora (2019).

Tabela 9 – Parâmetros de bancada do conversor operando como formador de rede.

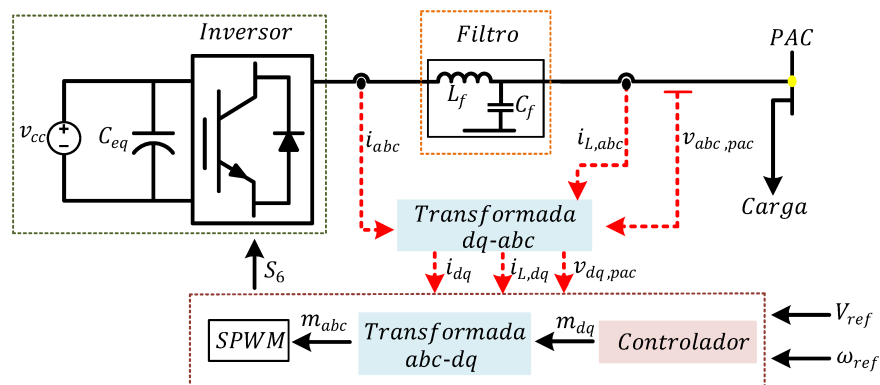
Sistema	Características
Conversor formador de rede	47 V , $f_s=16\text{ kHz}$, $L_f=2,5\text{ mH}$, $r_{L_f}=0,06\ \Omega$, $C_f=90\ \mu\text{F}$, $r_{C_f}=0,01\ \Omega$, $C_{eq}=5500\ \mu\text{F}$, $v_{cc}=140\text{ V}$
Carga-linear	R , $30\ \Omega$

Fonte: Elaborada pela autora (2019).

A Diagrama 9 ilustra o diagrama de controle do formador aplicado experimentalmente.

A fonte CC/CC está conectada ao barramento CC fornecendo uma tensão CC constante. No controle do inversor, as correntes e tensões trifásicas do sistema são medidas e transformadas para o domínio das coordenadas síncronas para serem utilizadas na

Diagrama 9 – Controle do formador de rede aplicado experimentalmente.



Fonte: Elaborada pela autora (2019).

malha de controle. Os índices de modulação em dq , gerados pelo controle de tensão, são transformados para as coordenadas naturais. Assim, o chaveamento do conversor é dado pela comparação dos sinais de referência com a onda triangular na SPWM. Para o modo formador de rede, o inversor precisa trabalhar no modo de controle de tensão, em que a tensão de saída do inversor e a frequência de operação do sistema são controladas com valores fixos, para formar uma rede consistente. O inversor então precisa garantir que seja capaz de fornecer a corrente necessária para manter a regulação da tensão. Portanto, a corrente controlada que flui através do indutor L_f carrega o capacitor C_f para manter a tensão de saída próxima à referência fornecida ao circuito de controle de tensão.

A modelagem e o controle aplicado na bancada seguem os mesmos formatos discutidos na Subseção 3.3.2. No entanto, sendo a carga linear, não utilizou-se ressonantes. A Tabela 10, mostra os pesos atribuídos nas matrizes \mathbf{Q} e \mathbf{R} . Nesse caso, adicionou apenas uma ação integral para garantir um bom desempenho.

Tabela 10 – Matrizes dos controladores de realimentação de estados no modo supridor de rede.

Sistema	Características
Conversor formador de rede	$\mathbf{Q} = \text{diag}([10^{-2} \ 10^{-2} \ 10^{-2} \ 10^{-2} \ 10^3 \ 10^3])$ $\mathbf{R} = \text{diag}([10^3 \ 10^3])$

Fonte: Elaborada pela autora (2019).

Os pesos atribuídos para as matrizes \mathbf{Q} e \mathbf{R} referentes ao conversor formador de rede é dado na Tabela 11. Atribui-se maior importância aos estados do controlador da

matriz \mathbf{Q} em relação aos demais estados. Os pesos da matriz \mathbf{R} do inversor foram definidos para uma maior absorção de energia das variáveis da entrada, resultando em um controle mais rápido.

Tabela 11 – Ganhos dos controladores no modo formador de rede aplicado com base na bancada.

Sistema	Características
Conversor formador de rede	$K_3 = \begin{bmatrix} 1.854202 \times 10^{-02} \\ -7.431076 \times 10^{-17} \\ 4.688262 \times 10^{-04} \\ -9.692309 \times 10^{-05} \\ -7.431076 \times 10^{-17} \\ 1.854202 \times 10^{-02} \\ 9.692309 \times 10^{-05} \\ 4.688262 \times 10^{-04} \end{bmatrix}$ $K_{fc} = \begin{bmatrix} -9.986019 \times 10^{-01} \\ 5.286088 \times 10^{-02} \\ -5.286088 \times 10^{-02} \\ -9.986019 \times 10^{-01} \end{bmatrix}$

Fonte: Elaborada pela autora (2019).

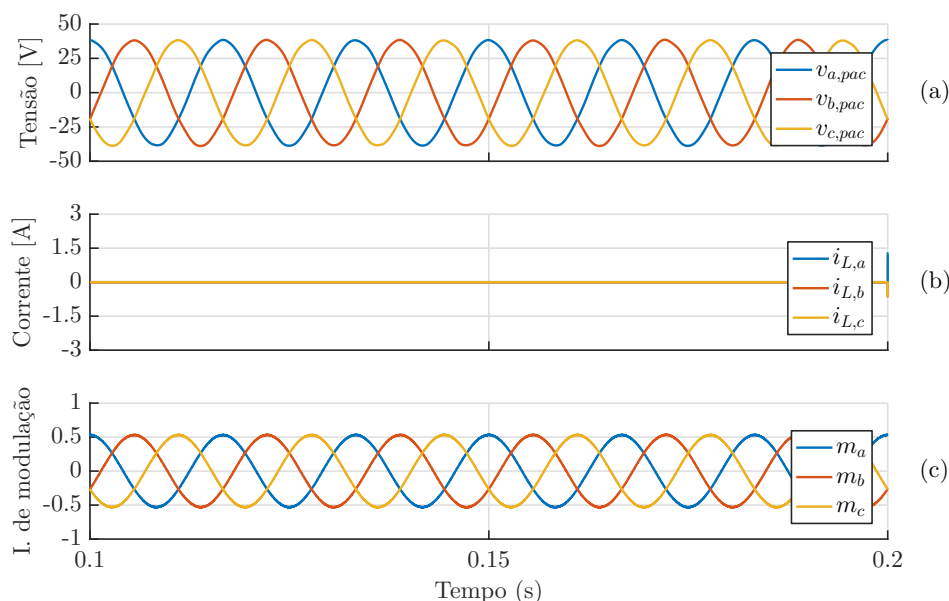
4.3.1 Resposta dinâmica do controle tensão e frequência

O conversor como formador de rede controla a tensão e frequência estabelecidas, $V_{\phi,pico} = 38,4V$ e $f = 60Hz$. Os principais resultados são ilustrados com a respectiva sequência de operação:

- $t = 0,1 s$ - inicialização do sistema formador de rede sem carga linear ;
- intervalo entre $t = 0,2 s$ e $0,3 s$ - conexão da carga linear;
- intervalo entre $t = 0,3 s$ e $0,37 s$ - desconexão da carga linear;
- $t = 0,37 s$ - conexão da carga linear;
- $t = 0,4 s$ - retirada da fase "c" da carga linear.

A Figura 53 ilustra a condição de operação do conversor sem carga elétrica, evidenciado pela ausência das correntes trifásicas de saída do inversor. Além disso, os índices de modulação sem encontram dentro dos limites.

Figura 53 – Comportamento das variáveis do lado CA no modo formador de rede sem carga elétrica.



Legenda: (a) tensões CA no PAC, (b) correntes de saída do conversor e (c) índices de modulação.

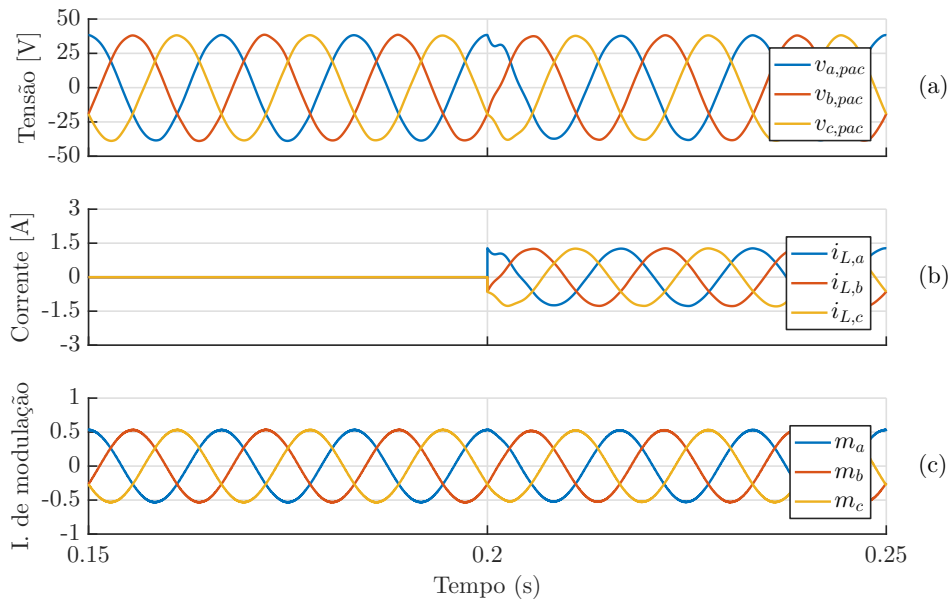
Fonte: Elaborada pela autora (2019).

Na Figura 54 o sistema passa a operar com uma carga linear trifásica equilibrada. No momento da conexão da carga ocorre uma pequena distorção, porém o sistema retoma a sua condição de regime permanente.

Ao desconectar a carga elétrica, ocorre uma pequena distorção nas tensões do PAC, contudo, logo em seguida a sua condição de regime é retomada, como pode ser na Figura 55.

O sistema está com a carga linear trifásica equilibrada, porém a carga presente na fase "c" é retirada, como ilustra na Figura 56, em que a corrente referente a fase "c" vai a zero. É importante ressaltar que cargas quando conectadas entre duas fases do conversor, podem drenar correntes distorcidas que contenham terceiras harmônicas que não são de sequência zero. Ou seja, podem circular pelo sistema mesmo não havendo o quarto braço. Em virtude disso, nota-se uma pequena distorção nas formas de onda das correntes e tensões trifásicas (NASCIMENTO *et al.*, 2016).

