

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA  
CENTRO DE TECNOLOGIA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO  
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**Gabriel Maier Cocco**

**MODELAGEM E CONTROLE DE UM SISTEMA HÍBRIDO  
DE MICROGERAÇÃO EMPREGANDO O INVERSOR DE  
FONTE DIVIDIDA**

**Santa Maria, RS, Brasil  
2021**



Gabriel Maier Cocco

**MODELAGEM E CONTROLE DE UM SISTEMA HÍBRIDO DE  
MICROGERAÇÃO EMPREGANDO O INVERSOR DE  
FONTE DIVIDIDA**

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica**.

**Orientador: Prof. Dr. Robinson Figueiredo de Camargo**

Santa Maria, RS, Brasil  
2021

Ficha catalográfica elaborada através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Central da UFSM, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

Cocco, Gabriel Maier  
Modelagem e Controle de um Sistema Híbrido de  
Microgeração Empregando o Inversor de  
Fonte Dividida / Gabriel Maier Cocco - 2021  
204 p.; 30 cm

Orientador: Robinson Figueiredo de Camargo  
Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa  
Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia Elétrica, RS, 2021

1. Engenharia Elétrica 2. Inversor de Fonte Dividida  
3. Gerador de Indução Autoexcitado 4. Geração  
Fotovoltaica 5. Microgeração Isolada 6. Controle Aplicado  
I. Camargo, Robinson Figueiredo de, II. Título.

---

© 2021

Todos os direitos autorais reservados a Gabriel Maier Cocco. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita com autorização por escrito do autor.

Endereço: Av. Roraima, Nº 1000, Bairro Camobi, Santa Maria, RS, Brasil, CEP: 97105-900

Endereço Eletrônico: maiercocco@gmail.com

---

Gabriel Maier Cocco

MODELAGEM E CONTROLE DE UM SISTEMA HÍBRIDO DE  
MICROGERAÇÃO EMPREGANDO O INVERSOR DE  
FONTE DIVIDIDA

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do título de **Mestre em Engenharia Elétrica**.

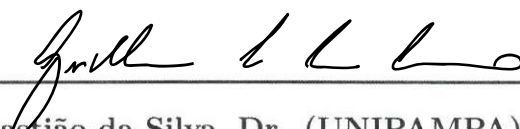
Aprovado em 9 de agosto de 2021:



Robinson Figueiredo de Camargo, Dr. (UFSM) - Videoconferência  
(Presidente/Orientador)



Fábio Ecke Bisogno, Dr. (UFSM) - Videoconferência



Guilherme Sebastião da Silva, Dr. (UNIPAMPA) - Videoconferência

Santa Maria, RS, Brasil

2021



*Dedico esta pequena obra a esse planeta, nosso berço, e àqueles  
que contribuem para a continuidade da coexistência humana  
preservando a harmonia com o meio ambiente.*





## AGRADECIMENTOS

Ao professor Robinson Figueiredo de Camargo, pela orientação, contribuição e dedicação para que este processo ocorresse da melhor forma possível. Ao professor Felipe Bovolini Grigoletto, que mesmo distante, esteve presente desde o início, pela atenção, disponibilidade e contribuição quanto as considerações técnicas sobre o trabalho. Ao professor Lucas Giuliani Scherer, que não mediu esforços na contribuição e construção deste trabalho. Aos professores da pós-graduação, em especial: Humberto Pinheiro, Cassiano Rech, Fernanda Carnielutti, Rafael Beltrame, Leandro Michels, e ainda, Márcio Stefanello e Rodrigo Padilha, pelas excelentes aulas ministradas, pelos ensinamentos, orientações, ajudas e companheirismos oferecidos sempre que possível. Agradecimento especial aos colegas de orientação: Carlos Antônio de Souza, Gabriel Atuatti, Maicon Luís Flach e Raul Erd Pivetta, pelas contribuições e apoio técnico nas teorias e nas práticas experimentais. Aos professores e orientadores de outrora, em especial: Fernando Beltrame, Leandro Roggia e Guilherme Sebastião da Silva, pelo exemplo inspirador.

À minha família, em especial aos meus pais, Airton Luiz Cargnin Cocco e Jânini Maier Cocco, por apoiarem minhas escolhas com paciência e proporcionarem as condições necessárias para meu desenvolvimento pessoal e profissional. Pelos exemplos de vida.

À minha irmã, Natália Maier Cocco, e à minha companheira, Alexa Marafiga, por me apoiarem ao longo desta etapa, pela paciência e o incentivo aos estudos, pelo reconhecimento das pequenas conquistas, pela torcida e apoio.

Aos familiares, agradeço o apoio em todos os momentos.

Aos amigos e colegas do Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC), que me apoiaram durante todo o trabalho desenvolvido, proporcionando momentos de alegria, troca de conhecimentos e descontração. Deixo meu agradecimento a Tiago Faistel, Éder e Angelita Bridi, Lucas Rossato Rocha, Marcelo Back, Guilherme Hübner, Gustavo Colpes, Leonardo Romitti, Mateus José Tiburski, Pablo Fernando Soardi Costa, Tomás Gonçalves, Filipe Scalcon, Gustavo Koch, Ademir Toebe, Thiago Lazzari, Dimas Schuetz, Niwton Feliciani dos Santos e Diego Brum Chaves. Aos demais que deixei de aqui citar, meu especial e sincero agradecimento pela amizade, ajuda e companheirismo.

À Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), que ofereceu infraestrutura para o desenvolvimento deste trabalho, à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pelo apoio financeiro, aos funcionários do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE), pelo suporte acadêmico e trabalho desenvolvido, fundamentais para as atividades do programa. Ao pessoal da faxina, por sustentarem a organização do ambiente. Àqueles que lutam para que a universidade continue sendo uma instituição pública de ensino e pesquisa gratuitos e de qualidade.

Sem todas essas pessoas, jamais seria possível alcançar este resultado. A todos, minha gratidão.



“Uma vela nada perde quando, com sua chama, acende  
uma outra que está apagada.”

**Orison S. Marden**



“A alegria de ver e entender é o mais perfeito dom da natureza.”

**Albert Einstein**



## RESUMO

### MODELAGEM E CONTROLE DE UM SISTEMA HÍBRIDO DE MICROGERAÇÃO EMPREGANDO O INVERSOR DE FONTE DIVIDIDA

AUTOR: GABRIEL MAIER COCCO

ORIENTADOR: ROBINSON FIGUEIREDO DE CAMARGO

Esta dissertação de mestrado trata do desenvolvimento da modelagem e estratégia de controle para um sistema híbrido de microgeração de energia renovável hidro-PV empregando um Inversor de fonte dividida (*Split-Source Inverter* - SSI) trifásico com três pernas. A integração de diferentes fontes de geração pode exigir uma grande variedade de topologias de conversores. O SSI combina os estágios de inversão e elevação (*Boost*) em um único sistema de conversão de energia. Além disso, a estratégia de controle proposta garante a regulação para tensões CA balanceadas no Ponto de Acoplamento Comum (PAC), rejeição de perturbações de carga e compensação harmônica em sistemas baseados em gerador de indução autoexcitado (GIAE), neste caso, como sistema de energia hidrelétrica, fornecendo a potência ativa e reativa necessária. Além disso, os sistemas híbridos desempenham um papel importante na geração de energia de forma isolada, a integração da fonte de energia fotovoltaica (PV) no sistema da micro-rede, proporciona flexibilidade e confiabilidade, possibilitando o gerenciamento do fluxo de potência. A modelagem do sistema e o projeto dos controladores ressonantes e proporcionais integrais são apresentados. Além disso, resultados de simulação e experimentais são apresentados para demonstrar o desempenho da estratégia de controle proposta, que contempla os requisitos recomendados pela norma IEEE 519.

**Palavras-chave:** Sistema Híbrido de Energia Renovável, Inversor de Fonte Dividida, Gerador de Indução Autoexcitado, Controlador Ressonante, Energia Solar, Sistema Isolado de Geração.





## ABSTRACT

### MODELING AND CONTROL OF A HYBRID MICROGENERATION SYSTEM EMPLOYING THE SPLIT-SOURCE INVERTER

AUTHOR: GABRIEL MAIER COCCO

ADVISOR: ROBINSON FIGUEIREDO DE CAMARGO

This master's thesis deals with the development of modeling and a control strategy for a hybrid renewable energy microgeneration system hydro-PV employing a three-phase three-leg Split-Source Inverter (SSI). Integration of different generation sources can require a large different converter topologies. The SSI merges the inversion and Boost stages in one single power conversion system. In addition, the proposed control strategy ensures regulation for balanced ac voltages on the Point of Common Coupling (PCC), load disturbance rejection and harmonic compensation in self-excited induction generator (SEIG) based systems, in this case, as hydroelectric energy system, providing the required active and reactive power. Moreover, hybrid systems play an important role in stand-alone power generation, the integration of photovoltaic (PV) power source into the microgrid system provides flexibility and reliability, enabling the power flow management. The modeling of the system and the design of the resonant and proportional integral controllers are presented. Furthermore, simulation and experimental results are presented to demonstrate the performance of the proposed control strategy, which contemplates the requirements recommended by the IEEE Standard 519.

**Keywords:** Hybrid Renewable Energy System, Split-Source Inverter, Self-Excited Induction Generator, Resonant Controller, Solar Energy, Stand-Alone Power System.



## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1	– Variação da demanda mundial de energia por setores. ....	38
Figura 1.2	– Histórico da geração de energia elétrica no âmbito mundial: (a) membros da OECD; (b) não-membros. ....	39
Figura 1.3	– Geração de energia elétrica mundial por fontes: (a) membros da OECD; (b) não-membros. ....	39
Figura 1.4	– Maiores produtores de energia por fontes em 2017. ....	40
Figura 1.5	– Investimento global no setor de energia por tecnologia e necessidade em diferentes cenários. ....	40
Figura 1.6	– Geração de energia elétrica (%) no âmbito mundial por cenários: políticas atuais e desenvolvimento sustentável de 2018 para 2040. ....	41
Figura 1.7	– Diversidade na geração de energia elétrica por região em 2017 e para 2040. ....	42
Figura 1.8	– Adições anuais de geração fotovoltaica em alguns países e regiões. ....	42
Figura 1.9	– Adições anuais de geração hidrelétrica em alguns países e regiões. ....	43
Figura 1.10	– Resumo do potencial hidrelétrico brasileiro para aproveitamentos maiores ou iguais a 50 MW. ....	44
Figura 1.11	– População sem acesso à eletricidade, considerando novas políticas até 2030. ....	45
Figura 1.12	– Opções de tecnologia para melhorar o fornecimento de eletricidade por tempo de desenvolvimento no Iraque, 2019. ....	45
Figura 1.13	– Soluções para fornecer acesso total à eletricidade até 2030. ....	45
Figura 1.14	– Investimento necessário para fornecer eletricidade a todos até 2030. ..	46
Figura 1.15	– Crescimento de sistemas isolados de geração fotovoltaica na Ásia e África Subsariana. ....	46
Figura 1.16	– Histórico da produção de energia por países da América não-membros da OECD. ....	47
Figura 1.17	– Dados de 2018 dos subsistemas elétricos que compõe o Sistema Interligado Nacional do Brasil. ....	48
Figura 1.18	– Parcelas da geração de energia elétrica no Brasil por fontes. ....	48
Figura 1.19	– Projeção da geração de energia elétrica por subsistema no Brasil até 2024. ....	49
Figura 1.20	– Geração térmica necessária ao longo do ano, por região no Brasil. ....	50
Figura 1.21	– Mapa geoeletrico brasileiro. ....	51
Figura 1.22	– Situação dos sistemas isolados brasileiros. ....	52
Figura 1.23	– Participação por tipo de geração nos sistemas isolados do Brasil. ....	52
Figura 1.24	– Comportamento genérico da geração fotovoltaica e do consumo diário de energia. ....	53
Figura 1.25	– (a) Investimento em renováveis e projetos de armazenamento em baterias; (b) Instalações de armazenamento em baterias em redes por aplicação, 2018. ....	53
Figura 1.26	– Histórico do preço médio da energia fotovoltaica no Brasil. ....	54

---

Figura 1.27 – Esquema do GIAE na configuração delta ( $\Delta$ ). . . . .	55
Figura 1.28 – Arranjo dos conversores para conexão de um sistema de geração com painéis fotovoltaicos à rede. . . . .	57
Figura 1.29 – Arranjo de um inversor fonte de impedância para conexão de um sistema de geração com painéis fotovoltaicos à rede. . . . .	57
Figura 1.30 – Sistema de geração utilizando SSI com quatro pernas conectado a uma carga isolada. . . . .	58
Figura 1.31 – Diagrama de um sistema híbrido. . . . .	59
Figura 1.32 – Comportamento das energias em um sistema híbrido de geração. . . . .	60
Figura 1.33 – Comportamento das energias em um sistema híbrido sem armazenamento. . . . .	61
Figura 2.1 – Sistema proposto. . . . .	66
Figura 2.2 – Circuito equivalente do GI. . . . .	67
Figura 2.3 – Circuito equivalente do modelo proposto. . . . .	68
Figura 2.4 – Circuito equivalente do lado CA e suas variáveis. . . . .	70
Figura 2.5 – Resposta ao degrau das variáveis de estado de tensão em eixos síncronos. . . . .	78
Figura 2.6 – Resposta ao degrau das variáveis de estado de corrente em eixos síncronos. . . . .	78
Figura 2.7 – Inversor de fonte dividida trifásico. . . . .	80
Figura 2.8 – Estágios de operação do SSI: (a) Circuito equivalente durante a magnetização de $L$ , (b) Circuito equivalente durante a desmagnetização de $L$ . . . . .	80
Figura 2.9 – Estados de operação do conversor de fonte dividida: (a) Pelo menos uma das chaves $\bar{S}_1$ , $\bar{S}_2$ ou $\bar{S}_3$ estão em condução, (b) Chaves $S_1$ , $S_2$ e $S_3$ estão em condução. . . . .	80
Figura 2.10 – Estados de operação do conversor de fonte dividida: (a) Pelo menos uma das chaves $\bar{S}_1$ , $\bar{S}_2$ ou $\bar{S}_3$ estão ON, (b) Chaves $S_1$ , $S_2$ e $S_3$ estão ON. . . . .	82
Figura 2.11 – Gráficos do sistema simulado com módulos SunPower SPR-315E-WHT-D: 2 módulos em série e 4 <i>strings</i> paralelas. (a) Irradiância; (b) Temperatura. . . . .	83
Figura 2.12 – Resposta da tensão $v_{in}$ perante degraus em $d$ para o sistema simulado e para o modelo obtido. . . . .	84
Figura 2.13 – Sinais modulantes, período de chaveamento e intervalos para $d_0$ . . . . .	86
Figura 2.14 – Resposta em frequência em malha aberta das funções de transferência das malhas internas para o modelo contínuo e discreto. . . . .	88
Figura 2.15 – Resposta em frequência em malha aberta da função de transferência que relaciona $v_{Cd}$ e $i_q$ . . . . .	89
Figura 2.16 – Resposta em frequência em malha aberta da função de transferência que relaciona $v_{cc}$ e $i_d$ . . . . .	90
Figura 2.17 – Resposta em frequência em malha aberta da função de transferência que relaciona $v_{in}$ e $d$ . . . . .	90
Figura 3.1 – Diagrama de blocos do sistema de controle proposto. . . . .	100

Figura 3.2	– Estrutura do controlador proposto para a malha interna de corrente.	106
Figura 3.3	– Resposta em frequência da malha de corrente discreta compensada $C_{PR}(z)C_{ad}(z)G_{i_{\alpha\beta},u_{\alpha\beta}}(z)$ : (a) em malha aberta. (b) em malha fechada.	109
Figura 3.4	– Diagrama de blocos do controlador ressonante com estratégia <i>anti-windup</i> de integração condicional.	110
Figura 3.5	– Diagrama de blocos da malha externa de controle da tensão CA no PAC.	111
Figura 3.6	– Resposta em frequência discreta do sistema $G_{v_{Cd},i_q}(z)$ : (a) em malha aberta. (b) em malha fechada.	112
Figura 3.7	– Diagrama de blocos da malha externa de controle da tensão CC.	113
Figura 3.8	– Resposta em frequência discreta do sistema $G_{v_{cc},i_d}(z)$ : (a) em malha aberta. (b) em malha fechada.	114
Figura 3.9	– Operação do algoritmo de condutância incremental.	117
Figura 3.10	– Fluxograma do algoritmo de Condutância Incremental para o MPPT.	118
Figura 3.11	– Diagrama de blocos da malha de controle da tensão do sistema fotovoltaico.	118
Figura 3.12	– Resposta em frequência discreta do sistema $G_{v_{in},d}(z)$ : (a) em malha aberta. (b) em malha fechada.	119
Figura 4.1	– Condições do GIAE com carga nominal (1840 rpm), demandada pelo ELC: (a) Potência e Energia. (b) Volt/Amp/Hz.	124
Figura 4.2	– Modelo de simulação do ensaio em curto-circuito no inversor.	125
Figura 4.3	– Correntes $i_{a,b,c}$ simuladas: (a) Sem ação <i>anti-windup</i> . (b) Com ação <i>anti-windup</i> .	125
Figura 4.4	– Erros $i_{\alpha,\beta}$ simulados: (a) Sem ação <i>anti-windup</i> . (b) Com ação <i>anti-windup</i> .	126
Figura 4.5	– Correntes $i_{a,b,c}$ experimentais: (a) Sem ação <i>anti-windup</i> . (b) Com ação <i>anti-windup</i> .	126
Figura 4.6	– Erros $i_{\alpha,\beta}$ experimentais: (a) Sem ação <i>anti-windup</i> . (b) Com ação <i>anti-windup</i> .	126
Figura 4.7	– Resultados experimentais para as modulantes: (a) Sem ação <i>anti-windup</i> . (b) Com ação <i>anti-windup</i> .	127
Figura 4.8	– Resultado experimental da mudança abrupta de fase para as correntes $i_{a,b,c}$ .	127
Figura 4.9	– Resultado experimental e de simulação da resposta dos controladores da malha interna à variações nas referências.	128
Figura 4.10	– Modelo de simulação do sistema híbrido de geração.	128
Figura 4.11	– Resultado experimental e de simulação da resposta ao degrau da tensão no barramento CC do inversor.	129
Figura 4.12	– Resultado experimental e de simulação da resposta ao degrau da tensão nos terminais do GIAE.	129

Figura 4.13 – Tensões e correntes do GIAE em diferentes condições: (a) Tensões a vazio, sem controle. (b) Correntes a vazio, sem controle. (c) Tensões com carga não linear de 3,2 kW, sem controle. (d) Correntes com carga não linear de 3,2 kW, sem controle. (e) Tensões com carga não linear de 3,2 kW, com controle. (f) Correntes com carga não linear de 3,2 kW, com controle. ....	130
Figura 4.14 – Excitação experimental do GIAE e carregamento do barramento do inversor. ....	131
Figura 4.15 – Processo experimental de carregamento do capacitor do barramento CC. ....	132
Figura 4.16 – Resultados experimentais para conexão de uma carga não linear de 3,2 kW. ....	132
Figura 4.17 – Resultados experimentais em regime permanente do sistema sem ELC e sistema fotovoltaico, alimentando uma carga não linear de 3,2 kW. ....	133
Figura 4.18 – Resultados experimentais da injeção de potência pelo sistema fotovoltaico sem o ELC. ....	133
Figura 4.19 – Resultados experimentais do gerenciamento de energia e regulação de frequência pelo ELC. ....	134
Figura 4.20 – Curvas características do sistema de geração fotovoltaico emulado. ...	135
Figura 4.21 – Resultados de simulação para a geração fotovoltaica com o algoritmo de MPPT diante de variações arbitrárias da irradiância e temperatura. ....	135
Figura 4.22 – Resultados de simulação do desempenho do MPPT para mudanças da irradiância. ....	136
Figura 4.23 – Resultados de simulação da resposta dinâmica do sistema sob variações da irradiância. ....	136
Figura 4.24 – Resultados experimentais da resposta dinâmica do sistema sob variações da irradiância e desempenho de rastreamento do algoritmo de <i>Inc-Cond.</i> ....	137
Figura 4.25 – Resultados experimentais para o sistema sob variação da irradiância.	138
Figura 4.26 – Características experimentais da carga não linear de 4,1 kW: (a) Forma de onda. (b) Conteúdo harmônico. ....	138
Figura 4.27 – Resposta dinâmica experimental da frequência do sistema sob degrau de carga (maior que 90%). ....	139
Figura 4.28 – Resultados de simulação do sistema sob perturbações de carga não linear. ....	139
Figura 4.29 – Desempenho experimental do sistema sob perturbações de carga não linear. ....	140
Figura 4.30 – Resultados experimentais do sistema sob perturbações de carga não linear. ....	140
Figura 4.31 – Resultados experimentais do sistema em regime permanente para uma carga não linear de 4,1 kW. ....	141
Figura 4.32 – Resultados de simulação do sistema híbrido de microgeração sob perturbação de carga não linear. ....	141

Figura 4.33 – Resultados experimentais do sistema híbrido de microgeração sob perturbação de carga não linear. ....	142
Figura 4.34 – Resultados de simulação em regime permanente das tensões do PAC e correntes do GIAE com carga não linear de 4,1 kW. ....	142
Figura 4.35 – Resultados de simulação do rastreamento de corrente nos eixos $\alpha\beta$ . ..	143
Figura 4.36 – Resultados experimentais em regime permanente das tensões no PAC com carga não linear de 4,1 kW. ....	143
Figura 4.37 – Resultados experimentais em regime permanente das correntes do GIAE com carga não linear de 4,1 kW. ....	144
Figura 4.38 – Resultados experimentais do rastreamento de corrente nos eixos $\alpha\beta$ . .	144
Figura 4.39 – Resultados de simulação do espectro harmônico das correntes do GIAE e tensões no PAC para o esquema de controle PR. ....	145
Figura 4.40 – Resultados experimentais do espectro harmônico das correntes do GIAE e tensões no PAC para o esquema de controle PR. ....	146
Figura B.1 – Fotografia dos detalhes do protótipo implementado para o sistema híbrido de microgeração. ....	174
Figura B.2 – Fotografia do protótipo experimental com detalhe no inversor. ....	175
Figura C.1 – Processo de autoexcitação do GI. ....	178
Figura C.2 – Curva característica de conjugado versus velocidade de uma máquina de indução e suas faixas de operação. ....	181
Figura C.3 – Esquema de modulação para o SSI. ....	182
Figura C.4 – Tempo de desmagnetização e ganho de tensão em função do índice de modulação do SSI. ....	183
Figura C.5 – Diagrama de blocos da estrutura de obtenção dos sinais de sincronismo e identificação de frequência. ....	188
Figura B.1 – Diagrama da instrumentação. ....	204





## LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 – Principais métodos de discretização. ....	97
Tabela 4.1 – Parâmetros do GIAE.....	122
Tabela 4.2 – Parâmetros do sistema fotovoltaico. ....	122
Tabela 4.3 – Parâmetros do SSI e ELC.....	123
Tabela 4.4 – Parâmetros dos controladores. ....	123
Tabela B.1 – Dados de placa da máquina primária. ....	172
Tabela B.2 – Dados adicionais do gerador de indução.....	172
Tabela B.3 – Especificações adicionais do SSI.....	173
Tabela B.4 – Parâmetros adicionais do sistema. ....	173
Tabela C.1 – Esforços máximos de corrente para os semicondutores do SSI, considerando-se que $P_{carga} \geq P_{GI}$ .....	184



## LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CCGT	Turbina a gás de ciclo combinado ( <i>Combined-Cycle Gas Turbine</i> )
CCU	Captura e utilização de carbono ( <i>Carbon Capture and Utilization</i> )
DSP	Processador Digital de Sinais ( <i>Digital Signal Processor</i> )
DSTATCOM	Compensador Síncrono Estático de Distribuição ( <i>Distribution Static Synchronous Compensator</i> )
ELC	Controlador Eletrônico de Carga ( <i>Electronic Load Controller</i> )
FDI	Fator de Dimensionamento do Inversor
FOH	Retentor de primeira ordem ( <i>First-order hold</i> )
FP	Fator de Potência
FPB	Filtro Passa-Baixas
FT	Função de Transferência
GI	Gerador de Indução
GIAE	Gerador de Indução Autoexcitado
HFO	Óleo combustível pesado ( <i>Heavy fuel oil</i> )
IEA	Agência Internacional de Energia ( <i>International Energy Agency</i> )
IEEE	Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos ( <i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i> )
Inc-Cond	Condutância Incremental ( <i>Incremental Conductance</i> )
MP	Máquina Primária
MPP	Ponto da Máxima Potência ( <i>Maximum Power Point</i> )
MPPT	Rastreamento do Ponto da Máxima Potência ( <i>Maximum Power Point Tracking</i> )
OECD	Organização para a Cooperação e Desenvolvimento Econômico
ONS	Operador Nacional do Sistema Elétrico
P&O	Perturba e Observa ( <i>Perturb and Observe</i> )
PAC	Ponto de Acoplamento Comum
PCC	Ponto de Conexão Comum
PI	Proporcional-Integral
PR	Proporcional Ressonante
PRD	Proporcional Ressonante Derivativo

PV	Fotovoltaico ( <i>Photovoltaic</i> )
PRODIST	Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional
PWM	Modulação por largura de pulso ( <i>Pulse Width Modulation</i> )
RMS	Raíz média quadrática ( <i>root-mean-square</i> )
SHS	Sistemas domésticos autônomos de geração PV ( <i>Solar Home Systems</i> )
SIN	Sistema Interligado Nacional
SISO	Única entrada única saída ( <i>Single input single output</i> )
SISOL	Sistemas isolados de geração
SSI	Inversor de Fonte Dividida ( <i>Split-Source Inverter</i> )
T&D	Transmissão e Distribuição ( <i>Transmission and Distribution</i> )
TDD	Distorção de demanda total ( <i>Total demand distortion</i> )
THD	Distorção harmônica total ( <i>Total harmonic distortion</i> )
ZOH	Retentor de ordem zero ( <i>Zero-order hold</i> )

## LISTA DE SÍMBOLOS

$\alpha\beta 0$	Sistema de coordenadas de referencial estacionário
$\theta$	Ângulo de sincronismo das tensões
$\tau_{ind}$	Conjugado induzido
$\omega$	Frequência angular
$\omega_m$	Velocidade do eixo do gerador
$\omega_n$	Frequência de ressonância do controlador
<b>A</b>	Matriz de estado
$abc$	Sistema de coordenadas de referencial estacionário
<b>B</b>	Matriz de entrada de controle
<b>C</b>	Matriz de saída
$C$	Capacitância do capacitor do barramento CC do inversor
$C_f$	Capacitância dos capacitores de excitação
$C_{in}$	Capacitância do capacitor paralelo ao sistema PV
$d$	Razão cíclica
$dq0$	Sistema de coordenadas de referencial síncrono
<b>F</b>	Matriz de entrada de distúrbios
$f$	Frequência das tensões no PAC
$\hat{f}$	Frequência estimada
$f^*$	Referência de frequência
$f_0$	Frequência de cruzamento
$f_{LC}$	Frequência de ressonância do filtro de saída
$f_s$	Frequência de comutação e amostragem
$G_{i_{\alpha\beta}, u_{\alpha\beta}}$	Planta da malha interna de corrente
$G_{v_{Cd}, i_q}$	Planta da malha externa de tensão no eixo direto
$G_{v_{cc}, i_d}$	Planta da malha externa de tensão CC
$G_{v_{in}, d}$	Planta da malha de tensão do sistema PV
$h$	Ordem da componente harmônica
<b>I</b>	Matriz identidade
$I_m$	Corrente de magnetização do GI
$i_{\alpha}, i_{\beta}$	Correntes no inversor em coordenadas $\alpha\beta$

$i_{\alpha m}, i_{\beta m}$	Correntes no GIAE em coordenadas $\alpha\beta$
$i_a, i_b, i_c$	Correntes do inversor em coordenadas $abc$
$i_d, i_q$	Correntes no inversor em coordenadas $dq$
$i_{dm}, i_{qm}$	Correntes no GIAE em coordenadas $dq$
$i_{l\alpha}^*, i_{l\beta}^*$	Correntes de carga filtradas para referência em coordenadas $\alpha\beta$
$i_{la}, i_{lb}, i_{lc}$	Correntes de carga em coordenadas $abc$
$i_{Lo}$	Corrente de saída do inversor de fone dividida
$i_o$	Corrente de saída do sistema PV
$i_{PV}$	Corrente do equivalente Norton do sistema PV
$K$	Ganho do Filtro de Kalman
$k$	Instante de amostragem
$K_I$	Ganho integral em tempo discreto
$K_P$	Ganho proporcional em tempo discreto
$\mathbf{K}_T$	Matriz de transformação para um sistema de referência arbitrário
$L$	Indutância do indutor de entrada do SSI
$L_f$	Indutância dos indutores de filtro
$L_m$	Indutância equivalente do GIAE
$m_{ca}$	Índice de modulação de amplitude CA
$m_{cc}$	Índice de modulação de amplitude CC
$n_m$	Velocidade rotórica
$n_s$	Velocidade síncrona
$P$	Potência ativa
$P_{carga}$	Potência da carga conectada ao PAC
$P_{GI}$	Potência nominal do gerador de indução autoexcitado
$P_{GIAE_{60Hz}}$	Potência consumida do GIAE para regular a frequência em 60 Hz
$P_{inv}$	Potência processada pelo inversor
$P_{MPP}$	Máxima potência do sistema PV
$P_{mec}$	Potência das perdas rotóricas na conversão de energia
$P_{PV}$	Potência da geração fotovoltaica
$Q$	Potência reativa
$r_{ELC}$	Resistência de carga do ELC
$r_{eq}$	Resistência equivalente do sistema PV
$r_f$	Resistência série do filtro indutivo de saída

$r_L$	Resistência série do indutor de entrada
$r_m$	Resistência equivalente do GIAE
$S$	Potência aparente
$s$	Escorregamento
$\mathbf{T}_{\alpha\beta 0}$	Matriz de transformação de $abc$ para $\alpha\beta 0$ invariante em potência
$\mathbf{T}_{dq\_ \alpha\beta}$	Matriz de transformação de $\alpha\beta$ para $dq$
$\mathbf{T}_{dq0}$	Matriz de transformação de $\alpha\beta 0$ para $dq0$
$\mathbf{T}_{dq0\_ abc}$	Matriz de transformação $abc$ para $dq0$ invariante em amplitude
$T_s$	Período de comutação e amostragem
$\mathbf{u}$	Vetor de entrada ou controle
$u_\alpha, u_\beta$	Tensões sintetizadas pelo inversor em coordenadas $\alpha\beta$
$u_{a,b,c}$	Tensões sintetizadas pelo inversor em coordenadas $abc$
$u_d, u_q$	Tensões sintetizadas pelo inversor em coordenadas $dq$
$u_{ELC}$	Sinal de comutação da chave do ELC
$v_{C\alpha}, v_{C\beta}$	Tensões no PAC em coordenadas $\alpha\beta$
$v_{Cx}$	Tensões de fase no PAC em coordenadas $abc - x$
$v_{Cxx}$	Tensões de linha no PAC em coordenadas $abc - x$
$v_{Cd}^*$	Tensão de referência no eixo direto
$v_{Cd}, v_{Cq}$	Tensões no PAC em coordenadas $dq$
$v_{Cq}^*$	Tensão de referência no eixo em quadratura
$v_{cc}$	Tensão do barramento CC do inversor
$v_{cc}^*$	Referência de tensão do barramento CC do inversor
$v_{Lfx}$	Quedas de tensão nos indutores de filtro
$v_{Lmx}$	Quedas de tensão nos indutores do GI
$v_{rfx}$	Quedas de tensão nas resistências associadas aos indutores de filtro
$v_{rmx}$	Quedas de tensão nas resistências associadas aos indutores do GI
$v_s$	Tensão terminal de fase do GI
$v'_s$	Tensão terminal de linha nos terminais do GI
$v_{tri}$	Triangular de comparação PWM
$\mathbf{w}$	Vetor de entrada de distúrbios
$\mathbf{x}$	Vetor de estados
$\mathbf{y}$	Vetor de saída do sistema
$Z_l$	Impedância associada à carga aplicada ao PAC





## LISTA DE APÊNDICES E ANEXOS

Apêndice A – MODELO DINÂMICO EM ESPAÇO DE ESTADOS PARA EIXOS ESTACIONÁRIOS E SÍNCRONOS .....	165
Apêndice B – CARACTERIZAÇÃO DA BANCADA EXPERIMENTAL	171
Apêndice C – CONSIDERAÇÕES DE PROJETO DO SISTEMA .....	177
Anexo A – MODELO DE PEQUENOS SINAIS DO INVERSOR DE FONTE DIVIDIDA .....	193
Anexo B – DESCRIÇÃO DO PROTÓTIPO .....	203



## SUMÁRIO

<b>1 INTRODUÇÃO</b> .....	35
1.1 INTRODUÇÃO GERAL .....	35
1.2 MOTIVAÇÃO E JUSTIFICATIVA .....	37
1.3 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA .....	54
<b>1.3.1 Sistemas híbridos</b> .....	59
<b>1.3.2 Estratégias de controle</b> .....	60
1.4 OBJETIVOS .....	63
<b>1.4.1 Objetivos gerais</b> .....	63
<b>1.4.2 Objetivos específicos</b> .....	63
<b>1.4.3 Organização da dissertação</b> .....	64
<b>2 DESCRIÇÃO E MODELAGEM DO SISTEMA</b> .....	65
2.1 INTRODUÇÃO .....	65
2.2 DESCRIÇÃO DO SISTEMA DE MICROGERAÇÃO .....	65
2.3 MODELO MATEMÁTICO DA PLANTA DO LADO CA .....	66
<b>2.3.1 Modelagem em sistemas de referência arbitrários</b> .....	68
<b>2.3.2 Modelo do lado CA</b> .....	69
<b>2.3.3 Validação do modelo matemático do lado CA</b> .....	77
2.4 MODELAGEM MATEMÁTICA DO LADO CC .....	78
2.5 MODELO DO SISTEMA CC-CC FOTOVOLTAICO .....	79
<b>2.5.1 Modelo médio de pequenos sinais no ponto de máxima potência</b>	82
2.6 DESCRIÇÃO DA ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO .....	84
2.7 DISCRETIZAÇÃO DO MODELO .....	87
<b>2.7.1 Resposta em frequência das plantas em malha aberta</b> .....	88
<b>2.7.2 Influência de incertezas paramétricas do sistema</b> .....	89
2.8 CONCLUSÕES .....	91
<b>3 PROJETO DO SISTEMA DE CONTROLE</b> .....	93
3.1 INTRODUÇÃO .....	93
3.2 CONSIDERAÇÕES SOBRE A ESTRATÉGIA DE CONTROLE PROPOSTA	94
3.3 IMPLEMENTAÇÃO DIGITAL DE COMPENSADORES .....	96
3.4 CARACTERIZAÇÃO E PROJETO DOS CONTROLADORES .....	98
<b>3.4.1 Controle de corrente em eixos estacionários</b> .....	101
<i>3.4.1.1 Controlador proporcional-ressonante</i> .....	101
<i>3.4.1.2 Projeto da malha interna</i> .....	104
<i>3.4.1.3 Ação anti-windup</i> .....	108

---

<b>3.4.2 Controle de tensão em eixos síncronos</b> .....	109
3.4.2.1 <i>Malha externa de controle das tensões no PAC</i> .....	111
3.4.2.2 <i>Malha externa de controle da tensão no barramento CC do SSI</i> ..	112
<b>3.4.3 Controle de frequência e método de sincronização</b> .....	114
<b>3.4.4 Algoritmo de MPPT</b> .....	116
3.4.4.1 <i>Técnica da condutância incremental (Inc-Cond)</i> .....	116
3.5 CONCLUSÕES PARCIAIS .....	120
<b>4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS</b> .....	121
4.1 INTRODUÇÃO .....	121
4.1.1 <b>Caracterização do sistema</b> .....	121
4.2 ANÁLISE DE DESEMPENHO DOS RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS .....	124
4.3 CONCLUSÕES PARCIAIS .....	144
<b>5 CONSIDERAÇÕES FINAIS</b> .....	147
5.1 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS .....	149
5.2 PRODUÇÃO ASSOCIADA AO TRABALHO .....	150
<b>REFERÊNCIAS</b> .....	151
<b>APÊNDICES</b> .....	163
<b>ANEXOS</b> .....	191

# 1 INTRODUÇÃO

## 1.1 INTRODUÇÃO GERAL

A contribuição desta dissertação consiste no desenvolvimento da modelagem, modulação e controle de um inversor do tipo fonte de impedância, de topologia tipo fonte dividida, realizando o papel do Compensador Síncrono Estático de Distribuição (DSTATCOM), aplicado à regulação de tensão em um sistema de geração híbrido isolado, utilizando o gerador de indução autoexcitado (GIAE) e um sistema de geração a partir do arranjo de painéis fotovoltaicos.

Na operação como gerador de energia elétrica, o GIAE necessita de métodos de regulação constante (FARRET, 2014; FILHO; NASCIMENTO, 2010). Isto se deve à ausência de excitação própria, e por conseguinte, uma tensão induzida muito baixa em seu estator. Para o gerador de indução (GI), é fundamental que no processo de conversão da energia mecânica em elétrica haja o fornecimento de potência reativa. Desta forma, a compensação de reativos deve ser realizada por meio de uma fonte externa, como um banco de capacitores de excitação conectado em paralelo aos terminais do GI, e a partir disso, denomina-se essa máquina elétrica como gerador de indução autoexcitado. (BASSETT; POTTER, 1935; SINGH et al., 2008; VANCO et al., 2016).

Em sistemas isolados de geração de energia elétrica utilizando o GIAE com capacitores de excitação, as tensões do gerador podem sofrer bruscas variações, uma vez que o GIAE é submetido à alterações de velocidade, e ainda, mudanças no tipo e na magnitude demanda da carga conectada aos seus terminais. Isto se deve ao fato da técnica de compensação de reativos com banco de capacitores não proporcionar regulação precisa das tensões, não atuando adequadamente também, na compensação dos desequilíbrios de tensão (BANSAL, 2005; CHAUHAN et al., 2010; HOMRICH, 2013; SCHERER, 2016). Com relação à regulação da frequência das tensões nos terminais do GI, faz-se necessário se manter o equilíbrio entre a potência ativa gerada e a consumida pelas cargas conectadas ao sistema. É imprescindível que para sistemas isolados, leve-se em consideração a natureza das cargas que serão conectadas ao mesmo. Uma vez que, os equipamentos que se comportam como cargas fortemente não lineares geram distorções harmônicas, comprometendo a qualidade de energia exigida e necessária.

A utilização de um DSTATCOM se torna uma estratégia interessante para sistemas de microgeração isolados baseados em GIAE, a partir do propósito de mitigar os problemas de regulação de tensão apresentados, atuando como um compensador paralelo. Além de permitir a regulação da tensão terminal, o DSTATCOM também é capaz de realizar a compensação de desequilíbrios nas correntes e, principalmente, dos harmônicos

de corrente causados pelos diferentes tipos de cargas (SCHERER et al., 2015; TISCHER, 2017; TRIPATHI; JAIN, 2017).

Com relação à definição, sistemas de microgeração, microcentral ou microusinina são caracterizados pela potência de geração limitada à 75 kW (ANEEL, 2015). Esta classificação de potência está dentro do emprego economicamente adequado da máquina de indução como gerador em conjunto com um inversor, segundo Marra e Pomilio (2000), aonde se conclui que um projeto convencional associando um inversor de tensão PWM ao GIAE, torna-se uma alternativa atrativa, em termos de custos, em relação ao emprego do gerador síncrono, para potências de até 50 kW. Como apresentado em Freitas et al. (2005), o uso do GI comparado a geradores síncronos se mostrou interessante no caso de redes com restrições da capacidade de curto-circuito, visto que tais máquinas não fornecerem correntes de falta de forma sustentada. Não obstante, conforme Scherer (2016), microcentrais de geração têm forte dependência em relação às cargas que são conectadas ao sistema, exigindo esforços extras de regulação. Para sistemas isolados, as cargas desempenham um papel ainda mais crítico no controle da tensão e frequência.

Pode-se ainda, a fim de explorar a conexão de outras fontes de energia ao sistema, modificar ou empregar diferentes topologias de conversores operando como compensador estático de reativos. É o caso do inversor com fonte dividida, que por ter característica de fonte de impedância, possui capacidade elevadora (*Boost*) e abaixadora (*Buck*) sem a necessidade de se empregar chaves ativas adicionais (ABDELHAKIM et al., 2015; BORGES, 2019). Esta topologia permite um controle e modulação unificado e simplificado com relação aos estágios de conversão de energia (ABDELRAZEK et al., 2017). Desta forma, suas características fazem desta topologia, uma interessante opção em termos de vantagens no projeto do sistema de geração híbrido em questão.

Com isso, fazem-se necessárias estratégias de controle que mantenham estáveis tanto a frequência quanto amplitude e forma das tensões, respeitando os valores nominais especificados para o sistema. Com estratégias de controle adequadas, o DSTATCOM se torna capaz de realizar a mitigação ou eliminação de harmônicos de baixa e alta ordem. Além disso, pode proporcionar a compensação da componente de sequência zero em sistemas à quatro fios, onde em caso de desequilíbrios, uma corrente pelo condutor de neutro é capaz de circular (SINGH; KASAL, 2008; SCHERER et al., 2015).

O emprego do DSTATCOM objetiva a melhoria da qualidade de energia, solucionando casos de distorções de tensão causados por correntes de carga, principalmente as do tipo não linear, em sistemas de microgeração isolados. Estas causam a soma de componentes harmônicas indesejadas na forma de onda resultante. Estes fatores degradam a vida útil dos equipamentos eletrônicos, causando principalmente sobreaquecimentos e perdas de condução nos condutores (FRANCHI et al., 2017). A mitigação destes problemas se faz possível através da aplicação de estratégias de controle adequadas sob o inversor, as quais podem corrigir as perturbações no sistema. Com este propósito, Sche-

rer (2016), Tischer (2017), desenvolveram controladores proporcionais ressonantes com parcela derivativa (PRDs), aplicados às malhas internas de corrente do DSTATCOM. Estes controladores são capazes de compensar tanto harmônicos de corrente de baixa e alta ordem, quanto desequilíbrios de tensão, tanto para sistemas a três fios, quanto para quatro fios. Desta forma, o inversor é capaz de processar a energia, já que este proporciona o controle das correntes de fase, atuando na amplitude e forma, independentemente. A partir disso, o DSTATCOM executa a compensação de reativos, desequilíbrios de carga e harmônicos de corrente, provenientes da conexão de equipamentos em um sistema de geração isolado (SOUZA, 2020).

Serão apresentadas a seguir, as motivações para o desenvolvimento do trabalho desta dissertação, seguidas de uma revisão bibliográfica que abordará de forma resumida as topologias de regulação de tensão para GIAEs, destacando o inversor como a principal estratégia de regulação de tensão, e ainda, analisando a topologia do inversor de fonte dividida como meio de injeção de energia a partir de um sistema fotovoltaico. Além disso, abordar-se-á uma revisão das técnicas de controle aplicadas ao inversor para que este atue efetivamente na melhoria da qualidade de energia elétrica, uma vez integrado a um sistema de geração isolado, baseado em um gerador de indução autoexcitado.

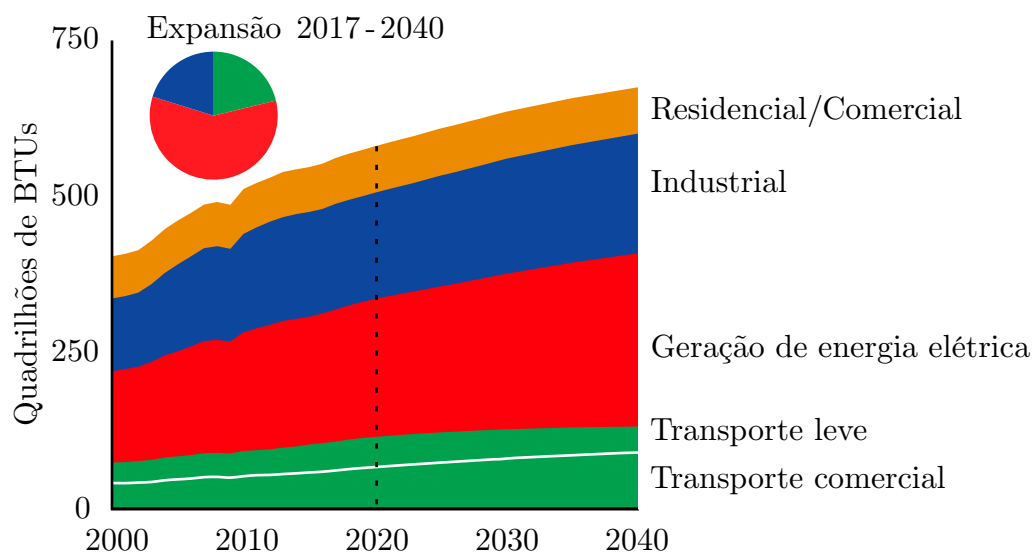
## 1.2 MOTIVAÇÃO E JUSTIFICATIVA

No cenário mundial, atualmente, a energia elétrica é um bem fundamental para a subsistência e desenvolvimento da sociedade rumo à qualidade de vida, a inclusão social, ao acesso à informação, ao progresso da humanidade como civilização, entre outras importâncias. Justamente por se tratar de um recurso tão importante, é imprescindível que a energia elétrica seja amplamente fornecida e entregue de forma confiável. Partem daí, grandes desafios de infraestrutura a serem enfrentados pelos países ao redor do mundo, uma vez que os recursos necessários muitas vezes são limitados, e as políticas governamentais de gestão abordadas influenciam diretamente nas possibilidades.

Segundo levantamento da IEA (2019d), no mundo, mais de 1 bilhão de pessoas ainda não possuem acesso à eletricidade. Com relação ao desafio energético, além disso, conforme os estudos da Exxon Mobil (2019), estima-se que a demanda global por energia ainda crescerá consideravelmente até 2040. Dividem-se os principais setores de consumo em: residencial, comercial, industrial, de geração de energia elétrica (matéria prima) e o de transportes. O histórico e projeção da taxa de crescimento desses setores pode ser observada conforme os dados da Figura 1.1. Nota-se que o maior crescimento previsto de demanda de energia, será no setor de geração de energia elétrica.

Historicamente, os recursos para a geração de energia elétrica mais utilizados no mundo são não renováveis. A partir dos dados da IEA (2019a), expostos como gráficos na

Figura 1.1 – Variação da demanda mundial de energia por setores.



Fonte: Adaptado de Exxon Mobil (2019).

Figura 1.2, pode-se notar a ampla utilização de carvão como combustível para geração de eletricidade ao longo dos anos. Nos países membros da Organização para a Cooperação e Desenvolvimento Econômico (OECD), nota-se uma diminuição substancial no uso de carvão, e um recente aumento na utilização de fontes renováveis de energia, o que retrata uma mudança nas políticas adotadas, com uma nova preocupação responsável dos países de forma geral: a busca por fontes limpas e renováveis. Ainda, é nítida a diminuição do uso de óleo como combustível nas termelétricas em âmbito mundial.

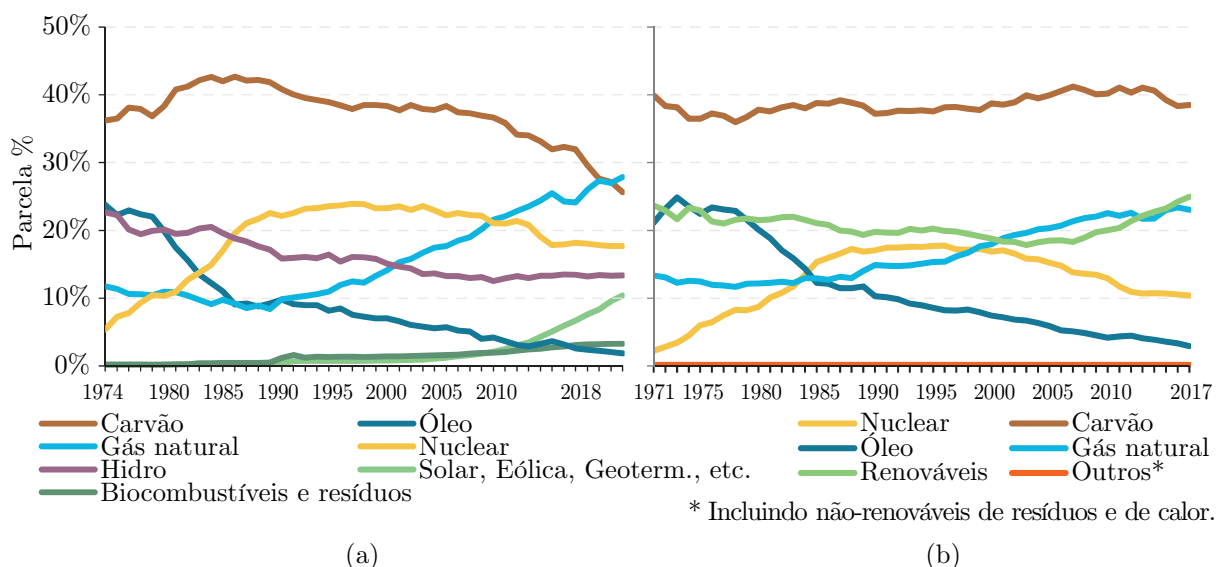
Atualmente, a parcela da utilização de fontes renováveis e limpas é superior nos países membros da OECD segundo a IEA (2019a), conforme mostra a Figura 1.3. Nota-se também como os países não membros da OECD ainda utilizam o carvão como principal parcela quanto a fonte de geração de eletricidade.

Alguns países possuem vantagens em termos da disposição de recursos naturais, onde algumas destas dependem de fatores geográficos. Isso se reflete na possibilidade de produção de energia elétrica a partir de fontes renováveis. É o caso de países como a China, o Brasil, Canadá e EUA, que compõe a maior parcela na geração de energia elétrica a partir de hidrelétricas no mundo, segundo levantamento da IEA (2019b). Ainda, pela grande demanda de eletricidade, pode-se observar na Figura 1.4 que a China ainda aparece nos grandes produtores de energia por usinas nucleares e a carvão.

Ao longo dos últimos anos as fontes renováveis de energia vêm ganhando espaço no panorama mundial, além das chamadas “energias limpas”, em detrimento das fontes não renováveis, que além disso, geram grande impacto ambiental. Entretanto, sabe-se que as políticas adotadas pelos países com relação ao desenvolvimento no setor de energia, impactam fundamentalmente nas perspectivas e possibilidades na realização de obras de

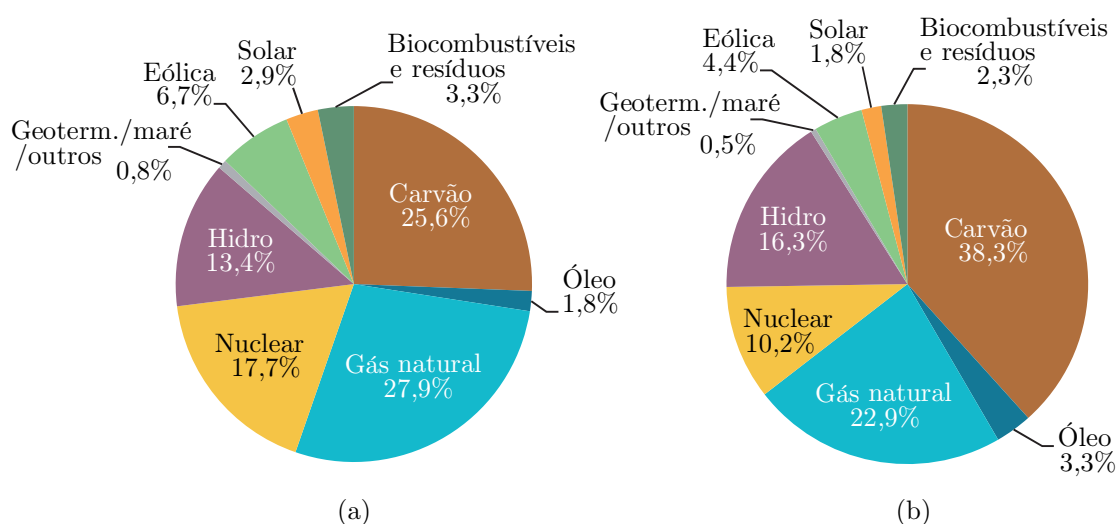


Figura 1.2 – Histórico da geração de energia elétrica no âmbito mundial: (a) membros da OECD; (b) não-membros.



Fonte: Adaptado de IEA (2019a).

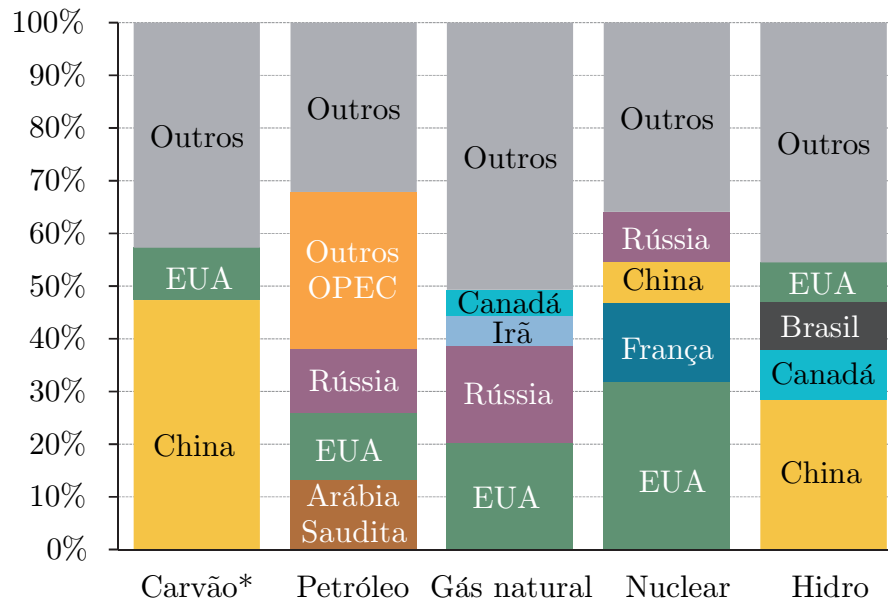
Figura 1.3 – Geração de energia elétrica mundial por fontes: (a) membros da OECD; (b) não-membros.



Fonte: Adaptado de IEA (2019a).

infraestrutura. A partir disso, a IEA (2019c) estudou o quão custoso seria o investimento no setor de energia, comparando-se tecnologias e necessidades, para diferentes cenários de políticas adotadas, como: novas políticas a partir de 2018, e desenvolvimento sustentável em um horizonte até 2030. É possível analisar na Figura 1.5 que, tratando-se de um desenvolvimento sustentável, os investimentos em energias renováveis, redes e armazenamento

Figura 1.4 – Maiores produtores de energia por fontes em 2017.

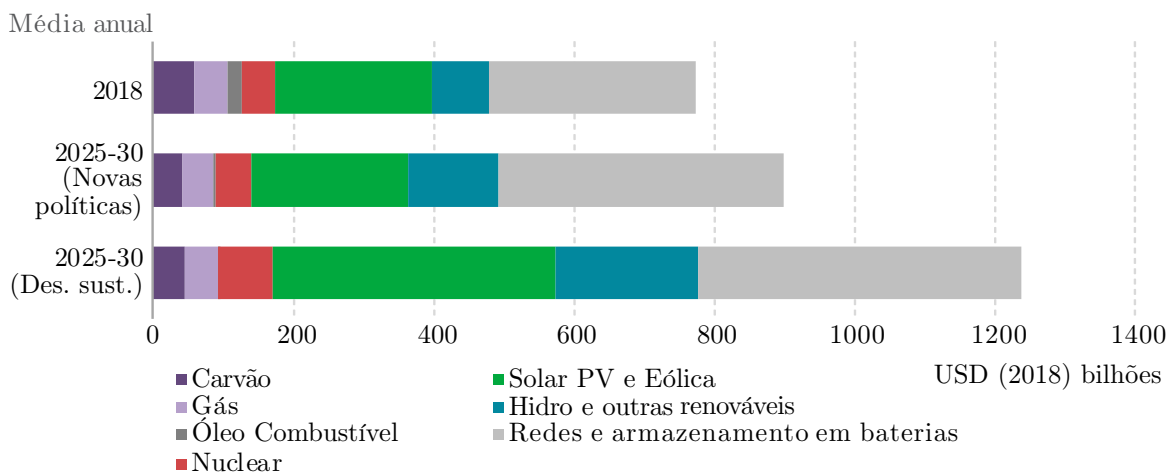


\* Turfa e xisto betuminoso também são agregados

Fonte: Adaptado de IEA (2019b).

em baterias, possuem uma parcela consideravelmente maior com relação aos investimentos em 2018. Ainda, é interessante notar que, para um desenvolvimento sustentável, os investimentos no setor de óleos combustíveis é praticamente desprezível.

Figura 1.5 – Investimento global no setor de energia por tecnologia e necessidade em diferentes cenários.

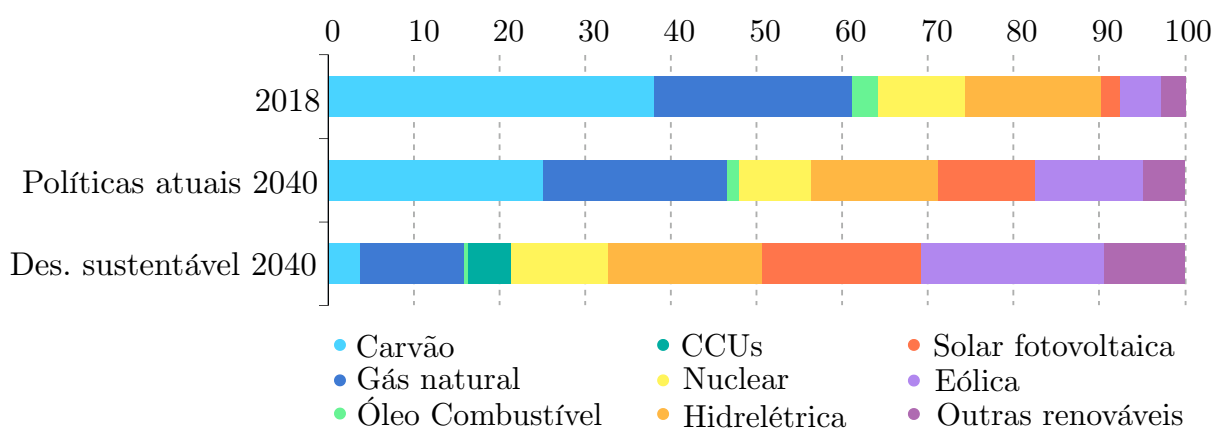


Fonte: Adaptado de IEA (2019c).

Em se tratando de perspectivas futuras na geração de energia elétrica no mundo, pode-se confirmar a atual tendência de queda na utilização de carvão como fonte de energia até 2040, a partir da Figura 1.6, que apresenta os resultados obtidos pela IEA (2019d),

onde se compara a parcela de geração por tipo de fonte para diferentes políticas adotadas. Além disso, nota-se o grande aumento na parcela da geração solar fotovoltaica, bem como a eólica, de outras fontes renováveis, e ainda, o crescimento substancial da geração por CCUs (*Carbon Capture and Utilization*).

Figura 1.6 – Geração de energia elétrica (%) no âmbito mundial por cenários: políticas atuais e desenvolvimento sustentável de 2018 para 2040.



Fonte: Adaptado de IEA (2019d).

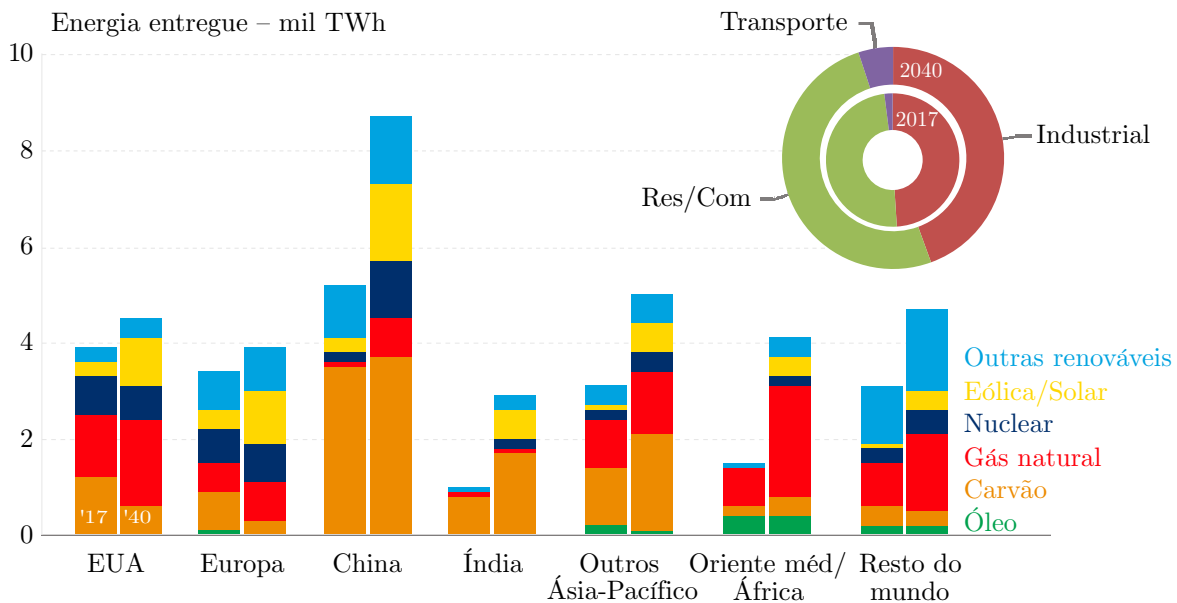
No que diz respeito a geração de energia elétrica em âmbito mundial, as previsões resultantes da revista Exxon Mobil (2019), apontam que, até 2040, falando-se de diversidade na produção de eletricidade por regiões, de modo geral, haverá um aumento na geração por fontes renováveis alternativas, do tipo eólica e solar, e ainda, gás natural. Pode-se observar a tendência da estagnação ou diminuição na utilização de fontes como carvão e óleo. A Figura 1.7 apresenta esses resultados, e ainda, mostra o aumento na participação do transporte no total da demanda de energia com relação à 2017.

Tendo em consideração a geração fotovoltaica, é possível, a partir da Figura 1.8, observar as adições de sistemas fotovoltaicos nos anos de 2016 a 2018, em alguns países e regiões. Houve, a partir dos dados da IEA (2019d), um crescimento, ainda que modesto em âmbito mundial, no ritmo das adições anuais de sistemas fotovoltaicos no Brasil.

Como a energia gerada a partir de hidrelétricas é uma solução relativamente antiga, alguns países estão perto do seu limite em relação ao seu potencial de geração e na possibilidade de realizar novos aproveitamentos hidrelétricos. Isso repercute diretamente nos números de adições anuais, como mostrado na Figura 1.9. Ainda sim, nota-se como o Brasil foi o segundo país que mais implantou sistemas com energia hidrelétrica no mundo, nestes anos.

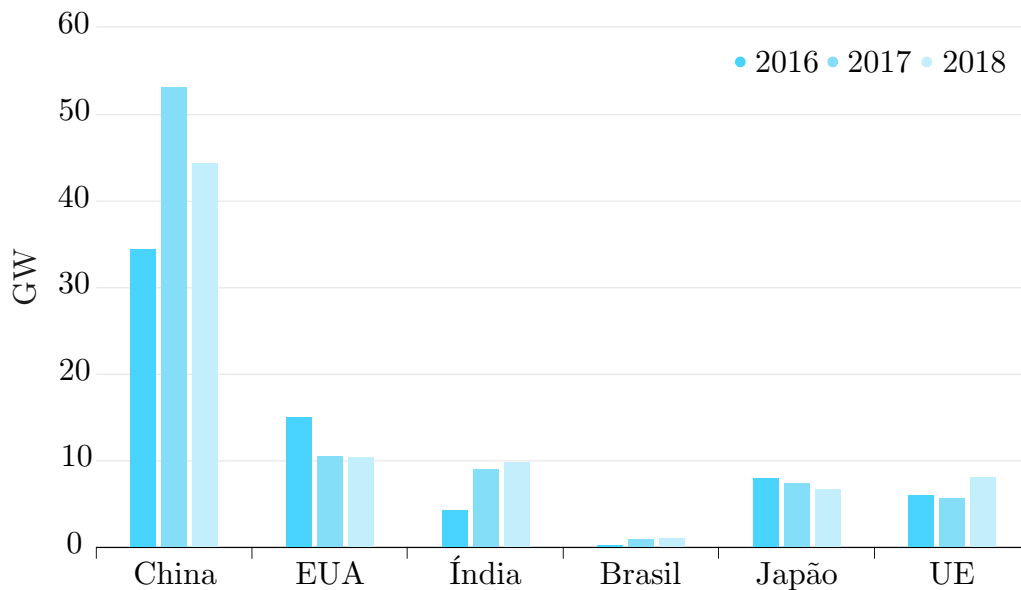
Com isso, torna-se interessante analisar o atual mapa do potencial hidrelétrico brasileiro, com suas respectivas situações para cada região do Brasil, conforme contempla a Figura 1.10. Os números fornecidos pela Eletrobras (2018), indicam que 44% do potencial

Figura 1.7 – Diversidade na geração de energia elétrica por região em 2017 e para 2040.



Fonte: Adaptado de Exxon Mobil (2019).

Figura 1.8 – Adições anuais de geração fotovoltaica em alguns países e regiões.

