



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CENTRO TECNOLÓGICO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Valdecir Junior De Paris

**Projeto e Simulação de um Sistema de Microgeração Híbrido Alimentado por
Energia Hídrica e Solar Fotovoltaica**

Florianópolis
2022

Valdecir Junior De Paris

**Projeto e Simulação de um Sistema de Microgeração Híbrido Alimentado por
Energia Hídrica e Solar Fotovoltaica**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.

Coorientadora: Prof^a. Fernanda de Moraes Carnielutti, Dr^a.

Florianópolis

2022

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

De Paris, Valdecir Junior
Projeto e Simulação de um Sistema de Microgeração Híbrido
Alimentado por Energia Hidrica e Solar Fotovoltaica /
Valdecir Junior De Paris ; orientador, Denizar Cruz
Martins, coorientador, Fernanda de Moraes Carnielutti,
2022.
266 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa
Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2022.

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Microgeração. 3. Sistema
híbrido. 4. Sustentabilidade. 5. Eletrônica de Potência. I.
Martins, Denizar Cruz. II. Carnielutti, Fernanda de
Moraes. III. Universidade Federal de Santa Catarina.
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.

Valdecir Junior De Paris

Projeto e Simulação de um Sistema de Microgeração Híbrido Alimentado por Energia Hídrica e Solar Fotovoltaica

O presente trabalho em nível de Mestrado foi avaliado e aprovado por banca examinadora composta pelos seguintes membros:

Prof. Ricardo Rütther, Dr.

Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC

Prof. Roberto Francisco Coelho, Dr.

Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC

Antonio Luiz Schalata Pacheco, Dr.

Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC

Certificamos que esta é a **versão original e final** do trabalho de conclusão que foi julgado adequado para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Prof. Richard Demo Souza, Dr.

Coordenador em Exercício

Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.

Orientador

Prof^a. Fernanda de Moraes Carnielutti, Dr^a.

Coorientadora

Florianópolis, 2022.

Dedico este trabalho a todos os que me ajudaram ao longo
do meu mestrado.

AGRADECIMENTOS

Ao Professor Denizar Cruz Martins agradeço pela orientação e direção na execução do trabalho, que mesmo remotamente possibilitou a realização desse. À Professora Fernanda de Moraes Carnielutti pelo auxílio nas dúvidas que surgiram no decorrer do trabalho, agradeço à sua atenção e conhecimentos transmitidos.

Aos professores do INEP, André, Denizar, Gierry, Marcelo, Roberto, Samir e Telles pelo conhecimento transmitido ao longo do mestrado, que proporcionaram uma excelente base da Eletrônica de Potência. Agradeço, também, aos funcionários do INEP, Diogo e Pacheco pelo auxílio durante o retorno as atividades presenciais, nessa última fase do mestrado.

Ao INCT-GD e aos órgãos financiadores (CNPq processo 465640/2014-1, CAPES processo no. 23038.000776/2017-54 e FAPERGS 17/2551-0000517-1) pelo auxílio financeiro à pesquisa.

Aos professores da banca examinadora pela disponibilidade e paciência na leitura e revisão, que contribuíram na melhoria do conteúdo escrito e apresentado.

Por fim, agradeço a todos que direta ou indiretamente me ajudaram durante o período de mestrado, tanto em temas referentes a esta dissertação, quanto em outros momentos de convivência. Optei por não citar nomes, pois grande parte do curso foi feito de forma *on-line*, e considero que cada um que conviveu comigo nesses dois anos digno de agradecimentos.

*“O poder da água mudou mais neste mundo
do que imperadores ou reis.”
(Leonardo da Vinci)*

RESUMO

Fontes energéticas sustentáveis têm sido amplamente difundidas ao redor do mundo. Porém, devido às oscilações do clima, faz-se necessário o uso de armazenadores de energia para suprir momentos de ausência dessas fontes. O reservatório de uma hidrelétrica é um exemplo de armazenamento de energia que proporciona uma geração despachável mesmo com variações climáticas, mas para obter energia hídrica são necessárias uma topologia adequada do terreno e o alagamento do reservatório. O presente trabalho propõe a microgeração híbrida da energia solar fotovoltaica e hídrica complementarmente com intuito de estabilizar a disponibilidade energética do sistema durante as flutuações de irradiância diária, a demanda diurna será suprida principalmente pela energia solar e a demanda noturna, pela energia hídrica. São apresentadas as metodologias utilizadas na modelagem das fontes primárias e dos conversores, a topologia com uso de apenas um inversor, para ambas as fontes, e a proposta de controle complementar do reservatório, que apresenta um ganho de geração em cenários chuvosos. Ao fim, os resultados de simulações em tempo real evidenciam a viabilidade da proposta em determinados cenários, possibilitando o uso dessa em sistemas *off-grid* sem necessidade de acumuladores eletroquímicos que supram a indisponibilidade do recurso solar.

Palavras-chave: Controle, Sistema híbrido, Microrrede, Paralelismo e Sustentabilidade.

ABSTRACT

Energy sources have been widely disseminated around the world. However, due to weather fluctuations, forms of energy storage are needed, to supply moments of absence of these sources. The hydroelectric reservoir is an example of energy storage to provide a dispatchable generation even with climatic variations, but to obtain hydropower, is necessary an adequate topology of the land and the flooding of the reservoir. The present work proposes a hybrid microgeneration of solar photovoltaic and hydropower in a complementary way with purpose of establishing the availability of energy resources even during the daily irradiance fluctuations, the daytime demand will be supplied mainly by solar energy, and the nighttime demand by hydroelectric energy. The methodologies used in the modeling of primary sources and converters, the topology with the use of only one inverter for both sources and the proposal for complementary control of the reservoir, which presents a generation gain in rainy scenario, will be presented. At the end, the real time simulation results show the feasibility of the proposal in certain scenarios, enabling to off-grid systems without electrochemical storage that supplied the absence of sun energy.

Keywords: Control, Hybrid System, Microgrid, Parallelism and Sustainability.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Percentual investido entre fontes renováveis e não-renováveis (a) e geração mundial por fonte (b) durante a última década.	29
Figura 2 – Percentual do uso de recursos renováveis em razão do total consumido por país entre os 80 maiores consumidores (a), capacidade de geração adicionada por ano de determinada fonte renovável (b).	30
Figura 3 – Principais países que tiveram capacidade adicionada em 2021 para geração eólica (a), solar fotovoltaica (b) e hídrica (c).	30
Figura 4 – Ilustrativo de um sistema de geração híbrido com arranjos fotovoltaicos flutuantes.	31
Figura 5 – Exemplos de geração solar fotovoltaica flutuante (a) Sirindhorn, Tailândia e (b) Sobradinho, Brasil.	32
Figura 6 – Capacidade de geração por região híbrida (hídrica e fotovoltaica flutuante).	33
Figura 7 – O sistema de transmissão do SIN (a) e o balanço energético em (MW) de determinado período (b).	37
Figura 8 – Exemplo de curva diária parametrizada de carga (a), geração térmica (b), nuclear (c), hídrica (d), eólica (e) e solar fotovoltaica (f) no SIN.	38
Figura 9 – Carga e geração nacional do dia 27/07/2022.	39
Figura 10 – Exemplo de moinhos de vento (a) e turbinas eólicas (b).	40
Figura 11 – Velocidade média (a) e densidade de potência média (b) do vento no Brasil.	41
Figura 12 – Temperatura ambiente média (a) e irradiação global média (b) no Brasil.	43
Figura 13 – Relação da velocidade específica com a turbina ideal (a) e rendimento em razão da velocidade de potência específica (b).	44
Figura 14 – Mapa demonstrativo do modelo ideal conforme a queda e vazão disponíveis.	45
Figura 15 – Ilustração de uma turbina Pelton (a) e seu rotor (b).	46
Figura 16 – Ilustração de uma turbina Francis (a) e seu rotor (b).	47
Figura 17 – Ilustração de uma turbina Kaplan (a) e seu rotor (b).	47
Figura 18 – Ilustrativo de um sistema PSH (a) modelo PSH-Sulzer (b).	48
Figura 19 – Ilustração de microgeração hídrica Hidreo (a) e Turbulent (b).	50
Figura 20 – Exemplo de projeto de turbina hidrocínética Hydro-K (a) e Tucunaré (b).	51
Figura 21 – Protótipo Hydro-K instalado na UHE de Bariri.	51
Figura 22 – Topologia híbrida convencional (a) e para microgeração (b).	54
Figura 23 – Topologia híbrida para microgeração proposta.	54
Figura 24 – Exemplo da variação dos recursos renováveis durante o dia.	55

Figura 25 – Variação das potências em cada topologia.	55
Figura 26 – Destaque nas fontes primárias do sistema proposto.	56
Figura 27 – Exemplo de identificação de locais com possibilidade de geração hídrica.	56
Figura 28 – Espectro de irradiância (a) e relação geométrica do índice AM (b).	57
Figura 29 – Componentes da radiação solar.	58
Figura 30 – Trajetória e distância da Terra para o Sol (a) e variação do ângulo de incidência de luz aos trópicos (b) no período anual.	59
Figura 31 – Variação do ângulo solar e de azimute durante o ano: (a) vista isométrica, (b) vista horizontal e (c) vista superior.	60
Figura 32 – Relação do ângulo zênite com a radiação (a) e a relação dos ângulos na posição de um módulo solar (b).	61
Figura 33 – Impacto da variação dos ângulos de inclinação θ_β e θ_w do módulo solar no equinócio e solstícios de verão e inverno: (a) resultados para o ângulo θ_β de 5° e 45° ; (b) resultados para o ângulo θ_w em relação ao norte de 0° e -60°	62
Figura 34 – Gráfico da variação de irradiância horária durante o ano.	63
Figura 35 – Ilustração do efeito fotovoltaico e de difusão.	64
Figura 36 – Ilustração da banda proibida de um semicondutor de silício dopado com boro e fósforo.	64
Figura 37 – Ilustração da circulação de corrente elétrica devido aos fótons.	65
Figura 38 – Exemplo do espectro absorvido por dois semicondutores diferentes.	65
Figura 39 – Ilustração da circulação de corrente em um diodo (a) e em uma célula fotovoltaica (b).	66
Figura 40 – Modelo equivalente de uma célula fotovoltaica ideal (a), com resistência em série (b) e considerando resistências em série/paralelo (c).	67
Figura 41 – Representação dos componentes ideais na curva característica I-V de uma célula fotovoltaica.	67
Figura 42 – Ponto de tensão de circuito aberto e variação de R_{spv} (a), ponto de corrente de curto-circuito e variação R_{ppv} (b) e ponto de máxima potência (c) de uma célula fotovoltaica.	68
Figura 43 – Exemplo da variação das curvas características com a irradiância (a) e temperatura (b).	68
Figura 44 – Ilustração e representação de uma célula fotovoltaica (a), módulo fotovoltaico (b) e arranjo fotovoltaico (c).	71
Figura 45 – Representação de um sistema de microgeração hídrico.	73
Figura 46 – Representação do jato de água de uma turbina Pelton.	74
Figura 47 – Variação do rendimento conforme coeficiente de perda k_{pa} em (a) e conforme ângulo da pá β_R em (b).	75

Figura 48 – Variação do rendimento conforme coeficiente de perda mecânica K_m (a) e perdas no bico injetor K_n (b).	77
Figura 49 – Variação da velocidade do fluido no bico e na adutora (a) e potência e vazão (b) conforme diâmetro do bico injetor.	78
Figura 50 – Ilustração da máquina elétrica de ímãs permanentes (a) e modelo equivalente em dq (b).	80
Figura 51 – Curva de rendimento para diferentes sistemas de geração hídrica.	81
Figura 52 – Ilustração do sistema de microgeração híbrido convencional.	83
Figura 53 – Ilustração do sistema de microgeração híbrido proposto.	84
Figura 54 – Comparação da área afetada pelo reservatório e pelo sistema fotovoltaico em uma mesma localidade para uma carga de 10 kW: (a) considerando uma baixa queda; (b) considerando uma queda mediana; (c) considerando uma alta queda.	84
Figura 55 – Fluxo de potência em diferentes cenários dos sistemas convencional e proposto.	86
Figura 56 – Sistema proposto com destaque para os conversores.	87
Figura 57 – O conversor <i>Boost</i> do sistema proposto.	88
Figura 58 – Etapas de operação do conversor <i>Boost</i> em (a) e (b) e formas de onda da tensão e da corrente no indutor em (c).	88
Figura 59 – Modelo médio ideal (a) e modelo com perdas no indutor (b).	90
Figura 60 – Ganho estático (a) e rendimento (b) para diferentes valores de resistência do indutor.	90
Figura 61 – O retificador ativo do sistema proposto.	92
Figura 62 – Formas de onda de um retificador de seis pulsos passivo (a) e um retificador ativo (b).	92
Figura 63 – Circuito do retificador ativo 2 níveis, bidirecional (a) e circuito equivalente no 2º setor para análise do circuito (b).	93
Figura 64 – Etapas de operação e estados de comutação dos interruptores do retificador.	93
Figura 65 – Sinais modulantes e estado dos interruptores (a) e tensões no conversor em (b).	94
Figura 66 – Ampliação de dois períodos de comutação e seus estados de comutação no 2º setor.	94
Figura 67 – Circuito trifásico e equivalente CC em um instante de armazenamento (a), e em um instante de transferência (b).	95
Figura 68 – Circuito trifásico para obtenção da indutância equivalente (a), da tensão equivalente (b) e circuito equivalente de Thévenin obtido (c).	95

Figura 69 – Forma de onda da corrente injetada na rede e da moduladora considerando SPWM+3H (a) e SPWM com sobressinal (b) com a mesma tensão de barramento.	100
Figura 70 – O inversor do sistema proposto.	101
Figura 71 – Resposta em frequência: (a) para os filtros L e LCL; (b) para o filtro LCL com e sem amortecimento.	101
Figura 72 – Espectro harmônico da tensão de fase com uma frequência de comutação múltipla da frequência da rede (a) e não múltipla em (b).	104
Figura 73 – Representação dos modelos de um conversor	105
Figura 74 – Representação da linearização através de perturbações	106
Figura 75 – Possíveis representações matemáticas do modelo de um conversor	106
Figura 76 – Tensão e corrente nos semicondutores na primeira etapa (a) e segunda etapa (b) do modelo comutado do conversor <i>Boost</i>	107
Figura 77 – Representação do modelo médio (a) e linearizado (b) do conversor <i>Boost</i> ideal.	108
Figura 78 – Formas de onda de tensão de um sistema trifásico e suas respectivas transformadas $\alpha\beta$ e dq para potência constante em (a) e amplitude constante em (b).	111
Figura 79 – Primeira etapa de operação [100] em (a) e segunda etapa [000] em (b) do braço “a” do retificador.	111
Figura 80 – Modelo comutado (a) e médio (b) do retificador.	112
Figura 81 – Modelo médio em abc (a) e em $dq0$ (b).	113
Figura 82 – Modelo médio (a) e linearizado (b) desacoplado em dq do retificador.	116
Figura 83 – Modelo médio do barramento CC em $\alpha\beta$ (a) e dq (b).	116
Figura 84 – Modelo linearizado do barramento CC em $\alpha\beta$	117
Figura 85 – Fluxo de potência em $\alpha\beta$ no modelo do barramento para um retificador em (a) e inversor em (b).	118
Figura 86 – Modelo médio do inversor em abc (a) e em $\alpha\beta$ (b).	120
Figura 87 – Modelo médio reduzido do inversor em $\alpha\beta$	121
Figura 88 – Representação de espaço de estados em diagrama de blocos.	122
Figura 89 – Diagrama completo do sistema proposto.	124
Figura 90 – Blocos de controle do sistema proposto.	125
Figura 91 – Fluxograma das possibilidades para implementação do controle digital.	125
Figura 92 – Representação da discretização de um sinal.	126
Figura 93 – Representação do atraso digital com amostragem em dente de serra (a) e triangular com amostragem simples (b) e dupla (c).	126
Figura 94 – Detalhe do bloco de controle do conversor <i>Boost</i>	130
Figura 95 – Rastreamento do ponto de máxima potência nas condições de aumento (a) e redução (b) da potência gerada.	130

Figura 96 – Fluxograma do rastreamento do ponto de máxima potência pelo método perturba e observa.	131
Figura 97 – Representação do modelo de pequenos sinais de um PLL (a) e do modelo trifásico SRF-PLL (b).	132
Figura 98 – Diagrama de blocos do DSOGI-FLL.	134
Figura 99 – Comparativos entre o SRF-PLL (a) e o DSOGI-FLL (b) para um afundamento de tensão em uma das fases.	135
Figura 100 – Bloco geral de controle do retificador.	136
Figura 101 – Diagrama de blocos do desacoplamento da variável controlada.	136
Figura 102 – Diagrama de blocos para controle do retificador.	137
Figura 103 – FTLANC do retificador.	137
Figura 104 – FTLAC do retificador.	138
Figura 105 – Faixa estável de margem de fase e frequência de cruzamento por zero para controle do retificador.	140
Figura 106 – Diagrama de Bode da magnitude (a) e da fase (b) do controle de corrente do retificador.	141
Figura 107 – Diagrama de blocos para implementação do <i>anti-windup</i>	142
Figura 108 – Faixa estável de margem de fase e frequência de cruzamento por zero para controle da tensão do barramento.	143
Figura 109 – Diagrama de Bode da magnitude (a) e da fase (b) do controle do barramento.	144
Figura 110 – Bloco geral de controle do inversor.	145
Figura 111 – Bloco do controle de corrente injetada na rede do inversor em $\alpha\beta$	145
Figura 112 – Representação da implementação do atraso digital.	146
Figura 113 – Representação por diagrama de blocos na forma canônica controlável (a) e geral (b) do espaço de estado.	150
Figura 114 – Diagrama de blocos detalhado do controle da corrente do inversor.	151
Figura 115 – Detalhe do bloco de controle da válvula do reservatório.	156
Figura 116 – Relação do torque e rotação com o diâmetro do bico injetor em (a) e relação do torque com a rotação em (b).	156
Figura 117 – Característica de operação do sistema de controle do reservatório em (a) e detalhe de funcionamento do MEPT em (b).	157
Figura 118 – Fluxograma do rastreamento do ponto de máxima eficiência hídrica.	159
Figura 119 – Forma de onda da corrente e tensão de entrada e saída no conversor <i>Boost</i> com destaque na ondulação de corrente no indutor.	160
Figura 120 – Forma de onda da corrente e tensão de entrada e saída no retificador com destaque na ondulação de corrente no indutor da fase "a".	161
Figura 121 – Forma de onda da corrente de saída do inversor i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} , injetada na rede i_{Lfa} , i_{Lfb} , i_{Lfc} e tensão da rede v_a , v_b , v_c	161

Figura 122–Moduladoras do inversor (a), retificador (b) e razão cíclica do <i>Boost</i> (c).	162
Figura 123–Forma de onda da corrente na geração hídrica e fotovoltaica (a), tensão no barramento (b) e corrente injetada na rede (c) sob condição de variação de irradiância.	162
Figura 124–Destaques dos transitórios nos degraus de carga da Figura 123.	163
Figura 125–Variação da irradiância e potência fotovoltaica durante a simulação identificando o rastreamento de máxima potência.	163
Figura 126–Formas de onda de tensão e corrente e valor de fator de potência FP e conteúdo harmônico THD para condição de geração 100% solar em (a), 50% hídrica e 50% solar em (b) e 100% hídrica em (c).	164
Figura 127–Formas de onda de tensão e corrente e valores de THD de tensão e corrente considerando distorção na rede com controle ressonante das harmônicas em (a) e apenas com controle ressonante na fundamental em (b).	164
Figura 128–Exemplo do tempo gasto em uma rotina de cálculo em um simulador qualquer com uma simulação complexa (a) e simulação simples em (b).	165
Figura 129–Exemplo do tempo gasto em uma rotina de cálculo em um simulador em tempo real na condição funcional em (a) e com erro CIO em (b).	166
Figura 130–Forma de onda da corrente na geração hídrica (i_{ah} , i_{bh} , i_{ch}) e fotovoltaica (i_{pv}), tensão no barramento (v_{dc}) e corrente injetada na rede (i_{ag} , i_{bg} , i_{cg}) sob condição de variação de irradiância.	167
Figura 131–Destaque no momento de queda de irradiância da Figura 130.	167
Figura 132–Destaque no momento de aumento de irradiância da Figura 130.	168
Figura 133–Ampliação da ondulação de tensão no barramento em um ciclo de rede.	168
Figura 134–Forma de onda: das correntes na geração hídrica (i_{ah} , i_{bh} , i_{ch}) e fotovoltaica (i_{pv}); da tensão no barramento (v_{dc}); da tensão na fase “a” da rede (v_{ag}); das correntes da fase “a” da geração (i_{ag}), da carga (i_{ac}) e da rede (i_{ar}) durante variações de carga.	169
Figura 135–Destaque no momento de redução de 50% da carga da Figura 134.	169
Figura 136–Destaque no momento de remoção da carga da Figura 134.	170
Figura 137–Ampliação no momento de redução de 50% da carga da Figura 135.	170
Figura 138–Ampliação no momento de remoção da carga da Figura 136.	171
Figura 139–Forma de onda: das correntes na geração hídrica e fotovoltaica; da tensão no barramento; da tensão na fase “a” da rede; das correntes da fase “a” da geração, da carga e da rede durante uma variação de irradiância.	171
Figura 140–Ampliação no momento de queda de irradiância da Figura 139.	172
Figura 141–Ampliação no momento em regime após queda de irradiância da Figura 139.	172

Figura 142–Procedimento de simulação de longa duração e dispositivo Typhoon HIL 402 utilizado para simulação em tempo real.	173
Figura 143–Irradiação durante o ano de 2022 na estação CHAPECO (A895) em (a), temperatura ambiente (b) e precipitação pluviométrica em (c). . .	174
Figura 144–Variação da irradiação em 48 horas medida em (a) e estimada em (b). .	175
Figura 145–Variação da temperatura ambiente em 48 horas medida em (a) e estimada em (b).	175
Figura 146–Validação da curva estimada de irradiação (a) e temperatura ambiente (b).	176
Figura 147–Precipitação pluviométrica medida (a) e média estimada em 24 horas (b). .	176
Figura 148–Dados de entrada para simulação no cenário ensolarado (a) e chuvoso (b).	177
Figura 149–Curva de potência em tempo real no cenário ensolarado do sistema proposto em (a) e convencional em (b).	178
Figura 150–Troca energética com a rede no sistema proposto (a) e convencional (b). .	179
Figura 151–Curva de potência em tempo real no cenário chuvoso do sistema proposto em (a) e convencional em (b).	180
Figura 152–Resultados em tempo real (a) e modelo médio (b) no cenário chuvoso. .	181
Figura 153–Circuito elétrico utilizado para simulação no PSIM.	257
Figura 154–Circuito elétrico utilizado para simulação no Typhoon HIL.	258
Figura 155–Modelo da dinâmica do reservatório em diagrama de blocos utilizado para simulação em tempo real.	259

LISTA DE QUADROS

Quadro 1 – Comparativo entre as topologias para microgeração híbrida.	85
Quadro 2 – Linhas de código para implementação digital de um controlador qualquer.	129
Quadro 3 – Algoritmo de rastreamento do ponto de máxima potência MPPT	241
Quadro 4 – Algoritmo de sincronismo SRF-PLL parte 1.	242
Quadro 5 – Algoritmo de sincronismo SRF-PLL parte 2.	243
Quadro 6 – Algoritmo de sincronismo DSOGI-FLL parte 1.	244
Quadro 7 – Algoritmo de sincronismo DSOGI-FLL parte 2.	245
Quadro 8 – Algoritmo de controle do retificador parte 1.	246
Quadro 9 – Algoritmo de controle do retificador parte 2.	247
Quadro 10 – Algoritmo de controle do retificador parte 3.	248
Quadro 11 – Algoritmo de controle do retificador parte 4.	249
Quadro 12 – Algoritmo de controle do inversor parte 1.	250
Quadro 13 – Algoritmo de controle do inversor parte 2.	251
Quadro 14 – Algoritmo de controle do inversor parte 3.	252
Quadro 15 – Algoritmo de controle do inversor parte 4.	253
Quadro 16 – Algoritmo de controle do inversor parte 5.	254
Quadro 17 – Algoritmo de controle do inversor parte 6.	255
Quadro 18 – Algoritmo para implementação digital do MEPT	256

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Evolução da capacidade instalada no SIN - Maio2022/Dez2026	39
Tabela 2 – Comparativo entre fontes energéticas.	52
Tabela 3 – Valores comuns do índice de claridade	59
Tabela 4 – Característica do módulo PV-MJT250GB Mitsubischi.	69
Tabela 5 – Parâmetros calculados para o módulo PV-MJT250GB.	70
Tabela 6 – Parâmetros do sistema fotovoltaico proposto.	72
Tabela 7 – Parâmetros do sistema hídrico.	74
Tabela 8 – Parâmetros da máquina elétrica síncrona de ímã permanente PMSM.	79
Tabela 9 – Parâmetros da turbina proposta.	82
Tabela 10 – Parâmetros do sistema hídrico proposto.	83
Tabela 11 – Parâmetros do conversor <i>Boost</i>	91
Tabela 12 – Parâmetros do retificador ativo.	97
Tabela 13 – Parâmetros do barramento CC.	99
Tabela 14 – Limite percentual por harmônica λ_h normalizado.	102
Tabela 15 – Parâmetros do inversor.	103
Tabela 16 – Parâmetros do SRF-PLL.	133
Tabela 17 – Parâmetros do controle de corrente do retificador.	141
Tabela 18 – Parâmetros do controle de tensão do barramento.	144
Tabela 19 – Ganhos do controle DLQR.	155

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AM	Massa de Ar
ARE	<i>Aleighbri Riccati Equation</i> (Equação Algébrica de <i>Riccati</i>)
CA	Corrente Alternada
CAD	<i>Computer-aided design</i> (Desenho assistido por computador)
CC	Corrente Contínua
CCM	<i>Continuous Conduction Mode</i> (Modo de Condução Contínua)
CIO	<i>Computing Internal Overrun</i> (Erro computacional de sobrememória)
COMPEL	<i>Control and Modeling for Power Electronics</i> (Congresso de Controle e Modelagem para Eletrônica de Potência)
CSP	<i>Concentrated solar power</i> (Energia solar concentrada)
DLQR	<i>Digital Linear Quadratic Regulator</i> (Regulador digital linear quadrático ótimo)
DSOGI-FLL	<i>Dual Second Order Generalized Integrator - Frequency Locked Loop</i> (Método de sincronismo de segunda ordem)
DSP	<i>Digital signal processing</i> (Dispositivo de processamento de sinal digital)
EHP	Electron-hole pair (par de elétron-lacuna)
FP	Fator de potência
FT	Função de transferência
FTLAC	Função de transferência de laço aberto compensada
FTLANC	Função de transferência de laço aberto não compensada
GD	Geração Distribuída
HIL	<i>Hardware-in-the-loop</i> (Dispositivo de simulação em tempo real)
INMET	Instituto Nacional de Meteorologia
INPE	Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais
I-V	curva característica de corrente-tensão
LCL	Filtro composto de indutor, capacitor e indutor
MCH	Micro Central Hidrelétrica
MCU	Micro controlador
MEPT	<i>Maximum Efficiency Point Tracking</i> (Rastreador de máxima eficiência)
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i> (Rastreador de máxima potência)
NOCT	<i>Nominal Operating Cell Temperature</i> (Temperatura Nominal de Operação da Célula)
ONS	Organizador Nacional do Sistema
PCC	Ponto Comum de Conexão
PCH	Pequena Central Hidrelétrica
PEDG	<i>Power Electronics for Distributed Generation Systems</i> (Congresso de Eletrônica de Potência e Geração Distribuída)

PI	Controlador proporcional integral
PLL	<i>Phase-Locked-Loop</i> (Malha de travamento de fase)
PMP	Ponto de máxima potência
PMSM	<i>Permanent Magnet Synchronous Machine</i> (Máquina elétrica síncrona de ímã permanente)
PQ	Teoria da potência instântanea
PR	Controlador proporcional ressonante
PSH	<i>Pumped Storage Hydropower</i> (Geração hídrica por armazenamento)
PV	Sistema fotovoltaica
P-V	curva caracterítisca de potência-tensão
PWM	<i>Pulse width modulation</i> (Modulação por largura de pulso)
SCADA	<i>Supervisory Control and Data Acquisition</i> (Sistema de Supervisão e Aquisição de Dados)
SIL	<i>software-in-the-loop</i> (Programa de simulação em tempo real)
SIN	Sistema Interligado Nacional
SPWM	<i>Senoidal pulse width modulation</i> (Modulação por largura de pulso senoidal)
SPWM+3H	Modulação por largura de pulso senoidal com adição de terceira harmônica
SRF-PLL	<i>Synchronous Reference Frame - Phase Locked Loop</i> (Método de sincronismo trifásico)
SS	<i>State Space</i> (Espaço de estados)
STC	<i>Standard Test Conditions</i> (Condições Padrão de Teste)
SVM	<i>Space vector modulation</i> (Modulação vetorial)
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i> (Distorção harmônica total)
UHE	Usina Hidrelétrica
ZOH	<i>Zero Order Hold</i> (Retentor de ordem zero)