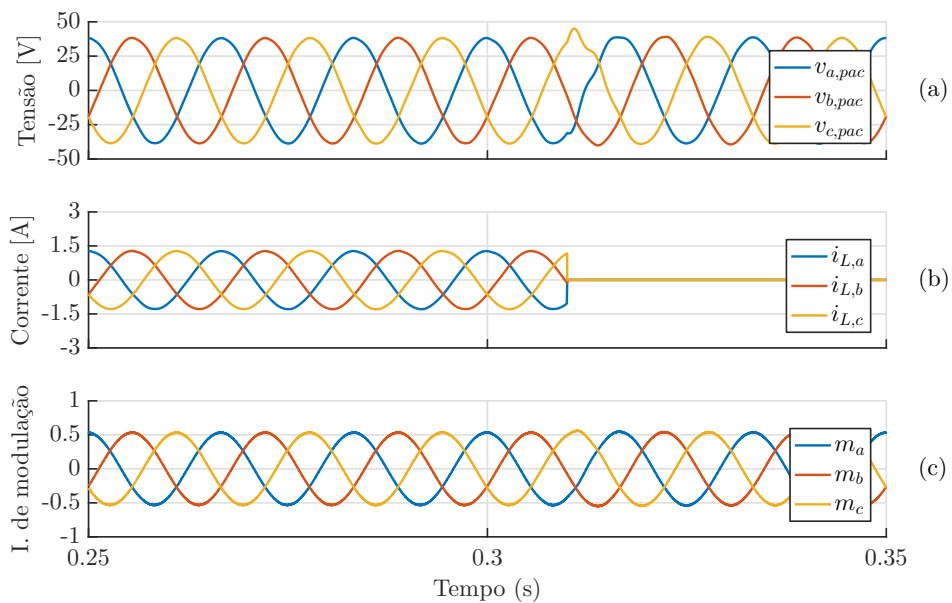
Figura 54 – Comportamento das variáveis do lado CA no modo formador de rede com conexão da carga linear.



Legenda: (a) tensões CA no PAC, (b) correntes de saída do conversor e (c) índices de modulação.

Fonte: Elaborada pela autora (2019).

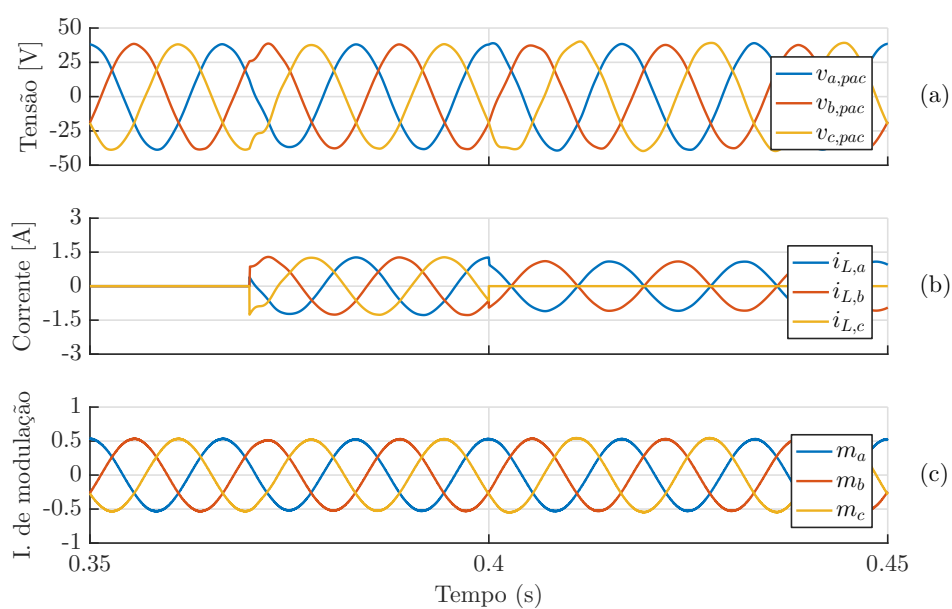
Figura 55 – Comportamento das variáveis do lado CA no modo formador de rede com desconexão da carga linear trifásica.



Legenda: (a) tensões CA no PAC, (b) correntes de saída do conversor e (c) índices de modulação.

Fonte: Elaborada pela autora (2019).

Figura 56 – Comportamento das variáveis do lado CA no modo formador de rede sem a fase c da carga linear trifásica.



Legenda: (a) tensões A no PAC, (b) correntes de saída do conversor e (c) índices de modulação.

Fonte: Elaborada pela autora (2019).

5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Este capítulo apresenta o conversor multifuncional como formador de rede. No entanto, possui limitações técnicas quando comparado aos modelos de simulação. Em virtude disso, são apresentados resultados experimentais com valores distintos dos projeto da microrrede híbrida proposta. A operação do inversor CC/CA no modo formador de rede impõe uma referência fixa de tensão CA e frequência. De modo a testar o comportamento do inversor desenvolvido em bancada, testou-se o sistema operando a vazio, sem carga, e também conectado com cargas elétricas lineares trifásica e bifásica.

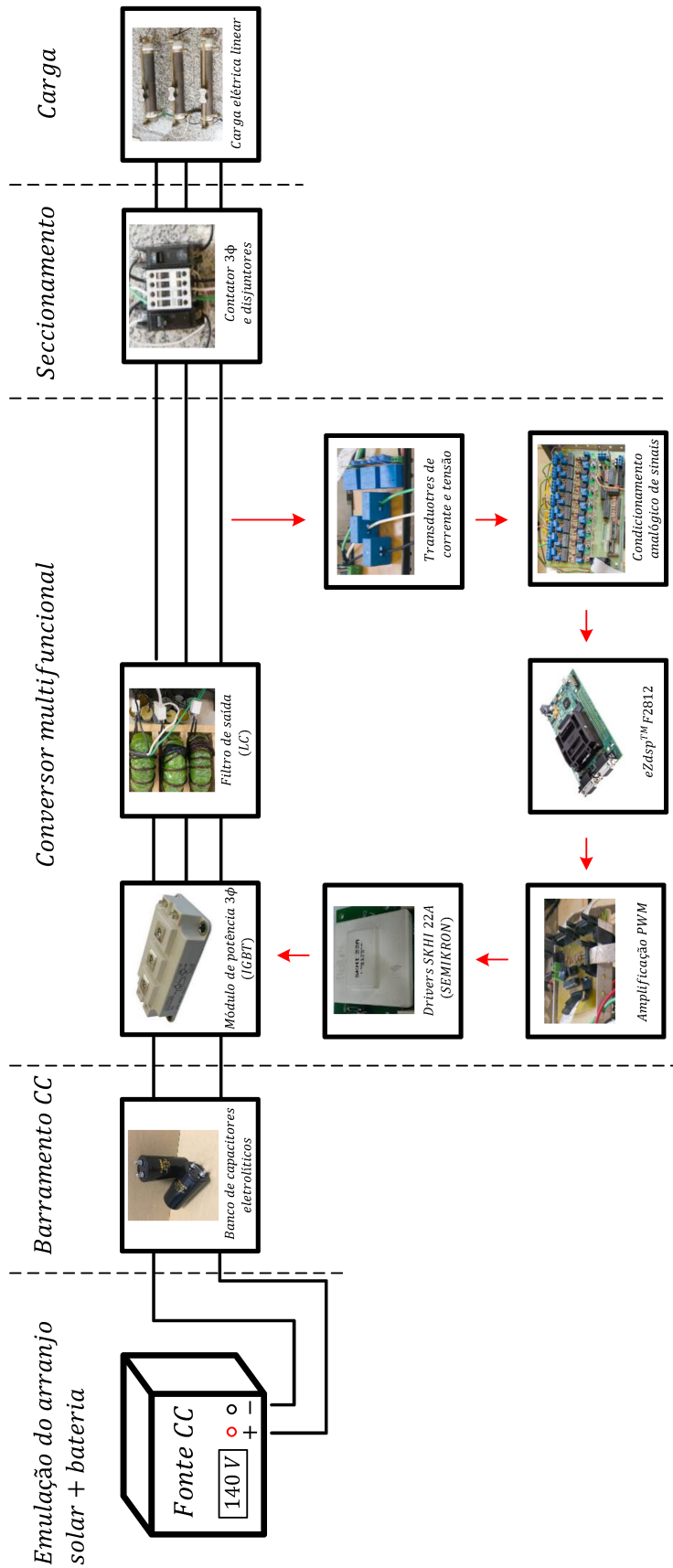
5.1 DESCRIÇÃO DO EXPERIMENTAL

Nessa seção serão abordados as condições experimentais para a realização de testes do conversor multifuncional. Para isso, foi desenvolvido um protótipo, em pequena escala, no LABSOLAR, área na qual será implementada o projeto da microrrede híbrida. O sistema experimental passou por uma reestruturação e aprimoramento, uma vez que a mesma bancada já havia sido utilizada em outros trabalhos (LOBATO, 2018; CARNEIRO,). Apesar dessas modificações, a bancada possui limitações, o que não permite implementar o sistema em estudo.

A bancada consiste na configuração do conversor multifuncional operando no modo formador de rede. Devido às condições climáticas desfavoráveis, de dezembro de 2019 até meados de fevereiro de 2020, para a utilização do painel solar fotovoltaico e também a ausência do sistema de armazenamento de energia, utilizou-se uma fonte CC para fazer a emulação do arranjo solar e da bateria. Uma breve descrição do sistema experimental será realizada, maiores detalhes em (LOBATO, 2018; CARNEIRO,).

A Diagrama 10 ilustra o diagrama esquemático do experimental proposto neste trabalho. A fonte CC é conectada nos terminais do banco de capacitores (barramento CC), e este é conectado aos módulos Transistor Bipolar de Porta Isolada (do inglês, *Insulated Gate Bipolar Transistor*) (IGBT) trifásicos. Cada uma das três fases de saída dos módulos é ligado a um filtro *LC*. Leituras de corrente e tensão CA do conversor são medidas por transdutores para que possa ser feito um monitoramento e controle contínuo dessas variáveis. Uma placa de condicionamento analógico dos sinais é utilizada tanto nas estratégias de controle quanto para proteções, de modo a adequar os níveis dos sinais medidos.

Diagrama 10 – Esquemático do sistema experimental implementado no laboratório.



Fonte: Elaborada pela autora (2019).

O processador digital utilizado para implementar o controlador do conversor formador de rede foi o TMS320F2812 da *Texas Instruments*. O nível de tensão da saída das portas de PWM do DSP são de 3,3 V, enquanto os *drives* dos IGBTs são acionados com 15V. Uma placa foi construída para amplificar os sinais de disparado dos interruptores IGBT. Para a confecção do barramento CC conectou-se 10 capacitores eletrolíticos, com capacitância de $2200\mu F$ cada um. O arranjo é formado por cinco capacitores em paralelo que estão dispostos em série com os outros cinco capacitores, que também estão em paralelo, totalizando uma capacitância equivalente a $5500\mu F$.