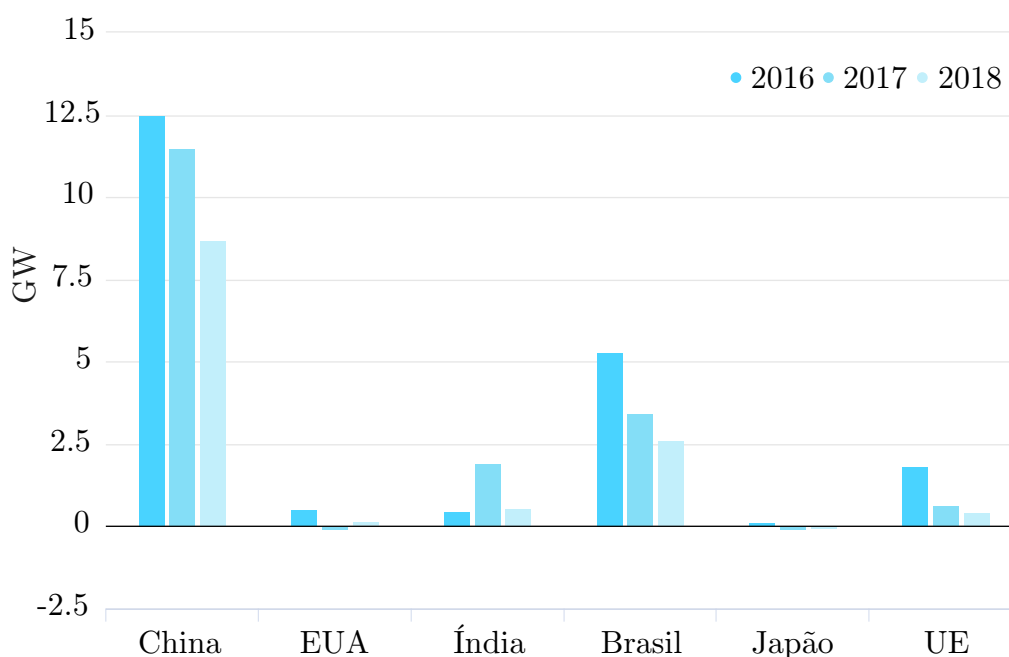


Fonte: Adaptado de IEA (2019d).

total de geração hidrelétrica no Brasil, já está em operação. E ainda, estima-se que 18% do potencial total de geração do país ainda não foi explorado. Onde a maior parcela de potencial a ser explorado, pertence à região norte.

No que concerne ao acesso à eletricidade, alguns países ainda enfrentam grandes desafios. Segundo os dados da IEA (2019d), em 2016, no mundo, havia mais de 1 bilhão de pessoas sem acesso a esse recurso tão importante para o desenvolvimento da sociedade.

Figura 1.9 – Adições anuais de geração hidrelétrica em alguns países e regiões.



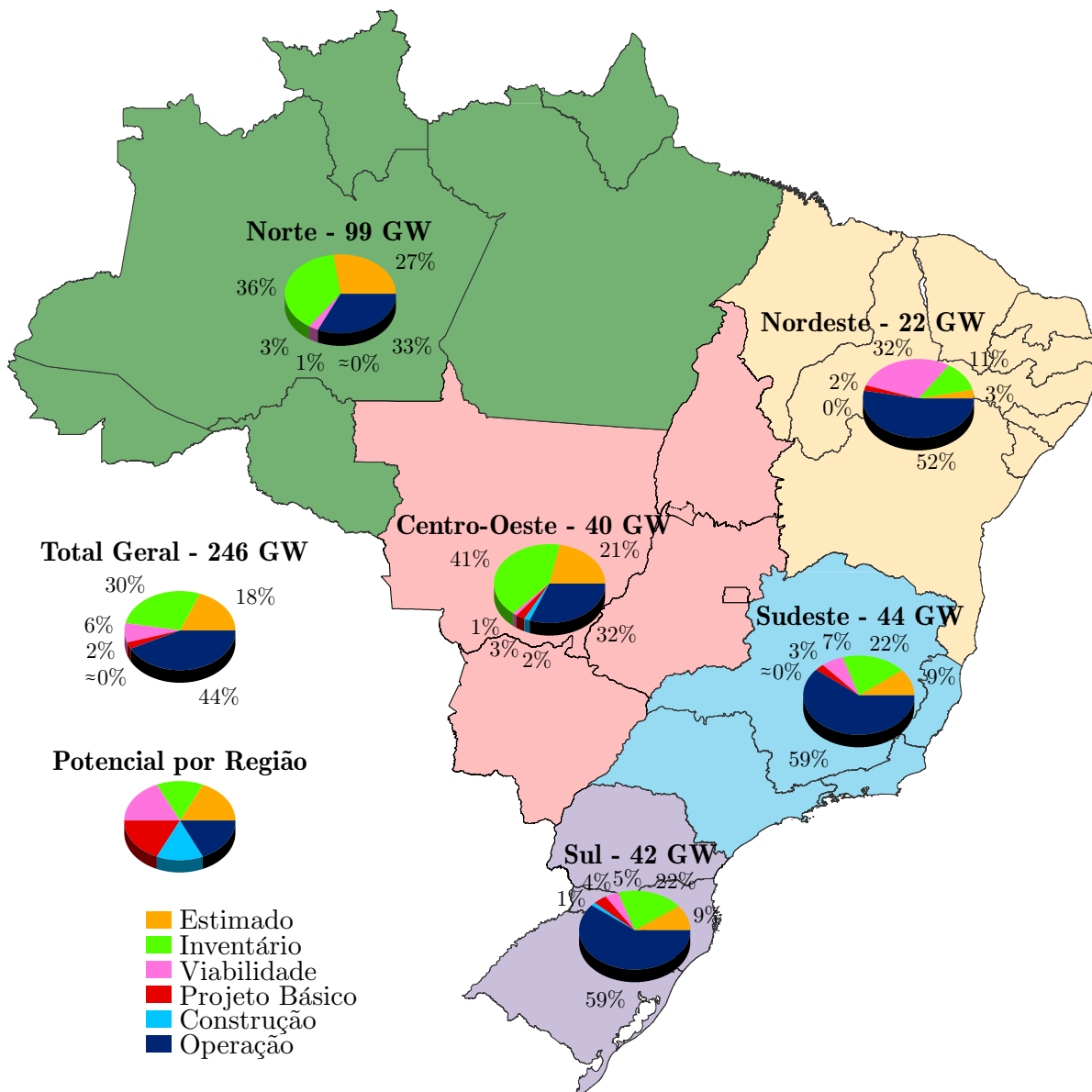
Fonte: Adaptado de IEA (2019d).

E ainda, como se pode observar na Figura 1.11, estima-se que até 2030, aproximadamente 700 milhões de pessoas ainda não terão o privilégio do acesso à eletricidade. Destaca-se a região da África Subsariana, onde a previsão indica a não redução do número de pessoas sem eletricidade ao longo dos anos, e também, as regiões da Índia, Indonésia e alguns países do sudeste da Ásia, onde se prevê a solução completa do problema de fornecimento de energia à população.

Em termos de soluções para o fornecimento de energia elétrica aos lugares onde esse recurso ainda não é disponível, torna-se interessante observar os dados da IEA (2019d) sobre um estudo realizado no Iraque, onde se leva em consideração o tipo de tecnologia de geração e o tempo necessário para que o sistema seja implementado, ou seja, a rapidez para que seja solucionado o problema de fornecimento. A partir da Figura 1.12, é possível notar que a solução mais rápida seria a adoção de geradores a óleo. Além disso, nota-se que as soluções mais rápidas, tratam-se de sistemas isolados de geração de energia elétrica, uma vez que, utilizar sistemas de geração centralizada, expandindo as redes e linhas de transmissão, é um processo que pode levar até 10 anos. Contudo, é inerente que o custo de geração de alguns destes sistemas isolados seja maior, naturalmente, pelos tipos de combustíveis empregados.

Segundo o relatório da IEA (2019d), prevê-se que, para fornecer acesso total à eletricidade até 2030, existem três principais soluções: trata-se da extensão e densificação da rede elétrica, adoção de mini-redes (*mini-grids*), e a implementação de sistemas isola-

Figura 1.10 – Resumo do potencial hidrelétrico brasileiro para aproveitamentos maiores ou iguais a 50 MW.



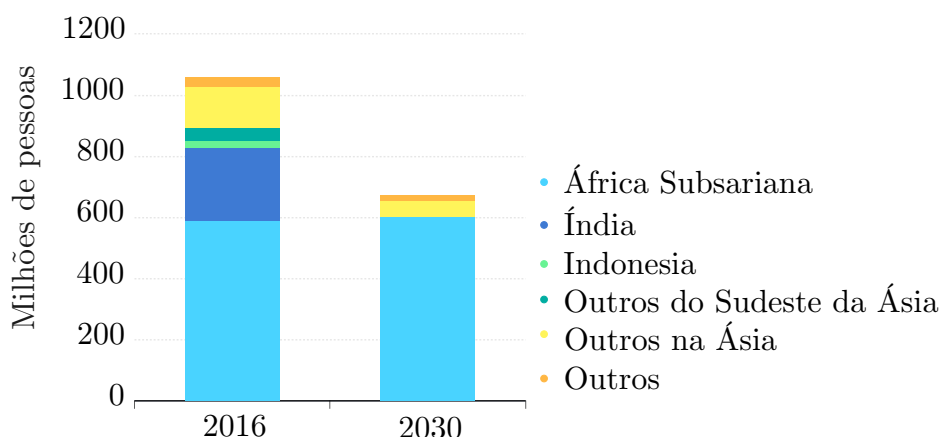
Fonte: Adaptado de Eletrobras (2018).

dos. A Figura 1.13 mostra que mais de 20% dos casos da necessidade de fornecimento, demandam sistemas isolados de geração de energia elétrica.

No que diz respeito ao investimento necessário para o fornecimento total de eletricidade até 2030, os sistemas isolados representam a menor, porém considerável e importante parcela da necessidade de investimento, com relação às soluções de redes e mini-redes, como mostra a Figura 1.14.

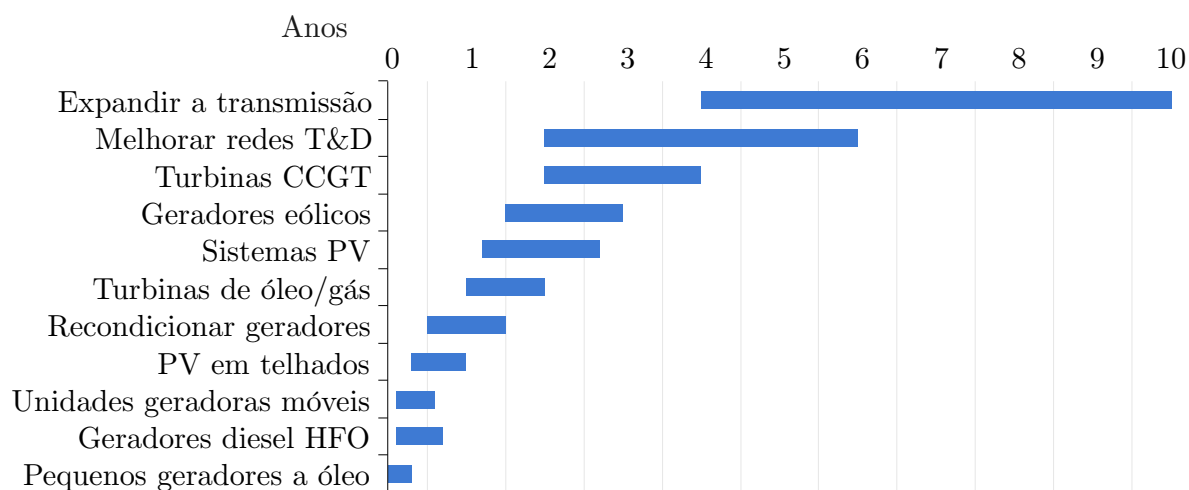
Ao longo dos últimos anos, o número de sistemas isolados de geração fotovoltaica sofreu um crescimento substancial. O relatório da IEA (2019d) destaca o crescimento

Figura 1.11 – População sem acesso à eletricidade, considerando novas políticas até 2030.



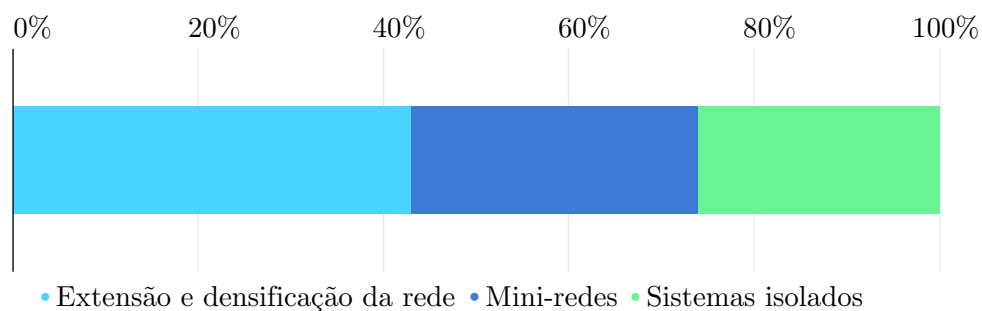
Fonte: Adaptado de IEA (2019d).

Figura 1.12 – Opções de tecnologia para melhorar o fornecimento de eletricidade por tempo de desenvolvimento no Iraque, 2019.



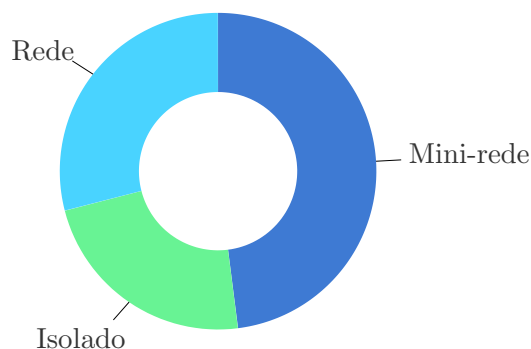
Fonte: Adaptado de IEA (2019d).

Figura 1.13 – Soluções para fornecer acesso total à eletricidade até 2030.



Fonte: Adaptado de IEA (2019d).

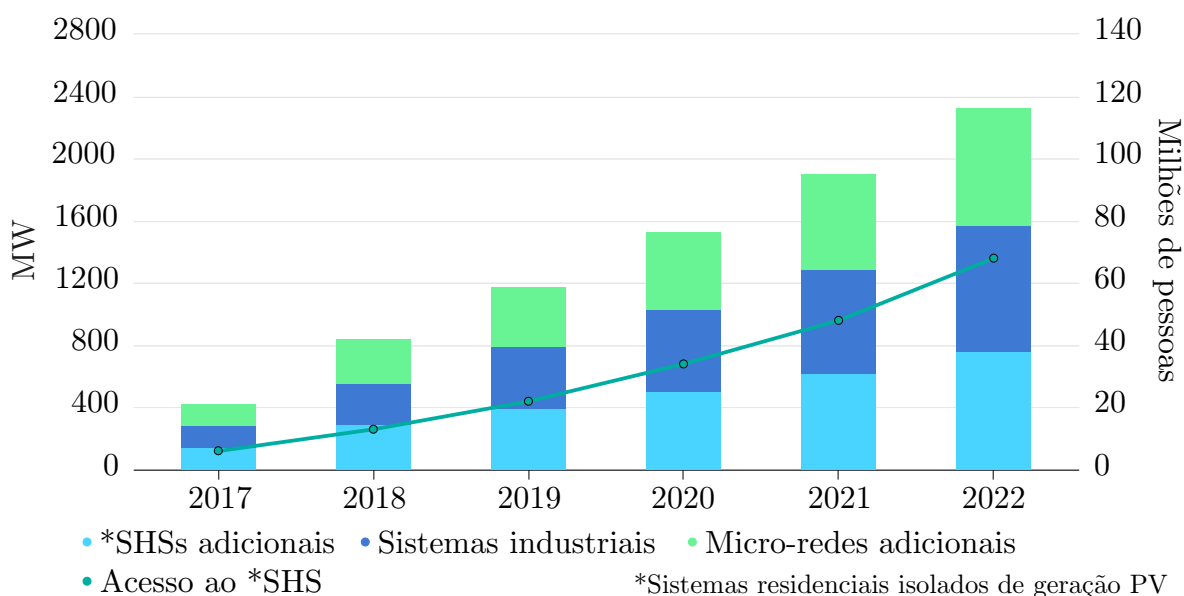
Figura 1.14 – Investimento necessário para fornecer eletricidade a todos até 2030.



Fonte: Adaptado de IEA (2019d).

desses sistemas nas regiões da Ásia e África Subariana, onde há uma notável necessidade da implementação de novos sistemas de fornecimento de eletricidade. Entre 2017 e 2022 a energia gerada por estes sistemas quase quintuplicou, enquanto o número de pessoas contempladas com acesso à eletricidade aumentou aproximadamente 10 vezes, o que se pode observar através da Figura 1.15.

Figura 1.15 – Crescimento de sistemas isolados de geração fotovoltaica na Ásia e África Subariana.



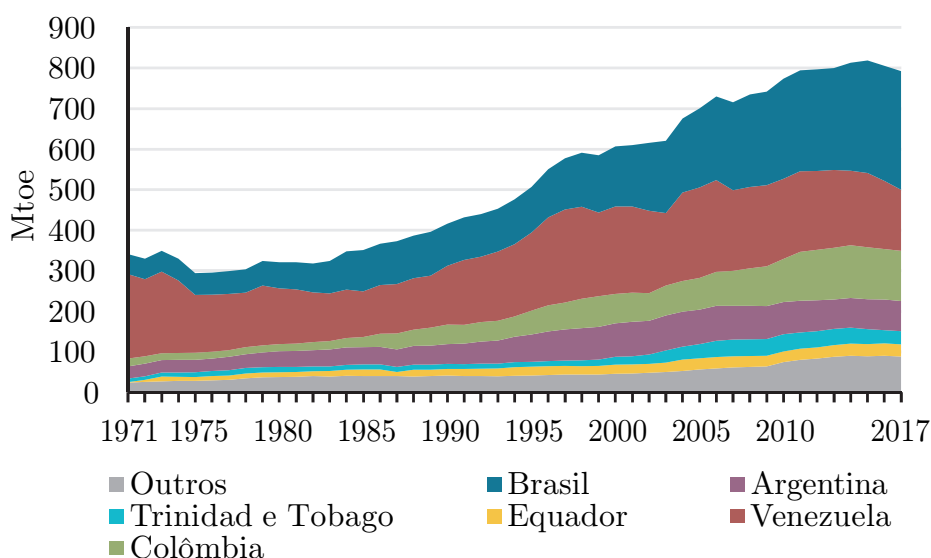
Fonte: Adaptado de IEA (2019d).

No Brasil, historicamente, a produção de energia supera quantitativamente qualquer país do continente americano que não seja membro da OECD, segundo dados da IEA (2019b), de acordo com a Figura 1.16. É aparentemente intuitivo, uma vez que o Brasil é um país continental dentro da América do Sul, e ainda, mais populoso em comparação aos outros países em questão. Todavia, diferentes regiões brasileiras demandam diferentes



quantidades de energia, uma vez que as atividades econômicas e a aglomeração da população é mais acentuada na região sudeste em comparação a região norte, por exemplo. Isso reflete diretamente nas preocupações e esforços em infraestrutura, o que molda, em termos de energia elétrica, o sistema elétrico brasileiro por necessidades como: geração centralizada, distribuída ou isolada.

Figura 1.16 – Histórico da produção de energia por países da América não-membros da OECD.



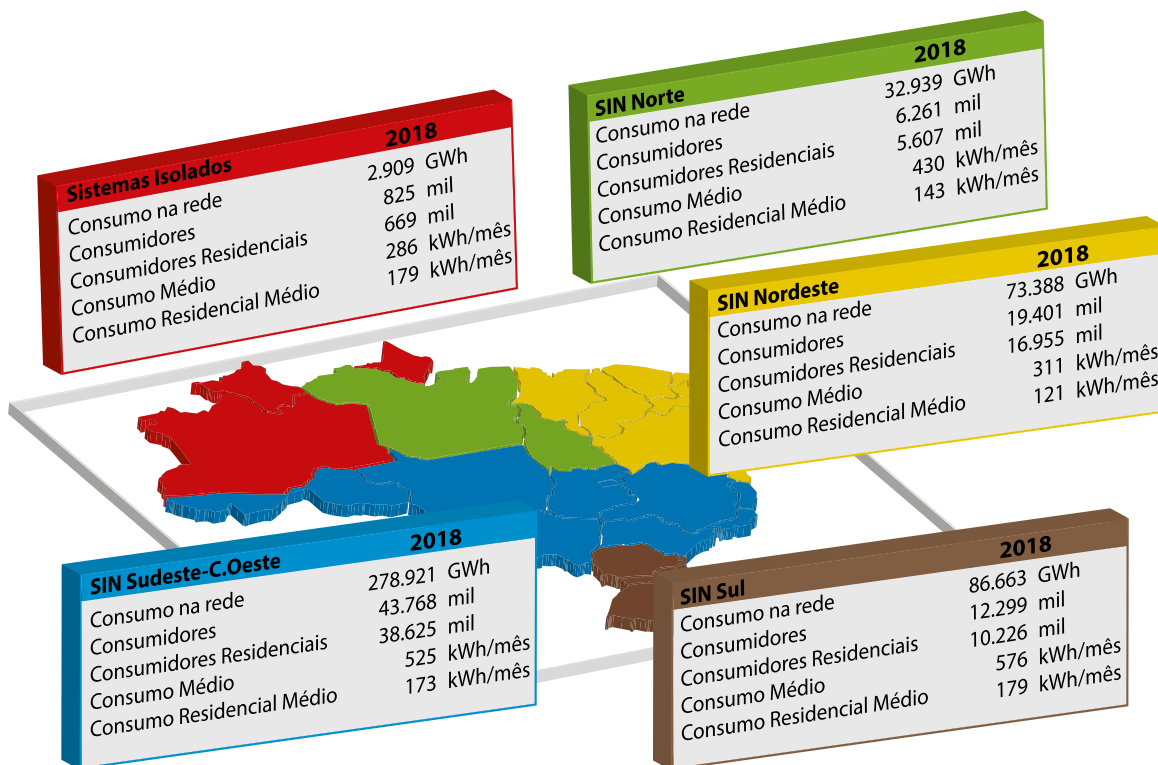
Fonte: Adaptado de IEA (2019b).

Nesta ótica, vale a análise da divisão dos subsistemas do setor elétrico no Brasil por regiões. Com foco nos sistemas isolados de geração existentes no Brasil, observa-se, a partir da Figura 1.17, adaptada do relatório da EPE (2019), que estes sistemas se concentram apenas na região norte do país, e além disso, representam uma pequena parcela no volume de geração de energia elétrica no país, com aproximadamente 0,61% do total em 2018. Contudo, estes sistemas apresentam um consumo residencial médio acima da maioria dos subsistemas existentes.

Além disso, segundo dados da ONS (2018a), a geração de energia elétrica no Brasil se divide em 8 principais tipos de fontes, conforme mostra a Figura 1.18. Nota-se que a grande maioria da energia gerada é de origem hidrelétrica. Ainda, a energia eólica e solar, que vêm crescendo nos últimos anos, já somam uma parcela significativa na matriz energética brasileira.

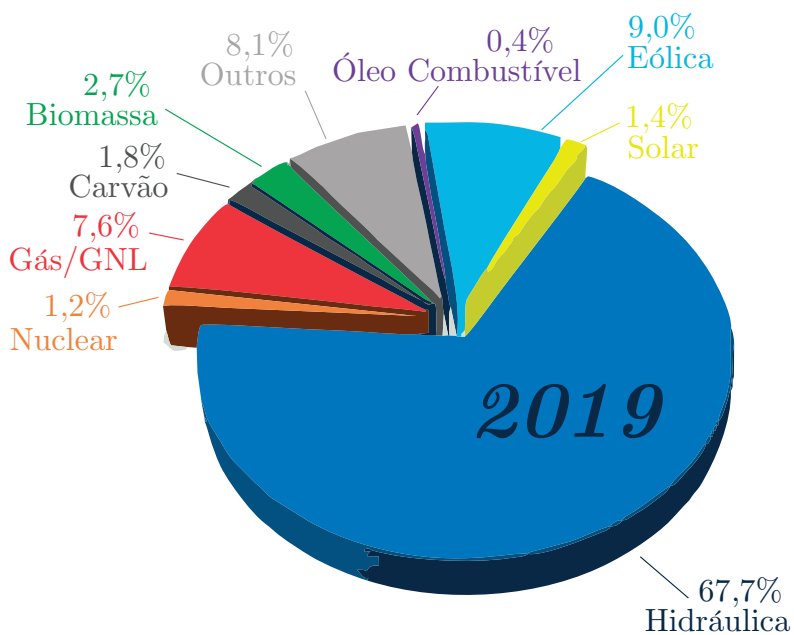
Em termos de projeção da geração de energia elétrica no Brasil, a ONS e EPE (2020) apresenta uma previsão até 2024 por região e tipos característicos de demanda. Nota-se que a mudança nesse sentido será mínima até 2024. Porém, observando a Figura 1.19, ainda, destacam-se as regiões norte e nordeste por apresentarem um maior crescimento em sistemas de geração de energia elétrica. O que também representa a fase

Figura 1.17 – Dados de 2018 dos subsistemas elétricos que compõem o Sistema Interligado Nacional do Brasil.



Fonte: Adaptado de EPE (2019).

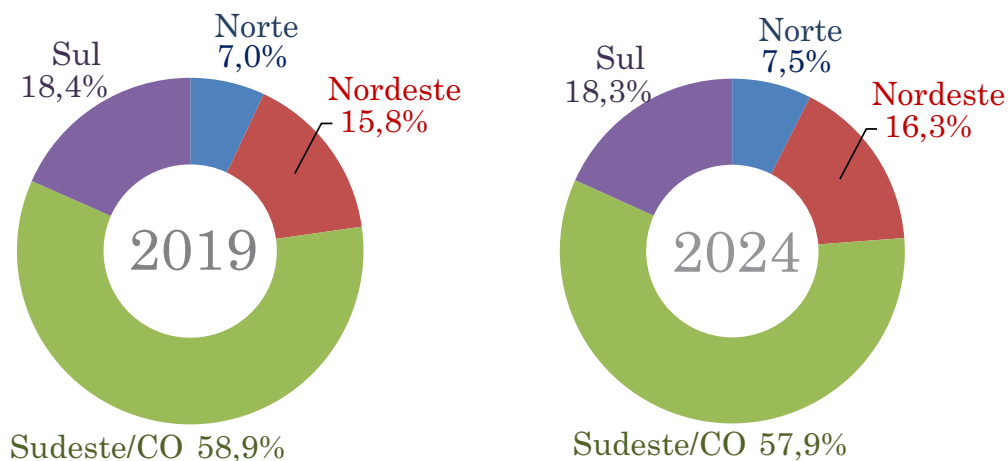
Figura 1.18 – Parcelas da geração de energia elétrica no Brasil por fontes.



Fonte: Adaptado de ONS (2018a).

de desenvolvimento ascendente desta região, que apresenta a necessidade dos sistemas isolados até então, no que diz respeito ao fornecimento de eletricidade.

Figura 1.19 – Projeção da geração de energia elétrica por subsistema no Brasil até 2024.



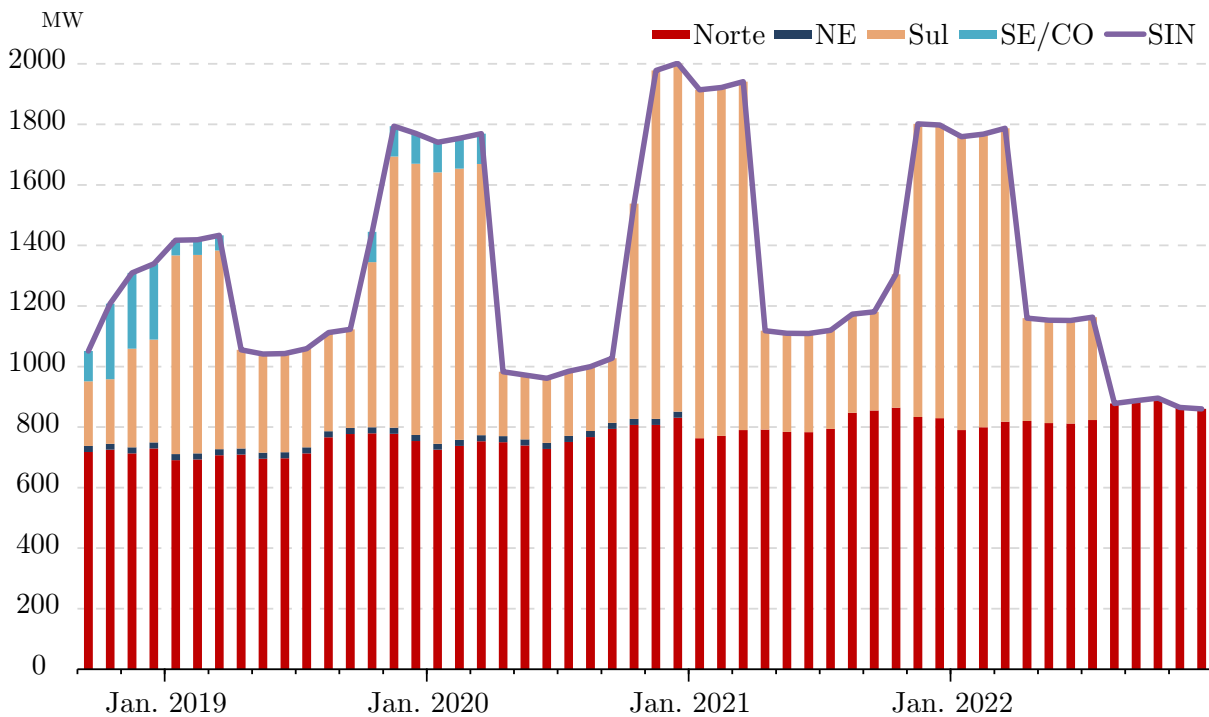
Fonte: Adaptado de ONS e EPE (2020).

A geração de energia elétrica a partir de termelétricas é um recurso energético oneroso por várias razões, visto que, muitas vezes não se trata de uma energia proveniente de fontes renováveis, necessitando de matéria prima oriunda de fontes limitadas. Além disso, de modo geral, este tipo de geração de eletricidade acaba produzindo gases poluentes e do efeito estufa. Neste sentido, no Brasil, que é amplamente suprido por fontes renováveis, de maneira sazonal, várias usinas termelétricas precisam ser acionadas devido a estiagem em determinados estados, e ainda, pelas mudanças características na demanda. Contudo, algumas regiões do país dependem mais deste recurso ao longo do ano, como o caso da região norte, que pode ser visto e comparado a partir dos dados da ONS (2018b) mostrados na Figura 1.20, que apresentam a necessidade de geração de energia elétrica a partir de termelétricas por regiões do sistema interligado. Nota-se um volume praticamente constante na geração por fontes térmicas na região norte, diferentemente das outras regiões. Isso se deve, também, ao fato da dificuldade de acesso e fornecimento de energia elétrica pelo Sistema Interligado Nacional (SIN) especificamente na região norte.

Ainda, sobre a região norte, é possível verificar, conforme mostra a Figura 1.21, que uma considerável parcela dessa região não é atendida pelo SIN. Diante disso, por necessidade, são implantados diversos sistemas isolados de geração de energia elétrica para atender a população residente e as empresas que se situam nessa região.

Desta forma, em termos estruturais, o Brasil possui 235 sistemas isolados, todos eles localizados na região norte do país. O relatório da ONS (2019b) traz as informações detalhadas destes sistemas, conforme mostra a Figura 1.22. Estes sistemas estão presentes

Figura 1.20 – Geração térmica necessária ao longo do ano, por região no Brasil.



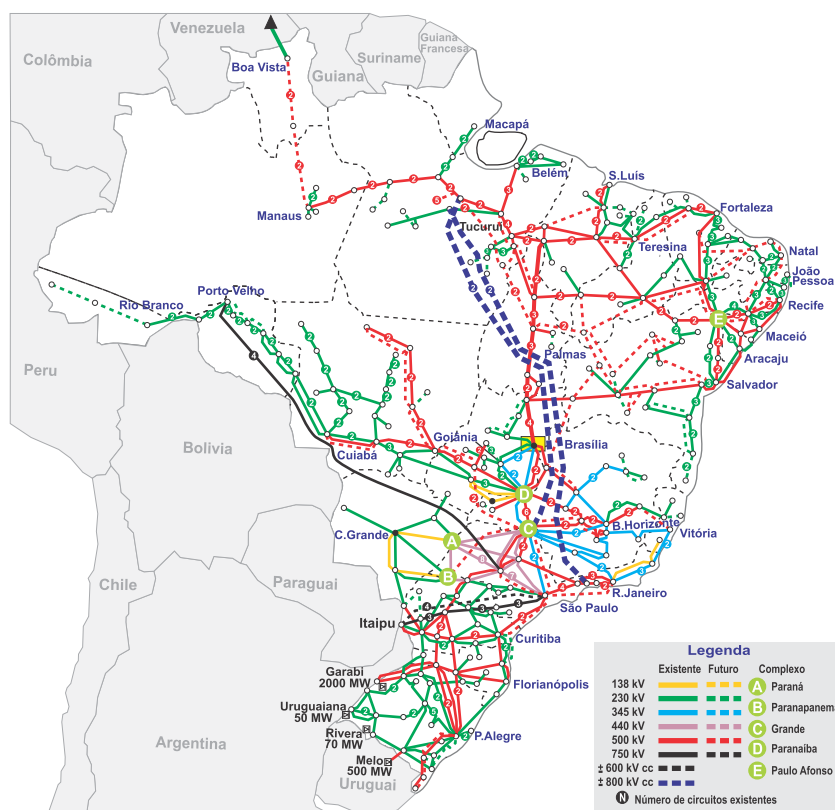
Fonte: Adaptado de ONS (2018b).

em 8 estados, sendo o Amazonas, o estado com mais sistemas isolados implantados. É intuitivo, uma vez que a participação do SIN no território do Amazonas é mínima.

Destes sistemas isolados, tratando-se das fontes de energia para geração de eletricidade, segundo a ONS (2019a), estes sistemas operam, basicamente, a partir de termelétricas, e ainda, quase em sua totalidade, a partir de combustíveis como o óleo diesel, como destaca a Figura 1.23. Porém, a projeção para o ano de 2020 considera um aumento historicamente substancial na participação de usinas hidrelétricas e termelétricas a biomassa.

Com a não disponibilidade do SIN em algumas regiões, surge a possibilidade de que as energias renováveis supram esta falta por meio de sistemas isolados de geração, a partir de fontes não convencionais como: solar, micro-hidro, eólica e biomassa. A região amazônica dispõe de um grande potencial hídrico natural, o que é propício a implantação de pequenas centrais hidrelétricas a fio d'água, por exemplo, que causam baixo impacto ambiental. Além disso, com este cenário, tornam-se atraentes os sistemas híbridos de geração, os quais incluem mais de uma fonte de energia. É o caso da energia solar fotovoltaica, que, como pode ser visto na Figura 1.24, não pode ser implementada como única fonte de energia em um sistema isolado sem armazenamento em banco de baterias. Isto se deve à intermitência da disponibilidade de irradiação solar. Além disso, toda

Figura 1.21 – Mapa geoeletrico brasileiro.



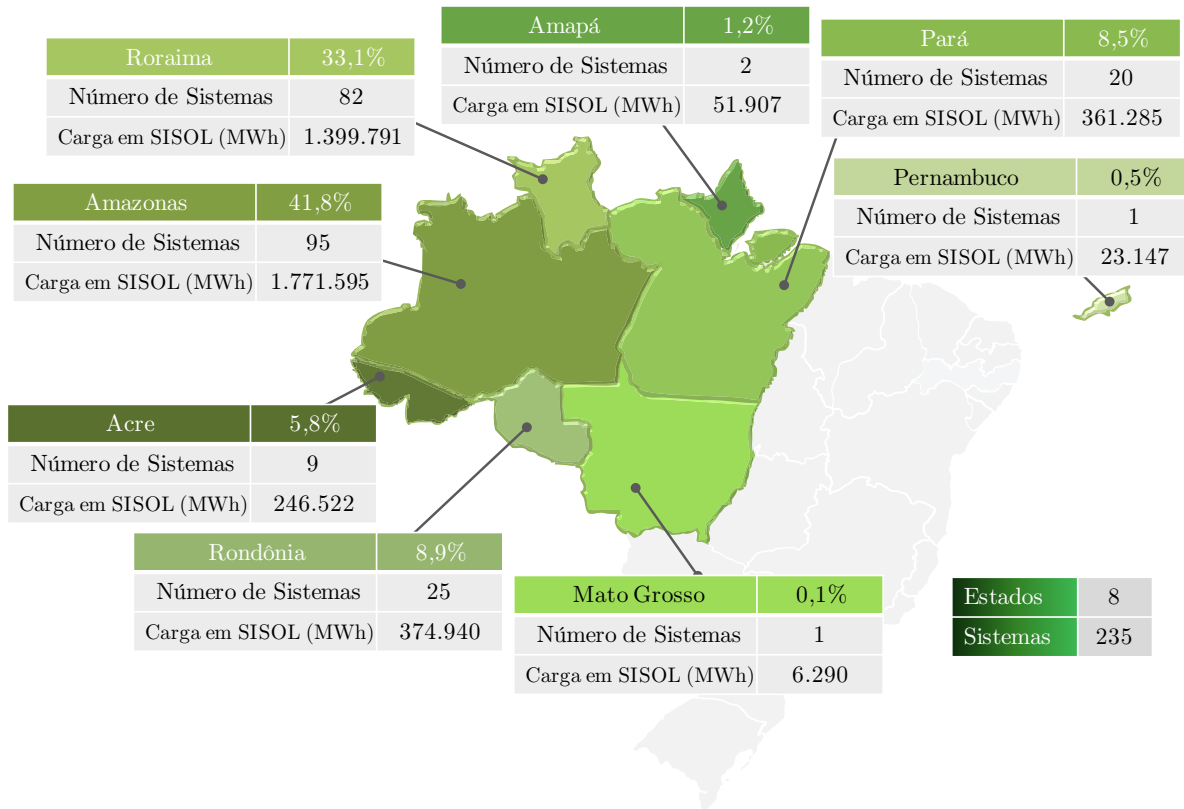
Fonte: Adaptado de ONS (2018c).

a energia excedente gerada de um sistema fotovoltaico, se não armazenada, precisa ser dissipada em algum outro sistema.

É nítido o crescimento dos investimentos em sistemas de armazenamento de energia em baterias, e ainda, em renováveis. Segundo o relatório da IEA (2019c), nos últimos anos, os investimentos tiveram um crescimento substancial nesta área. Além disso, nota-se um salto nestes números a partir do ano de 2017. A Figura 1.25 mostra esses dados, além de explicitar quais as principais aplicações dos sistemas de baterias em questão. Destaca-se a implementação em redes e serviços auxiliares, mas também, nota-se uma participação considerável na aplicação em hibridação com renováveis.

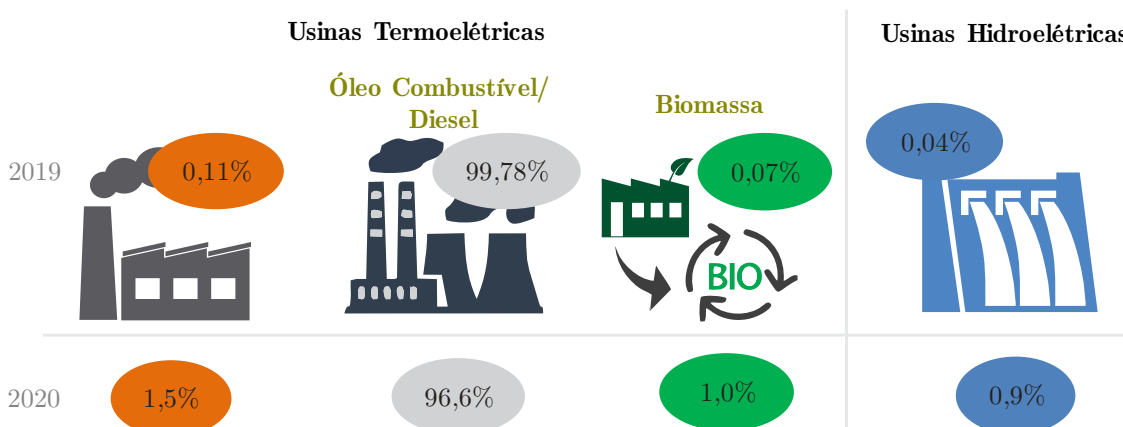
No Brasil, ao longo dos últimos anos, o custo da energia solar fotovoltaica vem decaindo, segundo os dados publicados pela ABSOLAR (2019). Na Figura 1.26 fica explícita a diminuição, a partir de 2013, do preço médio da energia solar no país, com o último leilão em 2019 chegando a 17,1% do preço referente a 2013. É portanto, intrínseco a esse comportamento, o crescimento da competitividade dessa tecnologia no país. Uma vez que se mostra uma opção cada vez mais viável e democrática que vem para solucionar os problemas energéticos existentes.

Figura 1.22 – Situação dos sistemas isolados brasileiros.



Fonte: Adaptado de ONS (2019b).

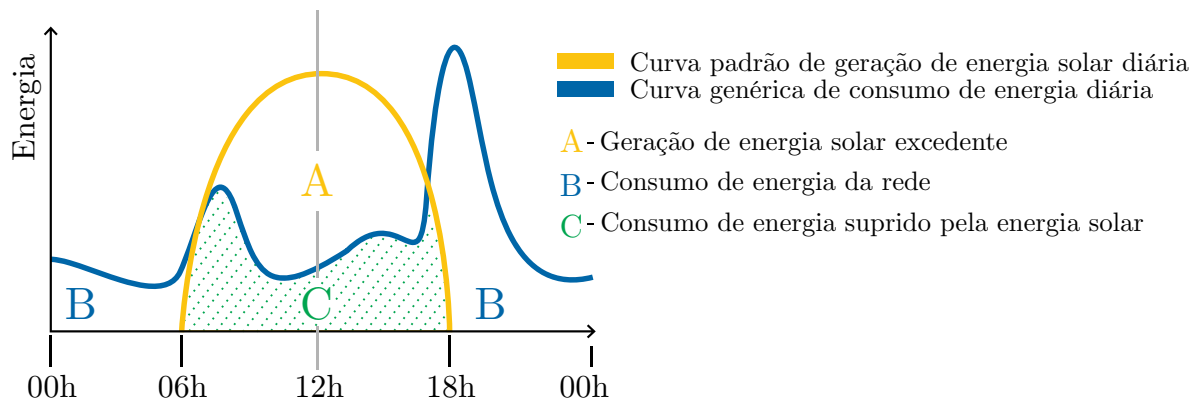
Figura 1.23 – Participação por tipo de geração nos sistemas isolados do Brasil.



Fonte: Adaptado de ONS (2019a).

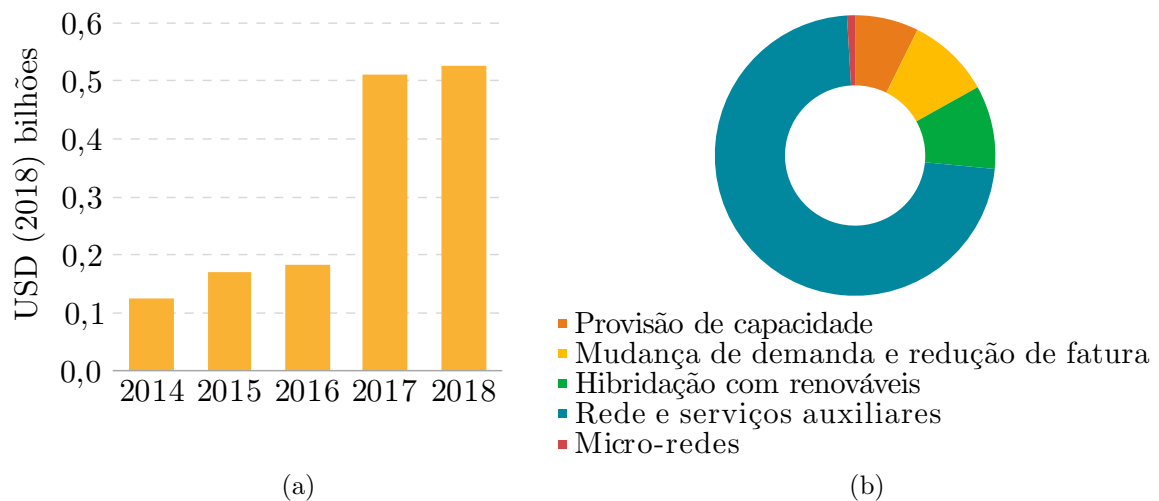
Quase em sua totalidade, as formas de geração de eletricidade já mostradas necessitam de uma máquina elétrica rotativa para a geração da energia elétrica. Em grande

Figura 1.24 – Comportamento genérico da geração fotovoltaica e do consumo diário de energia.



Fonte: Adaptado de i9 Solar (2020).

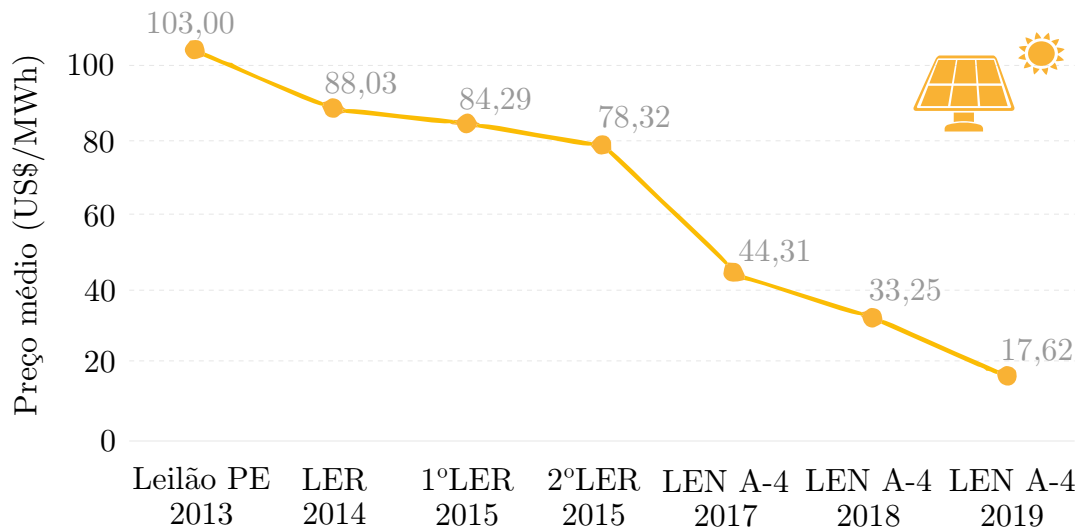
Figura 1.25 – (a) Investimento em renováveis e projetos de armazenamento em baterias; (b) Instalações de armazenamento em baterias em redes por aplicação, 2018.



Fonte: Adaptado de IEA (2019c).

escala de geração hídrica, biomassa ou diesel, é tradicional à utilização da máquina síncrona (ATTUATI et al., 2018). Uma das principais características na utilização da máquina síncrona é a excelente regulação de tensão e frequência apresentada (FARRET, 2014). Por outro lado, na geração de energia elétrica de menor escala, fatores como custo, manutenção e necessidade de regulação de velocidade constante podem ser um empecilho quanto à sua escolha (SOUZA, 2020). Nesta ótica, os geradores de indução autoexcitados (GIAE) se tornam uma opção interessante para sistemas isolados de geração de energia, supridas a partir de fontes como micro-hidro e biomassa, uma vez que estes arranjos eliminam o alto custo de investimento pelo sistema convencional de distribuição, devido às longas distâncias e obstáculos naturais (SINGH et al., 2008; FARRET, 2014).

Figura 1.26 – Histórico do preço médio da energia fotovoltaica no Brasil.



Fonte: Adaptado de ABSOLAR (2019).

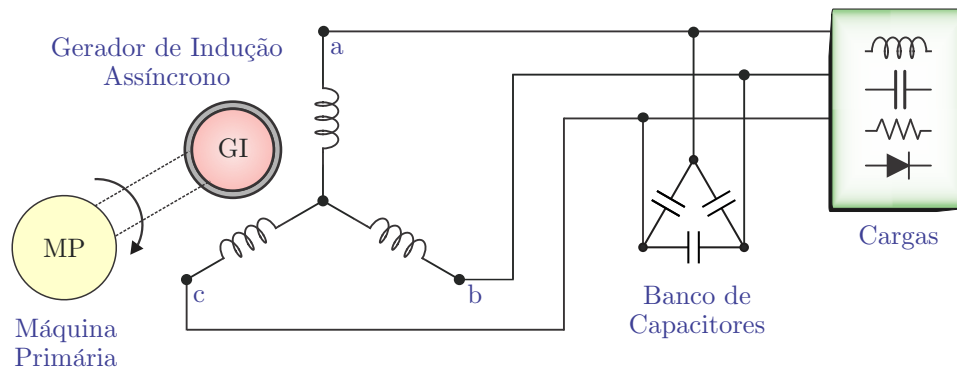
Várias características e vantagens na utilização do GIAE podem ser citadas e devem ser observadas para sua adequada aplicação. São fatores cruciais de projeto que determinam sua escolha, como sua robustez, operação livre de manutenção, construção sem escovas, tamanho compacto e conseqüentemente a alta densidade de energia aliado a recursos de ação de segurança de curto-circuito inerentes (NAIDU; SINGH, 2016; CHARAFEDDINE et al., 2017). Em Singla e Pahwa (2015), ainda, evidencia-se que é interessante e necessário se integrar ao GIAE, o DSTATCOM, que é conectado em paralelo aos terminais do GIAE, atuando como equipamento auxiliar para melhoria da qualidade de energia.

Além disso, destaca-se o emprego de sistemas híbridos de geração, que vêm se popularizando desde 1970. Estes sistemas, devido as questões ambientais e a inserção das fontes renováveis, possuem uma vasta possibilidade de implementação nas mais diversas situações, podendo existir mais de uma configuração para a mesma aplicação. Entretanto, algumas topologias são mais difundidas e utilizadas, sendo elas: Eólico-Diesel; Fotovoltaico-Diesel; Fotovoltaico-Eólico-Diesel; Fotovoltaico-Eólico (FLACH, 2020).

### 1.3 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Os geradores de indução autoexcitados apresentam-se como uma opção interessante para o aproveitamento das fontes renováveis, especialmente dos potenciais hídricos e eólicos. Um GIAE é uma máquina de indução com rotor tipo gaiola de esquilo, excitada através de um banco de capacitores CA, conectados externamente em paralelo aos terminais da máquina, como mostrado na Figura 1.27.



Figura 1.27 – Esquema do GIAE na configuração delta ( $\Delta$ ).

Fonte: Adaptado de Chauhan et al. (2010).

As características do GIAE ganharam atenção devido as vantagens que apresentam em seus aspectos operacionais, fazendo com que aplicações para geração de energia isolada fossem investigadas na literatura (KUMAR et al., 2008; KASAL; SINGH, 2008). O principal aspecto operacional é sua tensão terminal, que dependente da capacitância de derivação externa, denominada capacitância de excitação. Outro aspecto é o fato da velocidade da máquina primária, juntamente com a quantidade de cargas conectadas ao sistema, influenciar diretamente na tensão terminal do GIAE (MURTHY et al., 1982). A máquina primária é acoplada ao eixo do rotor do GIAE, fornecendo velocidade, provida usualmente por motores de combustão interna (biogás/diesel) e turbinas hídricas/eólicas. Os GIAEs podem ser usados em aplicações, tais como: fontes de alimentação de emergência, pequenos geradores de energia usados em locais remotos e isolados, fonte portátil de alimentação (LEVY, 1997; BANSAL, 2005).

No que diz respeito às cargas, estas podem ser denominadas como lineares ou não lineares. As lineares podem ser resistivas como aquecedores e iluminação, já as não lineares são dinâmicas, como motores CA e CC (SINGH et al., 2008). A maioria das cargas industriais dinâmicas são de motores de indução usadas em ventiladores, bombas centrífugas, compressores, entre outros (MAHATO et al., 2007). Além disso, as cargas também podem ser classificadas como equilibradas ou desequilibradas em sistemas trifásicos. A presença destas cargas degrada as formas de onda das tensões e das correntes de um sistema de energia elétrica (PAREDES et al., 2017). Com o avanço industrial, a porcentagem de cargas não lineares aumenta cada vez mais, devido ao uso crescente de chaves semicondutoras de potência e os demais dispositivos baseados em conversores (SOUZA, 2020).

As topologias para a regulação de tensão que utilizam compensação série mostram-se insuficientes para aplicações em sistemas de geração isolados. Assim, fazendo com que a compensação série se limite nas aplicações para sistemas de geração baseados em GIAE, pela característica de processamento da energia gerada que passa em sua totalidade pelos

elementos de compensação, sendo usual em sistemas eólicos de potência limitada (SCHE-RER, 2016). No entanto, a compensação paralela tem maior abrangência nestes sistemas de fonte primária ou com velocidade não controlada, como caso de microcentrais hidrelétricas e geradores a combustão. Neste arranjo, os elementos processam parcialmente a energia gerada, somente parte da potência reativa e ativa requerida para regulação das tensões do PAC (TISCHER, 2017).

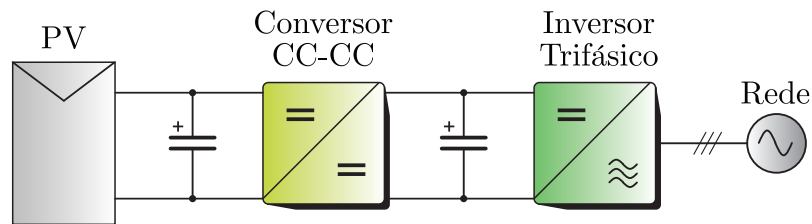
Quanto as técnicas de compensação em paralelo, estas se subdividem em: clássicas, técnicas baseadas em dispositivos chaveados ou comutáveis, e ainda, as técnicas baseadas em conversores (CHAUHAN et al., 2010). O controle de energia reativa no sistema através da utilização de máquina síncrona superexcitada e o uso de reatores com núcleo saturado são consideradas técnicas clássicas. Estas apresentam simplicidade e a ausência de transitórios e harmônicos como vantagens. Porém, apresentam alto custo, maior volume e robustez dos elementos. Já nas técnicas baseadas em dispositivos comutáveis ou chaveados, pode-se controlar a potência reativa através do controle de entrada dos elementos reativos do sistema, como a técnica de controle através de capacitores comutáveis (TISCHER, 2017).

As estratégias de compensação amplamente abordadas na literatura são as técnicas baseadas em conversores chaveados, com destaque aos conversores do tipo fonte de tensão, controlados a fim de atuar como um compensador síncrono estático de distribuição, conectado ao barramento CA de um sistema de geração, oferecendo melhor regulação e flexibilidade de controle (SHILPAKAR, 1998; RODRIGO et al., 2007; CHILUPI et al., 2014; BOUZID et al., 2015; SOUZA, 2020). O DSTATCOM realiza a regulação das tensões do barramento CA de um sistema isolado baseado em GIAE, através da compensação da potência reativa demandada pelo sistema, seja para a excitação do gerador ou para suprimento de carga reativa (CAMARGO et al., 2009).

O controle do inversor atuando como regulador de tensão é feito usualmente por malhas externas de controle de tensão que produzem referências de corrente para as malhas internas, formando um sistema multi-malhas. Para a malha externa de tensão CA e malha externa de tensão CC do GIAE é comum a utilização de controladores tipo Proporcional Integral (PI), pela sua facilidade de implementação e desempenho satisfatório nesta aplicação, podendo ser utilizados em um sistema de referências estacionárias (SINGH et al., 2008).

No que diz respeito às topologias, o crescimento da geração distribuída nos últimos anos impulsionou o desenvolvimento de novas topologias de conversores (MENESES et al., 2013). Em várias aplicações, a tensão alternada necessária excede a tensão contínua disponível no barramento CC (*dc-link*). Dessa forma, as arquiteturas convencionais utilizam dois estágios, que incluem um conversor elevador de tensão CC-CC, mais um inversor de tensão trifásico CC-CA, para processar a energia da fonte, conforme ilustra a Figura 1.28. Neste sentido, surgem várias topologias candidatas à aplicação como DSTATCOM.

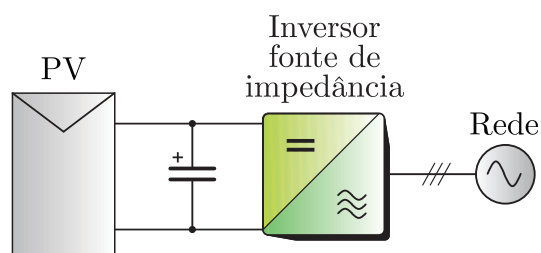
Figura 1.28 – Arranjo dos conversores para conexão de um sistema de geração com painéis fotovoltaicos à rede.



Fonte: O autor.

Alternativamente, o Inversor Fonte de Impedância (*Z-Source* - ZSI) (SIWAKOTI et al., 2014b) originalmente proposto por Peng (2003) é utilizado para fornecer um número reduzido de estágios de conversão de energia, com capacidade de aumento e redução de tensão na carga, e número reduzido de componentes como mostra a Figura 1.29. No entanto, estados de comutação adicionais são necessários para produzir o estado denominado *shoot-through*, em que duas chaves do mesmo braço do inversor, ao mesmo tempo, precisam estar em condução ou estado de curto-circuito. Com isso, outras topologias de fontes de impedância vêm sendo propostas. O *Quasi-Z-Source* (ANDERSON; PENG, 2008), o *Y-source* (SIWAKOTI et al., 2014a) e o *Buck-Boost Voltage Source Inverter* (BBVSI) (ABDELHAKIM et al., 2015), por exemplo, são alternativas que buscam a diminuição do estresse e das perdas nos elementos do inversor, número reduzido de componentes e estratégias de controle simplificadas.

Figura 1.29 – Arranjo de um inversor fonte de impedância para conexão de um sistema de geração com painéis fotovoltaicos à rede.



Fonte: O autor.

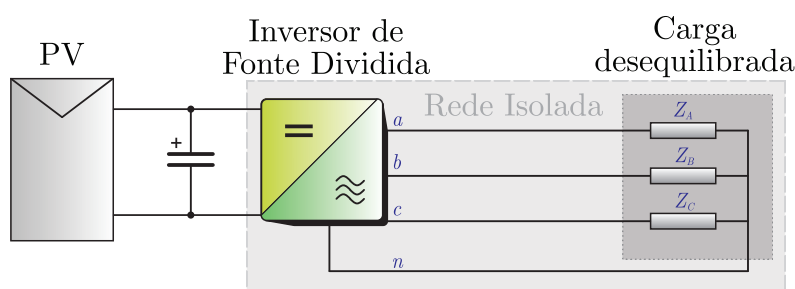
Por outro lado, o *Split Source Inverter* (SSI) foi recentemente proposto por Abdelhakim et al. (2016a) e apresenta interessantes vantagens quando comparado com o ZSI. Esta topologia possui um único estágio de conversão de energia, e emprega um inversor convencional de seis chaves semicondutoras com três diodos adicionais. Como mérito, apresenta um reduzido estresse de comutação para maiores ganhos de tensão. No entanto, como desvantagens a topologia apresenta um estresse de corrente assimétrico entre

as chaves superior e inferior de cada braço, e apresenta perdas substanciais nos diodos de entrada.

A fim de reduzir as altas perdas nos diodos e fornecer uma ampla gama de tensão CA na saída operando como rebaixador (*Buck*) ou elevador (*Boost*), uma melhoria topológica no SSI foi proposta em Lee e Heng (2017). Além disso, as topologias de inversores multiníveis foram derivadas do SSI como a *Flying Capacitor* (FC-SSI) (ABDELHAKIM et al., 2016b) e a *Diode-Clamped* (DC-SSI) (ABDELHAKIM; MATTAVELLI, 2016). Foi proposta ainda, uma configuração alternativa unidirecional do SSI, visando utilizar diodos de cátodo comum, em um único dispositivo, a fim de reduzir perdas com indutâncias parasitas em comutação e atingir uma alta eficiência (95,5%) (ABDELHAKIM et al., 2018).

A topologia original do SSI é concebida a fim de alimentar cargas trifásicas equilibradas, ou conectados a rede com três fios disponíveis. Por outro lado, cargas desequilibradas também podem ser conectadas a tais sistemas. Entretanto, como resultado, correntes circulantes surgem ao longo do sistema de energia, o que resulta em superaquecimento do condutor neutro, desequilíbrio e distorções nas tensões de saída (KIM et al., 2015). A fim de contornar estes efeitos, um inversor de tensão com quatro fios pode ser usado dividindo os capacitores do barramento CC. Essa abordagem é simples, no entanto, poder resultar em desequilíbrio das tensões dos capacitores do barramento, e portanto, uma menor utilização do seu nível de potencial, requerendo ainda valores elevados de capacitores para contornar as ondulações de corrente (LI et al., 2011). Para melhorar a utilização da tensão e reduzir o tamanho do capacitor do barramento CC, o inversor de quatro pernas está se tornando uma solução atrativa para sistemas trifásicos a quatro fios, especialmente onde as cargas são desequilibradas (SEDLAK et al., 2013). Como exemplo, em Cocco et al. (2018) foi proposta uma topologia tipo SSI com quatro pernas para processar a energia de um sistema isolado com cargas desequilibradas, conforme ilustra a Figura 1.30.

Figura 1.30 – Sistema de geração utilizando SSI com quatro pernas conectado a uma carga isolada.



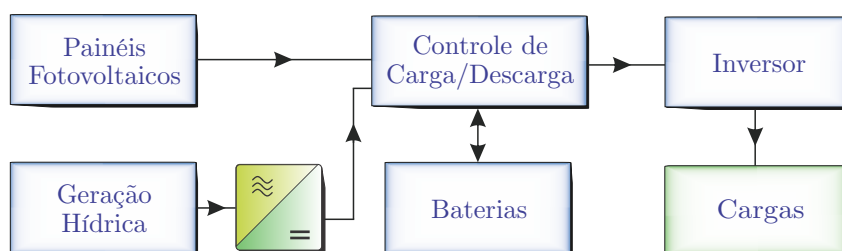
Fonte: O autor.

### 1.3.1 Sistemas híbridos

Em sistemas de geração, a combinação de mais de uma fonte de energia busca explorar adequadamente a complementaridade entre as mesmas ao longo do tempo, visto que algumas fontes renováveis, como é o caso da solar fotovoltaica e da eólica, são intermitentes e podem apresentar variações significantes dependendo das condições climática (FLACH, 2020). Sistemas híbridos podem operar tanto conectados à rede convencional de distribuição de energia elétrica quanto isoladamente, sem possibilidade de conexão com a rede, no caso de locais de difícil acesso ou remotos. Em locais isolados, estes sistemas se tornam estratégias interessantes sob o ponto de vista da confiabilidade energética. Devido a complementaridade, esse tipo de sistema tem capacidade de operar com menor risco de interrupção. Destaca-se que estes sistemas possuem a capacidade desde microgeração até geração de grande porte (BAYHAN et al., 2017). Estes sistemas são frequentemente utilizados em áreas remotas, onde a eletricidade não está disponível ou onde as tarifas de conexão à rede pública são muito caras, como em aldeias remotas, ilhas, sistemas de propulsão de navios e grandes comunidades (MATOS et al., 2015). Em tais sistemas, os conversores de energia desempenham um papel crítico no fornecimento de níveis de tensão constantes e suaves nas cargas, que podem ser monofásicas ou trifásicas equilibradas ou ainda desequilibradas.

Um sistema de microgeração híbrido constituído de fonte hídrica e fotovoltaica com baterias é apresentado em Muhida et al. (2001), cujo esquema está ilustrado na Figura 1.31. Os elementos deste sistema são semelhantes ao arranjo estudado neste trabalho, exceto pela utilização do armazenamento de energia através de um banco de baterias. Mesmo gerando energia em corrente alternada, os autores optaram por realizar a retificação da tensão e injetá-la no barramento CC, no qual estão conectados a geração fotovoltaica e o banco de baterias, enquanto um inversor trifásico processa e disponibiliza energia CA às cargas. Nesta abordagem, a potência nominal do inversor deve ser tal que atenda o somatório das potências nominais da geração hídrica, fotovoltaica e do banco de baterias.

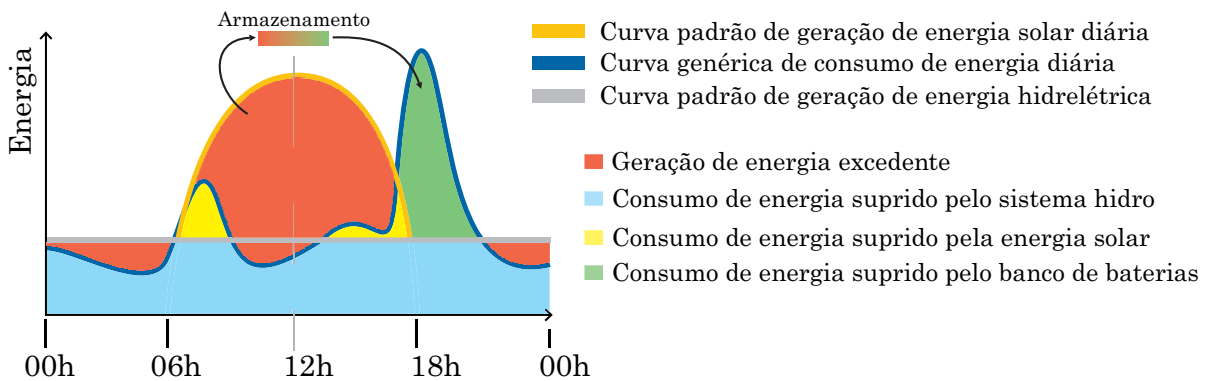
Figura 1.31 – Diagrama de um sistema híbrido.



Fonte: Adaptado de Muhida et al. (2001).

Em um sistema híbrido de geração, como o apresentado no esquema da Figura 1.31, mostra-se interessante a análise da complementaridade das energias geradas pelas diferentes fontes envolvidas. As curvas e regiões da Figura 1.32 explicitam os momentos de atuação de cada elemento de geração do sistema ao longo do dia, a partir de uma curva de carga genérica. É possível observar, nesse caso, a necessidade da presença de um sistema de armazenamento de energia, como um banco de baterias com fluxo de potência bidirecional. Uma vez que o pico de demanda acontece no momento em que não há geração de energia suficiente por parte das fontes disponíveis. Deste modo, a energia excedente gerada pelo sistema ao longo do dia é processada e armazenada para que possa ser utilizada no horário conveniente (KEWAT et al., 2017).

Figura 1.32 – Comportamento das energias em um sistema híbrido de geração.



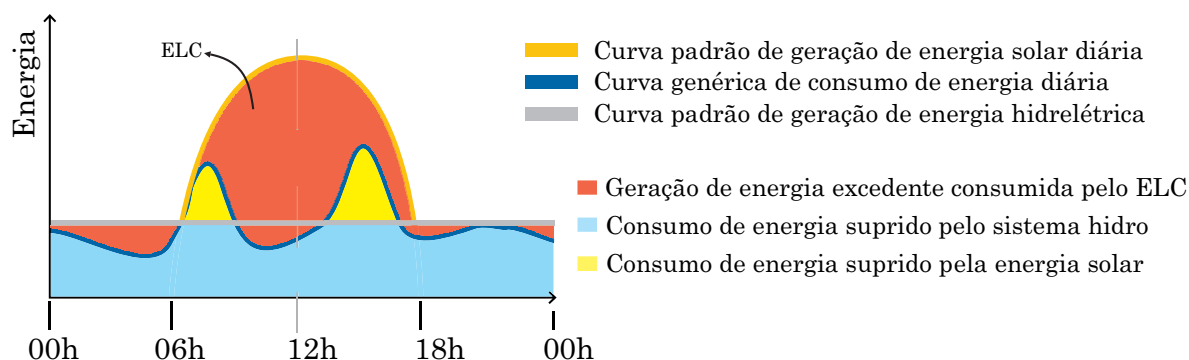
Fonte: O autor.