LISTA DE SÍMBOLOS

θ_{β}	Ângulo de inclinação do módulo fotovoltaico
θ_w	Ângulo azimute do módulo
R_{spv}	Resistência série de uma célula fotovoltaica
R_{ppv}	Resistência paralelo de uma célula fotovoltaica
k_{pa}	Coefficiente de atrito/dispersão na pá
β_R	Ângulo de saída do fluido na pá
K_m	Coefficiente de perdas mecânica na turbina
K_n	Coefficiente de perdas no bico injetor
$\alpha\beta$	Transformada estacionária de Clarke
dq	Transformada síncrona de Park
P_{ar}	Potência eólica
ρ_{ar}	Densidade do ar
A_W	Área de abrangência da hélice/pá
C_p	Coefficiente de potência
v_W	Velocidade do vento
η_W	Rendimento da turbina eólica
P_{pv}	Potência fotovoltaica média
A_{Tpv}	Área do sistema fotovoltaico
G_{pv}	Irradiância incidente sobre o módulo
η_{pv}	Rendimento do sistema fotovoltaico
P_{hidro}	Potência hídrica
ρ_{agua}	Densidade da água
g	Aceleração da gravidade
H_0	Altura nominal
Q_0	Vazão nominal
η_{hidro}	Rendimento do sistema hídrico
Q_e	Vazão efetiva
H_e	Altura efetiva
ω_M	Rotação do eixo da turbina/gerador
Ω_s	Velocidade específica
Ω_{sp}	Velocidade de potência específica
P_{Th}	Potência de saída da turbina hídrica
P_{hydroK}	Potência hidrocínética
A_{hydroK}	Área de abrangência da hélice/pá submersa
v_{agua}	Velocidade média da água que cruza as hélices
η_{hydroK}	Rendimento da turbina hidrocínética
O&M	Custo de operação e manutenção

Q_{rio}	Vazão disponível no afluente
G_0	Irradiância direta incidente sobre o local
T_0	Temperatura ambiente
E_{foton}	Energia do fóton
h_{Planck}	Constante de Planck
f_{onda}	frequência da onda
c_{luz}	Velocidade da luz
λ_{onda}	Comprimento de onda
G_{SC}	Constante solar
θ_{α}	Ângulo de incidência da luz solar
G_{GH}	Irradiância global horizontal
G_{DR}	Irradiância direta
G_{DF}	Irradiância difusa
G_{RE}	Irradiância refletida
K_t	Índice de claridade global/direto
K_d	Índice de claridade difuso
τ	Representação da variação do dia conforme o ano
δ_T	Inclinação da terra em relação aos trópicos
L_L	Latitude do local analisado
Θ_{az}	Ângulo azimute de luz diária em função do dia
$\text{Horas}_{\text{Luz}}$	Horas de incidência de luz
$\text{Nascer}_{\text{Sol}}$	Horário do nascer do sol
Pôr_{Sol}	Horário do pôr do sol
θ_{az}	Ângulo azimute solar instantâneo em função da hora
θ_{α}	Ângulo de incidência solar sobre uma superfície horizontal
θ_z	Ângulo de inclinação zênite
θ_{γ}	Ângulo azimute do módulo em função da hora
Y_{θ}	Energia difusa absorvida por uma placa vertical
$G_{G\theta}$	Irradiância global sobre o módulo
E_{pv}	Energia fotovoltaica gerada
E_g	<i>BandGap</i> (Banda proibida)
i_{fc}	Fonte de corrente que representa a foto-corrente
i_{pv}	Corrente fotovoltaica gerada
i_d	Corrente consumida pelo diodo da célula fotovoltaica
v_{pv}	Tensão fotovoltaica gerada
i_{Rp}	Corrente consumida pela resistência em paralelo da célula
α_{Isc}	Coefficiente de temperatura para corrente de curto-circuito
α_{Voc}	Coefficiente de temperatura para tensão de circuito aberto
α_{Pmax}	Coefficiente de temperatura para máxima potência

k_{boltz}	Constante de Boltzmann
T	Temperatura absoluta medida em Kelvin
A	Fator de idealidade da célula fotovoltaica
q	Carga do elétron
i_0	Corrente de saturação
$N_{s_{pv}}$	Quantidade de módulos em série
$N_{p_{pv}}$	Quantidade de módulos em paralelo
$N_{T_{pv}}$	Quantidade total de módulos
A_{pv}	Área de um módulo fotovoltaico
T_{pv}	Temperatura do módulo
p_{max}	Máxima potência fotovoltaica gerada
T_{NOCT}	Temperatura de referência na condição NOCT
Δt_{pv}	Tempo diário médio que a geração fotovoltaica irá suprir a carga
Δt_{not}	Tempo noturno médio de geração fotovoltaica nula
P_0	Potência/Carga de referência
w_0	Trabalho realizado
U	Velocidade tangencial do rotor
c_1	Velocidade do jato
η_R	Rendimento do rotor
v	Velocidade relativa do rotor
η_{Rmax}	Rendimento máximo do rotor
p_{mec}	Perdas mecânicas na turbina
d_a	Diâmetro da tubulação adutora
c_a	Velocidade do fluido na tubulação adutora
f_a	Fator de atrito na tubulação adutora
l_a	Comprimento da tubulação adutora
μ_{agua}	Viscosidade absoluta da água
Re	Número de Reynolds
ϵ_a	Rugosidade da tubulação adutora
h_l	Perda de carga na tubulação adutora
c_0	Velocidade ideal do jato
η_n	Rendimento do bico injetor
d_n	Diâmetro do bico injetor
p_n	Potência hídrica no bico injetor
P_{Nm}	Potência nominal da PMSM
η_{em}	Rendimento da PMSM
i_{Nm}	Corrente nominal da PMSM
ω_{Nm}	Rotação nominal da PMSM
T_{Nm}	Torque nominal da PMSM

N_{polos}	Número de pólos da PMSM
L_d	Indutância de eixo direto
L_q	Indutância de eixo em quadratura
R_s	Resistência do enrolamento
Ψ_{pkm}	Fluxo concatenado de pico dos imãs
v_{abc}	Tensão das fases abc
i_{abc}	Corrente das fases abc
v_{dq}	Tensão do eixo direto e quadratura
Ψ_{dq}	Fluxo magnético do eixo direto e quadratura
i_{dq}	Corrente do eixo direto e quadratura
T_{el}	Torque elétrico
ω_e	Velocidade angular elétrica
T_{mec}	Torque mecânico
i_q^{ref}	Corrente do eixo direto e quadratura
v_{pF}^{hydro}	Tensão de pico de fase do sistema de geração hídrico
f_{hydro}	Frequência do sistema de geração hídrico
η_{GS}	Rendimento total do sistema de geração hídrico
η_T	Rendimento total da turbina
d_t	Diâmetro da turbina
η_m	Rendimento mecânico da turbina
N_j	Quantidade de bicos injetores
L_{pa}	Largura das pás
J_{sys}	Momento de inércia da turbina/máquina
B_{sys}	Coefficiente de atrito da turbina/máquina
Δh	Nível médio do reservatório
A_r	Área reservatório
h_R	Altura do reservatório
D	Razão cíclica do conversor
R_L	Resistência Indutor
$R_{\%}$	Percentual da resistência do indutor em função da resistência da carga
R_o	Resistência de carga
Δt	Variação do tempo
Δi	Ondulação de corrente
p_{pv}	Potência instântanea fotovoltaica gerada
f_s	Frequência de comutação
V_{dc}	Tensão do barramento CC
i_{dc}	Corrente injetada/drenada do barramento CC
L	Indutância ou representação do indutor
V_{pF}	Tensão de pico de fase

f_s	Frequência de comutação
f_g	Frequência da rede elétrica
V_{rms}	Tensão (rms) de linha
V_{rmsF}	Tensão (rms) de fase
I_{rms}	Corrente (rms)
I_p	Corrente de pico de fase
R	Resistência ou representação do resistor
E_{cap}	Energia armazenada no capacitor
C	Capacitância ou representação do capacitor
V_{cap}	Tensão armazenada no capacitor
t_{hu}	Tempo de <i>hold-up-time</i>
P_0	Potência de referência
V_{min}	Tensão mínima de ondulação do barramento
Δv	Ondulação de tensão
V_{dc}^{min}	Tensão mínima de operação
λ_C	Percentual reativo injetado pelo capacitor de filtro
ω_h	Frequência angular da primeira harmônica de maior significância
λ_{Vh}	Valor da magnitude em percentual de tensão do barramento na primeira harmônica de maior significância
λ_h	Limite percentual normalizado de corrente da primeira harmônica de maior significância
f_r	Frequência de ressonância
M	Índice de modulação
θ	Representação de ângulo
T_a	Período de amostragem
T_s	Período de comutação
t_{PLL}	Tempo de acomodação do PLL
ζ	Coefficiente de amortecimento
M_φ	Margem da fase
ω_c	Frequência angular de corte
V_{PP}	Tensão do eixo direto e quadratura
f_c	Frequência de corte
φ	Representação do atraso digital
λ_r	Coefficiente relacionado ao amortecimento do controle ressonante
ω_r	Frequência angular de ressonância
ω_0	Frequência natural do sistema
Q_{chuva}	Vazão relacionada a precipitação pluviométrica

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	29
1.1	JUSTIFICATIVA	33
1.2	OBJETIVOS	34
1.2.1	Objetivo geral	34
1.2.2	Objetivos específicos	35
1.3	ESTRUTURA DO TRABALHO	35
2	RECURSOS ENERGÉTICOS	37
2.1	RECURSOS NATURAIS	40
2.1.1	Energia eólica	40
2.1.2	Energia solar	42
2.1.2.1	Energia fotovoltaica	42
2.1.3	Energia hídrica	43
2.1.3.1	Turbinas hidráulicas	44
2.1.3.1.1	<i>Turbina Pelton</i>	45
2.1.3.1.2	<i>Turbina Francis</i>	46
2.1.3.1.3	<i>Turbina Kaplan</i>	47
2.1.3.2	Armazenamento hídrico	48
2.1.3.3	Microgeração hídrica	49
2.1.3.3.1	<i>Turbinas hidrocinéticas</i>	50
2.2	CONCLUSÃO DO CAPÍTULO	51
3	O SISTEMA PROPOSTO	53
3.1	A TOPOLOGIA PROPOSTA	53
3.2	FONTES PRIMÁRIAS	55
3.2.1	Fonte solar fotovoltaica	57
3.2.1.1	Relações geométricas Sol-Terra-módulo PV	58
3.2.1.2	Efeito fotovoltaico	63
3.2.1.3	Características do módulo fotovoltaico	66
3.2.1.4	Dimensionamento do arranjo fotovoltaico	70
3.2.2	Fonte hídrica	73
3.2.2.1	Dimensionamento da turbina	73
3.2.2.1.1	<i>Rotor</i>	74
3.2.2.1.2	<i>Turbina</i>	76
3.2.2.1.3	<i>Tubulação adutora</i>	76
3.2.2.1.4	<i>Bico injetor</i>	77
3.2.2.2	Características da máquina elétrica	79
3.2.2.3	Dimensionamento do reservatório	82
3.3	VANTAGENS E DESVANTAGENS DO SISTEMA PROPOSTO	83

3.3.1	Fluxo de potência	85
3.4	CONCLUSÃO DO CAPÍTULO	86
4	DIMENSIONAMENTO DOS CONVERSORES	87
4.1	ANÁLISE ESTÁTICA	87
4.1.1	<i>Boost</i>	87
4.1.2	Retificador	91
4.1.3	Barramento CC	97
4.1.3.1	Tensão do barramento CC	98
4.1.4	Inversor	100
4.1.4.1	Espectro de tensão	103
4.2	ANÁLISE DINÂMICA	105
4.2.1	Modelagem	105
4.2.2	Modelagem do conversor <i>Boost</i>	106
4.2.3	Transformadas de Clarke e Park	109
4.2.4	Modelagem do retificador	111
4.2.5	Modelagem do barramento CC	116
4.2.6	Teoria da potência instantânea PQ	118
4.2.7	Modelagem do inversor	120
4.3	CONTROLE	123
4.3.1	Discretização	125
4.3.2	Implementação digital	128
4.3.3	Controle do conversor <i>Boost</i>	129
4.3.4	Sincronismo	132
4.3.5	Controle do retificador	135
4.3.6	Controle do barramento CC	142
4.3.7	Controle do inversor	144
4.3.7.1	Atraso digital	146
4.3.7.2	Controle proporcional ressonante PR	147
4.3.7.3	Controle digital linear quadrático ótimo DLQR	152
4.3.8	Controle do reservatório hídrico	155
4.4	CONCLUSÃO DO CAPÍTULO	158
5	SIMULAÇÕES E RESULTADOS	160
5.1	VALIDAÇÃO VIA SIMULAÇÃO	160
5.2	SIMULAÇÃO EM TEMPO REAL	165
5.2.1	Simulação de longa duração em tempo real	173
5.2.2	Dados de entrada	174
5.2.3	Cenário ensolarado	178
5.2.4	Cenário chuvoso	179
5.3	MODELO MÉDIO DO SISTEMA PROPOSTO	180

5.4	CONCLUSÃO DO CAPÍTULO	181
6	CONCLUSÃO	183
6.1	CONSIDERAÇÕES FINAIS	184
	REFERÊNCIAS	185
	APÊNDICE A – PLANILHA DE CÁLCULO PARA DIMEN- SIONAMENTO DO SISTEMA DE MICRO- GERAÇÃO SOLAR FOTOVOLTAICA . .	197
	APÊNDICE B – OBTENÇÃO DOS PARÂMETROS DO MÓ- DULO PV CONFORME DADOS DE CA- TÁLOGO	203
	APÊNDICE C – PLANILHA DE CÁLCULO PARA DIMEN- SIONAMENTO DO SISTEMA DE MICRO- GERAÇÃO HÍDRICO	209
	APÊNDICE D – PLANILHA DE CÁLCULO DO ESPEC- TRO DE TENSÃO DE SAÍDA DO INVER- SOR	218
	APÊNDICE E – PLANILHA DE CÁLCULO PARA DIMEN- SIONAMENTO DOS COMPONENTES DOS CONVERSORES	223
	APÊNDICE F – PLANILHA DE CÁLCULO PARA DIMEN- SIONAMENTO DOS COMPONENTES DOS CONTROLADORES	229
	APÊNDICE G – PLANILHA DE CÁLCULO PARA DIMEN- SIONAMENTO DO CONTROLADOR DLQR238	
	APÊNDICE H – CÓDIGO DE IMPLEMENTAÇÃO DIGI- TAL DO CONTROLE MPPT DO CON- VERSOR <i>BOOST</i>	241
	APÊNDICE I – CÓDIGO DE IMPLEMENTAÇÃO DOS MÉ- TODOS DE SINCRONISMO	242
	APÊNDICE J – CÓDIGO DE IMPLEMENTAÇÃO DO CON- TROLE DO RETIFICADOR	246
	APÊNDICE K – CÓDIGO DE IMPLEMENTAÇÃO DO CON- TROLE DO INVERSOR	250
	APÊNDICE L – CÓDIGO DE IMPLEMENTAÇÃO DO CON- TROLE DA VÁLVULA DO RESERVATÓ- RIO	256
	APÊNDICE M – CIRCUITO ELÉTRICO DO SISTEMA PRO- POSTO	257

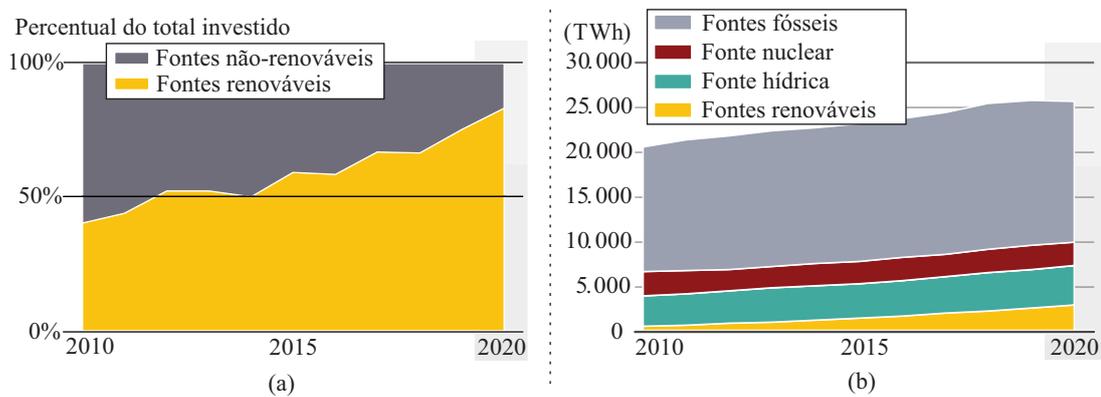
ANEXO A – MANUAL DE AVALIAÇÃO DO POTENCIAL HÍDRICO DO LOCAL	260
ANEXO B – FICHA TÉCNICA DO MÓDULO FOTOVOL- TAICO PV-MJT250GB	264

1 INTRODUÇÃO

Com a demanda energética em constante crescimento, fontes energéticas sustentáveis têm sido amplamente difundidas ao redor do mundo, visando o objetivo de atender à demanda atual/futura com impacto ambiental reduzido. Seguindo esses critérios, os investimentos em fontes renováveis para geração tiveram um aumento significativo nos últimos anos, e atualmente representam 83% do total investido em geração, Figura 1 (a). Apesar de os investimentos estarem concentrados nas energias renováveis, o percentual gerado por fontes renováveis ainda é reduzido quando comparado com as fontes não-renováveis, como a energia proveniente de combustíveis fósseis, conforme ilustrado na Figura 1 (b), isso ocorre devido à confiabilidade e característica despachável dessas fontes energéticas (REN21, 2021).

A geração despachável também é obtida na geração hídrica, a qual é a fonte renovável de maior percentual de geração, devido à sua característica despachável que está relacionada ao armazenamento energético nos reservatórios de hidrelétricas. Essa característica não é obtida na geração eólica e solar fotovoltaica (PV), as quais são denominadas fontes não-despacháveis devido à dependência direta das condições climáticas (SOLOMIN *et al.*, 2021).

Figura 1 – Percentual investido entre fontes renováveis e não-renováveis (a) e geração mundial por fonte (b) durante a última década.

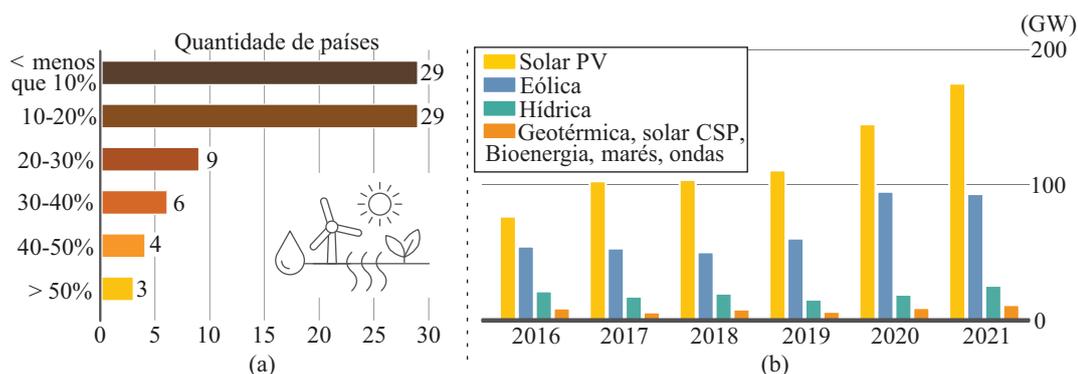


Fonte: adaptada de REN21 (2021).

Frente aos esforços relacionados à redução dos impactos ambientais, órgãos internacionais definem indicadores para mensurar a sustentabilidade de determinado país. Um desses indicadores relaciona a quantidade de energia produzida no país por meio de recursos renováveis em razão do total de energia consumida, Figura 2 (a). Para possibilitar o aumento da sustentabilidade, cada país busca os recursos naturais de abundância em sua região, isso é uma das características que torna as fontes renováveis solar fotovoltaica e eólica como as mais difundidas e com maiores estudos e investimentos mundialmente,

Figura 2 (b). Outra característica que torna as fontes renováveis solar e eólica mais atrativas é a redução dos custos de implementação e a possibilidade de microgeração (REN21, 2021).

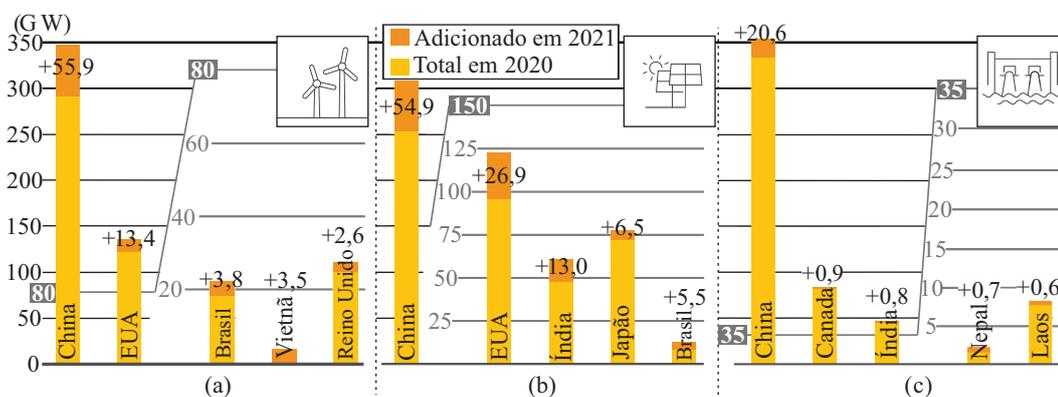
Figura 2 – Percentual do uso de recursos renováveis em razão do total consumido por país entre os 80 maiores consumidores (a), capacidade de geração adicionada por ano de determinada fonte renovável (b).



Fonte: adaptada de REN21 (2022).

No caso da geração hídrica, grandes hidrelétricas requerem altos custos de implementação e seguem normas ambientais rígidas que dificultam alguns projetos, sendo que a microgeração hídrica é pouco explorada devido ao rendimento reduzido e interesse de empresas em projetos de grande porte (FEARNSIDE, 2015). Devido a isso, muitos projetos de geração hídrica estão relacionados ao aperfeiçoamento de hidrelétricas ou reservatórios já existentes, seja na operação ou agregando funções de armazenamento por meio do bombeamento de água (ENERGY, 2021). Uma visão detalhada dos investimentos em cada fonte renovável e capacidade instalada por país é mostrada na Figura 3.

Figura 3 – Principais países que tiveram capacidade adicionada em 2021 para geração eólica (a), solar fotovoltaica (b) e hídrica (c).

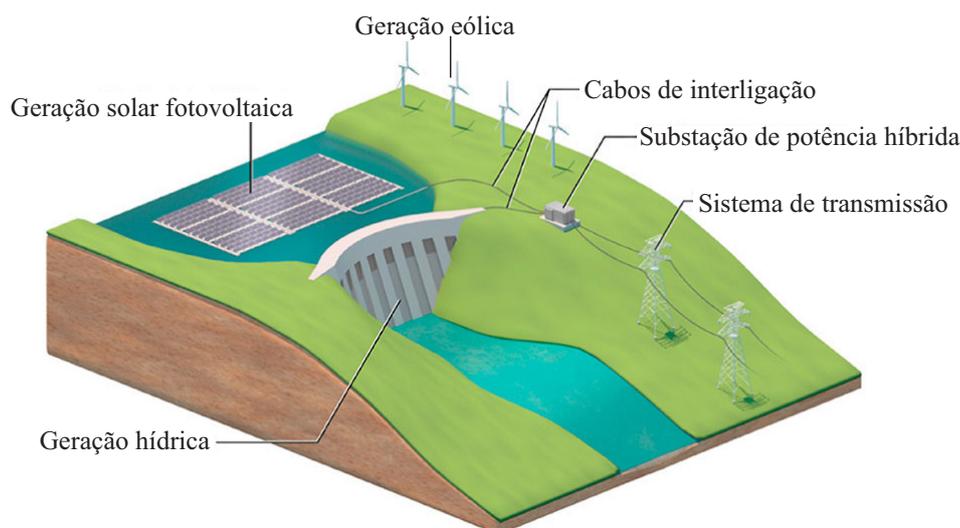


Fonte: adaptada de REN21 (2022).

Na geração não-despachável, o armazenamento de energia por baterias ou reservatórios hídricos é necessário para suprir a curva de carga diária. Como os períodos de máximo consumo não coincidem com os períodos de geração de determinadas fontes renováveis, o armazenamento se faz necessário para possibilitar suprir a demanda, absorvendo os picos de geração por meio do armazenamento e despachando-os conforme necessidade (WHITTINGHAM, 2012).

O reservatório de uma hidrelétrica é um exemplo de armazenamento de energia que pode suprir a demanda mesmo com variações climáticas momentâneas. Nesse intuito são formados os sistemas híbridos de geração, utilizando as fontes fotovoltaica/eólica e hídrica ilustradas na Figura 4. O sistema híbrido pode promover uma geração anual mais estável e confiável, pois além do sistema hídrico absorver as oscilações climáticas, a energia solar se beneficiará da estação seca e a energia hídrica da estação chuvosa (REN21, 2021).

Figura 4 – Ilustrativo de um sistema de geração híbrido com arranjos fotovoltaicos flutuantes.



Fonte: adaptada de Lee *et al.* (2020).

O uso híbrido das fontes renováveis hídrica, eólica e solar aumenta a energia injetada no sistema e aumenta a capacidade dos recursos hídricos, seja para geração, irrigação ou abastecimento público/industrial (NYONI *et al.*, 2021). Os arranjos fotovoltaicos flutuantes também promovem um aumento na geração fotovoltaica devido à proximidade com a água (CHOI, 2014).

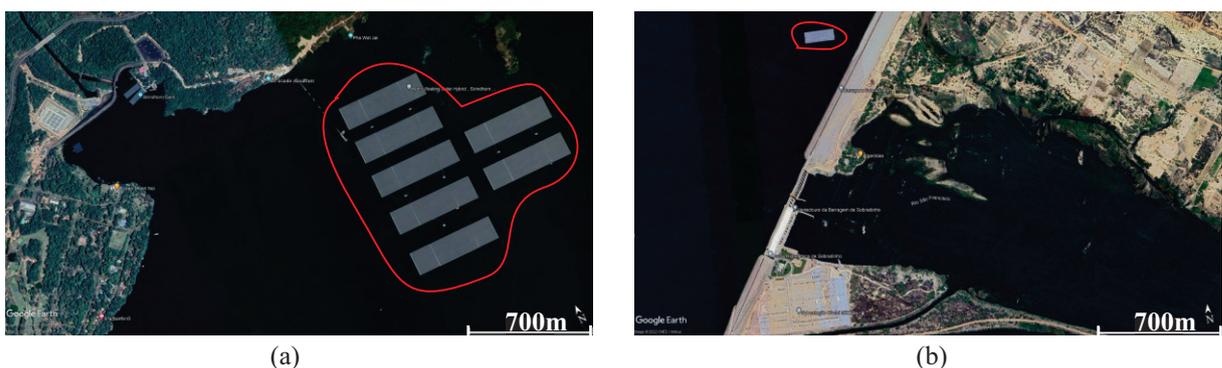
Projetos de pesquisa da geração fotovoltaica flutuante, desenvolvidos em alguns países, inclusive no Brasil, são necessários para validação dos ganhos de armazenamento de água e da eficiência dos módulos fotovoltaicos. Esses também são utilizados para análise do impacto da vida marinha, sendo que os módulos irão reduzir a incidência de luz solar sob o reservatório (RODRIGUES *et al.*, 2020). Outros critérios como a evaporação da água

e emissão de gases também podem ser analisados, para comprovação de que os módulos flutuantes em lagos de barragens não prejudicam a operação normal dos reservatórios (SAPTHANAKORN; SALAKIJ, 2021).