O módulo de potência trifásico utilizado no sistema é o modelo SKS 200 B6CI 73V03 da SEMIKRON, composto por seis dispositivos IGBT SKM150GB12T4G. Os dispositivos são agrupados em pares e cada par é associado em paralelo, configurando os três braços do inversor. O módulo de potência é equipado com três *drivers* SKHI 22A para acionar os interruptores estáticos. Mais detalhes em (LOBATO, 2018).

Para medir as correntes e tensões do sistema empregou-se sensores de efeito Hall da fabricante LEM. Os três transdutores de corrente são do modelo LA-55P, dois transdutores de tensão do modelo LV-25P e um LV-20P. Informações dos sensores podem ser encontrados em suas respectivas folhas de dados (LEM, 2018; LEM, 2014; LEM,).

Para implementar o controle do conversor formador de rede utilizou-se o processador digital de sinais TMS320F28335 da *Texas Instruments*, embarcado na placa de desenvolvimento *eZdspTMF28335* da *SpectrumDigital*. Além do controle, é realizado a conversão das medidas de corrente e tensão, configuração e inicialização de periféricos e lógica de proteção do sistema. A placa contém um processador de ponto flutuante de 32 *bits*, memória *Flash* on-chip $128\text{ k} \times 16$ e memória *RAM* de único acesso $18\text{ k} \times 16$ (TEXAS INSTRUMENTS,). Figura 57 ilustra as partes constituintes da bancada.

5.2 VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL

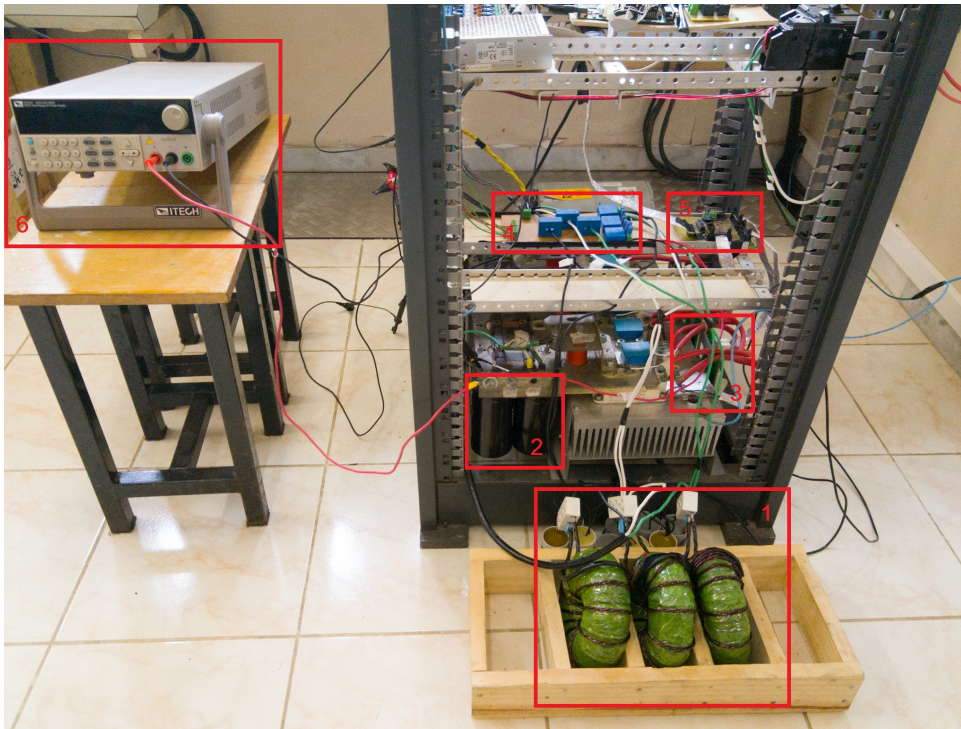
Os resultados serão apresentados em diferentes casos, de acordo com o perfil das cargas utilizadas. Dentre estes casos, pode-se citar o conversor formador de rede:

- a) Cenário I - operando sem carga;
- b) Cenário II - conexão da carga resistiva trifásica equilibrada;
- c) Cenário III - desconexão da carga resistiva trifásica equilibrada;
- d) Cenário IV - conexão da carga resistiva bifásica.

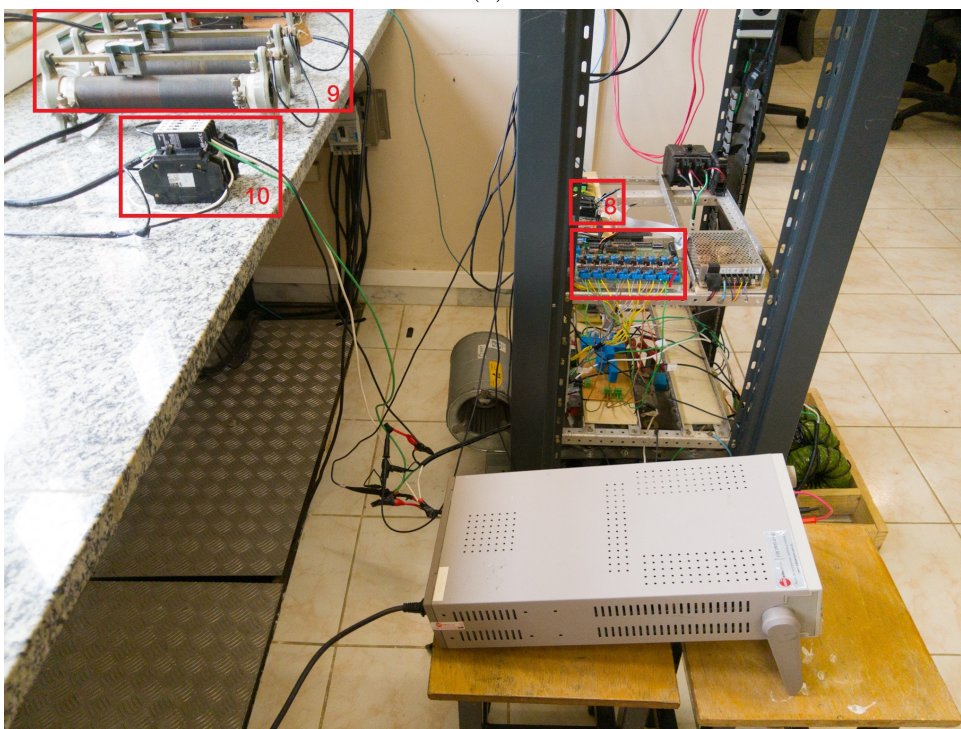
5.2.1 Cenário I

A Figura 58 ilustra as formas de onda das tensões e correntes de saída trifásicas do conversor CC/CA operando como formador de rede.

Figura 57 – Montagem experimental do conversor formador de rede.



(a)

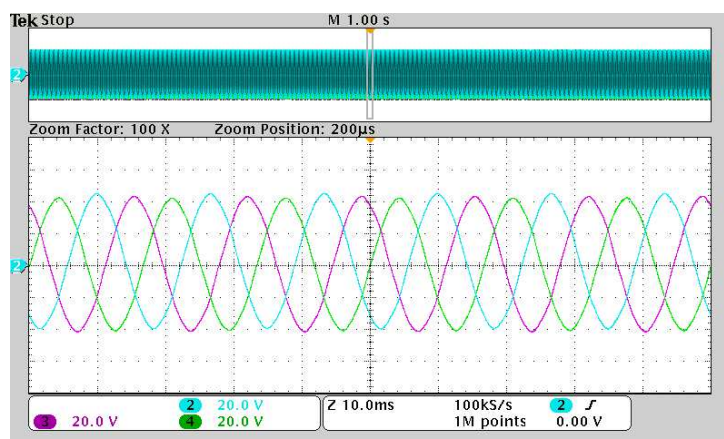


(b)

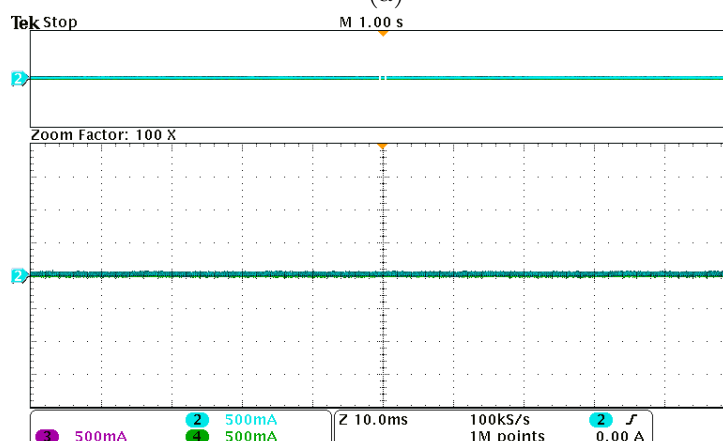
Legenda: (a) 1- filtro LC, 2- banco de capacitores, 3- *drivers*, 4- sensores de tensão e corrente CA 5- amplificação dos sinais PWM, 6- fonte CC e (b) 7- condicionamento de sinais, 8- DSP 9- carga elétrica linear, 10- disjuntores e contator.

Fonte: Elaborada pela autora (2019).

Figura 58 – Formas de onda sem carga no sistema.



(a)



(b)

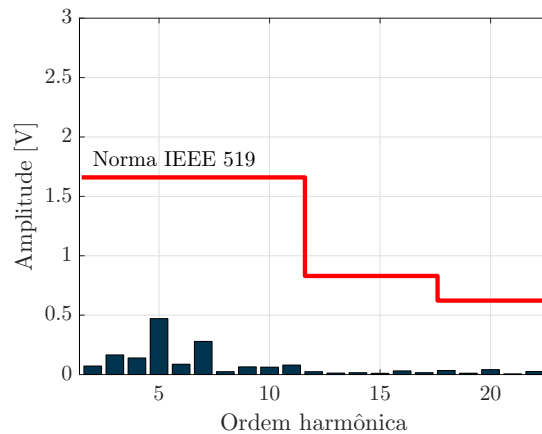
Legenda: (a) tensões trifásicas e (b) correntes trifásicas.

Fonte: Elaborada pela autora (2019).

Neste cenário, é possível notar que o controlador é capaz de seguir a componente fundamental, garantindo que as tensões de saída tenham uma amplitude aproximada da respectiva referência $v_{d,pac} = 38,4V$. No entanto, o valor não almejado não é atingido devido ao *offset*. A ausência de cargas conectadas no PAC é evidenciada pelas correntes trifásicas de saída do inversor nulas.

A Figura 59 ilustra o espectro harmônico da tensão da fase "a" deste cenário. Segundo Ribeiro (2019) e Souza (2017), as componentes (5^a e 7^a) harmônicas presentes nas formas de onda, são devidos ao tempo morto aplicado pelo *driver* para evitar curto-circuitos nos braços do conversor. O THD para este cenário foi de 3,85%.

Figura 59 – Espectro harmônico da tensão da fase "a".



Fonte: Elaborada pela autora (2019).