Por outro lado, algumas aplicações para estes sistemas não exigem o emprego de dispositivos de armazenamento de energia. Pois, a partir da curva de carga, de modo geral, projeta-se o sistema de geração adequadamente visando confiabilidade e menor custo. É o caso do sistema necessário para suprir a demanda ilustrada na Figura 1.33. Para este, é utilizado o ELC (Controlador eletrônico de carga) para consumir a energia excedente gerada, podendo também ser utilizado para regular a frequência da micro-rede, a fim de que o sistema hidro baseado em GIAE possa operar na condição de potência constante. Além disso, é possível utilizar a energia entregue ao ELC para diversas aplicações de reaproveitamento e formas de armazenamento de energia, como aquecimento de água em reservatório e bombeamento (XU et al., 2018).

### 1.3.2 Estratégias de controle

Os sistemas de geração de energia elétrica operando de forma isolada praticamente são livres de normas regulamentadoras (FARRET, 2014; TISCHER, 2017). Com isso, as

Figura 1.33 – Comportamento das energias em um sistema híbrido sem armazenamento.



Fonte: O autor.

condições impostas a esses sistemas são estabelecidas exclusivamente pelas cargas agregadas. Diferente disto, ao serem conectadas no SIN, suas condições de operação são regulamentadas pela resolução normativa dos Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional, (PRODIST) - Módulo 8 da ANEEL (ANEEL, 2020), que objetiva especificar os procedimentos relativos à qualidade de energia elétrica. Com isso, é nítida a importância de que a energia gerada garanta a confiabilidade dentro dos padrões de qualidade especificados no projeto, sendo capaz de atender diversas condições de cargas.

O objetivo no emprego do DSTATCOM ao sistema de geração é a atuação como equipamento auxiliar para que a rede se comporte de maneira adequada. Para isso, é necessária a utilização de técnicas de controle corretamente aplicadas, devendo possuir características de robustez, precisão e rápida resposta transitória (SOUZA, 2020). Deste modo, diversas estratégias de controle para um DSTATCOM são propostas na literatura, observando vários requisitos como o seu princípio de operação, seus modos de configuração e principalmente o balanço de potência reativa (ENDERLE et al., 2012).

O controlador PI é uma técnica de controle amplamente estudada, conhecida e bem estabelecida na literatura, possuindo uma vasta aplicação prática (OGATA, 2010). Normalmente se utiliza este controlador para rastrear sinais estacionários ou que variam lentamente no tempo. Por outro lado, quando utilizado para rastrear sinais senoidais ou periódicos, como um sinal de corrente de saída em um inversor, implica em erros de regime permanente que podem ser explicados pelo princípio do modelo interno (MOUDGALYA, 2007). Tischer (2017) resume e ressalta que, no entanto, controladores PI além de serem susceptíveis a variações paramétricas, apresentam desvantagens, tais como: rastreamento insatisfatório de referências com espectro harmônico múltiplo da componente fundamental, limitações para compensar harmônicos devido à sua largura de banda limitada, e ainda, o uso do controlador PI no controle de corrente associado a um sinal de *feedforward* da tensão, que reduz o erro e o distúrbio, mas não o elimina.

Controladores proporcionais-ressonantes (PRs) aplicados às malhas internas do DSTATCOM, apresentam idealmente um ganho infinito para as frequências de ressonância escolhidas no projeto, uma vez que seguem o princípio do modelo interno (FRANCIS; WONHAM, 1976). Estes proporcionam erro nulo em regime permanente para as frequências de ressonância (JUNIOR et al., 2015; PRANEETH et al., 2018; RIBEIRO et al., 2018; NIRMAL et al., 2018). Por outro lado, a implementação digital dos controladores ressonantes requer uma atenção especial ao método de discretização, como já abordado em (CIOBOTARU et al., 2005; RODRIGUEZ et al., 2008). Muitas vezes se faz necessária a adição de uma parcela derivativa no controlador para conferir margem de estabilidade (TISCHER, 2017; SOUZA, 2020). Segundo Andreta et al. (2014), a proposta do controlador ressonante consiste em gerar um sinal periódico para eliminar erros periódicos resultantes de referências ou perturbações periódicas. Os controladores ressonantes vêm sendo frequentemente utilizados, mostrando resultados satisfatórios em diversas aplicações que utilizam conversores de potência tais como: filtros ativos de potência, sistemas de geração hídrica e eólica, inversores fotovoltaicos, entre outros (FUKUDA; YODA, 2001; GABE et al., 2009; ALMEIDA et al., 2013; ANDRETA et al., 2014; MARTINS, 2018).

Quando se trata do controle do SSI, uma estratégia de controle desacoplada foi desenvolvida em Abdelrazek et al. (2017). Esta estratégia de controle é realizada em eixos síncronos de referência e utiliza o vetor espacial (*space vector*) modificado. Ainda, em Borges e Grigoletto (2017), Cocco et al. (2018), Borges (2019) são apresentadas abordagens de controle preditivo para esta topologia. Em Rodrigues et al. (2019) é estudado e utilizado o controlador tipo PR. Desta forma, nota-se que ainda sim são poucas as alternativas de estratégia de controle e situações já estudadas, experimentadas e consolidadas para o controle de corrente ou tensão de saída neste inversor, operando conectado à rede ou alimentando cargas isoladas.

Para a regulação de frequência das tensões geradas pelo GI, segundo Bansal (2005), dois cenários são considerados em relação à máquina primária: velocidade constante - frequência constante (VCFC); e velocidade variável - frequência constante (VVFC). O primeiro cenário considera o ajuste contínuo da máquina primária para manter sua velocidade constante, sendo realizado por reguladores de velocidade. O segundo caso, a máquina primária impõe uma velocidade específica no rotor do GI e a regulação da frequência do estator é realizada pelo consumo de potência ativa através do controlador eletrônico de carga (ELC) (SINGH et al., 2008; KASAL; SINGH, 2008; SCHERER, 2016). Este método é usualmente empregado em sistemas de microgeração, no qual apresenta fluxo de água constante (TISCHER, 2017).



## 1.4 OBJETIVOS

Esta dissertação apresenta contribuições ao controle e regulação de tensão de sistemas híbridos de microgeração isolados empregando GI e geração fotovoltaica. Leva-se em consideração um sistema trifásico a três fios, composto por um sistema PV e um GIAE integrado a um inversor, usando um conversor fonte de impedância. Para o inversor, propõe-se uma estratégia de controle para regulação de tensão e compensação de harmônicos causados principalmente pela conexão de cargas não lineares. O inversor possui 3 pernas numa topologia de fonte dividida, conectado em paralelo ao ponto de acoplamento comum (PAC).

### 1.4.1 Objetivos gerais

Esse trabalho tem como objetivo estudar e propor um sistema de controle para um inversor do tipo fonte dividida, baseado no uso do controlador proporcional ressonante derivativo aplicado às malhas internas de corrente. Para isto, necessita-se uma modelagem adequada do sistema de microgeração, podendo-se aplicar o resultante para a regulação de tensão e melhoria da qualidade de energia em um sistema híbrido de geração empregando um GIAE.

### 1.4.2 Objetivos específicos

- Obtenção de um modelo matemático do sistema, a fim de projetar os controladores de tensão e corrente.
- Propor um sistema de controle que garanta o rastreamento de sinais senoidais com rejeição de harmônicas do sistema e de desequilíbrios de tensão causados pela conexão de cargas no PAC.
- Apresentar um esquema de controle para o inversor que permita realizar a regulação de tensão do GIAE.
- Apresentar uma estratégia de modulação e de MPPT que seja adequada ao funcionamento do sistema híbrido.
- Realizar o projeto dos controladores ressonantes para as malhas de correntes em  $\alpha\beta 0$ , visando rejeição de harmônicos de correntes.
- Realizar um projeto dos controladores para serem utilizados no esquema de controle.

- Realizar o projeto dos controladores responsáveis pela injeção da energia fotovoltaica no sistema.
- Obter resultados da implementação do sistema de controle através de simulação computacional e de ensaios experimentais utilizando um protótipo.

### 1.4.3 Organização da dissertação

Este trabalho se organiza da seguinte forma: no Capítulo 2, a fim de se obter os modelos dinâmicos do sistema, apresenta-se a modelagem matemática da topologia híbrida junto aos elementos que compõem o sistema de microgeração em coordenadas  $abc$ , e a partir disso, são obtidas as equações em espaço de estados em coordenadas  $\alpha\beta 0$  e também em coordenadas síncronas  $dq0$ . A validação da modelagem encontrada tanto em coordenadas estacionárias quanto síncronas é apresentada, obtendo-se as equações a serem utilizadas nos projetos dos controladores. Também é apresentada a discretização para obtenção das plantas em tempo discreto.

O Capítulo 3 apresenta uma estratégia de modulação e controle aplicado ao inversor e ao ELC capaz de regular a amplitude e a frequência da tensão nos terminais do GIAE (PAC) e reduzir os harmônicos presentes no sistema de geração. Controladores ressonantes para as malhas internas são propostos, além de considerações sobre a implementação digital dos mesmos. O projeto dos controladores nas malhas internas de corrente e dos controladores empregados nas malhas externas do sistema são apresentados.

O Capítulo 4 apresenta os resultados obtidos através de simulações computacionais e também através de ensaios experimentais a partir de um protótipo desenvolvido. Os resultados de simulação e experimentais são apresentados a fim de validar o desempenho do sistema junto ao controle proposto. Avalia-se o comportamento em regime transitório e permanente das variáveis do sistema sob a variação de cargas lineares e não lineares. Finalmente, verifica-se a qualidade da energia fornecida pelo sistema, tendo como referência os requisitos da norma IEEE *Standard* 519 (IEEE, 2014).

O Capítulo 5 apresenta as considerações finais da dissertação, discutindo em suma os resultados e as contribuições deste trabalho.

## 2 DESCRIÇÃO E MODELAGEM DO SISTEMA

### 2.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo contempla a descrição e modelagem do sistema híbrido de geração isolado baseado no GIAE, utilizando o inversor de fonte dividida para a função de DSTAT-COM paralelo ao sistema, e ainda, como interface para o sistema fotovoltaico de geração. Apresenta-se o processo de obtenção do modelo da planta, tanto em coordenadas estacionárias  $\alpha\beta 0$  quanto em coordenadas síncronas  $dq0$ .

Por conseguinte, é apresentada a validação do modelo CA do sistema, e da mesma forma, a validação do modelo CC obtido. Por fim, são apresentadas as funções de transferência que descrevem o comportamento das variáveis de interesse relacionadas às variáveis de controle. Finalmente, obtêm-se os modelos das plantas em tempo discreto.

### 2.2 DESCRIÇÃO DO SISTEMA DE MICROGERAÇÃO

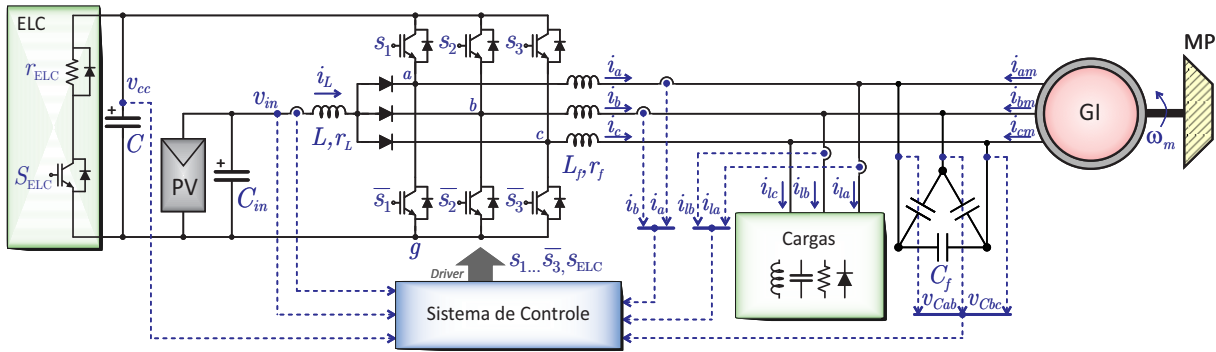
A Figura 2.1 apresenta o diagrama esquemático do sistema de microgeração de energia elétrica que emprega duas fontes distintas de geração e um SSI como inversor para a regulação e controle das tensões geradas pelo GIAE e pelo sistema PV. O sistema isolado é composto por um barramento trifásico a três fios alimentado diretamente por um GI com rotor gaiola de esquilo, onde este é acoplado mecanicamente a uma máquina primária que fornece velocidade e torque constante.

A excitação do GIAE é realizada por um banco de capacitores de excitação e um inversor trifásico, o qual é conectado em paralelo ao sistema por um filtro indutivo. Além disso, junto ao inversor é conectada a geração por painéis fotovoltaicos, caracterizando um sistema híbrido de geração.

O banco de capacitores é projetado a fim de que uma determinada tensão nominal seja obtida, na condição de gerador a vazio, ou seja, sem a presença de cargas. Este projeto é baseado na curva de magnetização do GIAE, que pode ser obtida através de ensaios experimentais (SCHERER, 2016).

O sistema de geração deve ser capaz de fornecer energia elétrica para cargas lineares e não-lineares, com FP unitário ou não. O inversor atua como compensador de reativos de modo a corrigir as variações de tensão, os desequilíbrios e os harmônicos decorrentes da conexão de cargas variadas. O ELC conectado no barramento CC do inversor caracterizado como uma carga não-linear controlada, tem por objetivo ajustar a frequência do PCC atuando na frenagem do GIAE. Este é composto por um elemento *chopper* (chave

Figura 2.1 – Sistema proposto.



Fonte: O autor.

semicondutora) em série com uma carga resistiva, ainda podendo incluir outros elementos passivos para proteção ou melhor desempenho.

Para a implementação do sistema de controle, dedicado ao inversor e ao ELC, um processador digital de sinais (*Digital Signal Processor - DSP*) é utilizado. Este realiza o controle das chaves semicondutoras de forma digital. Para isso, as grandezas de interesse são medidas e convertidas digitalmente para coordenadas síncronas  $dq0$  e estacionárias  $\alpha\beta0$ . No sistema proposto, implementam-se as duas malhas de controle de corrente em coordenadas  $\alpha\beta$  e duas malhas tensão em  $dq$ , calculando-se o valor de tensão a ser sintetizado pela modulação com abordagem geométrica usada para o inversor de forma similar a apresentada em Ryan et al. (1998) e Souza (2020).

### 2.3 MODELO MATEMÁTICO DA PLANTA DO LADO CA

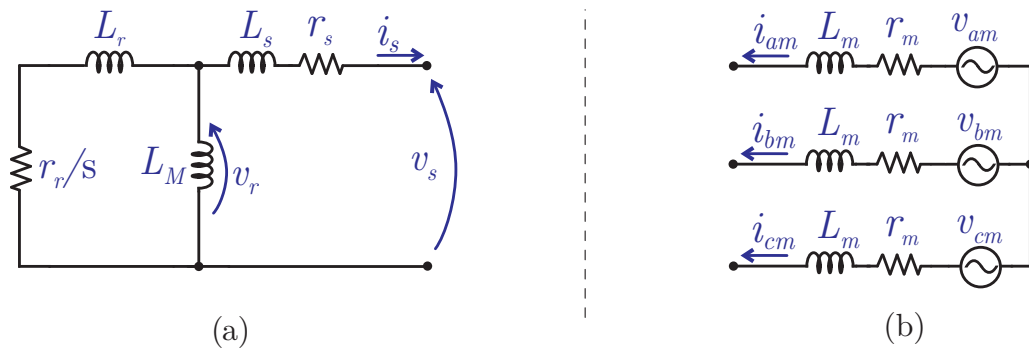
O modelo matemático de um sistema é definido como um conjunto de equações que representam o comportamento do sistema de forma aceitável e satisfatória (OGATA, 2010). Para a simplificação do modelo do sistema, são feitas considerações na modelagem, a fim de representar o comportamento dos elementos envolvidos na composição da planta de microgeração de energia elétrica.

- O GI é acionado por uma máquina primária mantida em velocidade constante, ou seja, a frequência angular elétrica  $\omega$  é considerada constante;
- O GI é assumido operando em regime permanente, representado pelo circuito equivalente por fase apresentado na Figura 2.2;
- O inversor é representado por uma fonte de tensão ideal, com as dinâmicas das harmônicas de alta frequência desconsideradas, com tensões de fase  $u_a$ ,  $u_b$  e  $u_c$ , e ainda, um filtro composto pelas indutâncias  $L_f$  e resistências  $R_f$ ;

- As chaves semicondutoras são consideradas ideais;
- As variáveis são amostradas em seus valores médios.

O circuito equivalente do GI se assemelha a de um transformador, por se tratar de circuitos elétricos acoplados por um campo magnético. A relação de transformação entre as bobinas (estator e rotor) é considerada ideal para uma máquina de indução conforme (FARRET; SIMÕES, 2015), portanto  $v_r = v_m$ . O circuito do rotor é refletido ao estator, para fins de simplificação, a fim de não ter que calcular a corrente de magnetização ( $i_m$ ) para cada velocidade imposta pela máquina primária (MP). Desta forma, aplica-se o teorema de Thévenin ao circuito equivalente. Diante disso, a impedância  $Z$  é obtida a partir da Figura 2.2 (a), resultando na 2.2 (b) por meio da equação (2.1).

Figura 2.2 – Circuito equivalente do GI.



Fonte: O autor.

$$Z = \frac{L_M (r_r/s + L_r)}{L_M + (r_r/s + L_r)} + r_s + L_s \quad (2.1)$$

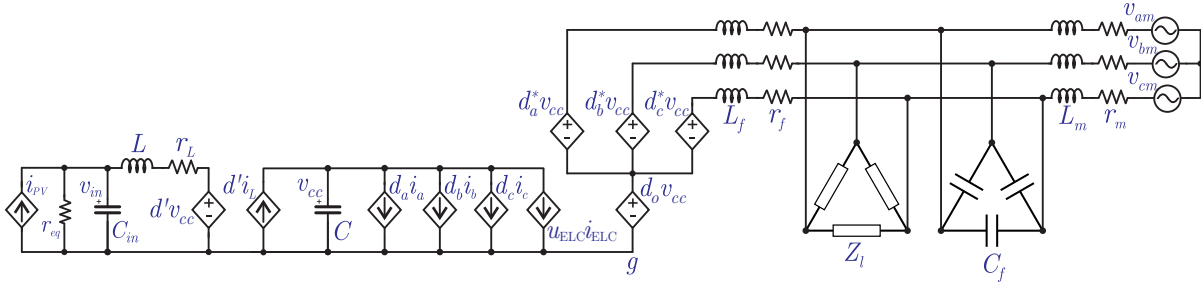
De modo a encontrar os parâmetros do circuito para a modelagem separa-se o resultado complexo de (2.1) em uma parte real, correspondente a resistência ( $r_m$ ), dada por (2.2) e uma parte imaginária, correspondente a uma indutância ( $L_m$ ), dada por (2.3).

$$r_m = r_s + (r_r/s) \left[ \frac{L_M^2}{(r_r/s)^2 + (L_M + L_r)^2} \right], \quad (2.2)$$

$$L_m = \frac{(r_r/s)^2 (L_M + L_s) + L_M^2 L_r^2 + L_s (L_M + L_r)^2}{(r_r/s)^2 + (L_M + L_r)^2}. \quad (2.3)$$

Os modelos matemáticos do sistema de microgeração são obtidos com base no seu circuito equivalente, fazendo uso do modelo simplificado para o GI, como mostra a Figura 2.3. O sistema é composto pelo GI, capacitores de excitação, banco resistivo, filtro indutivo, SSI, ELC e sistema fotovoltaico.

Figura 2.3 – Circuito equivalente do modelo proposto.



Fonte: O autor.

### 2.3.1 Modelagem em sistemas de referência arbitrários

Diversas estratégias de controle podem ser abordadas a fim de regular a tensão do sistema e para a operação adequada do inversor. É usual a utilização de uma estrutura em cascata, onde as malhas externas são implementadas no referencial síncrono rotativo, enquanto as internas, em referencial estacionário. Para satisfazer ambas as necessidades de projeto dos controladores, o circuito da parte CA do modelo médio completo do sistema, representado pela Figura 2.3, pode ser resolvido e as equações resultantes transformadas para um sistema de referência arbitrário (KRAUSE et al., 2002), onde a velocidade angular  $\omega$  deve ser substituída por  $\omega = 0$ , de modo a expressar o modelo em referência estacionária, ou por  $\omega = 2\pi f$ , velocidade angular da tensão do sistema, para uma representação em referência síncrona rotativa. Desta forma, a transformação para o sistema de referência arbitrário é expressa por:

$$\mathbf{f}_{dq0} = \mathbf{K}_{\mathbf{T}}(\theta)\mathbf{f}_{abc}, \quad (2.4)$$

onde:

$$\mathbf{K}_{\mathbf{T}}(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \text{sen}(\theta) & \text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \text{cos}(\theta) & \text{cos}(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \text{cos}(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}, \quad (2.5)$$

$$\mathbf{f}_{dq0} = [f_d \quad f_q \quad f_0]^{\top}, \quad (2.6)$$

$$\mathbf{f}_{abc} = [f_a \quad f_b \quad f_c]^{\top}. \quad (2.7)$$

Com o intuito de desenvolver o sistema de controle empregando coordenadas estacionárias e síncronas aplicado ao sistema trifásico a três fios, as variáveis medidas devem ser transformadas para tais grandezas. A transformação do sistema trifásico  $abc$  para o sistema de coordenadas estacionárias  $\alpha\beta 0$  pode ser definida conforme as relações matrici-

ais abaixo, onde  $x$  representa tanto grandezas de tensão como de corrente. Denomina-se transformada de Clarke invariante em potência.

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}, \quad (2.8)$$

onde:

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta 0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}, \quad (2.9)$$

Por outro lado, a transformação do sistema de coordenadas no sistema de eixos girantes  $dq0$ , converte o mesmo em dois circuitos acoplados de grandezas contínuas e a transformação é realizada pela seguinte matriz:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \text{sen}(\theta) & 0 \\ -\text{sen}(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix}, \quad (2.10)$$

ou ainda, para sistemas equilibrados:

$$\mathbf{T}_{dq-\alpha\beta}(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \text{sen}(\theta) \\ -\text{sen}(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}. \quad (2.11)$$

Através das transformações (2.9) e (2.10) pode-se obter a matriz que transforma diretamente o sistema trifásico  $abc$  no sistema de eixos girantes  $dq0$ , dado por:

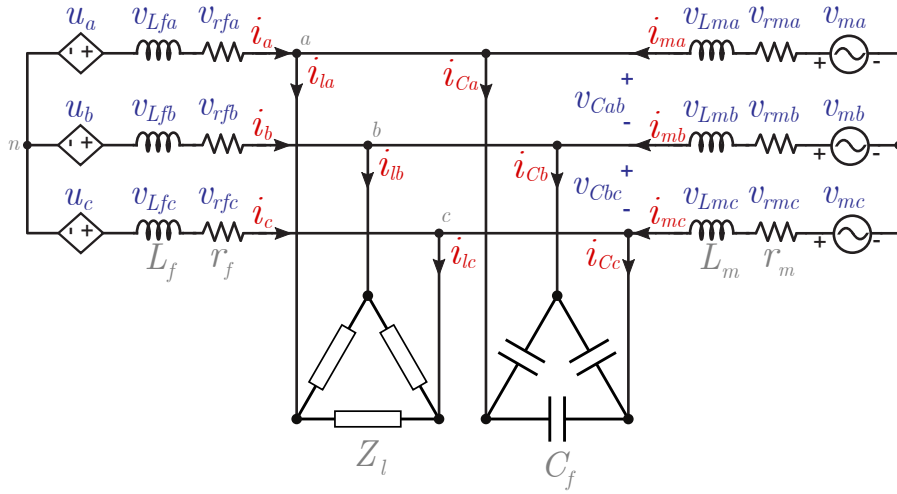
$$\mathbf{T}_{dq0-abc}(\theta) = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{6}}{3} \cos(\theta) & -\frac{\sqrt{6}}{6} \cos(\theta) + \frac{\sqrt{2}}{2} \text{sen}(\theta) & -\frac{\sqrt{6}}{6} \cos(\theta) - \frac{\sqrt{2}}{2} \text{sen}(\theta) \\ -\frac{\sqrt{6}}{3} \text{sen}(\theta) & \frac{\sqrt{6}}{6} \text{sen}(\theta) + \frac{\sqrt{2}}{2} \cos(\theta) & \frac{\sqrt{6}}{6} \text{sen}(\theta) - \frac{\sqrt{2}}{2} \cos(\theta) \\ \frac{\sqrt{3}}{3} & \frac{\sqrt{3}}{3} & \frac{\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix}. \quad (2.12)$$

Observa-se que a matriz de transformação exige um ângulo de sincronismo. Para isto, aplica-se o método denominado filtro de Kalman para obter os sinais de seno e cosseno, satisfazendo a necessidade na matriz de transformação (CARDOSO et al., 2008). Além disso, pode-se incrementar um algoritmo de estimação de frequência, o qual é implementado para estimar a frequência das tensões geradas, útil para o controle do ELC, no caso em estudo.

### 2.3.2 Modelo do lado CA

O estágio de saída compõe o barramento CA trifásico do conversor, os indutores de saída ( $L_f$ ), os capacitores de excitação ( $C_f$ ) e o gerador de indução. Aplicando a lei

Figura 2.4 – Circuito equivalente do lado CA e suas variáveis.



Fonte: O autor.

de Kirchhoff das tensões nas malhas da Figura 2.4, relacionadas ao GIAE e ao inversor, obtém-se as seguintes equações:

$$v_{ma} - v_{mb} - v_{Lma} - v_{rma} - v_{Cab} + v_{rmb} + v_{Lmb} = 0, \quad (2.13)$$

$$v_{mb} - v_{mc} - v_{Lmb} - v_{rmb} - v_{Cbc} + v_{rmc} + v_{Lmc} = 0, \quad (2.14)$$

$$u_a - u_b - v_{Lfa} - v_{rfa} - v_{Cab} + v_{rfb} + v_{Lfb} = 0, \quad (2.15)$$

$$u_b - u_c - v_{Lfb} - v_{rfb} - v_{Cbc} + v_{rfc} + v_{Lfc} = 0. \quad (2.16)$$

Pelas leis de Kirchhoff das correntes tem-se:

$$i_{ma} + i_{mb} + i_{mc} = 0. \quad (2.17)$$

Portanto, pode-se afirmar que:

$$\frac{di_{ma}}{dt} + \frac{di_{mb}}{dt} + \frac{di_{mc}}{dt} = 0. \quad (2.18)$$

Assume-se que as resistências  $r_m$  e indutâncias  $L_m$  do gerador são idênticas, sendo a queda de tensão sobre estas definidas por:

$$\begin{aligned} v_{rx} &= r_m i_{mx}, \\ v_{Lx} &= L_m \frac{di_{mx}}{dt}, \end{aligned} \quad (2.19)$$

onde  $x$  representa o sistema de coordenadas  $abc$ .

A partir da multiplicação de  $r_m$  em cada termo da equação (2.17), tem-se a queda de tensão nas resistências do gerador:

$$v_{rma} + v_{rmb} + v_{rmc} = 0. \quad (2.20)$$



Da mesma forma que em (2.20), multiplicando  $L_m$  em cada termo da equação (2.18), obtendo-se a queda de tensão nas indutâncias do gerador:

$$v_{Lma} + v_{Lmb} + v_{Lmc} = 0. \quad (2.21)$$

Utilizando as equações (2.20) e (2.21), e ainda, considerando as tensões de linha  $v_{ma} - v_{mb} = v_{mab}$  e  $v_{mb} - v_{mc} = v_{mbc}$ , pode-se reescrever as equações (2.13), (2.14) na forma matricial, obtendo-se a seguinte representação:

$$\begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{Lma} + v_{rma} \\ v_{Lmb} + v_{rmb} \\ v_{Lmc} + v_{rmc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{Cab} - v_{mab} \\ v_{Cbc} - v_{mbc} \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (2.22)$$

Pré-multiplicado os dois lados da equação (2.22), pela matriz

$$\begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1}, \quad (2.23)$$

obtém-se a seguinte equação na forma matricial:

$$\begin{bmatrix} v_{Lma} + v_{rma} \\ v_{Lmb} + v_{rmb} \\ v_{Lmc} + v_{rmc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} -2 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 \\ 1 & 2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{Cab} - v_{mab} \\ v_{Cbc} - v_{mbc} \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (2.24)$$

Isolando os termos do lado direito da equação e aplicando a transformação linha/fase (2.25), tem-se a relação (2.26).

$$\mathbf{T}_{\text{linha/fase}} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix}, \quad (2.25)$$

$$\begin{bmatrix} v_{Lma} + v_{rma} \\ v_{Lmb} + v_{rmb} \\ v_{Lmc} + v_{rmc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} -2 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{Ca} \\ v_{Cb} \\ v_{Cc} \end{bmatrix} + \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ma} \\ v_{mb} \\ v_{mc} \end{bmatrix}. \quad (2.26)$$

Isolando os termos  $v_{Lmx}$  de (2.26), e obtendo as correntes  $i_{ma}$ ,  $i_{mb}$  e  $i_{mc}$  e suas derivadas a partir da equação (2.19), obtêm-se:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \frac{di_{ma}}{dt} \\ \frac{di_{mb}}{dt} \\ \frac{di_{mc}}{dt} \end{bmatrix} &= -\frac{r_m}{L_m} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ma} \\ i_{mb} \\ i_{mc} \end{bmatrix} + \frac{1}{3L_m} \begin{bmatrix} -2 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{Ca} \\ v_{Cb} \\ v_{Cc} \end{bmatrix} + \\ &+ \frac{1}{3L_m} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ma} \\ v_{mb} \\ v_{mc} \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (2.27)$$

Para obtenção das correntes  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$  e suas derivadas, é realizado de forma análoga os passos anteriores. Agora, aplicando as Leis de Kirchhoff das correntes no nó  $n$ , assumindo que as resistências  $r_f$  e indutâncias  $L_f$  do filtro são idênticas e utilizando as equações (2.15) e (2.16), tem-se que:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_b}{dt} \\ \frac{di_c}{dt} \end{bmatrix} = -\frac{R_f}{L_f} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{1}{3L_f} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a - v_{Ca} \\ u_b - v_{Cb} \\ u_c - v_{Cc} \end{bmatrix}. \quad (2.28)$$

Pela lei de Kirchhoff das correntes, nos nós do ponto de conexão ou acoplamento comum (PCC ou PAC), tem-se:

$$\begin{aligned} i_{Ca} + i_{la} &= i_{ma} + i_a, \\ i_{Cb} + i_{lb} &= i_{mb} + i_b, \\ i_{Cc} + i_{lc} &= i_{mc} + i_c. \end{aligned} \quad (2.29)$$

De acordo com o circuito equivalente considerado,

$$\begin{aligned} i_{Ca} + i_{la} &= C_f \frac{dv_{Ca}}{dt} + \frac{v_{Ca}}{Z_l}, \\ i_{Cb} + i_{lb} &= C_f \frac{dv_{Cb}}{dt} + \frac{v_{Cb}}{Z_l}, \\ i_{Cc} + i_{lc} &= C_f \frac{dv_{Cc}}{dt} + \frac{v_{Cc}}{Z_l}. \end{aligned} \quad (2.30)$$

Substituindo as equações presentes em (2.30), nas contidas em (2.29), respectivamente, e isolando os termos em derivada, obtêm-se:

$$\begin{bmatrix} \frac{dv_{Ca}}{dt} \\ \frac{dv_{Cb}}{dt} \\ \frac{dv_{Cc}}{dt} \end{bmatrix} = \frac{1}{C_f} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \frac{1}{C_f Z_l} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{Ca} \\ v_{Cb} \\ v_{Cc} \end{bmatrix} + \frac{1}{C_f} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ma} \\ i_{mb} \\ i_{mc} \end{bmatrix}. \quad (2.31)$$

Desta forma, o conjunto de equações que representa o modelo médio resultante nos eixos  $abc$ , é descrito por (2.32) a (2.34), ou seja:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{i}_b \\ \dot{i}_c \end{bmatrix} = \frac{r_f}{L_f} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{1}{3L_f} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a - v_{Ca} \\ u_b - v_{Cb} \\ u_c - v_{Cc} \end{bmatrix}, \quad (2.32)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_{Ca} \\ \dot{v}_{Cb} \\ \dot{v}_{Cc} \end{bmatrix} = \frac{1}{Z_l C_f} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{Ca} \\ v_{Cb} \\ v_{Cc} \end{bmatrix} + \frac{1}{C_f} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a + i_{am} \\ i_b + i_{bm} \\ i_c + i_{cm} \end{bmatrix}, \quad (2.33)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{am} \\ \dot{i}_{bm} \\ \dot{i}_{cm} \end{bmatrix} = \frac{r_m}{L_m} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{am} \\ i_{bm} \\ i_{cm} \end{bmatrix} + \frac{1}{3L_m} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{am} - v_{Ca} \\ v_{bm} - v_{Cb} \\ v_{cm} - v_{Cc} \end{bmatrix}, \quad (2.34)$$

onde  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$ , são as correntes de saída do conversor,  $u_a$ ,  $u_b$  e  $u_c$  são as tensões de saída do conversor,  $v_{Ca}$ ,  $v_{Cb}$  e  $v_{Cc}$  são as tensões nos capacitores,  $i_{am}$ ,  $i_{bm}$  e  $i_{cm}$  são as correntes do gerador de indução,  $v_{am}$ ,  $v_{bm}$  e  $v_{cm}$  são as tensões do gerador de indução (força contra-eletromotriz) e  $Z_l$  é a impedância de carga.

Por outro lado, de forma unificada, pode-se representar o comportamento dinâmico das variáveis de estado do sistema. Assim, a partir das equações (2.32), (2.33) e (2.34), a representação por espaço de estados em coordenadas estacionárias  $abc$ , descrita por nove variáveis de estado, três entradas de controle e três entradas de distúrbios, é dada por:

$$\dot{\mathbf{x}}_{abc}(t) = \mathbf{A}_{abc} \mathbf{x}_{abc}(t) + \mathbf{B}_{abc} \mathbf{u}_{abc}(t) + \mathbf{F}_{abc} \mathbf{w}_{abc}(t), \quad (2.35)$$

onde:

$$\mathbf{x}_{abc} = [i_a \ i_b \ i_c \ v_{Ca} \ v_{Cb} \ v_{Cc} \ i_{am} \ i_{bm} \ i_{cm}]^\top, \quad (2.36)$$

$$\mathbf{u}_{abc} = [u_a \ u_b \ u_c]^\top, \quad \mathbf{w}_{abc} = [v_{am} \ v_{bm} \ v_{cm}]^\top. \quad (2.37)$$

As matrizes  $\mathbf{A}_{abc}$ ,  $\mathbf{B}_{abc}$  e  $\mathbf{F}_{abc}$  são definidas como:

$$\mathbf{A}_{abc} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{3 \times 3}(-r_m/L_m) & \mathbf{M}(1/L_m) & \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{I}_{3 \times 3}(1/C_f) & \mathbf{I}_{3 \times 3}(-1/C_f Z_l) & \mathbf{I}_{3 \times 3}(1/C_f) \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{M}(1/L_f) & \mathbf{I}_{3 \times 3}(-r_f/L_f) \end{bmatrix}, \quad (2.38)$$

$$\mathbf{B}_{abc} = \begin{bmatrix} \mathbf{M}(-1/L_f) \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{F}_{abc} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{M}(-1/L_m) \end{bmatrix}, \quad (2.39)$$

onde:

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} -2/3 & 1/3 & 1/3 \\ 1/3 & -2/3 & 1/3 \\ 1/3 & 1/3 & -2/3 \end{bmatrix}. \quad (2.40)$$

A Figura 2.3 mostra o modelo médio completo do sistema em eixos estacionários  $abc$ . Uma estratégia de controle pode ser projetada para rastrear referências sinusoidais nesses eixos. Porém, para tornar o controle um problema de regulação, a transformação para eixos síncronos pode ser empregada.

Em aplicações com máquinas elétricas trifásicas, é usual desenvolver o sistema de controle utilizando coordenadas  $\alpha\beta 0$  e coordenadas síncronas  $dq0$ , a partir do qual, o problema de rastreamento é modificado para um problema de regulação. A decomposição é realizada a partir das equações em espaço de estados em coordenadas estacionárias  $abc$ , fazendo uso de matrizes de transformação adequadas. Deste modo, ao representar (2.32) a (2.34) nos eixos estacionários  $\alpha\beta$ , o modelo em espaço de estados (2.45) e (2.46) é obtido usando a transformação de Clarke invariante em potência. Tratando-se de um circuito trifásico a três fios, o eixo 0 não possuirá caminho para a corrente de modo comum no inversor. Portanto, o eixo 0 de coordenadas pode ser desprezado (CAMARGO, 2002; TISCHER, 2017). A representação da planta em espaço de estados utilizando coordenadas  $\alpha\beta$  resulta em:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_\alpha \\ \dot{i}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_f}{L_f} & 0 \\ 0 & -\frac{r_f}{L_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha - v_{C\alpha} \\ u_\beta - v_{C\beta} \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_{C\alpha} \\ \dot{v}_{C\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{Z_i C_f} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{Z_i C_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{C\alpha} \\ v_{C\beta} \end{bmatrix} + \frac{1}{C_f} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha + i_{\alpha m} \\ i_\beta + i_{\beta m} \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{\alpha m} \\ \dot{i}_{\beta m} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_m}{L_m} & 0 \\ 0 & -\frac{r_m}{L_m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha m} \\ i_{\beta m} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_m} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha m} - v_{C\alpha} \\ v_{\beta m} - v_{C\beta} \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

Unificado as equações (2.41) a (2.43), pode-se representar as equações do sistema em espaço de estado por:

$$\mathbf{x}_{\alpha\beta}(t) = \mathbf{A}_{\alpha\beta} \mathbf{x}_{\alpha\beta}(t) + \mathbf{B}_{\alpha\beta} \mathbf{u}_{\alpha\beta}(t) + \mathbf{F}_{\alpha\beta} \mathbf{v}_{\alpha\beta}(t) \quad (2.44)$$

onde as variáveis de estado são  $\mathbf{x}_{\alpha\beta} = [i_\alpha \ i_\beta \ v_{C\alpha} \ v_{C\beta} \ i_{\alpha m} \ i_{\beta m}]^\top$ ,  $\mathbf{u}_{\alpha\beta} = [u_\alpha \ u_\beta]^\top$ ,  $\mathbf{v}_{\alpha\beta} = [v_{\alpha m} \ v_{\beta m}]^\top$ , e as matrizes invariantes são dadas por:

$$\mathbf{A}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \frac{-r_f}{L_f} & 0 & \frac{1}{L_f} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-r_f}{L_f} & 0 & \frac{1}{L_f} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_f} & 0 & \frac{-1}{Z_l C_f} & 0 & \frac{1}{C_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & \frac{-1}{Z_l C_f} & 0 & \frac{1}{C_f} \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_m} & 0 & \frac{-r_m}{L_m} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_m} & 0 & \frac{-r_m}{L_m} \end{bmatrix}, \quad (2.45)$$

$$\mathbf{B}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{2 \times 2}(-1/L_f) \\ \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ \mathbf{0}_{2 \times 2} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{F}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ \mathbf{I}_{2 \times 2}(-1/L_m) \end{bmatrix}. \quad (2.46)$$

A transformação de eixos estacionários  $abc$  para eixos síncronos  $dq$  (transformada de Park), pode ser aplicada em (2.32), (2.33) e (2.34) resultando em (2.47), (2.48) e (2.49), respectivamente. Desta forma, o sistema original é decomposto em um sistema que apresenta sincronia com a frequência de interesse.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_f}{L_f} & \omega \\ -\omega & -\frac{r_f}{L_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d - v_{Cd} \\ u_q - v_{Cq} \end{bmatrix}, \quad (2.47)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_{Cd} \\ \dot{v}_{Cq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{Z_l C_f} & \omega \\ -\omega & -\frac{1}{Z_l C_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{Cd} \\ v_{Cq} \end{bmatrix} + \frac{1}{C_f} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d + i_{dm} \\ i_q + i_{qm} \end{bmatrix}, \quad (2.48)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{dm} \\ \dot{i}_{qm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_m}{L_m} & \omega \\ -\omega & -\frac{r_m}{L_m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dm} \\ i_{qm} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_m} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{dm} - v_{Cd} \\ v_{qm} - v_{Cq} \end{bmatrix}. \quad (2.49)$$

Combinando os sistemas de equações a fim de representar as variáveis de estado por um só vetor, tem-se:

$$\dot{\mathbf{x}}_{dq}(t) = \mathbf{A}_{dq} \mathbf{x}_{dq}(t) + \mathbf{B}_{dq} \mathbf{u}_{dq}(t) + \mathbf{F}_{dq} \mathbf{w}_{dq}(t), \quad (2.50)$$

onde:

$$\mathbf{x}_{dq} = [i_d \ i_q \ v_{Cd} \ v_{Cq} \ i_{dm} \ i_{qm}]^\top, \quad (2.51)$$

$$\mathbf{u}_{dq} = [u_d \ u_q]^\top, \quad \mathbf{w}_{dq} = [v_{dm} \ v_{qm}]^\top. \quad (2.52)$$

As matrizes  $\mathbf{A}_{dq}$ ,  $\mathbf{B}_{dq}$  e  $\mathbf{F}_{dq}$  são definidas como:

$$\mathbf{A}_{dq} = \begin{bmatrix} \mathbf{M}_1 & \mathbf{I}_{2 \times 2}(-1/L_m) & \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ \mathbf{I}_{2 \times 2}(1/C_f) & \mathbf{M}_2 & \mathbf{I}_{2 \times 2}(1/C_f) \\ \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{I}_{2 \times 2}(-1/L_f) & \mathbf{M}_3 \end{bmatrix}, \quad (2.53)$$

$$\mathbf{B}_{dq} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{2 \times 2}(1/L_f) \\ \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ \mathbf{0}_{2 \times 2} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{F}_{dq} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ \mathbf{I}_{2 \times 2}(1/L_m) \end{bmatrix}, \quad (2.54)$$

onde:

$$\begin{aligned} \mathbf{M}_1 &= \begin{bmatrix} -r_m/L_m & \omega \\ -\omega & -r_m/L_m \end{bmatrix}, \quad \mathbf{M}_2 = \begin{bmatrix} -1/C_f Z_l & \omega \\ -\omega & -1/C_f Z_l \end{bmatrix}, \\ \mathbf{M}_3 &= \begin{bmatrix} -r_f/L_f & \omega \\ -\omega & -r_f/L_f \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (2.55)$$

Para o projeto dos controladores, deve-se encontrar os modelos matemáticos que relacionam as variáveis de estado a serem controladas. A estratégia de controle digital proposta para o inversor se dá em cascata, composta por quatro malhas de controle: duas malhas internas para controlar as correntes trifásicas em coordenadas estacionárias  $\alpha\beta$  e duas malhas externas de tensão em coordenadas síncronas  $dq$ , a fim de ajustar as referências de corrente das malhas internas em função das tensões nos terminais do GIAE e da tensão no barramento CC do inversor.

Assim, para obter as respostas em frequência da planta, as funções de transferência que relacionam as correntes de saída do conversor às tensões do conversor em eixos síncronos podem ser obtidas com a função de transferência  $\mathbf{C}_{\alpha\beta}(s\mathbf{I} - \mathbf{A}_{\alpha\beta})^{-1}\mathbf{B}_{\alpha\beta}$ , onde  $\mathbf{C}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$  ou  $\mathbf{C}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ , escrita por:

$$\begin{aligned} G_{i_{\alpha\beta}, u_{\alpha\beta}}(s) &= \frac{i_{\alpha}(s)}{u_{\alpha}(s)} = \frac{i_{\beta}(s)}{u_{\beta}(s)} = \\ &= \frac{C_f L_m Z_l s^2 + (L_m + C_f r_m Z_l) s + (r_m + Z_l)}{\left\{ \begin{array}{l} C_f L_f L_m Z_l s^3 + \\ + [L_f L_m + Z_l C_f (L_m r_f + L_f r_m)] s^2 + \\ + [L_f r_m + L_m r_f + Z_l (L_f + L_m + C_f r_f r_m)] s + \\ + Z_l (r_f + r_m) + r_f r_m \end{array} \right\}}. \end{aligned} \quad (2.56)$$

O sistema em espaço de estados no domínio do tempo (2.47) a (2.49), genericamente descrito por  $\dot{\mathbf{x}}_{dq}(t) = \mathbf{A}_{dq}\mathbf{x}_{dq}(t) + \mathbf{B}_{dq}\mathbf{u}_{dq}(t)$ , pode ser convertido em uma função de transferência por  $\mathbf{C}_{dq}(s\mathbf{I} - \mathbf{A}_{dq})^{-1}\mathbf{B}_{dq}$ . Deste modo, as funções de transferência que relacionam as correntes de saída do conversor às tensões do conversor em eixos síncronos

podem ser escritas como:

$$G_{i_d, i_q}(s) = \frac{i_d(s)}{u_d(s)} = \frac{i_q(s)}{u_q(s)} = \frac{L_f s + r_f}{L_f^2 s^2 + 2L_f r_f s + (L_f^2 \omega^2 + r_f^2)}. \quad (2.57)$$

No conjunto de equações onde  $i_q$  se relaciona com  $v_{Cd}$  como uma entrada, a função de transferência que relaciona a tensão do eixo direto à corrente do eixo em quadratura é dada por:

$$G_{v_{Cd}, i_q}(s) = \frac{v_{Cd}(s)}{i_q(s)} = \frac{-C_f Z_l^2 \omega}{C_f^2 Z_l^2 s^2 + 2C_f Z_l s + C_f^2 Z_l^2 \omega^2 + 1}. \quad (2.58)$$

### 2.3.3 Validação do modelo matemático do lado CA

A validação do modelo em espaço de estados pode ser realizada através da comparação dos resultados obtidos do modelo matemático com os obtidos através do circuito elétrico equivalente do sistema de microgeração.

Independente do método para a obtenção do resultado, é possível verificar a resposta de tensão e corrente nos elementos passivos do sistema pela propriedade da linearidade (TISCHER, 2017). A tensão nos capacitores  $C_f$ , as correntes nos indutores do lado do gerador  $L_m$ , e do lado do conversor  $L_f$ , são analisadas modificando numericamente as referências de entrada do circuito.

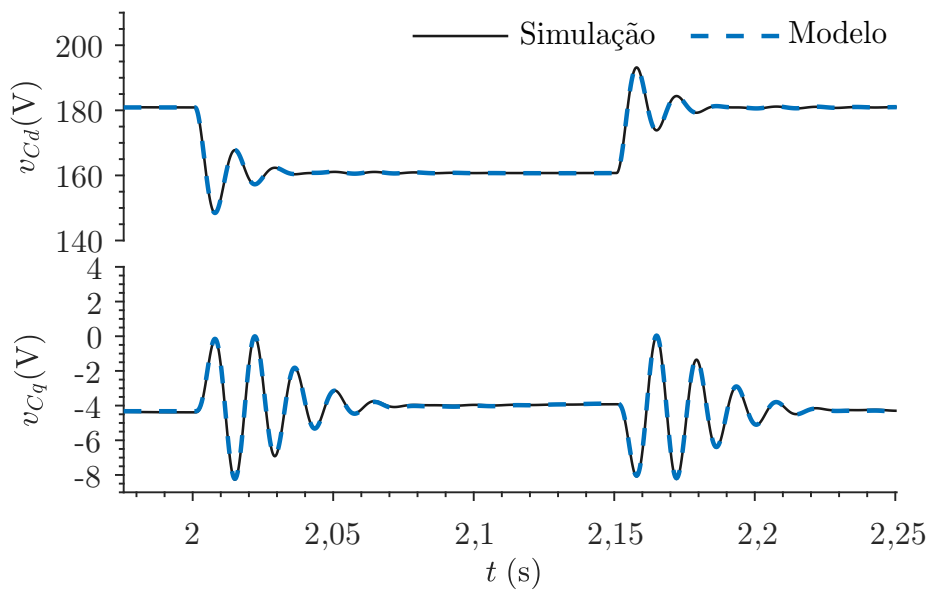
A partir do circuito equivalente modelado da Figura 2.8, obtêm-se o modelo em espaço de estados, apresentado pela equação (2.50). Assim a resposta do modelo matemático pode ser obtida através de simulação computacional e comparada com o circuito equivalente simulado. A comprovação do modelo obtido é estudado fazendo o uso de *softwares* de simulação, e para isto, são utilizados os parâmetros nominais do sistema de microgeração, apresentados no Capítulo 4 e no Apêndice B.

As dinâmicas analisadas se tratam de degraus de tensão: negativo e positivo. De modo que, após a perturbação de aproximadamente 11% na tensão de fase do sistema, as variáveis retornem ao seu estado de regime permanente, tanto no modelo matemático quanto no circuito elétrico simulado. Com estes degraus, possibilita-se observar os resultados das mudanças nas referências dos eixos  $dq$ . À vista disso, para comprovar as hipóteses apresentadas nas simplificações, são realizadas comparações a partir do comportamento da tensão do sistema no ponto de conexão comum.

Para isso, as Figuras 2.5 e 2.6 mostram os comportamentos da resposta ao degrau das variáveis de estado do modelo versus o sistema simulado.

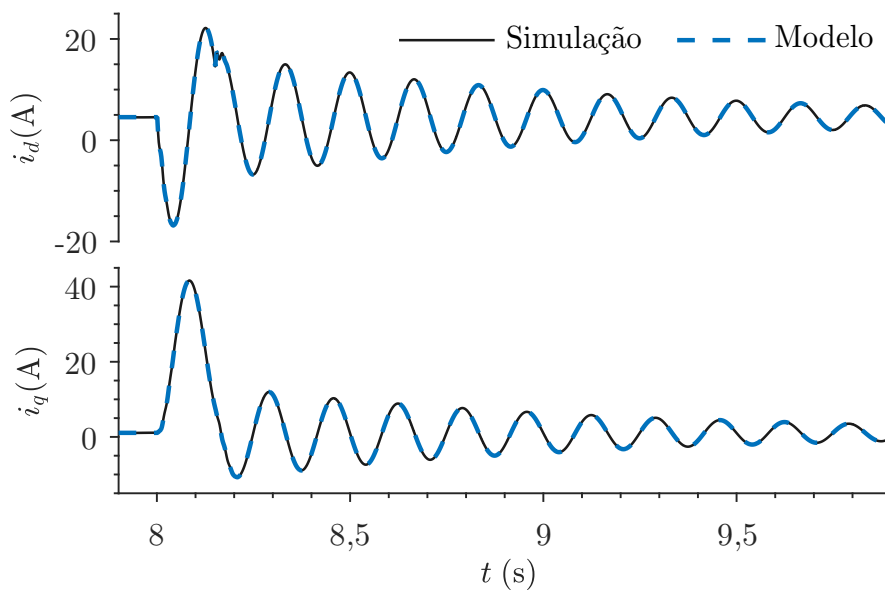
Diante disto, observa-se que a resposta do modelo matemático obtido é idêntica à obtida através da simulação do circuito elétrico. Portanto, demonstra-se que as considerações realizadas no processo de modelagem são válidas.

Figura 2.5 – Resposta ao degrau das variáveis de estado de tensão em eixos síncronos.



Fonte: O autor.

Figura 2.6 – Resposta ao degrau das variáveis de estado de corrente em eixos síncronos.



Fonte: O autor.

## 2.4 MODELAGEM MATEMÁTICA DO LADO CC

Para o controle de tensão do barramento CC, deve-se obter um modelo dinâmico que descreve o comportamento da malha de tensão CC. Sabendo-se que a tensão CC é dependente da transferência de potência ativa entre os capacitores do barramento CC e o barramento CA, o controle é realizado através da corrente  $i_d$ . Necessita-se então a



obtenção de uma função de transferência que relacione a tensão do barramento CC, ou seja,  $v_{cc}$  com relação à corrente do conversor  $i_d$ .

Dessa forma, aplica-se a análise do fluxo de potência a partir do teorema de *Tellegen*, como em CAMARGO (2002), onde se realiza esta abordagem para obter o modelo dinâmico, de tal forma que:

$$-P_{\text{capacitor\_CC}} + P_{PV} = P_{\text{ELC}} + P_{\text{barramento\_CA}} \quad (2.59)$$

Nesse balanço de potência, as perdas podem ser desprezadas. Assumindo para o caso em questão que as tensões geradas são equilibradas e sem harmônicos, tem-se que  $v_{Cq} = 0$ . Devido à transformação de eixos estacionários em síncronos, a equação de balanço das potências pode ser escrita como:

$$-v_{cc}C \frac{dv_{cc}}{dt} + v_{in}i_L = \frac{(v_{cc}u_{\text{ELC}})^2}{r_{\text{ELC}}} + (v_{Cd}i_d + v_{Cq}i_q). \quad (2.60)$$

Aplicando-se a transformada de Laplace em (2.60), considerando a porção da potência de entrada como um distúrbio, e aplicando a técnica de perturbação e linearização com  $v_{cc}(t) = \tilde{v}_{cc}(t) + V_{cc}$  e  $i_d(t) = \tilde{i}_d(t) + I_d$  resulta em:

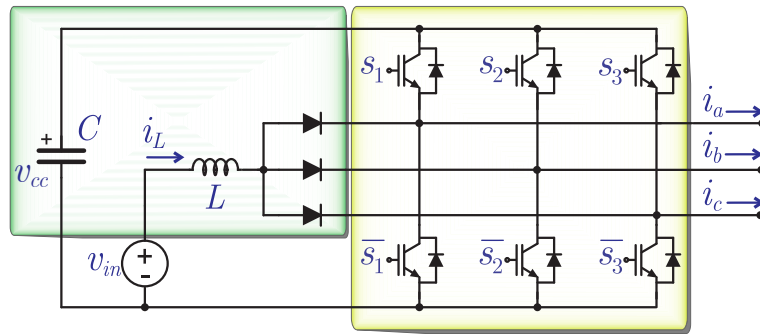
$$G_{v_{cc},i_d}(s) = \frac{v_{cc}(s)}{i_d(s)} = \frac{-V_{Cd}}{CV_{cc} \left( s + \frac{2u_{\text{ELC}}^2}{Cr_{\text{ELC}}} \right)}. \quad (2.61)$$

## 2.5 MODELO DO SISTEMA CC-CC FOTOVOLTAICO

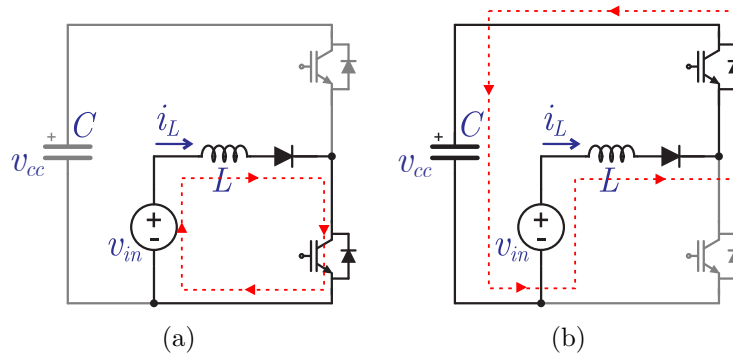
O processamento da energia gerada pelo sistema fotovoltaico passa pelo estágio CC-CC elevador (*Boost*) do conversor cuja topologia faz parte das chamadas fontes de impedância, na configuração conhecida como fonte dividida. O SSI é modelado utilizando os mesmos oito estados do inversor de tensão (*Voltage Source Inverter* - VSI) trifásico convencional. A Figura 2.7 ilustra um SSI trifásico com três pernas. Existem dois diagramas possíveis com relação aos elementos armazenadores de energia a partir dos estados de chaveamento do conversor: o indutor  $L$  se magnetiza quando pelo menos uma das chaves inferiores dos braços do inversor está em condução, como mostra a Figura 2.8(a); na Figura 2.8(b), quando todas as chaves superiores estão em condução, o indutor  $L$  é desmagnetizado e o capacitor  $C$  é carregado.

Modelando as etapas de funcionamento do conversor: quando pelo menos uma das chaves inferiores das pernas do conversor ( $\bar{S}_1$ ,  $\bar{S}_2$  ou  $\bar{S}_3$ ) está em condução, o indutor  $L$  é conectado à fonte de entrada  $v_{in}$  e acumula energia, de acordo com a Figura 2.9.a. As equações dinâmicas que descrevem a tensão no indutor,  $v_L$ , e a corrente do capacitor,  $i_C$ , neste estado, com duração  $t_y$ , são dadas por (2.62).

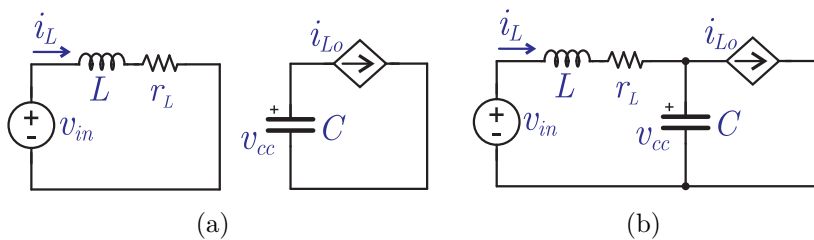
Figura 2.7 – Inversor de fonte dividida trifásico.



Fonte: Adaptado de Borges e Grigoletto (2017).

Figura 2.8 – Estágios de operação do SSI: (a) Circuito equivalente durante a magnetização de  $L$ , (b) Circuito equivalente durante a desmagnetização de  $L$ .

Fonte: Adaptado de Borges e Grigoletto (2017).

Figura 2.9 – Estados de operação do conversor de fonte dividida: (a) Pelo menos uma das chaves  $\bar{S}_1$ ,  $\bar{S}_2$  ou  $\bar{S}_3$  estão em condução, (b) Chaves  $S_1$ ,  $S_2$  e  $S_3$  estão em condução.

Fonte: Adaptado de Borges e Grigoletto (2017).

Por outro lado, quando as chaves semicondutoras superiores de cada perna ( $S_1$ ,  $S_2$  e  $S_3$ ) estão em condução, a energia armazenada no indutor é transferida para o capacitor  $C$  do barramento CC, conforme Figura 2.9.b. As equações dinâmicas que descrevem a tensão no indutor,  $v_L$ , e a corrente do capacitor,  $i_C$ , com duração  $t_x$ , neste estado são dadas por (2.63).

$$\begin{aligned}\frac{di_L}{dt} &= -\frac{r_L i_L}{L} + \frac{v_{in}}{L}, \\ \frac{dv_{cc}}{dt} &= -\frac{i_{Lo}}{C},\end{aligned}\tag{2.62}$$

$$\begin{aligned}\frac{di_L}{dt} &= -\frac{r_L i_L}{L} + \frac{v_{in} - v_{cc}}{L}, \\ \frac{dv_{cc}}{dt} &= \frac{i_L - i_{Lo}}{C},\end{aligned}\tag{2.63}$$

onde  $i_{Lo}$  é a corrente de saída refletida no barramento CC:

$$i_{Lo} = [2s_1 - 1] i_a + [2s_2 - 1] i_b + [2s_3 - 1] i_c.\tag{2.64}$$

Definindo a razão cíclica como  $D = t_y/(t_x + t_y)$ , em regime permanente, onde  $t_x + t_y = T_s$ , o ganho estático do estágio de entrada pode ser escrito como (ABDELRAZEK et al., 2017):

$$\frac{V_{cc}}{V_{in}} = \frac{1}{1 - D},\tag{2.65}$$

onde  $V_{in}$  e  $V_{cc}$  são respectivamente a tensão de entrada e a tensão do barramento CC em regime permanente.

O modelo médio pode ser obtido multiplicando (2.62) por  $d$  e (2.63) por  $(1 - d)$ . Por outro lado, o método de perturbação e linearização pode ser empregado, onde as variáveis são substituídas por uma variável CC e um sinal de perturbação ( $d = D + \tilde{d}$ ). Assim, podem ser escritas (2.66), como:

$$\begin{aligned}\tilde{i}_L(s) &= \frac{V_{cc}}{Ls + r_L} \tilde{d}(s) - \frac{1 - D}{Ls + r_L} \tilde{v}_{cc}(s), \\ \tilde{v}_{cc}(s) &= \frac{1 - D}{C_s} \tilde{i}_L(s) - \frac{I_L}{C_s} \tilde{d}(s) - \frac{1}{C_s} \tilde{i}_{Lo}(s).\end{aligned}\tag{2.66}$$

Em (2.66), os termos de segunda ordem são desprezados, a tensão de entrada é considerada constante e  $i_{Lo}$  é considerado um sinal de perturbação. Ao assumir uma tensão de barramento CC constante, a função de transferência de corrente de entrada pode ser simplificada, resultando em uma equação apresentada e usada em Abdelrazek et al. (2017) e Grigoletto et al. (2019), que relaciona a corrente do indutor e a razão cíclica:

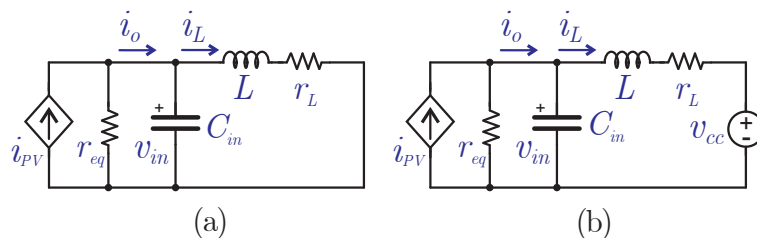
$$\frac{i_L(s)}{d(s)} = \frac{V_{cc}}{Ls + r_L}.\tag{2.67}$$

### 2.5.1 Modelo médio de pequenos sinais no ponto de máxima potência

Como fonte de entrada, junto ao conversor SSI, incorpora-se uma fonte de geração fotovoltaica, o que é uma aplicação típica segundo Borges (2019), devido a boa capacidade *Buck/Boost* de tensão e também por propiciar maior confiabilidade para o sistema. Considerando o modelo genérico de um sistema fotovoltaico nos terminais de entrada do SSI ( $v_{in}$ ), para atingir o ponto de potência máxima em um sistema fotovoltaico real, a tensão sobre o capacitor de entrada  $C_{in}$  pode ser controlada. Desta forma, o esquema dos estágios de chaveamento possíveis do SSI é representado pela Figura 2.10. Onde se pode considerar o capacitor  $C$  do barramento CC, uma fonte de tensão  $v_{cc}$ , uma vez que este seja controlado por outra malha de controle.

A partir disso, faz-se importante a obtenção do modelo de pequenos sinais que representa o funcionamento do sistema PV no ponto de máxima potência ou de operação. O diagrama elétrico do modelo considerando é apresentado como fonte de entrada na Figura 2.10, cujo esquema representa um equivalente Norton no ponto de máxima potência dos painéis, como abordado em Benavides e Chapman (2008).

Figura 2.10 – Estados de operação do conversor de fonte dividida: (a) Pelo menos uma das chaves  $\bar{S}_1$ ,  $\bar{S}_2$  ou  $\bar{S}_3$  estão ON, (b) Chaves  $S_1$ ,  $S_2$  e  $S_3$  estão ON.



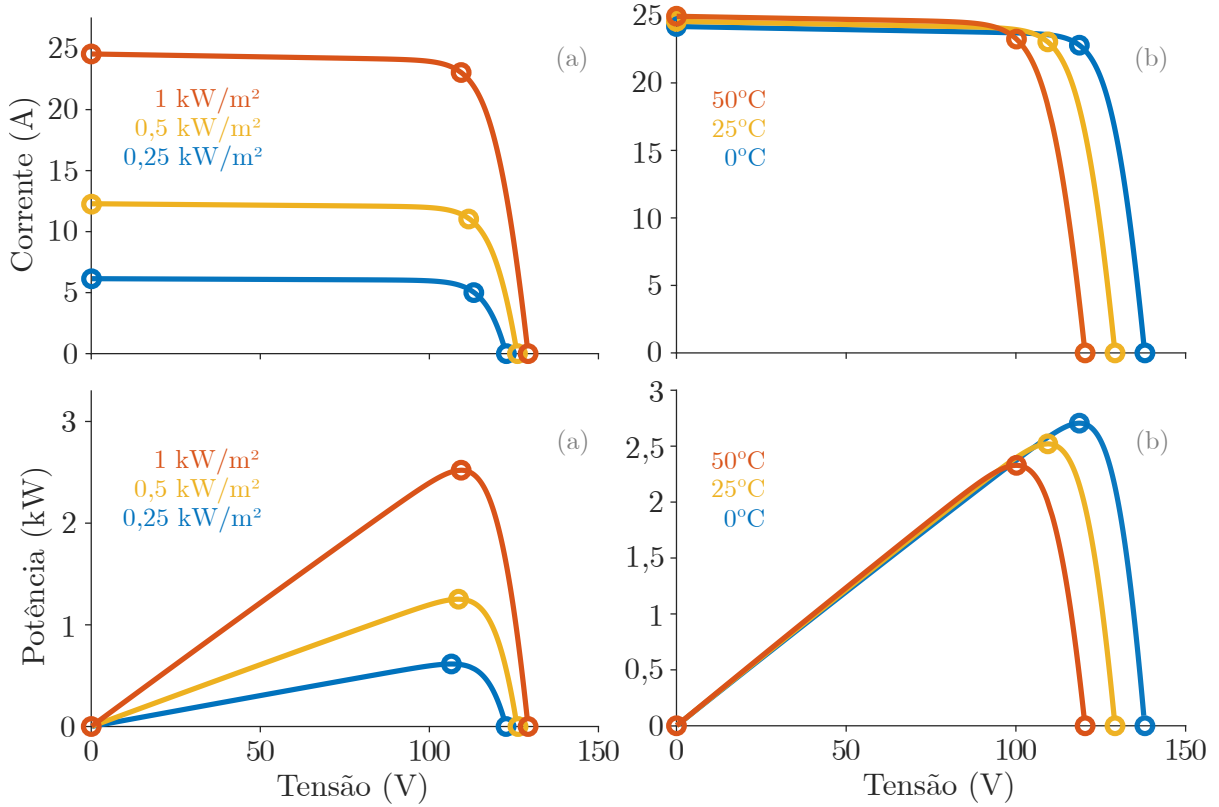
Fonte: O autor.