Os sistemas híbridos também podem aproveitar as linhas de transmissão já existentes, e a operação complementar, que reduz o uso da energia hídrica no período diurno, acumulando água para uso no período noturno, aumentando o despacho energético da unidade geradora (LEE *et al.*, 2020). Modelos matemáticos mostrando os ganhos da acumulação de energia hídrica com uso complementar da fonte solar fotovoltaica como apresentado em Jurasz e Ciapała (2018) também podem auxiliar na análise econômica dessa forma de armazenamento.

Estudos sobre o tema torna a implementação de usinas modelos necessárias para análise dessas. Um dos projetos que recorrem à geração hídrica e solar de forma híbrida entrou em operação recentemente na Tailândia. Com 45 MW de potência solar fotovoltaica, considerada a maior usina solar flutuante na atualidade (SHARMA, 2022), e 36 MW de potência hídrica, Figura 5 (a), esse sistema é fruto de estudos sobre as necessidades de consumo, geração e características da região (EIAMCHAMROONLARP, 2021). De modo semelhante, o estudo da geração híbrida apresentado por Velloso (2017) na hidrelétrica de Sobradinho no Brasil, Figura 5 (b), tornou-se realidade com a implementação de um sistema de geração solar fotovoltaico flutuante de 1 MW. Com este projeto é possível confirmar o ganho da geração solar devido à proximidade com a água e o impacto sobre a vida marinha local.

Figura 5 – Exemplos de geração solar fotovoltaica flutuante (a) Sirindhorn, Tailândia e (b) Sobradinho, Brasil.



Fonte: adaptada de Earth (2022).

Estudos são importantes para evitar erros do passado e promover reservatórios que garantam bons resultados para a sociedade local, para pessoas deslocadas por barragens, ou cujos meios de subsistência sejam interrompidos por mudanças nos fluxos dos rios. Há evidências de que, com um bom planejamento, as barragens podem entregar impactos

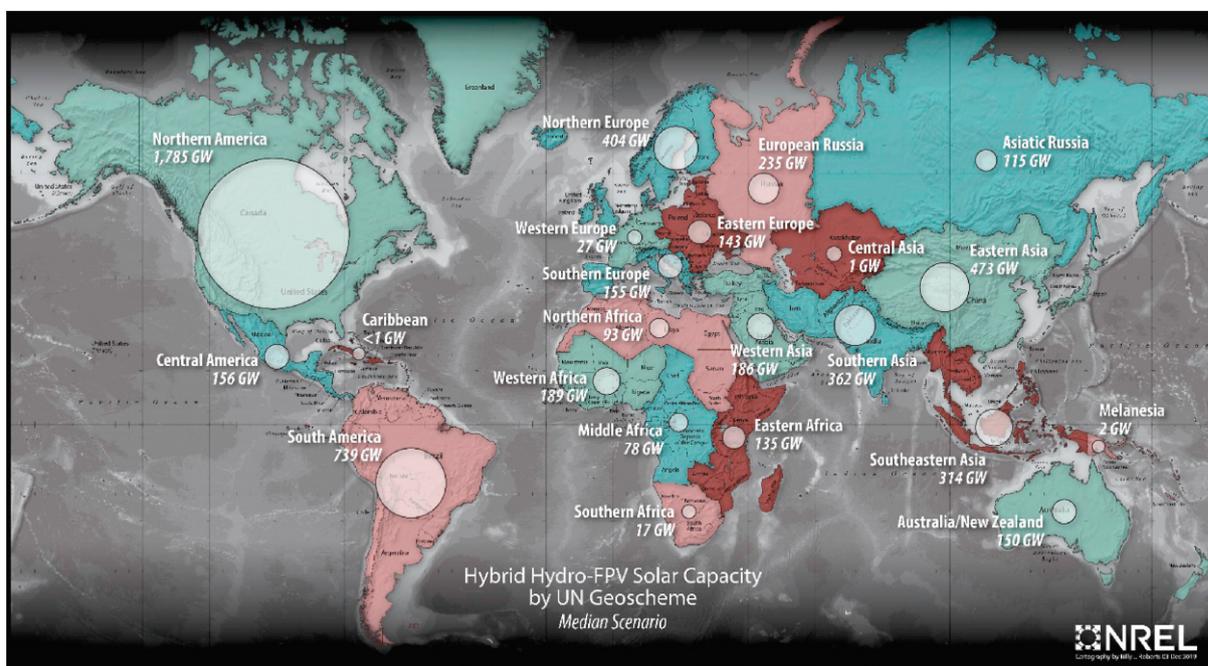
positivos mediante o aumento do acesso a serviços de irrigação e água além da energia gerada (FEARNSIDE, 2015).

1.1 JUSTIFICATIVA

Como a implementação da energia solar fotovoltaica em larga escala requer o uso de uma quantidade substancial de recursos terrestres, essa não representa o verdadeiro uso sustentável dos recursos da terra, caso sejam construídas em regiões agrícolas ou reservas. Nesse sentido, os reservatórios de hidrelétricas surgem como uma alternativa para sistemas fotovoltaicos. Além disso, dentre as formas híbridas de geração, o modelo de operação complementar fotovoltaico flutuante e hídrico apresenta bons resultados (SOLOMIN *et al.*, 2021). Vários estudos de casos mostrando as vantagens e desvantagens, assim como as mudanças climáticas e sociais relacionadas ao sistema de geração híbrido, são apresentados em SERIS (2018) e Gadzanku, Beshilas e Grunwald (2021).

O uso híbrido das fontes hídrica e fotovoltaica flutuante, junto ao elevado potencial hídrico do Brasil, pode potencializar a geração com investimentos reduzidos no país, o que é evidenciado por Lee *et al.* (2020) e ilustrado na Figura 6.

Figura 6 – Capacidade de geração por região híbrida (hídrica e fotovoltaica flutuante).



Fonte: Lee *et al.* (2020).

Apesar do potencial hídrico brasileiro, projetos de hidrelétricas que consideram questões comerciais e políticas e não tecnológicas e ambientais, acabam gerando impactos

negativos para região, como ocorreu com a usina hidrelétrica de Balbina no Amazonas (FEARNSIDE, 2015).

O estudo dos dados topográficos, climáticos e hídricos, assim como o impacto ambiental e da área produtiva são critérios a serem analisados para obter resultados satisfatórios na construção de uma hidrelétrica (DFID, 2009).

Discussões sobre as vantagens/desvantagens entre uma Usina Hidrelétrica (UHE) ou várias Pequenas Centrais Hidrelétricas (PCH) são importantes, mas seguem critérios políticos que não privilegiam a comunidade na totalidade (ALMEIDA *et al.*, 2019). Muitas comunidades próximas a uma UHE, sequer têm energia elétrica adequada e necessitam adquirir geradores próprios devido à fragilidade do sistema de distribuição (BARON, 2020).

Um sistema híbrido pode ter o máximo aproveitamento dos recursos naturais disponíveis, aproveitando de recursos inutilizados como a área de reservatórios para microgeração fotovoltaica ou vazões sanitárias para microgeração hídrica, gerando acesso à energia em pequenas comunidades com baixo custo. Nesse intuito se faz necessário o estudo dos conversores estáticos de potência para processar essas formas distintas de energia, solar fotovoltaica e hídrica, e conectá-las nas linhas de transmissão ou distribuição existentes.

1.2 OBJETIVOS

Os objetivos do presente trabalho são o projeto e a simulação de um sistema híbrido, com foco no dimensionamento e controle dos conversores que servirão para acoplar fontes de energia distintas, hídrica e solar fotovoltaica.

O sistema proposto é composto de três conversores específicos para processamento de potência com níveis de tensão e natureza diferentes. O sistema tem semelhança com uma microrrede em corrente contínua (CC) e interligará as fontes hídricas e fotovoltaicas à rede e a uma determinada carga, visando atendê-la ininterruptamente, sendo a rede utilizada como *back-up* no caso de falta e para absorção no caso de excesso de geração.

A metodologia de projeto utilizada foi baseada em tecnologias existentes, sendo desenvolvida para operar em paralelo com a rede elétrica convencional, em conformidade às normas vigentes e contribuindo para a redução do consumo de energia elétrica da unidade geradora. A tecnologia apresentada propõe uma solução para problemas teórico-práticos, podendo ser associada a diversas fontes e/ou cargas em paralelo.

1.2.1 Objetivo geral

O principal objetivo na realização desse estudo consiste no desenvolvimento de uma tecnologia, por meio da Eletrônica de Potência, para tratamento da energia hídrica e solar gerada, promovendo sinergia entre elas.

1.2.2 Objetivos específicos

Os objetivos estão atrelados ao estudo das fontes primárias e dimensionamento do sistema composto de um conversor *Boost*, um retificador e um inversor, abrangendo, também, o projeto dos seus respectivos controladores e o controle do nível do reservatório para operação complementar.

Para possibilitar o estudo foi definida uma carga a ser suprida, considerando dados climáticos de determinada região e de máquinas/dispositivos disponíveis ao público, os quais são os parâmetros necessários para dimensionamento do sistema proposto. Os itens a serem abordados para alcançar o objetivo proposto no decorrer deste projeto são:

- a) análise dos modos de geração híbrida existentes e definição da topologia do sistema e dos conversores utilizados;
- b) análise e modelagem das fontes primárias e máquinas/dispositivos necessários para conversão de energia hídrica/solar em energia elétrica;
- c) dimensionamento e modelagem dos conversores utilizados no sistema proposto para processamento da energia elétrica;
- d) projeto dos controladores utilizados nos conversores e para controle do nível do reservatório;
- e) validação do sistema via simulação computacional, e simulação em tempo real do sistema completo utilizando uma plataforma HIL do inglês *hardware-in-the-loop*;
- f) análise e comparação dos resultados obtidos em condições diversas de geração e carga.

1.3 ESTRUTURA DO TRABALHO

Para melhor descrever as etapas elaboradas na presente dissertação, a mesma está organizada em seis capítulos, sendo esses apresentados a seguir:

Capítulo 1: são apresentadas as tendências de geração em recursos renováveis e uma introdução aos sistemas híbridos, justificando os objetivos a serem alcançados no presente trabalho.

Capítulo 2: são apresentadas as formas de geração no panorama nacional e o estado da arte dos sistemas de conversão de energia existentes, com intuito de mostrar as vantagens e desvantagens de cada forma de geração e principais características que podem levar à escolha dessas para atender necessidades distintas.

Capítulo 3: apresenta a topologia proposta e uma revisão bibliográfica das fontes primárias escolhidas, a qual é necessária para modelagem dessas fontes e compreensão dos aspectos físicos que as definem. A modelagem das fontes primárias foi utilizada para

dimensionamento dos sistemas de geração fotovoltaico e hídrico conforme condições definidas. Ao final deste capítulo são obtidos os parâmetros necessários para dimensionamento dos conversores, e uma comparação dos recursos necessários para cada geração.

Capítulo 4: nesse capítulo o dimensionamento dos conversores *Boost*, retificador e inversor, é apresentado. Foi feita a análise estática para dimensionamento dos elementos passivos, e a análise dinâmica para projeto dos controladores. Todas as etapas e principais características a serem consideradas para dimensionamento e controle de cada conversor são detalhadas, obtendo-se, assim, um tutorial de projeto que pode ser utilizado como referência para outros trabalhos.

Capítulo 5: primeiramente as simulações de cada conversor em malha aberta foram realizadas no *software* PSIM, para validação dos resultados obtidos no Capítulo 4. Então, é apresentada a metodologia *hardware-in-the-loop* HIL e *software-in-the-loop* SIL e suas vantagens, em seguida são definidas as condições reais de entrada e apresentado os resultados de simulação em tempo real no *hardware* Typhoon HIL em várias condições de operação.

Capítulo 6: é apresentada a conclusão com considerações sobre o trabalho, descrevendo as vantagens e desvantagens do sistema proposto, assim como as possibilidades futuras e dificuldades identificadas na execução do trabalho.

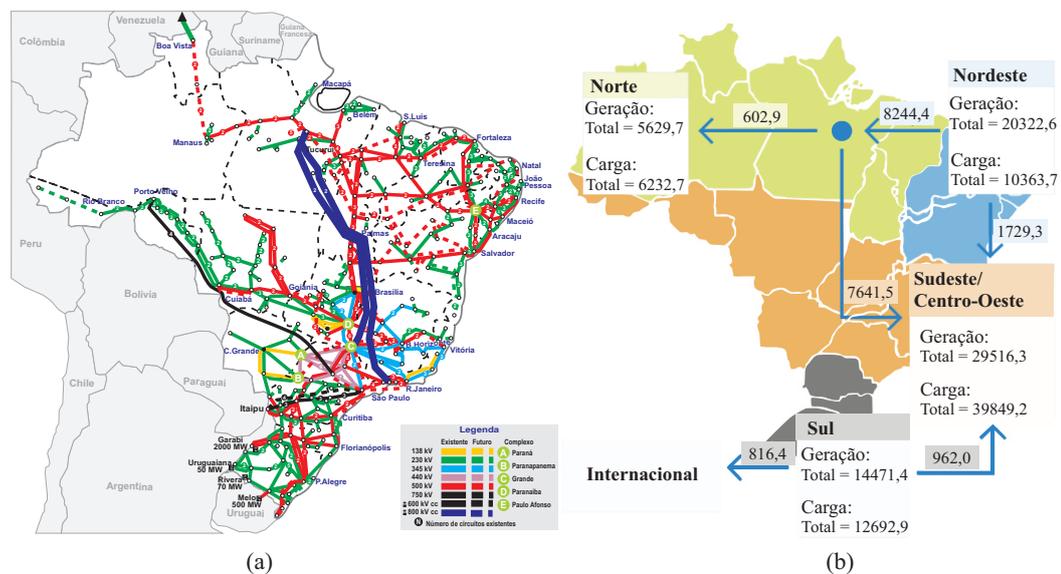
2 RECURSOS ENERGÉTICOS

Compreender o contexto mais amplo em que o desenvolvimento energético é abordado, é um primeiro passo para discussões aprofundadas sobre demanda, oferta e tecnologias de energia. Nas últimas décadas, as questões energéticas tornaram-se um componente fundamental das discussões conceituais e estratégicas sobre o desenvolvimento sustentável global (TOTH, 2012).

Apesar de ainda se manter como pilar do setor elétrico, a geração concentrada em grandes usinas começou a ser questionada na crise energética mundial em 1973, época em que alguns países alteraram suas legislações permitindo que produtores independentes tivessem acesso à rede elétrica. Fatores econômicos, ambientais e o avanço das fontes renováveis e da Eletrônica de Potência contribuíram para o surgimento de uma nova concepção, baseada na Geração Distribuída (GD), que se resume em pequenas usinas geradoras operando junto aos centros de consumo (COELHO, 2013).

A Figura 7 ilustra o mapa do Sistema Interligado Nacional (SIN), em que é possível observar a dependência de determinadas regiões da geração concentrada em outras, Figura 7 (b). Apesar disso, a interconexão dos sistemas elétricos, por meio da malha de transmissão, permite a obtenção de ganhos sinérgicos e explora a diversidade entre os regimes hidrológicos entre bacias (ONS, 2022).

Figura 7 – O sistema de transmissão do SIN (a) e o balanço energético em (MW) de determinado período (b).



Fonte: adaptada de ONS (2022).

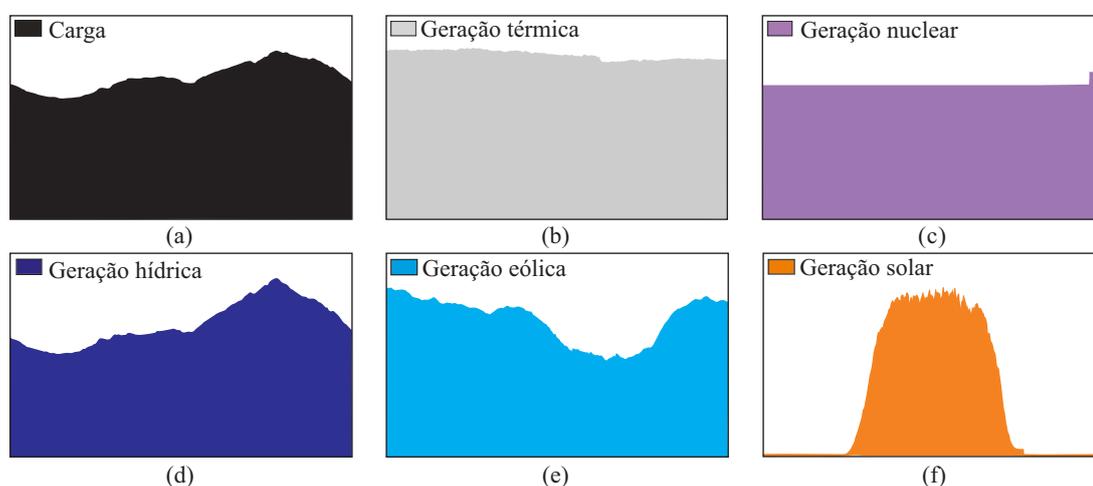
De modo geral, uma rede de distribuição elétrica reestruturada que emprega um grande número de pequenas unidades de recursos energéticos distribuídos pode melhorar a confiabilidade do sistema. Pode, também, reduzir as emissões de gases relacionados à ge-

ração térmica com adoção da GD, caso sejam alimentadas por fontes de energia renováveis na geração de energia elétrica, conforme citado por Akorede, Hizam e Pouresmaeil (2010) e Driesen e Katiraei (2008). Porém, existem limitações na geração conforme demanda em sistemas baseados apenas em recursos naturais como eólico e solar, que possuem característica não-despachável.

Com os dados disponibilizados pelo Operador Nacional do Sistema (ONS), é possível obter as curvas diárias de carga e geração conforme ilustrado na Figura 8. Nessa as curvas estão parametrizadas para ilustração do perfil de geração de cada fonte energética e na Figura 9 o potencial de geração respectivo a cada fonte é apresentado. A Figura 8 possibilita a compreensão da necessidade de fontes despacháveis, Figura 8 (b), (c) e (d), para atender a carga demandada apresentada na Figura 8 (a).

A Figura 8 mostra que um sistema sem armazenamento, apenas com fontes não-despacháveis, Figura 8 (e) e (f), não é factível, pois não atenderia o perfil da carga demandada ilustrado na Figura 8 (a). Nesse sistema, ocorre, também, a penetração em larga escala de fontes de energia renováveis como eólica e fotovoltaica, que devido à falta de inércia proveniente de máquinas girantes, podem levar à instabilidade de frequência da rede elétrica, e cuidados devem ser tomados (TAMRAKAR *et al.*, 2017).

Figura 8 – Exemplo de curva diária parametrizada de carga (a), geração térmica (b), nuclear (c), hídrica (d), eólica (e) e solar fotovoltaica (f) no SIN.

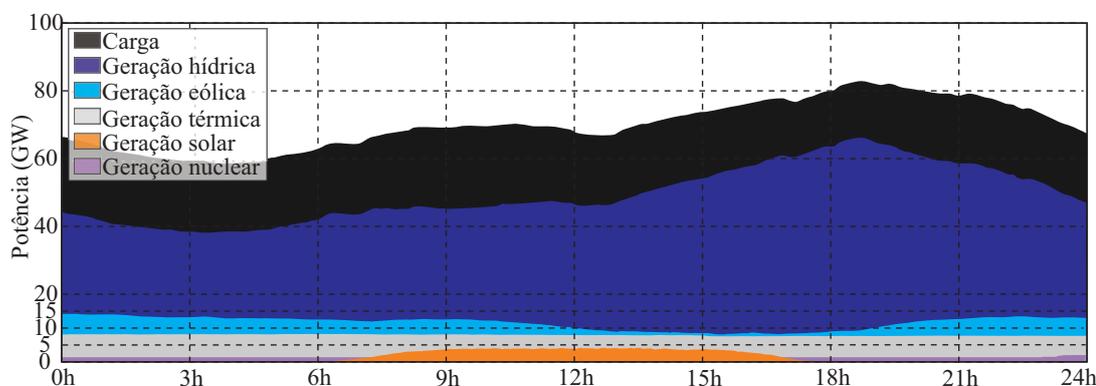


Fonte: adaptada de ONS (2022).

Para ilustrar os valores de carga e potencial de geração do SIN foram sobrepostas as curvas de cada fonte na Figura 9 com os valores de geração em escala. É possível observar o grande potencial hídrico nacional e também se destaca o potencial eólico que, apesar de variações diárias, pode representar mais de 20% da carga demandada em determinados momentos do dia. O ONS pode utilizar dessa característica para controle dos níveis dos reservatórios e um melhor aproveitamento energético de todo o sistema. Ressalta-se que

conforme época do ano pode existir variação nas curvas de carga e geração.

Figura 9 – Carga e geração nacional do dia 27/07/2022.



Fonte: adaptada de ONS (2022).

A compreensão das características das diversas formas de geração justifica os esforços da comunidade acadêmica na busca de melhorar a eficiência dos sistemas de geração que recorrem a recursos renováveis, porém, devido à algumas características físicas, determinadas tecnologias são limitadas. Dessa forma, o crescimento da demanda energética pode representar mais que os recursos renováveis disponíveis em determinadas regiões, e alternativas devem ser obtidas para suprir a carga demandada.

Na Tabela 1 é mostrado o planejamento energético nacional apresentado pelo ONS (2022) que prevê um aumento na geração térmica, principalmente utilizando biocombustíveis e gás, seguido da geração eólica, solar e hídrica.

Tabela 1 – Evolução da capacidade instalada no SIN - Maio2022/Dez2026

Fonte	Capacidade instalada 2022	Percentual de 2022	Capacidade prevista 2026	Percentual de 2026	Expansão
Hídrica	108,93 GW	62,0%	109,74 GW	55,7%	0,81 GW
Eólica	21,68 GW	12,3%	28,77 GW	14,6%	7,09 GW
Térmica	37,54 GW	21,4%	44,81 GW	22,7%	7,27 GW
Solar	4,93 GW	2,8%	10,78 GW	5,5%	5,85 GW
Nuclear	1,99 GW	1,1%	1,99 GW	1,0%	-
Outras	0,65 GW	0,4%	0,78 GW	0,5%	0,13 GW
Total	175,72 GW	100,0%	196,86 GW	100,0%	21,14 GW

Fonte: adaptada de ONS (2022).

Para melhor compreensão das fontes renováveis, o presente capítulo visa apresentar as principais características dos recursos naturais disponíveis mediante a análise do estado da arte, possibilitando, assim, definir quais teriam melhor eficiência na operação da microgeração híbrida proposta.

2.1 RECURSOS NATURAIS

O estudo das fontes primárias e dos recursos naturais é importante para adequar a melhor forma de geração/transmissão à localidade. Existem formas de geração com aplicações específicas que podem contribuir para a sustentabilidade de determinada região. A geração geotérmica e a geração proveniente da queima de biocombustíveis, são exemplos dessas formas de geração (REN21, 2021). Há inúmeros trabalhos dedicados a fontes energéticas, ou novas formas de geração, o intuito aqui é apenas uma breve apresentação da geração hídrica, eólica e solar fotovoltaica, descrevendo alguns aspectos de um assunto muito extenso.

2.1.1 Energia eólica

A geração eólica refere-se à conversão da energia cinética contida nas massas de ar em movimento em energia mecânica de rotação. Embora sua utilização remeta a 4000 a.C., tornou-se popular na Europa no século XI para moagem de grãos a partir da tecnologia desenvolvida pelos holandeses ilustrada na Figura 10 (a). As primeiras tentativas de aplicá-la à geração elétrica ocorreram no final do século XIX, ganhando força a partir de 1970, perante à crise internacional do petróleo, conforme descreve Dutra (2008). A Figura 10 (b) apresenta a forma de uma turbina eólica conhecida atualmente.

Figura 10 – Exemplo de moinhos de vento (a) e turbinas eólicas (b).



Fonte: Earth (2022).

Segundo Dixon e Hall (2014) existem três fatores-chave importantes aplicáveis a todas as turbinas eólicas, os quais são:

- a) *cut-in speed*: com o vento a partir dessa velocidade a turbina pode fornecer energia útil, geralmente entre 3 e 4 m/s;

- b) *cut-out speed*: esse é um limite de velocidade definido pelos componentes da turbina. Se esse limite for atingido, o sistema de controle ativa a frenagem do rotor;
- c) *potência/velocidade nominal*: a saída de energia elétrica aumenta rapidamente com a velocidade do vento. Geralmente entre 14 e 17 m/s, o limite de potência máxima permitida do gerador é atingido. Em velocidades de vento mais altas, a potência de saída é mantida constante pelo sistema de controle, que faz o ajuste dos ângulos das pás.

A potência gerada por uma turbina eólica (P_{ar}) é definida conforme

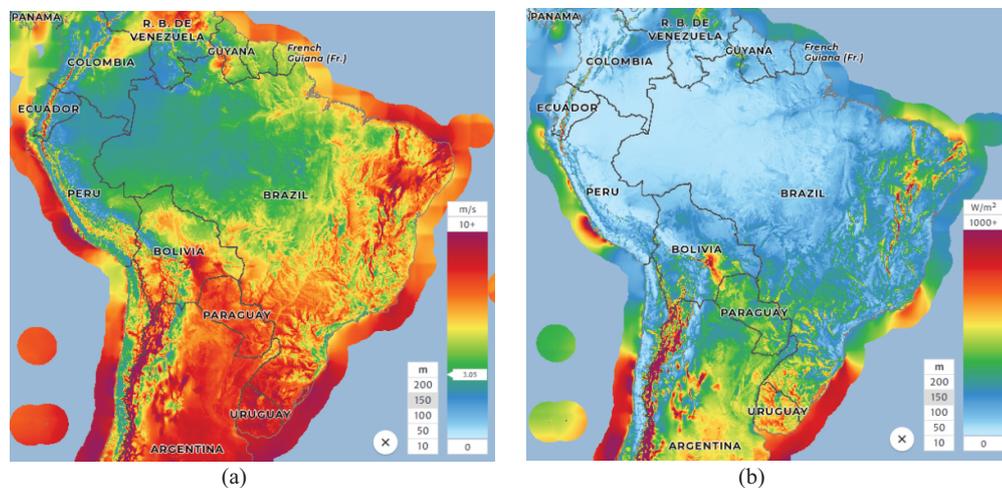
$$P_{ar} = \frac{1}{2} \cdot \rho_{ar} \cdot A_W \cdot C_p \cdot v_W^3 \cdot \eta_W, \quad (1)$$

que considera a energia cinética disponível no deslocamento das massas de ar, definida pela velocidade do vento (v_W), a área de abrangência da hélice/pá (A_W), a densidade do ar (ρ_{ar}) e o coeficiente de potência (C_p), este tem relação com o ângulo das pás e aerodinâmica dessas. O rendimento (η_W) da turbina está relacionado aos equipamentos necessários para conversão da energia mecânica em energia elétrica, como engrenagens, gerador e conversor.

O C_p máximo é conhecido como limite de Betz cujo valor é aproximadamente 0,593. Devido ao avanço tecnológico, valores de C_p em turbinas eólicas de grande porte podem atingir 0,5 (FISCH, 2021). Porém, apesar de valores práticos de C_p tão altos quanto 0,45 terem sido relatados, valores entre 0,3 e 0,35 são usuais (DIXON; HALL, 2014).

Como exemplo é ilustrado respectivamente a velocidade do vento, na Figura 11 (a), e densidade de potência eólica na Figura 11 (b) a uma altitude de 150 m, mostrando os locais com possibilidade de geração eólica no país.

Figura 11 – Velocidade média (a) e densidade de potência média (b) do vento no Brasil.



Fonte: adaptada de Global Wind Atlas (2022).

A geração de energia elétrica a partir do vento pode ser viável onde existe um recurso eólico significativo. Devido à relação cúbica entre a velocidade do vento e a energia de saída, locais com pequenas diferenças percentuais nas velocidades médias do vento podem ter diferenças substanciais na energia disponível. Portanto, o monitoramento preciso e completo dos recursos eólicos é um fator essencial na definição dos locais para instalação de turbinas eólicas (SINGH, S.; BHATTI; KOTHARI, 2006).

2.1.2 Energia solar

A energia solar já é economicamente viável para determinadas aplicações em quase todo o mundo. Decisões políticas para investir em programas de pesquisa, desenvolvimento e implementação solar já foram tomadas em muitos países (MCVEIGH; RAGHEB; HIGGINS, 2008).

A energia solar fotovoltaica é a forma mais utilizada de conversão da energia proveniente do sol na atualidade. Todavia, existem outras formas de conversão dessa energia, como a geração elétrica por meio da energia solar térmica concentrada ou heliotérmica (CSP, do inglês *concentrated solar power*), e o aquecimento de água ou calefação, alternativas que podem atender determinadas situações.