5.2.2 Cenário II

A Figura 60 ilustra as formas de onda das tensões e correntes de saída trifásicas do conversor CC/CA com a conexão da carga resistiva trifásica equilibrada. Observa-se que, mesmo com o degrau de carga, o sistema permaneceu estável, sem afundamentos de tensão. A conexão da carga é percebida pela presença de corrente no sistema.

A Figura 61 ilustra o espectro harmônico da tensão da fase "a" quando a carga trifásica está no sistema.

5.2.3 Cenário III

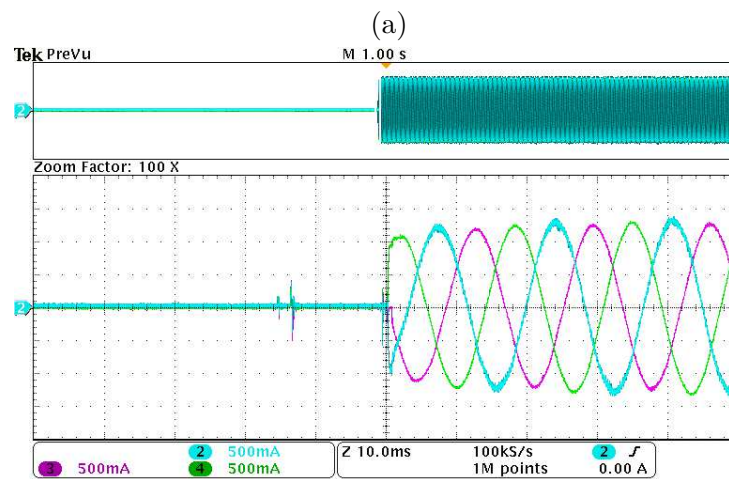
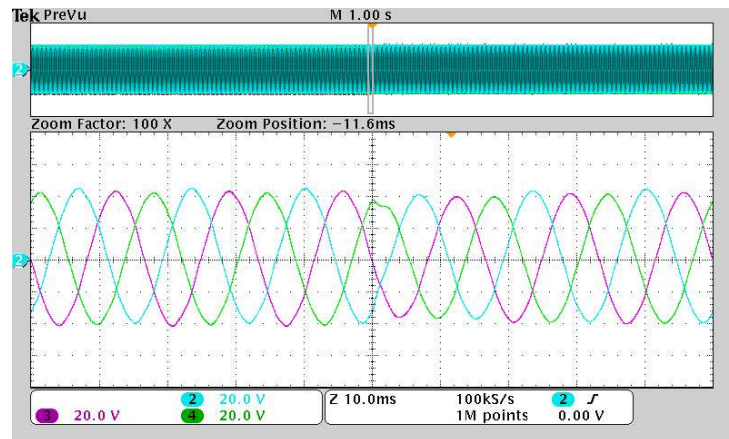
Neste cenário ocorre a desconexão da carga trifásica equilibrada do sistema, de modo semelhante ao caso anterior, não ocorreu transientes significativos e o conversor pode retomar a sua condição de regime permanente rapidamente, como pode ser visto na Figura 62.

5.2.4 Cenário IV

Na Figura 63 são apresentadas as formas de onda das tensões trifásicas no PAC e das correntes da carga. Inicialmente o conversor está alimentando a carga trifásica equilibrada, e então é acionado um disjuntor para retirar a carga da fase "c". Na Figura 63(a), nota-se a ausência de corrente na fase "c", representada pela curva em verde.

A Figura 64 ilustra o espectro harmônico da tensão da fase "a" quando a carga do sistema é bifásica. A conexão da carga elétrica linear entre as duas fases do inversor ocasionou o surgimento da terceira harmônica, que não é de sequência zero. Segundo (NASCIMENTO *et al.*, 2016), a conexão de cargas monofásicas causam ondulações de tensão no lado CC do VSC, o que gera corrente harmônica de terceira ordem não característica no lado CA do inversor.

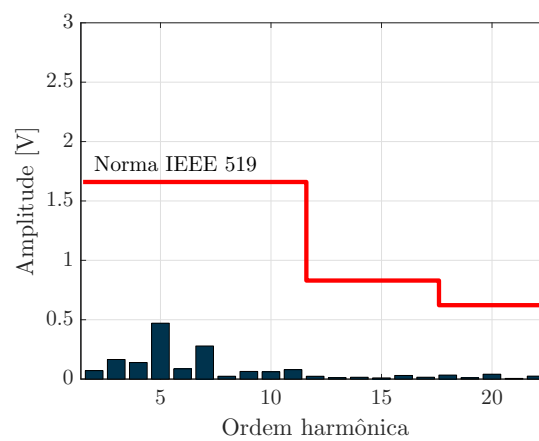
Figura 60 – Formas de onda da conexão da carga no sistema.



Legenda: (a) tensões trifásicas e (b) correntes trifásicas.

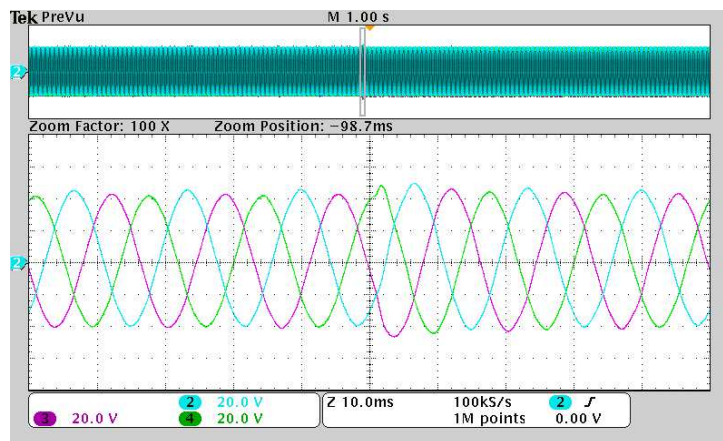
Fonte: Elaborada pela autora (2019).

Figura 61 – Espectro harmônico da tensão da fase "a".

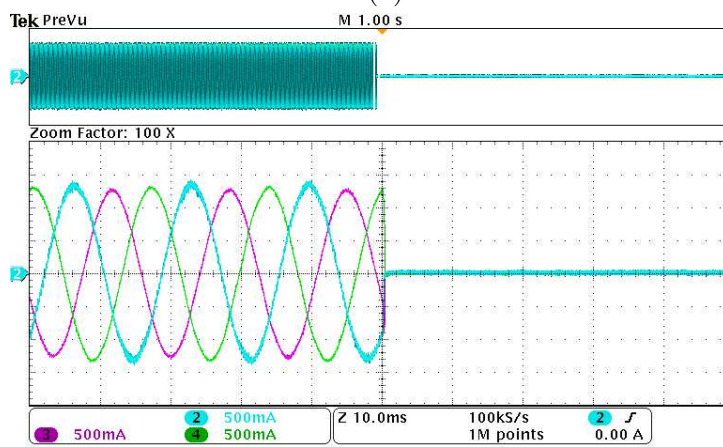


Fonte: Elaborada pela autora (2019).

Figura 62 – Formas de onda desconexão da carga no sistema.



(a)

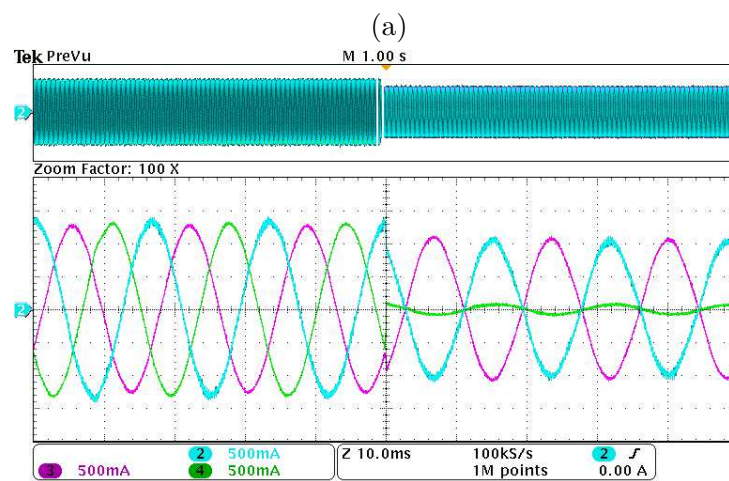
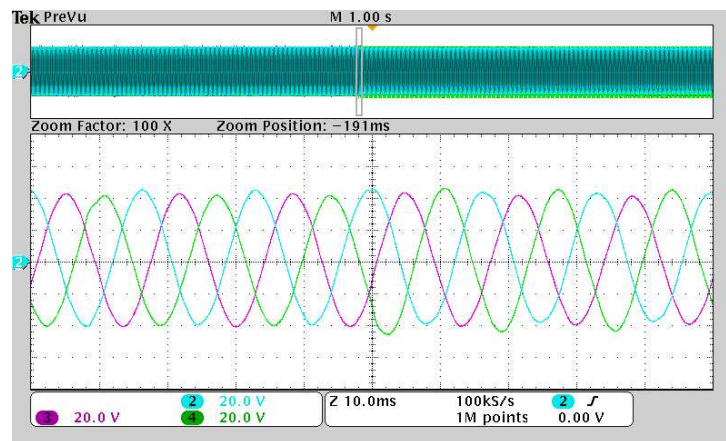


(b)

Legenda: (a) tensões trifásicas e (b) correntes trifásicas.

Fonte: Elaborada pela autora (2019).

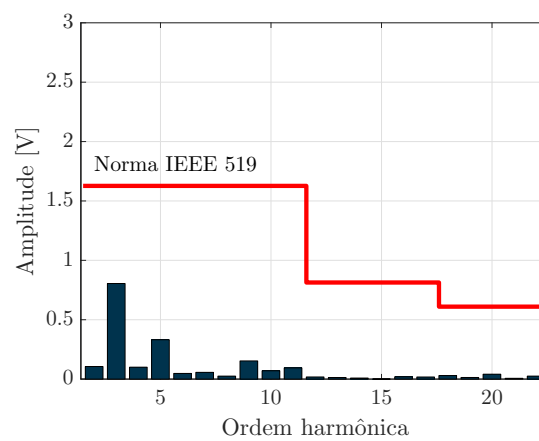
Figura 63 – Formas de onda da carga bifásica no sistema.



Legenda: (a) tensões trifásicas e (b) correntes trifásicas.

Fonte: Elaborada pela autora (2019).

Figura 64 – Espectro harmônico da tensão da fase "a".



Fonte: Elaborada pela autora (2019).

6 CONCLUSÃO

O objetivo principal deste trabalho consiste na modelagem, controle implementação e tanto por simulação quanto experimental, de uma microrrede CA, contendo um conversor multifuncional em sua estrutura. Para alcançar esse objetivo foi desenvolvido uma revisão bibliográfica sobre as microrredes, as principais fontes de GD, sistemas de armazenamento de energia e principais técnicas para detecção de ilhamento. Todo o estudo proporcionou a construção de uma base sólida sobre o tema em estudo.