Como demonstrado em Park e Choi (2015), sabe-se que no ponto de máxima potência a derivada da potência em relação à tensão no painel é nula. Além disso, sabe-se que a  $R_{eq}$  pode ser expressa a partir da derivada negativa da tensão  $v_{in}$  pela corrente  $i_{PV}$ , como demonstrado em Karanjkar et al. (2014). Considerando que  $v_{in}$  e  $i_{PV}$  são, respectivamente, iguais a  $V_{MPP}$  e  $I_{MPP}$ , tem-se pela análise do circuito e pela expressão de  $r_{eq}$ , que a corrente que circula por  $r_{eq}$  neste ponto é igual a  $I_{MPP}$ . Desta forma, conforme a análise dos nós do circuito, o único valor possível para a fonte de corrente que satisfaz o modelo simplificado no MPP é igual a  $2I_{MPP}$ .

Diante de variações da irradiância e temperatura, naturalmente, os valores da tensão e corrente de máxima potência nos módulos PV também são alterados, conforme mostra a Figura 2.11. Deste modo, por consequência, a resistência equivalente  $r_{eq}$  do modelo de pequenos sinais também muda. Contudo, o valor da tensão de máxima potência para diferentes irradiações não sofre significativas alterações comparadas a corrente de

máxima potência (SPIAZZI et al., 2009). Obtêm-se desta forma, o modelo médio para um ponto de operação do sistema fotovoltaico.

Figura 2.11 – Gráficos do sistema simulado com módulos SunPower SPR-315E-WHT-D: 2 módulos em série e 4 *strings* paralelas. (a) Irradiância; (b) Temperatura.



Fonte: Gerado pelo *software* Matlab<sup>®</sup>/Simulink.

Do circuito da Figura 2.10, as matrizes invariantes do modelo médio em espaço de estados, considerando as etapas de operação, podem ser descritas por:

$$\mathbf{A} = D \begin{bmatrix} -r_L/L & 1/L \\ -1/C_{in} & -1/C_{in}r_{eq} \end{bmatrix} + (1 - D) \begin{bmatrix} -r_L/L & 1/L \\ -1/C_{in} & -1/C_{in}r_{eq} \end{bmatrix}, \quad (2.68)$$

$$\mathbf{B} = D \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1/C_{in} \end{bmatrix} + (1 - D) \begin{bmatrix} -1/L & 0 \\ 0 & 1/C_{in} \end{bmatrix}, \quad (2.69)$$

onde:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t), \quad (2.70)$$

e ainda,

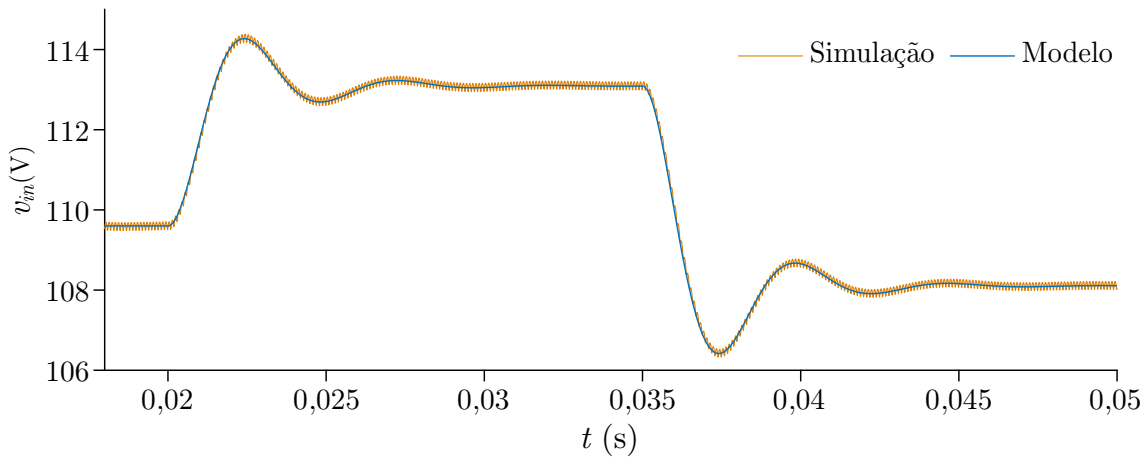
$$\mathbf{x} = [i_L \quad v_{in}]^T, \quad \mathbf{u} = [v_{cc} \quad i_o]^T. \quad (2.71)$$

Das equações (2.68) e (2.69), pelo modelo de pequenos sinais, a tensão do capacitor de entrada  $v_{in}(s)$  pode ser relacionada a razão cíclica  $d(s)$  pela função de transferência:

$$G_{v_{in},d}(s) = \frac{v_{in}(s)}{d(s)} = \frac{-V_{cc}r_{eq}}{Lr_{eq}C_{in}s^2 + (L + r_Lr_{eq}C_{in})s + (r_{eq} + r_L)}. \quad (2.72)$$

A partir da equação obtida, é possível verificar a validade da mesma mediante a elaboração de uma simulação computacional do circuito elétrico em questão. Por conseguinte, mostra-se na Figura 2.12 a resposta ao degrau ou pequena variação na razão cíclica para o modelo matemático obtido e para o circuito simulado.

Figura 2.12 – Resposta da tensão  $v_{in}$  perante degraus em  $d$  para o sistema simulado e para o modelo obtido.



Fonte: O autor.

Um controlador PI pode ser empregado para controlar  $i_L$  ou  $v_{in}$ . Além disso, a corrente de referência  $i_L^*$  ou tensão  $v_{in}^*$  pode ser obtida através de um algoritmo de Rastreamento do Ponto de Máxima Potência (MPPT) para extrair adequadamente a energia da fonte fotovoltaica (SUBUDHI; PRADHAN, 2013).

## 2.6 DESCRIÇÃO DA ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO

Para que seja possível a aplicação do controle ao sistema através do acionamento adequado das chaves semicondutoras do conversor, faz-se necessária a modelagem para a modulação PWM com abordagem geométrica para conversores trifásicos a três fios.

Desta forma, assumem-se as tensões de braço do conversor escritas por:

$$v_{ag} = d_a V_{cc}, \quad v_{bg} = d_b V_{cc}, \quad v_{cg} = d_c V_{cc}, \quad v_{ng} = d_n V_{cc}, \quad (2.73)$$

e as tensões de saída do conversor escritas por:

$$u_a = v_{an} = d_a^* V_{cc}, \quad u_b = v_{bn} = d_b^* V_{cc}, \quad u_c = v_{cn} = d_c^* V_{cc}. \quad (2.74)$$

As estratégias de modulação usualmente adicionam uma tensão de modo comum a fim de maximizar a utilização de barramento CC, de tal forma que:

$$d_a + d_b + d_c = d_0. \quad (2.75)$$

A partir de (2.75), (2.76) pode ser derivada:

$$\left(d_a - \frac{d_0}{3}\right) + \left(d_b - \frac{d_0}{3}\right) + \left(d_c - \frac{d_0}{3}\right) = 0. \quad (2.76)$$

Assim, pressupõe-se que:

$$d_a^* + d_b^* + d_c^* = 0, \quad (2.77)$$

e ainda,

$$d_a = d_a^* + \frac{d_0}{3}. \quad (2.78)$$

Pode-se definir as tensões diferenciais associada a inclusão da tensão de modo comum  $v_0$ , de forma que a matriz seja inversível. As tensões de saída do conversor de três pernas podem ser relacionadas às tensões das pernas por meio de (2.79).

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_0 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{M}_m} \begin{bmatrix} v_{ag} \\ v_{bg} \\ v_{cg} \end{bmatrix}. \quad (2.79)$$

Observe que, a variável  $v_0$  é um grau de liberdade a ser escolhido de acordo com um critério de projeto como a maximização da tensão do barramento CC. Para garantir os limites de operação linear do conversor, o valor de  $v_0$  deve estar dentro dos limites estabelecidos por (2.80), isto é:

$$\max \{R_1, R_2, R_3\} \leq v_0 \leq 3v_{cc} + \min \{R_1, R_2, R_3\}, \quad (2.80)$$

onde:

$$\begin{aligned} R_1 &= -2v_{an} + v_{bn} + v_{cn}, \\ R_2 &= v_{an} - 2v_{bn} + v_{cn}, \\ R_3 &= v_{an} + v_{bn} - 2v_{cn}. \end{aligned} \quad (2.81)$$

Como demonstrado em (ABDELHAKIM et al., 2016a), uma escolha para  $v_0$ , que pretende minimizar a ondulação sobre a corrente  $i_L$  e a tensão  $v_{cc}$  é:

$$v_0 = \max \{R_1, R_2, R_3\}. \quad (2.82)$$

Pré multiplicando ambos os lados de (2.79) por  $\mathbf{M}_m^{-1}$ , resulta em:

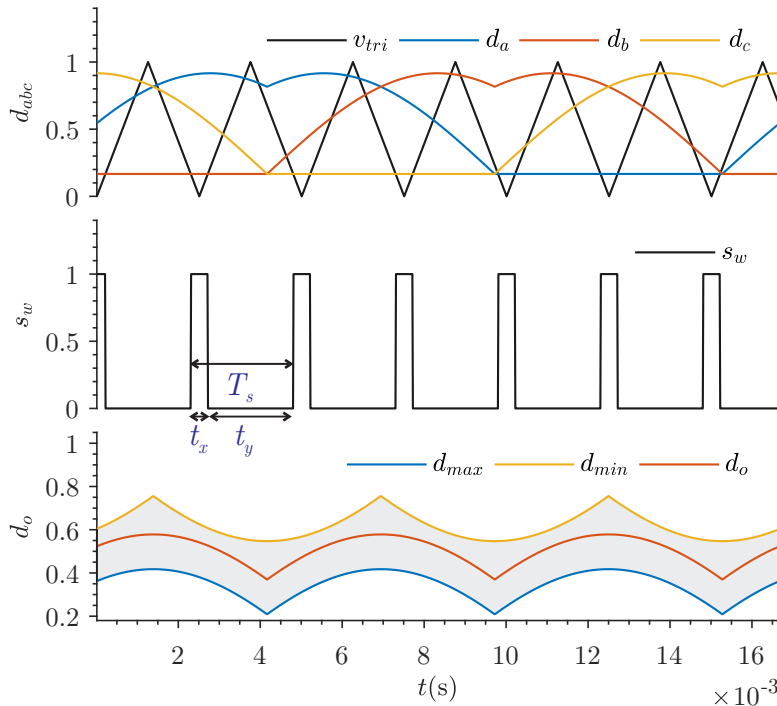
$$\begin{bmatrix} v_{ag} \\ v_{bg} \\ v_{cg} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix} v_{cc} = \left( \begin{bmatrix} d_a^* \\ d_b^* \\ d_c^* \end{bmatrix} + [\mathbf{1}]_{3 \times 1} d_0 \right) v_{cc}, \quad (2.83)$$

onde  $d_a, d_b, d_c$ , são as razões cíclicas associadas às chaves  $s_1, s_2$  e  $s_3$ .  $d_a^*, d_b^*, d_c^*$ , são as razões cíclicas de referência, ou seja:

$$\begin{bmatrix} d_a^* \\ d_b^* \\ d_c^* \end{bmatrix} = \frac{1}{3v_{cc}} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix}. \quad (2.84)$$

A Figura 2.13 mostra os sinais de acionamento para as chaves, que são obtidos pela comparação dos sinais de modulação com uma portadora *up-down*. Além disso, os limites operacionais máximo e mínimo são mostrados, onde  $d_{max} = \max \{R_1, R_2, R_3\} / 3v_{cc}$ ,  $d_{min} = 1 + \min \{R_1, R_2, R_3\} / 3v_{cc}$  e  $d_0 = v_0 / 3v_{cc}$ .

Figura 2.13 – Sinais modulantes, período de chaveamento e intervalos para  $d_0$ .





## 2.7 DISCRETIZAÇÃO DO MODELO

Usualmente, na implementação de controladores envolvendo conversores estáticos em suas diversas aplicações, são utilizados processadores de sinais digitais (em inglês, *Digital Signal Processor-DSP*) (TISCHER, 2017; SOUZA, 2020). Considerando a implementação do sistema de controle estudado em um microprocessador do tipo DSP, é necessário obter os modelos discretos a partir das funções encontradas na modelagem do sistema. Partindo do método de discretização por retentor de ordem zero (em inglês, *zero order hold-ZOH*), conforme define a equação (2.85), pode-se chegar à representação das plantas em tempo discreto, de acordo com o funcionamento de um microprocessador, de forma geral.

$$G(z) = Z \left\{ \frac{(1 - e^{-sT_s})}{s} G(s) \right\}, \quad (2.85)$$

onde  $Z$  representa a transformada  $Z$ , e  $T_s$  o período de discretização (ÅSTRÖM et al., 1984). Portanto, para modelos discretos, necessita-se da especificação de um período de discretização ou amostragem  $T_s$ , o qual se considera a frequência de comutação do inversor.

A ação de controle calculada pelo DSP no instante  $kT_s$ , será aplicada no conversor somente no instante  $(k + 1)T_s$ . Desta forma, o modelo discreto das malhas internas deve incluir o atraso de transporte na sua representação (MASSING et al., 2013). Por fim, o atraso de implementação da lei de controle é inserido no sistema como um polo (causal) adicional, produzindo um atraso de fase na resposta em frequência das plantas.

$$G_a(z) = \frac{G(z)}{z}, \quad (2.86)$$

onde  $G_a$  é a função de transferência considerando o atraso de transporte.

Aplicando a discretização ZOH, com período de amostragem  $T_s = 0,1$  ms, são obtidas as funções de transferência em tempo discreto das malhas internas e externas já analisadas. Para isso, faz-se uso dos parâmetros do sistema e se leva em consideração a condição de plena carga. As equações (2.87) a (2.90) apresentam os modelos discretos de interesse, obtidos a fim de analisar a estabilidade e projetar os sistemas de controle.

$$G_{i_{\alpha\beta}, u_{\alpha\beta}}(z) = \frac{0,03934z^2 - 0,06928z + 0,03358}{z^4 - 2,671z^3 + 2,525z^2 - 0,8536z} \quad (2.87)$$

$$G_{v_{Cd}, i_q}(z) = \frac{-0,04249z - 0,03828}{z^2 - 1,709z + 0,7316} \quad (2.88)$$

$$G_{v_{cc}, i_d}(z) = \frac{-0,00936}{z - 1} \quad (2.89)$$

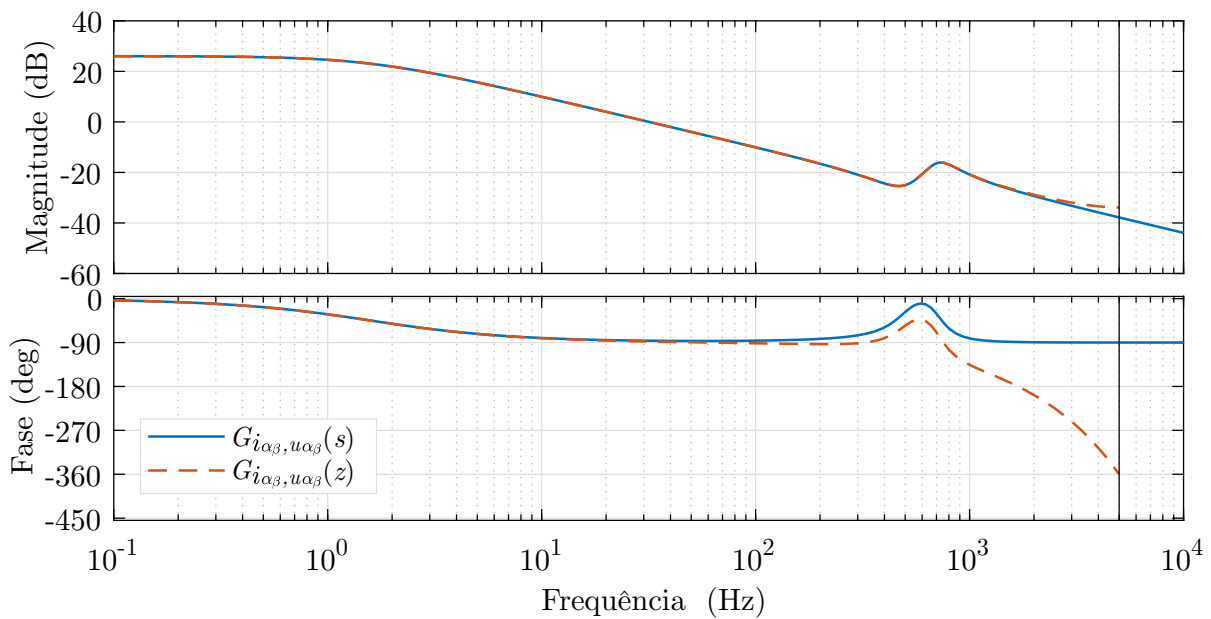
$$G_{v_{in},d}(z) = \frac{-4,597z - 4,461}{z^2 - 1,896z + 0,9139} \quad (2.90)$$

### 2.7.1 Resposta em frequência das plantas em malha aberta

As respostas em frequência são concebidas com base nas funções de transferência obtidas anteriormente. Fazendo uma análise por fase na planta do sistema de geração, constituída por dois indutores e um capacitor, nota-se a configuração de um filtro de terceira ordem entre a fonte que representa o GI e o conversor, conhecido como filtro LCL. Segundo Ogata (2010), este filtro possui uma maior capacidade de atenuação das harmônicas do sistema, porém, é inerente da sua implementação a presença de um pico de ressonância, que prejudica o desempenho e pode levar à instabilidade do sistema.

Na Figura 2.14, é apresentada a resposta em frequência do modelo obtido no tempo contínuo e no discreto, considerando o atraso de transporte para a planta que relaciona as entradas  $u_{\alpha\beta}$  com as saídas  $i_{\alpha\beta}$ , descrito na equação (2.56). As respostas em frequência e a localização dos polos e zeros são obtidas a partir das funções de transferência utilizando os parâmetros nominais do sistema de microgeração, apresentados no Apêndice B. Desta forma, considera-se a condição de carga nominal.

Figura 2.14 – Resposta em frequência em malha aberta das funções de transferência das malhas internas para o modelo contínuo e discreto.

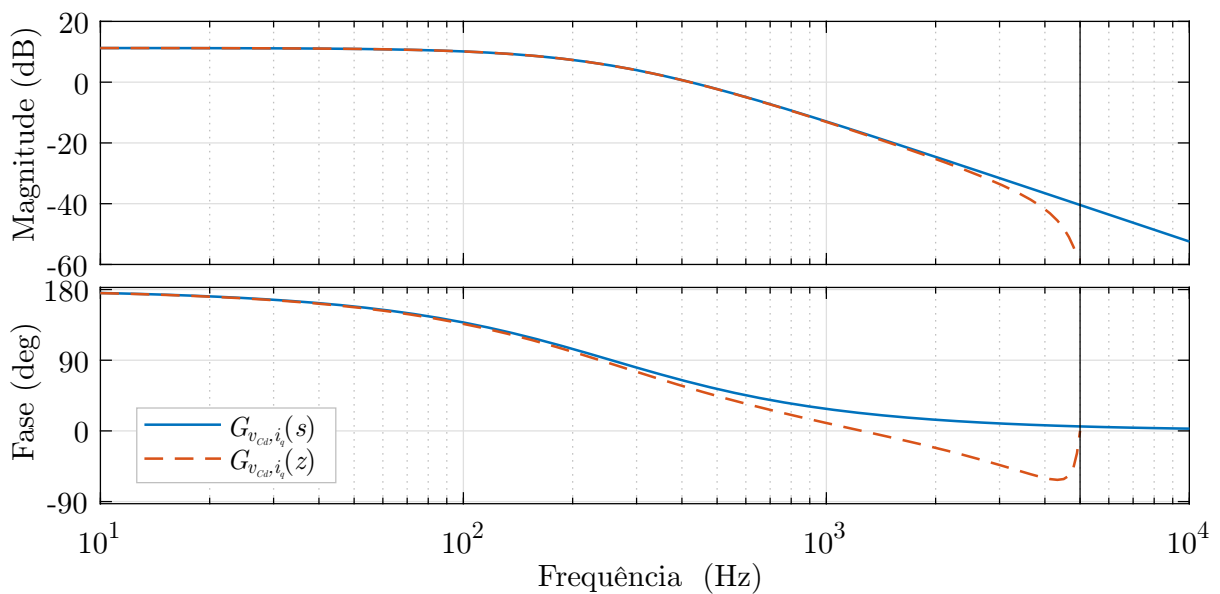


Fonte: O autor.

A resposta em frequência da função de transferência discreta é limitada à metade da frequência de amostragem, conforme o teorema da amostragem de Nyquist. Nota-se a presença do pico de ressonância em aproximadamente  $f_{res} = 600$  Hz e o amortecimento da mesma é realizada de forma passiva, o que contribui vantajosamente para o projeto do controlador de corrente. Ainda, nota-se que a discretização introduz atrasos de fase em altas frequências, contudo, ainda sim apresenta uma boa representação do sistema na faixa de operação ou frequência de interesse (60 Hz).

A resposta em frequência da planta que relaciona a tensão nos terminais do GIAE é apresentada na Figura 2.15. As Figuras 2.16 e 2.17 apresentam a resposta em frequência do modelo obtido para a tensão do barramento CC com relação a corrente do inversor no eixo direto, e a resposta da planta que relaciona a tensão de entrada (sistema fotovoltaico) com a razão cíclica do estágio CC-CC do inversor, respectivamente.

Figura 2.15 – Resposta em frequência em malha aberta da função de transferência que relaciona  $v_{Cd}$  e  $i_q$ .

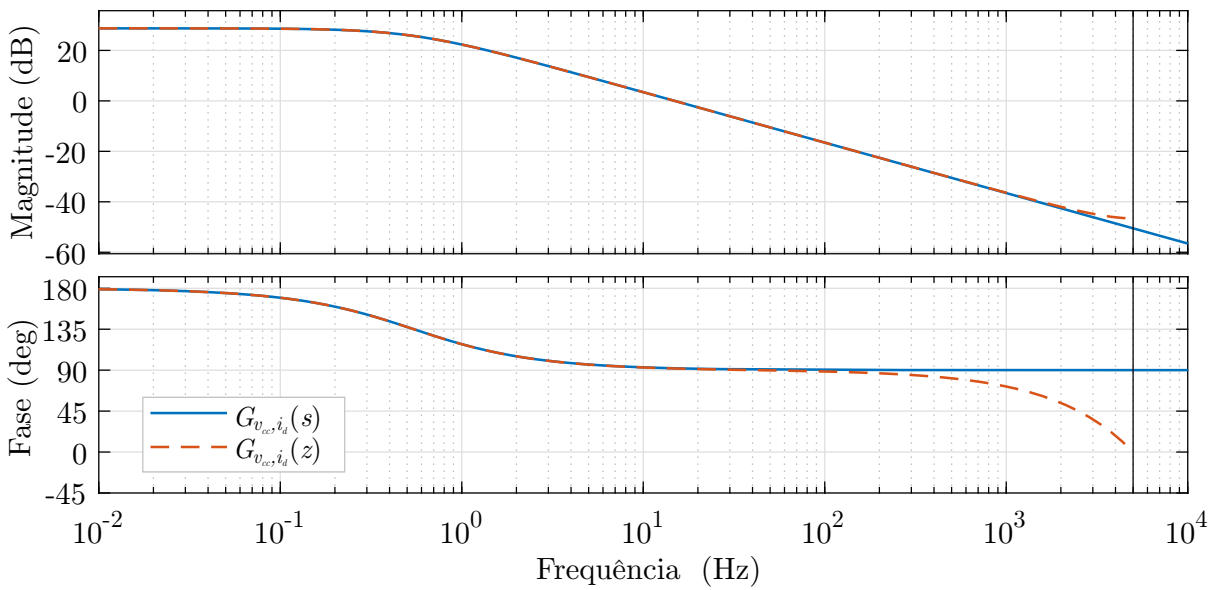


Fonte: O autor.

### 2.7.2 Influência de incertezas paramétricas do sistema

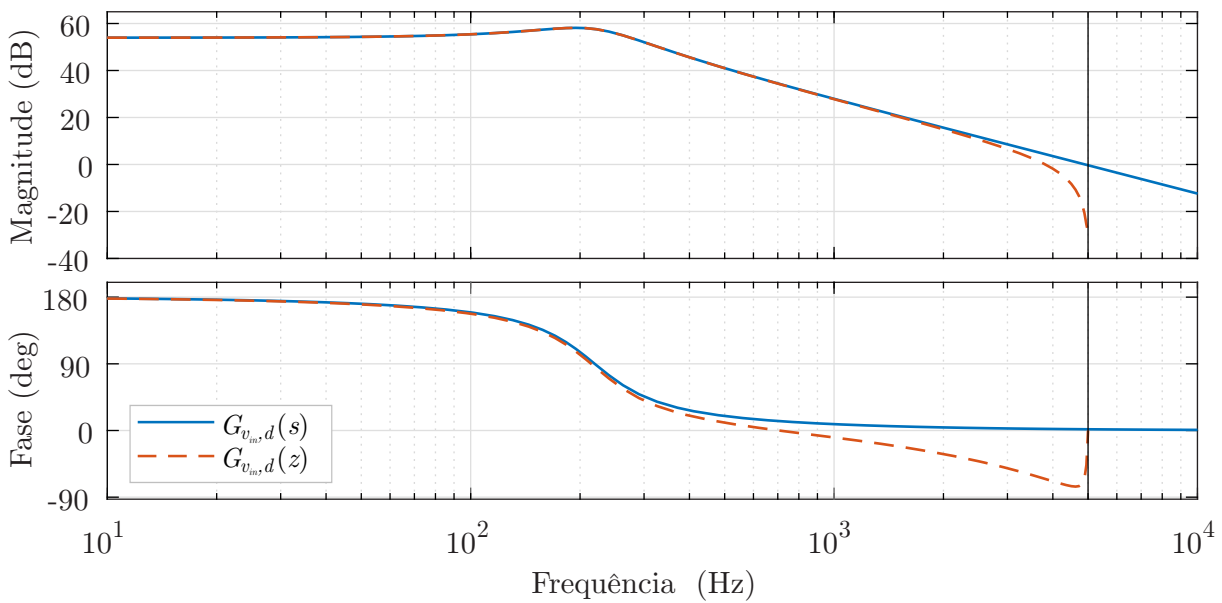
Em sistemas de geração isolados, a impedância da carga pode variar arbitrariamente e, com isso, pode ser considerada como um parâmetro incerto e variável, devido ao não conhecimento de sua magnitude e característica, podendo apresentar diferentes tipos de dinâmicas. Contudo, quando utilizado o ELC acoplado permanentemente ao sistema, tanto no barramento CC quanto no PAC, a fim de controlar a frequência, a potência ativa

Figura 2.16 – Resposta em frequência em malha aberta da função de transferência que relaciona  $v_{cc}$  e  $i_d$ .



Fonte: O autor.

Figura 2.17 – Resposta em frequência em malha aberta da função de transferência que relaciona  $v_{in}$  e  $d$ .



Fonte: O autor.

de carga se manterá constante independente da carga aplicada. Desta forma, o GI opera com potência constante com carga nominal, e portanto, a variação paramétrica de carga refletida no parâmetro  $Z_l$  do modelo, não é observada no sistema.

## 2.8 CONCLUSÕES

Foi apresentado nesse capítulo o processo de modelagem matemática do sistema de geração híbrido e isolado proposto neste trabalho. Algumas simplificações foram consideradas, como é o caso do GI, analisado somente em regime permanente no sistema, utilizando o circuito equivalente de Thévenin, diferindo de abordagens clássicas para a modelagem do mesmo. Desta forma, diversas dinâmicas de transitórios são desprezadas.

As incertezas paramétricas e simplificações de modelagem tornam atraente a utilização de controladores robustos, uma vez que estes consigam minimizar os efeitos negativos destas características e mantenham o desempenho do controle para todas as condições de operação. Para fins de projeto do sistema de controle, foram analisados os comportamentos das respostas em frequência dos modelos da planta.

A fim de implementar em DSP, foram obtidos os modelos em tempo discreto da planta. Estes incluem o efeito da discretização do sistema com ZOH e o efeito do atraso de implementação no modelo discreto da malha interna de corrente. O próximo capítulo apresentará o projeto dos controladores para o sistema de controle do inversor compondo a topologia híbrida, enfatizando o projeto de um controlador aplicado à malha interna de corrente que seja capaz de rejeitar componentes harmônicas provenientes de cargas não-lineares.



### 3 PROJETO DO SISTEMA DE CONTROLE

#### 3.1 INTRODUÇÃO

De forma geral, quando o gerador de indução é acionado por uma máquina primária em sistemas isolados, este apresenta uma tensão induzida muito baixa em seu estator pela ausência de excitação independente. Desta forma, para que o GI proporcione a conversão de energia mecânica em energia elétrica de maneira adequada, é fundamental que haja o fornecimento de potência reativa através de uma fonte externa (TISCHER, 2017). A utilização de banco de capacitores em paralelo aos terminais do estator, resulta no avanço de fase na corrente de excitação do GIAE, produzindo um fluxo magnético de mesmo sentido que o fluxo residual original, aumentando a magnetização da máquina e, com isso, realizando o processo de autoexcitação.

Em termos de excitação, a tensão induzida pelo magnetismo residual do GIAE possui frequência proporcional à velocidade de acionamento do rotor e amplitude dependente da magnetização do núcleo do gerador. A partir disso, a capacitância de excitação é dimensionada através da curva de magnetização da máquina de indução, que relaciona a tensão terminal induzida com a corrente de magnetização, cuja obtenção se dá por meio de ensaios a vazio. Por conseguinte, é determinado o ponto de operação do GI para uma dada tensão e frequência, juntamente com a velocidade de acionamento. Em (BASSETT; POTTER, 1935; KUMAR et al., 2010; SCHERER, 2016) são apresentadas metodologias de projeto do banco de capacitores de excitação para geradores de indução.

Considerando o sistema de microgeração isolado, a qualidade da energia fornecida pelo GI é garantida apenas mediante a atuação de sistemas adicionais de compensação dedicados à regulação da amplitude e frequência das tensões geradas, uma vez que essas grandezas são fortemente dependentes das características das cargas alimentadas pelo gerador (SIMOES; FARRET, 2007), pois no caso do GIAE, a amplitude e forma de onda da tensão de saída varia significativamente com as variações da carga. A variação da tensão terminal é significativa na presença de cargas que demandam energia reativa, onde a carga perturba a excitação do gerador, reduzindo ou aumentando a energia reativa fornecida ao gerador e, portanto, reduzindo ou aumentando a amplitude da tensão gerada. Deste modo, distúrbios externos ocasionados pela conexão de cargas podem fazer com que o GI alcance seu limite de operação, podendo ocasionar perda de excitação da máquina, fazendo com que as tensões nos terminais do GI se anulem.

O objetivo deste capítulo é apresentar algumas considerações sobre o esquema de controle projetado para a planta de microgeração híbrida, mostrando o projeto dos controladores: proporcional ressonante, proporcional integral e seus métodos de implementação

digital. Além disso, apresenta-se a proposta e projeto de todas as malhas de controle, incluindo compensadores de corrente, tensão e frequência empregados no sistema. O método de extração da máxima potência do sistema fotovoltaico através do algoritmo de MPPT também é apresentado.

Uma parcela do sistema de geração é composto por um GI com rotor gaiola de esquilo com os enrolamentos do estator em configuração delta de três terminais, excitado por um banco de capacitores conectado em delta, acionado por uma máquina primária. Como máquina primária, subentende-se qualquer fonte de energia mecânica rotativa, seja ela uma micro turbina hidráulica, um motor a combustão, ou ainda, outra fonte de velocidade constante. Outra parcela da geração de eletricidade se dá por conta do sistema PV, que injeta energia no sistema através do SSI, sem a necessidade de uma topologia externa conectada ao barramento CC, como por exemplo, um conversor *Boost* adicional.

O controle de frequência pela gestão de energia do sistema é realizada através do ELC, que consome ou pode redirecionar toda a energia excedente gerada pelas fontes, a qual causaria um aumento na frequência das tensões no PAC.

O PAC do sistema é composto de três condutores de fase:  $a$ ,  $b$  e  $c$ , onde são conectadas as cargas trifásicas a três fios. O sistema de regulação é composto por um inversor de fonte dividida com três braços, cujo barramento CC é constituído de capacitores eletrolíticos que seguem regras de dimensionamento de acordo com Scherer (2016). Os terminais do inversor são conectados ao barramento CA ou PAC, através de indutores que compõem um filtro de segunda ordem trifásico que promovem a redução de harmônicos de corrente de alta frequência produzidos pelo inversor.

A seguir serão apresentadas considerações sobre os controladores e metodologias importantes para o projeto dos mesmos, além de sua implementação digital, estrutura, e por fim, as respostas em frequência a fim de verificar a estabilidade do sistema.

### 3.2 CONSIDERAÇÕES SOBRE A ESTRATÉGIA DE CONTROLE PROPOSTA

De acordo com Chen (1998), o rastreamento de referência e a rejeição dos distúrbios podem ser classificados como robustos quando o sistema consegue ter um bom desempenho em rastrear ou rejeitar assintoticamente uma determinada classe de sinais, mesmo com variações paramétricas da planta. Uma solução robusta para o rastreamento do sinal de referência ou a rejeição dos distúrbios pode ser alcançada pela aplicação do princípio do modelo interno. Isto se dá mediante a inclusão do modelo do sinal de interesse na estrutura de controle (FRANCIS; WONHAM, 1976). A inclusão da parcela integral nos controladores PID, é um exemplo da aplicação do princípio do modelo interno, onde neste caso o objetivo é o rastreamento de sinais proporcionando erro nulo em regime permanente para variações do tipo degrau (OGATA, 2010).



O controlador Proporcional-Ressonante (PR), segundo Zmood e Holmes (2003), foi inicialmente proposto como um regulador de sinais senoidais. O controlador PR é baseado no princípio do modelo interno, onde se adiciona na planta ou no controlador um termo que apresente ganho infinito na frequência que se deseja seguir ou rejeitar. Ao garantir a priori a estabilidade em malha fechada, o erro de regime permanente do sinal rastreado será nulo naquela frequência, mantendo os sinais com amplitude finita em qualquer ponto da malha de controle, o que leva ao seguimento de referência ou rejeição a perturbações (CHEN, 1998). Desta forma, a fim de rastrear sinais senoidais, aplicam-se controladores ressonantes baseados no princípio do modelo interno para operação com sinais senoidais (FUKUDA; YODA, 2001). O ganho em malha aberta dos compensadores ressonantes são teoricamente infinitos nas frequências de ressonância, o que os torna aptos a rastrear sinais de comando ou rejeitar distúrbios do tipo senoidais (SATO et al., 1997). Uma vantagem no emprego desse tipo de controlador é a não necessidade de se transformar o sistema estacionário para eixos síncronos ou vice-versa.

Com a finalidade de regulação de corrente, o controlador PR têm ganhado espaço na literatura frente ao PI em conversores de energia (TEODORESCU et al., 2006; CIOBOTARU et al., 2005; ZMOOD et al., 2001). Nesse sentido, a principal característica do controlador PR é a capacidade de fornecer ganho infinito na frequência de ressonância. Os controladores ressonantes também são aplicados em inversores de tensão de acordo com Sato et al. (1997), no controle para motores de alto desempenho segundo Zmood e Holmes (2003), em retificadores e em filtros ativos de potência (FUKUDA; IMAMURA, 2005). Assim, estes se tornam interessantes em diversas aplicações, uma vez que é permitido o emprego de múltiplos compensadores ressonantes em conjunto, possibilitando a alocação do ganho em múltiplas frequências de interesse. De forma prática, é possível aplicar um compensador para o rastreamento da frequência fundamental, e ainda, para a rejeição de frequências múltiplas da fundamental que possam ocorrer no sistema.

Comumente, as cargas não drenam correntes com formas de onda em conformidade com as tensões aplicadas sob as mesmas, muitas vezes a utilização de um compensador na frequência fundamental não é suficiente para manter a taxa de distorção harmônica adequadamente baixa. Frente a isto, é válida a utilização de um conjunto de compensadores ressonantes, ou compensador multi ressonante. Em geral, as componentes de frequências indesejadas são os múltiplos ímpares de maior impacto, como a 3<sup>a</sup> harmônica, 5<sup>a</sup>, 7<sup>a</sup>, 9<sup>a</sup> harmônica e até mesmo a 11<sup>a</sup> harmônica (CAMARGO, 2002; DUARTE, 2015), comuns em sistemas a quatro fios (SCHERER, 2016; GRIGOLETTO et al., 2019; SOUZA, 2020).

### 3.3 IMPLEMENTAÇÃO DIGITAL DE COMPENSADORES

Na discretização visando a implementação digital, muitas vezes as regras estabelecidas para os controladores projetados no tempo contínuo não são aplicáveis, como discutido em Yepes et al. (2010). Alguns métodos de discretização causam deslocamento dos polos, resultando em um desvio na frequência em que o ganho infinito ocorre com relação à frequência de ressonância do projeto no tempo contínuo causando erros que se tornam mais significantes a medida em que a frequência de ressonância aumenta. Na prática, pode-se dizer que a maioria dos métodos de discretização resultam em uma resposta satisfatória quando o objetivo é rastrear sinais com componentes harmônicas de baixa frequência. Os métodos de baixa ordem como os de Euler e Tustin podem não apresentar respostas satisfatórias, devido ao deslocamento do par de polos complexos e conseqüentemente dos picos de ressonância. Por conseqüência da sua banda estreita e ao ganho muito elevado na frequência de ressonância, os controladores PR são muito sensíveis ao processo de discretização (YUAN et al., 2002; SOUZA, 2020). Um pequeno deslocamento na posição dos polos ressonantes provoca uma redução significativa na capacidade do controlador. Desta forma, o deslocamento na frequência de ressonância da função de transferência torna o efeito da parcela ressonante desprezível, fazendo com que o controlador PR se comporte apenas como um controlador proporcional.

Alguns remapeamentos, como os resultantes dos métodos de discretização *Zero-order hold* (ZOH), *First-order hold* (FOH), *Impulse invariant*, *Tustin com prewarping* e *Zero-pole matching*, proporcionam uma localização mais precisa dos picos de ressonância, mesmo para frequências de amostragem reduzidas e para altas frequências de ressonância. Conseqüentemente, eles são mais apropriados para se obter o comportamento desejado dos controladores em questão. Essas diferenças causadas pela discretização das funções de transferência não devem ser ignoradas, uma vez que há interferência direta na estabilidade do controlador. Conforme Fukuda e Yoda (2001), há uma melhora na estabilidade do controlador ressonante devido a presença do zero de amostragem, uma vez que este é baseado na resposta em frequência da função cosseno.

É importante considerar no projeto dos controladores ressonantes, o atraso computacional, que devido ao tempo de processamento do algoritmo do controlador pode afetar significativamente o desempenho de um PR para altas frequências de ressonância, podendo causar instabilidades. Deste modo, para rastrear componentes harmônicas de ordem mais elevada, uma parcela de compensação de atrasos deve ser incorporada ao algoritmo do controlador (YUAN et al., 2002). Segundo (YEPES et al., 2010), os métodos de Euler progressivo e regressivo não são apropriados para discretizar controladores ressonantes ideais, pelo mapeamento dos polos, sendo incapazes de proporcionar os ganhos infinitos. Ainda, baseando-se na transformação de Tustin, origina-se um erro estacionário significativo devido ao deslocamento dos polos, que aumenta com o aumento da frequên-

cia. A Tabela 3.1 mostra as principais técnicas de discretização de sistemas lineares, onde suas aplicações podem ser vantajosas em situações específicas, havendo necessidade de análise para o emprego adequado em cada projeto.

Tabela 3.1 – Principais métodos de discretização.

Método	Equivalência
<i>Zero pole matching</i>	$z = e^{sT_s}$
Euler progressivo	$s = \frac{1}{T_s} \frac{1-z^{-1}}{z^{-1}}$
Euler regressivo	$s = 1 - \frac{1-z^{-1}}{T_s}$
Bilinear (Tustin)	$s = \left(\frac{2}{T_s}\right) \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}$
Bilinear com <i>prewarping</i>	$s = \left[\frac{h\omega}{\tan\left(\frac{h\omega T_s}{2}\right)}\right] \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}$
<i>Zero-order hold</i> (ZOH)	$X(z) = (1 - z^{-1}) \mathcal{Z} \left\{ \mathcal{L}^{-1} \left[ \frac{X(s)}{s} \right] \Big _{t=kT_s} \right\}$
<i>First-order hold</i> (FOH)	$X(z) = \frac{(1-z^{-1})}{z^{-1}T_s} \mathcal{Z} \left\{ \mathcal{L}^{-1} \left[ \frac{X(s)}{s^2} \right] \Big _{t=kT_s} \right\}$
Invariância ao impulso	$X(z) = T_s \mathcal{Z} \left\{ \mathcal{L}^{-1} [X(s)] \Big _{t=kT_s} \right\}$

Fonte: Adaptado de Souza (2020).

A metodologia de análise em frequência é amplamente difundida para o projeto de compensadores. Dessa maneira, as funções de transferência das plantas a serem controladas são discretizadas pelo método adequado, neste caso, de modo a incluir a dinâmica do ZOH, conforme a equação presente na Tabela 3.1.

Para o projeto de controladores PI, a etapa de discretização da função de transferência do controlador consiste em utilizar o remapeamento pelo método Bilinear ou de Tustin, e transformar a função de transferência discreta para o plano  $w$ , conforme a equação (3.1).

$$G(w) = G(z) \Big|_{z = \frac{1+(T_s/2)w}{1-(T_s/2)w}} \quad (3.1)$$

Com a função de transferência no plano  $w$ , ela pode ser aplicada normalmente para o projeto de controladores utilizando as ferramentas tradicionais de projeto para o plano contínuo, como análise em frequência, considerando-se os parâmetros de frequência de cruzamento, margem de fase e margem de ganho. Por fim, o controlador projetado pode ser remapeado para implementação digital utilizando a aproximação de Tustin inversa, conforme a equação (3.2).

$$C(z) = C(w) \Big|_{w = \frac{2}{T_s} \frac{z-1}{z+1}} \quad (3.2)$$

No caso do controlador multi ressonante, uma atenção especial é necessária, uma vez que se deve compensar as distorções em determinadas frequências no domínio  $Z$ , onde residem as características mais significativas da resposta em frequência, com relação ao sistema no plano contínuo. Desta forma, pode-se usar um mapeamento mais sofisticado de  $s$ . No método de Tustin, a distorção de frequência segue um padrão conhecido e existe uma relação conhecida entre a frequência distorcida e a desejada. Utilizando a técnica chamada *prewarping*, pode-se contornar as não linearidades ou deformação de frequência da transformada bilinear, e produzir um mapeamento mais fiel (GOODWIN et al., 2001).

Em termos de estabilidade, no mapeamento bilinear, a região estável do plano  $s$  fica na região estável do plano  $z$ . Todo o eixo  $j\omega$  é comprimido no comprimento  $2\pi$  do círculo unitário, causando uma distorção de frequência. Em certas situações, no entanto, realmente queremos que as características sejam conservadas durante a discretização. Comparando-se as transformações  $Z$  e bilinear, os pontos de frequência no plano  $s$  são mapeados em diferentes pontos no plano  $z$ . A equação de um filtro em tempo contínuo pode ser projetado para compensar esta distorção de frequência para cada frequência de interesse. Para uma frequência específica, a distorção é compensada.

O mapeamento bilinear faz com que todas as características visíveis na resposta em frequência do filtro em tempo contínuo possam também ser visíveis em tempo discreto, mas em uma frequência diferente. No entanto, em frequências baixas, o mesmo comportamento da função é garantido. Na frequência de *prewarping*, o modelo discreto terá o mesmo comportamento do modelo contínuo.

Desta forma, diante dos métodos discutidos, mostra-se viável a utilização da discretização bilinear com *prewarping* para obtenção dos controladores ressonantes, proporcionando uma boa representação nas frequências de interesse. Além disso, o método de Tustin se mostra interessante e é usual para a discretização dos controladores PI. A partir do remapeamento para o plano  $w$ , pode-se projetar adequadamente com confiabilidade os controladores discretos desejados.

### 3.4 CARACTERIZAÇÃO E PROJETO DOS CONTROLADORES

Considerando-se as malhas externas de tensão CA e CC, são projetados compensadores com ação proporcional integral, e controladores proporcionais ressonantes com parcela de avanço de fase, a fim de realizar compensação de componentes harmônicas provenientes de cargas não lineares nas correntes do GIAE, sendo que estas componentes causam significativas distorções e perturbações nas tensões geradas. Para a implementação do sistema de controle, faz-se necessário a aquisição dos sinais de tensão nos terminais

do GIAE, das correntes de carga, das correntes de saída do SSI e da tensão CC do inversor. Por se tratar de um sistema a três fios, existem algumas vantagens com relação a necessidade de sensores, sendo um para medição da tensão CC do barramento do SSI, dois para a medição das correntes de saída do inversor, dois para a medição das correntes de carga e outros dois transformadores de precisão para a medição das tensões de fase do PAC, além do par de sensores de medição de tensão e corrente do sistema PV.

As transformações de eixos estacionários para síncronos (transformada de Park) exige o ângulo de sincronismo ou por meio de sinais de seno e cosseno. Desta forma, usa-se então o método denominado de filtro de Kalman, satisfazendo a necessidade na matriz de transformação das equações (CARDOSO et al., 2008). Existe ainda a necessidade da implementação de um algoritmo de estimação de frequência, o qual é utilizado para estimar a frequência das tensões geradas e realimentar o filtro de Kalman.

O sistema de controle proposto apresenta uma estrutura em cascata formada por malhas de controle, sendo duas externas de tensão e duas internas de corrente, além das malhas de controle dos sistemas PV e ELC. Conforme mostra a Figura 3.1, a estratégia de controle apresenta malhas internas que controlam as correntes trifásicas do SSI em coordenadas estacionárias  $\alpha\beta$ , e duas malhas externas de tensão para gerar as referências de corrente para as malhas internas em função das tensões nos terminais do GIAE e da tensão do barramento CC do inversor em coordenadas síncronas  $dq$ .

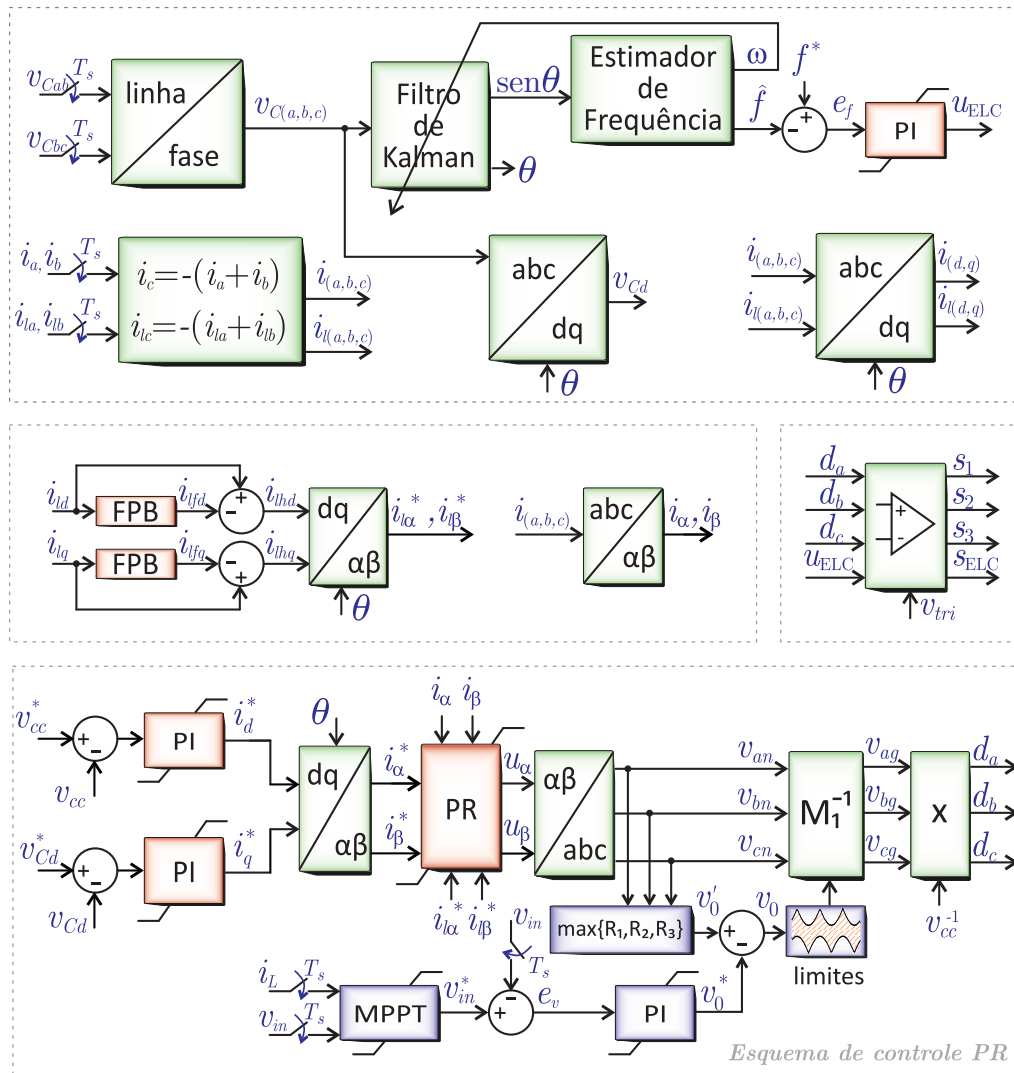
Analisando-se o diagrama do sistema conforme a Figura 2.1, e o esquema de controle proposto, conforme ilustra a Figura 3.1, o SSI opera como uma fonte de corrente variável, compensando as correntes do sistema de forma a regular as tensões, compensar as perturbações nas correntes de carga e também, compensar harmônicas provenientes de cargas não lineares.

A Figura 3.1 também apresenta as variáveis de entrada do sistema. A partir da utilização de um filtro passa-baixas (FPB), representado matematicamente pela função de transferência (3.3), com frequência de corte de 20 Hz, é possível separar as componentes CA ( $i_{l\alpha}^*$  e  $i_{l\beta}^*$ ) do sinal das correntes de carga, garantindo que a magnitude CC corresponda apenas a corrente na frequência fundamental, e as demais componentes presentes na forma de onda sirvam de referência para o rastreamento dos controladores da malha interna. Nas variáveis obtidas por meio dos canais de conversão analógicos para digitais (ADs) do DSP, incluem-se as tensões de linha do PAC ( $v_{Cab}$  e  $v_{Cbc}$ ), a tensão CC do barramento ( $v_{cc}$ ), as correntes de carga ( $i_{la}$  e  $i_{lb}$ ), e as correntes do inversor ( $i_a$  e  $i_b$ ).

$$G_{\text{FPB}}(s) = \frac{\omega_{\text{FPB}}}{s + \omega_{\text{FPB}}}. \quad (3.3)$$

Existem vantagens inerentes na escolha de coordenadas para o projeto dos controladores. O acoplamento entre os eixos  $d$  e  $q$  é desprezado e o sistema em questão é considerado como dois sistemas SISO (*single input single output*), um para o eixo  $d$  e

Figura 3.1 – Diagrama de blocos do sistema de controle proposto.



Fonte: O autor.

outro para o eixo  $q$ , sendo que um controlador é projetado independentemente para cada eixo. O controlador PI, nesse caso, mostra-se uma boa opção, uma vez que o controle passa a ser uma questão de regulação.

A partir disso, o sistema de controle principal considera a aplicação de quatro controladores: dois externos, dedicados a determinar as referências de corrente em eixos  $dq$  ( $i_d^*$ ,  $i_q^*$ ), relacionadas a regulação das tensões do PAC do sistema. Estas referências de correntes são transformadas para correntes em eixos estacionários  $\alpha\beta$  ( $i_\alpha^*$ ,  $i_\beta^*$ ) somadas às componentes  $\alpha\beta$  alternadas das correntes de carga previamente filtradas em eixos síncronos, para os dois controladores internos, responsáveis por gerar os sinais das modulantes de controle das tensões do inversor  $u_\alpha$  e  $u_\beta$ .

Aproveitando-se da natureza senoidal dos sinais de interesse, controladores proporcionais ressonantes podem ser escolhidos para rastrear os sinais em eixos estacionários,

objetivando o erro nulo em regime permanente, e ainda, compensar as distorções harmônicas causadas por cargas não lineares. O SSI então trabalha como um filtro ativo paralelo, rejeitando perturbações e componentes harmônicas presentes nas correntes de carga, que são realimentadas nas malhas internas do controle.

Os controladores da malha interna utilizam os dois eixos de coordenadas  $\alpha\beta$ , tomando como referência os sinais gerados pelas malhas de controle externas somadas as componentes das correntes de carga. A tensão do barramento CC é mantida constante em um valor de referência pelo controle da corrente do eixo  $d$  do inversor. Da mesma forma, o controle das tensões do PAC é realizado pela potência reativa fornecida ao GIAE, representado pelo eixo  $q$ .

Mesmo que os controladores sejam planejados e representados em tempo contínuo, todos os controladores projetados são implementados em tempo discreto, considerando para isso as funções de transferência discretas do sistema modelado.

### 3.4.1 Controle de corrente em eixos estacionários

O SSI possibilita o controle das variáveis das malhas internas e externas, associado a modulação geométrica desenvolvida para obtenção dos sinais PWM para as chaves semicondutoras. Os controladores PI podem oferecer um desempenho insatisfatório no rastreamento de distorções harmônicas, as quais o sistema é submetido em determinadas condições. Para garantir rastreamento de referências senoidais e rejeição de distúrbios provenientes de cargas não lineares, o controlador proporcional ressonante, baseado no princípio do modelo interno, pode assegurar um adequado rastreamento das referências de corrente. O procedimento para a obtenção e validação deste controlador está entre as contribuições deste trabalho.

#### 3.4.1.1 Controlador proporcional-ressonante

Para alcançar erro de regime permanente nulo, no caso de referências senoidais, os polos do sinal de referência devem ser incluídos na função de transferência do compensador (OGATA, 2010). Além de garantir erro nulo, idealmente, isso também eliminará todos os distúrbios do mesmo tipo em regime permanente (RIBEIRO et al., 2018). Isto é conhecido como o já mencionado princípio do modelo interno (MURRAY et al., 2003). Com isso, para o projeto de controladores ressonantes, inicia-se primeiramente a definição de um ponto de operação do sistema. A partir deste, é possível obter um modelo que descreve o comportamento aproximado da planta.

Quanto maior é a frequência de cruzamento ( $f_0$ ) em que o ganho é unitário ou 0 dB, maior será a capacidade do conversor sintetizar sinais de frequência elevada, e sua resposta transitória poderá ser mais rápida, contribuindo para um melhor desempenho no sistema (TISCHER, 2017; SOUZA, 2020). Garantir uma boa margem de fase na frequência de cruzamento da função de transferência em malha aberta, é crucial para que o sistema atinja o limiar de estabilidade. Quanto menor a margem de fase, mais próximo da instabilidade o sistema em malha fechada se encontra.

Considerando a análise em frequência, para um sistema de fase não mínima estável, a margem de ganho indica em quanto este pode ser aumentado, antes que o sistema se torne instável. Para um sistema instável, a margem de ganho indica o quanto o ganho deve decrescer para estabilizar o sistema em malha fechada.

Ainda, para realizar o projeto dos controladores, pode-se usar a analogia de um controlador PI, sendo que o ressonante compreende em substituir a parcela integral do PI por uma parcela ressonante, passando assim a possuir dois polos complexos sobre o eixo imaginário e dois zeros complexos.

O projeto do controlador ressonante abordado na literatura se justifica pelas vantagens e características já discutidas, como conter um par de polos complexos e conjugados, adicionado sobre o eixo imaginário, exatamente na frequência do sinal de entrada e/ou distúrbio a ser rejeitado. Deve-se estabelecer uma frequência, na qual se deseja sintonizar o controlador, podendo serem escolhidas várias frequências de interesse, como o caso de múltiplas harmônicas da fundamental, tornando-se um ressonante em cascata conforme (TISCHER et al., 2015; SCHERER et al., 2015). O coeficiente de amortecimento ( $\xi$ ) é menor que 1, sendo usualmente escolhido o valor 0,7 para algumas abordagens, de acordo com (OGATA, 2010). O ganho do compensador deve ser escolhido para selecionar a frequência de cruzamento desejada.

O controlador PR se equivale ao que se discute em Teodorescu et al. (2006), que mostra a semelhança com um integrador que possui um ganho infinito CC. Por isso, utilizam-se integradores generalizados que garantem erro nulo para regime permanente para uma determinada frequência (CHA et al., 2009). Assim, a parcela ressonante do controlador PR pode ser observada como um integrador generalizado de sinais CA (YUAN et al., 2002). A função de transferência genérica no domínio da frequência do controlador PR é dada por:

$$C_{PR}(s) = k_{PR} \left( \frac{k_R}{s^2 + \omega_n^2} \right). \quad (3.4)$$

ou ainda,

$$C_{PR}(s) = k_{PR} + k_R \left( \frac{s}{s^2 + \omega_n^2} \right), \quad (3.5)$$

onde  $k_{PR}$ ,  $k_R$  e  $\omega_n$  são os ganhos proporcional, integral e a frequência de ressonância (fundamental de rastreamento) do controlador, respectivamente. A função de transferência dada por (3.4) não é muito empregada pois não possui um zero em  $s = 0$ . Essa



característica resulta em uma resposta dinâmica relativamente mais lenta para o sistema compensado (FUKUDA; YODA, 2001).

Como o valor da constante  $k_P$  influencia igualmente os sinais em todo o espectro de frequência, projeta-se de forma semelhante a um controlador PI (ALMEIDA et al., 2013). Salienta-se que, para evitar problemas relacionados com o ganho infinito na frequência de ressonância do controlador PR, pode-se modificar (3.5), reescrevendo a função de transferência do controlador incluindo mais variáveis de projeto, conforme:

$$C_{PR}(s) = k_{PR} + k_R \left( \frac{2\omega_n s}{s^2 + 2\omega_n s + \omega_n^2} \right), \quad (3.6)$$

onde  $\omega_n$  é a frequência de ressonância. Essa nova função de transferência possui um ganho finito, entretanto relativamente elevado para garantir um erro de regime permanente desprezível na frequência de ressonância.

Como a parcela ressonante possui um alto ganho na frequência desejada e praticamente não tem influência nas outras frequências, isso possibilita a operação de múltiplos controladores ressonantes em conjunto, normalmente organizados em paralelo, sem reduzir a margem de fase do sistema, o que poderia causar instabilidades. De acordo com Ribeiro et al. (2018), Rojas et al. (2019), em algumas situações, compensadores adicionais como avanço e atraso de fase são utilizados, para atender as margens de ganho e de fase nos controladores ressonantes.

A fim de facilitar a implementação dos controladores tanto em simulações computacionais quanto em DSPs, pode-se usar uma forma de projeto mais sistemática mencionada em (MARTINS, 2018). Pode-se utilizar de técnicas clássicas de teoria de sistemas de controle, ou ainda, métodos determinísticos de projetar os controladores no tempo contínuo e utilizando as devidas aproximações, podendo discretizá-los com intuito de implementar as equações em um computador. Por outro lado, a implementação digital dos controladores ressonantes requerem uma atenção especial no que diz respeito ao método de discretização como mencionado em (CIOBOTARU et al., 2005; MARTINS, 2018; ARCANJO, 2013), e já discutido neste capítulo.

O controlador PR é capaz de seguir referências senoidais de uma frequência específica, tanto da sequência positiva quanto negativa, garantindo erro de estado estacionário nulo. Dentre as vantagens desse controlador sobre o PI nas coordenadas síncronas, é que no caso do ressonante não existe acoplamento cruzado entre as variáveis de controle, se implementado no sistema de coordenadas estacionárias.

A função de transferência no domínio da frequência complexa do controlador PR é definido assim como em Zmood et al. (2001), com:

$$C_{PR}(s) = k_{PR} + \frac{2k_R\omega_n s}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}. \quad (3.7)$$

A frequência de ressonância é representada por  $\omega_n$ ,  $\xi$  é o fator de amortecimento,  $k_R$  é o ganho proporcional do controlador ressonante. Quando  $\xi = 0$  em uma banda de frequência estreita em torno da frequência de ressonância, este controlador atinge ganho infinito. A constante de tempo integral  $k_R$ , determina a largura de faixa da frequência. Também deve atender requisitos de margem de fase de acordo com Ogata (2010) possibilita a definição da margem de fase desejada (MF) para os sistemas.

Em Teodorescu et al. (2006) é apresentada uma análise envolvendo os termos desse controlador, de modo que  $k_R$  reduzido resulta em uma banda muito estreita, enquanto que  $k_R$  elevado resulta numa faixa mais larga. O ganho proporcional  $k_{PR}$  é sintonizado de forma semelhante ao controlador PI, no qual, determina a dinâmica em termos da frequência de cruzamento do ganho e margem de ganho (YUAN et al., 2002).

Com o objetivo de compensar várias frequências fixas e conhecidas, a compensação seletiva pode ser obtida pelo paralelismo de vários compensadores harmônicos sintonizados na frequência desejada (TEODORESCU et al., 2006). A função de transferência de um compensador harmônico com múltiplos controladores ressonantes pode ser representado como:

$$C_{PR}(s) = k_{PR} + \sum_{h=1,3,5,7,9} \frac{2k_{Rh}h\omega_n s}{s^2 + 2\xi h\omega_n s + (h\omega_n)^2}, \quad (3.8)$$

onde  $h$  é a ordem harmônica e  $k_{Rh}$  representa o ganho individual do controlador na frequência de ressonância. O projeto das funções de compensação PR depende do ajuste do coeficiente de amortecimento  $\xi$  e da determinação do ganho  $k_{PR}$ , que influenciam diretamente na largura de banda e magnitude dos ganhos.

#### 3.4.1.2 Projeto da malha interna

O controlador ressonante tem um bom desempenho quanto ao rastreamento de referências e rejeição de distúrbios se os modelos das referências e distúrbios estiverem inclusos na malha de controle realimentada. Como a conexão de cargas lineares balanceadas ou desbalanceadas consiste em um distúrbio na frequência fundamental, o emprego do controlador ressonante com polos complexos sintonizados nesta frequência garantirá que as referências sejam corretamente rastreadas e as correntes permaneçam balanceadas, mesmo na presença de cargas não balanceadas. O controlador ressonante pode ser representado pela seguinte equação:

$$C_{PR}(s) = k_{PR} \frac{s^2 + 2\xi_z \omega_z s + \omega_z^2}{s^2 + 2\xi_p \omega_n s + \omega_n^2}. \quad (3.9)$$

Nesta representação,  $\omega_n$  é a frequência de ressonância,  $\omega_z$  é a frequência do zero do controlador,  $\xi_p$  e  $\xi_z$  são os coeficientes de amortecimento, e  $k_{PR}$  é o ganho ressonante. Este controlador alcança ganho infinito em uma determinada faixa de frequência em

torno da frequência de ressonância, que é diretamente relacionada com os coeficientes de amortecimento  $\xi_p$  e  $\xi_z$ .

Os controladores ressonantes são utilizados para garantir o rastreamento das referências e rejeição de distúrbios nas frequências de interesse, porém os resultados transitórios destes controladores não são em geral satisfatórios (GABE et al., 2009). Deste modo, uma solução possível é a utilização de controladores por avanço ou atraso de fase, que tem por finalidade melhorar o desempenho transitório. Ou seja, este tipo de compensador permite remodelar o lugar das raízes de maneira a se obterem polos dominantes desejados em malha fechada, de acordo com os critérios de projeto. Desta forma, um compensador de avanço de fase pode ser associado com o controlador ressonante, onde o ganho proporcional  $k_P$  determina as dinâmicas em termos de margem de fase da banda passante e margem de ganho de (3.10), sendo projetado de maneira semelhante ao controlador PI. O compensador empregado no sistema é dado por:

$$C_{ad}(s) = k_P \frac{(s + \omega_{fz})}{(s + \omega_{fp})}, \quad (3.10)$$

onde,  $\omega_{fz}$  e  $\omega_{fp}$  é a localização do zero e do polo do compensador. Portanto a máxima defasagem introduzida pelo compensador ocorre na frequência máxima ( $f_{m\acute{a}x}$ ), dada pela média geométrica das frequências do zero e do polo:

$$f_{m\acute{a}x} = \sqrt{f_z f_p}. \quad (3.11)$$

Conforme Erickson e Maksimovic (2002), para alcançar uma defasagem máxima com o compensador de fase, a média geométrica das frequências do polo e zero devem coincidir com a frequência de cruzamento com a magnitude por 0 dB ( $f_0$ ) desejada. Desta forma, procura-se obter a frequência de localização do zero ( $f_z$ ) e do polo ( $f_p$ ), através das seguintes equações:

$$f_z = f_0 \sqrt{\frac{1 - \text{sen}(\theta)}{1 + \text{sen}(\theta)}}, \quad (3.12)$$

$$f_p = f_0 \sqrt{\frac{1 + \text{sen}(\theta)}{1 - \text{sen}(\theta)}}, \quad (3.13)$$

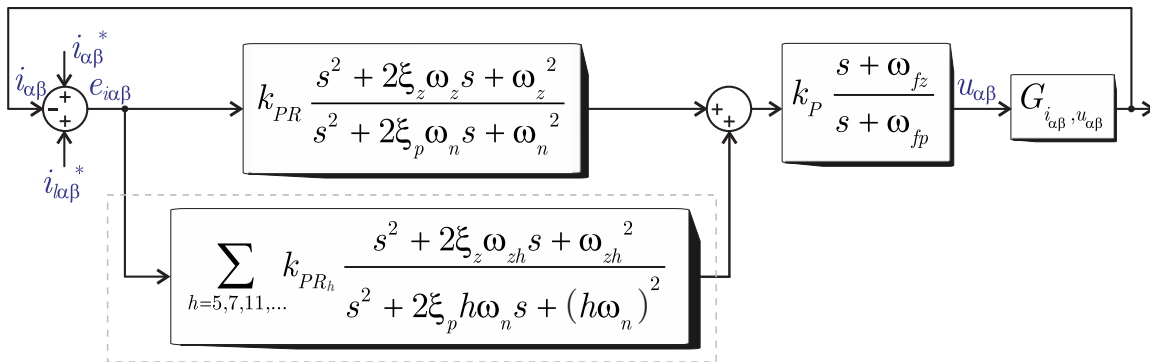
onde o  $\theta$  tem relação com o avanço de fase introduzido pelo compensador para atingir a margem de fase desejada.