A geração por CSP exige alto custo de instalação, porém, sua característica de acumulação térmica é vantajosa em regiões desérticas, pois se torna uma fonte despachável, podendo operar até mesmo à noite, e com rendimentos que podem alcançar 29,4% (ROMERO; STEINFELD, 2012). Já o aquecimento de água pela energia solar (*boiler*) tem sua vantagem no custo de instalação quando comparado às demais formas aqui citadas (REN21, 2021).

2.1.2.1 Energia fotovoltaica

A descoberta de que alguns materiais, ao serem expostos à radiação solar, conseguem gerar eletricidade foi realizada em 1839, por Edmond Becquerel. Desde então, a eficiência de conversão da energia solar diretamente em eletricidade elevou-se significativamente, possibilitando redução dos custos e crescimento em escala exponencial da produção das chamadas células fotovoltaicas (COELHO, 2008).

A potência elétrica gerada por meio da energia solar fotovoltaica pode ser aproximada pela equação

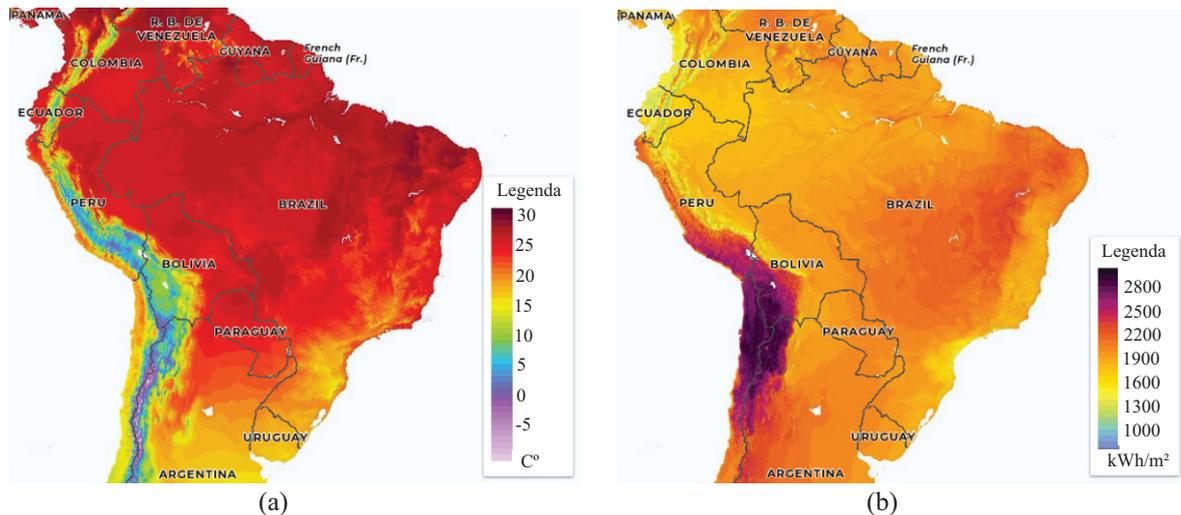
$$P_{pv} = A_{Tpv} \cdot G_{pv} \cdot \eta_{pv}, \quad (2)$$

e está diretamente relacionada à irradiância incidente sobre o módulo (G_{pv}) e à área (A_{Tpv}), sendo que o rendimento do módulo (η_{pv}) considera fatores de fabricação, condições do módulo e temperatura.

Os principais parâmetros a serem analisados em um sistema para geração solar são: a temperatura do módulo, a qual tem relação com a temperatura ambiente média

do local ilustrada na Figura 12 (a); e a irradiância que está relacionada com a irradiação global média ilustrada na Figura 12 (b). Esses parâmetros são de suma importância para um projeto de geração fotovoltaica. A relação da temperatura do módulo e da irradiância com a potência gerada são melhor detalhadas no Capítulo 3.

Figura 12 – Temperatura ambiente média (a) e irradiação global média (b) no Brasil.



Fonte: adaptada de Global Solar Atlas (2022).

2.1.3 Energia hídrica

A energia hídrica tem um longo período de desenvolvimento, sendo sua forma mais antiga e simples a roda d'água, usada pela primeira vez na Grécia antiga e, posteriormente, adotada em toda a Europa medieval para a moagem de grãos (DIXON; HALL, 2014). Já a energia hidrelétrica é a fonte a mais tempo estabelecida para a geração de energia elétrica, iniciando em 1880 como uma pequena usina geradora de Corrente Contínua (CC) em Wisconsin, Estados Unidos. Desenvolvendo-se rapidamente após a demonstração da transmissão econômica de alta tensão em Corrente Alternada (CA) na exposição de Frankfurt em 1891, continuando em expansão até a atualidade (DIXON; HALL, 2014).

A potência gerada por um sistema hídrico é definida pela equação

$$P_{\text{hidro}} = \rho_{\text{agua}} \cdot g \cdot H_0 \cdot Q_0 \cdot \eta_{\text{hidro}}, \quad (3)$$

em que H_0 é a altura disponível, Q_0 a vazão turbinada e η_{hidro} o rendimento do sistema, que considera as perdas na tubulação, turbina e gerador, enquanto ρ_{agua} e g são as constantes de densidade da água e aceleração da gravidade, respectivamente.

O sistema hídrico se beneficia da energia cinética relacionada à vazão efetiva (Q_e) e a energia potencial relacionada à altura efetiva (H_e). Sabendo a rotação angular (ω_M) necessária da máquina elétrica empregada na conversão para energia elétrica, é possível

formar uma expressão que define a melhor turbina para determinada topologia geográfica. O resultado desta expressão é definido como coeficiente de velocidade específica (Ω_s) apresentado como

$$\Omega_s = \frac{\omega_M \cdot \sqrt{Q_e}}{(g \cdot H_e)^{3/4}}, \quad (4)$$

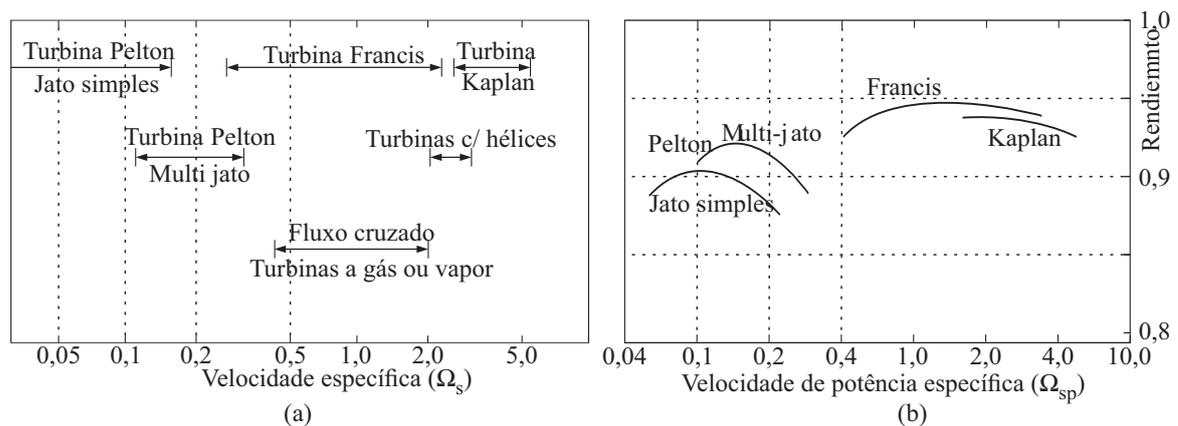
ou coeficiente da velocidade de potência específica (Ω_{sp}) apresentado em

$$\Omega_{sp} = \frac{\omega_M \cdot \sqrt{P_{Th}/\rho_{\text{agua}}}}{(g \cdot H_e)^{5/4}}, \quad (5)$$

este tem relação com a potência entregue ao eixo (P_{Th}).

A Figura 13 (a) relaciona o valor do coeficiente Ω_s com a turbina ideal a ser empregada e a Figura 13 (b) relaciona o coeficiente Ω_{sp} com a turbina ideal tendo uma referência de rendimento desta, um mapa geral da turbina ideal por aplicação é ilustrado na Figura 14.

Figura 13 – Relação da velocidade específica com a turbina ideal (a) e rendimento em razão da velocidade de potência específica (b).



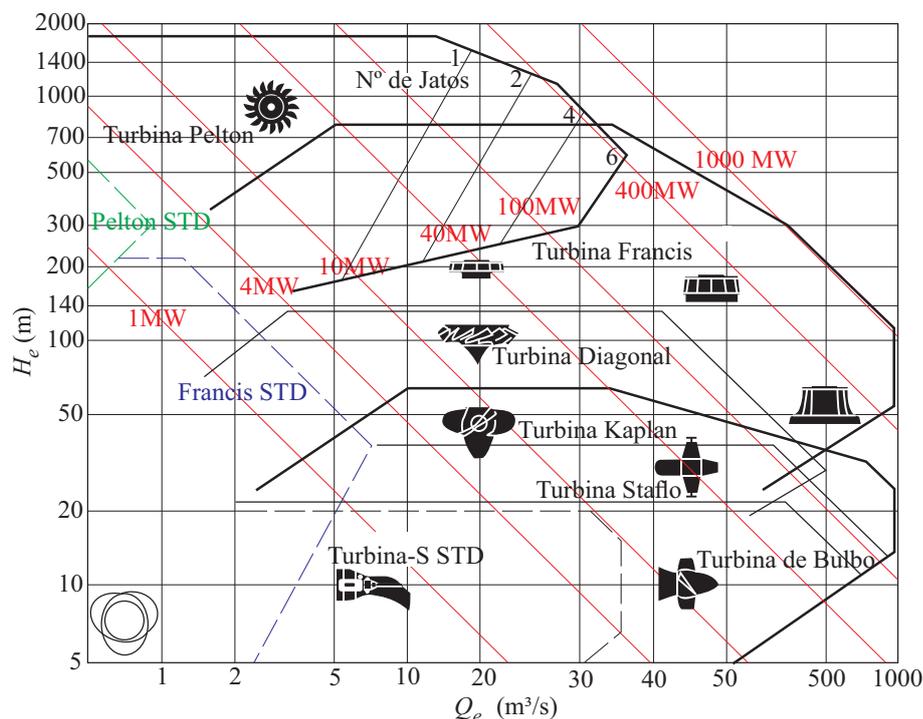
Fonte: adaptada de Dixon e Hall (2014).

A taxa de crescimento anual de 5% da energia hidrelétrica, prevista no século passado, está reduzida atualmente. A redução deve-se, principalmente, aos altos custos envolvidos na construção civil e instalações relacionadas à operação e transmissão, ao forte apelo ambiental e ao custo socioeconômico devido ao deslocamento massivo da população com a necessidade de novas construções (DIXON; HALL, 2014).

2.1.3.1 Turbinas hidráulicas

De modo geral, as turbinas hidráulicas instaladas em centrais hidrelétricas permitem a conversão da energia do escoamento em energia mecânica de rotação, a qual irá ser convertida, por intermédio de um gerador, em energia elétrica. Essa conversão é baseada nos princípios da conservação da energia e da quantidade de movimento angular. Há a

Figura 14 – Mapa demonstrativo do modelo ideal conforme a queda e vazão disponíveis.



Fonte: adaptada de Dixon e Hall (2014).

transferência da quantidade de movimento da água para o rotor sob a forma de torque e velocidade de rotação, sendo que as pás/hélices do rotor possuem um perfil hidráulico que potencializa a transferência de energia (CARDOSO, 2016).

A escolha da turbina ideal para aplicação está relacionada à vazão e à altura disponíveis, como apresentado nas Equações (4) e (5), sendo os três modelos mais comuns as turbinas Pelton, Francis e Kaplan, cada qual com características distintas. Usinas Hidrelétricas (UHE) que operam com potências acima de 1 MW e utilizam dessas turbinas alcançam rendimentos acima de 90% (DIXON; HALL, 2014).

2.1.3.1.1 Turbina Pelton

A turbina Pelton ilustrada na Figura 15 (a), é uma eficiente máquina particularmente adequada para aplicações de alta queda da água. O rotor ilustrado na Figura 15 (b), consiste em um disco circular com várias lâminas, geralmente chamadas de pás/conchas, espaçadas em sua periferia. Um ou mais bicos injetores são montados de tal forma que cada bico direcione seu jato ao longo de uma tangente circular ao rotor e ao centro das pás. Divisores são posicionados no centro das pás para divisão da vazão de entrada em dois fluxos iguais para que, após fluir ao redor da superfície interna da pá, os dois fluxos saiam dela em uma direção quase oposta à do jato de entrada de forma que a saída da água não prejudique a rotação do rotor (DIXON; HALL, 2014).

Figura 15 – Ilustração de uma turbina Pelton (a) e seu rotor (b).



Fonte: adaptada de WEG (2022) e Dixon e Hall (2014).

A turbina Pelton apresenta um rendimento estável durante uma ampla faixa de cargas, e também pode operar com vazões reduzidas. Mais detalhes no dimensionamento da turbina Pelton são apresentados no Capítulo 3.

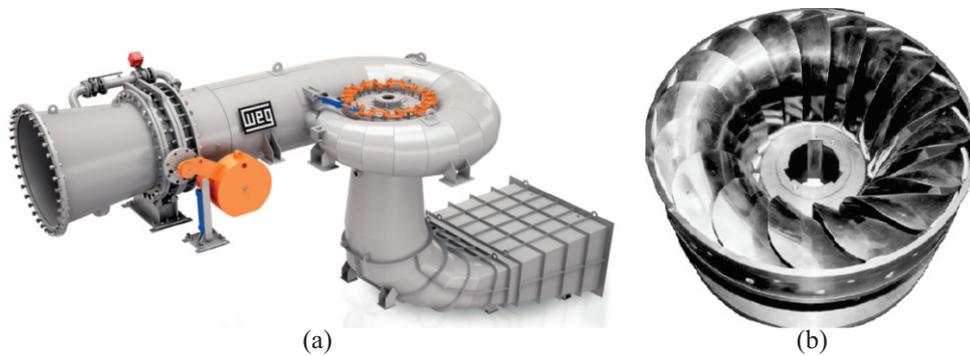
2.1.3.1.2 Turbina Francis

O rendimento da turbina Francis aumentou gradualmente ao longo dos anos, alcançando um patamar de 95% e parece haver pouca expectativa quanto a continuidade deste aumento devido às perdas por atrito, à dispersão de fluido e à energia cinética de saída do difusor, inerentes ao processo (DIXON; HALL, 2014).

A maioria das turbinas Francis são dispostas de forma que o eixo seja vertical conforme ilustrado na Figura 16 (a). Em sua operação, a água passa através de um invólucro espiral chamado voluta/rolagem, que envolve o rotor ilustrado na Figura 16 (b). A secção transversal da voluta diminui ao longo do caminho do fluxo de tal forma que a velocidade do fluxo permanece constante. Da voluta, o fluxo entra em um anel de palhetas estacionárias, que o direcionam para o rotor no ângulo mais adequado. Ao fluir através do rotor, o momento angular relacionado ao movimento do fluido é reduzido e o trabalho é fornecido ao eixo da turbina.

Na condição ideal, o fluxo deixa o rotor de forma axial no tubo de sucção sendo direcionado para saída. É essencial que a saída do tubo de sucção esteja submersa, para que a turbina permaneça cheia de água. O tubo de sucção também atua como difusor, que se projetado corretamente, pode garantir a máxima recuperação de energia por meio da turbina, reduzindo significativamente a energia cinética de saída (DIXON; HALL, 2014).

Figura 16 – Ilustração de uma turbina Francis (a) e seu rotor (b).

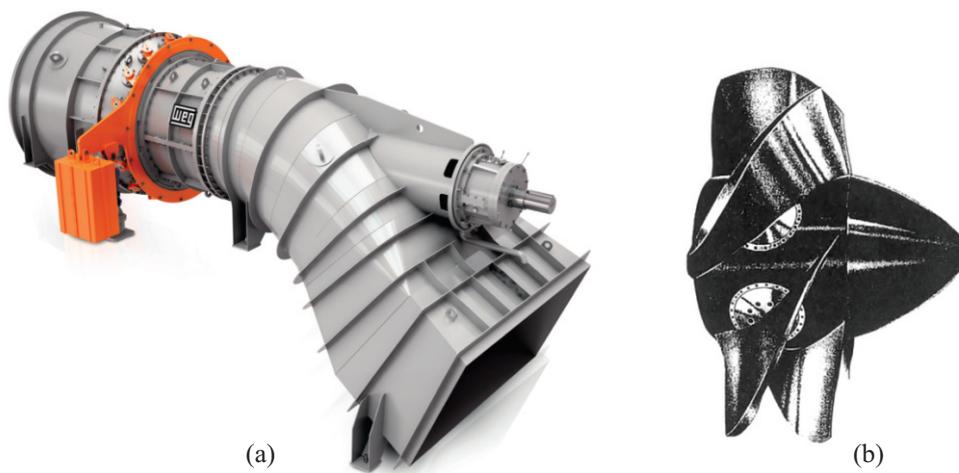


Fonte: adaptada de WEG (2022) e Dixon e Hall (2014).

2.1.3.1.3 Turbina Kaplan

Este tipo de turbina evoluiu da necessidade de gerar energia elétrica a partir de baixas quedas da água. Uma vantagem da turbina Kaplan ilustrada na Figura 17 (a), é apresentar altos rendimentos com cargas parciais devido à possibilidade de ajuste do ângulo da pá do rotor ilustrado na Figura 17 (b). Nessa turbina o fluido entra no conduto guia de entrada, que confere um aspecto de turbilhão ao fluxo que cruza o rotor. Este fluxo é forçado pela passagem em uma direção axial e o redemoinho torna-se um vórtice livre.

Figura 17 – Ilustração de uma turbina Kaplan (a) e seu rotor (b).



Fonte: adaptada de WEG (2022) e Dixon e Hall (2014).

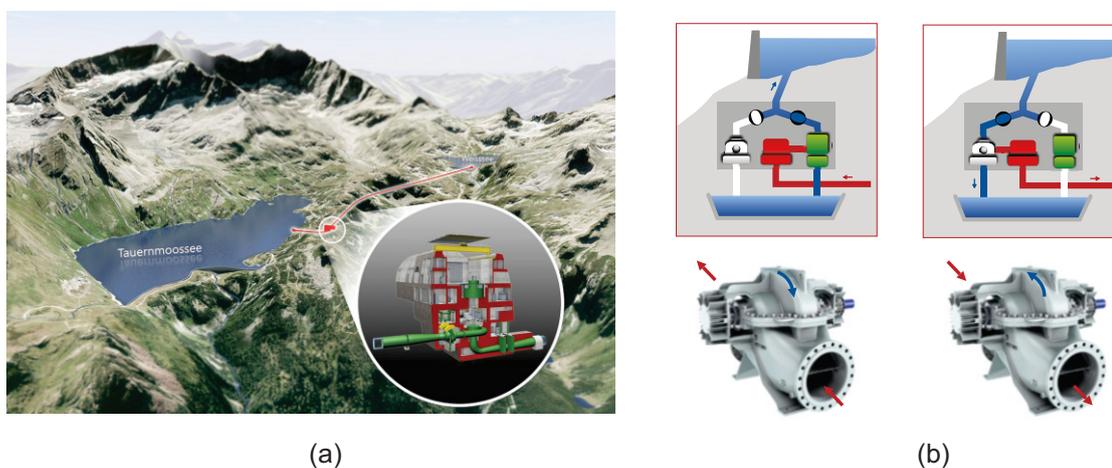
2.1.3.2 Armazenamento hídrico

Reservatórios hídricos são uma alternativa em regiões com altitude elevada e pequenas vazões, e podem possibilitar bons resultados no processo de armazenamento, o reservatório pode ser preenchido naturalmente ou por meio de bombeamento de água (PSH, do inglês *pumped storage hydropower*). Em determinados países, essa tecnologia já representa investimentos maiores que usinas hidrelétricas tradicionais (ENERGY, 2021).

Um estudo da relação entre a variação do nível do reservatório e o rendimento do sistema, e do impacto ambiental da zona fluvial desse sistema são apresentados por Decaix *et al.* (2021). Nesse estudo, um protótipo foi elaborado e monitorado em tempo real, mostrando a variação das potências conforme o nível do reservatório e a vazão turbinada. Esse conceito pode ser usado pelo operador do sistema para calcular o possível ganho energético e econômico relacionado ao volume adicional de armazenamento.

Utilizando de reservatórios naturais, o armazenamento hídrico pode apresentar uma solução mais amigável ao meio ambiente quando comparada ao armazenamento com baterias. Exemplo desses projetos são encontrados na Áustria conforme ilustrado na Figura 18 (a), e por produtos comercializados para essa aplicação, como apresentado na Figura 18 (b).

Figura 18 – Ilustrativo de um sistema PSH (a) modelo PSH-Sulzer (b).



Fonte: GE (2021) e Sulzer (2014).

Outro exemplo de armazenamento hídrico é o sistema de energia híbrido utilizado na ilha Ikaria, na Grécia (PAPAEFTHYMIU *et al.*, 2010). Nesse o armazenamento de energia, por bombeamento de água, ocorre a partir da energia eólica com grandes variações diárias, tal que a energia hídrica armazenada é utilizada conforme demanda.

Apesar de a topologia geográfica nacional inviabilizar o armazenamento por bombeamento de água para geração, estudos desse método são necessários, pois podem auxiliar no controle de enchentes, recorrentes em grandes metrópoles. Com a utilização de bombas

para abastecimentos de reservatórios, os danos relacionados a enchentes poderiam ser reduzidos, possibilitando adicionalmente o uso do armazenamento hídrico para outros fins.

O PSH é um método bem estabelecido e comprovado de armazenamento de energia de alta eficiência e longa vida útil. Essas qualidades tornam-no uma solução potencial muito atraente para as necessidades de armazenamento de energia, crucial para preencher as lacunas na produção de eletricidade, na produção variável de energia eólica e solar (ENERGY, 2021).

2.1.3.3 Microgeração hídrica

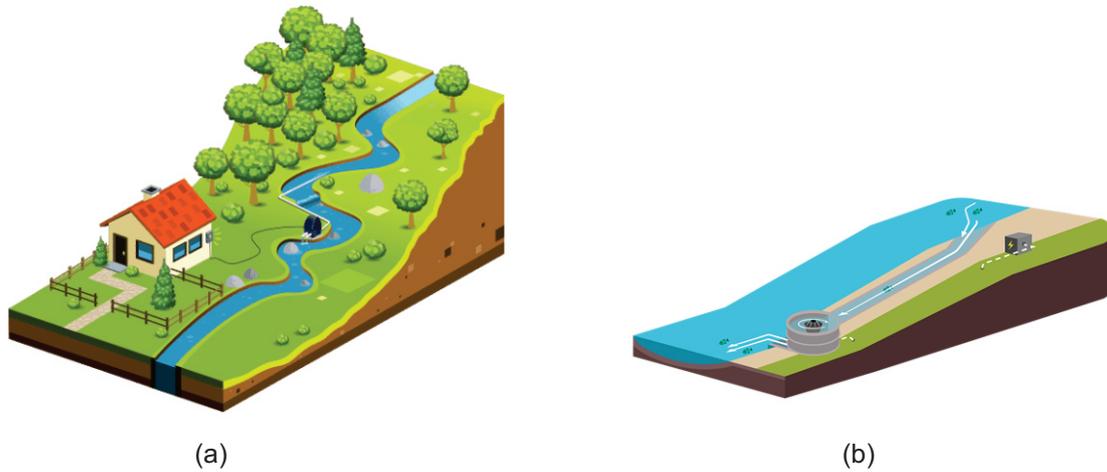
A microgeração hídrica (MCH) é prejudicada pelas perdas mecânicas relacionadas à tubulação adutora, ao atrito e à ventilação, mantidas em potências reduzidas, resultando em um rendimento muito menor quando comparado com uma UHE convencional. O que impulsiona essa forma de geração é a redução dos custos de instalação e do impacto ambiental quando comparado com hidrelétricas de grande porte, além de incentivar o desenvolvimento econômico e a infraestrutura existente, principalmente em zonas rurais próximas à geração (UNIDO, 2019).

Apesar de o sistema de microgeração hídrica ter rendimento reduzido, a geração pode ser obtida por recursos naturais inutilizados, como o aproveitamento da vazão sanitária de hidrelétricas. Estudos dessa forma de aproveitamento mostram que a análise correta da relação entre custo e benefício pode viabilizar projetos de microgeração hídrica (LIU; PACKKEY, 2014).

Avanços tecnológicos tanto no projeto quanto na construção e conversão de energia são necessários para redução de custos e para tornar turbinas para microgeração hídrica comercialmente bem-sucedidas (LAWS; EPPS, 2016). O que vem sendo explorado por algumas empresas, tornando-a uma alternativa para geração distribuída/isolada ideal para determinadas regiões (HIDREO, 2021; TURBULENT, 2021). O modelo comercializado pela Hidreo (2021), Figura 19 (a), tem características de uma turbina Pelton e o modelo comercializado pela Turbulent (2021) tem características das turbinas Francis/Kaplan, Figura 19 (b). Outros modelos de turbina para operação com baixa potência, com vazão e/ou queda reduzidas, são apresentadas em diferentes artigos como Zainuddin *et al.* (2009), Jasa, Ardana e Putri (2018), Masud e Suwa (2018) e Huwae *et al.* (2020).

Regiões de baixa queda dificultam o aproveitamento hídrico eficientemente. Ocorre, também, um impacto ambiental elevado devido ao aumento da área alagada e a geração de gases tóxicos relacionados à decomposição subaquática desses reservatórios (FEARNSIDE, 2015). Conforme Almeida *et al.* (2019) a microgeração com turbinas cinéticas ou em locais com maior queda são as melhores escolhas para essas regiões, frente a isso alguns projetos fazem uso apenas da energia cinética proveniente de rios para atender comunidades ribeirinhas (TAN; KIRKE; ANYI, 2021).

Figura 19 – Ilustração de microgeração hídrica Hidreo (a) e Turbulent (b).



Fonte: Hidreo (2021) e Turbulent (2021).

2.1.3.3.1 Turbinas hidrocínéticas

Turbinas que utilizam apenas da energia cinética de rios para conversão em energia elétrica são alternativas para atender à demanda crescente de geração hídrica de baixo custo. Modelos de fluxo-cruzado ou modelos axiais com características para operação em ambientes ribeirinhos específicos, apresentados por Anyi e Kirke (2010), são exemplos dessa forma de geração.

A maioria dos estudos de sistemas hídricos cinéticos consideram ondas ou marés e são pouco difundidos para aplicações em rios. Apesar do rendimento reduzido, trabalhos mostram vantagens ambientais, de robustez e custo que podem tornar projetos viáveis em regiões ribeirinhas com quedas praticamente nulas (VERMAAK; KUSAKANA; KOKO, 2014). Os projetos descritos por Mac Donald (2017) e apresentados na Figura 20 são exemplos de estudos nacionais para esse tipo de geração.

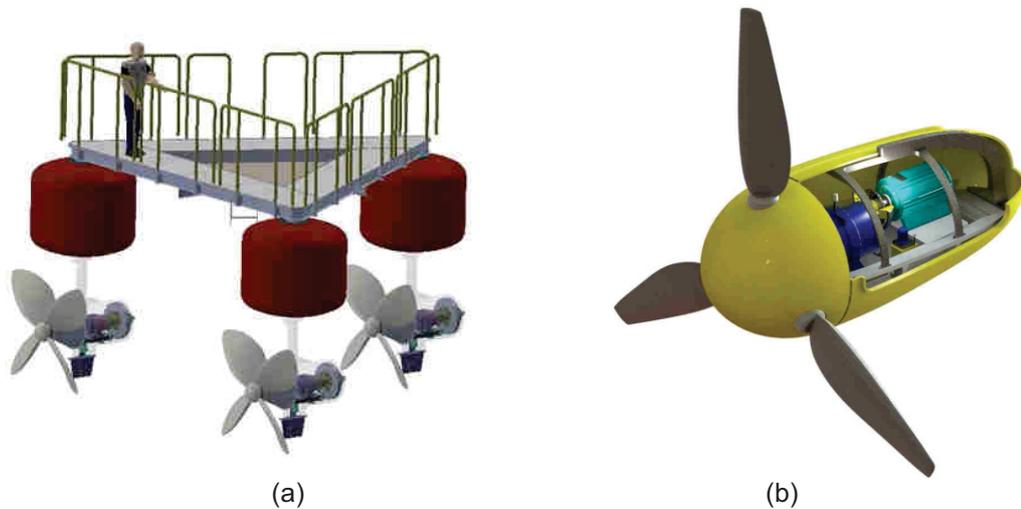
A energia da turbina hidrocínética (P_{hydroK}) segue as mesmas propriedades físicas da turbina eólica, as quais estão relacionadas diretamente com a velocidade do fluido que cruza as pás, conforme

$$P_{\text{hydroK}} = \frac{1}{2} \cdot \rho_{\text{agua}} \cdot A_{\text{hydroK}} \cdot C_p \cdot v_{\text{agua}}^3 \cdot \eta_{\text{hydroK}}, \quad (6)$$

em que o valor de densidade da água é elevado quando comparado com o ar, o que possibilita operar com velocidade (v_{agua}) e área (A_{hydroK}) reduzidas.