A estrutura proposta aborda duas configurações e operações dos inversores eletrônicos básicos da microrrede CA, supridor de rede e formador de rede, o que caracteriza o conversor implementado como multifuncional. O conversor no modo supridor opera como fonte de corrente injetando a energia proveniente do painel solar fotovoltaico no sistema. Além disso, o mesmo auxilia na detecção de ilhamento através do método de injeção corrente de sequência negativa, em que a transição do modo conectado para a operação ilhada é auxiliada pela técnica de ilhamento. No modo formador de rede a operação do inversor é como uma fonte de tensão controlada, impondo referência de tensão e frequência no PAC, uma vez que com a ausência da rede as referências são perdidas. Desse modo, com a utilização de um único inversor, é possível reduzir os custos de implementação, no que refere-se a utilização de uma única estrutura para desempenhar funcionalidades de outros inversores.

O painel solar fotovoltaico, considerado como um dos recursos mais promissores para a geração de energia limpa, foi utilizado como fonte de energia primária para abastecer diretamente a microrrede. Inicialmente, foi estudado o modelo matemático que representa as principais características dos painéis solares fotovoltaicos, o que permitiu empregar um algoritmo de busca do ponto de máxima potência dos painéis, que teve como função permitir aproveitar sempre a máxima condição de conversão de energia. O modelo matemático do painel solar foi implementado no programa Matlab e os resultados de simulações mostraram que as características do modelo matemático são muito próximas disponibilizadas, pelos fabricantes nas folhas de dados dos painéis reais, do modelo disponível no LABSOLAR.

Para suavizar a intermitência das fontes renováveis de energia utilizou-se um dispositivo de armazenamento de energia, composto pelo conversor CC/CC bidirecional em corrente *interleaved*, de modo que a bidirecionalidade proporciona o carregamento e o descarregamento da bateria. A utilização de baterias eletroquímicas tem-se tornado tendência, principalmente na integração com várias fontes de energia. A modelagem do sistema do lado CA derivou-se a partir do sistema de coordenadas síncronas dq , resultando em equações diferenciais que regem a dinâmica do conversor CC/CC bidirecional em corrente *interleaved*, adotado no sistema de armazenamento de energia. Os controladores utilizados foram com base na realimentação de estados, de modo que os ganhos foram

encontrados pelo método LQR. Com a utilização da técnica LQR é possível encontrar pontos ótimos de operação para o controle dos conversores, ponderando os vetores de estado e as entradas do sistema de modo a equilibrar o desempenho.

Foram detalhados por meio de simulação dois modos de operação do conversor multifuncional, com transição entre os modos de operação. Para isso, foi desenvolvido o modelo de uma microrrede trifásica, formada pelo conversor multifuncional, no modo supridor de rede e formador de rede, conectado ao sistema cargas elétricas do tipo linear e não-linear. Obteve-se resultados de modo a validar a modelagem e o controle exposta durante o trabalho. No modo conectado à rede elétrica observou-se que mesmo o painel solar fotovoltaico convertendo mais energia do que as cargas demandavam, não ocorreu troca de energia entre os lados CA e CC, sendo que o excesso ou a ausência de energia é função atribuída à rede elétrica, como esperado. O algoritmo de detecção de ilhamento do método de injeção de corrente de sequência negativa obteve bons resultados, visto que detectou rapidamente a situação de ilhamento. Quando ilhado, ocorreu troca de energia entre os lados CA e CC, de modo que o excesso ou a ausência de energia era atribuída ao sistema de armazenamento de energia. Além disso, o sistema de controle adotado mostrou-se eficiente em suprir cargas lineares e não-lineares conectadas ao sistema.

Desde o início do desenvolvimento deste trabalho almejou-se que, para além das implementações por simulação, também fossem implementados testes experimentais. Estes testes visam não só validar os resultados e modelos aqui apresentados, mas também avançar nos trabalhos práticos existentes no LABSOLAR, localizado no campus da Faculdade de Engenharia, na UFJF. Porém, devido às condições climáticas desfavoráveis durante os meses de dezembro de 2019 até meados de fevereiro de 2020 e também devido a limitações dos equipamentos disponíveis e não liberação da verba aprovada para este projeto, não foi possível implementar por completo o sistema em estudo.

Contudo, foi possível validar o modelo matemático e o projeto de controle do conversor operando no modo supridor e formador de rede, sendo para ambos os testes o sistema alimentado por uma fonte CC comercial. Reestruturou-se o inversor que encontrava-se disponível no laboratório e testou-se cargas elétricas trifásicas equilibradas e bifásicas. Nos resultados apresentados observou-se boas respostas em regime permanente e afundamentos pouco significativos, o que possibilita validar e avaliar o funcionamento da estratégia de controle proposto.

6.1 TRABALHOS FUTUROS

Algumas aplicações podem ser feitas com o intuito de aperfeiçoar o sistema apresentado, sendo definidas algumas propostas de continuidade deste trabalho.

Sobre o sistema de simulação e modelagem:

- a) Desenvolvimento e aplicação da estimativa do estado de carga da bateria e técnicas específicas de controle de carga/descarga da mesma;
- b) Aplicação do conversor atuando no modo de suporte a rede;
- c) Estudar técnicas de reconexão com a rede;
- d) Estudo de técnicas de controle do conversor formador atuando em sistemas com cargas altamente desequilibradas e/ou com alto conteúdo harmônico (uma vez que essa é a característica real das cargas conectadas ao LABSOLAR).

Sobre o sistema experimental:

- a) Desenvolvimento de um modelo no Real Time Digital Simulator (RTDS) que reproduza o sistema proposto;
- b) Estudo e implementação dos modelos de carga existentes no LABSOLAR;
- c) Construção e melhoria da bancada para o sistema em estudo que permita validação de todos os resultados apresentados.

REFERÊNCIAS

- ABUSARA, M. A.; SHARKH, S. M. Design and control of a grid-connected interleaved inverter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, New York, v. 28, n. 2, p. 748–764, Junho 2012.
- ACKERMANN, T.; ANDERSSON, G.; SÖDER, L. Distributed generation: a definition. **Electric Power Systems Research**, Elsevier, Philadelphia, v. 57, n. 3, p. 195–204, Abril 2001.
- ADIB, A.; FATEH, F.; MIRAFZAL, B. A stabilizer for inverters operating in grid-feeding, grid-supporting and grid-forming modes. *In: ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION (ECCE)*, 2019., Baltimore. **Anais [...]**. Baltimore: IEEE, 2019. p. 2239–2244.
- AHMED, M. E.-S.; ORABI, M.; ABDELRAHIM, O. M. Two-stage micro-grid inverter with high-voltage gain for photovoltaic applications. **IET Power Electronics**, IET, New York, v. 6, n. 9, p. 1812–1821, Novembro 2013.
- AKAGI, H.; WATANABE, E. H.; AREDES, M. **Instantaneous power theory and applications to power conditioning**. 2nd. ed. Hoboken: John Wiley & Sons, 2017.
- ALMEIDA, P. M. d. **Modelagem e controle de conversores fonte de tensão utilizados em sistemas de geração fotovoltaicos conectados á rede elétrica de distribuição**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, Abril 2011.
- ALSHARIDAH, M.; AHMED, N. A.; ALOTHMAN, A. K. Negative sequence injection for islanding detection of grid interconnected distributed generators. *In: ELECTRICAL POWER AND ENERGY CONFERENCE*, 2014, Calgary. **Anais [...]**. Calgary, 2014. p. 267–274.
- ANEEL. Agência nacional de energia elétrica-procedimentos de distribuição de energia elétrica no sistema elétrico nacional. **Agência Nacional de Energia Elétrica**, Dezembro 2012. Disponível em: https://www.aneel.gov.br/documents/656827/14866914/M%C3%B3dulo_8-Revis%C3%A3o_10/2f7cb862-e9d7-3295-729a-b619ac6baab9. Acesso em: 25 set. 2019.
- ANEEL. Resolução normativa nº482, de 17 de abril de 2012. **Agência Nacional de Energia Elétrica**, Abril 2012. Disponível em: <http://www2.aneel.gov.br/cedoc/ren2012482.pdf>. Acesso em: 07 dez. 2019.
- ANTUNES, H.; SILVA, S.; BRANDAO, D.; MACHADO, A.; FILHO, B. C. A new multifunctional converter based on a series compensator applied to ac microgrids. **International Journal of Electrical Power and Energy Systems**, Elsevier, Philadelphia, v. 102, p. 160–170, Maio 2018.
- ANTUNES, H. M. A. **Conversor multifuncional reconfigurável e tolerantes a falhas para microrredes de energia elétrica**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Minas Gerias, Belo Horizonte, Março 2018.

ANTUNES, H. M. A.; SILVA, S. M.; FILHO, B. de J. C. Análise e operação de uma microrrede de energia elétrica. *In: SIMPÓSIO BRASILEIRO DE SISTEMAS*, 6., 2016, Natal. **Anais [...]**. Natal: SBSE, 2016.

APRILIA, E.; MENG, K.; HOSANI, M. A.; ZEINELDIN, H. H.; DONG, Z. Y. Unified power flow algorithm for standalone ac/dc hybrid microgrids. **IEEE Transactions on Smart Grid**, IEEE, New York, v. 10, n. 1, p. 639–649, Setembro 2017.

ARAB, N.; KEDJAR, B.; JAVADI, A.; AL-HADDAD, K. A multifunctional single-phase grid-integrated residential solar pv systems based on lqr control. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IEEE, New York, v. 55, n. 2, p. 2099–2109, 2018.

ARIF, M. S. B.; HASAN, M. A. Microgrid architecture, control, and operation. *In: Hybrid-Renewable Energy Systems in Microgrids*. 1st. ed. [*S.l.*]: Elsevier, 2018. cap. 2, p. 23–37.

ÅSTRÖM, K. J.; MURRAY, R. M. **Feedback systems: an introduction for scientists and engineers**. Princeton. New Jersey: Princeton University Press, 2009.

BACHA, S.; PICAULT, D.; BURGER, B.; ETXEBERRIA-OTADUI, I.; MARTINS, J. Photovoltaics in microgrids: An overview of grid integration and energy management aspects. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 9, n. 1, p. 33–46, Março 2015.

BAHRANI, B. **Islanding detection and control of islanded single and two-parallel distributed generation units**. Tese (Doutorado) — University of Toronto, Toronto, 2008.

BARCELOS, S.; MATOS, J. de; RIBEIRO, L. Modelling and analysis of the isolated microgrid installed at the lençois island using pscad/emtsc. *In: SOUTHERN POWER ELECTRONICS CONFERENCE/ BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE (SPEC-COBEP)*, 5/15., 2019, Santos. **Anais [...]**. Santos: IEEE, 2020. p. 1–6.