No caso geral, um conjunto de controladores ressonantes pode ser usado para compensar várias frequências fixas e conhecidas. Isto pode ser desempenhado por termos adicionais ressonantes em (3.9). Os múltiplos controladores ressonantes, ou controlador multi-ressonante para um sistema trifásico a três fios, pode ser representado por (3.14).

$$C_{PR}(s) = \sum_{h=1,5,7,11,\dots} k_{PRh} \frac{s^2 + 2\xi_z \omega_{zh} s + \omega_{zh}^2}{s^2 + 2\xi_p h \omega_n s + (h\omega_n)^2}. \quad (3.14)$$

O diagrama de blocos que representa a estrutura da malha de controle interna ou sistema de controle de corrente, pode ser visto na Figura 3.2. Este consiste em múltiplos controladores proporcionais ressonantes, implementados em ambos os eixos  $\alpha$  e  $\beta$ . Este sistema é composto por um conjunto de blocos de compensação PR, para se obter rastreamento em regime permanente, e um bloco para compensação de fase, projetado com o intuito de garantir uma margem de fase adequada na frequência de cruzamento do ganho, onde as variáveis de entrada de rastreamento são  $i_{\alpha}^*$ ,  $i_{\beta}^*$  e  $i_{l\alpha}^*$ ,  $i_{l\beta}^*$ . A saída do compensador de fase resulta nas ações de controle  $u_{\alpha}$  e  $u_{\beta}$ .

Figura 3.2 – Estrutura do controlador proposto para a malha interna de corrente.



Fonte: O autor.

O projeto dos controladores propostos objetiva obter os parâmetros discretos dos compensadores para assegurar erro nulo em regime permanente, uma boa resposta transitória e o rastreamento das correntes de referência com rejeição de distúrbios no PAC.

De acordo com a Figura 3.1, o sinal de corrente proveniente da malha externa de controle é a referência de corrente que alimenta a malha interna. A referência de corrente em coordenadas  $dq$  é transformada para coordenadas  $\alpha\beta$ , o sinal da malha externa de tensão tem seu valor determinado de tal forma que o erro de entrada do controlador seja zero. Como papel fundamental, o inversor empregado se responsabiliza pela compensação das perturbações de corrente oriundas da conexão de cargas trifásicas no PAC. Desta forma, torna-se conveniente e necessária a realimentação das componentes de carga  $i_{l\alpha}^*$  e  $i_{l\beta}^*$  nas malhas de controle. Ainda, a realimentação das componentes em coordenadas  $\alpha\beta$  das correntes do inversor  $i_{\alpha}$  e  $i_{\beta}$  garantem o rastreamento e erro nulo em regime permanente da malha de controle, somente a partir do projeto adequado dos ganhos dos controladores ressonantes. Logo, o projeto dos controladores PRs de cada eixo da malha interna de corrente é realizado individualmente com base nas equações das plantas em tempo discreto.

O procedimento de projeto para obtenção do controlador multi ressonante de corrente para as malhas internas, baseia-se nos seguintes passos e critérios estabelecidos:

- Passo 1: seleciona-se  $\omega_n$  para cada controlador ressonante, levando-se em consideração que estas frequências se relacionam com a referência de corrente a ser rastreada e as frequências das harmônicas de carga para serem compensadas;
- Passo 2: escolhe-se um fator de amortecimento para os polos e zeros, um ganho de projeto e fatores multiplicativos para cada frequência de ressonância;
- Passo 3: discretiza-se cada controlador ressonante pelo mapeamento bilinear com *prewarping*, observando cada frequência desejada;
- Passo 4: obtêm-se o ângulo de fase  $\theta$  necessário para coincidir com a margem de fase desejada na frequência de cruzamento da magnitude por 0 dB em malha aberta;
- Passo 5: utiliza-se o ângulo  $\theta$  para localizar o polo e zero da parcela de compensação de fase;
- Passo 6: ajusta-se o ganho do controlador discreto de avanço até a margem de fase desejada e, obtêm-se o controlador para implementação.

Os controladores aplicados às malhas internas de corrente tem o propósito de controlar as correntes processadas pelos três braços do inversor por meio de modulação PWM. Por esse motivo, as entradas dos controladores são sinais de corrente provenientes da malha externa de controle, da realimentação da medição das correntes processadas pelo SSI, e das componentes de compensação das correntes de carga.

Para o projeto dos controladores das malhas  $i_{\alpha\beta}$ , utiliza-se os parâmetros nominais do sistema de microgeração, dados na Tabela 4.3 do Capítulo 4. Definidos os parâmetros de projeto é possível determinar o controlador de corrente aplicado ao SSI. Para os controladores ressonantes, escolheram-se as frequências 60 Hz, 300 Hz, 420 Hz, 660 Hz, 780 Hz (fundamental, 5<sup>a</sup>, 7<sup>a</sup>, 11<sup>a</sup> e 13<sup>a</sup> harmônicas, respectivamente), fator de amortecimento dos polos em torno de  $\xi_p = 10^{-6}$  e ganho proporcional  $k_{PR} = 10^5$ . Os requisitos de projeto adotados são margem de fase maior que 40 graus e com frequência de cruzamento da planta em malha aberta de pelo menos uma década abaixo da frequência de chaveamento, neste caso, em 1 kHz.

A partir disso, definem-se os ganhos individuais de ressonância projetados para manter a estabilidade da planta, que são adequadamente discretizados para as malhas  $i_{\alpha\beta}$ . Os ganhos para cada frequência são mostrados em (3.15), cujos valores estão normalizados pelo ganho  $k_{PR}$ , e são dependentes dos fatores multiplicativos escolhidos pelo projetista.

$$K_{PRh} = \begin{bmatrix} 15,84 \\ 2,56 \\ 1,39 \\ 1,6 \\ 1,7 \end{bmatrix}. \quad (3.15)$$

Aplicando-se os critérios de projeto descritos anteriormente, o compensador de avanço de fase no domínio discreto para as malhas de corrente  $i_{\alpha\beta}$  obtido, é dado pela função de transferência:

$$C_{ad}(z) = \frac{9,267 \cdot 10^{-6}z - 6,38 \cdot 10^{-6}}{z - 0,3548}. \quad (3.16)$$

Desta forma seguindo, a estrutura de controle de corrente apresentada na Figura 3.2, a função de transferência da planta em malha aberta para os eixos  $i_{\alpha\beta}$  pode ser representada por:

$$G_{\alpha\beta}(z) = C_{PR_{\alpha\beta}}(z)C_{ad}(z)G_{i_{\alpha\beta},u_{\alpha\beta}}(z). \quad (3.17)$$

As Figuras 3.3 (a) e 3.3 (b) apresentam as respostas em frequência para malha aberta e fechada do sistema compensado contemplando as funções ressonantes e de avanço de fase.

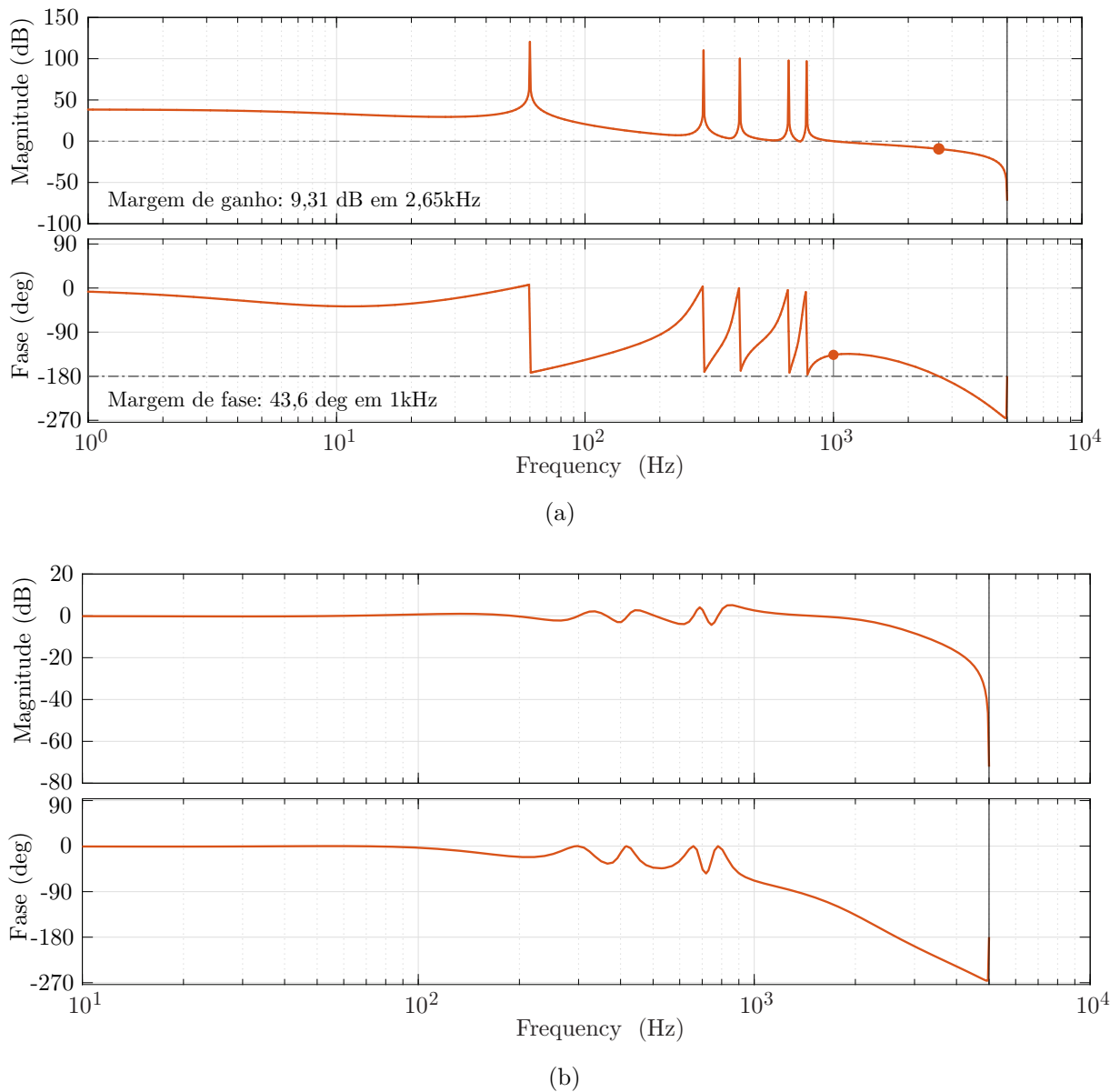
### 3.4.1.3 Ação *anti-windup*

Na literatura, o fenômeno conhecido como *windup* se dá quando a saída de um controlador com ação integral atinge valores elevados, além dos limites do atuador, de forma a ocorrer saturação. Devido ao sinal de erro na entrada do controlador se manter elevado durante um longo intervalo de tempo, por consequência, ocorre um longo transitório com sobressinal elevado, mesmo após a eliminação deste erro na entrada do controlador.

Uma das formas de se evitar a saturação do PI é inserir um limitador na saída da parte integral. O algoritmo que executa a ação *anti-windup* denominado *back-calculation* é proposto em Astrom e Rundqwist (1989). Esta técnica passa a atuar no sistema quando a saída do controlador satura e o termo integral é recalculado de forma que seu valor permaneça estável. É vantajoso fazer esta correção não instantaneamente, mas dinamicamente com uma constante de tempo pré-definida (BORGES, 2019).

O método chamado de Integração Condicional (PENG et al., 1996; GHOSHAL; JOHN, 2010) consistem em, basicamente, desabilitar a ação integral quando o sinal de controle atinge um determinado valor acima do desejado com relação a sua referência. A ação integral é assim habilitada apenas quando certas condições preestabelecidas são satisfeitas, caso contrário, o termo integral é mantido constante, ou seja, a entrada do integrador é mantida em anulação. A Figura 3.4 mostra o diagrama de blocos da implementação do controlador da malha interna com a técnica de integração condicional proposta.

Figura 3.3 – Resposta em frequência da malha de corrente discreta compensada  $C_{PR}(z)C_{ad}(z)G_{i_{\alpha\beta},u_{\alpha\beta}}(z)$ : (a) em malha aberta. (b) em malha fechada.

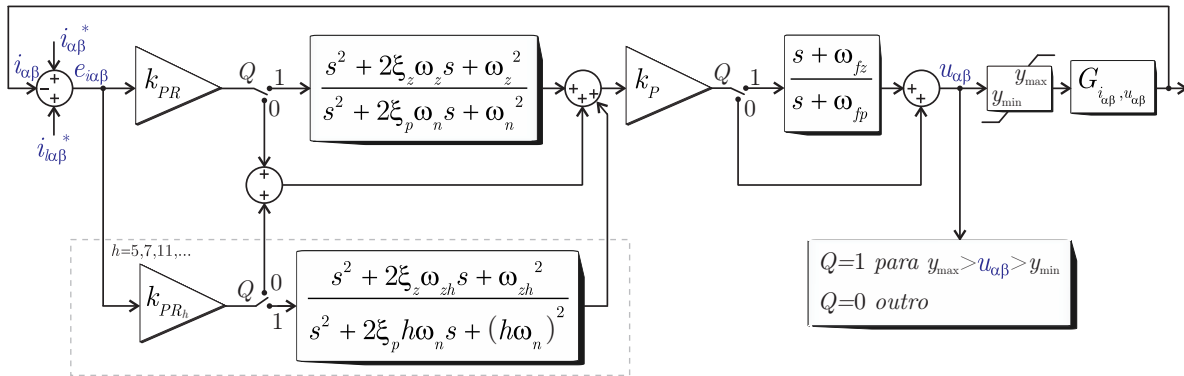


Fonte: O autor.

### 3.4.2 Controle de tensão em eixos síncronos

As malhas externas são empregadas para o controle da tensão do barramento CC e das tensões dos terminais do GIAE como mostrado na Figura 3.1. Com a finalidade de gerar as referências de corrente a serem processadas pelo SSI, duas malhas individuais de tensão são empregadas, a primeira malha é definida para o controle da tensão do PAC, realizada através do eixo  $d$  ( $v_{Cd}$ ), a segunda malha desempenha o papel de controle da tensão do barramento CC ( $v_{cc}$ ) por meio do eixo  $q$ . O controle destas malhas de tensão

Figura 3.4 – Diagrama de blocos do controlador ressonante com estratégia *anti-windup* de integração condicional.



Fonte: O autor.

depende exclusivamente da realimentação das tensões do sistema. A diferença entre as tensões realimentadas no instante  $k$  em relação às referências pré-estabelecidas  $v_{Cd}^*$  e  $v_{cc}^*$ , representa o erro que é o sinal de entrada dos controladores de cada malha. O objetivo dos controladores é zerar este erro de forma que as tensões medidas sigam as referências com erro nulo em regime permanente e com uma velocidade de regulação adequada em regime transitório.

Como as dinâmicas de tensão são mais lentas que a das correntes, as malhas internas são consideradas como um ganho unitário, e para considerações de projeto, as referências podem ser definidas como iguais aos seus valores reais. Isto é,  $i_d^* = i_d$  e  $i_q^* = i_q$  de acordo com Attuati et al. (2019). A banda passante dos controladores são definidas em pelo menos uma década abaixo da malha interna de corrente. Os ganhos dos controladores PI finalmente obtidos são mostrados na Tabela 4.4, no Capítulo 4. Além disso, estes controladores podem ser implementados em tempo discreto utilizando equações a diferenças discretas, onde o  $k$ ésimo instante de amostragem é expresso de forma genérica como (3.18), sendo que  $y^*$  é a variável de saída do sistema, como referência para as malhas internas,  $x$  representa as variáveis  $v_{cc}$  e  $v_{Cd}$ , e ainda, onde  $e$  representa o erro como sinal de entrada do controlador.

$$y^*(k) = y^*(k-1) + k_{Px} \{e_x(k) + e_x(k-1)\} + k_{Ix} e_x(k). \quad (3.18)$$

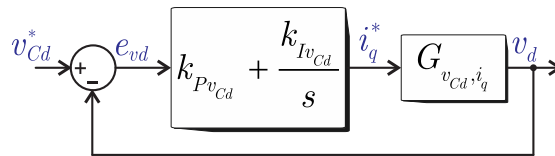
A seguir, são detalhados os controladores projetados e procedimentos de obtenção para cada compensador da malha externa de tensão.



## 3.4.2.1 Malha externa de controle das tensões no PAC

O controle das tensões nos terminais do gerador se realiza de forma direta através do fluxo de potência reativa processada pelo inversor, o qual efetua o controle da corrente no eixo  $q$ , como mostrado no diagrama de blocos da malha de controle apresentado na Figura 3.5.

Figura 3.5 – Diagrama de blocos da malha externa de controle da tensão CA no PAC.



Fonte: O autor.

O compensador PI deve ser projetado para obter uma dinâmica lenta, evitando interferência na malha interna, que é mais rápida. Desta forma, como critério de projeto, os ganhos dos controladores são obtidos de maneira que a frequência de cruzamento em 0 dB seja no mínimo uma década abaixo da frequência de corte definida no projeto do controlador de corrente. Já sobre a margem de fase, determina-se para esta malha de controle uma margem estável acima de 40 graus. Assim, é obtido o seguinte controlador discretizado:

$$C_{PIv_{Cd}}(z) = \frac{-0,0304z + 0,02823}{z - 1}. \quad (3.19)$$

Conforme o diagrama de blocos apresentado na Figura 3.5, a função de transferência da planta compensada em malha aberta é dada por:

$$G_{v_{Cd}}(z) = C_{PIv_{Cd}}(z)G_{v_{Cd}, i_q}(z). \quad (3.20)$$

A Figura 3.6 (a) mostra a resposta em frequência em malha aberta do sistema compensado considerando os parâmetros nominais do sistema de microgeração. Já na Figura 3.6 (b), é exposta a resposta em frequência em malha fechada considerando a planta de tensão CA.

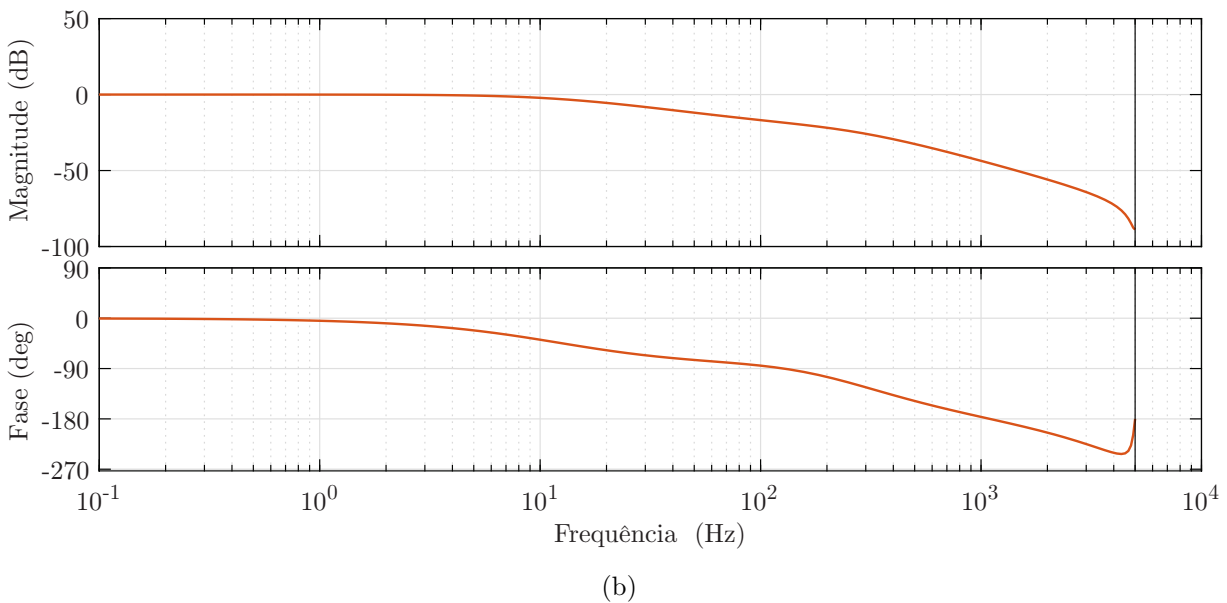
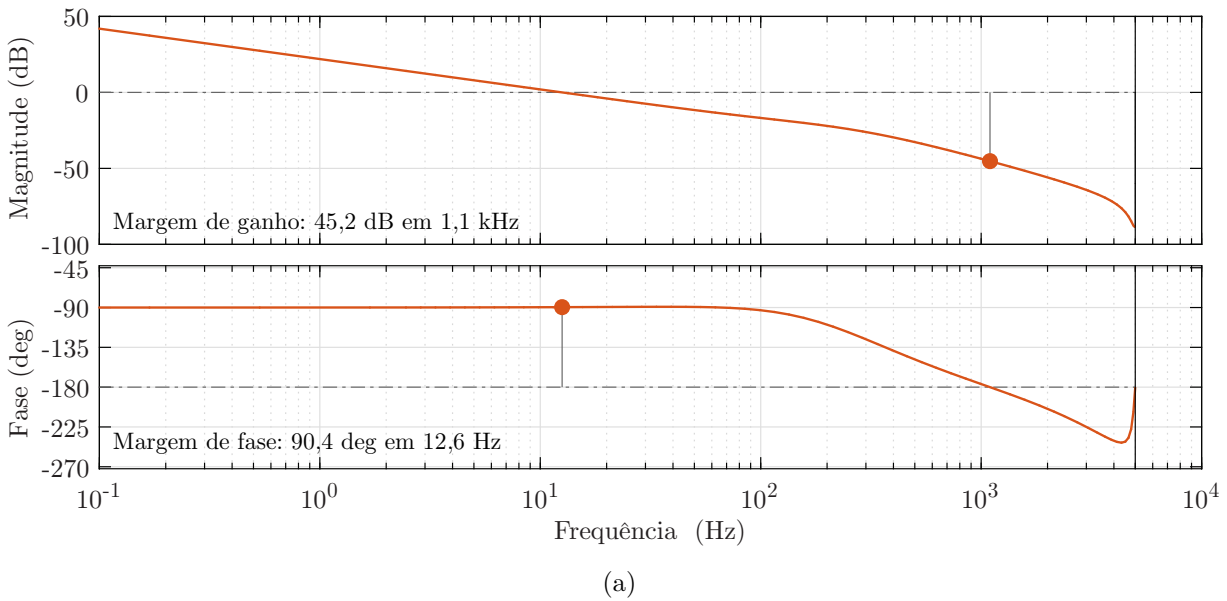
O controlador digital obtido para implementação, pode ser representado no domínio da amostra. A regulação das tensões alternadas no PAC, parte da comparação da tensão  $v_{Cd}$  com o valor de referência  $v_{Cd}^*$ . O erro obtido é processado por um controlador PI cujo sinal de saída é dado por:

$$i_q^*(k) = i_q^*(k-1) + K_{Pv_{Cd}}\{e_{vd}(k) + e_{vd}(k-1)\} + K_{Iv_{Cd}}e_{vd}(k), \quad (3.21)$$

sendo

$$e_{vd}(k) = v_{Cd}^*(k) - v_{Cd}(k), \quad (3.22)$$

Figura 3.6 – Resposta em frequência discreta do sistema  $G_{v_{Cd},i_q}(z)$ : (a) em malha aberta. (b) em malha fechada.



Fonte: O autor.

onde  $i_q^*$  é a referência de corrente no eixo  $q$  necessária para manter a tensão  $v_{Cd}$  no valor de referência.

### 3.4.2.2 Malha externa de controle da tensão no barramento CC do SSI

A malha de controle da tensão no barramento CC do inversor, mostrada na Figura 3.7, trabalha com o fluxo de potência ativa através da corrente processada pelo SSI. Para

que isto ocorra, um sinal de referência é gerado em eixos síncronos e alimenta as malhas internas conforme a estratégia de controle proposta.

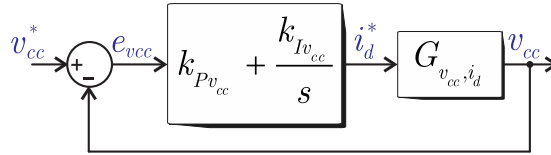
Com a função de transferência da planta  $G_{v_{cc},i_d}$ , é possível realizar o projeto do controlador PI, responsável por regular a tensão CC do SSI, seguindo alguns requisitos de projeto. Esta malha de controle deve ser lenta com o propósito de reduzir distorções na tensão de referência CA. Nesse sentido, os parâmetros do compensador PI são projetados para resultar em frequência de cruzamento de aproximadamente 2 Hz e margem de fase maior que 40 graus. Obtendo-se assim o seguinte controlador discretizado:

$$C_{PIv_{cc}}(z) = \frac{-0,0935z + 0,09347}{z - 1}. \quad (3.23)$$

Conforme o diagrama de blocos apresentado na Figura 3.7, a função de transferência da planta compensada em malha aberta é dada por:

$$G_{v_{cc}}(z) = C_{PIv_{cc}}(z)G_{v_{cc},i_d}(z). \quad (3.24)$$

Figura 3.7 – Diagrama de blocos da malha externa de controle da tensão CC.



Fonte: O autor.

A Figura 3.8 (a) mostra a resposta em frequência em malha aberta do sistema de controle de tensão do barramento CC. Já na Figura 3.8 (b) é verificada a resposta em frequência em malha fechada do sistema compensado na planta de tensão CC.

Assim, com a finalidade de manter a tensão do barramento CC do inversor em um valor constante e acima do valor de pico das tensões de linha do PAC, conforme alguns requisitos de projeto discutidos e apresentados em (SCHERER, 2016; TISCHER, 2017; ATTUATI et al., 2018),  $v_{cc}$  é comparado ao valor de referência  $v_{cc}^*$ . O erro obtido ( $e_{v_{cc}}$ ) é aplicado à entrada de um controlador PI, resultando na saída definida por:

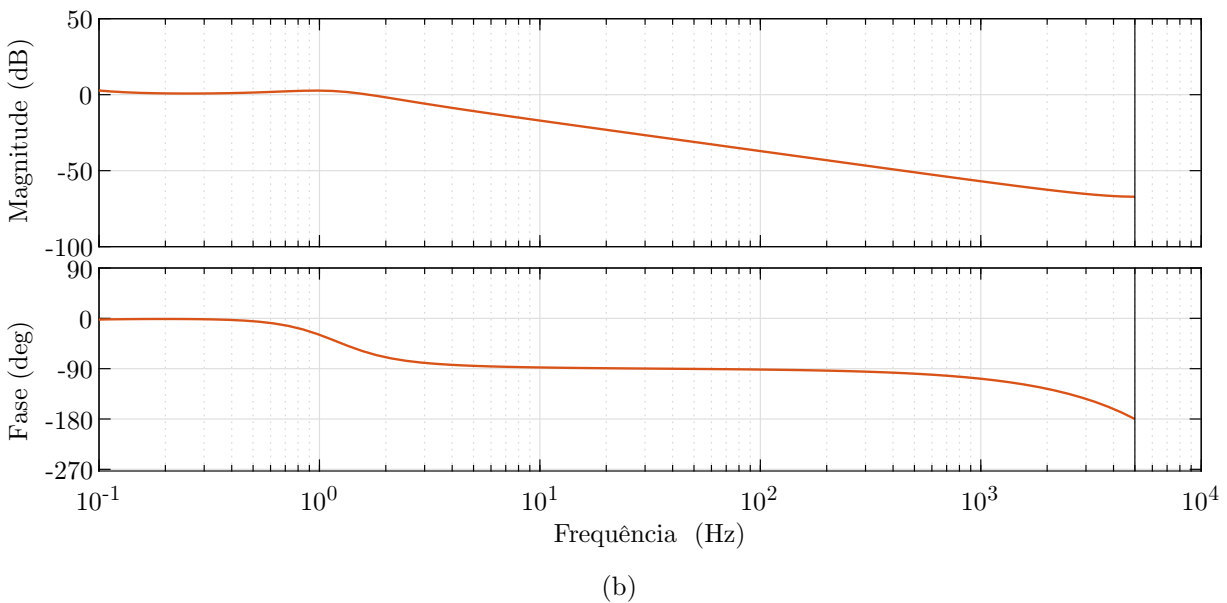
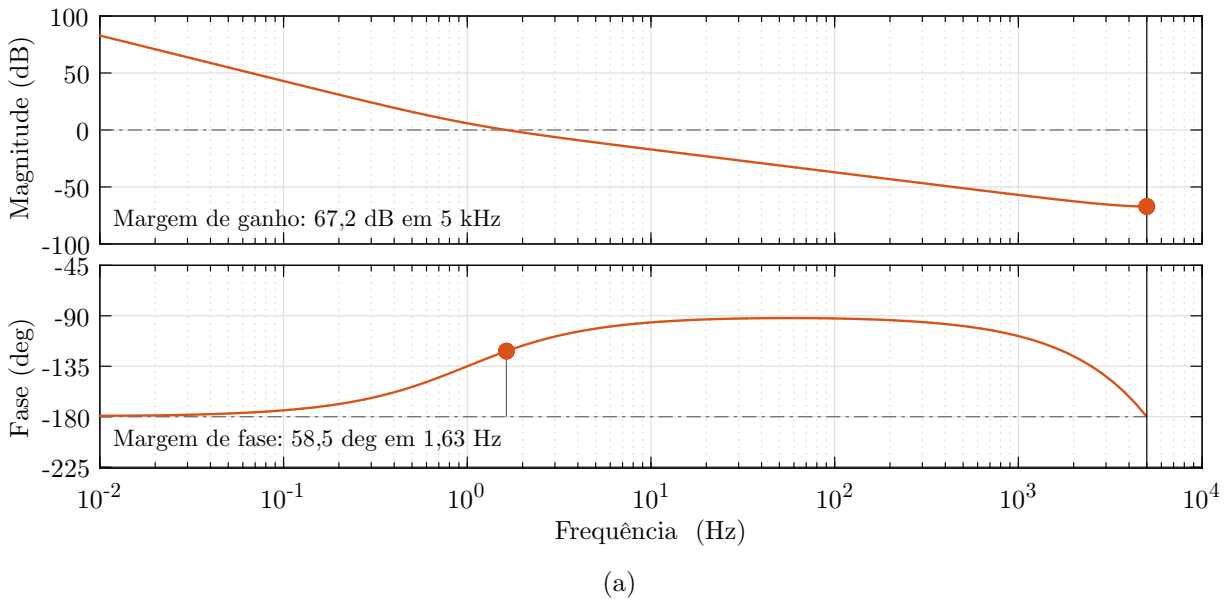
$$i_d^*(k) = i_d^*(k-1) + K_{Pv_{cc}}\{e_{v_{cc}}(k) + e_{v_{cc}}(k-1)\} + K_{Iv_{cc}}e_{v_{cc}}(k), \quad (3.25)$$

sendo

$$e_{v_{cc}}(k) = v_{cc}^*(k) - v_{cc}(k), \quad (3.26)$$

onde  $i_d^*$  é a referência de corrente no eixo  $d$  necessária para manter a tensão do barramento CC regulada no valor de referência.

Figura 3.8 – Resposta em frequência discreta do sistema  $G_{v_{cc},i_d}(z)$ : (a) em malha aberta. (b) em malha fechada.



Fonte: O autor.

### 3.4.3 Controle de frequência e método de sincronização

No sistema de microgeração apresentado, uma turbina hidráulica operando acima da velocidade síncrona ( $n_m = 1840$  rpm) é considerada como máquina primária, e o controle de frequência é desempenhado pelo ELC. O ELC é composto de uma chave semicondutora conectada ao barramento CC do SSI, como apresenta a Figura 2.1. O controle de frequência da tensão no PAC depende do balanço entre potência mecânica

ativa de entrada e potência ativa de saída do GIAE. Portanto, a potência consumida pelo sistema deve ser mantida constante, independentemente de variações de carga. O ELC é usado para consumir a potência ativa excedente gerada pelo GIAE. Por outro lado, sistemas de armazenamento de energia podem ser considerados e empregados, como baterias ou eletrolisadores de hidrogênio junto a células de combustível, onde a energia gerada pode ser reutilizada durante horários de pico na demanda.

Topologias que empregam o ELC conectado ao barramento CC, como em Rajagopal et al. (2011), costumam sobrecarregar o inversor pelo processamento de energia ativa quando operam como DSTATCOM (SCHERER, 2016). Neste caso, com o processamento da energia proveniente da fonte fotovoltaica, o SSI precisa ser dimensionado para o processamento das energias ativa e reativa. Uma vez que este cenário é inerente, o arranjo do ELC ao barramento CC é justificável, não tendo grandes implicações ao inversor.

Conforme Scherer (2016), justifica-se a escolha da frequência como variável de controle, uma vez que a referência permanece constante independente da potência gerada, o que pode variar por diversas razões, como estiagens ou interrupções no fluxo de água, no caso de microgeração hídrica. Desta forma, a regulação de frequência é garantida independente de possíveis variações na potência mecânica entregue ao gerador.

O controle do ELC é baseado na frequência estimada da tensão terminal do PAC, que é obtida por um método de sincronização baseado em filtro de Kalman, seguido por um algoritmo de identificação de frequência (SCHERER et al., 2016; TISCHER, 2017). O filtro de Kalman é reconhecido por sua capacidade em tratar de sistemas lineares corrompidos por incertezas nos estados da planta como ruídos de medição Cardoso et al. (2008). Uma vez que o ELC consiste apenas em uma resistência conectada em série com uma chave semicondutora, considera-se que não há dinâmicas envolvidas no sistema. A frequência estimada ( $\hat{f}$ ) é então comparada com o valor de referência, que gera o erro de frequência  $e_f = f^* - \hat{f}$ . O erro alimenta um controlador PI que define a potência a ser consumida pelo ELC ( $P_{\text{ELC}}$ ). A relação entre a potência a ser consumida pelo ELC e a ação de controle ( $u_{\text{ELC}}$ ) imposta pela chave semicondutora sobre o resistor  $r_{\text{ELC}}$ , é definida por:

$$u_{\text{ELC}} = \frac{\sqrt{P_{\text{ELC}} \cdot r_{\text{ELC}}}}{v_{cc}}. \quad (3.27)$$

A equação do controlador em tempo discreto, obtido para implementação digital se dá conforme (3.28). A variável  $u_{\text{ELC}}$  é modulada para gerar um sinal PWM para ser aplicado ao IGBT, GTO ou outra chave semicondutora de potência que aciona o resistor  $r_{\text{ELC}}$ .

$$u_{\text{ELC}}(k) = u_{\text{ELC}}(k-1) + k_{P_{elc}} \{e_f(k) + e_f(k-1)\} + k_{I_{elc}} e_f(k). \quad (3.28)$$

### 3.4.4 Algoritmo de MPPT

O método de rastreamento do ponto de máxima potência da matriz fotovoltaica, o algoritmo digital de MPPT, é parte crucial do sistema de controle para essa fonte de energia renovável. Diante da curva de potência de um painel fotovoltaico, com relação à extração de energia, o inversor tem a capacidade de atuar como uma impedância variável nos terminais do sistema PV. Por meio da variável relacionada à razão cíclica, neste caso,  $v_0^*$ , tem-se influência na tensão de modo comum da modulação geométrica proposta para o sistema. Desta forma, o SSI possui a capacidade de processamento de energia CC-CA em apenas um estágio, com um controle simplificado e número reduzido de chaves semicondutoras ativas.

#### 3.4.4.1 Técnica da condutância incremental (*Inc-Cond*)

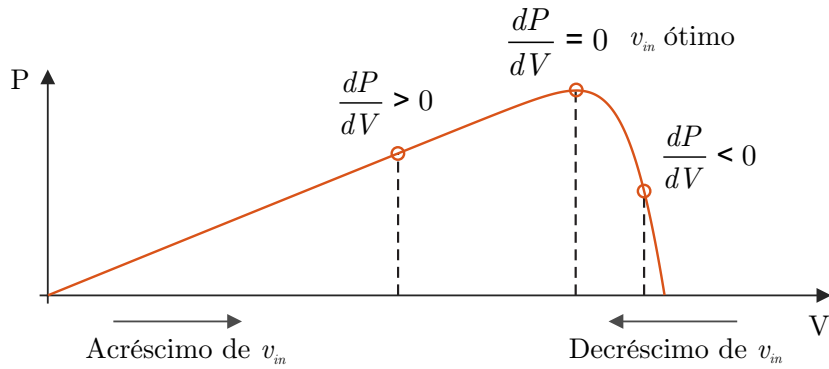
A técnica da condutância incremental é considerada um método de escalada. O ponto de máxima potência (MPP) pode ser rastreado por meio da comparação da condutância instantânea  $I/V$  com a condutância incremental  $\Delta I/\Delta V$ . Em outras palavras, a solução da equação da *Inc-Cond* (3.29) é zero no MPP, positivo no lado esquerdo do MPP e negativo no lado direito do MPP. A variável de saída pode ser o valor de referência para a tensão nos painéis  $v_{in}^*$ .

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(IV)}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} \cong I + V \frac{\Delta I}{\Delta V} \quad (3.29)$$

O algoritmo da condutância incremental é eficiente e simples como o algoritmo perturba e observa (P&O), conforme ilustra a Figura 3.9. Ele possui boa performance sob rápida mudança nas condições atmosféricas. Adicionalmente, um passo variável pode ser usado para melhorar o tempo de resposta, acurácia e desempenho do sistema, mas o custo computacional pode ser alto, uma vez que este processo aumenta a complexidade do sistema de controle Subudhi e Pradhan (2013).

Utilizando as variáveis de entrada  $v_{in}$  e  $i_L$ , identifica-se a taxa de variação da potência em relação à tensão. Sendo que esta é maior do que zero quando a tensão nos terminais do arranjo fotovoltaico aumenta gradativamente. De forma semelhante, a derivada resultante é menor do que zero quando a tensão  $v_{in}$  diminui gradativamente. Por meio do algoritmo de MPPT, deve-se identificar o sentido de aplicação do incremento, e assim aplicar o passo de referência com sinal correto. Desta forma, o sinal do incremento é variado conforme a necessidade do algoritmo. Para ajudar no desempenho do algoritmo, pode-se utilizar algumas tolerâncias que limitam a atuação do mesmo, neste caso,  $e_1 = 0,8$  e  $e_2 = e_3 = 0,5$  são formas alternativas de representação da constante zero. O algoritmo

Figura 3.9 – Operação do algoritmo de condutância incremental.



Fonte: Adaptado de Calavia et al. (2010).

é executado em uma frequência fixa estabelecida. A Figura 3.10 ilustra o algoritmo de MPPT Inc-Cond descrito.

Por outro lado, é importante observar, como discutido em Huynh e Dunnigan (2016), que o valor da tensão no MPP que se encontra entre 70% e 80% do valor da tensão de circuito aberto do arranjo fotovoltaico. A fim de manter uma margem de operação para o MPPT, o algoritmo implementado limita por meio de saturação o valor de  $v_{in}$  rastreado entre 60% e 90% de  $V_{OC}$  (tensão de circuito aberto).

O sinal de referência oriundo do algoritmo de MPPT, executado em uma frequência de 120 Hz, passa por um controlador proporcional-integral, projetado para uma dinâmica compatível com as malhas de controle de tensão. A Figura 3.11 representa a malha de controle projetada para o sistema PV. A equação do controlador digital implementado se dá conforme (3.30) e (3.31), e a resposta em frequência do sistema de controle da geração fotovoltaica está representada na Figura 3.12.

$$G_{v_{in}}(z) = C_{PIvpv}(z)G_{v_{in},d}(z), \quad (3.30)$$

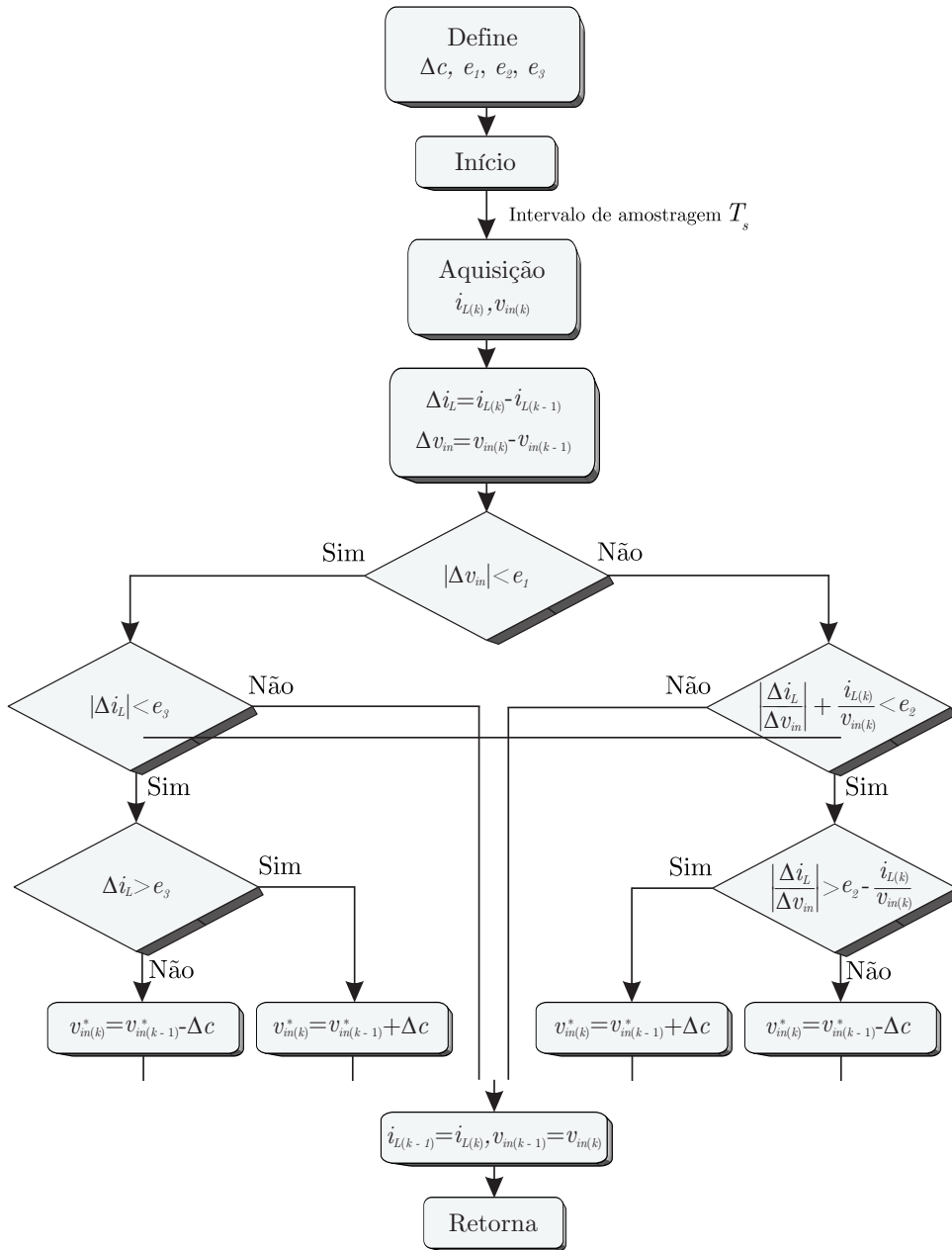
onde

$$C_{PIvpv}(z) = \frac{-0,00019969z + 0,00019818}{z - 1}. \quad (3.31)$$

A resposta em frequência do sistema PV compensado é mostrado na Figura 3.12, onde (a) representa a resposta em malha aberta do sistema de controle de tensão do barramento CC, e (b) expõe a resposta em frequência em malha fechada do sistema compensado na planta de tensão CC.

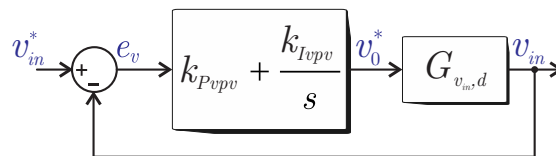
A referência de tensão do sistema PV obtida pelo algoritmo de MPPT passa então pelo controlador de ação proporcional integral, gerando um ciclo de trabalho correspondente à tensão de modo comum. O erro obtido é processado pelo controlador, onde o

Figura 3.10 – Fluxograma do algoritmo de Condutância Incremental para o MPPT.



Fonte: O autor.

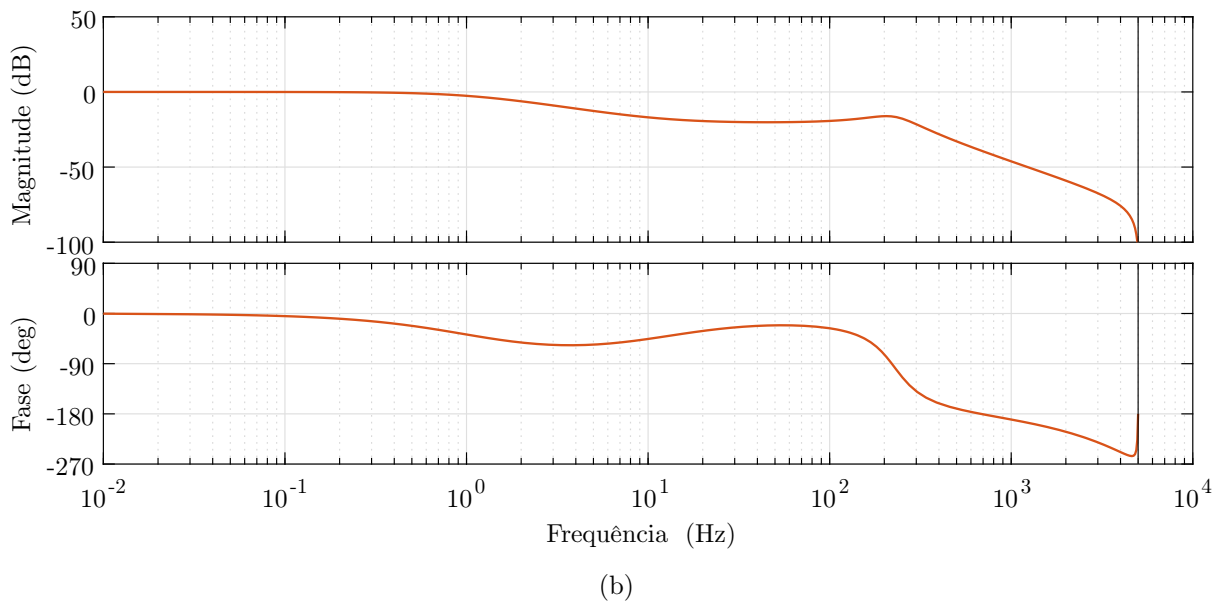
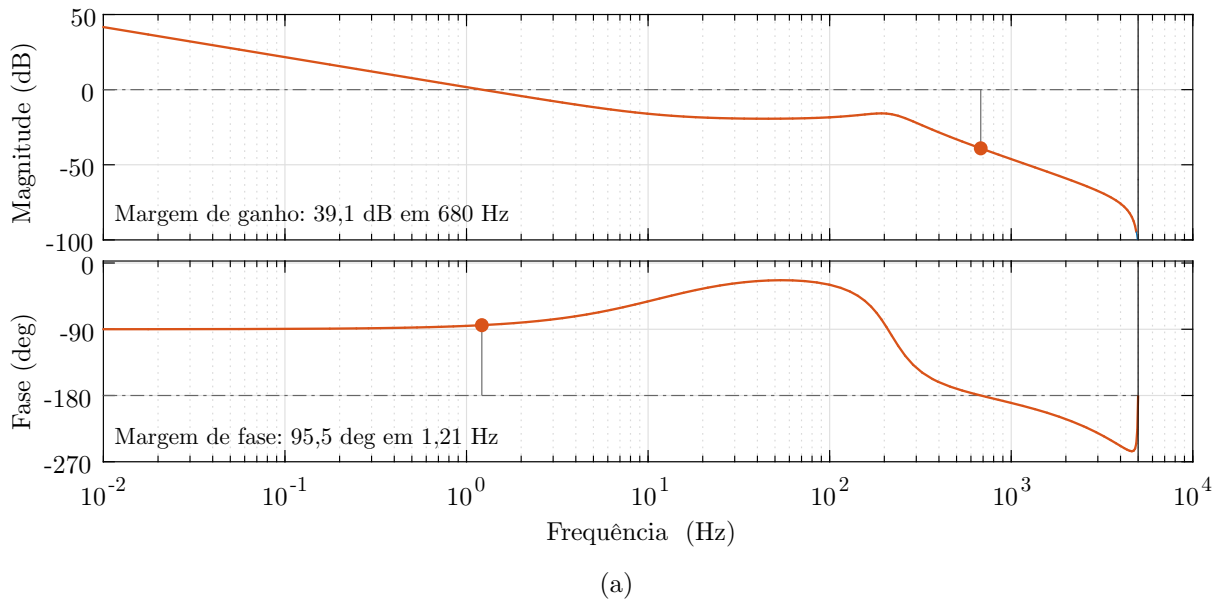
Figura 3.11 – Diagrama de blocos da malha de controle da tensão do sistema fotovoltaico.



Fonte: O autor.



Figura 3.12 – Resposta em frequência discreta do sistema  $G_{v_{in},d}(z)$ : (a) em malha aberta. (b) em malha fechada.



Fonte: O autor.

signal de saída é dado por:

$$v_0^*(k) = v_0^*(k-1) + K_{Pvpv}\{e_v(k) + e_v(k-1)\} + K_{Ivpv}e_v(k), \quad (3.32)$$

sendo

$$e_v(k) = v_{in}^*(k) - v_{in}(k), \quad (3.33)$$

onde  $v_0^*$  é a referência de tensão de modo comum necessária para manter a tensão da matriz fotovoltaica regulada no valor de referência, nesse caso, no MPP.

### 3.5 CONCLUSÕES PARCIAIS

Este capítulo apresentou a abordagem do projeto dos controladores propostos para a gestão das variáveis da planta de microgeração, que emprega uma estratégia de controle aplicado diretamente às chaves semicondutoras do SSI e ELC. Cabe ressaltar que o controle das tensões trifásicas do GIAE e da tensão do barramento CC do inversor é realizado a partir de malhas externas empregando controladores PI, enquanto o controle das correntes de compensação geradas por meio do inversor, é realizado a partir de malhas internas empregando controladores ressonantes, desenvolvidos com base no princípio do modelo interno.

O projeto dos controladores foi realizado a partir do conhecimento das plantas que determinam o comportamento das variáveis de estado estudadas. Os controladores de ganhos fixos projetados garantem a estabilidade do sistema em malha fechada considerando um intervalo de incerteza paramétrica.

Na sequência, foi apresentada a estratégia utilizada para realizar o controle de frequência das tensões geradas. O método utilizado mantém o consumo constante de toda energia gerada, independente das cargas conectadas no lado da demanda.

Por fim, foi proposto um algoritmo para o rastreamento do ponto de máxima potência para a extração adequada de energia do sistema fotovoltaico. A técnica da Condutância Incremental é um método bem consolidado na literatura, simples e vantajoso com relação a outros métodos mais comuns.

A validação e análise de desempenho dos controladores projetados, bem como o funcionamento do algoritmo proposto, serão analisados no próximo capítulo através de resultados de simulação e resultados experimentais.

## 4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

### 4.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos via modelos de simulação e protótipo experimental que demonstram o desempenho da topologia de microgeração híbrida junto ao sistema de controle projetado para a regulação de tensão, rejeição de harmônicas e perturbações de carga. Primeiramente, é apresentada a caracterização do sistema com alguns parâmetros de interesse, e a partir disso, são mostrados resultados de simulações obtidos em ambiente Matlab<sup>®</sup> para demonstrar o comportamento das variáveis do sistema diante de condições específicas. Desta forma, resultados experimentais são apresentados para confirmar o desempenho em regime permanente e transitório do sistema de controle proposto para o inversor de fonte dividida, para o ELC, e para o gerenciamento da energia diante de condições adversas, em concordância aos ensaios simulados. Com isso, é verificado o espectro harmônico e distorção de demanda e harmônica total das formas de onda obtidas, a fim de verificar a conformidade com a norma IEEE *Standard* 519 (IEEE, 2014) e, conseqüentemente, com o PRODIST - Módulo 8 (ANEEL, 2020), sobre qualidade de energia. O protótipo do sistema de microgeração utilizado para a obtenção dos resultados experimentais, que consiste em um sistema de geração com potência nominal de 4,5 kW, tensão de linha de 220 V e frequência de 60 Hz, possui características apresentadas no Apêndice, como os critérios de projeto dos capacitores de excitação, filtros  $L_f$  e as principais considerações quanto ao dimensionamento do sistema.

#### 4.1.1 Caracterização do sistema

Os resultados de simulação e experimentais são obtidos a partir de um protótipo que emula um sistema de microgeração isolado hidro-PV, como mostrado na Figura 2.1, onde a turbina hidráulica não controlada é emulada por um motor de indução acionado por um inversor de frequência. O protótipo contempla um inversor de fonte dividida trifásico com IGBTs, sensores para medição de tensão e corrente, e um DSP TMS320F28335 para a implementação de algoritmos de controle em ponto flutuante. Os dados da bancada experimental, incluindo os parâmetros do GIAE, SSI, ELC e os ganhos dos controladores, são apresentados nas Tabelas 4.1, 4.2, 4.3 e 4.4. O projeto do controlador ressonante inclui a frequência fundamental (60 Hz), quinta, sétima, décima primeira, e décima terceira harmônicas. Os requerimentos de projeto para o controlador de corrente considera uma margem de ganho na frequência de cruzamento de 1 kHz e uma margem de fase acima de

45 graus. Os laços do controle proposto são simulados a partir de um modelo no software Matlab®, de acordo com as especificações do protótipo do sistema de microgeração.

Tabela 4.1 – Parâmetros do GIAE.

Parâmetro	Valor
Potência nominal	$P_n = 3,7 \text{ kW (5 cv)}$
Tensão de linha (RMS)	$v'_s = 220 \text{ V}$
Velocidade rotórica nominal	$n_m = 1730 \text{ rpm}$
Frequência	$f = 60 \text{ Hz}$
Fator de potência	$FP = 0,81$
Capacitor de excitação	$C_f = 40 \mu\text{F}$
Equivalente Thévenin	$L_m = 2,5 \text{ mH}, r_m = 0,02 \Omega$

Fonte: O autor.

Tabela 4.2 – Parâmetros do sistema fotovoltaico.

Parâmetro	Valor
Fonte simuladora fotovoltaica	Keysight E4360
Potência máxima $25^\circ\text{C}-1\text{kW}/\text{m}^2$	$P_{MPP} = 1072 \text{ W}$
Tensão no MPP	$V_{MPP} = 109,4 \text{ V}$
Corrente no MPP	$I_{MPP} = 9,8 \text{ A}$

Fonte: O autor.

Considerando a parte do protótipo do sistema de microgeração que representa a fonte de energia hidroelétrica (conjunto da máquina primária e GIAE), na condição de potência nominal, a Fig. 4.1 mostra algumas variáveis do sistema em regime permanente, como a potência consumida do GIAE para manter o nível de frequência (60 Hz), enquanto a máquina primária fornece uma velocidade constante (1840 rpm). Este resultado é obtido a partir de um analisador de qualidade de energia (Fluke 435), e serve para a avaliação da capacidade máxima de geração nessa condição fixa de velocidade rotórica.

Tabela 4.3 – Parâmetros do SSI e ELC.

Parâmetro	Valor
Módulos IGBT	SKM50GB123D
Corrente nominal (RMS)	$i_{(a,b,c)} = 24$ A
Capacitor do barramento	$C = 4700 \mu\text{F}/900$ V
Filtro de saída	$L_f = 2,28$ mH, $r_f = 0,11 \Omega$
Indutor de entrada do SSI	$L = 5,27$ mH, $r_L = 0,23 \Omega$
Capacitor de entrada PV	$C_{in} = 100 \mu\text{F}$
Frequência de comutação	$f_s = 10$ kHz
Chave semicondutora do ELC	SKM50GB123D - IGBT
Resistor do ELC	$r_{ELC} = 48 \Omega - 5,2$ kW

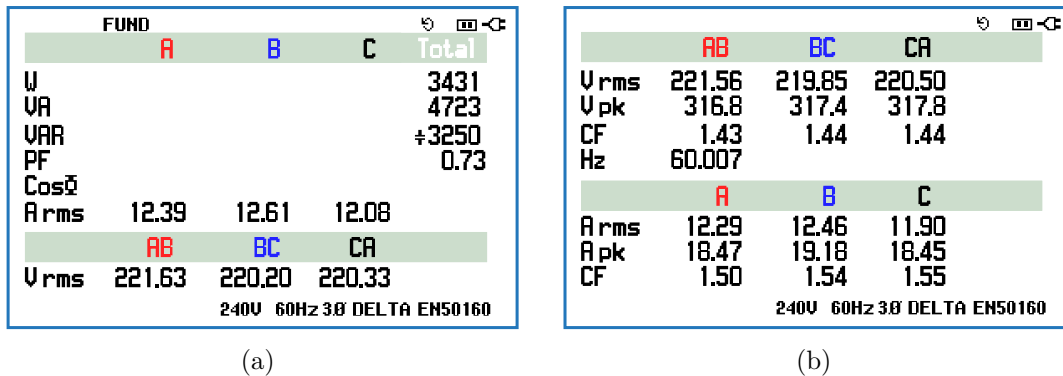
Fonte: O autor.

Tabela 4.4 – Parâmetros dos controladores.

Controlador	Parâmetro	Valor
$v_{cc}, v_{Cd}$ PI	Ganho proporcional	$k_{Pvdc} = -0,09353$ $k_{Pvcd} = -0,03043$
	Ganho integral	$k_{Ivdc} = 0,09347$ $k_{Ivcd} = 0,02823$
$i_{\alpha}, i_{\beta}$ PRD	Coeficiente de amortecimento	$\xi_z = 0,3$ $\xi_p = 10^{-6}$
	Frequências ressonantes (Hz)	$f_1 = 60$ $f_2 = 300$ $f_3 = 420$
	$\omega_{zh} = h\omega_n = 2\pi f_h$	$f_4 = 660$ $f_5 = 780$
	Ganho proporcional	$k_{PR} = 4$ $k_P = 1,58$
	Porção derivativa (rad/s)	$\omega_{fp} = 13827,55$ $\omega_{fz} = 2855,05$
$v_{in}, f$ PI	Ganho proporcional	$k_{Pvpv} = -0,000199$ $k_{Pelc} = -0,4182$
	Ganho integral	$k_{Ivpv} = 0,000198$ $k_{Ielc} = 0,4178$

Fonte: O autor.

Figura 4.1 – Condições do GIAE com carga nominal (1840 rpm), demandada pelo ELC:  
 (a) Potência e Energia. (b) Volt/Amp/Hz.



Fonte: O autor.

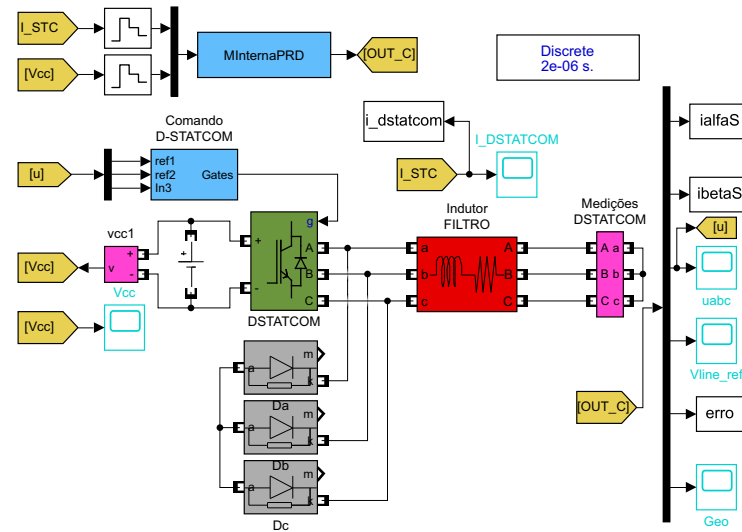
## 4.2 ANÁLISE DE DESEMPENHO DOS RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

Na presente seção, são expostos e comparados os resultados que demonstram o comportamento do sistema em malha fechada, evidenciando o desempenho dos controladores projetados. Desta forma, a resposta para as malhas internas e malhas externas de controle podem ser analisadas considerando a capacidade de rastreamento de uma referência na presença de variações de amplitude e fase, no caso das malhas internas, já para as malhas externas, são aplicadas apenas variações de amplitude. Os ensaios iniciais para obtenção das respostas dos controladores de corrente e tensão são realizadas considerando o sistema a vazio, ou seja, sem a conexão de cargas. Contempla-se ainda os estágios de autoexcitação do GIAE junto a inicialização dos sistemas presentes, como os controladores, barramento CC, ELC e fonte PV. Ensaios para testar o sistema de regulação de frequência, MPPT, regulações de tensão, rejeições harmônicas e perturbações de carga são realizados.

O modelo desenvolvido para representar o sistema real através do ambiente virtual é mostrado na Figura 4.2. A partir desse esquema, é possível obter a resposta simulada das malhas internas de corrente através do ensaio do inversor em curto-circuito, com o barramento CC fixado em 250 V.

Como discutido na seção 3.4.1.3 do Capítulo 3, o emprego da ação *anti-windup* nos controladores pode evitar sobressinais resultantes da integração desnecessária. A fim de observar isto, a Figura 4.3 mostra o resultado de simulação para o ensaio de teste das malhas internas, onde são aplicados degraus de amplitude e de fase nas referências  $i_{\alpha,\beta}^*$ . Por conseguinte, a Figura 4.4 mostra os respectivos erros de rastreamento nos eixos  $\alpha\beta$ . É possível notar que, no ensaio sem a presença da ação *anti-windup*, o sobressinal e o

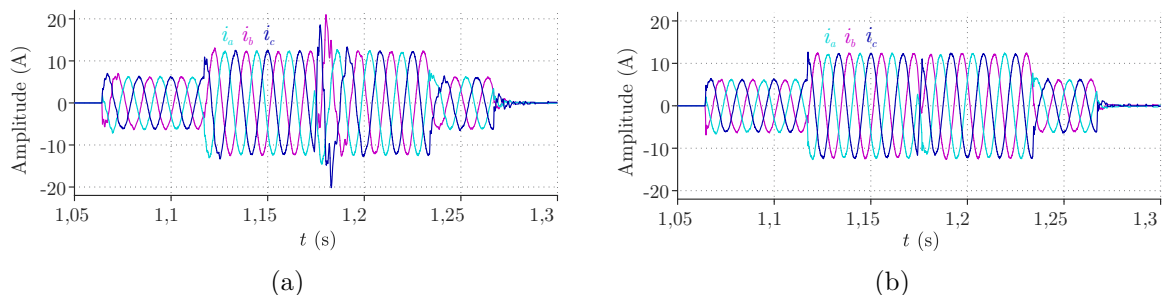
Figura 4.2 – Modelo de simulação do ensaio em curto-circuito no inversor.



Fonte: O autor.

tempo de acomodação das variáveis é maior, e por isso, o desempenho dos controladores é inferior sem este artifício.

Figura 4.3 – Correntes  $i_{a,b,c}$  simuladas: (a) Sem ação *anti-windup*. (b) Com ação *anti-windup*.

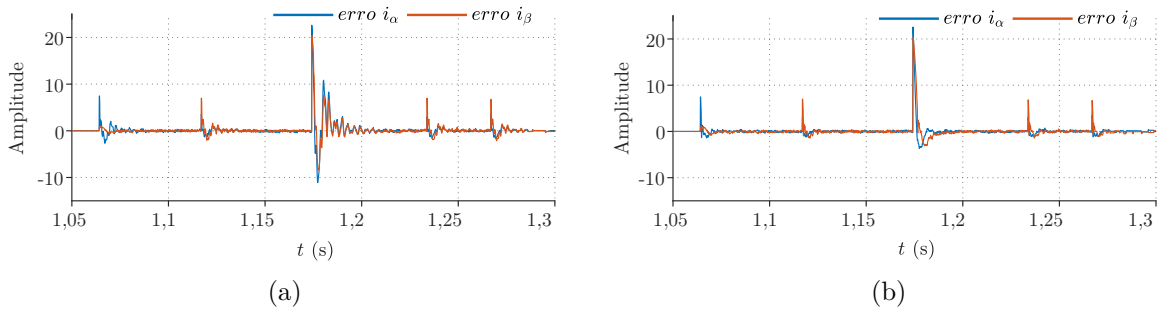


Fonte: O autor.

De forma semelhante, diante da bancada experimental, o teste das malhas internas é realizado com as mesmas especificações, conforme mostra a Figura 4.5. A Figura 4.6 mostra os respectivos erros de rastreamento experimentais nos eixos  $\alpha\beta$ , corroborando as simulações.

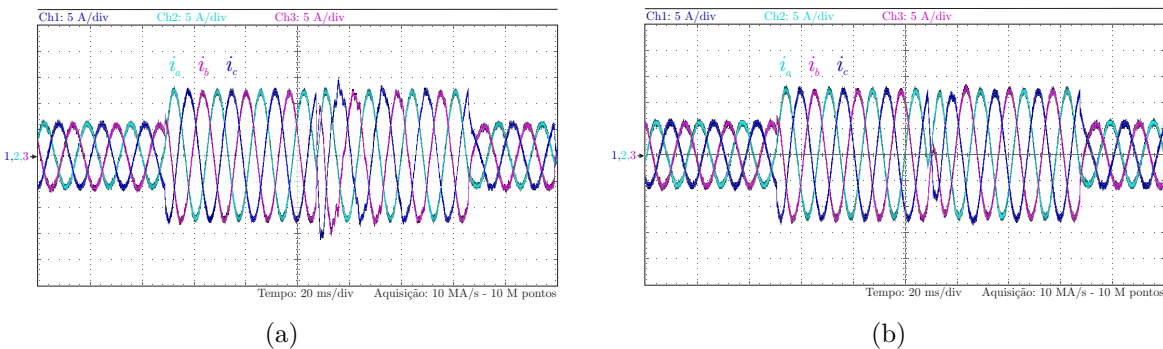
Diante do exposto, nota-se que os resultados de simulação se assemelham aos experimentais. A ação *anti-windup* é, de fato, efetiva de modo a ser empregada nos controladores da malha interna. O efeito da ação *anti-windup* pode ser visto e comparado, ainda, nas modulantes, conforme expõe a Figura 4.7. Nota-se a acomodação mais lenta dos sinais para o caso sem a utilização da técnica, uma vez que os controladores continuam sua operação mesmo fora dos limites de saturação do atuador.

Figura 4.4 – Erros  $i_{\alpha,\beta}$  simulados: (a) Sem ação *anti-windup*. (b) Com ação *anti-windup*.