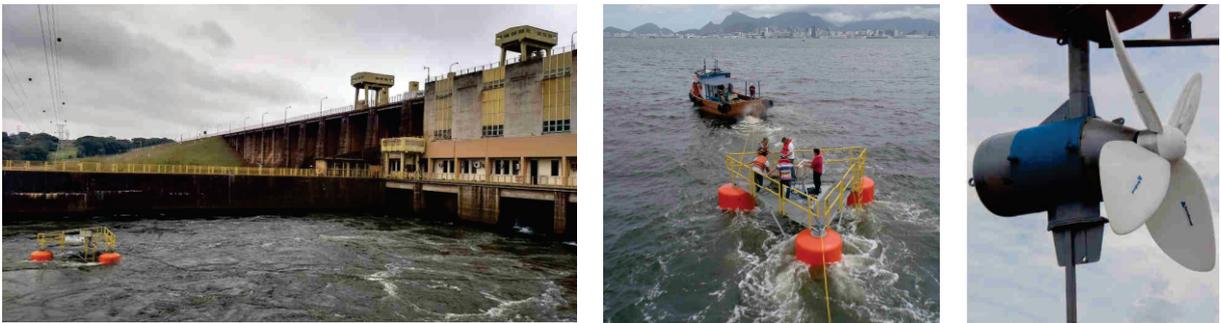
Os resultados obtidos no protótipo da turbina Hydro-K foi apresentado por Mendes *et al.* (2020), mostrando sua aplicação prática, aproveitando a vazão de saída da UHE de Bariri (Rio Tiete – Brasil), Figura 21.

Figura 20 – Exemplo de projeto de turbina hidrocinética Hydro-K (a) e Tucunaré (b).



Fonte: Mac Donald (2017).

Figura 21 – Protótipo Hydro-K instalado na UHE de Bariri.



Fonte: Mendes *et al.* (2020).

Com os dados de vazão, largura e profundidade de rios é possível definir a melhor escolha de geração hídrica e identificar o potencial cinético de determinado afluente. De modo geral, turbinas hidrocinéticas apresentam uma relação entre o custo e benefício reduzida e são viáveis em áreas com regras ambientais mais rigorosas (DE ARAUJO, 2016).

2.2 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Com base nos valores obtidos na revisão bibliográfica dos principais recursos energéticos, citados em Goswami e Kreith (2016), Romero e Steinfeld (2012), Fisch (2021), Dixon e Hall (2014), Partridge (2018), Graus, Voogt e Worrell (2007) e Güney e Kaygusuz (2010) foi elaborada a Tabela 2 que apresenta uma visão geral das características de cada

fonte energética.

Na segunda coluna da Tabela 2 é apresentado o rendimento característico na conversão em energia elétrica de cada fonte energética. A disponibilidade, terceira coluna, representa o quão abundante é determinada fonte em uma visão mundial. A forma de geração indica se a fonte pode atender uma carga conforme demanda, característica despachável, ou se é dependente de condições externas, característica não-despachável. A sustentabilidade indica os impactos ambientais de cada fonte. Na fonte térmica, o maior impacto decorre dos gases provenientes do processo de queima do combustível, enquanto no caso das fontes hídrica UHE e solar CSP, o impacto ocorre devido à área afetada para possibilitar a geração.

A coluna custo considera os recursos gastos na instalação, e o custo para Operação e Manutenção (O&M) é apresentado na última coluna. Na fonte térmica existe o custo do combustível, o qual é nulo nas demais. Nas fontes, hídrica UHE e solar CSP, existe um custo de O&M para garantir o funcionamento e característica despachável. A Tabela 2 também mostra que alguns critérios podem determinar o uso de determinada fonte em relação a outra. Cada região pode ter critérios de escolha diferentes, sejam relacionados a disponibilidade, forma de geração necessária, custo de instalação ou de O&M.

Tabela 2 – Comparativo entre fontes energéticas.

Fonte	Rend.	Disponib.	Forma	Sustentab.	Custo	O&M
Hídrica UHE, PCH	>90%	Média	Despachável	Média	Alto	Médio
Hídrica MCH	<60%	Média	Não-despachável ¹	Alta	Baixo	Baixo
Térmica	<50%	Baixa	Despachável	Baixa	Médio	Alto
Eólica	<50%	Média	Não-despachável	Alta	Médio	Baixo
Solar CSP	<30%	Média	Despachável	Média	Alto	Médio
Solar PV	<20%	Alta	Não-despachável	Alta	Baixo	Baixo

Fonte: adaptada de Goswami e Kreith (2016), Romero e Steinfeld (2012), Fisch (2021), Dixon e Hall (2014), Partridge (2018), Graus, Voogt e Worrell (2007) e Güney e Kaygusuz (2010).

Com a revisão e os estudos dos recursos naturais, considerando a sustentabilidade como critério de maior relevância, o uso híbrido da microgeração hídrica com solar fotovoltaica representa uma escolha sustentável e de baixo custo. Esse sistema híbrido também pode ter característica despachável¹, se utilizada com armazenamento hídrico complementarmente. Por esses motivos, essas foram escolhidas como as fontes renováveis primárias utilizadas no trabalho.

¹ A microgeração hídrica pode ser caracterizada como uma forma de geração despachável operando com reservatório e controle complementar, conforme sistema proposto no presente trabalho.

3 O SISTEMA PROPOSTO

O uso híbrido das fontes hídrica e solar fotovoltaica de forma complementar já é explorado em várias regiões. Existem exemplos de sua utilização no Quênia, citados por Apostolopoulou, Grève e McCulloch (2018) e Apostolopoulou e McCulloch (2019), nos quais são demonstradas as vantagens no controle dos níveis dos reservatórios, resultando no aumento da energia fornecida por volume de água. Um estudo semelhante foi realizado na China (QIU *et al.*, 2020), em que o controle de operação das usinas hidrelétricas é baseado em cálculos estocásticos. Essa análise comprova que perante certas condições climáticas a operação complementar do sistema híbrido se aproxima da curva de carga-descarga de uma bateria. Outros estudos de aplicações em modo ilhado de pequeno porte foram realizados na Romênia e Nigéria (JOIAN *et al.*, 2013; LAWAL, 2015).

Com o aumento da microgeração, estudos de sistemas híbridos operando em baixas potências podem apresentar algumas vantagens. No caso da utilização de conversores na geração hídrica, os mesmos possibilitarão a operação com condições de vazão e pressão reduzidas e variáveis (LEITE *et al.*, 2016), técnica já explorada na indústria (HIDREO, 2021; TURBULENT, 2021).

Para aplicações rurais ou isoladas, os sistemas híbridos geralmente operam com banco de baterias, tornando-se um sistema ininterrupto de potência. Caso a microgeração hídrica do sistema tenha uma vazão constante, essa pode ser utilizada como formadora de rede, devido aos geradores síncronos conforme descrito por Chandran, Kewat e B. Singh (2020) e Sheng *et al.* (2009).

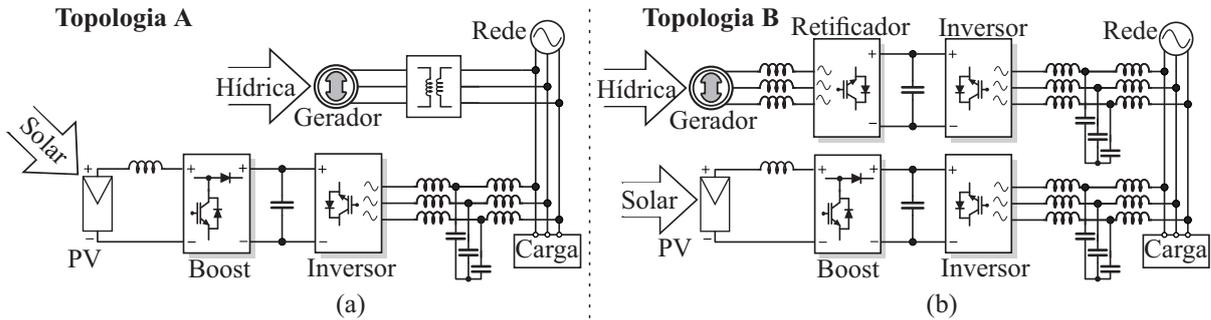
3.1 A TOPOLOGIA PROPOSTA

Usualmente sistemas de geração conectam cada respectiva fonte diretamente à rede elétrica, fornecendo energia segundo as condições climáticas, conforme mostrado na Figura 22. Para que a topologia da Figura 22 (a) seja factível, a fonte hídrica deve garantir os valores mínimos de vazão e pressão. Para casos com energia hídrica reduzida e/ou variável (microgeração), é necessário o uso de conversores para uma eficiência maior do sistema, Figura 22 (b), devido às variações de velocidade/vazão do sistema hídrico.

A topologia proposta apresentada na Figura 23, é típica de uma microrrede CC, em que ambas as fontes são conectadas ao mesmo barramento. Com o uso dessa topologia e o controle de potência complementar proposto, o sistema deve operar com níveis de geração mais elevados em condições climáticas variáveis.

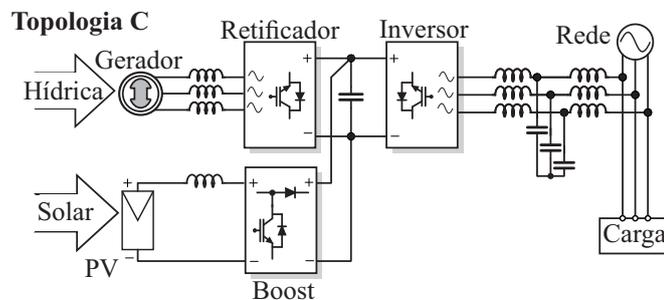
A proposta de geração visa utilizar a área do reservatório para posicionamento dos módulos fotovoltaicos, assim aproveitando a área afetada como fonte de geração hídrica e fotovoltaica. A topologia proposta com controle complementar, ilustrada na Figura 23, também possibilita eliminar um inversor do sistema, quando comparado à topologia convencional para microgeração, ilustrada na Figura 22 (b).

Figura 22 – Topologia híbrida convencional (a) e para microgeração (b).



Fonte: autor.

Figura 23 – Topologia híbrida para microgeração proposta.



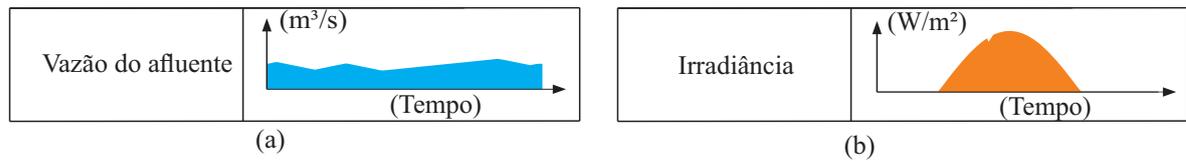
Fonte: autor.

Para ilustrar a diferença na geração entre os sistemas híbridos convencionais e o sistema proposto, foram considerados exemplos de variação diária de vazão, Figura 24 (a), e irradiância, Figura 24 (b). Aplicando esses perfis, das fontes energéticas hídrica e solar, nas topologias híbridas apresentadas na Figura 22 e na Figura 23, é possível verificar as formas de ondas das potências geradas em cada fonte energética, consumida pela carga e consumida/injetada na rede, Figura 25. Pode-se observar que a carga e a geração solar fotovoltaica são iguais para todas as topologias, porém ocorre variação da geração hídrica entre as fontes, devido às flutuações de vazão, e conseqüentemente na geração total e consumida/injetada na rede.

Na Topologia A, apenas ocorre geração quando a vazão mínima é garantida, representada pela linha tracejada vermelha na Figura 25. Isso acontece porque a tensão e a frequência geradas estão conectadas diretamente à rede sem processamento de energia. Essa característica pode ser suprida com o uso de algum sistema mecânico de controle de vazão, comum em uma UHE, o que não é representado no presente trabalho.

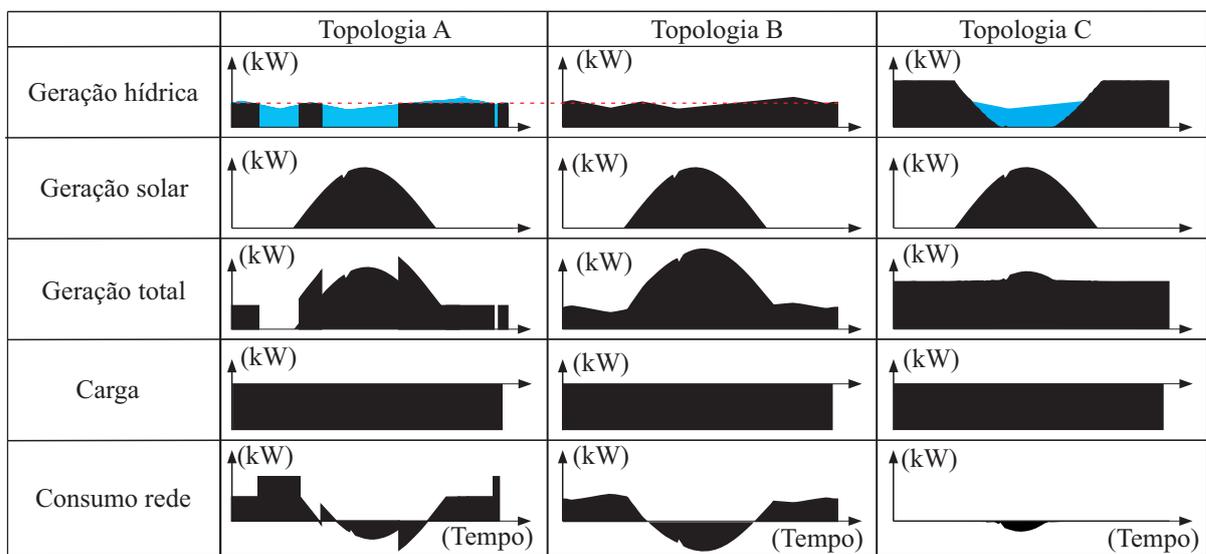
Já as Topologias B e C, que usam conversores estáticos para processamento de energia, podem operar com condições de vazão variável e representam a mesma energia gerada. Porém, a Topologia B não atende a carga durante todo o período ilustrado, precisando da

Figura 24 – Exemplo da variação dos recursos renováveis durante o dia.



Fonte: autor.

Figura 25 – Variação das potências em cada topologia.



Fonte: autor.

energia da rede em determinados momentos. A Topologia C com controle complementar, proposta no trabalho, permite estabilidade na geração devido ao armazenamento de água no período diurno, gerenciando a carga sem utilizar energia da rede.

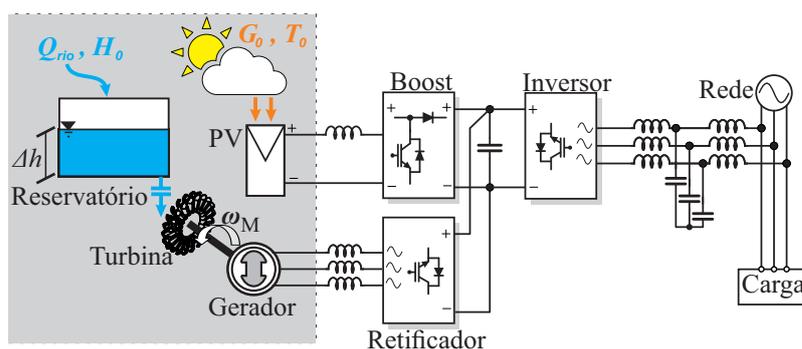
3.2 FONTES PRIMÁRIAS

Para o dimensionamento e a simulação dos conversores e do sistema proposto é necessário primeiramente identificar e modelar as fontes primárias destacadas na Figura 26, em que os valores de queda da água (H_0), vazão do afluente (Q_{rio}), irradiância incidente (G_0) e temperatura ambiente (T_0) estão relacionados aos dados climáticos de determinada região. Esses são os dados de entrada do sistema e devem ser convertidos aos respectivos dados elétricos para simulação.

No caso da energia hídrica é necessário obter a relação dos dados de entrada com a rotação e o torque disponível na ponta do eixo da turbina para alimentar uma máquina elétrica, obtendo assim os valores de corrente e tensão elétrica disponíveis em CA, conforme

características da máquina elétrica empregada. Na energia solar fotovoltaica a irradiância incidente e a relação da temperatura ambiente com a superfície do módulo são suficientes para obter os valores de tensão e corrente em CC, disponíveis na saída dessa forma de geração, conforme características do sistema fotovoltaico empregado. Obtendo as relações hídrica/elétrica e solar/elétrica é possível determinar a energia elétrica gerada por cada fonte energética, informação necessária para dimensionamento dos conversores estáticos.

Figura 26 – Destaque nas fontes primárias do sistema proposto.



Fonte: autor.

A queda e vazão disponíveis no afluente pode ser aproximada por medições simples, conforme metodologia apresentada pela Turbulent (2021) no Anexo A página 260, que também apresenta a possibilidade de identificar locais com potencial hídrico por meio de imagens de satélites, observando corredeiras “bolhas brancas”. Essa metodologia está ilustrada na Figura 27, que compara a imagem extraída do satélite Earth (2022) com as imagens obtidas no local².

Figura 27 – Exemplo de identificação de locais com possibilidade de geração hídrica.



Fonte: autor.

Os dados de irradiância e de temperatura estão relacionados às condições climáticas de determinada região e podem ser obtidos por meio do Instituto Nacional de Pesquisas

² Localização 26°35'08.33"S - 52°31'17.97"O - São Domingos - SC - Brasil.

Espaciais (INPE) ou do Instituto Nacional de Meteorologia (INMET), sendo essa análise importante para compreender as oscilações das condições climáticas de determinada região.

3.2.1 Fonte solar fotovoltaica

Em um módulo solar fotovoltaico ocorre a geração de energia elétrica, a partir da exposição desse à luz solar. No efeito fotovoltaico, após a exposição a luz, os elétrons circulam através de determinado material, resultando no desenvolvimento de uma tensão elétrica e da circulação de corrente elétrica. O efeito considera a luz como uma forma de energia, denominada fóton (SMETS *et al.*, 2016).

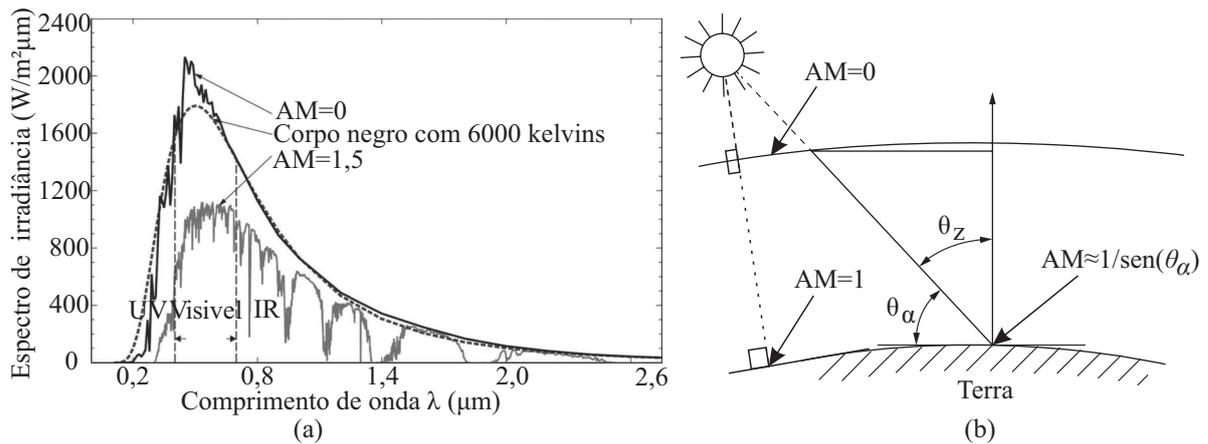
A energia de cada fóton (E_{foton}) expressa em Joules, é dada por:

$$E_{\text{foton}} = h_{\text{Plank}} \cdot f_{\text{onda}} = \frac{h_{\text{Plank}} \cdot c_{\text{luz}}}{\gamma_{\text{onda}}}. \quad (7)$$

Em que h_{Plank} representa a constante de Planck, c_{luz} , a velocidade da luz, f_{onda} , a frequência e γ_{onda} , o comprimento da onda.

A forma de mensurar a energia irradiada pelo Sol é através da irradiância, a qual sofre atenuação da luz no vácuo devido à distância entre a Terra e o Sol, e a atenuação através da atmosfera, até atingir o módulo. O valor da irradiância na superfície da atmosfera pode ser obtido por meio da integral do espectro de frequência apresentado na Figura 28 (a), sendo esse valor denominado como constante solar (G_{SC}), cujo valor normalizado é aproximadamente de 1361 W/m^2 (GUEYMARD, 2018).

Figura 28 – Espectro de irradiância (a) e relação geométrica do índice AM (b).



Fonte: adaptada de Goswami e Kreith (2016).

A atenuação na atmosfera tem relação com o índice de massa de ar (AM, do inglês air mass) ilustrado na Figura 28 (b). Conforme apresentado em Goswami e Kreith (2016), o valor do AM pode ser obtido precisamente por:

$$AM = \frac{1}{\text{sen}(\theta_{\alpha}) + 0,50572 \cdot (6,07995 + \theta_{\alpha})^{-1,6364}}. \quad (8)$$

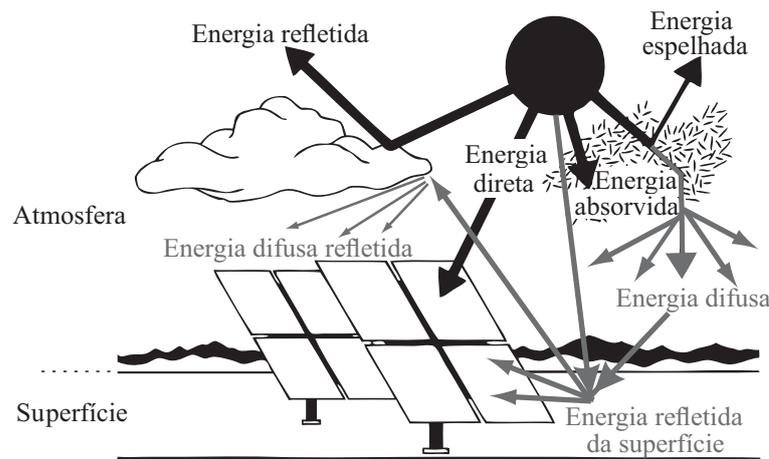
3.2.1.1 Relações geométricas Sol-Terra-módulo PV

A energia absorvida pelo módulo PV está relacionada com a irradiância global horizontal (G_{GH}), definida a partir da soma das irradiâncias direta (G_{DR}), difusa (G_{DF}) e refletida (G_{RE}) ilustradas na Figura 29, e expressada como

$$G_{GH} = G_{DR} + G_{DF} + G_{RE}. \quad (9)$$

Para uma correta análise da irradiância incidida sobre o módulo é necessário considerar as condições climáticas, geográficas e da posição do módulo. Por exemplo, em um dia nublado a porcentagem da energia absorvida na atmosfera será maior, por consequência, a irradiância no módulo irá reduzir. Porém, em dias ensolarados a energia difusa pode representar uma parcela maior que a absorvida devido à parcela refletida, resultando em uma irradiância sobre o módulo até mesmo maior que a constante solar (NASCIMENTO *et al.*, 2019).

Figura 29 – Componentes da radiação solar.



Fonte: adaptada de Badescu (2008).

Existem vários métodos e critérios apresentados na literatura para representar as condições climáticas e topográficas da região, comumente parâmetros são definidos com dados empíricos e remetem a variações climáticas de determinada localidade. O método empregado no presente trabalho utiliza os índices de claridade K_t , que representa a razão entre as irradiâncias global horizontal e na superfície da atmosfera conforme

$$G_{GH} = G_0 \cdot K_t, \quad (10)$$

e K_d , que representa a razão das irradiâncias global e difusa, descrito por Souza *et al.* (2018), apresentado em

$$G_{DF} = G_{GH} \cdot K_d. \quad (11)$$

Os valores de referências do parâmetro K_t estão apresentados na Tabela 3, sendo que o parâmetro K_d pode ser estimado conforme Marques Filho *et al.* (2016), definido por:

$$K_d = 0,13 + 0,86 \cdot \frac{1}{1 + e^{-6,29+12,26 \cdot K_t}}. \quad (12)$$

O valor médio de $K_t=0,8$ foi definido para possibilitar o equacionamento, sendo que valores de $K_t>1$ são comumente obtidos na região de interesse em dias ensolarados (NAS-CIMENTO *et al.*, 2019).

Tabela 3 – Valores comuns do índice de claridade

Condição do céu	Valor de K_t
Nublado	$K_t < 0,35$
Parcialmente nublado	$0,35 < K_t < 0,55$
Parcialmente claro	$0,55 < K_t < 0,65$
Claro	$0,65 < K_t$

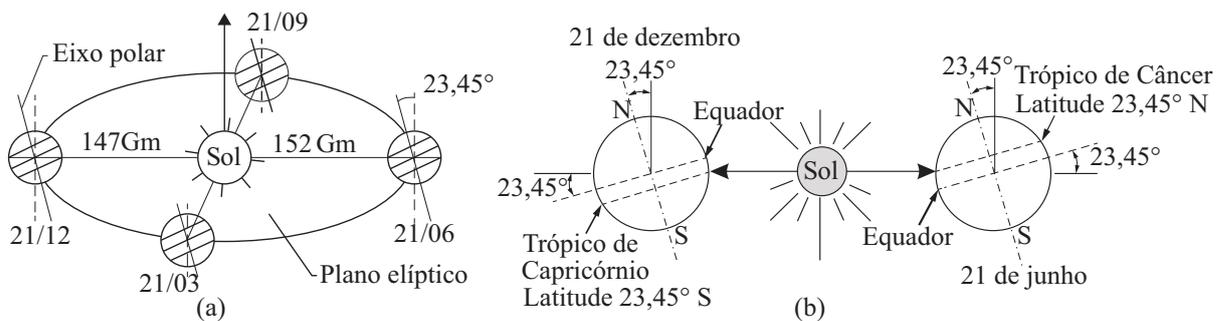
Fonte: adaptada de Rondón, Ducati e Haag (2020).

Para se obter um valor acurado da irradiância na superfície da atmosfera (G_0), deve-se considerar a relação geométrica entre a Terra e o Sol. A translação da Terra ao redor do Sol tem uma característica elíptica, que altera o valor da irradiância conforme a época do ano. Essa variação da irradiância pode ser definida como

$$G_0(\tau) = \frac{G_{SC}}{AM(\tau)} \cdot \left[1 + 0,034 \cdot \cos \left(\frac{2\pi \cdot \tau}{365,25} \right) \right], \quad (13)$$

cujo resultado fica em função do dia do ano representado pela variável τ , conforme representado na Figura 30 (a). Além disso, a inclinação da Terra em relação aos trópicos (δ_T), faz com que os ângulos de incidência de luz solar sobre a superfície terrestre mudem durante o ano, Figura 30 (b).

Figura 30 – Trajetória e distância da Terra para o Sol (a) e variação do ângulo de incidência de luz aos trópicos (b) no período anual.



Fonte: adaptada de Goswami e Kreith (2016).