BELLIDO, M. M. H. **Microrredes elétricas: uma proposta de implementação no brasil**. Tese (Doutorado), Rio de Janeiro, Março 2018.

BHUSHAN, R.; CHATTERJEE, K.; SHANKAR, R. Comparison between ga-based lqr and conventional lqr control method of dfig wind energy system. *In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON RECENT ADVANCES IN INFORMATION TECHNOLOGY (RAIT)*, 3., 2016, Dhanbad. **Anais [...]**. [*S.l.*], 2016. p. 214–219.

BURKARD, J.; PFISTER, M.; BIELA, J. Control concept for parallel interleaved three-phase converters with decoupled balancing control. *In: EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS*, 20., 2018, Zurich. **Anais [...]**. Zurich: IEEE, 2018. p. 1.

CADY, S. T.; DOMÍNGUEZ-GARCÍA, A. D.; HADJICOSTIS, C. N. A distributed generation control architecture for islanded ac microgrids. **IEEE Transactions on Control Systems Technology**, IEEE, New York, v. 23, n. 5, p. 1717–1735, Janeiro 2015.

CALLEGARI, J. *et al.* Lifetime evaluation of three-phase multifunctional pv inverters with reactive power compensation. **Electric Power Systems Research**, Elsevier, Philadelphia, v. 175, p. 105873, Outubro 2019.

CARNEIRO, A. V. **Projeto, desenvolvimento e implementação de microrrede em campus universitário com tecnologia solar fotovoltaica e de armazenamento.** Tese (Doutorado) — Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, Julho 2017.

CARNEIRO, R. N. M. **Aprimoramento e teste de uma estrutura de inversor fonte de tensão para aplicação em sistemas solares fotovoltaicos conectados à rede elétrica.** Trabalho de Conclusão de Curso (Bacharelado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, Abril 2019.

CARRASCO, J. M. *et al.* Power-electronic systems for the grid integration of renewable energy sources: A survey. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, New York, v. 53, n. 4, p. 1002–1016, 2006.

CARVALHO, F. M. **Uma estratégia ativa para detecção de ilhamento em geradores fotovoltaicos por meio de injeção de sinais de teste.** Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Pará, Belém, Outubro 2016.

CASARO, M. M.; MARTINS, D. C. Modelo de arranjo fotovoltaico destinado a análises em eletrônica de potência via simulação. **Eletrônica de Potência**, SOBRAEP, Joinville, v. 13, n. 3, p. 141–146, 2008.

CHE, L.; SHAHIDEHPOUR, M.; ALABDULWAHAB, A.; AL-TURKI, Y. Hierarchical coordination of a community microgrid with ac and dc microgrids. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 6, n. 6, p. 3042–3051, Março 2015.

CHE, L.; ZHANG, X.; SHAHIDEHPOUR, M.; ALABDULWAHAB, A.; ABUSORRAH, A. Optimal interconnection planning of community microgrids with renewable energy sources. **IEEE Transactions on Smart Grid**, IEEE, New York, v. 8, n. 3, p. 1054–1063, Agosto 2015.

CHEN, C.; HOLOHAN, A. Stability robustness of linear quadratic regulators. **International Journal of Robust and Nonlinear Control**, Wiley Online Library, Hoboken, v. 26, n. 9, p. 1817–1824, 2016.

CHETTY, A.; SHOAIB, M.; SREEDEVI, A. An overview of distributed generation. **International Journal of Modern Engineering Research**, IJMER, New York, v. 4, n. 6, p. 35–41, Junho 2014.

CHHOR, J.; SOURKOUNIS, C. Optimal voltage control strategy for grid-feeding power converters in ac microgrids. **Electric Power Systems Research**, Elsevier, Philadelphia, v. 176, p. 105945, 2019.

CHRISTEN, T.; CARLEN, M. W. Theory of ragone plots. **Journal of Power Sources**, Elsevier, Philadelphia, v. 91, n. 2, p. 210–216, Dezembro 2000.

DO, T. D.; LEU, V. Q.; CHOI, Y.-S.; CHOI, H. H.; JUNG, J.-W. An adaptive voltage control strategy of three-phase inverter for stand-alone distributed generation systems. **IEEE Transactions on industrial Electronics**, IEEE, New York, v. 60, n. 12, p. 5660–5672, 2012.

EPE. Balanço energético nacional 2019 ano base 2018. **Empresa de Pesquisa Energética**, 2019. Disponível em: <http://www.epe.gov.br/sites-pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/PublicacoesArquivos/publicacao-377/topico-494/BEN%202019%20Completo%20WEB.pdf>. Acesso em: 19 nov. 2019.

ESRAM, T.; CHAPMAN, P. L. Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, IEEE, New York, v. 22, n. 2, p. 439–449, Maio 2007.

FARHADI, M.; MOHAMMED, O. Energy storage technologies for high-power applications. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IEEE, New York, v. 52, n. 3, p. 1953–1961, Dezembro 2015.

FERNANDES, M. d. C.; ALMEIDA, P. M. de; FOGLI, G. A. *et al.* Desenvolvimento de controladores multivariáveis lqr e robusto para integração de uma microrrede rede elétrica. *In*: CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA (CBA). [S.l.].

FILHO, J. G. B. **Controle Robusto LQG/LTR com recuperação do ganho da malha de transferência**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Maranhão, São Luís, Maio 2006.

GANGULY, S.; SAMAJPATI, D. Distributed generation allocation on radial distribution networks under uncertainties of load and generation using genetic algorithm. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, IEEE, New York, v. 6, n. 3, p. 688–697, Abril 2015.

GERVASIO, F.; BUENO, E.; MASTROMAURO, R.; LISERRE, M.; STASI, S. Voltage control of microgrid systems based on 3lnpc inverters with lcl-filter in islanding operation. *In*: INTERNATIONAL CONFERENCE ON RENEWABLE ENERGY RESEARCH AND APPLICATIONS (ICRERA), 2015, Palermo. **Anais [...]**. Palermo: IEEE, 2015. p. 827–832.

HAJMIRAGHA, A. H.; ZADEH, M. R. Research and development of a microgrid control and monitoring system for the remote community of bella coola: Challenges, solutions, achievements and lessons learned. *In*: INTERNATIONAL CONFERENCE ON SMART ENERGY GRID ENGINEERING (SEGE), 2013, Oshawa. **Anais [...]**. Oshawa: IEEE, 2013. p. 1–6.

HARIMON, M.; PONNIRAN, A.; KASIRAN, A.; HAMZAH, H. A study on 3-phase interleaved dc-dc boost converter structure and operation for input current stress reduction. **International Journal of Power Electronics and Drive Systems**, IAES, Yogyakarta, v. 8, n. 4, p. 1948, 2017.

HATZIARGYRIOU, N. **Microgrids: architectures and control**. 1st. ed. New York: John Wiley & Sons, 2014.

HOSSAIN, M. A.; POTA, H. R.; ISSA, W.; HOSSAIN, M. J. Overview of ac microgrid controls with inverter-interfaced generations. **Energies**, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, Basel, v. 10, n. 9, p. 1300, 2017.

HU, J.; HE, Y. Modeling and control of grid-connected voltage-sourced converters under generalized unbalanced operation conditions. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, IEEE, New York, v. 23, n. 3, p. 903–913, Dezembro 2008.

HUANG, S.-J.; HSIEH, C.-W.; WAN, H.-H. Confirming the permissible capacity of distributed generation for grid-connected distribution feeders. **IEEE Transactions on Power Systems**, IEEE, New York, v. 30, n. 1, p. 540–541, Junho 2014.

IEEE. Ieee recommended practice for utility interface of photovoltaic (pv) systems. **IEEE Std 929-2000**, IEEE, New York, Janeiro 2000.

IEEE. Ieee standard for interconnection and interoperability of distributed energy resources with associated electric power systems interfaces. **IEEE Std 1547-2018 (Revision of IEEE Std 1547-2003)**, IEEE, New York, Abril 2020.

JALILI, K.; BERNET, S. Design of LCL filters of active-front-end two-level voltage-source converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, New York, v. 56, n. 5, p. 1674–1689, Maio 2009.

JANTHARAMIN, N.; ZHANG, L. Analysis of multiphase interleaved converter by using state-space averaging technique. *In*: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL ENGINEERING/ELECTRONICS, COMPUTER, TELECOMMUNICATIONS AND INFORMATION TECHNOLOGY, 6., 2009, Pattaya. **Anais [...]**. Pattaya: IEEE, 2009. p. 288–291.

KANCHEV, H.; LU, D.; COLAS, F.; LAZAROV, V.; FRANCOIS, B. Energy management and operational planning of a microgrid with a pv-based active generator for smart grid applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, New York, v. 58, n. 10, p. 4583–4592, Fevereiro 2011.

KARIMI, H.; YAZDANI, A.; IRAVANI, R. Negative-sequence current injection for fast islanding detection of a distributed resource unit. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, New York, v. 23, n. 1, p. 298–307, 2008.

KHAMIS, A.; SHAREEF, H.; BIZKEVELCI, E.; KHATIB, T. A review of islanding detection techniques for renewable distributed generation systems. **Renewable and sustainable energy reviews**, Elsevier, Philadelphia, v. 28, p. 483–493, Dezembro 2013.

KHEFIFI, N.; HOUARI, A.; MACHMOUM, M.; GHANES, M.; AIT-AHMED, M. Control of grid forming inverter based on robust ida-pbc for power quality enhancement. **Sustainable Energy, Grids and Networks**, Elsevier, Philadelphia, v. 20, Dezembro 2019.

KHODABANDEH, M.; AFSHARI, E.; AMIRABADI, M. A single-stage soft-switching high-frequency ac-link pv inverter: design, analysis, and evaluation of si-based and sic-based prototypes. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, New York, v. 34, n. 3, p. 2312–2326, Junho 2018.

KIM, H.-J.; KIM, D.-H.; HAN, B.-M. Islanding detection method with negative-sequence current injection under unbalanced grid voltage. *In*: INTERNATIONAL FUTURE ENERGY ELECTRONICS CONFERENCE (IFEEC), 2., 2015, Taipei. **Anais [...]**. Taipei: IEEE, 2015. p. 1–6.

KOLLI, A. T.; GHAFFARZADEH, N. A novel phaselet-based approach for islanding detection in inverter-based distributed generation systems. **Electric Power Systems Research**, Elsevier, Philadelphia, v. 182, Maio 2020.

KROPOSKI, B.; JOHNSON, B.; ZHANG, Y.; GEVORGIAN, V.; DENHOLM, P.; HODGE, B.-M.; HANNEGAN, B. Achieving a 100% renewable grid: Operating electric power systems with extremely high levels of variable renewable energy. **IEEE Power and Energy Magazine**, v. 15, n. 2, p. 61–73, Março 2017.