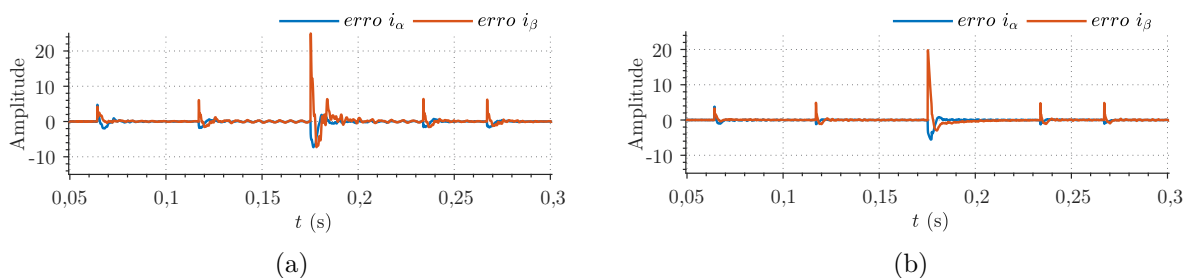
Fonte: O autor.

Figura 4.5 – Correntes  $i_{a,b,c}$  experimentais: (a) Sem ação *anti-windup*. (b) Com ação *anti-windup*.



Fonte: O autor.

Figura 4.6 – Erros  $i_{\alpha,\beta}$  experimentais: (a) Sem ação *anti-windup*. (b) Com ação *anti-windup*.

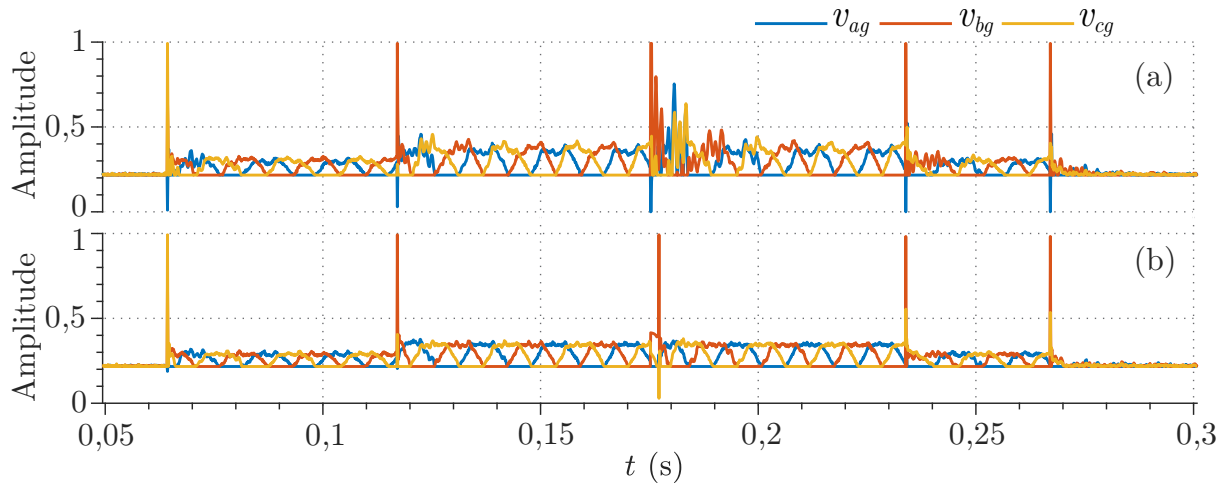


Fonte: O autor.

Para fins de análise de desempenho no ensaio de teste das malhas internas, na Figura 4.8 são mostrados os detalhes das formas de onda das correntes do inversor, a partir da mudança de fase na referência do eixo  $\alpha$  em 180 graus. Pode-se perceber a ação adequada do sistema de controle contando com a ação *anti-windup*.

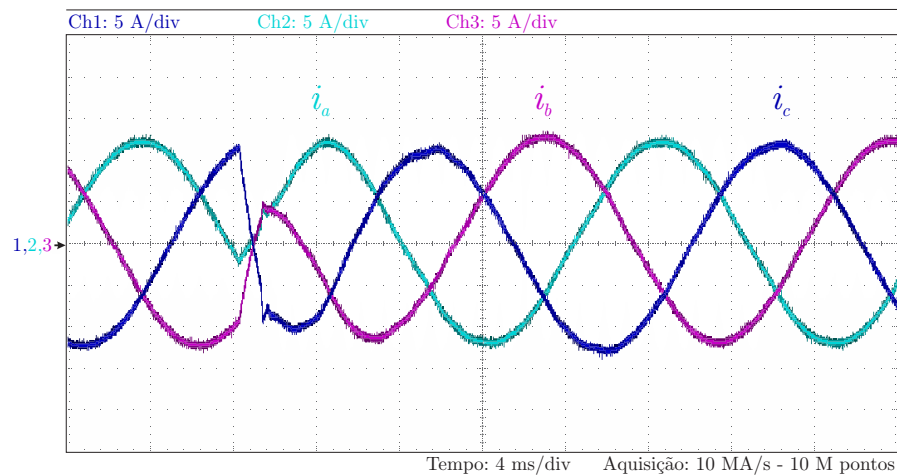


Figura 4.7 – Resultados experimentais para as modulantes: (a) Sem ação *anti-windup*. (b) Com ação *anti-windup*.



Fonte: O autor.

Figura 4.8 – Resultado experimental da mudança abrupta de fase para as correntes  $i_{a,b,c}$ .

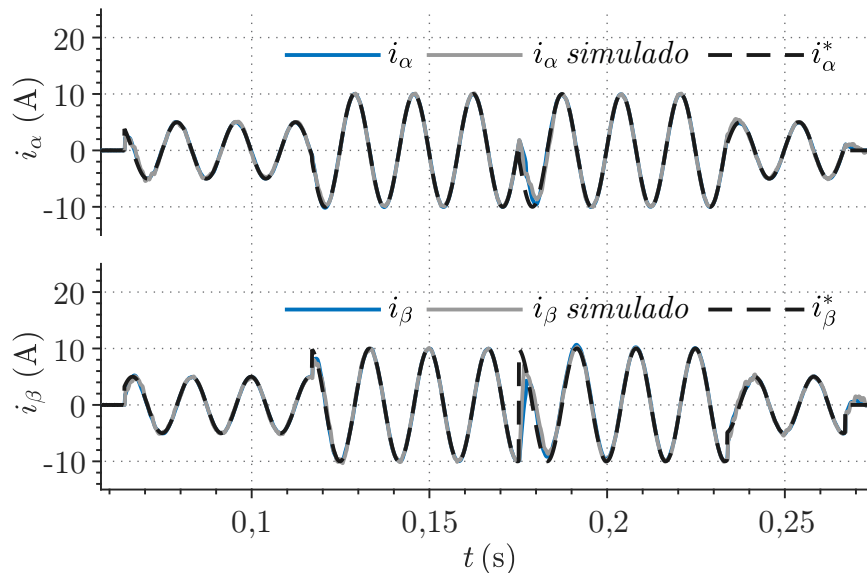


Fonte: O autor.

Como discutido, o desempenho do rastreamento de referências para as malhas de controle internas e externas é estabelecido através dos testes de simulação e experimentais aplicados ao sistema. Com base nisso, as referências de corrente  $i_{\alpha,\beta}^*$  e as correntes simuladas e experimentais obtidas do inversor  $i_{\alpha,\beta}$  são apresentadas na Figura 4.9. Nota-se que, um degrau na referência é aplicado no instante 0,01175 s e uma variação de fase na referência é aplicada no instante 0,175 s. Uma resposta rápida a transitórios e um bom rastreamento do controlador PR pode ser notado. Os resultados de simulação estão de acordo com os experimentais. A rápida resposta transitória do controlador PR, deve-se à

utilização do compensador de avanço de fase, este consiste em uma parcela implementada juntamente em adição aos controladores ressonantes.

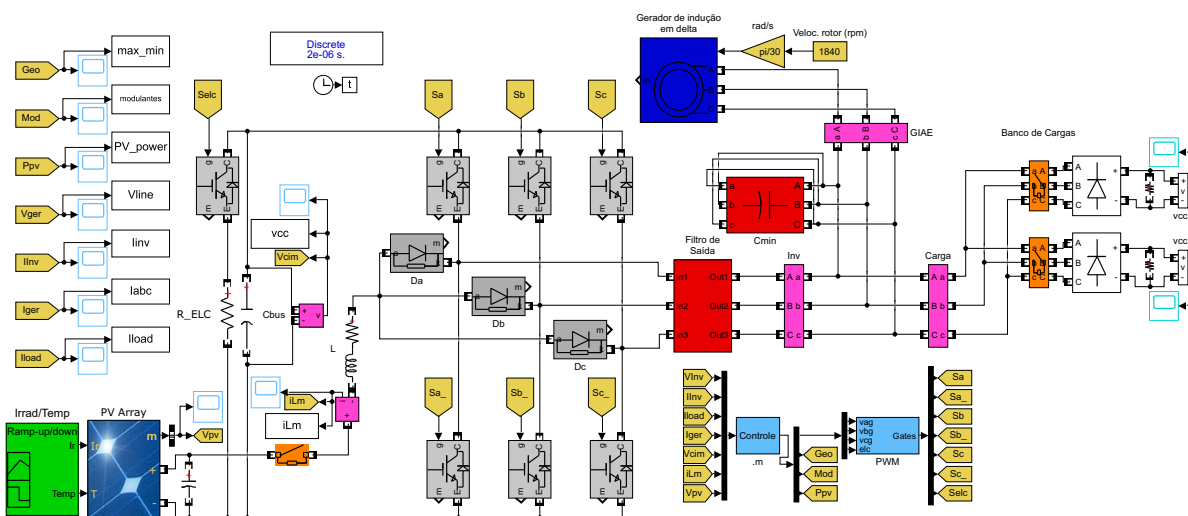
Figura 4.9 – Resultado experimental e de simulação da resposta dos controladores da malha interna à variações nas referências.



Fonte: O autor.

Do mesmo modo, o modelo desenvolvido para representar o sistema real em ambiente computacional é mostrado na Figura 4.10. Contando com esse diagrama, é possível obter a resposta simulada das malhas externas de tensão através do sistema completo, além da obtenção de resultados de simulação da operação do sistema de microgeração para diversas situações de interesse.

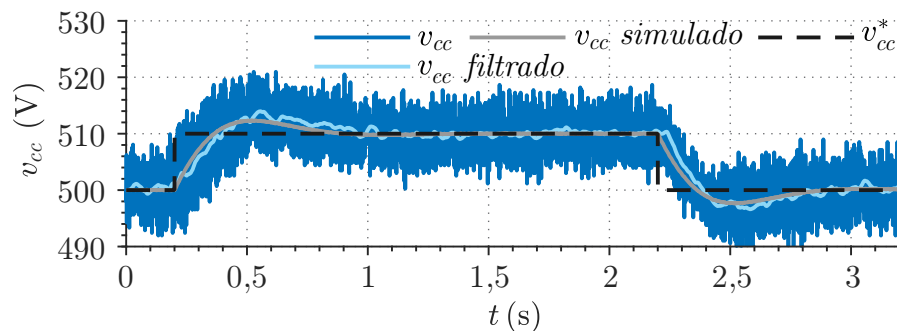
Figura 4.10 – Modelo de simulação do sistema híbrido de geração.



Fonte: O autor.

A partir do sistema de controle multi-malhas operando completamente, na condição a vazio, a Figura 4.11 mostra a resposta ao degrau na tensão do barramento  $v_{cc}$ . A referência  $v_{cc}^*$  muda de 500 V para 510 V. Uma variável filtrada por um filtro passa-baixas com frequência de corte em 20 Hz, é usada para reduzir o ruído de aquisição experimental. O resultado experimental coincide com o da simulação, confirmando as análises reportadas.

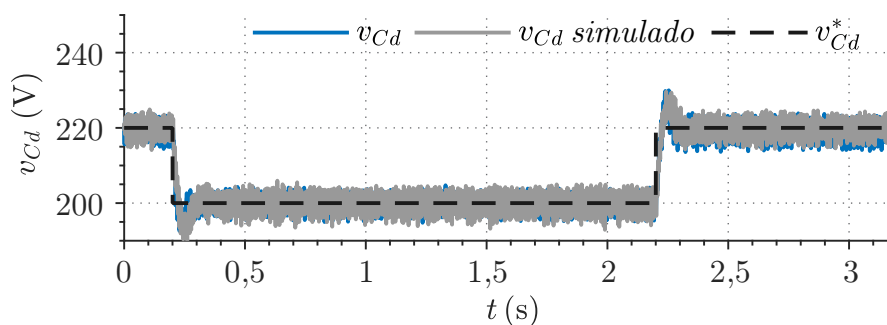
Figura 4.11 – Resultado experimental e de simulação da resposta ao degrau da tensão no barramento CC do inversor.



Fonte: O autor.

A resposta ao degrau nas tensões do PAC  $v_{Cd}$  são mostradas na Figura 4.12. A referência muda de 220 V para 200 V. Pode-se observar que o desempenho da malha externa de tensão foi satisfatória.

Figura 4.12 – Resultado experimental e de simulação da resposta ao degrau da tensão nos terminais do GIAE.

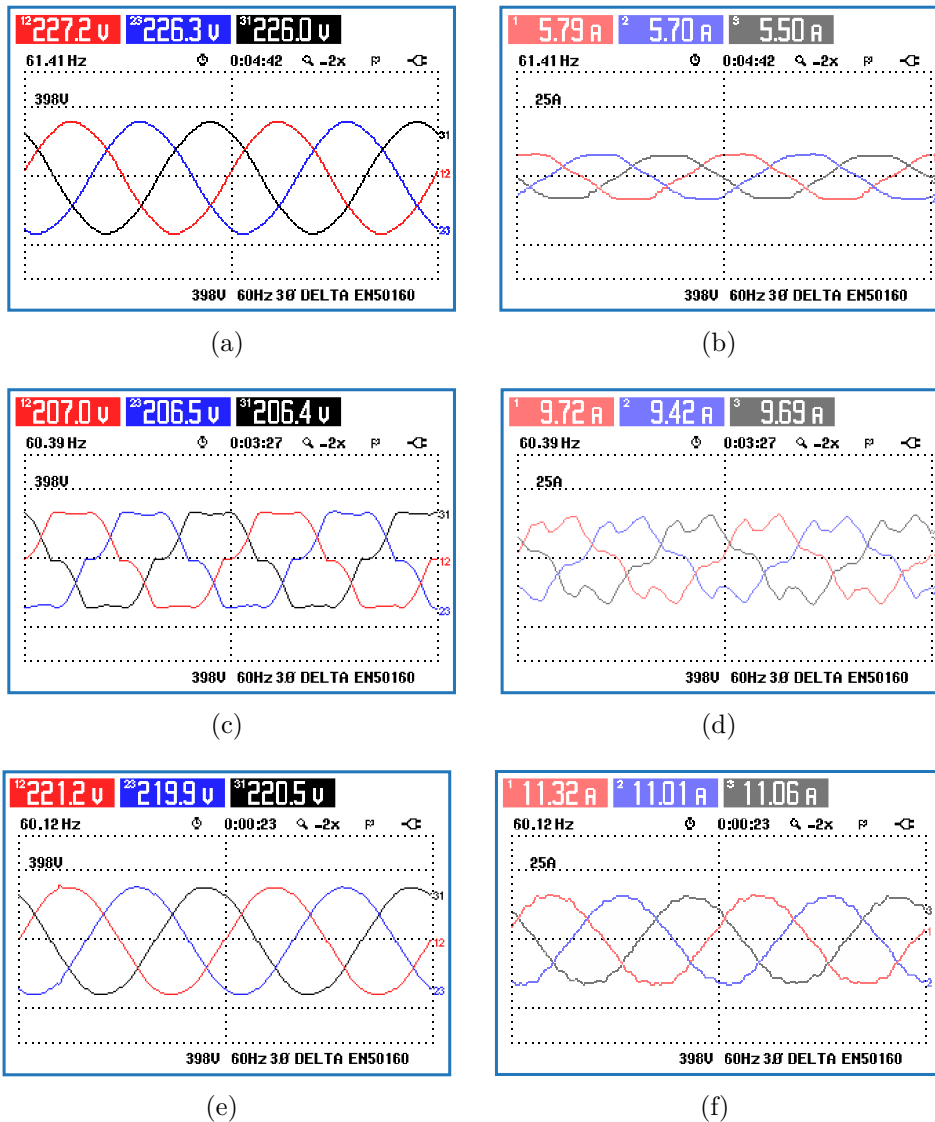


Fonte: O autor.

A fim de caracterizar o GIAE, a partir da Figura 4.13, pode-se analisar alguns estados de operação. Inicialmente, são expostas as tensões e correntes do gerador a vazio e sem a presença do controle. Nota-se os valores RMS sem regulação e a presença de algumas harmônicas nas formas de onda, além da frequência acima do valor nominal. Em seguida, mostram-se as formas de onda das tensões e correntes do GIAE com uma carga

não linear de 3,2 kW e sem a presença do controle. Notoriamente, as formas de onda estão sem regulação e com a presença de várias harmônicas provenientes da carga, além disso, o sistema não consegue suprir adequadamente a demanda. Finalmente, mostram-se as tensões e correntes na presença da carga, porém, contando com o controle projetado. As formas de onda se encontram visivelmente reguladas e compensadas em termos de harmônicas, a carga está adequadamente alimentada e a frequência ainda está acima da nominal, por se tratar de uma carga específica abaixo da capacidade de geração do GIAE, e pelo sistema que, neste resultado, ainda não conta com o ELC.

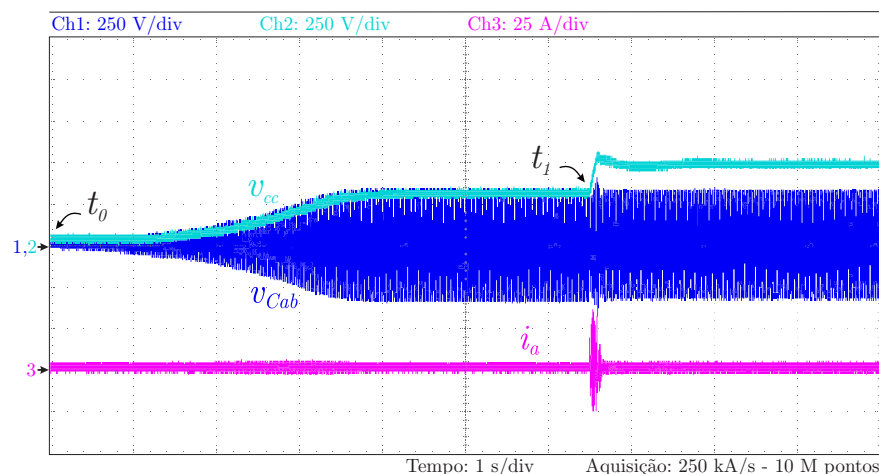
Figura 4.13 – Tensões e correntes do GIAE em diferentes condições: (a) Tensões a vazio, sem controle. (b) Correntes a vazio, sem controle. (c) Tensões com carga não linear de 3,2 kW, sem controle. (d) Correntes com carga não linear de 3,2 kW, sem controle. (e) Tensões com carga não linear de 3,2 kW, com controle. (f) Correntes com carga não linear de 3,2 kW, com controle.



Fonte: O autor.

Na Figura 4.14, são apresentados os comportamentos das tensões no barramento CA (PAC) e CC, e da corrente no inversor durante a partida do sistema de microgeração até entrar em regime permanente e ser capaz de fornecer energia elétrica adequadamente. Este resultado mostra como ocorre o processo de partida, detalhando as etapas de inicialização do sistema. O processo de partida do sistema de microgeração está dividido em alguns estágios: no primeiro estágio (de  $t_0$  a  $t_1$ ), ocorre o processo de autoexcitação do GI até a estabilização das tensões terminais, juntamente com a pré-carga do barramento CC do inversor. Este processo é efetuado de forma que o conversor atua como um retificador não-controlado, permitindo o carregamento do barramento CC pela tensão do gerador. O último estágio (a partir de  $t_1$ ) é caracterizado pela habilitação dos IGBTs do inversor e, por consequência, o início do sistema de controle. Através das correntes processadas, a tensão do barramento chega ao valor nominal, assim como as tensões no PAC.

Figura 4.14 – Excitação experimental do GIAE e carregamento do barramento do inversor.



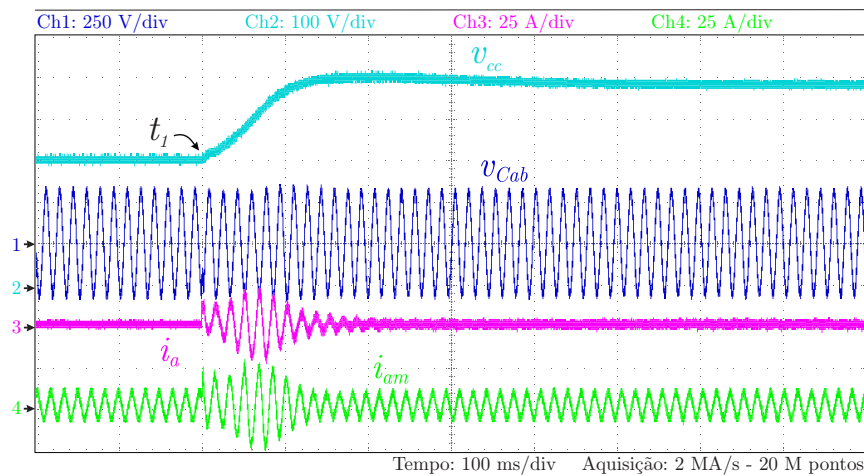
Fonte: O autor.

A Figura 4.15 mostra em detalhe o processo de carregamento do barramento CC a partir do momento em que o controle começa a sua operação ( $t_1$ ).

A Figura 4.16 expõe o comportamento das variáveis de interesse do sistema controlado quando acontece um degrau de carga não linear ( $t_2$ ). Neste resultado é possível observar a corrente de compensação fornecida pelo inversor, além da adequada acomodação das tensões  $v_{cc}$  e  $v_{Cab}$ , e ainda, o aumento da corrente do GIAE.

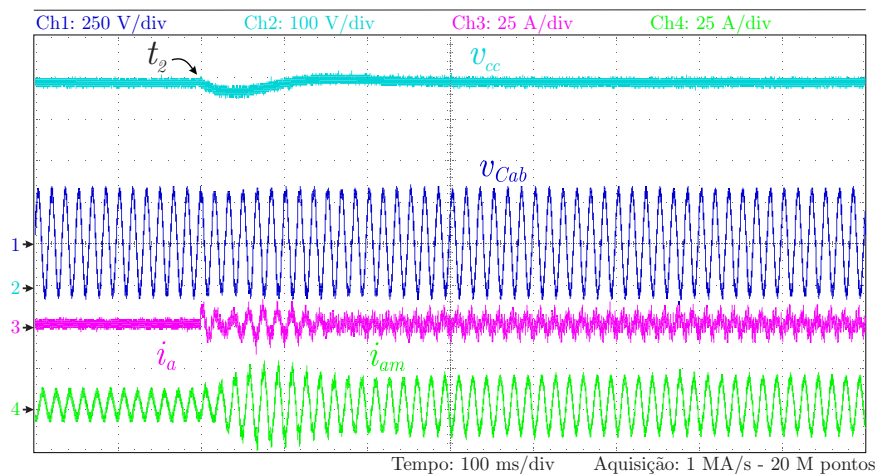
Um ensaio para o teste das malhas interna e externa operando em conjunto pode ser feito com o sistema contendo apenas o GIAE e o inversor como DSTATCOM, considerado como um dispositivo paralelo (*shunt*) que compensa correntes harmônicas e fornece energia reativa necessária para o GI e para as cargas. A capacidade dos controladores rastrear as referências e rejeitarem componentes harmônicas no sistema pode ser verificado por meio de cargas lineares e não lineares. A Figura 4.17 mostra a capacidade dos controladores em rastrear as referências e rejeitar harmônicos no sistema, uma vez que a

Figura 4.15 – Processo experimental de carregamento do capacitor do barramento CC.



Fonte: O autor.

Figura 4.16 – Resultados experimentais para conexão de uma carga não linear de 3,2 kW.

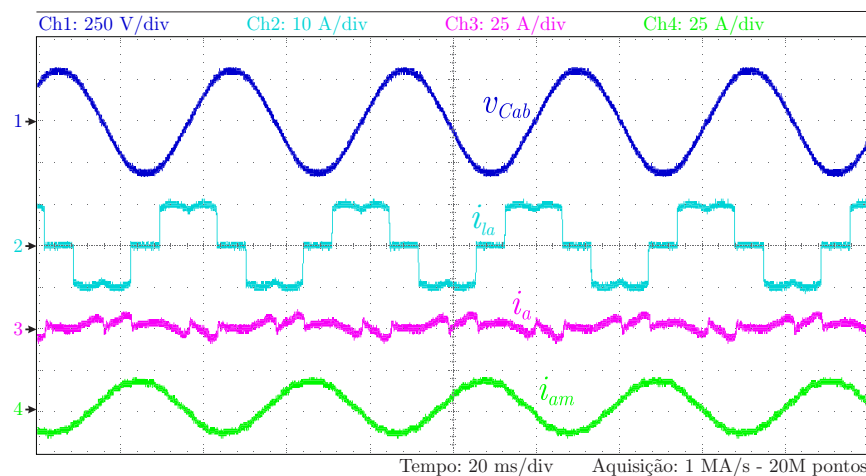


Fonte: O autor.

tensão  $v_{Cab}$  se mostra adequada e regulada, a carga está devidamente suprida pelo GIAE e a corrente do GIAE apresenta uma forma de onda sem conteúdo harmônico proveniente da carga. Nota-se também o bom desempenho na forma de onda de compensação por corrente ( $i_a$ ) pelo inversor.

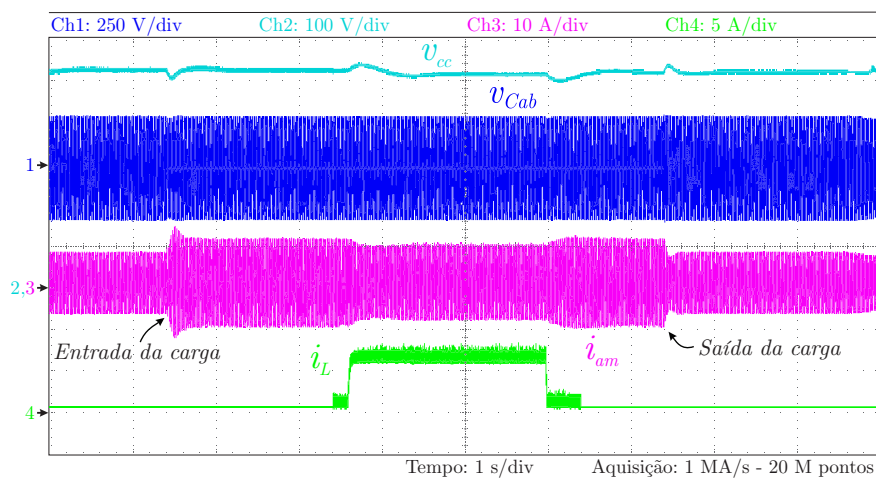
A injeção de potência pela fonte conectada ao SSI atua no sistema de forma a diminuir a parcela de geração do GIAE, que é a base da geração de energia do sistema, conforme ilustra a Figura 1.33. Com isso, implica-se que a frequência do sistema tende a aumentar quando há excesso de energia gerada por ambas as fontes. Na Figura 4.18, pode-se ver este processo, uma vez que a corrente do GIAE,  $i_{am}$ , alimentando uma carga, sofre uma diminuição quando uma corrente é injetada pela fonte conectada ao SSI.

Figura 4.17 – Resultados experimentais em regime permanente do sistema sem ELC e sistema fotovoltaico, alimentando uma carga não linear de 3,2 kW.



Fonte: O autor.

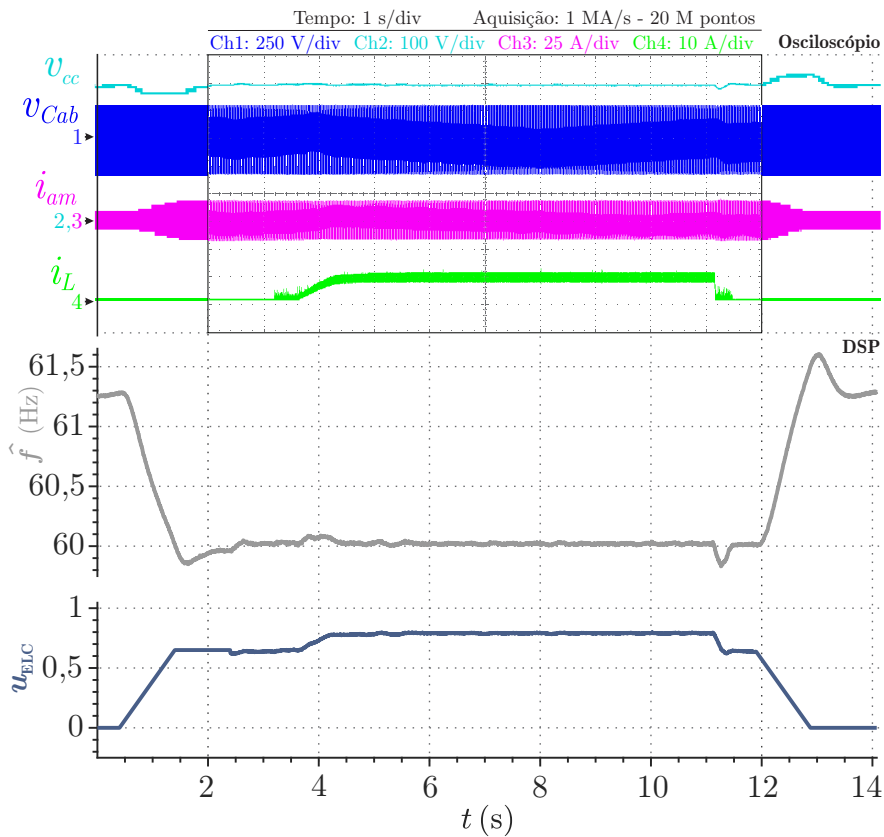
Figura 4.18 – Resultados experimentais da injeção de potência pelo sistema fotovoltaico sem o ELC.



Fonte: O autor.

O gerenciamento da energia e a operação do sistema podem ser vistas nos resultados experimentais da Figura 4.19. A regulação de frequência é garantida a partir do instante em que o ELC começa a sua operação (0,4 s), mesmo em caso de repentinas variações na injeção de potência por parte do sistema fotovoltaico. O consumo de energia pelo ELC representa a demanda nominal do sistema e decai abruptamente no instante que a fonte PV é desconectada (11,1 s), uma vez que a compensação não é mais necessária. Quando o ELC é desconectado (11,9 s), a frequência do sistema retorna para acima do valor nominal.

Figura 4.19 – Resultados experimentais do gerenciamento de energia e regulação de frequência pelo ELC.



Fonte: O autor.

Com relação ao sistema de geração PV empregado, a Figura 4.20 ilustra as características do sistema de painéis fotovoltaicos emulados experimentalmente e em simulação. Como variável de entrada em termos de geração, as mudanças de irradiância são substancialmente significativas para os níveis de geração em corrente. Desta forma, pode-se usar este parâmetro do sistema para testar e avaliar o funcionamento e desempenho da atuação do algoritmo de MPPT sobre a fonte PV.

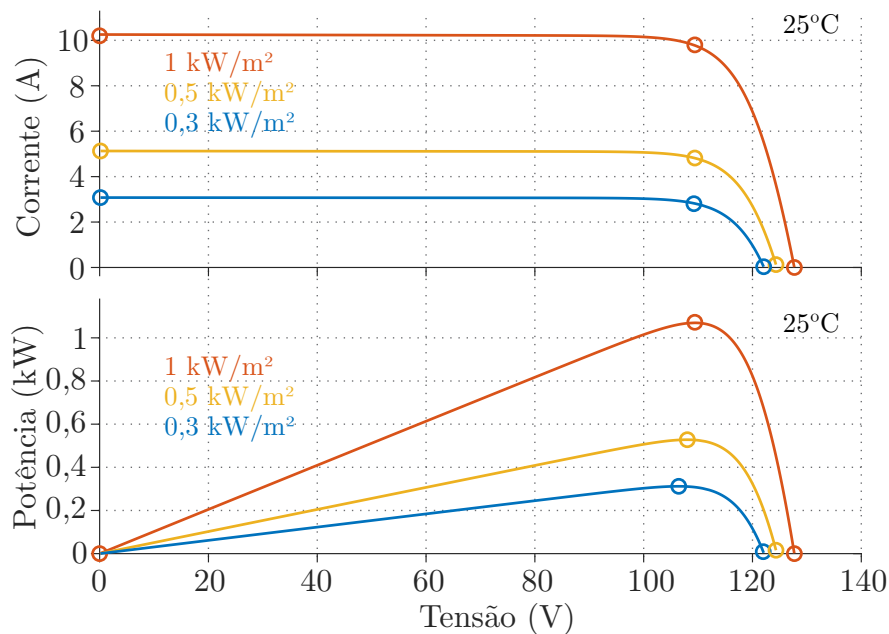
Utilizando o modelo de simulação, pode-se realizar testes do sistema de geração fotovoltaico com variações mais complexas de irradiação e temperatura. Desta forma, a Figura 4.21 mostra o resultado de simulação para o rastreamento do ponto de máxima potência sob variações arbitrárias das variáveis de entrada dos painéis solares, responsáveis pela potência máxima de geração.

O desempenho do algoritmo de MPPT sob mudanças abruptas na referência do MPP pela irradiância pode ser visto na Figura 4.22. Além disso, o bom desempenho do algoritmo de controle pelo MPPT pode ser notado.

Os resultados de simulação da atuação do MPPT sobre o sistema PV e as interferências sobre as outras variáveis de interesse são mostrados na Figura 4.23. Os degraus de

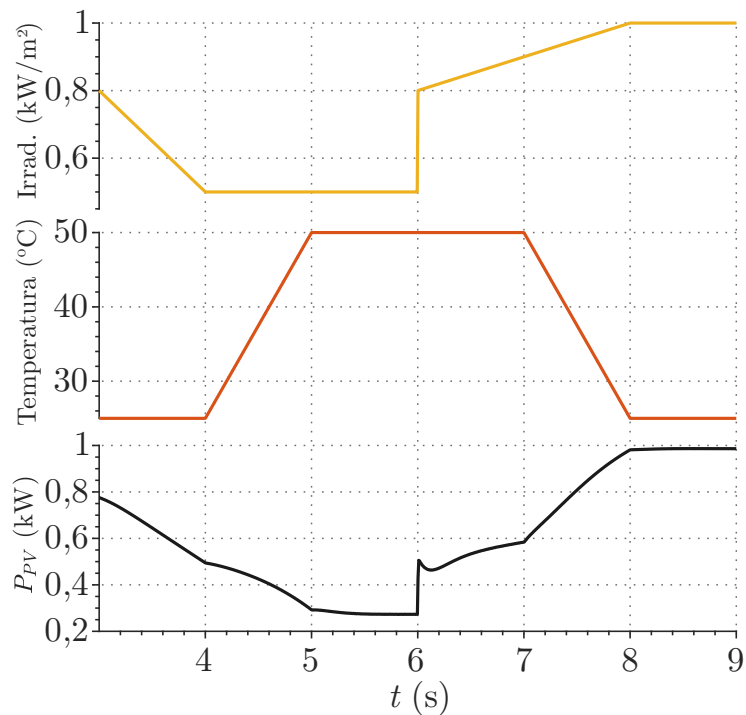


Figura 4.20 – Curvas características do sistema de geração fotovoltaico emulado.



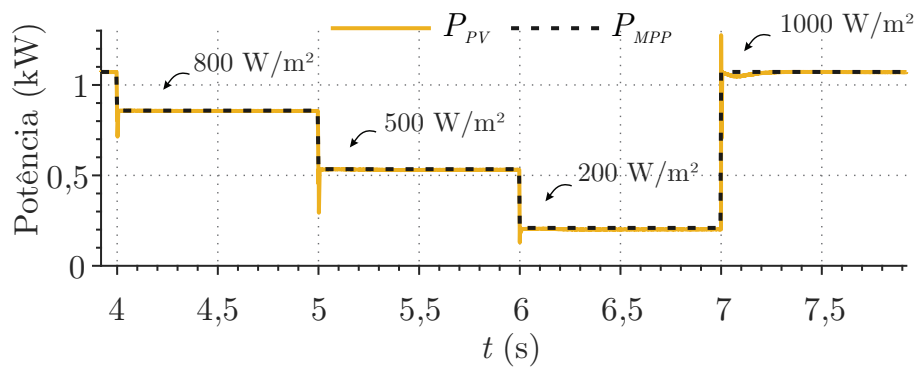
Fonte: O autor.

Figura 4.21 – Resultados de simulação para a geração fotovoltaica com o algoritmo de MPPT diante de variações arbitrárias da irradiância e temperatura.



Fonte: O autor.

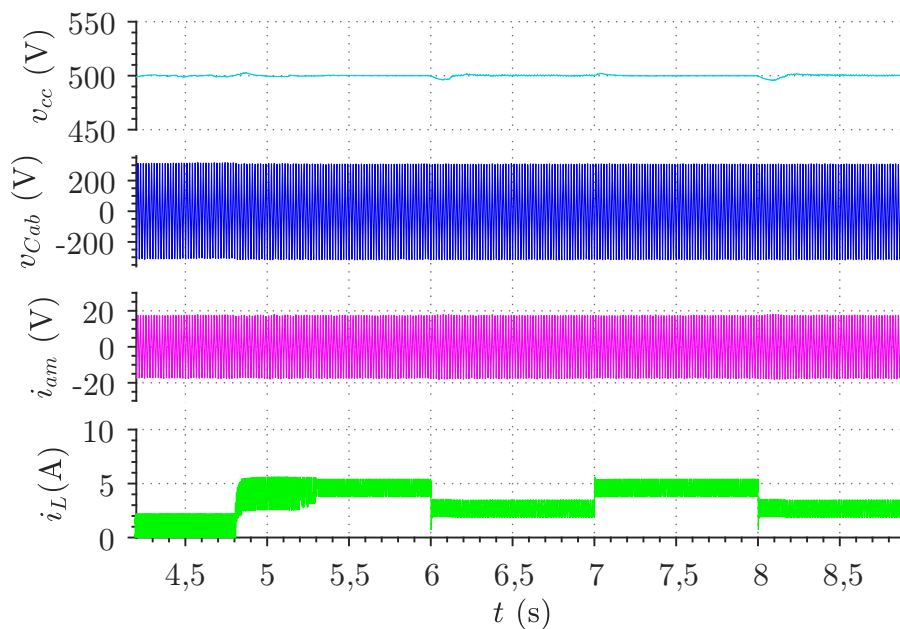
Figura 4.22 – Resultados de simulação do desempenho do MPPT para mudanças da irradiância.



Fonte: O autor.

potência do sistema fotovoltaico são realizados por meio de mudanças na irradiação. Os degraus de irradiância solar alternam o MPP entre 361 W e 547 W. Nota-se uma atuação satisfatória tanto do rastreamento de potência dos painéis, quanto do sistema de controle multi-malhas.

Figura 4.23 – Resultados de simulação da resposta dinâmica do sistema sob variações da irradiância.

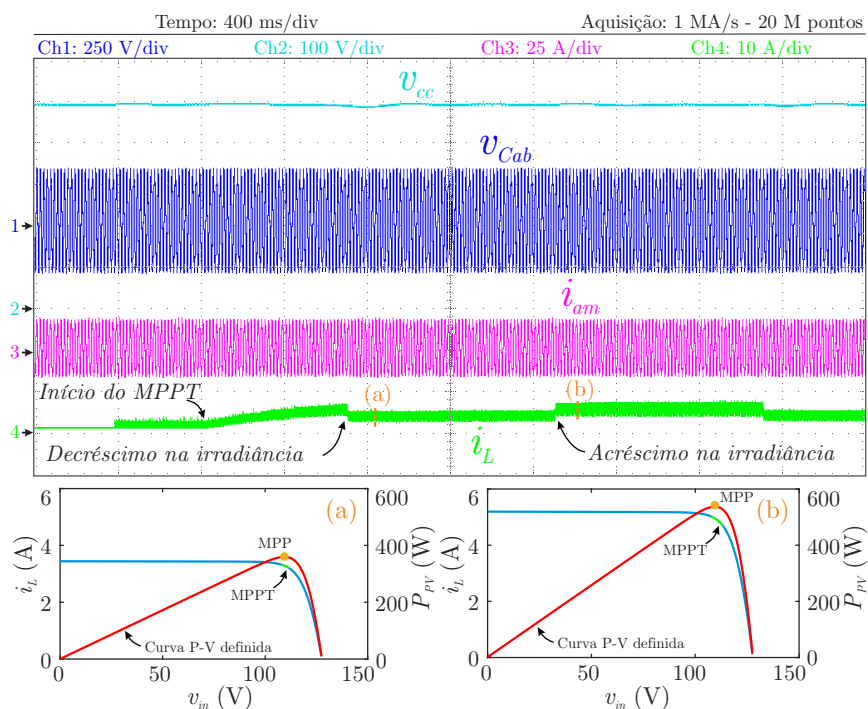


Fonte: O autor.

O desempenho experimental do algoritmo de MPPT sobre a matriz PV é mostrado na Figura 4.24. Os degraus de potência do sistema fotovoltaico são, da mesma forma, realizados por meio de mudanças na irradiação. Como em simulação, é notável o comportamento adequado quanto as variáveis do sistema. O desempenho em regime permanente

do MPPT e as curvas I-V para cada degrau são mostradas. As mudanças de irradiância solar são obtidas por meio da fonte simuladora PV E4362A e representadas pela referência do MPP alternando entre (a) 361 W e (b) 547 W. Do instante 0 a 400 ms, a fonte PV está desconectada do sistema.

Figura 4.24 – Resultados experimentais da resposta dinâmica do sistema sob variações da irradiância e desempenho de rastreamento do algoritmo de *Inc-Cond*.



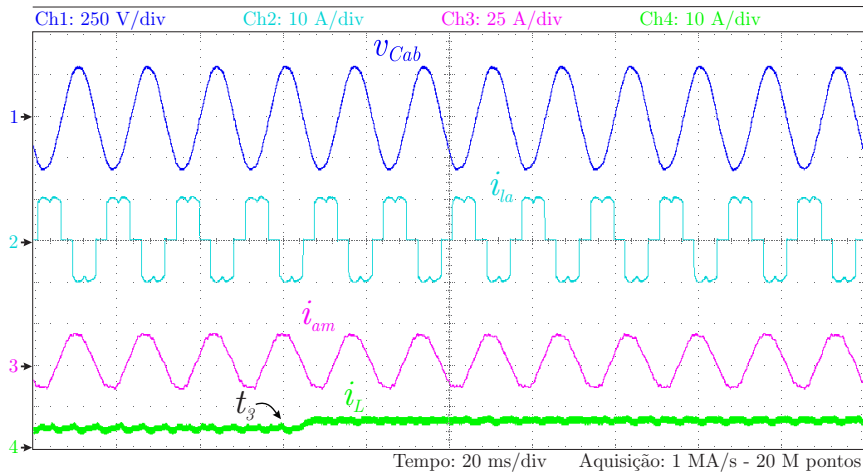
Fonte: O autor.

Na Figura 4.25, mostram-se os detalhes das variáveis de interesse durante o degrau de irradiância ( $t_3$ ) no sistema de geração PV. É importante evidenciar o fornecimento adequado de energia à carga, além da não interferência nas demais variáveis do sistema.

A fim de testar o desempenho em capacidade total e integral de geração de energia do sistema, que depende da capacidade de duas fontes: hidroelétrica e fotovoltaica, a Figura 4.26 mostra e caracteriza uma carga fortemente não linear que excede a geração de energia do GIAE, representando mais de 90% da capacidade máxima de geração do sistema. Desta forma, espera-se testar uma condição de demanda ao sistema, considerada impossível de se suprir sem a presença das duas fontes gerando energia em conjunto.

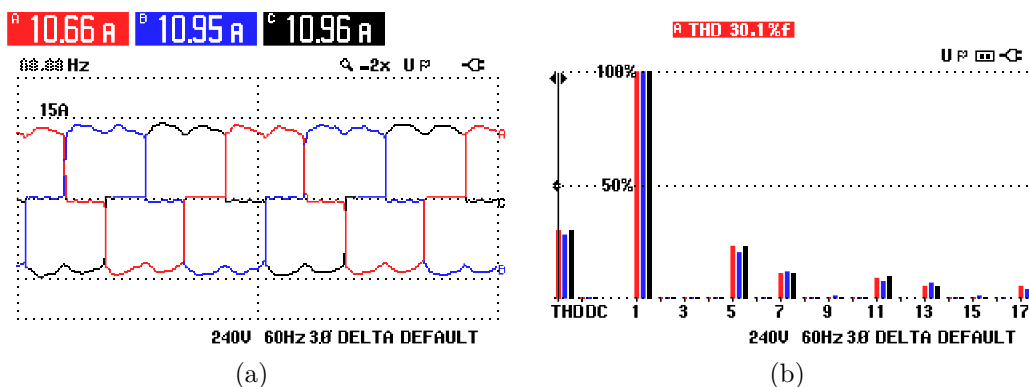
Diante do discutido, é importante verificar a regulação da frequência elétrica do sistema sob condições de mudança de carga. O comportamento da regulação de frequência sob degrau de carga é apresentada na Figura 4.27. Uma acomodação adequada da frequência do sistema é verificada, confirmando a capacidade de atuação das duas fontes de geração, operando conjuntamente no sistema.

Figura 4.25 – Resultados experimentais para o sistema sob variação da irradiância.



Fonte: O autor.

Figura 4.26 – Características experimentais da carga não linear de 4,1 kW: (a) Forma de onda. (b) Conteúdo harmônico.

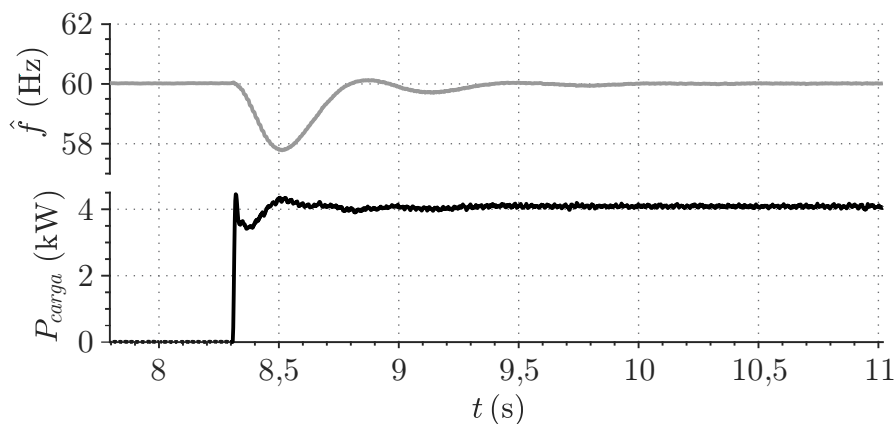


Fonte: O autor.

Com base na carga da Figura 4.26, pode-se simular os resultados comportamentais do sistema na presença de degraus de carga. A Figura 4.28 mostra o desempenho das variáveis de interesse do sistema como as tensões do PAC, corrente de carga, corrente do GIAE e do SSI (fonte PV), sob perturbações de carga. O acréscimo e decréscimo de carga são da ordem de 1 kW, representando 22% da capacidade total de geração do sistema. As variáveis apresentam um desempenho satisfatório. O acréscimo de carga é compensado pelo ELC, o qual busca manter uma potência constante nos terminais do GIAE, garantindo escorregamento e frequência constantes. Portanto, a variação de carga não muda a potência consumida do GIAE.

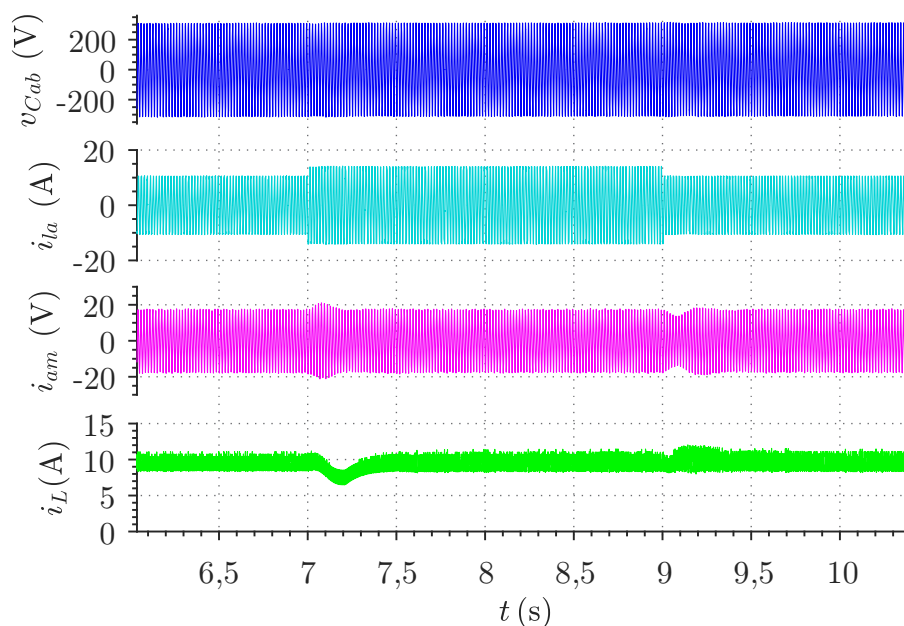
Os resultados experimentais mostrados na Figura 4.29 apresentam o desempenho das variáveis de interesse do sistema: tensões do PAC, corrente de carga, corrente do GIAE e do sistema PV, sob perturbações de carga. Os degraus de variação de carga

Figura 4.27 – Resposta dinâmica experimental da frequência do sistema sob degrau de carga (maior que 90%).



Fonte: O autor.

Figura 4.28 – Resultados de simulação do sistema sob perturbações de carga não linear.

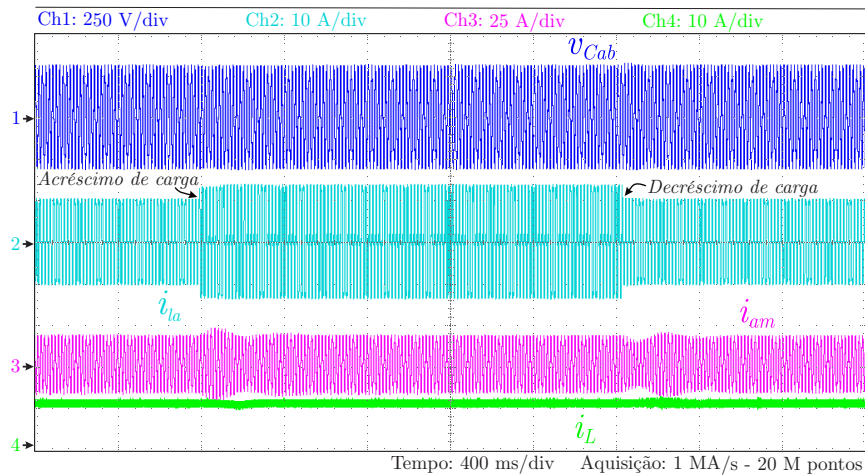


Fonte: O autor.

representam 22% da capacidade total de geração do sistema. Com relação ao mesmo ensaio, os resultados experimentais mostrados na Figura 4.30 apresentam o desempenho do sistema sob perturbações de carga, agora, destacando a tensão do barramento  $v_{cc}$ .

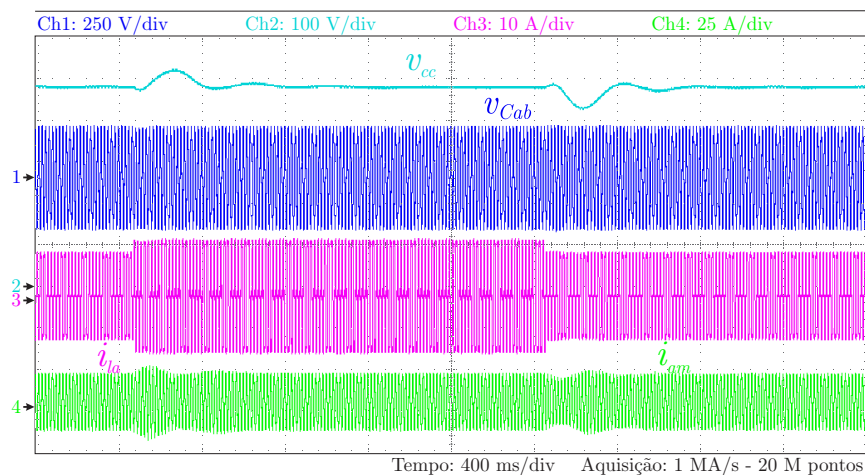
A forma de onda das variáveis do sistema em regime permanente estão mostradas na Figura 4.31. Nota-se que, mesmo alimentando uma carga que excede os limites do GIAE, o sistema opera em uma frequência regulada, suprindo adequadamente a demanda, e ainda, apresentando formas de onda com baixa distorção harmônica.

Figura 4.29 – Desempenho experimental do sistema sob perturbações de carga não linear.



Fonte: O autor.

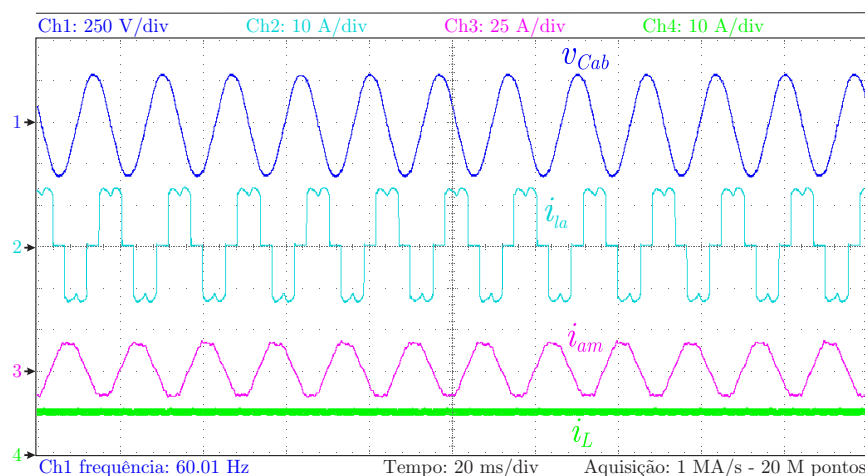
Figura 4.30 – Resultados experimentais do sistema sob perturbações de carga não linear.



Fonte: O autor.

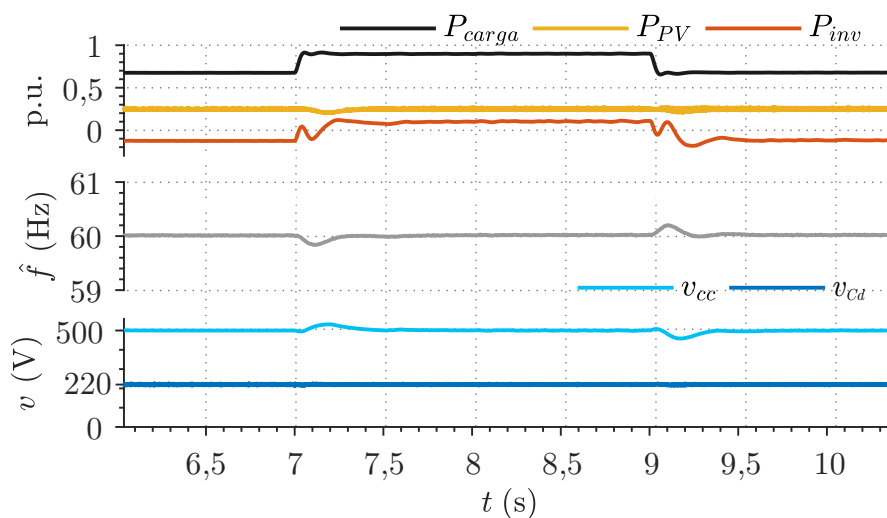
O desempenho satisfatório do sistema de microgeração hidro-PV pode ser visto através das Figuras 4.32 e 4.33, que mostram o comportamento simulado e experimental, respectivamente, das principais variáveis durante perturbações de carga, e ainda, com a operação do sistema acima de 90% da capacidade total de demanda. Para alimentar a carga, o sistema precisa utilizar ambas as fontes de energia. É possível verificar que, a frequência do sistema é regulada e os níveis de tensão seguiram adequadamente as referências. As variáveis de potência são normalizadas pela potência nominal do sistema (4,5 kVA). Quando a potência do inversor  $P_{inv}$  está negativa, significa que a potência excedente fornecida pelo GIAE está sendo consumida ou direcionada pelo ELC, situado no barramento CC do inversor, que direciona também, neste cenário, a energia excedente gerada pela fonte PV.

Figura 4.31 – Resultados experimentais do sistema em regime permanente para uma carga não linear de 4,1 kW.



Fonte: O autor.

Figura 4.32 – Resultados de simulação do sistema híbrido de microgeração sob perturbação de carga não linear.

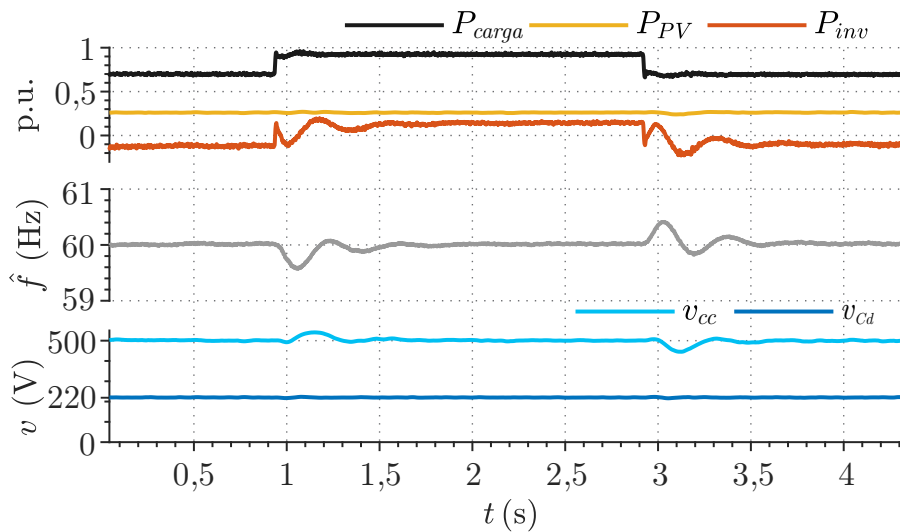


Fonte: O autor.

Para uma análise crítica dos controladores PR, pode-se analisar o desempenho em regime permanente a plena carga. Deste modo, a Figura 4.34 mostra os resultados de simulação das tensões no PAC, as correntes do GIAE e as correntes de carga. Enquanto isso, a Figura 4.35 mostra os detalhes do rastreamento de corrente da malha interna sob condição de carga fortemente não linear.

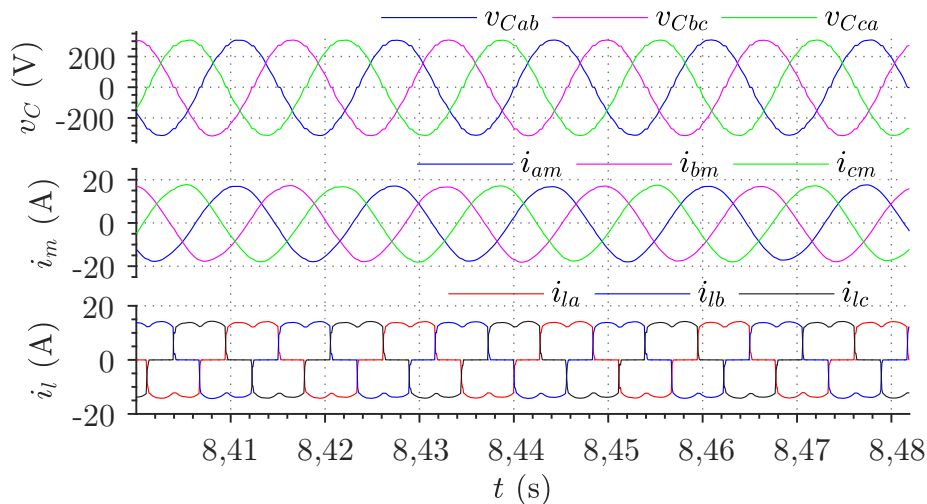
Em sequência, para uma análise experimental dos controladores PR, pode-se analisar o desempenho em regime permanente a plena carga sobre o protótipo. Deste modo, a Figura 4.36 mostra as tensões no PAC juntamente com a corrente de carga, e a Figura 4.37 mostra as correntes do GIAE. Enquanto isso, na Figura 4.38, está representado o

Figura 4.33 – Resultados experimentais do sistema híbrido de microgeração sob perturbação de carga não linear.



Fonte: O autor.

Figura 4.34 – Resultados de simulação em regime permanente das tensões do PAC e correntes do GIAE com carga não linear de 4,1 kW.

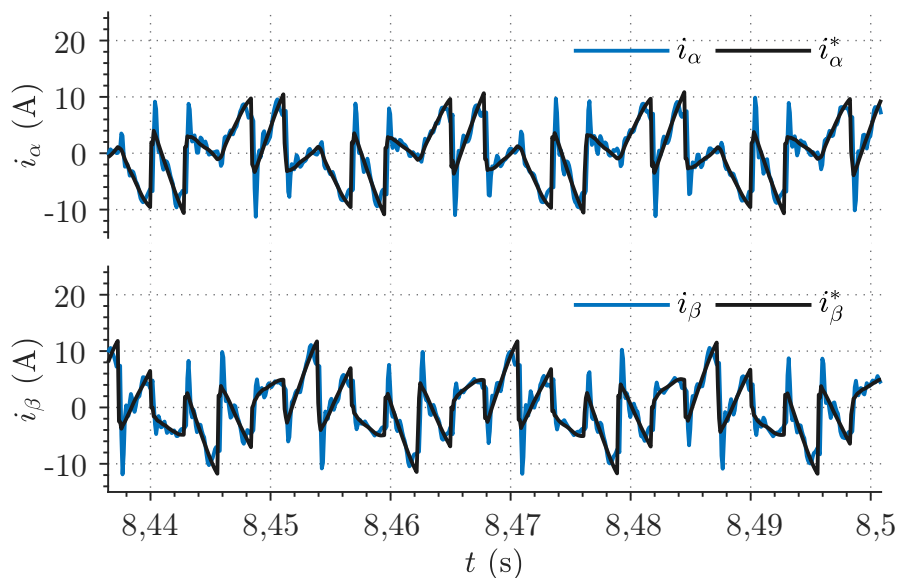


Fonte: O autor.

rastreamento experimental de corrente da malha interna sob condição de carga fortemente não linear.

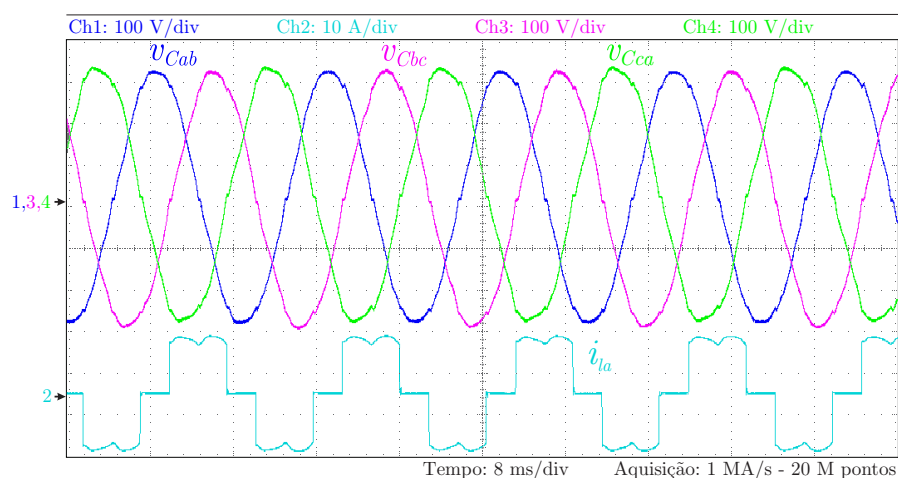
As Figuras 4.39 e 4.40 mostram o desempenho simulado e experimental, respectivamente, do esquema de controle PR através do espectro harmônico das correntes do GIAE e das tensões no PAC para a norma IEEE 519, enquanto o sistema alimenta a carga apresentada na Figura 4.26. Apresenta-se a distorção total de demanda (TDD) das correntes e a distorção harmônica total (THD) das tensões. Onde, pode-se observar a



Figura 4.35 – Resultados de simulação do rastreamento de corrente nos eixos  $\alpha\beta$ .

Fonte: O autor.

Figura 4.36 – Resultados experimentais em regime permanente das tensões no PAC com carga não linear de 4,1 kW.

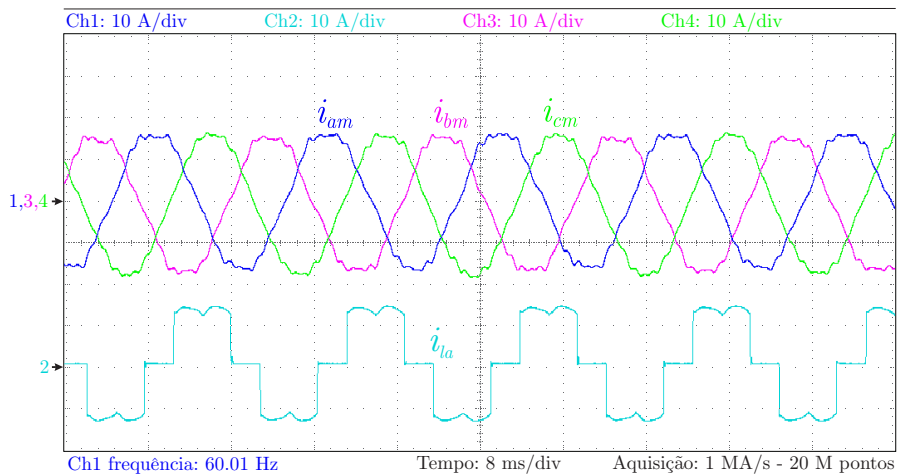


Fonte: O autor.

conformidade com os padrões da norma em ambas as variáveis, onde várias harmônicas foram mitigadas, de fato.