Para obter os valores dos ângulos de incidência de luz solar, em função do tempo, é definido a variação da inclinação da Terra em relação aos trópicos, representado por:

$$\delta_T(\tau) = 22,45^\circ \cdot \text{sen} \left(\frac{2\pi \cdot (284 + \tau)}{365,25} \right). \quad (14)$$

Faz-se necessário também considerar a variação de irradiância diária, sendo que seu valor máximo ocorre ao meio-dia do horário solar. Esse valor tem variações principalmente conforme latitude do local (L_L) e o ângulo de inclinação da terra (δ_T). Definindo o valor de irradiância máxima ao meio-dia, é possível representar o tempo de irradiância diária angularmente, deste modo o dia tem início em um ângulo mínimo até o anoitecer em um ângulo máximo. Com isso é possível obter o ângulo de incidência de luz, conforme

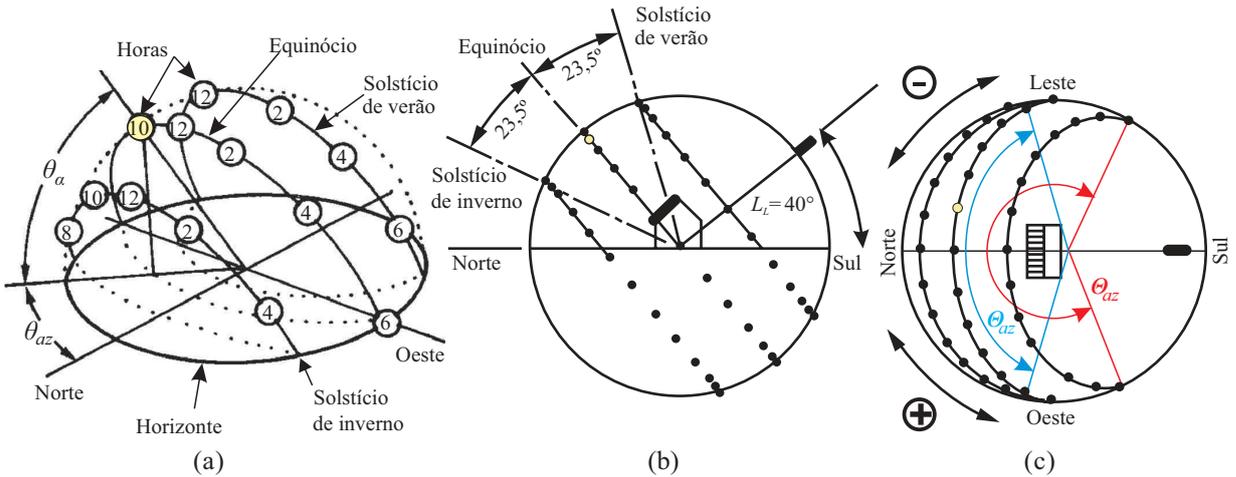
$$\Theta_{az}(\tau) = \cos^{-1}[-\tan(L_L) \cdot \tan(\delta_T(\tau))], \quad (15)$$

do período diurno, em cada dia do ano, sendo esse denominado como ângulo de azimute diário (Θ_{az}).

A Figura 31 auxilia na compreensão geométrica da relação da época do ano com o ângulo de azimute diário, podendo assim definir o período diurno em horas, mediante a divisão da rotação da Terra em 24 horas, conforme representado por:

$$\text{Horas}_{\text{Luz}} = 2 \cdot \Theta_{az}(\tau) \cdot \frac{24}{2\pi}. \quad (16)$$

Figura 31 – Variação do ângulo solar e de azimute durante o ano: (a) vista isométrica, (b) vista horizontal e (c) vista superior.



Fonte: adaptada de Goswami e Kreith (2016).

Sabendo as horas de luz de determinado dia, Equação (16), a variação dos horários do nascer e do pôr do Sol durante o ano são obtidos respectivamente por:

$$\text{Nascer}_{\text{Sol}} = 12 - \frac{\text{Horas}_{\text{Luz}}}{2}; \quad (17)$$

$$P\hat{o}r_{Sol} = 12 + \frac{Horas_{Luz}}{2}. \quad (18)$$

Para representar a variação do ângulo de azimute horário (θ_{az}), foi definido o meio-dia solar com o ângulo $\theta_{az}=0$, empregando valores negativos para horários anteriores ao meio-dia, e valores positivos para horários posteriores ao meio-dia, Figura 31 (c). A variação do ângulo θ_{az} durante o dia é definida por:

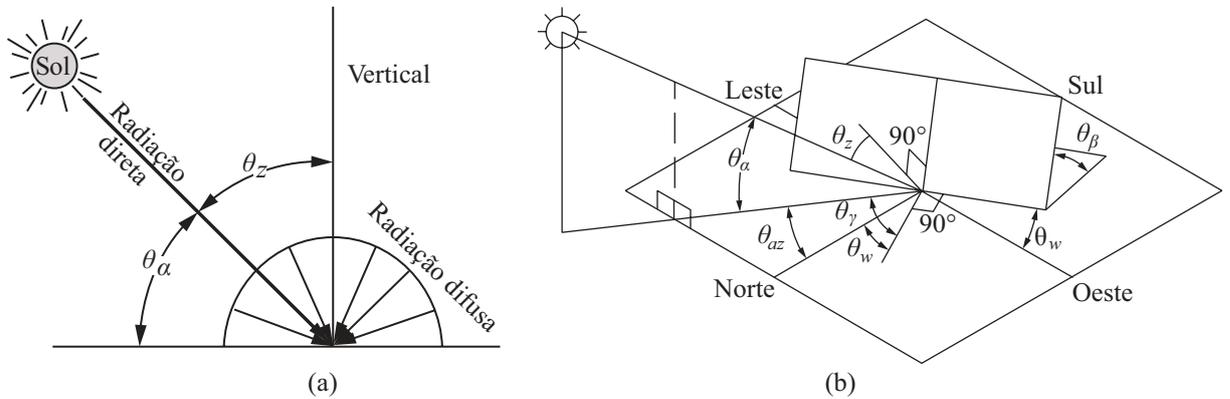
$$\theta_{az}(t) = \frac{12-t}{24} \cdot 2\pi. \quad (19)$$

Com os valores do ângulo θ_{az} , latitude e inclinação da terra, é possível definir o ângulo solar perante o observador (θ_{α}) em qualquer instante conforme

$$\theta_{\alpha}(t,\tau) = \text{sen}^{-1}[\text{sen}(\delta_T(\tau)) \cdot \text{sen}(L_L) + \text{cos}(\delta_T(\tau)) \cdot \text{cos}(L_L) \cdot \text{cos}(\theta_{az}(t))]. \quad (20)$$

O valor de θ_{α} é importante para obtenção do AM o qual tem relação direta com a irradiância absorvida pelo módulo. Substituindo a Equação (20) na Equação (8) é possível obter a irradiância da atmosfera, e por conseguinte as irradiâncias direta e difusa considerando a parcela de reflexão desprezível, conforme a Figura 32 (a).

Figura 32 – Relação do ângulo zênite com a radiação (a) e a relação dos ângulos na posição de um módulo solar (b).



Fonte: adaptada de Goswami e Kreith (2016).

Para módulos inclinados é importante obter a correção do ângulo zênite de incidência (θ_z), definido como

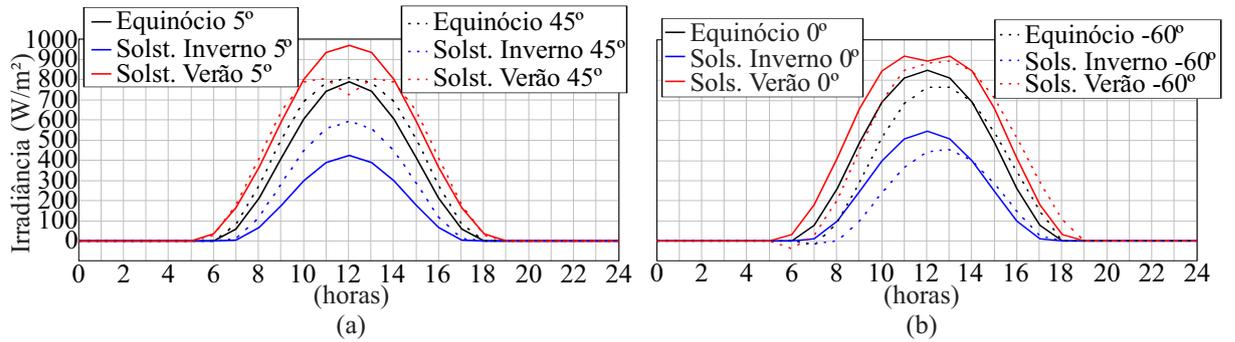
$$\theta_z(t,\tau) = \text{cos}^{-1}[\text{cos}(\theta_{\alpha}(t,\tau)) \cdot \text{cos}(\theta_{\gamma}(t)) \cdot \text{sen}(\theta_{\beta}) + \text{sen}(\theta_{\alpha}(t,\tau)) \cdot \text{cos}(\theta_{\beta})], \quad (21)$$

em que θ_{β} é o ângulo de inclinação do módulo fotovoltaico. O ângulo de azimute de incidência (θ_{γ}) é dado pela diferença entre o ângulo de azimute do módulo (θ_w) e o ângulo θ_{az} , conforme

$$\theta_{\gamma}(t) = \theta_{az}(t) - \theta_w. \quad (22)$$

Ângulos θ_w do módulo acima de 90° ou inferiores a -90° indicam que a face do módulo estará sombreada, ao amanhecer ou entardecer, e existirá menos absorção luminosa (ASHRAE, 2017). Essa característica pode ser observada na condição do amanhecer, ilustrada pela Figura 33 (b). A Figura 33 também possibilita verificar o impacto da irradiância incidida no módulo com a variação dos ângulos de posição do módulo θ_β e θ_w .

Figura 33 – Impacto da variação dos ângulos de inclinação θ_β e θ_w do módulo solar no equinócio e solstícios de verão e inverno: (a) resultados para o ângulo θ_β de 5° e 45° ; (b) resultados para o ângulo θ_w em relação ao norte de 0° e -60° .



Fonte: autor.

Sabendo as condições geométricas da localidade e disposição do módulo, é possível obter a irradiância direta conforme

$$G_{DR\theta}(t,\tau) = G_{DR} \cdot \cos(\theta_z(t,\tau)), \quad (23)$$

e difusa conforme

$$G_{DF\theta}(t,\tau) = G_{DF} \cdot [Y_\theta \cdot \sin(\theta_\beta) + \cos(\theta_\beta)]. \quad (24)$$

Essas representam as irradiâncias absorvidas pelo módulo, na Equação (24) o valor de Y_θ está relacionado à energia difusa absorvida por um módulo disposto verticalmente na condição de céu claro (ASHRAE, 2017), sendo expressa por:

$$Y_\theta = \max \left(0,45; 0,55 + 0,437 \cdot \cos(\theta_z(t,\tau)) + 0,313 \cdot \cos(\theta_z(t,\tau))^2 \right). \quad (25)$$

A partir da diferença entre os ângulos de azimute diário e horário, foi elaborada a lógica, apresentada em

$$Dia(t,\tau) = \frac{\text{sign}(\Theta_{az}(\tau) - |\theta_{az}(t)|) + 1}{2}, \quad (26)$$

para obtenção da condição diária por meio da função sinal¹, sendo o resultado dessa condição igual á “1” para o período diurno e “0” para a período noturno. Somando as

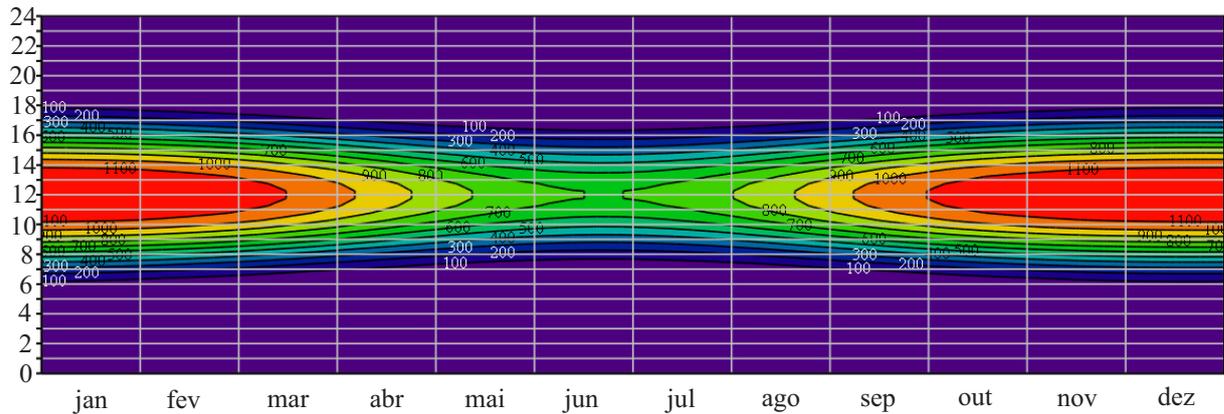
¹ A função matemática sinal, do inglês *sign()*, define qualquer valor positivo como sendo (1) e negativo como sendo (-1).

Equações (23) e (24) e multiplicando a soma pela Equação (26), é possível obter o gráfico de irradiância global sobre o módulo ($G_{G\theta}$) conforme variação diária e anual por meio de

$$G_{G\theta}(t,\tau) = [G_{DR\theta}(t,\tau) + G_{DF\theta}(t,\tau)] \cdot Dia(t,\tau). \quad (27)$$

A Figura 34 apresenta o resultado obtido na condição de Latitude $L_L=-26,5^\circ$ (Sul), com o módulo inclinado para o norte com um ângulo $\theta_\beta=26^\circ$.

Figura 34 – Gráfico da variação de irradiância horária durante o ano.



Fonte: autor.

A integral da Equação (27) no período diário e anual resulta no valor médio de irradiância anual apresentado como

$$G_{G\theta}^{med} = \frac{1}{365} \cdot \int_0^{365} \left[\frac{1}{24} \cdot \left(\int_0^{24} G_{G\theta}(t,\tau) dt \right) \right] d\tau = 287 \text{ W/m}^2, \quad (28)$$

ou da energia gerada nesse período, conforme apresentado em

$$E_{pv} = \int_0^{365} \left(\int_0^{24} G_{G\theta}(t,\tau) dt \right) d\tau = 2513 \text{ kWh/m}^2, \quad (29)$$

essa última é denominada como irradiação solar, sendo largamente utilizado em projetos fotovoltaicos. Esses resultados são necessários para o dimensionamento da geração fotovoltaica conforme localização.

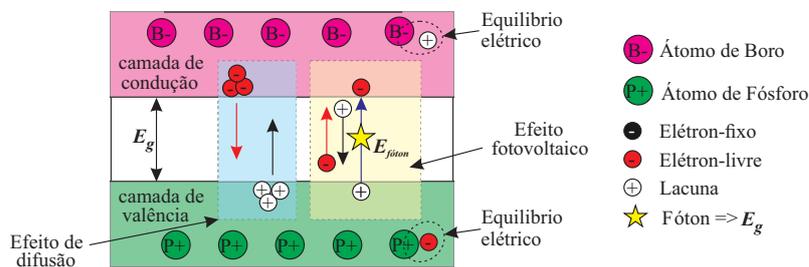
3.2.1.2 Efeito fotovoltaico

Para uma melhor compreensão do funcionamento físico das células fotovoltaicas, alguns conceitos essenciais à compreensão dos fenômenos relacionados à geração solar fotovoltaica serão apresentados nesta seção. Esses conceitos referenciam os trabalhos

de Goswami e Kreith (2016), Smets *et al.* (2016), Badescu (2008), Knabben (2017) e Messenger e Abtahi (2017).

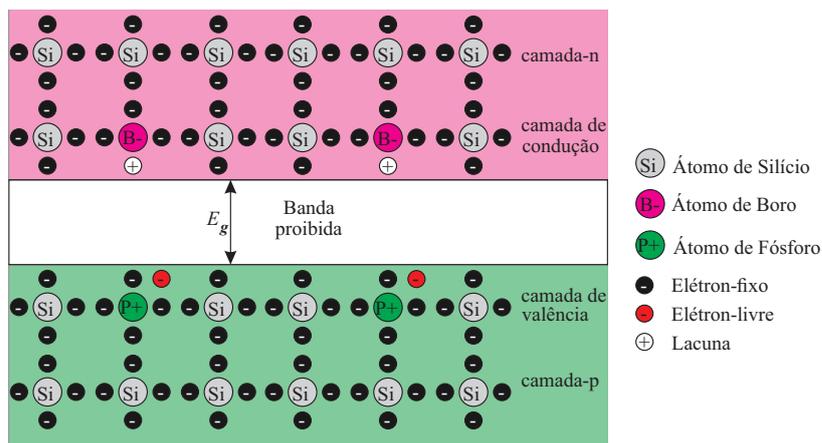
É conhecido que a absorção de um fóton em uma célula fotovoltaica resulta no movimento de elétrons no material, efeito fotovoltaico ilustrado na Figura 35. Para ocorrer a geração elétrica, a célula deve absorver energia suficiente para promover um diferencial de potencial elétrico, possibilitando a circulação de elétrons entre as camadas de valência (positiva-p) e condução (negativa-n). Esse diferencial é definido como banda proibida (E_g) e está ilustrado na Figura 36.

Figura 35 – Ilustração do efeito fotovoltaico e de difusão.



Fonte: autor.

Figura 36 – Ilustração da banda proibida de um semiconductor de silício dopado com boro e fósforo.

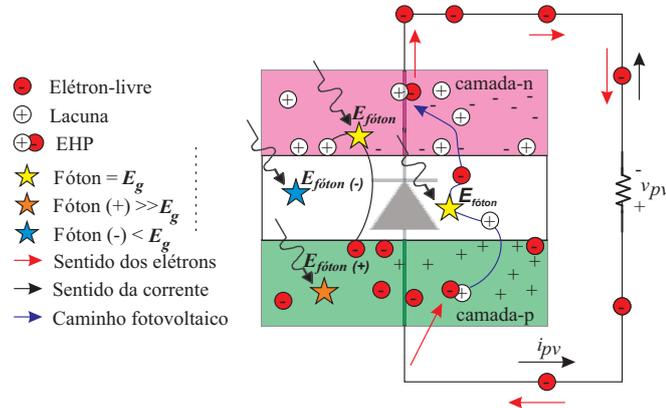


Fonte: autor.

A banda proibida é uma característica do semiconductor e está diretamente relacionada ao limite de absorção do material. Se a energia do fóton for menor que a banda proibida ($E_{foton(-)}$), essa energia irá atravessar o material sem energia suficiente para geração de energia elétrica; se for igual a banda proibida (E_{foton}), irá promover a formação de um par de elétron-lacuna (EHP, do inglês *electron-hole pair*) e assim promovendo o

caminho para circulação de corrente elétrica, Figura 37. Sabendo que apenas um EHP pode ser formado para cada fóton, fótons de energia muito superior a banda proibida ($E_{foton(+)}$) irão aquecer a célula, prejudicando o seu rendimento.

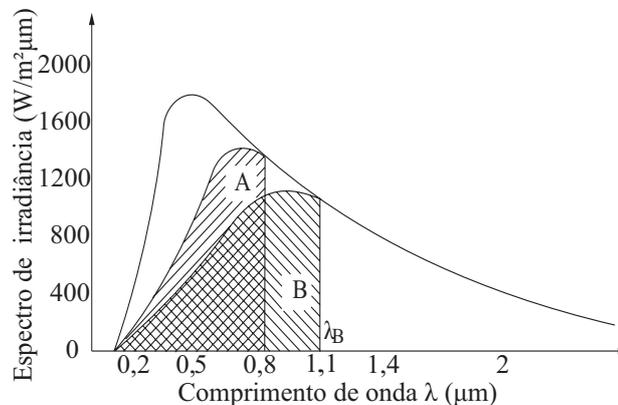
Figura 37 – Ilustração da circulação de corrente elétrica devido aos fótons.



Fonte: autor.

Os limites de absorção explicam a eficiência máxima teórica de uma célula fotovoltaica de silício de junção simples convencional para menos de 30%, devido à largura de banda do espectro absorvida por esse determinado material, como ilustrado na Figura 38. A eficiência real é ainda menor, pois existem perdas relacionadas à reflexão da luz na superfície da célula e ao sombreamento da célula. Há perdas também nos contatos elétricos, na resistência interna da célula e na recombinação de elétron/lacuna por meio do efeito de difusão, Figura 35, antes que eles possam contribuir para a circulação da corrente elétrica ilustrada na Figura 37.

Figura 38 – Exemplo do espectro absorvido por dois semicondutores diferentes.

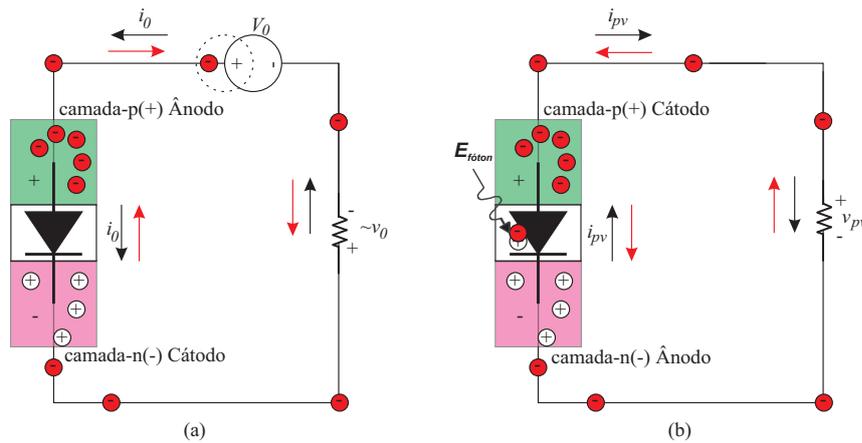


Fonte: adaptada de (GOSWAMI; KREITH, 2016)

A Figura 39 (a) ilustra que se existir uma tensão externa polarizando o diodo,

quando nenhum fóton estiver presente, o fluxo de corrente será positivo de (p) para (n). A corrente então é definida nesta direção, em outras palavras, quando nenhum fóton colide com a junção ($p-n$), o diodo dissipa potência. Mas quando os fótons estão presentes, a corrente induzida por eles flui de modo oposto, então a corrente sai do terminal positivo, o que significa que o dispositivo está gerando energia conforme ilustração da Figura 39 (b).

Figura 39 – Ilustração da circulação de corrente em um diodo (a) e em uma célula fotovoltaica (b).



Fonte: autor.

As tecnologias emergentes utilizam de materiais com E_g diferentes, podendo assim converter uma parcela maior da irradiância e alcançando rendimentos acima de 40%, pois existe a soma do espectro absorvido de cada semiconductor utilizado (GOSWAMI; KREITH, 2016). Uma célula que tenha os semicondutores A e B gozará de um melhor rendimento, devido a uma maior área de absorção do espectro, conforme ilustrado na Figura 38. Apesar de o procedimento multicamadas obter resultados com o dobro do rendimento das células de silício, o custo dessas células é tão alto que atualmente seu uso só se justifica em aplicações espaciais (GOSWAMI; KREITH, 2016).

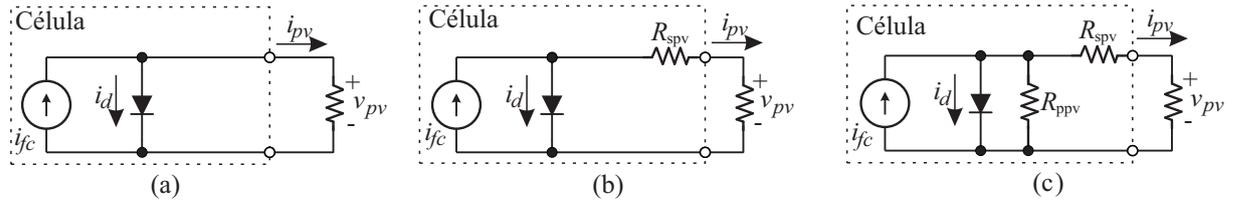
A absorção e o rendimento do semiconductor estão relacionados com a característica do material e geometria. De modo geral, quanto maiores a densidade de EHP e a área da célula, mais material semiconductor estará exposto à luz e mais corrente/potência será gerada pelo dispositivo. A otimização da captura de fótons no comprimento de onda adequado também tem impacto sobre o rendimento do módulo.

3.2.1.3 Características do módulo fotovoltaico

Como já apresentado, a célula fotovoltaica nada mais é do que uma junção ($p-n$) que produz corrente elétrica quando exposta à luz. Para representação na forma de circuito equivalente do comportamento físico da célula fotovoltaica, uma fonte de corrente constante (i_{fc}), que representa a foto-corrente, é ligada em paralelo com um diodo, Figura 40 (a).

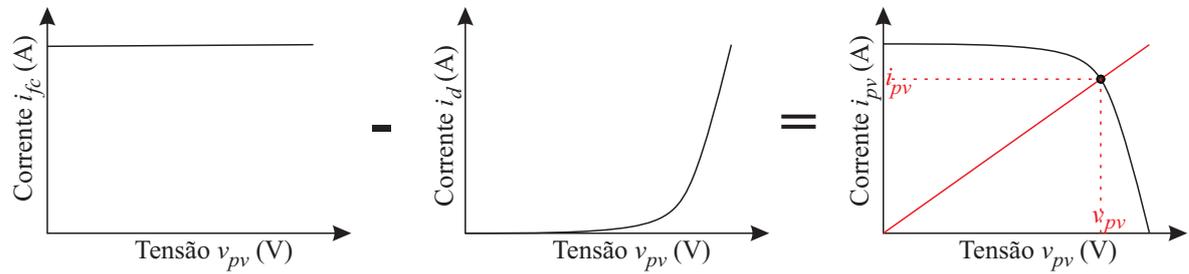
Da análise desse circuito é possível obter a curva característica de corrente-tensão (curva I-V) da célula. Na qual a corrente gerada pela célula (i_{pv}) é representada pela diferença da corrente consumida pelo diodo (i_d) da foto-corrente gerada (i_{fc}) em função da tensão de saída (v_{pv}), Figura 41.

Figura 40 – Modelo equivalente de uma célula fotovoltaica ideal (a), com resistência em série (b) e considerando resistências em série/paralelo (c).



Fonte: autor.

Figura 41 – Representação dos componentes ideais na curva característica I-V de uma célula fotovoltaica.

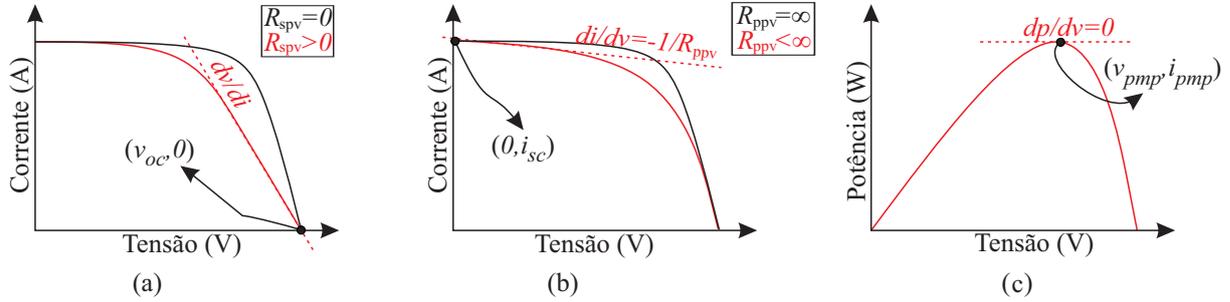


Fonte: autor.

Na Figura 40 (b) a resistência em série (R_{spv}) representa as perdas nos contatos metálicos e apresenta uma boa relação prática, sendo utilizada em alguns simuladores. No caso da Figura 40 (c), a resistência em paralelo (R_{ppv}) representa as perdas associadas à corrente que circula nos componentes parasitas dos módulos. Os valores da resistência em paralelo dos módulos fotovoltaicos são elevados, o que representa perdas reduzidas quando comparadas com as perdas relacionadas a resistência em série. Por esse motivo, à resistência em paralelo é desconsiderada em alguns simuladores. Os impactos desses resistores nas curvas características do módulo fotovoltaico são apresentados na Figura 42. Apesar de existirem modelos mais complexos, como os apresentados em Knabben (2017), o modelo apresentado na Figura 40 (c), considerando as resistências em paralelo e série, é amplamente empregado por simuladores.

As curvas corrente-tensão (I-V) e potência-tensão (P-V) apresentadas na Figura 42, representam a tensão, corrente e potência gerada mediante a irradiância e temperatura do

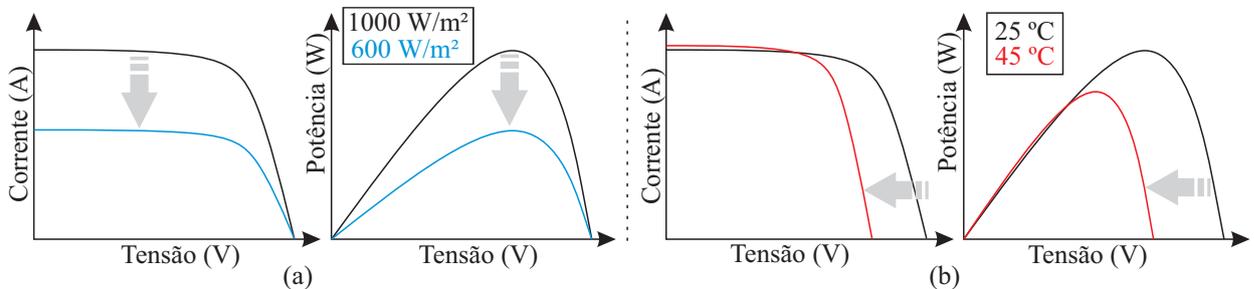
Figura 42 – Ponto de tensão de circuito aberto e variação de R_{spv} (a), ponto de corrente de curto-circuito e variação R_{ppv} (b) e ponto de máxima potência (c) de uma célula fotovoltaica.