KROPOSKI, B.; LASSETER, R.; ISE, T.; MOROZUMI, S.; PAPATHANASSIOU, S.; HATZIARGYRIOU, N. Making microgrids work. **IEEE power and energy magazine**, IEEE, New York, v. 6, n. 3, p. 40–53, Maio 2008.

LEM. Volatge lv-20p. **Life Energy Motion**, LEM. Disponivel em: <http://www.ceipsa.com/datasheet/LV20-P.pdf>. Acesso em: 05 abr. 2019.

LEM. Voltage transducer lv-25p. **Life Energy Motion**, LEM, Agosto 2014. Disponivel em: https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/lv_25-p.pdf. Acesso em: 10 abr. 2019.

LEM. Current transducer lv-55p. **Life Energy Motion**, LEM, Setembro 2018. Disponivel em: https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/la_55-p_e.pdf. Acesso em: 15 abr. 2019.

LI, C.; CAO, C.; CAO, Y.; KUANG, Y.; ZENG, L.; FANG, B. A review of islanding detection methods for microgrid. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, Elsevier, Philadelphia, v. 35, p. 211–220, Julho 2014.

LI, J.; LIU, Y.; WU, L. Optimal operation for community-based multi-party microgrid in grid-connected and islanded modes. **IEEE Transactions on Smart Grid**, IEEE, New York, v. 9, n. 2, p. 756–765, Maio 2016.

LI, K.-J.; REN, J.-g.; SUN, L.-J.; ZHAO, J.-g.; LIANG, Y.-l.; LEE, W.-J.; DING, Z.-h.; SUN, Y. *et al.* A coordination control strategy of voltage-source-converter-based mtde for offshore wind farms. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IEEE, New York, v. 51, n. 4, p. 2743–2752, Fevereiro 2015.

LLIUYACC, R.; MAURICIO, J. M.; GOMEZ-EXPOSITO, A.; SAVAGHEBI, M.; GUERRERO, J. M. Grid-forming vsc control in four-wire systems with unbalanced nonlinear loads. **Electric Power Systems Research**, Elsevier, Philadelphia, v. 152, p. 249–256, 2017.

LOBATO, S. d. C. **Fonte de corrente para aplicação em magnetos de aceleradores de partículas**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, Novembro 2018.

LOBATO, S. d. C.; PINTO, J. H.; CARNEIRO, R. N. d. M.; AVELAR, G. F.; VALENTIM, J. A.; FERREIRA, A. A. Development of an electric vehicle charging station. *In*: SIMPOSIO BRASILEIRO DE SISTEMAS ELETRICOS (SBSE), 2018, Niteroi. **Anais [...]**. Niteroi: IEEE, 2018. p. 1–6.

LOH, P. C.; LI, D.; CHAI, Y. K.; BLAABJERG, F. Autonomous control of interlinking converter with energy storage in hybrid ac–dc microgrid. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 49, n. 3, p. 1374–1382, Março 2013.

LOTFI, H.; KHODAEI, A. Ac versus dc microgrid planning. **IEEE Transactions on Smart Grid**, IEEE, New York, v. 8, n. 1, p. 296–304, Agosto 2015.

MEHRASA, M.; POURESMAEIL, E.; RGENSEN, B. N. r. J.; CATALÃO, J. P. A control plan for the stable operation of microgrids during grid-connected and islanded modes. **Electric Power Systems Research**, Elsevier, Philadelphia, v. 129, p. 10–22, 2015.

MENEGHETTI, L. H.; CARVALHO, E. L.; CARATI, E. G.; COSTA, J. P.; STEIN, C. M. O.; NADAL, Z. L. I.; CARDOSO, R. Multifunctional pv converter for uninterrupted power supply. *In: PES INNOVATIVE SMART GRID TECHNOLOGIES CONFERENCE-LATIN AMERICA, 2019, Gramado. Anais [...].* Gramado: IEEE, 2019. p. 1–6.

MENG, L.; LUNA, A.; DÍAZ, E. R.; SUN, B.; DRAGICEVIC, T.; SAVAGHEBI, M.; VASQUEZ, J. C.; GUERRERO, J. M.; GRAELLS, M.; ANDRADE, F. Flexible system integration and advanced hierarchical control architectures in the microgrid research laboratory of aalborg university. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IEEE, New York, v. 52, n. 2, p. 1736–1749, Dezembro 2015.

MERRITT, N. R.; CHAKRABORTY, C.; BAJPAI, P. New voltage control strategies for vsc-based dg units in an unbalanced microgrid. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, IEEE, New York, v. 8, n. 3, p. 1127–1139, Janeiro 2017.

MISHRA, M.; CHANDAK, S.; ROUT, P. K. Taxonomy of islanding detection techniques for distributed generation in microgrid. **Renewable Energy Focus**, Elsevier, Philadelphia, v. 31, p. 9–30, Dezembro 2019.

MIVEH, M. R.; RAHMAT, M. F.; GHADIMI, A. A.; MUSTAFA, M. W. Power quality improvement in autonomous microgrids using multi-functional voltage source inverters: a comprehensive review. **Journal of Power Electronics**, The Korean Institute of Power Electronics, Seoul, v. 15, n. 4, p. 1054–1065, Julho 2015.

MODELAGEM precisa para análise e projeto de controle do elo cc do conversor fonte de tensão trifásico com filtro lcl conectado á rede elétrica. Março 2017.

MOUSAVI, S. Y. M.; JALILIAN, A.; SAVAGHEBI, M.; GUERRERO, J. M. Coordinated control of multifunctional inverters for voltage support and harmonic compensation in a grid-connected microgrid. **Electric Power Systems Research**, Elsevier, Philadelphia, v. 155, p. 254–264, 2018.

MUGHIS, M. A.; SUDIHARTO, I.; FERDIANSYAH, I.; YANARATRI, D. S. Design and implementation of partial m-type zero voltage resonant circuit interleaved bidirectional dc-dc converter (energy storage and load sharing). *In: INTERNATIONAL ELECTRONICS SYMPOSIUM ON ENGINEERING TECHNOLOGY AND APPLICATIONS (IES-ETA), 2018, Bali. Anais [...].* Bali, 2018. p. 123–128.

NARALE, S. B.; KUMAR, P. N.; AHMAD, M. W.; MORE, D.; ANAND, S. Mission profile based evaluation of capacitor reliability in two stage grid feeding photovoltaic inverter. *In: NATIONAL POWER ELECTRONICS CONFERENCE (NPEC), 2017, Pune. Anais [...].* Pune: IEEE, 2017. p. 7–11.

NASCIMENTO, C. F.; WATANABE, E. H.; DIENE, O.; DIETRICH, A. B.; GOEDTEL, A.; GYSELINCK, J. J.; DIAS, R. F. Analysis of noncharacteristic harmonics generated by voltage-source converters operating under unbalanced voltage. **IEEE transactions on power delivery**, IEEE, New York, v. 32, n. 2, p. 951–961, 2016.

NEJABATKHAH, F.; LI, Y. W. Overview of power management strategies of hybrid ac/dc microgrid. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, New York, v. 30, n. 12, p. 7072–7089, Dezembro 2014.

- OGUNRINDE, O.; SHITTU, E.; DHANDA, K. K. Investing in renewable energy: Reconciling regional policy with renewable energy growth. **IEEE Engineering Management Review**, IEEE, New York, v. 46, n. 4, p. 103–111, Novembro 2018.
- OJO, Y.; WATSON, J.; LESTAS, I. An improved control scheme for grid-forming inverters. *In: PES INNOVATIVE SMART GRID TECHNOLOGIES EUROPE (ISGT-EUROPE)*, 2019, Bucharest. **Anais [...]**. Bucharest: IEEE, 2019. p. 1–5.
- OLIVARES, D. E.; MEHRIZI-SANI, A.; ETEMADI, A. H.; CAÑIZARES, C. A.; IRAVANI, R.; KAZERANI, M.; HAJIMIRAGHA, A. H.; GOMIS-BELLMUNT, O.; SAEEDIFARD, M.; PALMA-BEHNKE, R. *et al.* Trends in microgrid control. **IEEE Transactions on Smart Grid**, IEEE, New York, v. 5, n. 4, p. 1905–1919, Maio 2014.
- ORTIZ, L.; ORIZONDO, R.; ÁGUILA, A.; GONZÁLEZ, J. W.; LÓPEZ, G. J.; ISAAC, I. Hybrid ac/dc microgrid test system simulation: grid-connected mode. **Heliyon**, v. 5, n. 12, Dezembro 2019.
- PAUKNER, F. L. **Comparação do controle do inversor trifásico conectado á rede com filtro LCL considerando o amortecimento passivo e ativo**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Pato Branco, Março 2016.
- PEREIRA, L. F. A.; FLORES, J. V.; BONAN, G.; COUTINHO, D. F.; SILVA, J. M. G. da. Multiple resonant controllers for uninterruptible power supplies - a systematic robust control design approach. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, New York, v. 61, n. 3, p. 1528–1538, 2013.
- QAZI, A.; HUSSAIN, F.; RAHIM, N. A.; HARDAKER, G.; ALGHAZZAWI, D.; SHABAN, K.; HARUNA, K. Towards sustainable energy: a systematic review of renewable energy sources, technologies, and public opinions. **IEEE Access**, IEEE, New York, v. 7, p. 63837–63851, Maio 2019.
- RAMEZANI, M.; LI, S.; SUN, Y. Dq-reference-frame based impedance and power control design of islanded parallel voltage source converters for integration of distributed energy resources. **Electric Power Systems Research**, v. 168, p. 67–80, Março 2019.
- RASHID, M. H. **Eletrônica de Potência: Dispositivos, circuitos e aplicações**. 4th. ed. São Paulo: Pearson, 2014.
- REDDY, C.; REDDY, K. Islanding detection techniques for grid integrated distributed generation - a review. **International Journal of Renewable Energy Research**, IEEE, New York, v. 09, p. 960–977, Junho 2019.
- RIBEIRO, A. d. S. B. **Controle ótimo digital em espaço de estados aplicado a conversores formadores de rede**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, Março 2019.
- ROCABERT, J.; LUNA, A.; BLAABJERG, F.; RODRIGUEZ, P. Control of power converters in ac microgrids. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, New York, v. 27, n. 11, p. 4734–4749, Maio 2012.
- ROSSO, R.; ENGELKEN, S.; LISERRE, M. Robust stability investigation of the interactions among grid-forming and grid-following converters. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, IEEE, New York, v. 8, n. 1, p. 991–1003, 2019.

SANGWONGWANICH, A.; BLAABJERG, F. Mitigation of interharmonics in pv systems with maximum power point tracking modification. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 34, n. 9, p. 8279–8282, Março 2019.

SAROHA, J.; SINGH, M.; JAIN, D. K. Anfis-based add-on controller for unbalance voltage compensation in a low-voltage microgrid. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, IEEE, New York, v. 14, n. 12, p. 5338–5345, Fevereiro 2018.