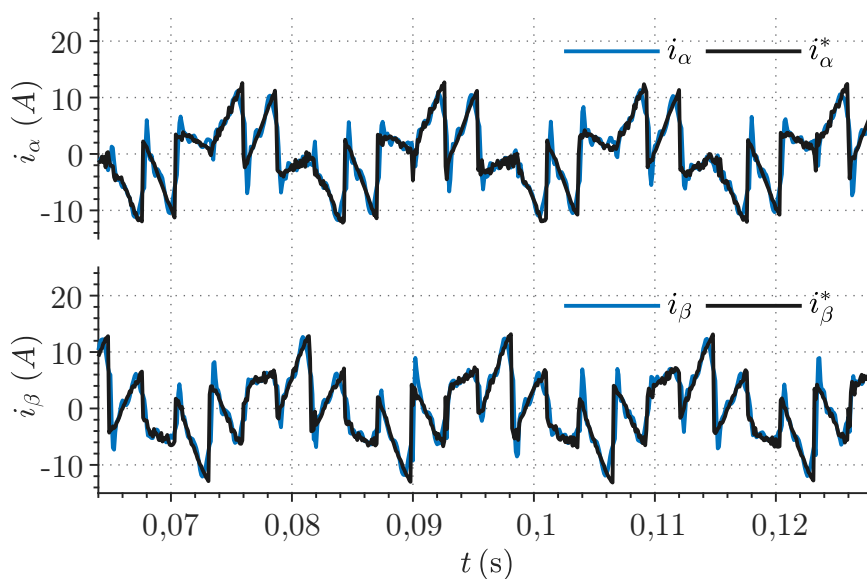
Além disso, pode ser visto na Figura 4.40 que o inversor compensa distorções harmônicas das correntes da carga. É importante destacar que, as não idealidades construtivas da máquina podem introduzir distorções harmônicas, as quais não são compensadas pelo inversor.

Figura 4.37 – Resultados experimentais em regime permanente das correntes do GIAE com carga não linear de 4,1 kW.



Fonte: O autor.

Figura 4.38 – Resultados experimentais do rastreamento de corrente nos eixos  $\alpha\beta$ .

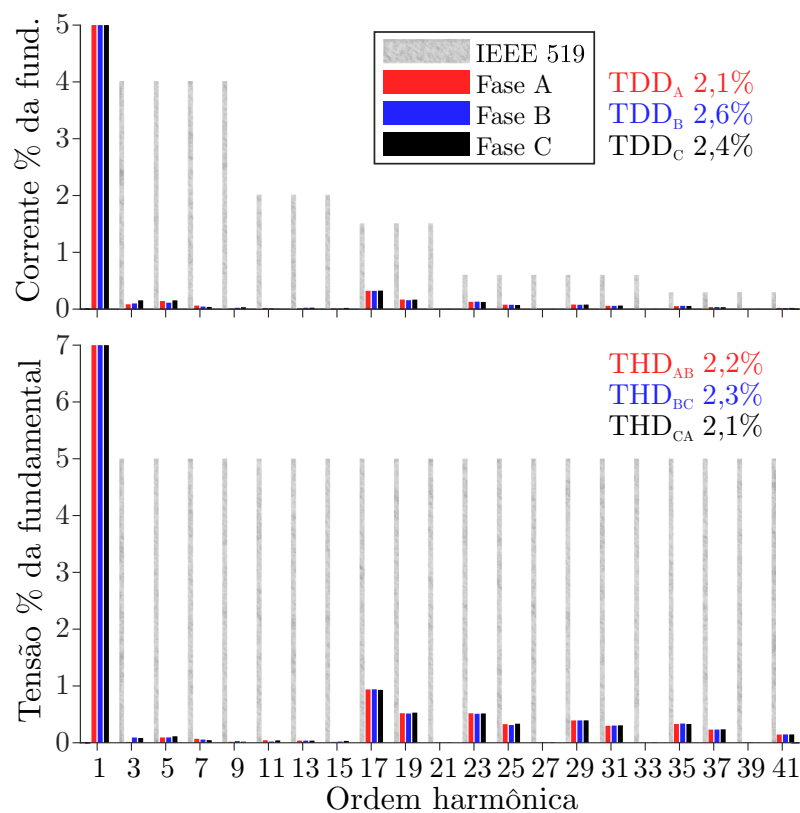


Fonte: O autor.

### 4.3 CONCLUSÕES PARCIAIS

Neste capítulo, apresentaram-se os resultados de simulação e experimentais da implementação do sistema de controle proposto ao sistema híbrido de microgeração, aplicado à regulação de tensão, melhoria da qualidade e gerenciamento de energia de sistemas hidro-PV empregando o inversor de fonte dividida junto ao gerador de indução. A partir dos resultados obtidos, verificou-se o comportamento adequado e satisfatório dos métodos de regulação empregados para controlar a tensão no PAC, a tensão do barramento

Figura 4.39 – Resultados de simulação do espectro harmônico das correntes do GIAE e tensões no PAC para o esquema de controle PR.



Fonte: O autor.

CC, potência extraída do sistema PV, a frequência das tensões geradas e as correntes de compensação.

Primeiramente, apresentaram-se os resultados de desempenho da malha interna, e com isso, mostrou-se a importância da utilização da ação *anti-windup* para um bom rastreamento das referências.

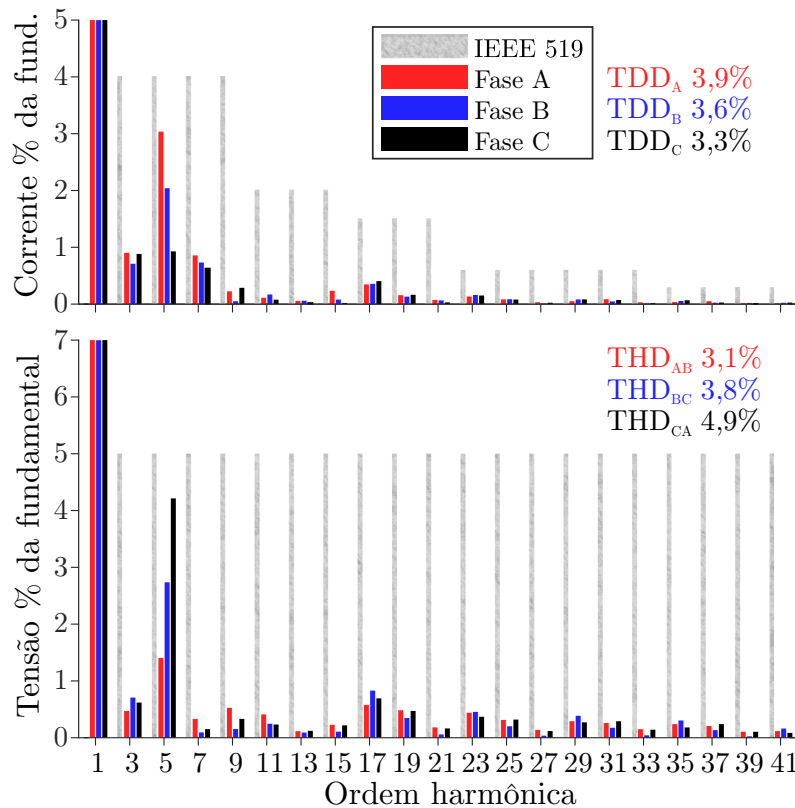
Os resultados do comportamento do gerador alimentando uma carga fortemente não linear sem a presença do controle, mostraram a incapacidade do sistema em sustentar a qualidade de energia sem o auxílio da compensação de reativos e de harmônicas.

Mostrou-se também, que o ELC possui a capacidade de regular adequadamente a frequência do sistema em diversos cenários, como na injeção ou não de potência pelo sistema PV, e na entrada e saída de cargas no PAC.

A partir do resultado da Figura 4.33, mostrou-se que o sistema híbrido de geração proposto é capaz de alimentar adequadamente cargas não lineares acima da capacidade do próprio GI, mantendo a regulação de todas as variáveis de interesse.

Mediante a operação com cargas não lineares, apresentaram-se as formas de onda resultantes das referências para as correntes da malha interna, e com isso, foi possível notar

Figura 4.40 – Resultados experimentais do espectro harmônico das correntes do GIAE e tensões no PAC para o esquema de controle PR.



Fonte: O autor.

o alto grau de distorção e a necessidade da utilização de controladores com a capacidade de rastrear as mesmas que, neste caso, foram satisfatoriamente seguidas pelos controladores projetados.

O comportamento das tensões apresentaram um desempenho em conformidade com os padrões exigidos pelo PRODIST - Módulo 8, considerados adequados para o fornecimento de energia elétrica no Brasil. Uma análise da distorção harmônica total e de demanda, THD e TDD, respectivamente, e também de limites individuais para as harmônicas do GI, mostraram-se adequadas pelas exigências da norma IEEE 519.

Desta forma, demonstrou-se tanto nas simulações como nos ensaios experimentais que o sistema de controle por meio do SSI consegue regular a tensão, injetar a potência do sistema PV e compensar adequadamente o sistema na presença de não linearidades provenientes das cargas, o que indica um bom funcionamento e o cumprimento dos objetivos do sistema de controle proposto.

## 5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Conforme foi discutido ao longo deste trabalho, a energia elétrica é hoje um recurso fundamental para o desenvolvimento da sociedade. Em consequência, torna-se de suma importância que a energia elétrica seja amplamente fornecida e entregue de forma confiável. Diante disso, existem grandes desafios de infraestrutura a serem enfrentados pelos países ao redor do mundo, uma vez que os recursos necessários muitas vezes são limitados. Neste sentido, considera-se o emprego de sistemas híbridos de geração, que vêm se popularizando ao longo dos últimos anos. Estes sistemas, devido as questões ambientais e a inserção das fontes renováveis, possuem uma vasta possibilidade de implementação nas mais diversas situações.

A presente dissertação propôs a modelagem e controle de um sistema de geração, integrando uma fonte fotovoltaica com o inversor de fonte dividida em conjunto com geradores de indução, com objetivo de regular a tensão e melhorar a qualidade de energia nestes sistemas isolados. O SSI com três pernas tem a capacidade de alimentar cargas trifásicas, enquanto consegue aplicar a característica elevadora (*Boost*), processando a energia em menos estágios.

Para o projeto dos controladores, utilizou-se um modelo matemático simplificado, onde o gerador de indução é considerado como uma fonte de tensão em série com uma impedância. Os parâmetros de projeto da malha de tensão do gerador não são muito restritivos, sendo suficiente a utilização do modelo simplificado para a obtenção de um controlador adequado. Apesar disso, para as malhas internas de corrente, é necessária uma rápida resposta transitória para a realização das compensações, e a utilização do modelo simplificado pode dificultar o projeto sistemático de um controlador ótimo.

O sistema de controle de tensão é realizado em coordenadas síncronas rotativas, sendo composto por duas grandes malhas, com controladores clássicos de ação proporcional integral nas malhas externas para a regulação das tensões do gerador e do barramento CC do SSI, e controlador multi ressonante nas malhas internas de corrente. O sistema de controle digital foi implementado em uma bancada experimental correspondente ao sistema de geração isolado considerado.

Perante a literatura, foi identificada a necessidade da compensação de correntes não lineares conectadas a sistemas isolados com GIAE, uma vez que estes compreendem em uma rede fraca que sofre grande influência na presença destes tipos de carga. A partir disso, desenvolveram-se contribuições ao controle aplicado a um sistema híbrido isolado de microgeração, que utiliza um gerador de indução autoexcitado para o fornecimento base parcial de energia elétrica, representando a geração hidro, sendo alimentado cineticamente por uma máquina primária de velocidade constante. O sistema considera um barramento trifásico a três fios composto por um inversor de fonte dividida. O estudo se concentra na qualidade de energia considerando as fontes renováveis em questão, principalmente

o gerador de indução autoexcitado, prevendo a conexão de diversas cargas ao PAC. A estratégia implementada para o controle das correntes processadas pelo conversor, controle da tensão do barramento CC do SSI e o controle das tensões no PAC, se dá por meio de controladores ressonantes aplicados às malhas internas de corrente em conjunto com controladores PI aplicados às malhas externas de tensão, no controle da frequência do sistema e na geração PV.

Os resultados de simulação e experimentais demonstraram as distorções que estas cargas causam nas correntes e tensões do gerador, as quais podem produzir efeitos prejudiciais ao GI como aquecimento desigual e pulsação de torque. Os resultados experimentais demonstraram o bom funcionamento dos controladores projetados e uma boa correspondência com relação aos resultados de simulação, onde o sistema de controle conseguiu compensar adequadamente em transitórios e em regime permanente as adversidades de carga, sendo que tanto os parâmetros de TDD de corrente e THD de tensão, mantiveram-se dentro dos requisitos recomendados pela norma IEEE *Standard* 519.

Desta forma, as seguintes contribuições dessa dissertação podem ser apontadas:

- Análise e modelagem considerando a integração em coordenadas estacionárias  $\alpha\beta$  e síncronas  $dq$  nas malhas de controle, incluindo aspectos do gerador de indução autoexcitado;
- Concepção de uma estratégia de controle que garante a regulação da forma de onda das tensões geradas pelo GIAE, da tensão do barramento CC do inversor, da extração da máxima potência do sistema PV, da forma de onda das correntes no gerador, garantindo a alimentação adequada das cargas, juntamente com a gestão de potência das diferentes fontes de geração;
- Técnicas de projeto de controladores PR que são capazes de rastrear sinais senoidais nas frequências de interesse, garantindo a rejeição das componentes harmônicas e distúrbios provenientes de cargas não lineares conectadas ao PAC, proporcionando a qualidade de energia;
- Inclusão de um controlador eletrônico de carga (ELC) para o ajuste automático da frequência elétrica quando há excesso na geração de energia do sistema;
- Inclusão de um sistema fotovoltaico de geração junto ao GIAE, por meio de uma topologia que oferece processamento da energia com reduzido número de estágios de conversão e componentes ativos, e ainda, contemplando o uso de técnicas de MPPT.

### 5.1 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

A partir da análise do trabalho desenvolvido, pontua-se alguns tópicos que não foram abordados e servem de proposta como trabalhos futuros, a fim de estender os estudos sobre o tema:

- (i) Explorar os aspectos de controle e características do sistema para conexão com a rede, como micro-rede, estudando a relação da teoria de potência instantânea para coordenadas  $\alpha\beta 0$ ;
- (ii) Levar em consideração as malhas externas em coordenadas  $\alpha\beta 0$  e realizar o controle sob estas coordenadas estacionárias, aplicando estratégias de controle adaptativo às malhas externas de tensão;
- (iii) Abordagem de outras técnicas de controle modernas, como o controle preditivo, podendo ser empregado nas malhas de controle de forma híbrida ou integral, sem uso de modulação, ou ainda, modulado, observando não demandar grandes mudanças a nível de protótipo.
- (iv) Obter o modelo da malha externa de controle da frequência elétrica do sistema, até então projetada por inspeção;
- (v) Análise de perdas e rendimento do sistema proposto, contemplando a análise do projeto dos elementos magnéticos, chaves e diodos, tecnologia dos dispositivos, elevação da frequência de comutação, a fim de reduzir as perdas e aumentar o rendimento.
- (vi) Modelagem do sistema considerando o modelo dinâmico do gerador.
- (vii) Considerar um gerador síncrono para trabalhar em paralelo a máquina de indução trazendo melhorias ao sistema de microgeração.
- (viii) Considerar que o sistema de controle proposto pode ser expandido para um sistema isolado utilizando uma topologia de inversor a quatro fios (três fases e neutro).
- (ix) Estudo de técnicas de cogeração a partir do aproveitamento da energia demandada pelo ELC de forma a aumentar a eficiência energética do sistema;
- (x) Utilização de um banco de baterias conectado ao barramento CC do inversor para suprimento instantâneo de potência ativa e como possível fonte UPS.
- (xi) Conexão e aproveitamento de outras fontes renováveis de energia, como o hidrogênio, que pode incluir no sistema a injeção de potência ativa e também o consumo de energia, no caso do processo de eletrólise (armazenamento).

## 5.2 PRODUÇÃO ASSOCIADA AO TRABALHO

Durante a realização da dissertação, as seguintes publicações foram realizadas como contribuição científica:

- COCCO, G. M. et al. Modeling and Control of Hydro-PV Hybrid Power System with Three-Phase Three-Leg Split-Source Inverter. Em: **Journal of Control and Automation Systems - JCAE**, 2021. Em andamento.
- COCCO, G. M. et al. Proportional-Resonant Controller Applied to DSTATCOM in a Hybrid Hydro-PV Generation System. Em: **Congresso Brasileiro de Automática - CBA**, 2020.
- GRIGOLETTO, Felipe B. et al. Control of three-phase four-wire SSI DSTATCOM integrated to PV generation system. Em: **2019 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference-Latin America (ISGT Latin America)**. IEEE, 2019. p. 1-6.
- SOUZA, C. A. de et al. Proportional Integral Resonant and Proportional Derivative Controllers Applied to Zero Sequence Harmonics Compensation in Four-Wire Microgeneration Systems. 2021. Em andamento.



## REFERÊNCIAS

- ABDELHAKIM, A.; MATTAVELLI, P. Analysis of the three-level diode-clamped split-source inverter. In: **IECON 2016 - 42nd Annual Conf. of the IEEE Ind. Electron. Society**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 3259–3264.
- ABDELHAKIM, A. et al. Performance evaluation of the single-phase split-source inverter using an alternative dc-ac configuration. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 65, n. 1, p. 363–373, Jan 2018. ISSN 0278-0046.
- ABDELHAKIM, A.; MATTAVELLI, P.; SPIAZZI, G. Split-source inverter. In: **IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2015-41st Annual Conference of the IEEE**. [S.l.], 2015. p. 001288–001293.
- \_\_\_\_\_. Three-phase split-source inverter (SSI): Analysis and modulation. **IEEE Trans. on Power Electron.**, v. 31, n. 11, p. 7451–7461, Nov 2016. ISSN 0885-8993.
- \_\_\_\_\_. Three-phase three-level flying capacitors split-source inverters: Analysis and modulation. **IEEE Trans. on Ind. Electron.**, PP, n. 99, p. 1–1, 2016. ISSN 0278-0046.
- ABDELRAZEK, A. A. et al. Decoupled control scheme of grid-connected split-source inverters. **IEEE Trans. on Ind. Electron.**, PP, n. 99, p. 1–1, 2017. ISSN 0278-0046.
- ABSOLAR - ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICA. **Energia Solar Fotovoltaica no Brasil: Infográfico ABSOLAR**. São Paulo, 2019. 2 p. Disponível em: <<https://www.absolar.org.br>>. Acesso em: 16 de Fevereiro de 2020.
- ALMEIDA, P. M. d. et al. **Contribuições ao estudo de conexão de sistemas fotovoltaicos à rede elétrica sem filtros passivos: projeto de controladores digitais para redução do conteúdo harmônico**. Dissertação (Mestrado), 2013.
- ANDERSON, J.; PENG, F. Z. Four quasi-z-source inverters. In: **IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE**. [S.l.], 2008. p. 2743–2749.
- ANDRETA, A. G. et al. **Estratégia híbrida de controle para inversores trifásicos conectados à rede baseada em controladores deadbeat e proporcional+ressonante**. Dissertação (Mestrado), 2014.
- ANEEL, A. d. E. Procedimentos de distribuição de energia elétrica no sistema elétrico nacional (prodist) módulo 8: Qualidade da energia elétrica. **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional–PRODIST**, Revisão 12, p. 1–88, 2020.
- ANEEL, R. N. N. 687. **Brasília: ANEEL**, de, v. 24, 2015.
- ARCANJO, M. A. d. C. **Controle discreto de sinais trifásicos distorcidos e desbalanceados baseado na transformada de Fourier de vetores espaciais**. Dissertação (Mestrado), 2013.

- ÅSTRÖM, K. J.; HAGANDER, P.; STERNBY, J. Zeros of sampled systems. **Automatica**, Elsevier, v. 20, n. 1, p. 31–38, 1984.
- ASTROM, K. J.; RUNDQWIST, L. Integrator windup and how to avoid it. In: **IEEE. 1989 American Control Conference**. [S.l.], 1989. p. 1693–1698.
- ATTUATI, G.; CAMARGO, R. F. de; SCHERER, L. G. Proportional-resonant stator current controller applied to seig based systems. In: **2019 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference - Latin America (ISGT Latin America)**. [S.l.: s.n.], 2019. p. 1–6.
- ATTUATI, G. et al. **Controle por modos deslizantes aplicado a um dstatcom utilizado em sistemas com gerador de indução autoexcitado para compensação de harmônicos e desbalanceamento**. Dissertação (Mestrado), 2018.
- BANSAL, R. Three-phase self-excited induction generators: an overview. **IEEE transactions on energy conversion**, IEEE, v. 20, n. 2, p. 292–299, 2005.
- BASSETT, E.; POTTER, F. Capacitive excitation for induction generators. **Electrical Engineering**, IEEE, v. 54, n. 5, p. 540–545, 1935.
- BAYHAN, S. et al. Finite-control-set model-predictive control for a quasi-z-source four-leg inverter under unbalanced load condition. **IEEE Trans. on Ind. Electron.**, v. 64, n. 4, p. 2560–2569, April 2017. ISSN 0278-0046.
- BELTRAME, F. et al. **Metodologia de projeto otimizado de conversores estáticos aplicados a sistemas fotovoltaicos**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2017.
- BENAVIDES, N. D.; CHAPMAN, P. L. Modeling the effect of voltage ripple on the power output of photovoltaic modules. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 55, n. 7, p. 2638–2643, 2008.
- BORGES, J.; GRIGOLETTO, F. B. Finite set model predictive control of grid connected split-source inverters. In: **2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–6.
- BORGES, J. d. A. **Análise e Controle do Inversor com Fonte Dividida Conectado à Rede Elétrica**. Dissertação (Mestrado), 2019.
- BOUZID, A. M. et al. Voltage and frequency control of wind-powered islanded microgrids based on induction generator and statcom. p. 1–6, May 2015.
- CALAVIA, M. et al. Comparison of mppt strategies for solar modules. In: **Proc. Int. Conf. Renewable Energies Power Quality**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 22–25.
- CAMARGO, R. F. **Contribuição ao estudo de filtros ativos de potência**. Tese (Doutorado) — Dissertação de Mestrado. Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2002.

- CAMARGO, R. F. et al. Performance analysis of a self-excited induction generator under nonlinear loads used harmonic suppression methods. In: **2009 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 3904–3909. ISSN 1553-572X.
- CARDOSO, R. et al. Kalman filter based synchronisation methods. **IET Generation, Transmission Distribution**, v. 2, n. 4, p. 542–555, July 2008. ISSN 1751-8687.
- CENTRAIS ELÉTRICAS BRASILEIRAS S.A. - ELETROBRAS. **Mapa do Potencial Hidrelétrico Brasileiro (SIPOT) - Dezembro de 2018**. Rio de Janeiro, 2018. <https://eletrobras.com/pt/Paginas/Potencial-Hidreletrico-Brasileiro.aspx>. Acesso: 16 de Fevereiro de 2020.
- CHA, H.; VU, T. K.; KIM, J. E. Design and control of proportional-resonant controller based photovoltaic power conditioning system. In: **2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 2198–2205. ISSN 2329-3721.
- CHAPMAN, S. J. **Fundamentos de máquinas elétricas**. [S.l.]: AMGH editora, 2013.
- CHARAFEDDINE, K.; SANGOV, K.; TSYRUK, S. Automatic voltage regulation and stability analysis of three-phase self-excited induction generator for wind energy. In: **IEEE. Applications of Information Technology in Developing Renewable Energy Processes & Systems (IT-DREPS), 2017 2nd International Conference on the**. [S.l.], 2017. p. 1–6.
- CHAUHAN, Y. K.; JAIN, S. K.; SINGH, B. A prospective on voltage regulation of self-excited induction generators for industry applications. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 46, n. 2, p. 720–730, March 2010. ISSN 0093-9994.
- CHEN, C.-T. **Linear system theory and design**. [S.l.]: Oxford University Press, Inc., 1998.
- CHILIPI, R. R.; SINGH, B.; MURTHY, S. S. Performance of a self-excited induction generator with dstatcom-dtc drive-based voltage and frequency controller. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 29, n. 3, p. 545–557, Sep. 2014. ISSN 0885-8969.
- CIOBOTARU, M.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. Control of single-stage single-phase pv inverter. p. 10 pp.–P.10, Sept 2005.
- COCCO, G. M. et al. Finite set model predictive control of four-leg split-source inverters. In: **2018 13th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 630–635.
- DUARTE, R. d. C. Interface gráfica para projeto de controlador de ups. 2015.
- EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA. **Anuário Estatístico de Energia Elétrica 2019**. Rio de Janeiro, 2019. 254 p. Disponível em: <[http://www.epe.gov.br/sites-pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/PublicacoesArquivos/publicacao-160/topico-168/Anu%C3%A1rio\\_2019\\_WEB.pdf](http://www.epe.gov.br/sites-pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/PublicacoesArquivos/publicacao-160/topico-168/Anu%C3%A1rio_2019_WEB.pdf)>. Acesso em: 16 de Fevereiro de 2020.

ENDERLE, T. P. et al. Análise, projeto e implementação de um d-statcom para redes de distribuição monofásica. Universidade Federal de Santa Maria, 2012.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of power electronics, 2-nd Edition**. [S.l.]: Kluwer, 2002.

EXXON MOBIL CORPORATION. **2019 Outlook for Energy: A Perspective to 2040**. Irving, Texas, 2019. 58 p. Disponível em: <[https://corporate.exxonmobil.com/-/media/Global/Files/outlook-for-energy/2019-Outlook-for-Energy\\_v4.pdf](https://corporate.exxonmobil.com/-/media/Global/Files/outlook-for-energy/2019-Outlook-for-Energy_v4.pdf)>. Acesso em: 16 de Fevereiro de 2020.

FARRET, F. A. **Aproveitamento de pequenas fontes de energia elétrica**. [S.l.]: UFSM, 2014.

FARRET, F. A.; SIMÕES, M. G. **Modeling and analysis with induction generators**. [S.l.]: CRC Press, 2015.

FILHO, A. F. F.; NASCIMENTO, C. S. C. do. A method to determine the capacitance required by the operation of a grid-connected induction generator. In: **The XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–4.

FLACH, M. L. **Desenvolvimento de Sistemas Híbridos de Geração de Energia Através da Interconexão de Fontes Renováveis Empregando o Conversor Bidirecional DAHB**. Dissertação (Mestrado), 2020.

FRANCHI, T. P. et al. Fluxo de potência trifásico harmônico baseado no método backward/forward sweep para o estudo dos harmônicos gerados por cargas industriais e residenciais. [sn], 2017.

FRANCIS, B. A.; WONHAM, W. M. The internal model principle of control theory. **Automatica**, Elsevier, v. 12, n. 5, p. 457–465, 1976.

FREITAS, W. et al. Análise comparativa entre geradores síncronos e geradores de indução com rotor tipo gaiola de esquilo para aplicação em geração distribuída. **Sba: Controle & Automação Sociedade Brasileira de Automatica**, SciELO Brasil, v. 16, p. 332–344, 2005.

FUKUDA, S.; IMAMURA, R. Application of a sinusoidal internal model to current control of three-phase utility-interface converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 52, n. 2, p. 420–426, 2005.

FUKUDA, S.; YODA, T. A novel current-tracking method for active filters based on a sinusoidal internal model [for pwm invertors]. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 37, n. 3, p. 888–895, May 2001. ISSN 0093-9994.

GABE, I. J.; MONTAGNER, V. F.; PINHEIRO, H. Design and implementation of a robust current controller for vsi connected to the grid through an lcl filter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 6, p. 1444–1452, June 2009. ISSN 0885-8993.

- GHOSHAL, A.; JOHN, V. Anti-windup schemes for proportional integral and proportional resonant controller. Indian Institute of Technology Roorkee., 2010.
- GOODWIN, G. C. et al. **Control system design**. [S.l.]: Prentice hall New Jersey, 2001. v. 240.
- GRIGOLETTO, F. B. et al. Control of three-phase four-wire ssi dstatcom integrated to pv generation system. In: **2019 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference - Latin America (ISGT Latin America)**. [S.l.: s.n.], 2019. p. 1–6. ISSN 2643-878X.
- HOMRICH, G. **Regulação de tensão em geradores de indução**. Dissertação (Mestrado), 2013.
- HUYNH, D. C.; DUNNIGAN, M. W. Development and comparison of an improved incremental conductance algorithm for tracking the mpp of a solar pv panel. **IEEE transactions on sustainable energy**, IEEE, v. 7, n. 4, p. 1421–1429, 2016.
- I9 SOLAR. **Energia Solar Fotovoltaica**. São Paulo, 2020. 1 p. Disponível em: <<https://www.i9solar.com/>>. Acesso em: 16 de Fevereiro de 2020.
- IEA - INTERNATIONAL ENERGY AGENCY. **Electricity Information 2019: Overview**. Paris, 2019. 10 p. Disponível em: <<https://webstore.iea.org/electricity-information-2019-overview>>. Acesso em: 16 de Fevereiro de 2020.
- \_\_\_\_\_. **World Energy Balances 2019: Overview**. Paris, 2019. 10 p. Disponível em: <<https://www.iea.org>>. Acesso em: 16 de Fevereiro de 2020.
- \_\_\_\_\_. **World Energy Investment 2019**. Paris, 2019. 176 p. Disponível em: <<https://www.iea.org>>. Acesso em: 16 de Fevereiro de 2020.
- \_\_\_\_\_. **World Energy Outlook 2019**. Paris, 2019. 150 p. Disponível em: <<https://www.iea.org/reports/world-energy-outlook-2019>>. Acesso em: 16 de Fevereiro de 2020.
- IEEE, S. M. Recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems - iee Std 519. **New York, USA: Institute of Electrical and Electronics Engine Ehxtronic Engineers**, IEEE, 2014. ISSN 1559372397.
- JUNIOR, M.; ANTONIO, L. et al. **Controle robusto baseado em desigualdades matriciais lineares aplicado a inversores conectados à rede elétrica**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2015.
- KARANJKAR, D. et al. Real time simulation and analysis of maximum power point tracking (mppt) techniques for solar photo-voltaic system. In: IEEE. **2014 Recent Advances in Engineering and Computational Sciences (RAECS)**. [S.l.], 2014. p. 1–6.
- KASAL, G. K.; SINGH, B. Decoupled voltage and frequency controller for isolated asynchronous generators feeding three-phase four-wire loads. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 23, n. 2, p. 966–973, April 2008. ISSN 0885-8977.

- KEWAT, S.; SINGH, B.; HUSSAIN, I. Power management in pv-battery-hydro based standalone microgrid. **IET Renewable Power Generation**, IET, v. 12, n. 4, p. 391–398, 2017.
- KIM, G.-H. et al. A novel three-phase four-leg inverter based load unbalance compensator for stand-alone microgrid. **International Journal of Electrical Power & Energy Systems**, Elsevier, v. 65, p. 70–75, 2015.
- KJAER, S. B.; PEDERSEN, J. K.; BLAABJERG, F. A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules. **IEEE transactions on industry applications**, IEEE, v. 41, n. 5, p. 1292–1306, 2005.
- KRAUSE, P. C. et al. **Analysis of electric machinery and drive systems**. [S.l.]: Wiley Online Library, 2002. v. 2.
- KUMAR, G. V. N. et al. Robustness of fuzzy logic based controller for unmanned autonomous underwater vehicle. In: **2008 IEEE Region 10 and the Third international Conference on Industrial and Information Systems**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1–6. ISSN 2164-7011.
- KUMAR, V.; NARASIMHAM, P.; SARMA, A. Steady state investigation of self excited 3 phase induction generator with novel leading var controller and mitigation of harmonics using active power filter. In: IEEE. **2010 IEEE International Conference on Power and Energy**. [S.l.], 2010. p. 495–500.
- LEE, S. S.; HENG, Y. E. Improved single-phase split-source inverter with hybrid quasi-sinusoidal and constant pwm. **IEEE Trans. on Ind. Electron.**, v. 64, n. 3, p. 2024–2031, March 2017. ISSN 0278-0046.
- LEVY, D. Stand alone induction generators. **Electric Power systems research**, Elsevier, v. 41, n. 3, p. 191–201, 1997.
- LI, X. et al. Analysis and simplification of three-dimensional space vector pwm for three-phase four-leg inverters. **IEEE transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 58, n. 2, p. 450–464, 2011.
- MAHATO, S.; SHARMA, M.; SINGH, S. Transient performance of a single-phase self-regulated self-excited induction generator using a three-phase machine. **Electric Power Systems Research**, Elsevier, v. 77, n. 7, p. 839–850, 2007.
- MARRA, E. G.; POMILIO, J. A. Sistemas de geração baseados em gerador de indução operando com tensão regulada e frequência constante. **SBA Controle & Automação**, v. 11, n. 1, p. 29–36, 2000.
- MARTINS, G. S. **Técnicas de controle de potências ativa e reativa utilizando gerador de indução gaiola de esquilo aplicado a um sistema de geração eólica**. Dissertação (Mestrado), 2018.

- MASSING, J. R. et al. **Controle adaptativo de corrente aplicado a conversores estáticos conectados à rede elétrica**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2013.
- MATOS, J. G. de; SILVA, F. S. e; RIBEIRO, L. A. d. S. Power control in ac isolated microgrids with renewable energy sources and energy storage systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 62, n. 6, p. 3490–3498, 2015.
- MENESES, D. et al. Review and comparison of step-up transformerless topologies for photovoltaic ac-module application. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 6, p. 2649–2663, June 2013. ISSN 0885-8993.
- MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. **Power electronics: converters, applications, and design**. [S.l.]: John wiley & sons, 2003.
- MOUDGALYA, K. M. **Digital control**. [S.l.]: Wiley Online Library, 2007.
- MUHIDA, R. et al. The 10 years operation of a pv-micro-hydro hybrid system in taratak, indonesia. **Solar energy materials and solar cells**, Elsevier, v. 67, n. 1-4, p. 621–627, 2001.
- MURRAY, R. M. et al. Future directions in control in an information-rich world. **IEEE Control Systems**, v. 23, n. 2, p. 20–33, Apr 2003. ISSN 1066-033X.
- MURTHY, S.; MALIK, O.; TANDON, A. Analysis of self-excited induction generators. In: IET. **IEE Proceedings C (Generation, Transmission and Distribution)**. [S.l.], 1982. v. 129, n. 6, p. 260–265.
- NAIDU, N. S.; SINGH, B. Experimental implementation of a doubly fed induction generator used for voltage regulation at a remote location. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IEEE, v. 52, n. 6, p. 5065–5072, 2016.
- NIRMAL, S. et al. Steady state error elimination and harmonic compensation using proportional resonant current controller in grid-tied dc microgrids. In: **2018 International Conference on Power, Instrumentation, Control and Computing (PICC)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–5.
- OGATA. **Engenharia de Controle Moderno**. [S.l.: s.n.], 2010.
- OPERADOR NACIONAL DO SISTEMA ELÉTRICO. **Planejamento Elétrico 2020/2024 de Médio Prazo do SIN - PAR/PEL Executivo**. Rio de Janeiro, 2018. [Http://www.ons.org.br/AcervoDigitalDocumentosEPublicacoes/REVISTA](http://www.ons.org.br/AcervoDigitalDocumentosEPublicacoes/REVISTA)Acesso: 16 de Fevereiro de 2020.
- \_\_\_\_\_. **Plano da Operação Elétrica 2019/2020 PEL 2018 - Sumário Executivo**. Rio de Janeiro, 2018. [Http://www.ons.org.br/AcervoDigitalDocumentosEPublicacoes/PEL2019-2020](http://www.ons.org.br/AcervoDigitalDocumentosEPublicacoes/PEL2019-2020)Acesso: 16 de Fevereiro de 2020.

\_\_\_\_\_. **Sistema de Transmissão**. Brasil, 2018. [Http://ons.org.br/pt/paginas/sobre-oi-sin/mapas](http://ons.org.br/pt/paginas/sobre-oi-sin/mapas). Acesso: 2018-12-17.

\_\_\_\_\_. **Plano Anual da Operação Energética dos Sistemas Isolados para 2020**. Brasil, 2019. [Http://www.ons.org.br/AcervoDigitalDocumentosEPublicacoes/DPL-REL-0248-2019](http://www.ons.org.br/AcervoDigitalDocumentosEPublicacoes/DPL-REL-0248-2019)Acesso: 16 de Fevereiro de 2020.

\_\_\_\_\_. **Plano Anual da Operação Energética dos Sistemas Isolados para 2020 - Sumário Executivo**. Rio de Janeiro, 2019. [Http://www.ons.org.br/AcervoDigitalDocumentosEPublicacoes/Sum](http://www.ons.org.br/AcervoDigitalDocumentosEPublicacoes/Sum)Acesso: 16 de Fevereiro de 2020.

OPERADOR NACIONAL DO SISTEMA ELÉTRICO E EMPRESA DE PESQUISA ENERGÉTICA. **Previsão de Carga para o Planejamento Anual da Operação Energética 2020-2024**. Rio de Janeiro, 2020. [Http://www.ons.org.br/AcervoDigitalDocumentosEPublicacoes/NT-PLAN](http://www.ons.org.br/AcervoDigitalDocumentosEPublicacoes/NT-PLAN)-Acesso: 16 de Fevereiro de 2020.

PAREDES, H. K. M.; REIS, P. H. F. dos; DECKMANN, S. M. Caracterização de cargas lineares e não lineares em condições de tensões não senoidais. **Revista Eletronica de Potencia**, v. 22, n. 1, p. 50–62, 2017.

PARK, J.-Y.; CHOI, S.-J. Datasheet-based circuit parameter extraction method for maximum power point simulation of photovoltaic array. In: **IEEE. 2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia)**. [S.l.], 2015. p. 1413–1419.

PENG, F. Z. Z-source inverter. **IEEE Trans. on Ind. Appl.**, v. 39, n. 2, p. 504–510, Mar 2003.

PENG, Y.; VRANCIC, D.; HANUS, R. Anti-windup, bumpless, and conditioned transfer techniques for pid controllers. **IEEE Control systems magazine**, IEEE, v. 16, n. 4, p. 48–57, 1996.

PRANEETH, A. V. J. S. et al. Proportional resonant controllers in on-board battery chargers for electric transportation. In: **2018 IEEE International Conference on Industrial Electronics for Sustainable Energy Systems (IESES)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 237–242.

RAJAGOPAL, V.; SINGH, B.; KASAL, G. Electronic load controller with power quality improvement of isolated induction generator for small hydro power generation. **IET renewable power generation**, IET, v. 5, n. 2, p. 202–213, 2011.

RIBEIRO, A. S. B. et al. Analysis and design of proportional-resonant controllers based on pole placement approach. In: **2018 Simposio Brasileiro de Sistemas Eletricos (SBSE)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–6.



- RODRIGO, J. A. B.; CUBERO, R. G.; BLAVI, H. V. Standalone self-excited induction generator with a three-phase four-wire active filter and energy storage system. In: INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS. **IEEE International Symposium on Industrial Electronics: ISIE 2007**. [S.l.], 2007.
- RODRIGUES, L. A.; SILVA, G. S. da; GRIGOLETTO, F. B. Control of split-source cascaded multilevel inverter (ss-cmi) for single-phase grid-connected photovoltaic systems. In: **2019 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference - Latin America (ISGT Latin America)**. [S.l.: s.n.], 2019. p. 1–6.
- RODRIGUEZ, F. J. et al. Discrete-time implementation of second order generalized integrators for grid converters. In: **2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 176–181. ISSN 1553-572X.
- ROJAS, F. et al. A design methodology of multi-resonant controllers for high performance 400hz ground power units. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, 2019.
- RYAN, M. J.; LORENZ, R. D.; DONCKER, R. W. D. Modeling of sinewave inverters: a geometric approach. In: **IECON '98. Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (Cat. No.98CH36200)**. [S.l.: s.n.], 1998. v. 1, p. 396–401 vol.1.
- SATO, Y. et al. A new control strategy for voltage type pwm rectifiers to realise zero steady-state control error in input current. In: **Industry Applications Conference, 1997. Thirty-Second IAS Annual Meeting, IAS '97., Conference Record of the 1997 IEEE**. [S.l.: s.n.], 1997. v. 2, p. 1496–1503 vol.2. ISSN 0197-2618.
- SCHERER, L. G. **Topologia híbrida e métodos de controle aplicados à regulação de tensão de geradores de indução auto-excitados**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2016.
- SCHERER, L. G.; TAMBARA, R. V.; CAMARGO, R. F. de. Voltage and frequency regulation of standalone self-excited induction generator for micro-hydro power generation using discrete-time adaptive control. **IET Renewable Power Generation**, v. 10, n. 4, p. 531–540, 2016. ISSN 1752-1416.
- SCHERER, L. G.; TISCHER, C. B.; CAMARGO, R. F. de. Voltage regulation of standalone micro-generation seig based system under nonlinear and unbalanced load. p. 428–433, June 2015. ISSN 2163-5145.
- SEDLAK, M. et al. Operation of four-leg three-level flying capacitor grid-connected converter for res. In: IEEE. **Industrial Electronics Society, IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE**. [S.l.], 2013. p. 1100–1105.
- SHILPAKAR and L. B. Analysis of a novel solid state voltage regulator for a self-excited induction generator. **IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution**, v. 145, n. 6, p. 647–655, Nov 1998. ISSN 1350-2360.

- SIMOES, M. G.; FARRET, F. A. **Alternative energy systems: design and analysis with induction generators**. [S.l.]: CRC press, 2007. v. 13.
- SINGH, B.; KASAL, G. K. Neural network-based voltage regulator for an isolated asynchronous generator supplying three-phase four-wire loads. **Electric Power Systems Research**, Elsevier, v. 78, n. 6, p. 985–994, 2008.
- SINGH, B.; KASAL, G. K.; CHANDRA, A. A frequency based electronic load controller for an isolated asynchronous generator feeding 3-phase 4-wire loads. In: **2008 IEEE International Symposium on Industrial Electronics**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1513–1518. ISSN 2163-5137.
- SINGLA, N.; PAHWA, V. Dynamic performance of three phase self excited induction generator using statcom for improved voltage regulation. In: **2015 2nd International Conference on Recent Advances in Engineering Computational Sciences (RA-ECS)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–6.
- SIWAKOTI, Y. P. et al. Y-source impedance network. In: IEEE. **Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2014 Twenty-Ninth Annual IEEE**. [S.l.], 2014. p. 3362–3366.
- \_\_\_\_\_. Impedance-source networks for electric power conversion part i: A topological review. **IEEE Transactions on power electronics**, IEEE, v. 30, n. 2, p. 699–716, 2014.
- SOUZA, C. A. d. **Controlador Ressonante Aplicado a um DSTATCOM para a Regulação de Tensão de Geradores de Indução Autoexcitados**. Dissertação (Mestrado), 2020.
- SPIAZZI, G.; BUSO, S.; MATTAVELLI, P. Analysis of mppt algorithms for photovoltaic panels based on ripple correlation techniques in presence of parasitic components. In: IEEE. **2009 Brazilian Power Electronics Conference**. [S.l.], 2009. p. 88–95.
- SUBUDHI, B.; PRADHAN, R. A comparative study on maximum power point tracking techniques for photovoltaic power systems. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, v. 4, n. 1, p. 89–98, Jan 2013.
- TEODORESCU, R. et al. Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters. **IEE Proceedings-Electric Power Applications**, IET, v. 153, n. 5, p. 750–762, 2006.
- TISCHER, C. **Contribuições ao Controle Aplicado a uma Topologia Híbrida para a Regulação de Tensão em Geradores de Indução Auto-Excitados**. Tese (Doutorado) — Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica)-Universidade Federal de Santa Maria, 2017.

- TISCHER, C. B.; SCHERER, L. G.; CAMARGO, R. F. de. Voltage and frequency regulation of induction generator based system applying proportional-resonant controller. p. 1–6, Nov 2015.
- TRIPATHI, V.; JAIN, M. Voltage and frequency controller/or seig based battery storage system. p. 427–432, Oct 2017.
- VANCO, W. E. et al. Experimental analysis of a self-excited induction generators operating in parallel with synchronous generators applied to isolated load generation. **IEEE Latin America Transactions**, v. 14, n. 4, p. 1730–1736, April 2016. ISSN 1548-0992.
- XU, X. et al. Optimal operation of photovoltaic-pump hydro storage hybrid system. In: **IEEE. 2018 IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC)**. [S.l.], 2018. p. 194–199.
- YEPES, A. G. et al. Effects of discretization methods on the performance of resonant controllers. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 25, n. 7, p. 1692–1712, 2010.
- YUAN, X. et al. 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, v. 38, n. 2, p. 523–532, 2002.
- ZMOOD, D. N.; HOLMES, D. G. Stationary frame current regulation of pwm inverters with zero steady-state error. **IEEE Transactions on power electronics**, IEEE, v. 18, n. 3, p. 814–822, 2003.
- ZMOOD, D. N.; HOLMES, D. G.; BODE, G. H. Frequency-domain analysis of three-phase linear current regulators. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 37, n. 2, p. 601–610, Mar 2001. ISSN 0093-9994.



## APÊNDICES

---



## Apêndice A – MODELO DINÂMICO EM ESPAÇO DE ESTADOS PARA EIXOS ESTACIONÁRIOS E SÍNCRONOS

### A.1 Introdução

Neste apêndice será apresentado em detalhes o procedimento para obtenção das equações de estado, ou modelo dinâmico da planta CA em coordenadas  $\alpha\beta 0$  e  $dq0$ . Partindo das já conceituadas transformadas de Clarke (invariante em potência) e Park, são obtidas as matrizes em espaço de estados, no intuito de representar o sistema de maneira adequada. Este apêndice se refere e se baseia nas equações deduzidas e apresentadas no Capítulo 2 deste trabalho.

### A.2 Definição das variáveis do circuito

Considerando o sistema já apresentado, a equação na forma compacta para a representação por espaço de estado em coordenadas estacionárias é dada por:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) + \mathbf{F}\mathbf{w}(t), \quad (\text{A.1})$$

onde:

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ v_{Ca} \\ v_{Cb} \\ v_{Cc} \\ i_{am} \\ i_{bm} \\ i_{cm} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u}(t) = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix}, \quad \mathbf{w}(t) = \begin{bmatrix} v_{am} \\ v_{bm} \\ v_{cm} \end{bmatrix}; \quad (\text{A.2})$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{3 \times 3}(-r_m/L_m) & \mathbf{M}(1/L_m) & \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{I}_{3 \times 3}(1/C_f) & \mathbf{I}_{3 \times 3}(-1/C_f Z_l) & \mathbf{I}_{3 \times 3}(1/C_f) \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{M}(1/L_f) & \mathbf{I}_{3 \times 3}(-r_f/L_f) \end{bmatrix}; \quad (\text{A.3})$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \mathbf{M}(-1/L_f) \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{F} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{M}(-1/L_m) \end{bmatrix}, \quad (\text{A.4})$$

onde:

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} -2/3 & 1/3 & 1/3 \\ 1/3 & -2/3 & 1/3 \\ 1/3 & 1/3 & -2/3 \end{bmatrix}. \quad (\text{A.5})$$

### A.3 Equação de estados da planta em coordenadas $\alpha\beta 0$

A transformação do sistema trifásico de coordenadas estacionárias  $abc$  em um sistema de coordenadas estacionárias  $\alpha\beta 0$  é realizada, aplicando-se a seguinte matriz de transformação:

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

Logo, tem-se:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_{\alpha\beta 0}(t) &= \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \dot{\mathbf{x}}(t); \\ \mathbf{x}_{\alpha\beta 0}(t) &= \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{x}(t); \\ \mathbf{u}_{\alpha\beta 0}(t) &= \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{u}(t); \\ \mathbf{w}_{\alpha\beta 0}(t) &= \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{w}(t). \end{aligned} \quad (\text{A.7})$$

Isolando os termos obtém-se:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \dot{\mathbf{x}}_{\alpha\beta 0}(t); \\ \mathbf{x}(t) &= \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0}(t); \\ \mathbf{u}(t) &= \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{u}_{\alpha\beta 0}(t); \\ \mathbf{w}(t) &= \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{w}_{\alpha\beta 0}(t). \end{aligned} \quad (\text{A.8})$$

Aplicando as equações (A.7) na equação (A.1), obtém-se:

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \dot{\mathbf{x}}_{\alpha\beta 0}(t) = \mathbf{A} \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0}(t) + \mathbf{B} \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{u}_{\alpha\beta 0}(t) + \mathbf{F} \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{w}_{\alpha\beta 0}(t). \quad (\text{A.9})$$

Pré-multiplicando os dois lados da equação (A.8) pela matriz  $\mathbf{T}_{\alpha\beta 0}$ , tem-se:

$$\dot{\mathbf{x}}_{\alpha\beta 0}(t) = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{A} \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0}(t) + \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{B} \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{u}_{\alpha\beta 0}(t) + \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{F} \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1} \mathbf{w}_{\alpha\beta 0}(t), \quad (\text{A.10})$$

onde:

$$\mathbf{A}_{\alpha\beta 0} = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{A} \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1}, \quad \mathbf{B}_{\alpha\beta 0} = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{B} \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1}, \quad \mathbf{F}_{\alpha\beta 0} = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \mathbf{F} \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^{-1}. \quad (\text{A.11})$$

Como resultado da equação (A.9), a representação por espaço de estado em coordenadas estacionárias  $\alpha\beta 0$  normalizadas, é dada por:

$$\dot{\mathbf{x}}_{\alpha\beta 0}(t) = \mathbf{A}_{\alpha\beta 0} \mathbf{x}_{\alpha\beta 0}(t) + \mathbf{B}_{\alpha\beta 0} \mathbf{u}_{\alpha\beta 0}(t) + \mathbf{F}_{\alpha\beta 0} \mathbf{w}_{\alpha\beta 0}(t), \quad (\text{A.12})$$



onde:

$$\mathbf{x}_{\alpha\beta 0}(t) = \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ i_0 \\ v_{C\alpha} \\ v_{C\beta} \\ v_{C0} \\ i_{\alpha m} \\ i_{\beta m} \\ i_{0m} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u}_{\alpha\beta 0}(t) = \begin{bmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \\ u_0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{w}_{\alpha\beta 0}(t) = \begin{bmatrix} v_{C\alpha} \\ v_{C\beta} \\ v_{C0} \end{bmatrix}; \quad (\text{A.13})$$

$$\mathbf{A}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{3 \times 3}(-r_m/L_m) & \mathbf{M}_{\lambda}(1/L_m) & \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{I}_{3 \times 3}(1/C_f) & \mathbf{I}_{3 \times 3}(-1/C_f Z_l) & \mathbf{I}_{3 \times 3}(1/C_f) \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{M}_{\lambda}(1/L_f) & \mathbf{I}_{3 \times 3}(-r_f/L_f) \end{bmatrix}; \quad (\text{A.14})$$

$$\mathbf{B}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} \mathbf{M}_{\lambda} L_f \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} \end{bmatrix}; \quad (\text{A.15})$$

$$\mathbf{F}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{M}_{\lambda} L_m \end{bmatrix}, \quad (\text{A.16})$$

sendo:

$$\mathbf{M}_{\lambda} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (\text{A.17})$$

#### A.4 Equação de Estados da Planta em Coordenadas $dq0$

A transformação do sistema trifásico de coordenadas  $\alpha\beta 0$  em um sistema de coordenadas síncronas  $dq0$  é realizada através da matriz de transformação:

$$\mathbf{T}_{dq0}(\omega t) = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \text{sen}(\omega t) & 0 \\ -\text{sen}(\omega t) & \cos(\omega t) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (\text{A.18})$$

Logo, tem-se:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(t)_{dq0} &= \mathbf{T}_{dq0}(\omega t) \mathbf{x}_{\alpha\beta 0}(t); \\ \mathbf{u}(t)_{dq0} &= \mathbf{T}_{dq0}(\omega t) \mathbf{u}_{\alpha\beta 0}(t); \\ \mathbf{w}(t)_{dq0} &= \mathbf{T}_{dq0}(\omega t) \mathbf{w}_{\alpha\beta 0}(t). \end{aligned} \quad (\text{A.19})$$

Isolando os termos, obtém-se:

$$\begin{aligned}\mathbf{x}_{\alpha\beta 0}(t) &= \mathbf{T}_{dq0}^{-1}(\omega t)\mathbf{x}(t)_{dq0}; \\ \mathbf{u}_{\alpha\beta 0}(t) &= \mathbf{T}_{dq0}^{-1}(\omega t)\mathbf{u}(t)_{dq0}; \\ \mathbf{w}_{\alpha\beta 0}(t) &= \mathbf{T}_{dq0}^{-1}(\omega t)\mathbf{w}(t)_{dq0}.\end{aligned}\tag{A.20}$$

Aplicando as equações de (A.18) na equação (A.11), obtém-se:

$$\begin{aligned}(\mathbf{T}_{dq0}^{-1}(\omega t)\dot{\mathbf{x}}(t)_{dq0}) &= \mathbf{A}_{\alpha\beta 0}\mathbf{T}_{dq0}^{-1}(\omega t)\mathbf{x}_{dq0}(t) + \mathbf{B}_{\alpha\beta 0}\mathbf{T}_{dq0}^{-1}(\omega t)\mathbf{u}(t)_{dq0} + \\ &+ \mathbf{F}_{\alpha\beta 0}\mathbf{T}_{dq0}^{-1}(\omega t)\mathbf{w}_{dq0}(t).\end{aligned}\tag{A.21}$$

Expandindo a parcela da direita na equação (A.19) em termos de sua derivada parcial, tem-se:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{T}}_{dq0}^{-1}(\omega t)\mathbf{x}_{dq0}(t) + \mathbf{T}_{dq0}^{-1}(\omega t)\dot{\mathbf{x}}_{dq0}(t) &= \mathbf{A}_{\alpha\beta 0}\mathbf{T}_{dq0}^{-1}(\omega t)\mathbf{x}_{dq0}(t) + \mathbf{B}_{\alpha\beta 0}\mathbf{T}_{dq0}^{-1}(\omega t)\mathbf{u}_{dq0}(t) + \\ &+ \mathbf{F}_{\alpha\beta 0}\mathbf{T}_{dq0}^{-1}(\omega t)\mathbf{w}_{dq0}(t).\end{aligned}\tag{A.22}$$

Isolando o termo da parcela da esquerda na equação (A.20), obtém-se:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}_{dq0}(t) &= \left(-\dot{\mathbf{T}}_{dq0}^{-1}(\omega t) + \mathbf{A}_{\alpha\beta 0}\mathbf{T}_{dq0}^{-1}(\omega t)\right)\mathbf{T}_{dq0}(\omega t)\mathbf{x}_{dq0}(t) + \mathbf{T}_{dq0}(\omega t)\mathbf{B}_{\alpha\beta 0}\mathbf{T}_{dq0}^{-1}(\omega t)\mathbf{u}_{dq0}(t) + \\ &+ \mathbf{T}_{dq0}(\omega t)\mathbf{F}_{\alpha\beta 0}\mathbf{T}_{dq0}^{-1}(\omega t)\mathbf{w}_{dq0}(t),\end{aligned}\tag{A.23}$$

onde:

$$\begin{aligned}\mathbf{A}_{dq0} &= \mathbf{T}_{dq0}(\omega t)\left(-\dot{\mathbf{T}}_{dq0}^{-1}(\omega t) + \mathbf{A}_{\alpha\beta 0}\mathbf{T}_{dq0}^{-1}(\omega t)\right); \\ \mathbf{B}_{dq0} &= \mathbf{T}_{dq0}(\omega t)\mathbf{B}_{\alpha\beta 0}\mathbf{T}_{dq0}^{-1}(\omega t); \\ \mathbf{F}_{dq0} &= \mathbf{T}_{dq0}(\omega t)\mathbf{F}_{\alpha\beta 0}\mathbf{T}_{dq0}^{-1}(\omega t).\end{aligned}\tag{A.24}$$

Como resultado, da equação (A.21), encontra-se:

$$\dot{\mathbf{x}}_{dq0}(t) = \mathbf{A}_{dq0}\mathbf{x}_{dq0}(t) + \mathbf{B}_{dq0}\mathbf{u}_{dq0}(t) + \mathbf{F}_{dq0}\mathbf{w}_{dq0}(t),\tag{A.25}$$

sendo:

$$\mathbf{x}_{dq0}(t) = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \\ v_{Cd} \\ v_{Cq} \\ v_{C0} \\ i_{dm} \\ i_{qm} \\ i_{0m} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u}_{dq0}(t) = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{w}_{dq0}(t) = \begin{bmatrix} v_{Cd} \\ v_{Cq} \\ v_{C0} \end{bmatrix};\tag{A.26}$$

$$\mathbf{A}_{dq0} = \begin{bmatrix} \mathbf{M}_i & \mathbf{M}_\lambda(1/L_m) & \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{I}_{3 \times 3}(1/C_f) & \mathbf{M}_{ii} & \mathbf{I}_{3 \times 3}(1/C_f) \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{M}_\lambda(1/L_f) & \mathbf{M}_{iii} \end{bmatrix}; \quad (\text{A.27})$$

$$\mathbf{B}_{dq0} = \begin{bmatrix} \mathbf{M}_\lambda L_f \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} \end{bmatrix}; \quad (\text{A.28})$$

$$\mathbf{F}_{dq0} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{M}_\lambda L_m \end{bmatrix}, \quad (\text{A.29})$$

onde:

$$\mathbf{M}_i = \begin{bmatrix} -r_m/L_m & \omega & 0 \\ -\omega & -r_m/L_m & 0 \\ 0 & 0 & -r_m/L_m \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{M}_{ii} = \begin{bmatrix} -1/C_f Z_l & \omega & 0 \\ -\omega & -1/C_f Z_l & 0 \\ 0 & 0 & -1/C_f Z_l \end{bmatrix}; \quad (\text{A.30})$$

$$\mathbf{M}_{iii} = \begin{bmatrix} -r_f/L_f & \omega & 0 \\ -\omega & -r_f/L_f & 0 \\ 0 & 0 & -r_f/L_f \end{bmatrix}.$$



## Apêndice B – CARACTERIZAÇÃO DA BANCADA EXPERIMENTAL

### B.1 Introdução

Ao longo deste trabalho, tratou-se sobre a geração de energia a partir de fontes renováveis, especificamente as energias solar e hídrica, considerando-se um sistema isolado, empregando painéis fotovoltaicos e o gerador de indução. Implementou-se o sistema de controle proposto para regulação de tensão e frequência do GIAE em duas vias de análise, uma de simulação computacional e outra de forma experimental. Para a simulação, desenvolveu-se o sistema a partir do *software* Matlab®/Simulink, considerando-se os parâmetros equivalentes, idênticos aos do protótipo experimental. Neste apêndice, serão apresentadas as características e parâmetros do protótipo utilizado na validação da teoria desenvolvida junto ao sistema híbrido de microgeração, descrito na Figura 2.1, contemplando as informações adicionais, e alguns dados de interesse.

### B.2 Parâmetros da bancada experimental

A máquina primária (MP), com dados descritos na Tabela B.1, é composta por um motor de indução trifásico, sendo este acionado por inversor de frequência WEG-CFW08, a MP é acoplada mecanicamente a outra máquina assíncrona trifásica, o gerador de indução autoexcitado (GIAE), cujos dados são mostrados na Tabela B.2.

O inversor de frequência é programado para manter constante a velocidade da máquina primária, acima da velocidade síncrona do GIAE, de modo com que a frequência elétrica do GI com carga nominal não fique distante dos 60 Hz nominais do sistema, como é possível observar através da Figura C.2 no Apêndice C. Para o auxílio da excitação do GI, é conectado um banco de capacitores de excitação trifásico de 40  $\mu\text{F}$  arranjados em delta. Este valor é obtido a partir da curva de magnetização da máquina, mostrada na Figura C.1 no Apêndice C, de modo a ser obtida tensão de linha nominal de 220 V com o GIAE a vazio.

A regulação de tensão, frequência, compensação de harmônicos e injeção de potência da fonte PV é realizada pelo SSI, onde se utiliza experimentalmente um conversor desenvolvido pela Semikron, contendo quatro meias-pontes compostas por IGBTs, *drivers* de acionamento e capacitores para o barramento CC. Os componentes do inversor estão descritos na Tabela B.3. Os parâmetros adicionais referentes ao sistema de microgeração, são dados na Tabela B.4.

Tabela B.1 – Dados de placa da máquina primária.

Parâmetro	Valor
Potência	7,5 cv (5,5 kW)
Tensão	440/380/220 V
Frequência	60 Hz
Número de pólos	4
Velocidade nominal	1745 rpm
$I_p/I_n$	7,7
Fator de serviço (FS)	1,0
Rendimento	89,5%
Fator de potência (FP)	0,81
Velocidade de acionamento	1840 rpm

Tabela B.2 – Dados adicionais do gerador de indução.

Origem	Parâmetro	Valor
Dados de Placa	Tensão de linha (RMS)	380/220 V
	Número de pólos	4
	$I_p/I_n$	7,2
	Rendimento	87,5 %
	Fator de Serviço (FS)	1,0
Parâmetros de Ensaio	Resistência rotórica ( $r_r$ )	0,25 $\Omega$
	Reatância indutiva rotórica ( $X_r$ )	0,929 $\Omega$
	Resistência estatórica ( $r_s$ )	0,66 $\Omega$
	Reatância indutiva estatórica ( $X_s$ )	0,929 $\Omega$
	Reatância indutiva mútua ( $X_M$ )	24,2 $\Omega$
	Coeficiente de inércia ( $J$ )	0,034 kg · m <sup>2</sup>

Como o sistema estudado trata de uma topologia a três fios, utilizam-se apenas três braços do conversor. A conexão do SSI ao barramento CA do sistema ocorre através de um filtro indutivo, que junto com os capacitores de excitação formam um filtro passa-baixas de segunda ordem, que atenua as componentes harmônicas de frequências elevadas, provenientes do chaveamento.

Tabela B.3 – Especificações adicionais do SSI.

<b>Componente</b>	<b>Modelo</b>
Módulos de Diodos	SKKD42F
Módulos de IGBTs	SKM75GB128D
<i>Drivers</i> dos IGBTs	SKHI22A

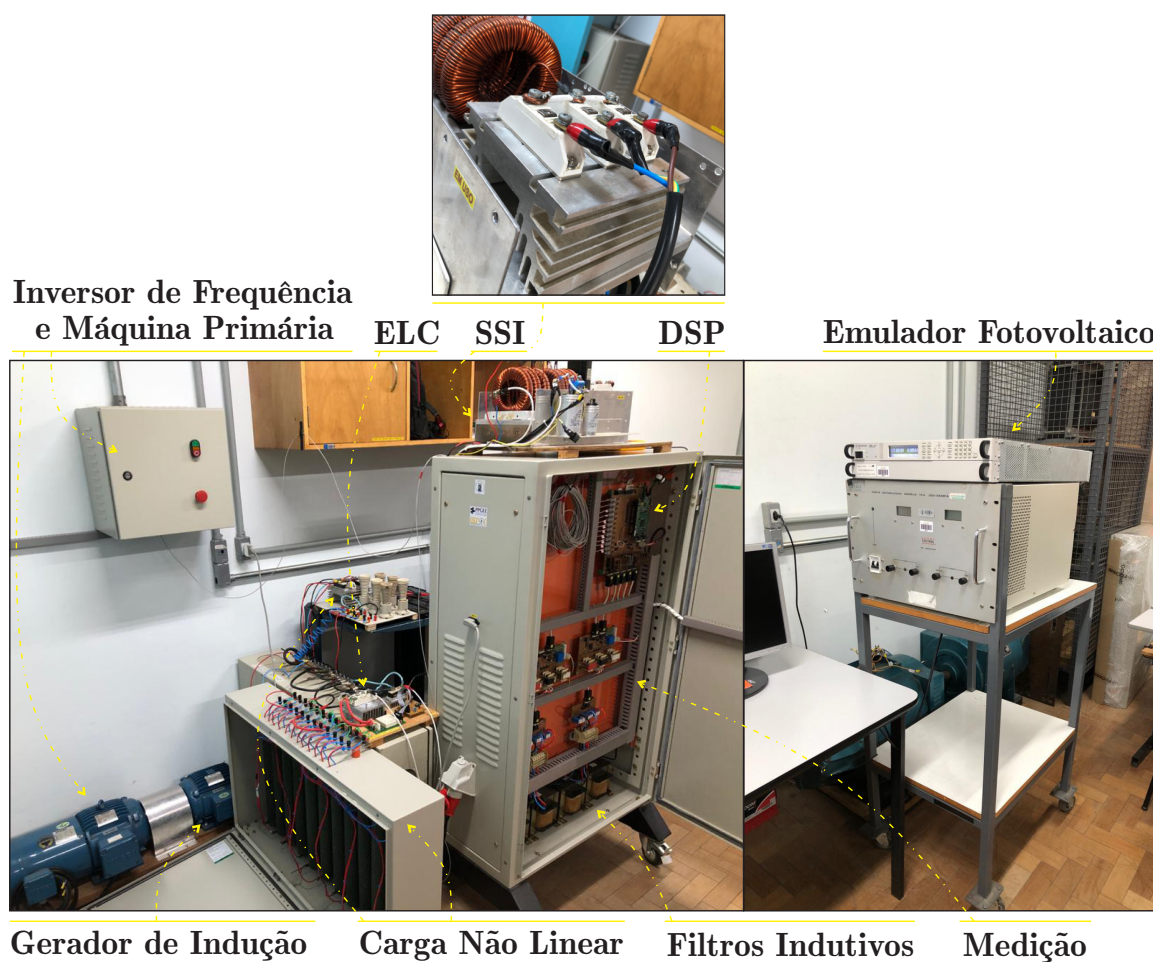
Tabela B.4 – Parâmetros adicionais do sistema.

<b>Parâmetro</b>	<b>Variável</b>	<b>Valor</b>
Impedância equivalente de carga	$Z_l$	35 $\Omega$
Velocidade síncrona	$\omega$	376,99 <i>rad/s</i>
Período de amostragem	$T_s$	0,1 <i>ms</i>

O sistema de controle projetado é implementado digitalmente através de um *Digital Signal Processor* DSP, modelo TMS32028335, da Texas Instruments. Nesse DSP estão conectadas as entradas analógicas correspondentes à medição das grandezas do sistema. Além disso, saídas digitais são utilizadas para os sinais de acionamento do inversor de frequência e também para a conexão e desconexão de cargas no sistema. As Figuras B.1 e B.2 apresentam as imagens do protótipo experimental utilizado na obtenção dos resultados experimentais. Nas imagens, são identificados os componentes principais do sistema de geração.

Na Figura B.2, apresenta-se o gabinete que contém alguns dos principais componentes do sistema de geração. Destacando-se o inversor (VSI), PAC, capacitores de excitação ( $C_f$ ), e os filtros indutivos ( $L_f$ ) de interface do inversor com o PAC.