Fonte: autor.

módulo, as quais são chamadas de curvas características (COELHO, 2013). A variação das curvas características conforme irradiância, Figura 43 (a), e temperatura, Figura 43 (b), são as características disponibilizadas pelos fabricantes para projeto. Essas são obtidas por intermédio de ensaios em condições específicas.

Figura 43 – Exemplo da variação das curvas características com a irradiância (a) e temperatura (b).



Fonte: autor.

Uma vez que as variáveis climáticas alteram o funcionamento dos módulos, são definidas duas condições de ensaio para medição dos parâmetros dos módulos. Uma dessas é a condição padrão de teste (STC, do inglês *standard test conditions*) e a outra a condição de temperatura nominal de funcionamento da célula (NOCT, do inglês *nominal operating cell temperature*). Ambas as condições estão expressas na Tabela 4.

Conforme circuito apresentado na Figura 40 (c), a corrente de saída da célula fotovoltaica pode ser representada por:

$$i_{pv} = i_{fc} - i_d - i_{Rp}. \quad (30)$$

Tabela 4 – Característica do módulo PV-MJT250GB Mitsubischi.

Descrição	STC	NOCT
Irradiância	1000 W/m ²	800 W/m ²
Coefficiente de massa de ar (AM)	1,5	1,5
Temperatura ambiente	25 °C	20 °C
Temperatura da célula	-	47 °C
Velocidade do vento	-	1 m/s
Máxima potência (p_{max})	250 W	182 W
Tensão de circuito aberto (v_{oc})	37,4 V	34,0 V
Corrente de curto-circuito (i_{sc})	8,80 A	7,13 A
Tensão de máxima potência (v_{pmp})	30,2 V	27,2 V
Corrente de máxima potência (i_{pmp})	8,28 A	6,62 A
Eficiência	15,17%	
Coefficiente de temperatura para corrente (α_{Isc})	+0,056%/°C	
Coefficiente de temperatura para tensão (α_{Voc})	-0,35%/°C	
Coefficiente de temperatura para potência (α_{Pmax})	-0,45%/°C	
Número de células	60 em série	
Tamanho da célula	156 x 156 mm	
Tamanho do módulo	1658 x 994 mm	
Peso do módulo	20 kg	

Fonte: adaptada de Mitsubischi (2022)

Na Equação (30) a corrente no diodo é definida conforme

$$i_d = i_0 \left(e^{\frac{q \cdot (R_{spv} \cdot i_{pv} + v_{pv})}{A \cdot k_{boltz} \cdot T}} - 1 \right), \quad (31)$$

sendo T a temperatura absoluta e A o fator de idealidade da célula. O fator de idealidade da célula tem relação com a qualidade da célula e seus valores de resistência série e paralelo. Os valores da carga do elétron q e a constante de Boltzmann k_{boltz} são constantes universais. A corrente de saturação i_0 , é definida por meio de

$$i_0 = i_0^{ref} \left(\frac{T}{T^{ref}} \right)^3 \cdot e^{\frac{q \cdot E_g}{A \cdot k} \left(\frac{1}{T^{ref}} - \frac{1}{T} \right)}, \quad (32)$$

na qual as variáveis com sobrescrito “*ref*” representam grandezas medidas em uma determinada condição de referência.

Os valores da corrente do resistor em paralelo i_{Rp} e da foto-corrente i_{fc} são obtidos respectivamente por:

$$i_{Rp} = \frac{R_{spv} \cdot i_{pv} + v_{pv}}{R_{ppv}}, \quad (33)$$

$$i_{fc} = \frac{G_{G\theta}}{G_{G\theta}^{ref}} \cdot i_{fc}^{ref} + \alpha_{Isc} \cdot (T - T^{ref}), \quad (34)$$

em que i_{fc} é dependente da irradiância solar incidente sobre o módulo $G_{G\theta}$, da temperatura do módulo (ou célula) e do coeficiente de temperatura para corrente de curto-circuito (α_{Isc}), disponibilizado pelo fabricante.

Substituindo as Equações (34), (33) e (31) na Equação (30) é possível obter a corrente de saída da célula fotovoltaica i_{pv} . Todavia, alguns parâmetros necessários para simulação não são disponibilizados pelos fabricantes, e uma maneira de obtê-los é por meio da análise dos pontos de operação e suas derivadas apresentados na Figura 42. A resolução dessas equações é complexa e envolve métodos numéricos que não são o intuito deste trabalho. Dessa forma, o procedimento para obtenção dos parâmetros necessários para posterior simulação foi elaborado conforme equacionamento desenvolvido por Knabben (2017), detalhado no Apêndice B página 203, cujos resultados estão apresentados na Tabela 5.

Tabela 5 – Parâmetros calculados para o módulo PV-MJT250GB.

Parâmetro	Resultado
Resistência em série do módulo	0,274198 Ω
Resistência em paralelo do módulo	5513,012781 Ω
Resistência em série da célula	0,004570 Ω
Resistência em paralelo da célula	91,883546 Ω
Fator da idealidade da célula	1,126595
Referência da fotocorrente i_{fc}^{ref}	8,800438 A
Referência da corrente de saturação i_{s0}^{ref}	3,905127 nA
Coefficiente de temperatura do módulo ($\Delta I/\Delta^{\circ}\text{C}$)	0,0049 A/ $^{\circ}\text{C}$
Inclinação ($\Delta V/\Delta I$) no V_{oc} do módulo	-0,4717 Ω

Fonte: autor.

3.2.1.4 Dimensionamento do arranjo fotovoltaico

Para dimensionamento de um sistema fotovoltaico é necessário compreender as terminologias de célula, módulo e arranjo. A Figura 44 (a) representa o formato e a representação de uma célula fotovoltaica, geralmente várias células são conectadas em série formando um módulo, Figura 44 (b). O número de células em cada módulo é definida pelos fabricantes.

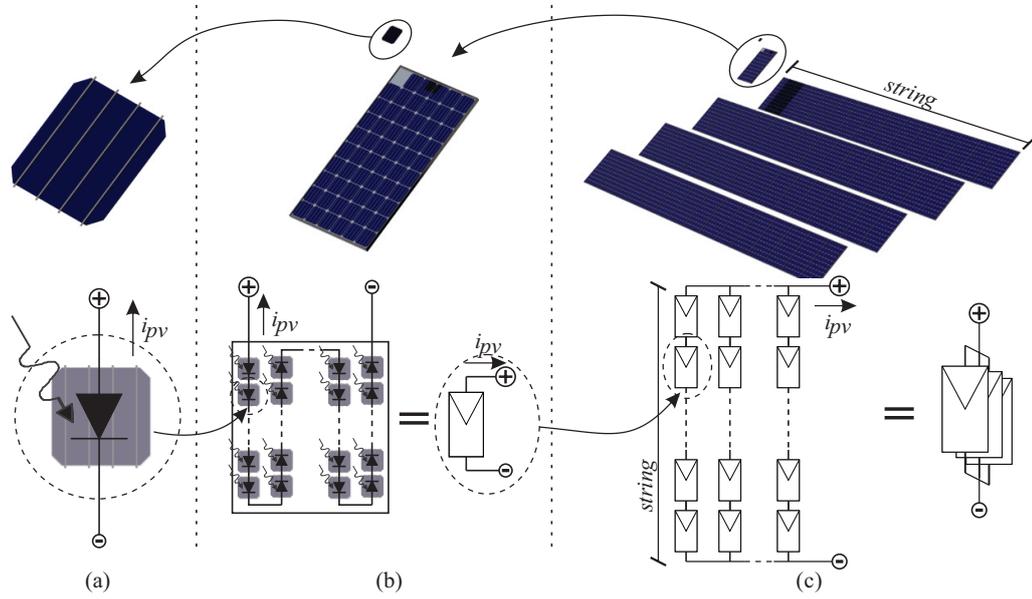
Os arranjos representados na Figura 44 (c) são as formas obtidas para dimensionamento da tensão e da potência desejada no projeto. Arranjos em série são denominados como *strings* e comumente definem a tensão de operação do sistema fotovoltaico, já a ligação dos arranjos em paralelo relaciona-se com a potência a ser processada.

Sabendo a tensão desejada na saída do sistema fotovoltaico (v_{pv}^{ref}), é possível obter o número de módulos em série para formar uma *string* por:

$$N_{s_{pv}} = \text{round} \left(\frac{v_{pv}^{ref}}{v_{pmp}} \right). \quad (35)$$

De forma similar, sabendo a potência desejada (p_{pv}^{ref}), é possível obter o número de

Figura 44 – Ilustração e representação de uma célula fotovoltaica (a), módulo fotovoltaico (b) e arranjo fotovoltaico (c).



Fonte: autor.

strings necessárias em paralelo, por meio de

$$N_{p_{pv}} = \text{round} \left(\frac{p_{pv}^{ref} / v_{pv}^{ref}}{i_{pmp}} \right). \quad (36)$$

Assim, obtendo o número total de módulos conforme

$$N_{T_{pv}} = N_{s_{pv}} \cdot N_{p_{pv}}, \quad (37)$$

e podendo estimar a área necessária para posicionamento dos módulos conforme

$$A_{T_{pv}} = A_{pv} \cdot N_{T_{pv}}. \quad (38)$$

Com os dados disponibilizados pelo fabricante do sistema de geração fotovoltaico e das condições do local, é possível obter a potência gerada no sistema em determinada condição a partir de:

$$p_{pv} = \frac{G_{G\theta}}{G_{G\theta}^{ref}} \cdot p_{max}^{ref} (1 + \alpha_{P_{max}} \cdot (T_{pv} - T^{ref})). \quad (39)$$

Em que o valor de p_{max} de referência foi obtido pela condição de dimensionamento NOCT conforme

$$p_{max}^{ref} = p_{max}^{NOCT} \cdot N_{s_{pv}} \cdot N_{p_{pv}}. \quad (40)$$

Como a potência gerada pelo módulo está diretamente relacionada à temperatura do módulo, essa foi aproximada por:

$$T_{pv} = T_0 + \frac{T_{NOCT} - 20}{800} \cdot G_{G\theta}. \quad (41)$$

A Equação (41) desconsidera as variações de temperatura devido à velocidade do vento, nebulosidade, umidade, distância dos módulos com a superfície e à inércia térmica sobre o módulo. A variação da temperatura ambiente foi estimada com um valor médio da região de interesse, de acordo com dados meteorológicos (INMET, 2022), e uma oscilação da temperatura diária e anual.

Substituindo as Equações (27) e (41) na Equação (39), e mantendo esta em função do tempo, é possível obter a potência média anual e diária conforme

$$p_{pv}^{med} = \frac{1}{365} \int_0^{365} \left(\frac{1}{24} \int_0^{24} p_{pv}(hr, dia) dhr \right) d dia. \quad (42)$$

Podendo, também, obter o período médio anual em que o sistema fotovoltaico irá operar em potência nominal por meio da expressão:

$$\Delta t_{pv} = \frac{1}{365 \cdot p_0^{ref}} \int_0^{365} \left(\int_0^{24} p_{pv}(hr, dia) dhr \right) d dia. \quad (43)$$

Semelhantemente, pode ser obtido o período noturno, no qual a potência solar é nula, por:

$$\Delta t_{not} = 24 - \frac{1}{365} \cdot \int_0^{365} 2 \cdot \Theta_{az}(dia) \cdot \frac{24}{2\pi} d dia. \quad (44)$$

Os valores obtidos nas Equações (42), (43) e (44) são importantes para o dimensionamento do reservatório hídrico. Todo o dimensionamento do sistema fotovoltaico está apresentado no Apêndice A página 197, cujos principais valores estão apresentados na Tabela 6.

Tabela 6 – Parâmetros do sistema fotovoltaico proposto.

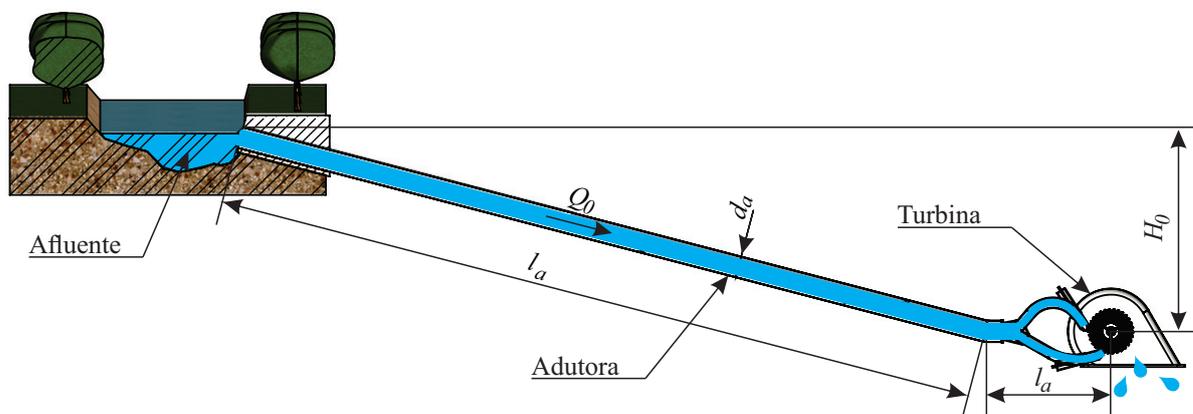
Símbolo	Parâmetro	Resultado
$N_{s_{pv}}$	Quantidade de módulos em série	15
$N_{p_{pv}}$	Quantidade de <i>strings</i> em paralelo	4
$N_{T_{pv}}$	Quantidade total de módulos	60
A_{pv}	Área de um módulo	1,648 m ²
$A_{T_{pv}}$	Área total do sistema	98,883 m ²
p_{max}^{ref}	Potência máxima de referência (NOCT)	10,92 kW
p_{max}^{STC}	Potência máxima de pico (STC)	15,00 kWp
p_{pv}^{med}	Potência média anual calculada	3,192 kW
Δt_{pv}	Tempo médio calculado de geração em potência nominal	7,66 horas
Δt_{not}	Tempo médio calculado de geração nula	12,00 horas

Fonte: autor.

3.2.2 Fonte hídrica

Nesta seção são introduzidos alguns conceitos essenciais à compreensão dos fenômenos hídricos, indispensáveis para o adequado projeto e dimensionamento da microgeração hídrica. A Figura 45 ilustra a energia potencial relacionada à altura (H_0) e a energia cinética com a vazão (Q_0). No caso das hidrelétricas a fio d'água, a potência é definida/ajustada conforme vazão do afluente e pela altura da queda disponível. Para casos com reservatório, a vazão está relacionada diretamente ao nível do reservatório. As características da adutora e turbina que representam as perdas relacionadas à geração hídrica são detalhadas na sequência.

Figura 45 – Representação de um sistema de microgeração hídrico.



Fonte: autor.

3.2.2.1 Dimensionamento da turbina

A escolha da turbina ideal para a aplicação está relacionada à queda e à altura disponíveis. De modo geral a acumulação é vantajosa com altitude, pois um pequeno volume de água pode alcançar maiores períodos e níveis de geração.

Considerando os dados hídricos e da máquina, Tabela 7 e Tabela 8, obtêm-se os valores dos coeficientes de velocidade específica e de potência específica, Equação (4) e Equação (5) da página 44, cujos resultados também estão apresentados na Tabela 7. Com a análise na Figura 13 da página 44, dos valores Ω_s e Ω_{sp} obtidos, foi definido a turbina Pelton como escolha ideal para a proposta apresentada.

Apesar de não ser o foco do presente trabalho, o dimensionamento da turbina faz-se necessário para obtenção dos valores de rotação e torque, e a variação desses conforme o nível do reservatório. O dimensionamento foi elaborado conforme metodologia apresentada em Dixon e Hall (2014).

Tabela 7 – Parâmetros do sistema hídrico.

Símbolo	Parâmetro	Resultado
P_0	Potência/carga de referência	11 kW
H_0	Altura disponível	75 m
Q_{rio}	Vazão do afluente	0,02 m ³ /s
Ω_s^{ref}	Coefficiente de velocidade específica de referência	0,204
Ω_{sp}^{ref}	Coefficiente de velocidade de potência específica	0,186
H_e	Altura efetiva	65,901 m
Q_e	Vazão efetiva para atender a carga	0,031 m ³ /s
Ω_s	Coefficiente de velocidade específica	0,242
Ω_{sp}	Coefficiente de velocidade de potência específica	0,178

Fonte: autor.

3.2.2.1.1 Rotor

O trabalho realizado pela turbina Pelton (w_0) é definido a partir da diferença das energias cinéticas de entrada e de saída do rotor, expresso por:

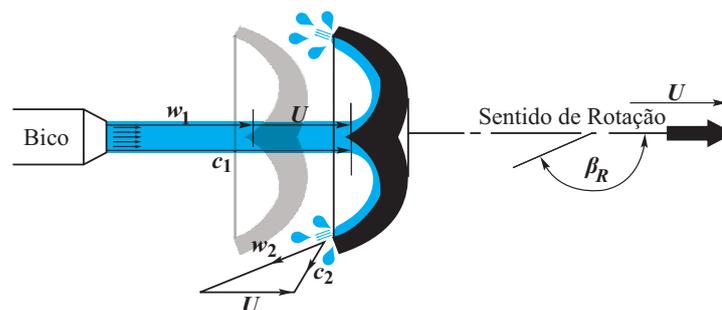
$$w_0 = U \cdot (c_1 - U) \cdot (1 - k_{pa} \cdot \cos(\beta_R)). \quad (45)$$

Em que U representa a velocidade tangencial do rotor e c_1 a velocidade do fluido. O ângulo da pá β_R idealmente é igual a 180° , porém, isso resulta na interferência entre o jato de saída com o jato de entrada, por esse motivo usualmente este ângulo é reduzido. O efeito do atrito e das perdas nas pás estão relacionados à redução da velocidade de trabalho relativa na saída do rotor, por meio da expressão

$$w_2 = k_{pa} \cdot w_1, \quad (46)$$

deste modo o fator de perdas k_{pa} , usualmente, fica entre valores de 0,8 e 0,9 e tem relação com o trabalho disperso no rotor. A diferença entre as velocidades e as principais características do rotor são ilustradas na Figura 46.

Figura 46 – Representação do jato de água de uma turbina Pelton.



Fonte: autor.

O rendimento do rotor η_R pode ser obtido por meio da relação entre o trabalho realizado pelo rotor com a energia cinética do jato de entrada por:

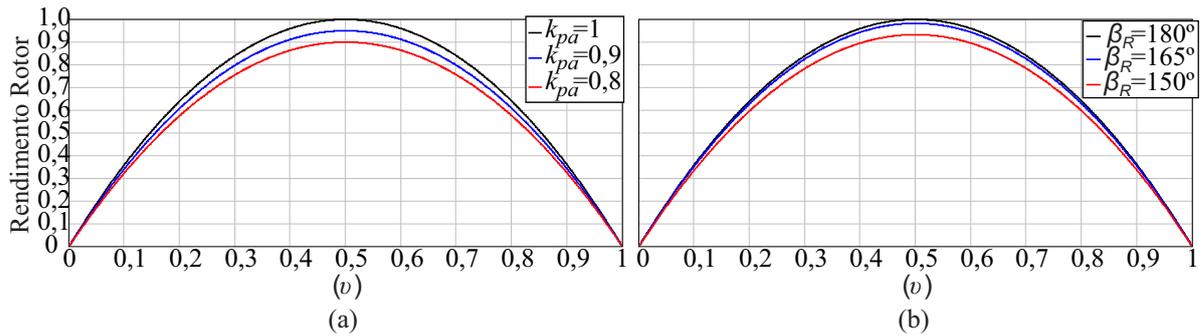
$$\eta_R = \frac{w_0}{c_1^2/2} = \frac{2 \cdot U \cdot (c_1 - U) \cdot (1 - k_{pa} \cdot \cos(\beta_R))}{c_1^2}. \quad (47)$$

A razão entre as velocidades do rotor e do fluido é denominada velocidade relativa ν , sendo definida por:

$$\nu = U/c_1. \quad (48)$$

Mantendo a Equação (47) em função de ν , é possível obter o ponto de máximo rendimento do rotor, conforme ilustra a Figura 47. Nessa a influência do projeto do rotor no rendimento da turbina também pode ser observada, em que na Figura 47 (a) é apresentada a relação com as perdas por atrito, e na Figura 47 (b), com o ângulo de saída do fluido.

Figura 47 – Variação do rendimento conforme coeficiente de perda k_{pa} em (a) e conforme ângulo da pá β_R em (b).



Fonte: autor.

Para obtenção do valor de rendimento máximo do rotor é possível derivar a Equação (47) em função de ν , resultando em

$$\eta_{Rmax} = (1 - k_{pa} \cdot \cos(\beta_R))/2, \quad (49)$$

sendo esse um dos critérios utilizados no dimensionamento da referência de torque do sistema para operação em máxima potência. Pois o valor de torque pode ser obtido utilizando o valor de velocidade relativa de máximo rendimento.

A velocidade do rotor é máxima com um torque nulo, isso ocorre quando $\nu=1$ e, a velocidade do rotor é nula com um torque máximo, representado como $\nu=0$. Em ambos os extremos, a potência é nula, como pode ser observado na Figura 47. Essa relação entre o torque e a rotação/velocidade é importante para dimensionamento de qualquer sistema que faça uso de uma máquina elétrica.

3.2.2.1.2 Turbina

As perdas mecânicas do atrito dos rolamentos, da ventilação e da saída do fluido na turbina são representadas por:

$$K_m = \frac{p_{mec}}{\rho_{water} \cdot Q_e \cdot U^2}. \quad (50)$$

Em que K_m , é um fator proporcional às perdas mecânicas p_{mec} , em razão da energia cinética disponível no rotor. As perdas mecânicas estão relacionadas ao projeto dos componentes da turbina, e com essas é possível obter o rendimento mecânico da turbina, definido conforme

$$\eta_m = 1 - 2 \cdot K_m \cdot \nu^2 / \eta_R. \quad (51)$$

A influência de K_m no rendimento é ilustrada na Figura 48 (a).

3.2.2.1.3 Tubulação adutora

O caminho percorrido pelo fluido desde o reservatório ou afluente até a turbina é denominado de tubulação adutora, como ilustrado na Figura 45 (página 73). O diâmetro da tubulação adutora d_a é dimensionado conforme a vazão efetiva/turbinada de projeto Q_e , mediante à

$$Q_e = c_a \cdot \pi \cdot d_a^2 / 4, \quad (52)$$

em que a velocidade do fluido na adutora c_a obtida, está relacionada com as perdas devido ao atrito. Essas geralmente devem ser menor que 10% da altura disponível, e podem ser obtidas por meio de

$$h_l = f_a \cdot \frac{l_a \cdot c_a^2}{2 \cdot g \cdot d_a}, \quad (53)$$

que além das variáveis já definidas, usa do coeficiente de atrito f_a e do comprimento da tubulação l_a .

O coeficiente de atrito está relacionado à viscosidade absoluta do fluido μ_{agua} , sua densidade ρ_{agua} , velocidade e dimensão da tubulação adutora por meio do número de Reynolds, obtido conforme

$$Re = \frac{\rho_{\text{agua}}}{\mu_{\text{agua}}} \cdot c_a \cdot d_a, \quad (54)$$

sendo esse um coeficiente utilizado para determinar a forma de escoamento do fluido. Sabendo a rugosidade da tubulação ε_a e que o fluido se encontra em regime turbulento ($Re > 4000$), o coeficiente de atrito pode ser obtido por:

$$\frac{1}{\sqrt{f_a}} = -2 \log \left(\frac{\varepsilon_a / d_a}{3,7} + \frac{2,51}{Re \cdot \sqrt{f_a}} \right). \quad (55)$$

Os dados de perdas da tubulação adutora são importantes, pois em turbinas Pelton a velocidade do jato está relacionada diretamente à altura efetiva H_e expressa por:

$$H_e = H_0 - h_l. \quad (56)$$

3.2.2.1.4 Bico injetor

A velocidade do fluido no jato da turbina Pelton pode ser obtida apenas com a altura disponível mediante à manipulação da Equação de Bernoulli, definida como

$$\frac{c_a^2}{2} + g \cdot H_a + \frac{\text{pressão}_a}{\rho_{\text{agua}}} = \frac{c_b^2}{2} + g \cdot H_b + \frac{\text{pressão}_b}{\rho_{\text{agua}}}. \quad (57)$$

Considerando a pressão constante, o fluido incompressível, a conservação da massa, e a área do reservatório muito maior que a área de saída do fluido, a velocidade do jato de entrada da turbina de forma ideal é obtida, cujo o resultado é apresentado como

$$c_0 = \sqrt{2 \cdot g \cdot H_e}. \quad (58)$$

A perda nos bicos K_n , é representada pela razão entre as velocidades ideal c_1 e real c_0 do jato, conforme

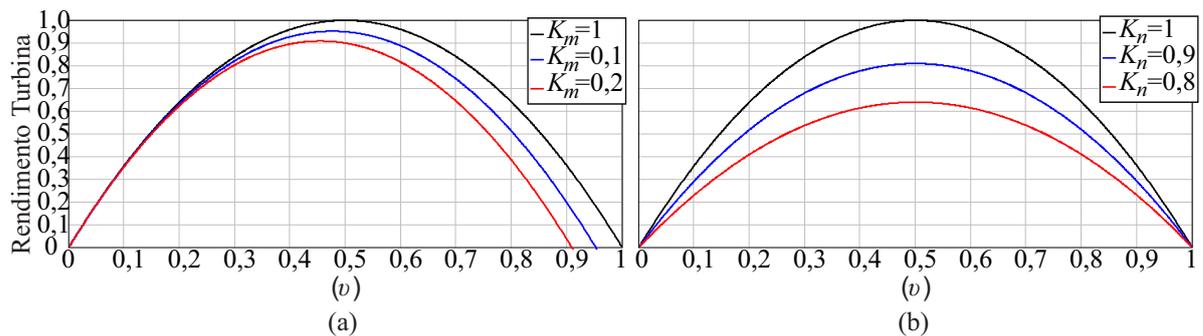
$$K_n = c_1/c_0. \quad (59)$$

Com essa é possível obter o rendimento do bico injetor η_n , por meio de

$$\eta_n = \frac{\frac{c_1^2}{2}}{\frac{2 \cdot g \cdot H_e}{2}} = c_1^2/c_0^2 = K_n^2. \quad (60)$$

O impacto de K_n no rendimento da turbina está ilustrado na Figura 48 (b), sendo esse o principal elemento que afeta o rendimento de uma turbina Pelton.

Figura 48 – Variação do rendimento conforme coeficiente de perda mecânica K_m (a) e perdas no bico injetor K_n (b).



Fonte: autor.

Substituindo a Equação (59) e a Equação (56) na Equação (58), e mantendo-a em função do diâmetro do jato, obtém-se a variação da velocidade do jato em função do diâmetro do bico injetor, apresentada em

$$c_1(d_n) = K_n \sqrt{2 \cdot g \cdot H_e(d_n)}. \quad (61)$$

Com a Equação (61) é possível obter a velocidade da tubulação adutora substituindo-a na expressão

$$c_a = c_1 \cdot (d_n/d_a)^2, \quad (62)$$

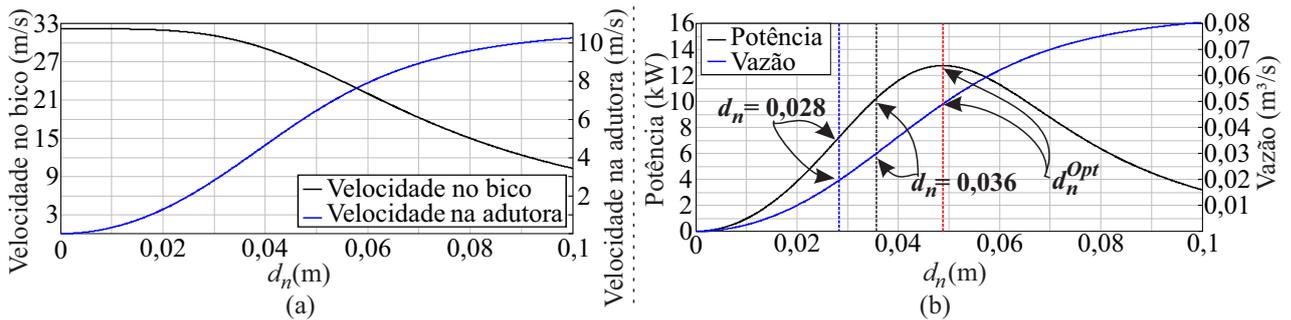
essa, relaciona as velocidades c_1 e c_a e os diâmetros d_a e d_n mediante a definição da conservação da massa. A variação de ambas as velocidades, c_1 e c_a , em função do diâmetro do bico injetor são apresentadas na Figura 49 (a).