SILVA JÚNIOR, D. C. **Modelagem e controle de funções auxiliares em inversores inteligentes para suporte a microrredes ca - simulação em tempo real com controle hardware in the loop**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, Dezembro 2018.

SILVA JÚNIOR, D. C.; DOHLER, J. S.; ALMEIDA, P. M. de; OLIVEIRA, J. G. Droop control for power sharing and voltage and frequency regulation in parallel distributed generations on ac microgrid. *In*: INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRY APPLICATIONS (INDUSCON), 13., 2018, São Paulo. **Anais [...]**. São Paulo: IEEE, 2019. p. 1–6.

SILVA, S. M. *et al.* Component-minimized voltage sag compensators. *In*: INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE, 37., 2002, Pittsburgh. **Anais [...]**. Pittsburgh, 2002. p. 883–889.

SOUZA, I. D. N. d. **Controle digital com malha dupla de tensão aplicado a um conversor formador de rede**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, Fevereiro 2017.

SUBUDHI, B.; PRADHAN, R. A comparative study on maximum power point tracking techniques for photovoltaic power systems. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, IEEE, New York, v. 4, n. 1, p. 89–98, Julho 2012.

SUMAN, M.; KIRTHIGA, M. V. Unintentional islanding detection. *In*: **Distributed Energy Resources in Microgrids**. 1st. ed. [*S.l.*]: Academic Press, 2019. cap. 17, p. 419–440. Disponível em: 05 de Junho de 2019.

TAHIRI, F.; CHIKH, K.; KHAFALLAH, M.; SAAD, A.; BREUIL, D. Modeling and performance analysis of a solar pv power system under irradiation and load variations. *In*: INTERNATIONAL MULTI-CONFERENCE ON SYSTEMS, SIGNALS & DEVICES (SSD), 14., 2019, Marrakech. **Anais [...]**. Marrakech: Springer Nature Singapore, 2019. p. 234–238.

TAN, Y.; WANG, Z. Incorporating unbalanced operation constraints of three-phase distributed generation. **IEEE Transactions on Power Systems**, IEEE, New York, v. 34, n. 3, p. 2449–2452, Janeiro 2019.

TEOH, W. Y.; TAN, C. W. An overview of islanding detection methods in photovoltaic systems. **International Journal of Electrical and Computer Engineering**, World Academy of Science, Engineering and Technology, New York, v. 5, n. 10, p. 674–682, Janeiro 2011.

TEXAS INSTRUMENTS. Tms320f281x digital signal processors. **TEXAS INSTRUMENTS**. Disponível em: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tms320f2812.pdf>. Acesso em: 05 dez. 2018.

TOFOLI, F. **Conversores cc-cc não isolados: análise, modelagem e controle**. 1st. ed. São Paulo: Artliber, 2018.

VANDOORN, T. L. *et al.* Microgrids: Hierarchical control and an overview of the control and reserve management strategies. **IEEE industrial Electronics Magazine**, IEEE, New York, v. 7, n. 4, p. 42–55, Dezembro 2013.

VILLALVA, M. G. **Conversor eletrônico de potência trifásico para sistema fotovoltaico conectado á rede elétrica**. Tese (Doutorado) — Universidade Estadual de Campinas, Campinas, Outubro 2010.

VILLALVA, M. G.; GAZOLI, J. R.; FILHO, E. R. Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, New York, v. 24, n. 5, p. 1198–1208, Maio 2009.

WAN, C.; ZHAO, J.; SONG, Y.; XU, Z.; LIN, J.; HU, Z. Photovoltaic and solar power forecasting for smart grid energy management. **CSEE Journal of Power and Energy Systems**, CSEE, New York, v. 1, n. 4, p. 38–46, Dezembro 2015.

WU, T.-F.; KUO, C.-L.; SUN, K.-H.; CHEN, Y.-K.; CHANG, Y.-R.; LEE, Y.-D. Integration and operation of a single-phase bidirectional inverter with two buck/boost mppts for dc-distribution applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, New York, v. 28, n. 11, p. 5098–5106, Fevereiro 2013.

YI, W.; ZHANG, Y.; ZHAO, Z.; HUANG, Y. Multiobjective robust scheduling for smart distribution grids: considering renewable energy and demand response uncertainty. **IEEE Access**, IEEE, New York, v. 6, p. 45715–45724, Agosto 2018.

YUAN, X.; MERK, W.; STEMMLER, H.; ALLMELING, J. Stationary-frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions. **IEEE transactions on industry applications**, IEEE, New York, v. 38, n. 2, p. 523–532, 2002.

ZAKZOUK, N. E.; ABDELSALAM, A. K.; HELAL, A. A.; WILLIAMS, B. W. P_v single-phase grid-connected converter: dc-link voltage sensorless prospective. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, IEEE, New York, v. 5, n. 1, p. 526–546, Dezembro 2016.

ZAREI, S. F.; MOKHTARI, H.; GHASEMI, M. A.; BLAABJERG, F. Reinforcing fault ride through capability of grid forming voltage source converters using an enhanced voltage control scheme. **IEEE Transactions on Power Delivery**, IEEE, New York, v. 34, n. 5, p. 1827–1842, Junho 2018.

ZENG, Z.; YANG, H.; ZHAO, R.; CHENG, C. Topologies and control strategies of multi-functional grid-connected inverters for power quality enhancement: A comprehensive review. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, Elsevier, Philadelphia, v. 24, p. 223–270, Agosto 2013.

ZENG, Z.; YANG, H.; ZHAO, R.; CHENG, C. Topologies and control strategies of multi-functional grid-connected inverters for power quality enhancement: A comprehensive review. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, Elsevier, Philadelphia, v. 24, p. 223–270, Agosto 2013.

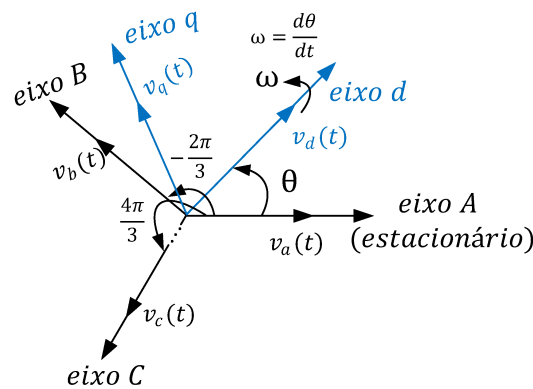
ZILLES, R.; MACÊDO, W. N.; GALHARDO, M. A. B.; OLIVEIRA, S. H. F. de. **Sistemas fotovoltaicos conectados á rede elétrica**. 1st. ed. São Paulo: Editora Oficina de Textos, 2012.

APÊNDICE A – Transformada do sistema de coordenadas

Para fins de simplificação, é realizado a transformação das variáveis trifásicas em sistemas de variáveis bifásicas. Essa conversão pode ser para um sistema cujo os eixos são estacionários ou girantes. Em um cenário de referência rotativo síncrono, também conhecido como transformação dq ou transformação *Park*, as variáveis elétricas alternadas CA são transformadas em variáveis elétricas contínuas CC, girando de forma síncrona com a frequência da rede (HOSSAIN *et al.*, 2017).

O sistema de ordem três estudado, Figura 65, ilustra a transformação das coordenadas naturais abc para as coordenadas girantes dq , em que seus eixos são ajustados de acordo com o referencial dado.

Figura 65 – Representação gráfica da transformação de coordenadas $abc \rightarrow DQ$.



Fonte: Adaptada de Rashid (2014).

Esse sistema pode ser representado por fasores, que são números complexos utilizados para representar grandezas que variam senoidalmente no tempo. Nesse caso, será definido um conjunto de equações cujas variáveis estão relacionadas as tensões:

$$\begin{cases} v_a(t) = \sqrt{2}v \cos(\omega t) \\ v_b(t) = \sqrt{2}v \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_c(t) = \sqrt{2}v \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{A.1})$$

onde $\sqrt{2}v$ é o valor de pico da tensão por fase e ω é a velocidade angular em rad/s .

Assumindo a conservação da amplitude entre os sistemas de coordenadas obtêm-se:

$$\begin{cases} v_d = k \left(v_a \cos(\theta) + v_b \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + v_c \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \right) \\ v_q = k \left(-v_a \operatorname{sen}(\theta) - v_b \operatorname{sen}\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) - v_c \operatorname{sen}\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \right) \end{cases} \quad (\text{A.2})$$

Assim, a matriz de transformação é representada por:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\operatorname{sen}(\theta) & -\operatorname{sen}\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\operatorname{sen}\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}$$

Considerando que o sistema é equilibrado, tem-se que para a o sistema se comporte de modo invariante em amplitude:

$$v_d = v, \quad (\text{A.3})$$

e considerando $\omega t = 0^\circ$, tem-se:

$$v = k \left(v \operatorname{sen}\left(0^\circ - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + v \operatorname{sen}\left(0^\circ - \frac{4\pi}{3}\right) \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \right) \quad (\text{A.4})$$

Resolvendo as equações trigonométricas e reestruturando:

$$v = k \left[-\frac{\sqrt{3}v}{2} \left(\frac{-1}{2} \cos(\theta) + \frac{\sqrt{3}}{2} \operatorname{sen}(\theta) \right) + \frac{\sqrt{3}v}{2} \left(\frac{-1}{2} \cos(\theta) - \frac{\sqrt{3}}{2} \operatorname{sen}(\theta) \right) \right] \quad (\text{A.5})$$

Resulta em:

$$v = k \left(-\frac{3v}{2} \operatorname{sen}(\theta) \right) \quad (\text{A.6})$$

Dessa forma, se $k = \frac{2}{3}$ o valor de pico v_d coincide com o valor de pico de v . Assim, a matriz de transformação do eixo abc para o eixo dq , invariante em amplitude, é expressa:




$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\operatorname{sen}(\theta) & -\operatorname{sen}\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\operatorname{sen}\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}$$

Assim, como as tensões, as correntes também podem ser representadas em coordenadas síncronas dq , sendo válidas tanto para o sistema em regime permanente quanto transitório.

APÊNDICE B – Materiais utilizados

Nesse capítulo serão descritos os materiais utilizados para a aquisição dos resultados experimentais.

Tabela 12 – Lista de materiais utilizados no protótipo experimental.

Material	Descrição
	
Osciloscópio DPO3014	Osciloscópios de sinal misto da <i>Tektronix</i> . O modelo é o DPO3014 de quatro canais.
	
Sonda de Corrente A622	Sonda de corrente CA da empresa <i>Tektronix</i> . O modelo da ponteira é o A622, utilizado para medição de correntes entre 50 mA e 100 A de pico, baseado em sensor de efeito <i>hall</i> .
	
Ponta de prova TPP0200	Ponta de prova passiva da <i>Tektronix</i> , com atenuação de x10 e frequência de trabalho até 200 MHz.

Fonte: Elaborada pela autora (2019).