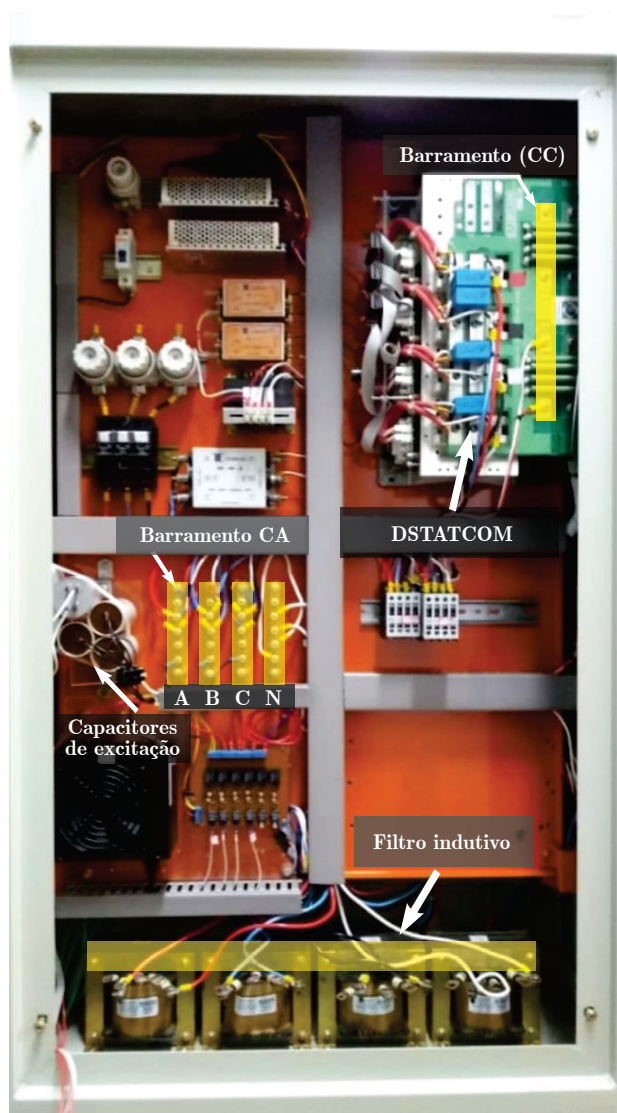
Figura B.1 – Fotografia dos detalhes do protótipo implementado para o sistema híbrido de microgeração.



Fonte: O autor.



Figura B.2 – Fotografia do protótipo experimental com detalhe no inversor.



Fonte: Adaptado de Souza (2020).



## Apêndice C – CONSIDERAÇÕES DE PROJETO DO SISTEMA

### C.1 Introdução

A fim de reunir e apresentar as principais considerações quanto ao dimensionamento do sistema, e ainda, dos critérios a serem adotados para obtenção dos resultados esperados, este apêndice aborda detalhes relativos ao projeto dos elementos componentes do sistema híbrido de geração estudado neste trabalho.

### C.2 Projeto dos capacitores de excitação

Para a máquina de indução operando como gerador, existe a necessidade de uma fonte externa de energia reativa para que haja excitação, induzindo correntes no estator. Apenas o movimento relativo entre rotor e estator não garante a elevação das tensões terminais até os valores nominais. No caso do gerador de indução com rotor tipo gaiola de esquilo, diferente do tipo rotor bobinado, não existe circuito externo responsável pela geração de campo eletromagnético, uma vez que não há terminais no rotor. Desta forma, a excitação não pode ser realizada como na máquina síncrona, por exemplo, na qual o campo é excitado por uma fonte externa de excitação. A excitação do gerador de indução ocorre de forma semelhante a autoexcitação ocorrida no gerador CC *shunt*. Enquanto que, o gerador CC se autoexcita a partir da relação crescente entre a tensão residual na armadura e a corrente de campo, o gerador de indução requer a conexão permanente de uma fonte externa de potência reativa aos seus terminais, a qual fornece a corrente magnetizante  $I_m$ , necessária para a magnetização da máquina (CHAPMAN, 2013).

No caso em que o GI está conectado à rede, a potência reativa é fornecida pela própria rede, assim como a ativa na operação da máquina de indução como motor. No caso da operação de forma isolada, ou seja, independentemente de qualquer sistema de fornecimento de potência, a energia reativa é usualmente fornecida por capacitores de excitação conectados em paralelo aos terminais do GI. O processo de auto-excitação da máquina ocorre a partir do magnetismo residual do material ferromagnético do estator, o qual possibilita a produção de uma pequena diferença de potencial entre os terminais do gerador. Esta tensão aplicada sobre os capacitores de excitação produz correntes capacitivas defasadas e, havendo movimento relativo entre o rotor e o estator do GI, as correntes do estator induzem tensões e correntes no rotor que consistem em barras curto-circuitadas, que por sua vez, induzem tensões mais elevadas no estator, que conseqüentemente, pro-

vocam correntes capacitivas mais elevadas e assim por diante, o que pode ocorrer até a saturação do núcleo magnético.

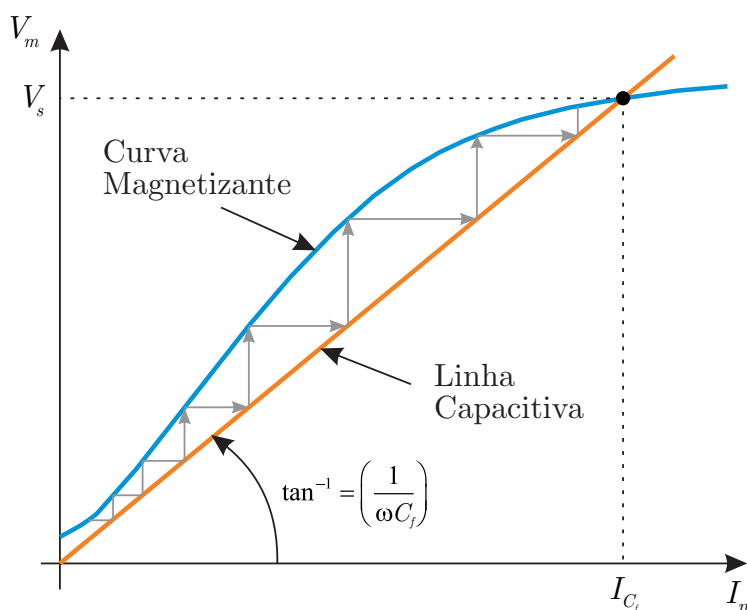
A curva magnetizante do gerador de indução, também conhecida como curva de saturação ou curva de excitação, determina a tensão terminal para uma determinada corrente magnetizante através dos enrolamentos. Esta curva poder ser obtida experimentalmente, sendo determinada a partir do ensaio a vazio da máquina, mediante a aplicação de valores graduais de tensão e a medição da respectiva corrente de magnetização.

Portanto, para operação isolada do GI trifásico, o mesmo deve ser conectado a um banco trifásico de capacitores. Deste modo, a partir da curva de excitação do GI, a reatância capacitiva do banco de capacitores se relaciona com uma curva de tensão versus corrente de magnetização, representada por uma função de primeiro grau, cuja inclinação é definida por:

$$X_f = \frac{1}{\omega C_f} = \frac{V_m}{I_m}. \quad (\text{C.1})$$

A partir disso, a capacitância  $C_f$  pode ser escolhida para uma dada frequência das tensões terminais desejadas no PAC, nesse caso, de tal forma que a linha da reatância capacitiva intercepte a curva magnetizante do GI no ponto da tensão terminal pretendida, sendo esta usualmente a tensão nominal de operação da máquina (FARRET; SIMÕES, 2015). A Figura C.1 ilustra o processo de autoexcitação do GI a partir da conexão de uma banco de capacitores em seus terminais. É possível verificar a característica da curva de magnetização do GI, a linha da reatância capacitiva e o ponto de intersecção entre elas, o qual define a tensão terminal obtida.

Figura C.1 – Processo de autoexcitação do GI.



Graficamente, o ponto de intersecção entre a curva de magnetização e a linha capacitiva representa a igualdade das reatâncias magnetizante do GI e capacitiva do banco de capacitores  $C_f$ . A capacitância dos capacitores de excitação é usualmente determinada considerando a sua condição de operação à vazio (sem carga). Em Bassett e Potter (1935), Kumar et al. (2010), Farret e Simões (2015) são apresentadas formas de projeto dos bancos de capacitores para excitação de geradores de indução.

Desta forma, para alcançar o valor das tensões terminais de fase desejadas para o GI, necessita-se que a corrente magnetizante seja fornecida pelo arranjo capacitivo, que caso sejam conectados em delta ( $\Delta$ ), o valor das capacitâncias pode ser dividida por três. Com isso, a capacitância requerida para excitação do GI pode ser obtida a partir de:

$$C_f = \frac{I_{C_f}}{6\pi f \cdot V_s}, \quad (\text{C.2})$$

onde  $V_s$  é a tensão RMS de fase nos terminais do GIAE, e  $I_{C_f}$  é a corrente de magnetização correspondente a capacitância conectada ao sistema.

### C.3 Projeto do ELC

Considerando as potências de geração do sistema, a resistência empregada no ELC deverá ser capaz de drenar a potência nominal do GI e também do sistema fotovoltaico, e ainda, manter a frequência do barramento CA regulada para a condição a vazio, quando nenhuma carga é conectada. Considerando o ELC conectado ao barramento CC do SSI, e que a máxima potência do mesmo seja drenada com um ganho estático de projeto, que corresponde diretamente à razão cíclica imposta na chave semicondutora, por exemplo, igual a 0,95, o valor da resistência pode ser dimensionado conforme a equação:

$$r_{\text{ELC}} < \frac{(u_{\text{ELCmax}} \cdot V_{cc})^2}{P_{\text{GI}} + P_{\text{MPP}}}, \quad (\text{C.3})$$

onde  $u_{\text{ELCmax}}$  é a máxima razão cíclica da chave do ELC,  $P_{\text{GI}}$  é a potência nominal do gerador e  $P_{\text{MPP}}$  a máxima potência do sistema fotovoltaico.

A chave semicondutora a ser empregada em série com a carga auxiliar, deve suportar e conduzir adequadamente uma corrente máxima, determinada pela situação em que o índice de modulação da chave ( $u_{\text{ELC}}$ ) é unitário. Este nível de corrente pode ser definido segundo a seguinte equação:

$$I_{\text{ELC}} = \frac{V_{cc}}{r_{\text{ELC}}}. \quad (\text{C.4})$$

Além disso, um diodo pode ser empregado em antiparalelo com a carga a ser controlada, tendo a função de roda livre, a fim de prevenir possíveis sobretensões nos

dispositivos, devido as indutâncias deste sistema ou de cargas indutivas. Os dispositivos semicondutores utilizados devem ser capazes de bloquear a tensão do barramento CC do inversor.

A partir da determinação da velocidade rotórica pela máquina primária, pode-se chegar a potência do gerador para a frequência do sistema (60 Hz). Com este parâmetro somado à potência da geração PV, estima-se a potência máxima que o ELC deverá absorver, no caso, com o sistema a vazio, por meio de:

$$P_{ELC} = P_{GI_{60Hz}} + P_{MPP}, \quad (C.5)$$

onde  $P_{GIAE_{60Hz}}$  é a potência ativa drenada do GIAE para que a frequência elétrica das tensões geradas seja regulada em 60 Hz, conforme se pode analisar na Figura C.2. Esse parâmetro dependerá da velocidade de acionamento pela máquina primária, e portanto, da relação da energia cinética adicionada ao sistema, que, considerando relativamente pequenas as perdas rotacionais  $P_{mec}$ , tem-se que:

$$P_{GI} = \tau_{ind} \cdot \omega - P_{mec}, \quad (C.6)$$

onde  $\tau_{ind}$  é o conjugado induzido e  $\omega$  é a frequência angular relacionada a velocidade rotórica, no caso da potência nominal, a velocidade síncrona.

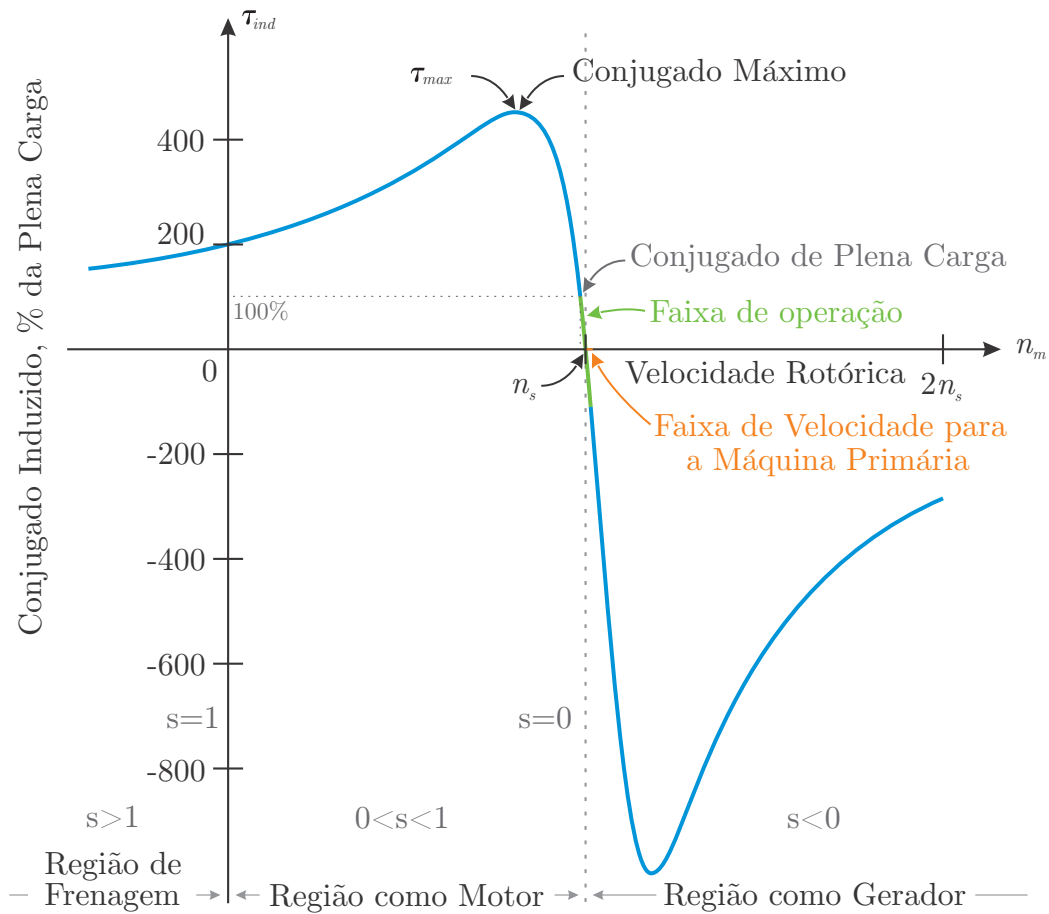
#### C.4 Dimensionamento do inversor

Sabe-se que, o conjunto formado pelos bancos de capacitores de excitação e o inversor fornecem a potência reativa requerida pela carga, a fim de manter as tensões terminais do GIAE. O inversor é responsável pela compensação de uma pequena parcela da potência reativa do sistema. Além disso, o inversor desempenha papel fundamental na compensação instantânea da potência reativa durante os transitórios de carga. Nesses instantes, devido ao comportamento dinâmico do GI, ocorre uma derivada elevada de corrente de magnetização de forma a compensar os afundamentos ou sobretensões decorrentes da conexão instantânea das cargas.

A potência reativa a ser fornecida pelo inversor nos transitórios de carga depende da característica da carga, da sua magnitude e do controle aplicado ao inversor (SCHERER, 2016). A compensação de potência ativa para efeito de regulação de frequência é realizada pela carga eletrônica controlada conectada diretamente ao barramento CC do inversor, e pela geração PV, processada diretamente pelo SSI.

Uma vez que as tensões de linha no PAC são consideradas constantes, em função da regulação imposta, os transitórios de potência ativa e reativa compensados pelo inversor são refletidos em transitórios de corrente nas chaves. Estes transitórios de corrente não

Figura C.2 – Curva característica de conjugado versus velocidade de uma máquina de indução e suas faixas de operação.



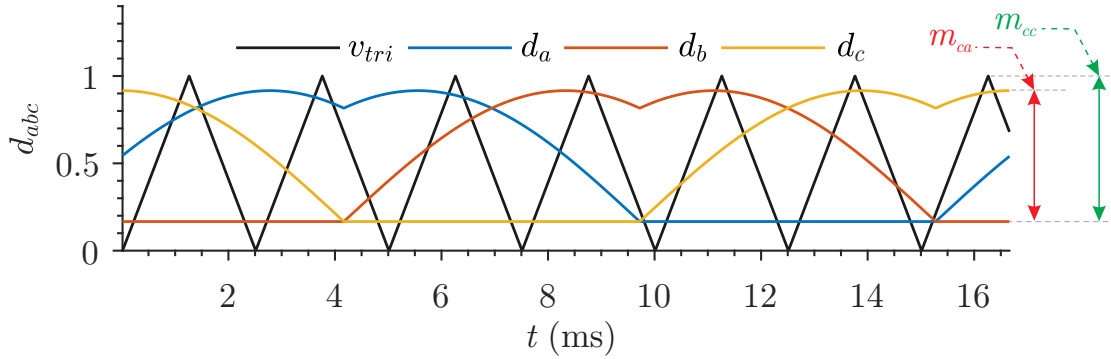
Fonte: Adaptado de Chapman (2013).

requerem necessariamente o sobredimensionamento do inversor, visto que as chaves semi-condutoras são projetadas considerando determinados níveis de sobrecorrente transitória, caracterizadas como correntes de curto-circuito, contando inclusive com auto-limitação da corrente pela própria chave.

Para o dimensionamento dos parâmetros e limites do inversor junto ao sistema a ser desenvolvido, é preciso inicialmente chegar nos valores adequados e desejados para a tensão do barramento CC, por exemplo, relacionando-se com as tensões do GI e do arranjo fotovoltaico.

Neste sentido, considerando a estratégia de modulação MSVPWM (*Modified Space Vector Pulse Width Modulation*), proposta em (ABDELRAZEK et al., 2017), sabe-se que o tempo de descarga ocorre quando todas as modulantes são maiores que a portadora triangular. O esquema de modulação mostrado na Figura C.3, referente à Figura 2.13, possui dois parâmetros de controle, onde o primeiro é o índice de modulação  $m_{ca}$  que controla o lado CA do inversor, enquanto o segundo parâmetro é o índice  $m_{cc}$ , que controla o lado CC, sendo que  $m_{ca}$  e  $m_{cc}$  são definidos nesta Figura.

Figura C.3 – Esquema de modulação para o SSI.



Fonte: O autor.

É importante notar que  $m_{cc} \geq m_{ca}$ , onde esta observância é fundamental para não afetar o lado da rede CA. Caso contrário, os sinais de modulação entrarão em saturação nos picos positivos, enquanto nos picos negativos não serão afetados, levando a uma distorção no lado CA do SSI.

Usando este esquema de modulação, o indutor de entrada  $L$  é magnetizado com uma razão cíclica ( $D$ ) igual a  $m_{cc}$ , enquanto a tensão média do barramento CC ( $V_{cc}$ ) como função da tensão CC de entrada ( $V_{in}$ ), e o valor RMS da tensão de linha no PAC ( $V_{Cxx}$ ) em função de  $V_{cc}$  são dados por:

$$V_{cc} = \frac{1}{1 - m_{cc}} \cdot V_{in}, \quad (C.7)$$

$$V_{Cxx} = \frac{m_{ca}}{\sqrt{2}} \cdot V_{cc}. \quad (C.8)$$

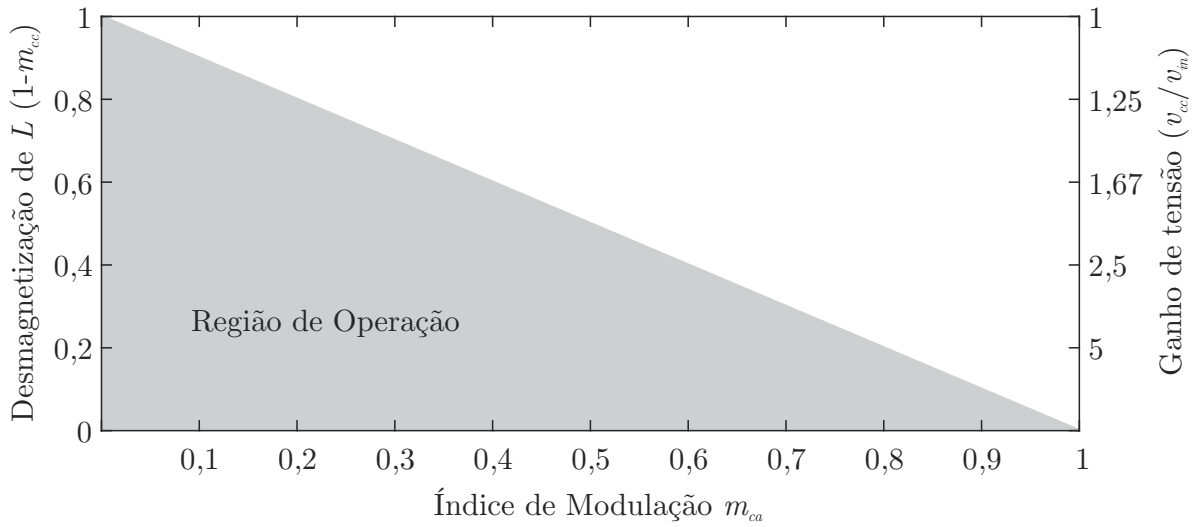
A partir da estratégia de modulação, torona-se interessante a análise das limitações que esta implica quanto a operação do conversor. A Figura C.4 mostra que, para se ter um índice de modulação alto, e portanto, uma boa taxa de utilização do barramento CC próximo ao limite linear, é fundamental que o SSI opere com ganho elevado. Desta forma, as considerações de projeto quanto a relação da tensão do arranjo fotovoltaico (necessariamente baixa) e a tensão do barramento CC, devem contemplar não só a sintetização das tensões CA de saída, mas a operação do SSI considerando seus estágios de conversão.

Desta forma, levando em consideração as variáveis  $m_{cc}$  e  $m_{ca}$ , a indutância  $L$  pode ser calculada, e também o capacitor de entrada  $C_{in}$ . Além disso, o tensão do barramento CC pode ser selecionada, possibilitando o dimensionamento do capacitor  $C$ .

A potência de um conversor trifásico é definida pela sua condição de operação em regime permanente, limitada pelas características das chaves semicondutoras. Na condição em regime permanente a potência nominal do conversor pode ser definida pela



Figura C.4 – Tempo de desmagnetização e ganho de tensão em função do índice de modulação do SSI.



Fonte: O autor.

equação da potência aparente trifásica (CHILIPI et al., 2014):

$$S_{SSI} = \sqrt{3} \cdot V_{Cxx} \cdot I_{abc} = \sqrt{\max \left\{ \left[ \begin{matrix} P_{PV} & P_{GI} \end{matrix} \right] \right\}^2 + (Q_{GI} - Q_f)^2}, \quad (C.9)$$

onde a parcela  $\max \left\{ \left[ \begin{matrix} P_{PV} & P_{GI} \end{matrix} \right] \right\}$  considera os modos de operação do sistema, onde a máxima potência é  $P_{PV}$  quando o sistema PV possui uma potência de geração maior que o GI e, portanto, na condição de carga máxima,  $P_{PV} = P_{carga_{max}} - P_{GI}$ . Caso contrário, a máxima corrente no inversor será dada pela potência do gerador  $P_{GI}$  na condição a vazio (sem carga).

Contudo, considerando-se as potências dos sistemas conectados ao inversor, concebe-se para o projeto:

$$P_{SSI} = P_{ELC} = P_{GIAE_{60Hz}} + P_{MPP}. \quad (C.10)$$

Desta forma, a potência nominal do inversor pode ser definida a partir da potência máxima processada em regime permanente, estimada como a diferença entre os valores de potência reativa das diferentes combinações de bancos de capacitores. É conveniente, no entanto, considerar uma margem de segurança no dimensionamento das chaves e do inversor de forma a evitar operação constante próximo ao valor nominal de corrente das chaves. Para isso, pode-se definir um Fator de Dimensionamento do Inversor (FDI), descrito por:

$$FDI = \frac{P_{ELC}}{S_{SSI}}, \quad (C.11)$$

onde  $S_{SSI}$  é a potência aparente do inversor escolhido, e ainda, onde um  $FDI > 1$  indica o sobredimensionamento do inversor.

Visando a conservação do sistema, operando abaixo dos limites máximos, pode-se adotar um valor em torno de 1,5 para o FDI. No caso dos dispositivos envolvidos neste trabalho, o fator de projeto é de aproximadamente 2,6.

O valor RMS das correntes para cada fase do inversor, importante para o dimensionamento e definição das chaves do conversor, pode ser calculado pela equação:

$$I_{abc} = \frac{\sqrt{(P_{carga} - P_{GI})^2 + (Q_{carga} + Q_f - Q_{GI})^2}}{\sqrt{3} \cdot V_{Cxx}}, \quad (C.12)$$

onde:

$$Q_{GI} = P_{GI} \cdot \frac{\sqrt{1 - FP^2}}{FP}, \quad (C.13)$$

e ainda,

$$Q_f = 6\pi f \cdot C_f \cdot V_{Cxx}^2. \quad (C.14)$$

Com isso, a Tabela C.1 apresenta a corrente máxima que circulará por cada componente, considerando-se que a carga supere os limites de geração do GI, e o fluxo de potência do inversor seja em direção à carga, correspondendo a operação usual do SSI. Nessa Tabela,  $I_L$  é a corrente média no indutor  $L$ ,  $I_{med}$  é a corrente média nos diodos adicionais de interface com o PAC, e  $I_{max}$  é então, o valor máximo de corrente que passará pelo componente. Considerando que, neste modo de operação, a corrente máxima no inversor pode ser definida por:

$$I_{abc_{max}} = \frac{1}{V_{Cxx}} \sqrt{\frac{2}{3} [P_{PV}^2 + (Q_{GI} - Q_f)^2]}, \quad (C.15)$$

e ainda, pode-se expressar a corrente de pico no indutor  $L$ , como:

$$I_{L_{max}} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2}. \quad (C.16)$$

Tabela C.1 – Esforços máximos de corrente para os semicondutores do SSI, considerando-se que  $P_{carga} \geq P_{GI}$ .

Componentes	$I_{max}$
IGBTs superiores	$I_{abc_{max}}$
Diodos de roda livre superiores	$I_{abc_{max}} + \frac{1}{3} \cdot I_{L_{max}}$
IGBTs inferiores	$I_{abc_{max}} + I_{L_{max}}$
Diodos de roda livre inferiores	$\frac{1}{2} \cdot [  I_{abc_{max}} - I_{L_{max}}  + (I_{abc_{max}} - I_{L_{max}}) ]$
Diodos adicionais de entrada	$I_{L_{max}}, I_{med} = \frac{1}{3} \cdot I_L$

Por outro lado, como o sistema que envolve o SSI é composto também pelo GIAE e ELC, algumas situações adicionais são introduzidas. Neste sentido, a situação de maiores esforços de corrente para os dispositivos semicondutores de potência, pode passar a ser na condição a vazio. Neste modo de operação, as correntes processadas pelo conversor contemplam as duas fontes de geração, com fluxo de potência em direção ao ELC. Desta forma, os valores de pico das correntes no inversor, podem ser descritas por:

$$I_{abc_{\max}} = \frac{1}{V_{Cxx}} \sqrt{\frac{2}{3} [P_{GI}^2 + (Q_{GI} - Q_f)^2]}. \quad (C.17)$$

Neste modo de operação, caso a corrente do sistema PV for maior que  $I_{abc_{\max}}$ , a corrente máxima nos IGBTs inferiores será:  $I_L - \Delta i_L/2$ .

Os três diodos adicionais referentes à topologia do SSI devem ser capazes de bloquear no mínimo a tensão do barramento CC ( $v_{cc}$ ) e de conduzir a máxima corrente no indutor de entrada  $i_L$ .

### C.5 Projeto do capacitor e indutor de entrada do SSI

Para o projeto do valor do indutor  $L$ , considera-se que a tensão no capacitor do sistema PV,  $C_{in}$ , é fixa e igual a  $V_{MPP}$ . O valor do indutor desejado para o conversor pode ser obtido através da equação C.18 (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2002; ABDELRAZEK et al., 2017).

$$L = \frac{m_{cc} \cdot V_{in}}{f_s \cdot \Delta i_L}, \quad (C.18)$$

onde  $\Delta i_L$  é o *ripple* ou máxima ondulação (pico a pico) da corrente  $i_L$ , que é escolhida segundo os critérios de projeto.

Segundo Kjaer et al. (2005), a ondulação da tensão dos terminais dos painéis fotovoltaicos deve ser menor que 8,5% no MPP para que o fator de utilização do sistema seja aproximadamente 98%. Portanto, pode-se calcular o capacitor  $C_{in}$  de maneira que a ondulação de tensão no mesmo seja da ordem desejada, conforme possibilita a equação (C.19), pela metodologia apresentada em Beltrame et al. (2017). Desta forma, a energia das variações de corrente no indutor deve ser igual às processadas pelo capacitor na entrada com uma capacitância no mínimo ou igual a:

$$C_{in} \geq \frac{L \cdot I_{MPP} \cdot \Delta i_L}{V_{MPP} \cdot \Delta v_{in}}, \quad (C.19)$$

e ainda:

$$r_{ESR} \leq \frac{\Delta v_{in}}{\Delta i_L}, \quad (C.20)$$

onde  $r_{\text{ESR}}$  é a resistência equivalente do capacitor  $C_{in}$ ,  $\Delta v_{in}$  é a ondulação máxima da tensão no capacitor  $C_{in}$ .

## C.6 Projeto do capacitor do barramento CC do SSI

O capacitor do barramento CC do inversor é o componente principal do inversor, por ser ele o elemento armazenador de energia, energia esta necessária para a geração das correntes de compensação e fornecimento de potência reativa nos transitórios de carga. O seu dimensionamento, portanto, deve considerar alguns requisitos básicos para o adequado funcionamento do inversor.

O primeiro critério de dimensionamento se refere à tensão do capacitor. Este deve ser maior que a tensão de pico das tensões de linha do barramento CA do inversor (PAC) (CHILIPI et al., 2014) para garantir um satisfatório controle de modulação do inversor.

Porém, nesse caso, deve-se considerar para o projeto da tensão de referência do barramento CC do inversor, primeiramente, a tensão do arranjo fotovoltaico disponível, ou ainda, pode-se ajustar a tensão do arranjo PV da maneira de interesse, além de considerar a tensão de linha no lado CA do inversor. Desta maneira, utilizando-se (C.7) e (C.8), pode-se chegar à relação:

$$V_{cc}^* \geq V_{in} + \sqrt{2} \cdot V_{Cxx}, \quad (\text{C.21})$$

considerando-se  $m_{ca} = m_{cc}$ . Porém, para satisfazer  $m_{ca} \leq m_{cc}$  e garantir a operação na região linear com folga para possíveis distúrbios, pode-se assumir, por exemplo,  $V_{linha} = 1,2 \cdot V_{linha}$ . A partir disso, pode-se usar  $V_{cc}^*$  para calcular os limites de saturação de  $m_{ca}$ , dado por:

$$m_{ca_{max}} = \frac{V_{cc}^* - V_{in}}{V_{cc}^*}. \quad (\text{C.22})$$

Considerando o pior cenário quando o sistema opera a vazio, então a máxima corrente fornecida pelo barramento CC é estimada por:

$$I_C = \frac{P_{\text{ELC}}}{V_{cc}}. \quad (\text{C.23})$$

A capacitância é estimada a partir da máxima ondulação de tensão desejada sobre o capacitor, obtida a partir da relação das correntes no nó, pela relação:

$$i_C + i_L = i_{\text{ELC}} + i_d, \quad (\text{C.24})$$

onde  $i_d$  é a corrente do inversor no eixo direto dada em coordenadas síncronas, que está relacionada com a potência ativa trifásica. Desta forma, considerando o período de comutação  $T_s$ , chega-se a:

$$C \geq \frac{2(P_{\text{GI}} + P_{\text{PV}})}{V_{cc} \cdot f_s \cdot \Delta v_{cc}} \quad (\text{C.25})$$

A partir do valor calculado, adota-se portanto, um valor comercial de capacitância e tensão que atendam aos valores mínimos acima projetados.

### C.7 Projeto dos indutores de filtro

Os indutores de filtro empregados na conexão do inversor ao PAC tem como função garantir a adequada filtragem das correntes do inversor, que por serem chaveadas, possuem elevado conteúdo harmônico, o que poderia provocar a degradação das correntes e tensões do sistema, aumentando conseqüentemente suas THDs.

Um segundo detalhe a ser levado em consideração na definição da indutância do filtro é com relação à frequência de ressonância decorrente da sua interação com a capacitância total conectada ao PAC. Os indutores de filtro juntamente com o banco de capacitores de excitação, formam um filtro  $LC$ , sendo que a frequência de ressonância é determinada por:

$$f_{LC} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}}. \quad (\text{C.26})$$

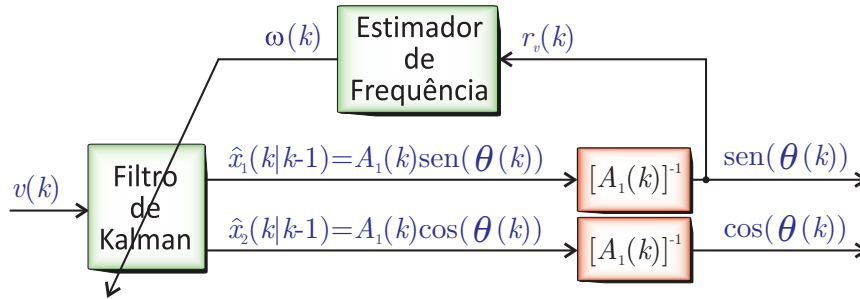
Portanto, deve-se garantir que a frequência de ressonância não se aproxime da frequência das tensões no PAC (no caso, 60 Hz), podendo ser considerada a frequência de ressonância em torno de oito vezes a fundamental ( $8f$ ).

### C.8 Sinais de sincronismo e estimação de frequência

Sabe-se que, através da estrutura do filtro de Kalman é possível se obter os sinais de sincronismo com a melhor relação entre resposta transitória e rejeição a ruídos de medida. Este filtro é conhecido por sua capacidade de resposta de sistemas lineares corrompidos por incertezas nos estados da planta, assim como ruídos de medidas (CARDOSO et al., 2008; SCHERER, 2016).

O método de sincronismo utilizado foi inicialmente proposto por Cardoso et al. (2008), onde o filtro de Kalman é aplicado com o propósito de obter a componente fundamental das tensões do PAC. Através do sinal de sincronismo gerado pelo filtro de Kalman, a frequência angular do sistema é estimada a partir de um algoritmo de identificação de frequência. Esta estrutura de identificação é capaz de obter em tempo real a frequência angular das tensões do PAC, mesmo na presença de grandes variações de frequência, o que é uma característica interessante, principalmente para utilização em sistemas isolados. A Figura C.5 apresenta o diagrama de blocos da estrutura de geração dos sinais de sincronismo utilizando o filtro de Kalman e identificador de frequência.

Figura C.5 – Diagrama de blocos da estrutura de obtenção dos sinais de sincronismo e identificação de frequência.



Fonte: O autor.

A variável  $\hat{\mathbf{x}}(k+1|k)$  é a estimação de  $\mathbf{x}(k+1)$ , baseada nas medições até o instante  $k$ , sendo definida pela equação:

$$\hat{\mathbf{x}}(k+1|k) = \Phi(k)\hat{\mathbf{x}}(k|k-1) + \mathbf{K}(k)[\mathbf{y}_v(k) - \mathbf{F}_v(k)\hat{\mathbf{x}}(k|k-1)], \quad (\text{C.27})$$

onde:

$$\mathbf{K}(k) = \Phi(k)\mathbf{P}(k|k-1)\mathbf{F}_v^\top(k)[\mathbf{F}_v(k)\mathbf{P}(k|k-1)\mathbf{F}_v^\top(k) + \mathbf{R}(k)]^{-1}. \quad (\text{C.28})$$

Desta forma,  $\mathbf{K}(k)$  representa o ganho do filtro de Kalman, e ainda,

$$\mathbf{P}(k+1|k) = \Phi(k)\mathbf{P}(k|k-1)\Phi^\top(k) - \mathbf{K}(k)\mathbf{F}_v(k)\mathbf{P}(k|k-1)\Phi^\top(k) + \Gamma(k)\mathbf{Q}(k)\Gamma^\top(k), \quad (\text{C.29})$$

que representa a matriz de covariância dos erros estimados do vetor  $\mathbf{x}(k+1)$ , avaliados no instante  $k$ .

Os sinais de sincronismo são então definidos por:

$$\text{sen}(\theta(k)) = \frac{\hat{x}_1(k|k-1)}{A_1(k)}, \quad (\text{C.30})$$

$$\text{cos}(\theta(k)) = \frac{\hat{x}_2(k|k-1)}{A_1(k)}, \quad (\text{C.31})$$

sendo:

$$A_1(k) = \sqrt{(\hat{x}_1(k|k-1))^2 + (\hat{x}_2(k|k-1))^2}. \quad (\text{C.32})$$

O método de identificação da frequência das tensões no PAC abordado neste trabalho segue conforme apresentado em Cardoso et al. (2008). Deste modo, consideram-se as seguintes equações em espaço de estados:

$$\begin{bmatrix} x_{\omega 1}(k+1) \\ x_{\omega 2}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 2\cos(\omega(k)T_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{\omega 1}(k) \\ x_{\omega 2}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ K_\omega \end{bmatrix} e_\omega(k), \quad (\text{C.33})$$

$$y_\omega(k) = \begin{bmatrix} -1 & \cos(\omega(k)T_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{\omega 1}(k) \\ x_{\omega 2}(k) \end{bmatrix} + K_\omega e_\omega(k), \quad (\text{C.34})$$

sendo  $\omega_v$  a velocidade angular,  $K_\omega$  definido como um ganho escalar e  $e_\omega(k)$  definido por:

$$e_\omega(k) = r_v(k) - y_\omega(k) = \frac{r_v(k) + x_{\omega 1}(k) - \cos(\omega(k)T_s) x_{\omega 2}(k)}{1 + K_\omega}. \quad (\text{C.35})$$

O sinal de referência  $r_v$  considera o sinal de sincronismo  $\text{sen}(\theta_v(k))$  obtido em C.30. Portanto,

$$r_v(k) = \text{sen}(\theta(k)). \quad (\text{C.36})$$

A equação para estimação da frequência angular das tensões no PAC é dada por:

$$\omega(k+1) = \omega(k) - K_u \varepsilon_\omega(k), \quad (\text{C.37})$$

sendo  $K_u$  um ganho escalar e  $\varepsilon_\omega(k)$  dado por:

$$\varepsilon_\omega(k) = \frac{K_\omega \text{sen}(\omega(k)T_s) x_{\omega 2}(k) e_\omega(k)}{[\text{sen}(\omega(k)T_s) x_{\omega 2}(k)]^2 + [y_\omega(k)]^2}. \quad (\text{C.38})$$





## ANEXOS

---



## Anexo A – MODELO DE PEQUENOS SINAIS DO INVERSOR DE FONTE DIVIDIDA

### A.1 Introdução

Para o projeto de controladores estáveis no emprego do inversor de fonte dividida (*Split-Source Inverter* - SSI), é necessária a modelagem do sistema tanto no domínio do tempo (espaço de estados) quanto no domínio da frequência (funções de transferência). Para isto, a dedução dos modelos de pequenos sinais pode ser empregada, de tal forma como já analisado e desenvolvido em Borges (2019) para este conversor, partindo de uma metodologia clássica já consolidada na teoria de controle moderno (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2002; MOHAN et al., 2003; OGATA, 2010).

### A.2 Modelo de pequenos sinais

Considerando que as frequências naturais do conversor, assim como as frequências de variação dos sinais de entrada, são bem menores que a frequência de comutação, a modelagem do inversor de fonte dividida pode partir, assumindo-se que este é função dos seguintes parâmetros:

- Variáveis de estado ( $n = 2$  estados):  $v_{cc}(t)$  e  $i_L(t)$ ;
- Variáveis de saída ( $r = 2$  saídas):  $v_{cc}(t)$  e  $i_L(t)$ ;
- Variáveis de entrada ( $m = 2$  entradas):  $v_{in}(t)$ ,  $i_{Lo}(t)$ .

O sistema é representado de forma genérica, por:

$$\begin{cases} \mathbf{K} \frac{dx(t)}{dt} = \mathbf{A}x(t) + \mathbf{B}u(t) \\ y(t) = \mathbf{C}x(t) + \mathbf{E}u(t) \end{cases}, \quad (\text{A.1})$$

sendo que o vetor de estados  $x(t)$  é dado por:

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_n(t) \end{bmatrix} \Rightarrow \frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \dot{\mathbf{x}}(t) = \begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \\ \vdots \\ \dot{x}_n(t) \end{bmatrix}, \quad (\text{A.2})$$

cujas dimensões das matrizes e vetores são:

- $\mathbf{A}_{n \times n} = \mathbf{A}_{4 \times 4}$ ;
- $\mathbf{B}_{n \times m} = \mathbf{B}_{4 \times 2}$ ;

- $\mathbf{C}_{r \times n} = \mathbf{C}_{4 \times 4}$ ;
- $\mathbf{E}_{r \times m} = \mathbf{E}_{4 \times 2}$ .

Assumindo o inversor de fonte dividida modulado por largura de pulso (*Pulse Width Modulation*- PWM), operando em modo de condução contínua (*Continuous Conduction Mode* - CCM), ou seja, sem que a corrente no indutor  $i_L$  chegue a zero no período de comutação em regime permanente, este possui então, duas etapas de operação. Desta forma, existem dois modelos dinâmicos que compõem e representam estas etapas. A primeira configuração diz respeito ao estado de carga do indutor  $L$  e a segunda, é relativa a descarga deste mesmo indutor.

O modelo médio (no ponto de equilíbrio em regime permanente, ou seja, sem variação das variáveis de estado), é representado como:

$$\begin{cases} \mathbf{0} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{U} \\ \mathbf{Y} = \mathbf{C}\mathbf{X} + \mathbf{E}\mathbf{U} \end{cases} \quad (\text{A.3})$$

As matrizes médias são:

$$\begin{cases} \mathbf{A} = D\mathbf{A}_1 + (1 - D)\mathbf{A}_2 \\ \mathbf{B} = D\mathbf{B}_1 + (1 - D)\mathbf{B}_2 \\ \mathbf{C} = D\mathbf{C}_1 + (1 - D)\mathbf{C}_2 \\ \mathbf{E} = D\mathbf{E}_1 + (1 - D)\mathbf{E}_2 \end{cases}, \quad (\text{A.4})$$

onde  $D$  é a razão cíclica.

As componentes CC em equilíbrio são determinadas em função da equação do ponto de equilíbrio:

$$\begin{aligned} \mathbf{0} &= \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{U} \Rightarrow -\mathbf{A}\mathbf{X} = \mathbf{B}\mathbf{U}; \\ \mathbf{X} &= \frac{\mathbf{B}\mathbf{U}}{-\mathbf{A}}; \\ \mathbf{Y} &= \mathbf{C}\mathbf{X} + \mathbf{E}\mathbf{U} \Rightarrow \mathbf{Y} = \mathbf{C}(-\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}\mathbf{U}) + \mathbf{E}\mathbf{U}; \\ \mathbf{Y} &= (-\mathbf{C}\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{E})\mathbf{U}. \end{aligned} \quad (\text{A.5})$$

Como a modelagem baseia-se no modelo médio, inclui-se pequenos distúrbios em torno do ponto de operação, onde:

- Variáveis de estados perturbadas  $\hat{x}(t)$ ;
- Perturbação nas variáveis de entrada  $\hat{u}(t)$ ;
- Saídas perturbadas  $\hat{y}(t)$ ;
- Perturbação na razão cíclica  $\hat{d}(t)$ .

Para inserir as perturbações no modelo, considera-se que o vetor de estados resultante é formado por um termo CC, que é oriundo do modelo médio, acrescido de um termo

CA, que surge da perturbação em torno do ponto de operação em virtude dos parâmetros escolhidos para o modelo, conforme demonstrado na equação.

$$x(t) = \underbrace{X}_{CC} + \underbrace{\hat{x}(t)}_{CA}. \quad (\text{A.6})$$

Substituindo no modelo médio os termos CC acrescidos das perturbações, e considerando que os termos CC são de magnitude muito maior do que os termos CA, então utilizando a aproximação de pequenas ondulações, assumindo que  $x(t)$  e  $u(t)$  não apresentem grandes variações em um período de comutação  $T_s$ , temos:

$$\begin{aligned} \langle x(t) \rangle_{T_s} &= X + \hat{x}(t) \Rightarrow |X| \gg |\hat{x}(t)|; \\ \langle u(t) \rangle_{T_s} &= U + \hat{u}(t) \Rightarrow |U| \gg |\hat{u}(t)|; \\ \langle y(t) \rangle_{T_s} &= Y + \hat{y}(t) \Rightarrow |Y| \gg |\hat{y}(t)|. \end{aligned} \quad (\text{A.7})$$

Considerando a segunda etapa da razão cíclica como  $(1 - D) = D'$  e sendo  $|D| \gg |\hat{d}(t)|$ , temos:

$$\begin{aligned} d(t) &= D + \hat{d}(t); \\ d'(t) &= D' + \hat{d}(t). \end{aligned} \quad (\text{A.8})$$

Desta forma, assume-se que  $\hat{u}(t)$  e  $\hat{d}(t)$  são pequenas variações alternadas no vetor de entrada e na razão cíclica. E ainda, os vetores  $\hat{x}(t)$  e  $\hat{y}(t)$  são pequenas variações alternadas resultantes no vetor de estados e no vetor de saída.

Substituindo as variáveis com os termos perturbados, e considerando que para o modelo médio não existe variação dos estados, logo,  $\dot{X} = 0$ , então,

$$\mathbf{K}\dot{\mathbf{x}}(t) = (D\mathbf{A}_1 + D'\mathbf{A}_2)(\mathbf{X} + \hat{\mathbf{x}}(t)) + (D\mathbf{B}_1 + D'\mathbf{B}_2)(\mathbf{U} + \hat{\mathbf{u}}(t)). \quad (\text{A.9})$$

Substituindo (A.8) em (A.9), temos:

$$\begin{aligned} \mathbf{K}\dot{\mathbf{x}}(t) &= \left[ (D + \hat{d}(t))\mathbf{A}_1 + (D' - \hat{d}(t))\mathbf{A}_2 \right] (\mathbf{X} + \hat{\mathbf{x}}(t)) + \\ &+ \left[ (D + \hat{d}(t))\mathbf{B}_1 + (D' - \hat{d}(t))\mathbf{B}_2 \right] (\mathbf{U} + \hat{\mathbf{u}}(t)). \end{aligned} \quad (\text{A.10})$$

Desenvolvendo,

$$\begin{aligned} \mathbf{K}\dot{\mathbf{x}}(t) &= \underbrace{[D\mathbf{A}_1 + (1 - D)\mathbf{A}_2]}_{\mathbf{A}} \mathbf{X} + \underbrace{[D\mathbf{B}_1 + (1 - D)\mathbf{B}_2]}_{\mathbf{B}} \mathbf{U} + \\ &+ \underbrace{\mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}\hat{\mathbf{u}}(t) + [(A_1 - A_2)\mathbf{X} + (B_1 - B_2)\mathbf{U}]}_{CA_1} \hat{d}(t) + \\ &+ \underbrace{(A_1 - A_2)\hat{\mathbf{x}}(t) \cdot \hat{d}(t) + (B_1 - B_2)\hat{\mathbf{u}}(t) \cdot \hat{d}(t)}_{CA_2}, \end{aligned} \quad (\text{A.11})$$

onde  $CA_1$  são os termos CA de 1ª ordem e  $CA_2$  termos não lineares de 2ª ordem.

De forma idêntica, chegamos a saída  $y(t)$ :

$$\begin{aligned} \mathbf{Y} + \hat{\mathbf{y}}(t) = & \underbrace{[\mathbf{D}\mathbf{C}_1 + (1 - D)\mathbf{C}_2]}_{\mathbf{C}} \mathbf{X} + \underbrace{[\mathbf{D}\mathbf{E}_1 + (1 - D)\mathbf{E}_2]}_{\mathbf{U}} \mathbf{U} + \\ & + \underbrace{\mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{E}\hat{\mathbf{u}}(t) + [(\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2)\mathbf{U}]}_{CA_3} \hat{d}(t) + \\ & + \underbrace{(\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)\hat{\mathbf{x}}(t) \cdot \hat{d}(t) + (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2)\hat{\mathbf{u}}(t) \cdot \hat{d}(t)}_{CA_4}, \end{aligned} \quad (\text{A.12})$$

onde  $CA_3$  são os termos CA de 1ª ordem e  $CA_4$  os termos não lineares de 2ª ordem.

Eliminando os termos CC das equações (A.11) e (A.12), e considerando que os termos de segunda ordem (não lineares) são pequenos como os pequenos sinais assumidos, chega-se ao modelo genérico de referência para as equações de estado linearizado para pequenos sinais, conforme demonstrado na equação (A.13).

$$\begin{cases} \mathbf{K}\dot{\hat{\mathbf{x}}}(t) = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}\hat{\mathbf{u}}(t) + [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\mathbf{U}] \hat{d}(t) \\ \hat{\mathbf{y}}(t) = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{E}\hat{\mathbf{u}}(t) + [(\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2)\mathbf{U}] \hat{d}(t) \end{cases} \quad (\text{A.13})$$

Para o modelo em questão, tem-se a seguinte forma genérica para os estados (baseada na equação (A.13)):

$$\begin{cases} \mathbf{K}\dot{\hat{\mathbf{x}}}(t) = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}\hat{\mathbf{u}}(t) + \mathbf{F}\hat{d}(t) \\ \hat{\mathbf{y}}(t) = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{E}\hat{\mathbf{u}}(t) + \mathbf{G}\hat{d}(t) \end{cases} \quad (\text{A.14})$$

A partir disso, pode-se definir:

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_p &= \mathbf{K}^{-1}\mathbf{A}; \\ \mathbf{B}_p &= \left[ \mathbf{K}^{-1}\mathbf{B} \quad \mathbf{K}^{-1} \{(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\mathbf{U}\} \right]; \\ \mathbf{C}_p &= \mathbf{C}; \\ \mathbf{E}_p &= \left[ \mathbf{E} \quad \{(\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2)\mathbf{U}\} \right]; \\ \hat{\mathbf{u}}(t) &= \begin{bmatrix} \hat{i}_{Lo}(t) \\ \hat{v}_{in}(t) \end{bmatrix}; \\ \hat{\mathbf{u}}_p(t) &= \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{u}}(t) \\ \hat{d}(t) \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (\text{A.15})$$

Desta forma, consegue-se representar o sistema novamente na forma canônica conhecida:

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{x}}}(t) = \mathbf{A}_p\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}_p\hat{\mathbf{u}}_p(t) \\ \hat{\mathbf{y}}(t) = \mathbf{C}_p\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{E}_p\hat{\mathbf{u}}_p(t) \end{cases} \quad (\text{A.16})$$

### A.3 Modelo de pequenos sinais em espaço de estados do SSI

Conforme já demonstrado, a modelagem de energização e desenergização do inversor fonte dividida pode ser representado pelos seguintes modelos dinâmicos:

Magnetização de  $L$ :

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= \frac{v_{in}}{L} - \frac{r_L}{L}i_L; \\ \frac{dv_{cc}}{dt} &= -\frac{i_{Lo}}{C}. \end{aligned} \quad (\text{A.17})$$

Desmagnetização de  $L$ :

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= -\frac{r_L}{L}i_L + \frac{(v_{in} - v_{cc})}{L}; \\ \frac{dv_{cc}}{dt} &= \frac{i_L - i_{Lo}}{C}. \end{aligned} \quad (\text{A.18})$$

A corrente de saída pode ser modelada da seguinte forma:

$$i_{Lo} = [2S_1 - 1]i_a + [2S_2 - 1]i_b + [2S_3 - 1]i_c. \quad (\text{A.19})$$

Realizando a modelagem em espaço de estados:

$$\dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} di_L/dt \\ dv_{cc}/dt \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_{cc} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_L \\ v_{cc} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{y} = \begin{bmatrix} i_L \\ v_{cc} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u} = \begin{bmatrix} v_{in} \\ i_{Lo} \end{bmatrix}. \quad (\text{A.20})$$

A partir disso, o modelo que representa a primeira etapa pode ser obtido conforme as equações (A.21) e (A.22).

$$\underbrace{\begin{bmatrix} di_{L1}/dt \\ dv_{cc1}/dt \end{bmatrix}}_{\dot{\mathbf{x}}_1} = \underbrace{\begin{bmatrix} -r_L/L & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_1} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{L1} \\ v_{cc1} \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_1} + \underbrace{\begin{bmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & -1/C \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_1} \underbrace{\begin{bmatrix} v_{in} \\ i_{Lo} \end{bmatrix}}_{\mathbf{u}}, \quad (\text{A.21})$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} i_{L1} \\ v_{cc1} \end{bmatrix}}_{\mathbf{y}_1} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}_1} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{L1} \\ v_{cc1} \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_1} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{E}_1} \underbrace{\begin{bmatrix} v_{in} \\ i_{Lo} \end{bmatrix}}_{\mathbf{u}}. \quad (\text{A.22})$$

Para a segunda etapa, a modelagem resulta nas equações (A.23) e (A.24).

$$\underbrace{\begin{bmatrix} di_{L2}/dt \\ dv_{cc2}/dt \end{bmatrix}}_{\dot{\mathbf{x}}_2} = \underbrace{\begin{bmatrix} -r_L/L & -1/L \\ 1/C & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_2} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{L2} \\ v_{cc2} \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_2} + \underbrace{\begin{bmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & -1/C \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_2} \underbrace{\begin{bmatrix} v_{in} \\ i_{Lo} \end{bmatrix}}_{\mathbf{u}}, \quad (\text{A.23})$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} i_{L2} \\ v_{cc2} \end{bmatrix}}_{\mathbf{y}_2} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}_2} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{L2} \\ v_{cc2} \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_2} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{E}_2} \underbrace{\begin{bmatrix} v_{in} \\ i_{Lo} \end{bmatrix}}_{\mathbf{u}}. \quad (\text{A.24})$$

Com base nos modelos que representam os modos de operação do inversor fonte dividida, pode-se aplicar as matrizes de estados nas equações de estado estacionário para pequenos sinais (equação (A.13)). E desenvolvendo cada um dos termos:

$$\mathbf{A} = D\mathbf{A}_1 + (1 - D)\mathbf{A}_2 = D \begin{bmatrix} -r_L/L & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} + (1 - D) \begin{bmatrix} -r_L/L & -1/L \\ 1/C & 0 \end{bmatrix}, \quad (\text{A.25})$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -Dr_L/L & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (1 - D)(-r_L/L) & (1 - D)(-1/L) \\ (1 - D)(1/C) & 0 \end{bmatrix}, \quad (\text{A.26})$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -r_L/L & (1 - D)(-1/L) \\ (1 - D)(1/C) & 0 \end{bmatrix}, \quad (\text{A.27})$$

$$\mathbf{B} = D\mathbf{B}_1 + (1 - D)\mathbf{B}_2 = D \begin{bmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & -1/C \end{bmatrix} + (1 - D) \begin{bmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & -1/C \end{bmatrix}, \quad (\text{A.28})$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} D/L & 0 \\ 0 & -D/C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (1 - D)/L & 0 \\ 0 & (1 - D)(-1/C) \end{bmatrix}, \quad (\text{A.29})$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & -1/C \end{bmatrix}, \quad (\text{A.30})$$

$$\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} -r_L/L & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -r_L/L & -1/L \\ 1/C & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1/L \\ -1/C & 0 \end{bmatrix}, \quad (\text{A.31})$$



$$\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & -1/C \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & -1/C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (\text{A.32})$$

Substituindo os termos na equação que representa o modelo estacionário de pequenos sinais, temos:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} = & \underbrace{\begin{bmatrix} -r_L/L & (1-D)(-1/L) \\ (1-D)(1/C) & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}} \hat{\mathbf{x}} + \underbrace{\begin{bmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & -1/C \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}} \hat{\mathbf{u}} + \\ & + \left\{ \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1/L \\ -1/C & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2} \mathbf{X} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2} \mathbf{U} \right\} \hat{d}, \end{aligned} \quad (\text{A.33})$$

onde:

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_{cc} \end{bmatrix}, \quad \hat{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_{cc} \end{bmatrix}, \quad \hat{\mathbf{u}} = \begin{bmatrix} \hat{v}_{in} \\ \hat{i}_{Lo} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{X} = \begin{bmatrix} I_L \\ V_{cc} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{U} = \begin{bmatrix} V_{in} \\ I_{Lo} \end{bmatrix}. \quad (\text{A.34})$$

Substituindo também as variáveis de entrada e saída do sistema, temos:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_{cc} \end{bmatrix} = & \begin{bmatrix} -r_L/L & (1-D)(-1/L) \\ (1-D)(1/C) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_{cc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & -1/C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{in} \\ \hat{i}_{Lo} \end{bmatrix} + \\ & + \left\{ \begin{bmatrix} 0 & 1/L \\ -1/C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L \\ V_{cc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{in} \\ I_{Lo} \end{bmatrix} \right\}. \end{aligned} \quad (\text{A.35})$$

Evidenciando as equações que representam a corrente de entrada ( $i_L$ ) e a tensão do barramento CC ( $v_{cc}$ ):

$$\begin{aligned} \hat{i}_L &= \left(-\frac{r_L}{L}\right) \hat{i}_L + (1-D) \left(-\frac{1}{L}\right) \hat{v}_{cc} + \left(\frac{1}{L}\right) \hat{v}_{in} + \left(\frac{1}{L}\right) V_{cc} \hat{d}; \\ \hat{v}_{cc} &= (1-D) \left(\frac{1}{C}\right) \hat{i}_L + \left(-\frac{1}{C}\right) \hat{i}_{Lo} + \left(-\frac{1}{C}\right) I_L \hat{d}. \end{aligned} \quad (\text{A.36})$$

#### A.4 Representação do modelo do SSI no domínio frequência

Com base na propriedade para conversão da representação de um sistema no domínio contínuo (espaço de estados) para o domínio frequência (domínio  $s$ ), por meio da

transformada de Laplace:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) + \mathbf{E}\mathbf{u}(t) \end{cases} \quad (\text{A.37})$$

$$\Downarrow \\ \mathcal{L}\{\dot{\mathbf{x}}(t)\} = \mathcal{L}\{\mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t)\} \Rightarrow sX(s) = AX(s) + BU(s).$$

Aplicando a propriedade citada, inicia-se o processo de conversão do sistema para o domínio  $s$ :

$$s\hat{i}_L(s) = \left(-\frac{r_L}{L}\right)\hat{i}_L(s) + (1-D)\left(-\frac{1}{L}\right)\hat{v}_{cc}(s) + \left(\frac{1}{L}\right)\hat{v}_{in}(s) + \left(\frac{1}{L}\right)V_{cc}\hat{d}(s). \quad (\text{A.38})$$

Sendo a tensão da fonte de entrada  $v_{in}$  constante, este termo pode ser desconsiderado para fins de modelagem no domínio frequência.

$$s\hat{i}_L(s) = \left(-\frac{r_L}{L}\right)\hat{i}_L(s) + (1-D)\left(-\frac{1}{L}\right)\hat{v}_{cc}(s) + \left(\frac{1}{L}\right)V_{cc}\hat{d}(s). \quad (\text{A.39})$$

Desenvolvendo,

$$\hat{i}_L(s) = \left(\frac{1}{sL + r_L}\right) \left[ -(1-D)\hat{v}_{cc}(s) + V_{cc}\hat{d}(s) \right]. \quad (\text{A.40})$$

Evidenciando os termos da função de transferência de  $i_L$  chegamos a:

$$\hat{i}_L(s) = \left(\frac{V_C}{sL + r_L}\right)\hat{d}(s) - \left(\frac{1-D}{sL + r_L}\right)\hat{v}_{cc}(s). \quad (\text{A.41})$$

Agora, realizando o mesmo processo para o modelo da tensão do barramento CC:

$$s\hat{v}_{cc}(s) = (1-D)\left(\frac{1}{C}\right)\hat{i}_L(s) + \left(-\frac{1}{C}\right)\hat{i}_{Lo}(s) + \left(-\frac{1}{C}\right)I_L\hat{d}(s). \quad (\text{A.42})$$

Desenvolvendo,

$$\hat{v}_{cc}(s) = \left(\frac{1}{sC}\right) \left[ (1-D)\hat{i}_L(s) - \hat{i}_{Lo}(s) - I_L\hat{d}(s) \right]. \quad (\text{A.43})$$

Evidenciando os termos da função de transferência de  $v_{cc}$ , obtêm-se:

$$\hat{v}_{cc}(s) = \left(\frac{1-D}{sC}\right)\hat{i}_L(s) - \left(\frac{1}{sC}\right)\hat{i}_{Lo}(s) - \left(\frac{1}{sC}\right)I_L\hat{d}(s). \quad (\text{A.44})$$

Com base nas equações (A.41) e (A.44), pode-se desenvolver as funções de transferência que são base para o controle multi malhas desenvolvidos no Capítulo 3.

Primeiro, assumindo que a tensão do barramento CC seja constante, simplifica-se a função de transferência de  $i_L(s)$  (equação (A.41)) que relaciona a corrente de entrada com a razão cíclica:

$$\frac{i_L(s)}{d(s)} = \frac{V_{cc}}{sL + r_L}. \quad (\text{A.45})$$

E com base na função de transferência de  $v_{cc}(s)$  (equação (A.43)), considerando a razão cíclica e a corrente de saída constantes, obtém-se a função de transferência que relaciona a tensão do barramento CC com a corrente de entrada:

$$\frac{v_{cc}(s)}{i_L(s)} = \left( \frac{1 - D}{sC} \right). \quad (\text{A.46})$$



## Anexo B – DESCRIÇÃO DO PROTÓTIPO

### B.1 Introdução

Neste anexo, apresentam-se as características do protótipo empregado na realização dos ensaios práticos e na obtenção dos resultados experimentais, os quais foram utilizados para a validação do estudo desenvolvido.

### B.2 Detalhamento do sistema

O protótipo montado na bancada para ensaios experimentais, foi desenvolvido baseado no sistema híbrido de microgeração proposto e apresentado na Figura 2.1. A bancada é constituída por duas máquinas assíncronas trifásicas com rotor gaiola de esquilo, um banco de capacitores de excitação, inversor, filtro de saída indutivo, o sistema de controle é composto por um DSP TMS320F28335 da Texas Instruments, dispositivos de sensoriamento de tensões e correntes, fonte emuladora fotovoltaica e seus componentes de interface com o SSI. As duas máquinas assíncronas formam o conjunto máquina primária/gerador de indução. A primeira, opera como máquina primária, fornecendo potência mecânica ao eixo da segunda máquina. A MP é acionada por um conversor de frequência CFW-08 da WEG, a partir do qual podem ser emulados sistemas distintos de conversão de energia, tais como, microcentrais hidrelétricas e eólicas e grupo-geradores acionados por combustíveis fósseis ou biocombustíveis. A segunda máquina assíncrona é conectada ao eixo da primeira através de um acoplamento flexível e opera como gerador de indução. Aos terminais do gerador de indução é conectado o banco de capacitores responsável pela excitação da máquina. Para a formação do sistema trifásico a três fios, os capacitores de excitação foram projetados considerando a conexão em delta, a partir dos dados obtidos nos ensaios da máquina, conforme (SCHERER et al., 2015).

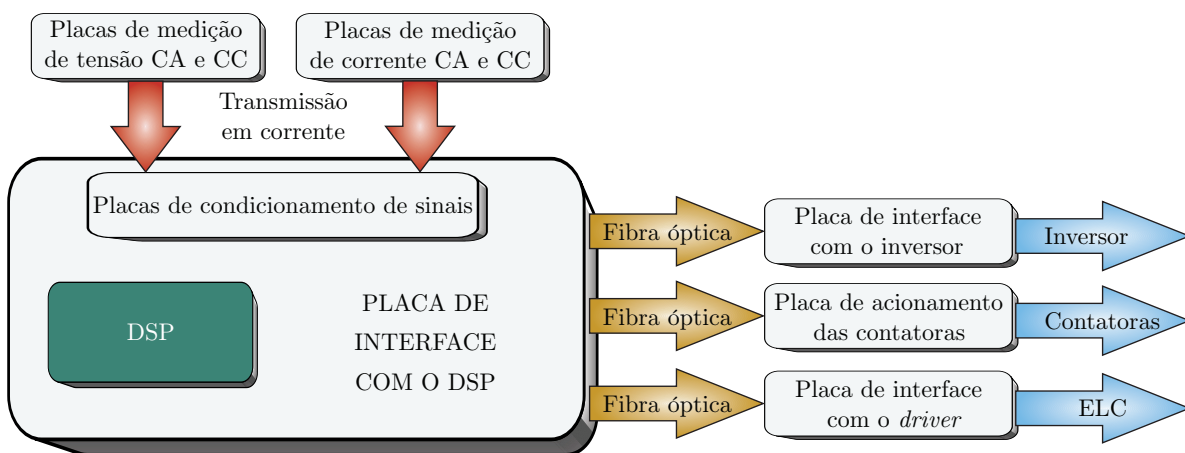
O protótipo experimental inclui ainda uma série de placas de circuitos de instrumentação destinadas à interface, aquisição e condicionamento dos diferentes sinais necessários para o controle do sistema. Os seguintes circuitos foram considerados na implementação do protótipo:

- Placa de aquisição de tensão;
- Placa de aquisição de corrente;
- Placas de condicionamento de sinais;
- Placa de interface com DSP;

- Placa de interface com o inversor;
- Placa de interface com o *driver* do ELC;
- Placa de acionamento das contadoras;

Na Figura B.1 é apresentado um diagrama do sistema de instrumentação desenvolvido, o qual utiliza-se do kit de desenvolvimento eZdsp F28335 da Spectrum Digital. O kit de desenvolvimento do DSP é conectado em uma placa de interface, que recebe sinais dos sensores de tensão e corrente. Após o cálculo das leis de controle no DSP, são enviados através de fibras ópticas, o sinal de habilitação e os sinais PWM de comando das chaves do inversor, bem como, os sinais de comando das contadoras de conexão dos bancos de capacitores de regulação. Nesta placa estão incluídos ainda os circuitos de aquisição de medidas, o circuito de geração de referências de tensão e circuitos de transmissão por fibra ótica. A placa de interface com o conversor é responsável por adequar os sinais PWM, recebidos através dos canais de fibra ótica aos drivers de comando do conversor estático de potência. Esta placa esta equipada com receptores de fibra ótica usados na recepção dos sinais PWM condicionados a serem encaminhados às chaves semicondutoras.

Figura B.1 – Diagrama da instrumentação.



Fonte: Adaptado de Scherer (2016).