Com os dados de velocidade é possível obter a vazão efetiva/turbinada por meio da Equação (52), e a potência disponível no jato do bico injetor p_n , expressa por:

$$p_n = \rho_{\text{agua}} \cdot Q_e \cdot c_1^2/2, \quad (63)$$

em que são considerados os rendimentos do rotor, da turbina, do bico injetor e da máquina elétrica, podendo encontrar o diâmetro do bico injetor ideal para a aplicação, conforme ilustra a Figura 49 (b).

Figura 49 – Variação da velocidade do fluido no bico e na adutora (a) e potência e vazão (b) conforme diâmetro do bico injetor.



Fonte: autor.

Na Figura 49 verifica-se que com o aumento da vazão inicialmente ocorre um aumento da potência, porém, existe um valor máximo em que as perdas por atrito devem se elevar, resultando na redução da velocidade do jato e da potência. O diâmetro ótimo do jato pode ser obtido derivando a Equação (63) em função do diâmetro, resultando em:

$$d_n^{opt} = \frac{2^{3/4} \cdot d_a^{5/4}}{2 \cdot \sqrt{K_n} \cdot l_a^{1/4} \cdot f_a^{1/4}}. \quad (64)$$

Grandes hidrelétricas dimensionam o reservatório e os componentes, como o diâmetro do bico injetor, para garantir a vazão necessária para a máxima potência. Em um projeto de microgeração pode-se ajustar o diâmetro do bico injetor conforme a vazão disponível ou a potência desejada, conforme ilustram os pontos ($d_n=0,028$ m), para vazão do afluente, e ($d_n=0,036$ m), para atender a potência da carga na Figura 49 (b).

O número de bicos injetores é definido para manter os critérios de projeto em condições factíveis, assim, obtendo o diâmetro do rotor e a dimensão das pás conforme

descrito em Dixon e Hall (2014). O número de pás foi obtido mediante projeto em desenho assistido por computador (CAD, do inglês *computer aided design*), o qual foi utilizado para obtenção do momento de inércia da turbina/máquina.

3.2.2.2 Características da máquina elétrica

Os dados da máquina elétrica são importantes para o dimensionamento tanto do conversor quanto da turbina. Esses dados estão apresentados na Tabela 8 e seguiram as informações do equipamento utilizado por Neto (2016). Para o dimensionamento da turbina, as principais características da máquina elétrica estão relacionadas à rotação e ao rendimento. Os demais dados são utilizados no Capítulo 4 para dimensionamento dos componentes e modelagem do retificador.

Tabela 8 – Parâmetros da máquina elétrica síncrona de ímã permanente PMSM.

Símbolo	Parâmetro	Resultado
P_{Nm}	Potência nominal	11 kW
η_{em}	Rendimento	94,6%
i_{Nm}	Corrente nominal de fase	19,2 A
ω_{Nm}	Rotação nominal	1800 RPM
T_{Nm}	Torque nominal	5,9 kgfm
N_{polos}	Número de polos	6
L_d	Indutância de eixo direto	11,9 mH
L_q	Indutância de eixo em quadratura	23,1 mH
R_s	Resistência do enrolamento	0,46 Ω
Ψ_{pkm}	Fluxo concatenado de pico dos ímãs	0,538 Wb

Fonte: Neto (2016).

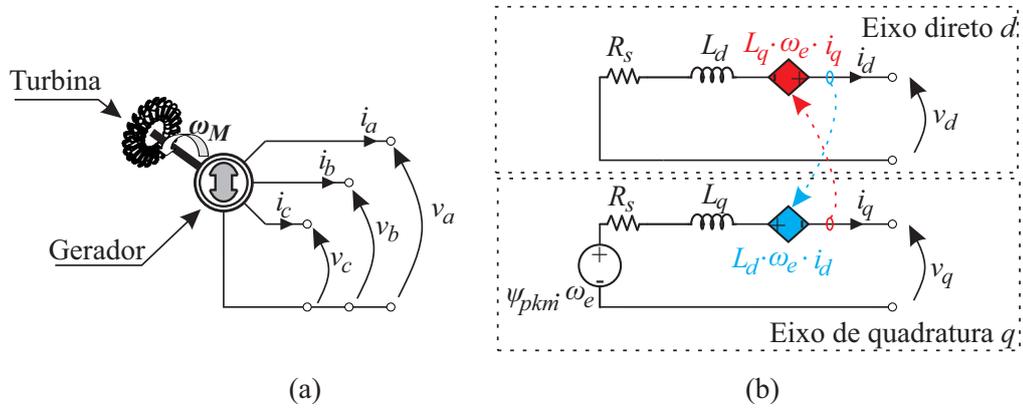
Optou-se por uma máquina elétrica síncrona de ímã permanente (PMSM, do inglês *permanent magnet synchronous machine*) pois segundo Vermaak, Kusakana e Koko (2014) página 630. “O tipo de excitação de ímã permanente conquistou o mercado em sistemas de conversão de energia hídrica e hidrocínética de pequena escala devido à sua simplicidade, à alta confiabilidade, ao baixo ruído e à alta densidade de potência”.

Com os dados da máquina elétrica, é possível obter os valores de referência de tensão de saída a partir do sistema de coordenadas dq , em que para um sistema trifásico balanceado a tensão de eixo zero é nula. Assim, as tensões e correntes da máquina elétrica trifásica (v_{abc} , i_{abc}), Figura 50 (a), podem ser representadas conforme modelo dq , Figura 50 (b), com os eixos direto e de quadratura.

As expressões que representam as tensões de saída v_{dq} são representadas por:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \end{bmatrix} + \omega_e \cdot \begin{bmatrix} -\Psi_q \\ \Psi_d \end{bmatrix}; \quad (65)$$

$$\begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Psi_{pkm} \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (66)$$

Figura 50 – Ilustração da máquina elétrica de ímãs permanentes (a) e modelo equivalente em dq (b).


Fonte: autor.

Sendo R_s , L_d , L_q e ψ_{pkm} parâmetros da máquina e ψ_{dq} os fluxos elétricos e i_{dq} as correntes em cada eixo.

O torque elétrico T_{el} pode ser representado conforme

$$T_{el} = \frac{3}{2} \cdot \frac{N_{polos}}{2} \cdot (\psi_d \cdot i_q - \psi_q \cdot i_d), \quad (67)$$

que também recorre aos parâmetros da máquina. O valor de frequência angular ω_e está relacionada com a rotação mecânica do eixo ω_M e com o número de polos da máquina, conforme

$$\omega_e = \omega_M \cdot \frac{N_{polos}}{2}. \quad (68)$$

O sistema de coordenadas dq possibilita definir uma referência, sendo comumente zerado um dos eixos. Analisando as Equações (65) e (66) conclui-se que, se for igualada a zero a corrente de referência do eixo direto, é possível obter os valores de tensão e torque elétrico. Considerando o sistema em regime permanente, as derivadas são nulas e o torque elétrico é igual ao torque mecânico T_{mec} . Assim, é possível obter a corrente de referência do eixo de quadratura i_q^{ref} , em função do fluxo magnético concatenado de pico ψ_{pkm} , número de polos N_{polos} e torque mecânico, expresso por:

$$i_q^{ref} = \frac{2}{3} \cdot \frac{2}{N_{polos}} \cdot \frac{T_{mec}}{\psi_{pkm}}. \quad (69)$$

O valor de corrente de referência em dq é importante para o controle do retificador, e também possibilita a obtenção da tensão de pico de fase v_{pF}^{hydro} , apresentada em

$$v_{pF}^{hydro} = \frac{P_{hydro}^{ref}}{\sqrt{3} \cdot i_q^{ref}}, \quad (70)$$

que juntamente com a frequência da máquina elétrica f_{hydro} , definida como

$$f_{hydro} = \frac{\omega_e}{2\pi}, \quad (71)$$

são os dados necessários para dimensionamento dos componentes passivos do retificador.

O rendimento total do sistema hídrico η_{GS} é definido como

$$\eta_{GS} = \eta_T \cdot \eta_{em}, \quad (72)$$

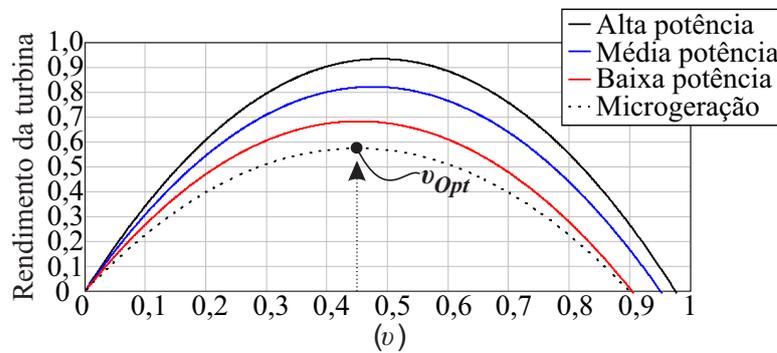
em que η_{em} representa o rendimento da máquina elétrica e η_T o rendimento da turbina, expresso por

$$\eta_T = \eta_R \cdot \eta_n \cdot \eta_m, \quad (73)$$

sendo que a perda de carga na tubulação adutora já está inclusa na equação.

É possível observar que os fatores de projeto impactam fortemente no rendimento das turbinas e que com baixas potências é difícil manter as perdas com um percentual reduzido, conforme ilustrado na Figura 51 variando as constantes de projeto. Ressalta-se ser comum o baixo rendimento em sistemas hídricos para microgeração quando comparados com grandes hidrelétricas. Segundo Quaranta e Trivedi (2021), detalhes de fabricação podem aumentar o rendimento de turbinas Pelton, porém são pouco estudados.

Figura 51 – Curva de rendimento para diferentes sistemas de geração hídrica.



Fonte: autor.

Os dados obtidos nesta seção são necessários para o cálculo da rotação do eixo de saída da turbina ω_M , obtido por meio de

$$\omega_M(d_n) = \frac{c_1(d_n)}{d_t/2}, \quad (74)$$

e do torque mecânico no rendimento máximo, obtido mediante

$$T_{mec} = \frac{p_n(d_n) \cdot \eta_R \cdot \eta_m}{\omega_M(d_n)}, \quad (75)$$

os quais são os parâmetros de entrada da PMSM. As principais características obtidas no dimensionamento da turbina estão apresentadas na Tabela 9.

Tabela 9 – Parâmetros da turbina proposta.

Símbolo	Parâmetro	Resultado
η_T	Rendimento da turbina	0,575
η_{GS}	Rendimento do sistema	0,544
K_n	Fator de perdas no bico	0,85
K_m	Fator de perdas mecânicas	0,2
k_{pa}	Fator de perdas nas pás	0,8
β_R	ângulo de saída das pás	165°
N_j	Quantidade de bicos injetores	2 x 6 = 12
d_n	Diâmetro do bico injetor	0,036 m
d_t	Diâmetro nominal do rotor	155,89 mm
L_{pa}	Largura das pás	31,18 mm
J_{sys}	Momento de inércia do conjunto	0,01 kg·m ²
B_{sys}	Coefficiente de atrito do conjunto	0,001 Nm·s

Fonte: autor.

3.2.2.3 Dimensionamento do reservatório

Sabendo os valores de vazões efetiva/turbinada Q_e , do afluente Q_{rio} , e dos períodos de geração fotovoltaica, Δt_{not} e Δt_{pv} , obtidos na Seção 3.2.1.4, é possível definir os limites de área do reservatório mínimo, representado como

$$A_r^{min} > \frac{Q_e - Q_{rio}}{\Delta h} \cdot \Delta t_{not}, \quad (76)$$

e área do reservatório máximo, representado como

$$A_r^{max} < \frac{Q_{rio}}{\Delta h} \cdot \Delta t_{pv}, \quad (77)$$

para atender à carga noturna, mediante a definição de valor de nível médio do reservatório Δh .

A área do reservatório, expressa por:

$$A_r = \frac{A_r^{max} + A_r^{min}}{2}, \quad (78)$$

foi obtida mediante a média da área necessária para preenchimento do reservatório pela vazão do afluente durante o dia A_r^{max} , e a área mínima necessária para atender à carga no período noturno A_r^{min} .

O reservatório foi modelado a partir dos valores das vazões Q_{rio} e Q_e , pois sabendo a variação dessas no tempo e a área do reservatório, é possível definir a variação do nível do reservatório por:

$$\frac{\Delta h}{\Delta t} = \frac{Q_{rio} - Q_e}{A_r}, \quad (79)$$

considerando a área do reservatório constante. Todo o dimensionamento do sistema híbrido está apresentado no Apêndice C página 209, e os principais valores obtidos estão apresentados na Tabela 10.

Tabela 10 – Parâmetros do sistema hídrico proposto.

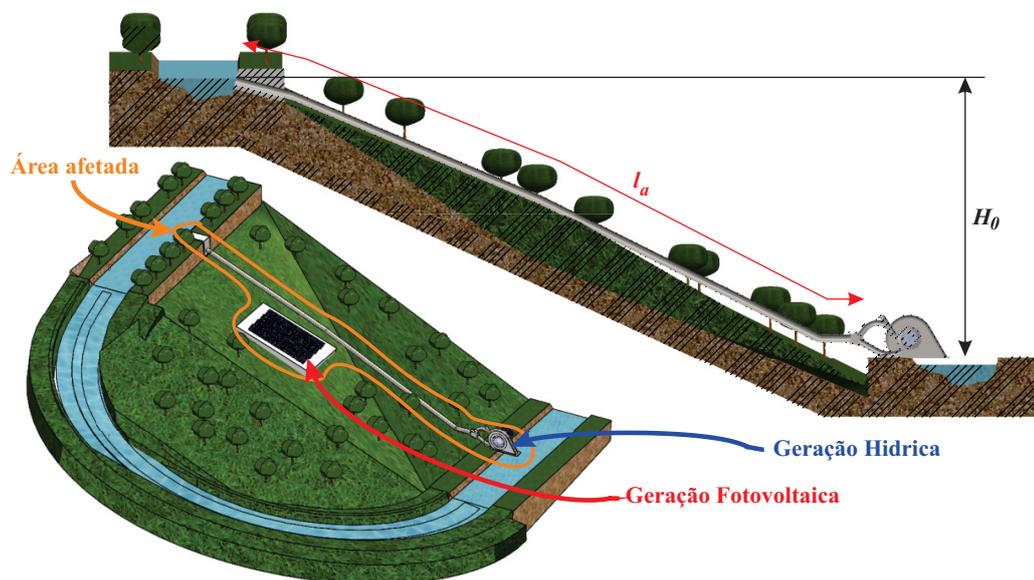
Símbolo	Parâmetro	Resultado
d_a	Diâmetro da adutora	125 mm
l_a	Comprimento da adutora	175 m
f_a	Fator de atrito na adutora	0,016
ϵ_a	Rugosidade da tubulação adutora	0,025 mm
h_R	Altura do reservatório	5 m
Δh	Nível médio do reservatório	3 m
A_r	Área do reservatório	171,57 m ²

Fonte: autor.

3.3 VANTAGENS E DESVANTAGENS DO SISTEMA PROPOSTO

As Figuras 52 e 53 ilustram, respectivamente, o sistema convencional e o sistema proposto, nos quais a área do reservatório e os módulos estão em escala, mostrando que para a condição de projeto, a área afetada pelo reservatório do sistema proposto é equivalente à área do sistema fotovoltaico.

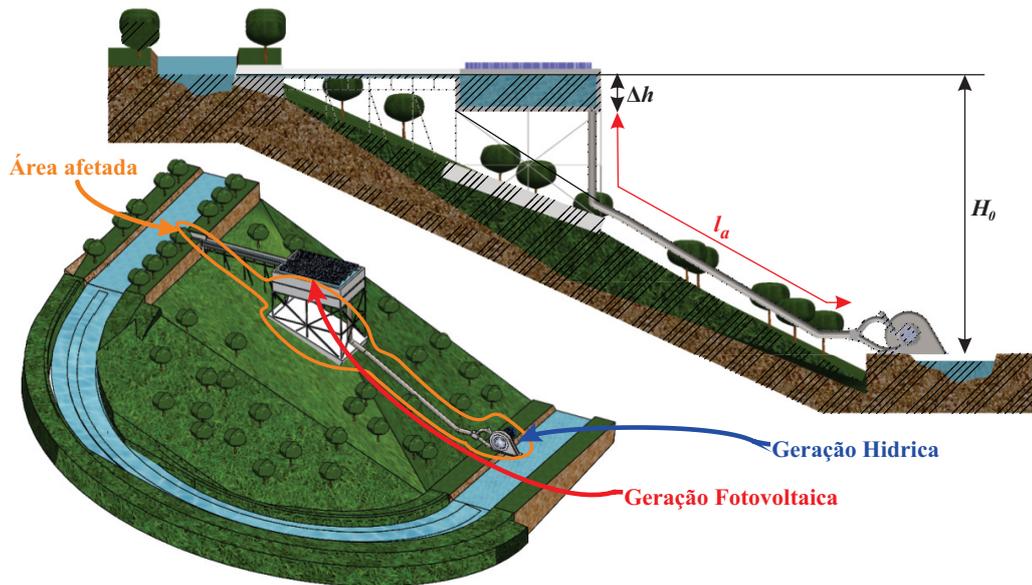
Figura 52 – Ilustração do sistema de microgeração híbrido convencional.



Fonte: autor.

Os cálculos desenvolvidos e a análise de projeto utilizando a ferramenta CAD, mostram que o sistema hídrico apresenta uma maior sustentabilidade em uma topologia geográfica de alta queda, Figura 54 (c), pois afeta uma área menor que o sistema fotovoltaico, considerando o espaçamento necessário entre os módulos. A Figura 54 (b) mostra que no caso híbrido proposto, o uso complementar da geração hídrica/fotovoltaica afeta uma área equivalente, o que representa o uso sustentável da área disponível. No

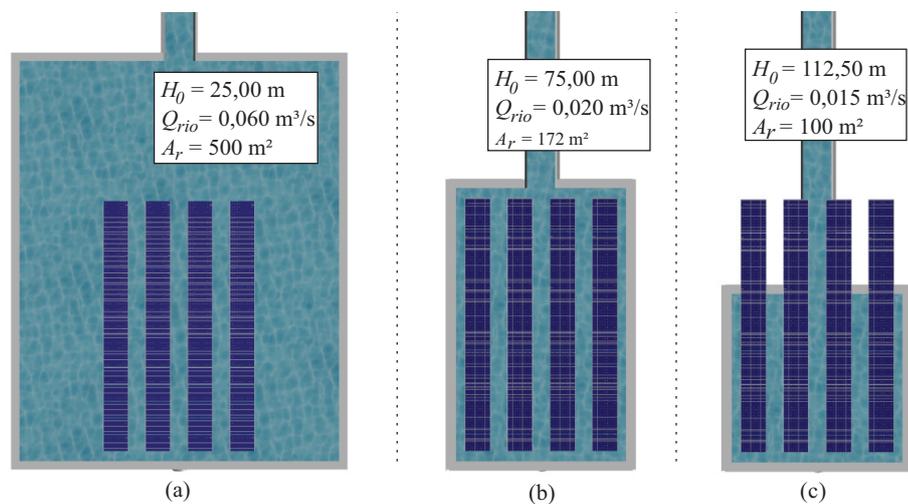
Figura 53 – Ilustração do sistema de microgeração híbrido proposto.



Fonte: autor.

caso da Figura 54 (a), com baixa queda, a área e a vazão necessárias para operação do sistema proposto são elevadas, inviabilizando o projeto nessa condição, devido ao custo e à sustentabilidade.

Figura 54 – Comparação da área afetada pelo reservatório e pelo sistema fotovoltaico em uma mesma localidade para uma carga de 10 kW: (a) considerando uma baixa queda; (b) considerando uma queda mediana; (c) considerando uma alta queda.



Fonte: autor.

A comparação ilustrada na Figura 54 evidencia a vantagem do sistema proposto em determinadas condições geográficas, climáticas e de carga. Para quedas elevadas, o sistema hídrico pode ter maior sustentabilidade que um sistema fotovoltaico, e o uso híbrido dessas fontes energéticas pode usufruir das melhores características de cada fonte. Também mostra que para baixas quedas o sistema proposto não é vantajoso, sendo melhor uma conexão direta com a rede e o uso de turbinas hidrocinéticas. Uma comparação das vantagens e desvantagens entre o sistema proposto e o sistema convencional está apresentada no Quadro 1.

Quadro 1 – Comparativo entre as topologias para microgeração híbrida.

Descrição	Topologia convencional	Topologia proposta
Operação <i>off-grid</i>	em potência reduzida	sim
Quantidade de conversores	quatro	três
Área afetada	pequena	pequena para quedas elevadas
Comprimento da adutora	fixo	ajustável
Dependência geográfica	reduzida	elevada
Dependência climática	elevada	reduzida
Custo	reduzido	elevado

Fonte: autor.

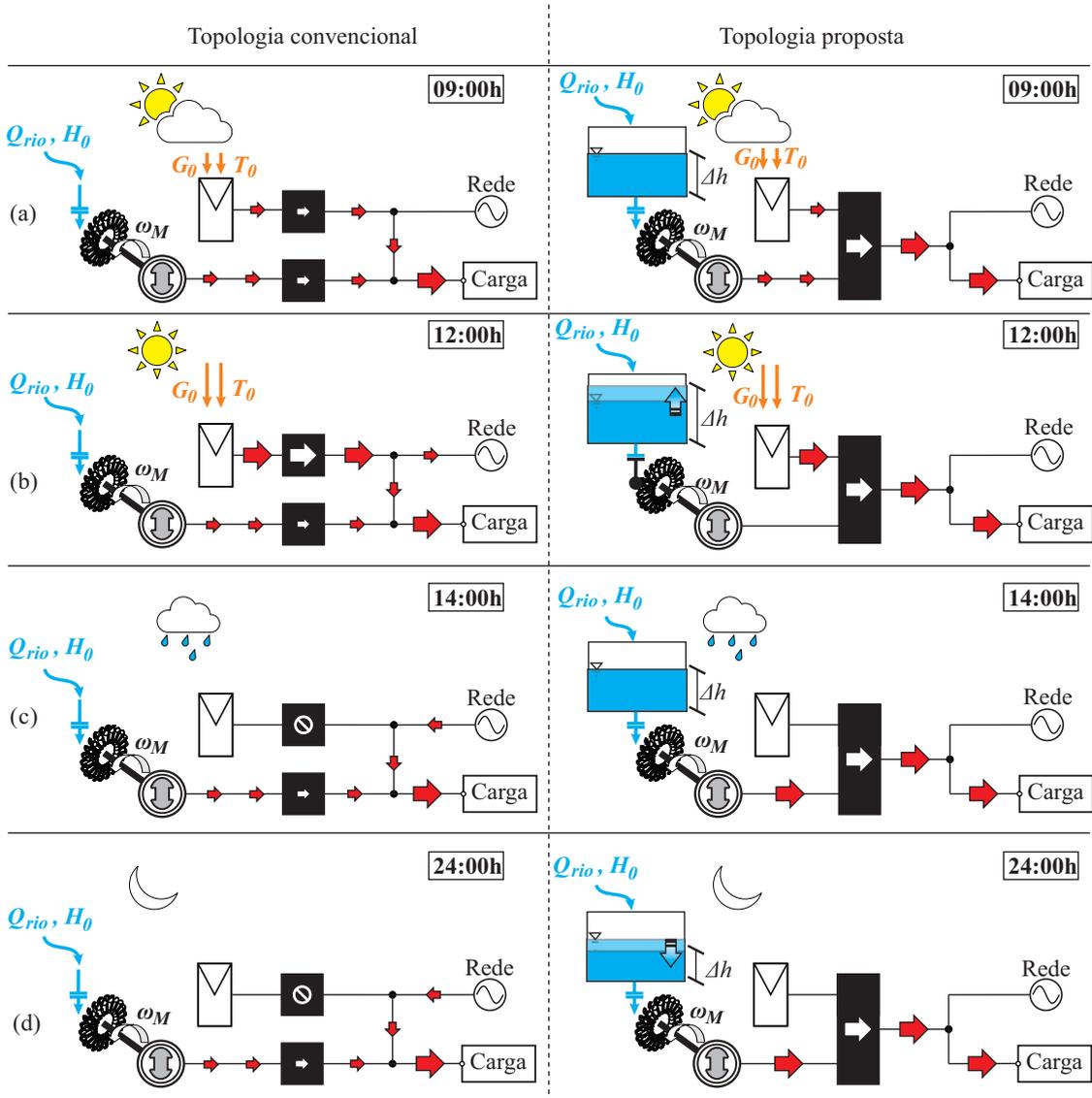
3.3.1 Fluxo de potência

Para uma comparação da operação entre os sistemas convencional e proposto foi elaborada a Figura 55, a qual ilustra o fluxo de potência em diferentes horários e condições climáticas.

Na Figura 55 (a), ambos os sistemas atendem à carga com uma parcela de geração hídrica e uma parcela da geração fotovoltaica. Ao meio-dia, Figura 55 (b), o excesso da geração fotovoltaica é absorvido pela rede no sistema convencional, já no sistema proposto isso não ocorre, pois o sistema hídrico nesse instante não está em operação, para possibilitar a acumulação, resultando no aumento do nível do reservatório.

Considerando uma tarde chuvosa, Figura 55 (c), o sistema convencional não atenderia à carga completamente, devido à falta da geração fotovoltaica. A carga, então, passa a ser suprida pela energia da concessionária, nessa condição. Já nesta mesma condição, no sistema proposto, o sistema hídrico com acumulação poderia atender à carga de forma completa e, dependendo do volume de chuva, essa poderia auxiliar na manutenção do nível do reservatório. No sistema convencional, durante o período noturno, Figura 55 (d), a carga deve ser complementada pela concessionária para ser suprida. No sistema proposto a carga seria atendida pela acumulação do sistema hídrico, por consequência ocorreria a redução do nível do reservatório conforme o consumo.

Figura 55 – Fluxo de potência em diferentes cenários dos sistemas convencional e proposto.



Fonte: autor.

3.4 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

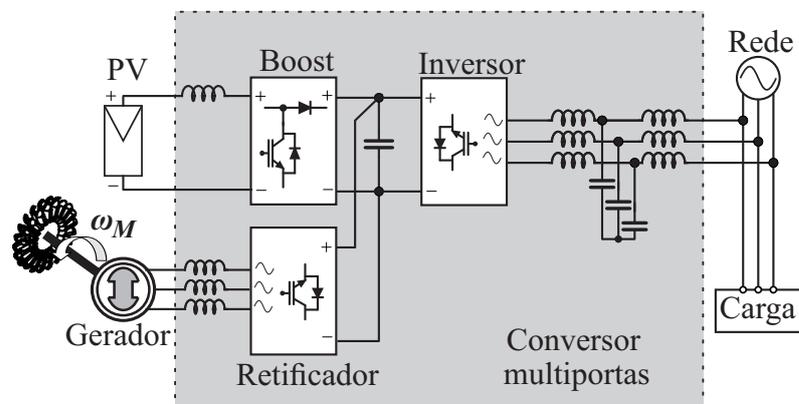
O estudo das fontes primárias é necessário para o domínio do conteúdo a ser dissertado, apesar de ele ter pouca relação com a Eletrônica de Potência. Os aspectos físicos e elétricos das fontes primárias contribuem para uma visão sistêmica da geração híbrida utilizando dessas fontes, hídrica e fotovoltaica, e possibilita assim a compreensão e resolução de problemas que possam ter relação com critérios na etapa de geração.

Com o equacionamento apresentado nesse capítulo e detalhado nos Apêndices A, B e C, foi possível obter os valores necessários para dimensionamento do sistema proposto apresentados nas Tabelas 6, 8, 9 e 10, utilizados para dimensionamento dos conversores no Capítulo 4 e para simulação no Capítulo 5.

4 DIMENSIONAMENTO DOS CONVERSORES

Nesse capítulo é detalhado o projeto dos elementos passivos dos conversores destacados na Figura 56, assim como dos controladores empregados nas malhas de controle. O capítulo está dividido em análise estática, na qual são dimensionados os componentes passivos, e análise dinâmica, em que são modelados os conversores e obtidas suas funções de transferência ou representação em espaço de estado. Por fim, é detalhado o projeto do controle para cada conversor proposto.

Figura 56 – Sistema proposto com destaque para os conversores.



Fonte: autor.

4.1 ANÁLISE ESTÁTICA

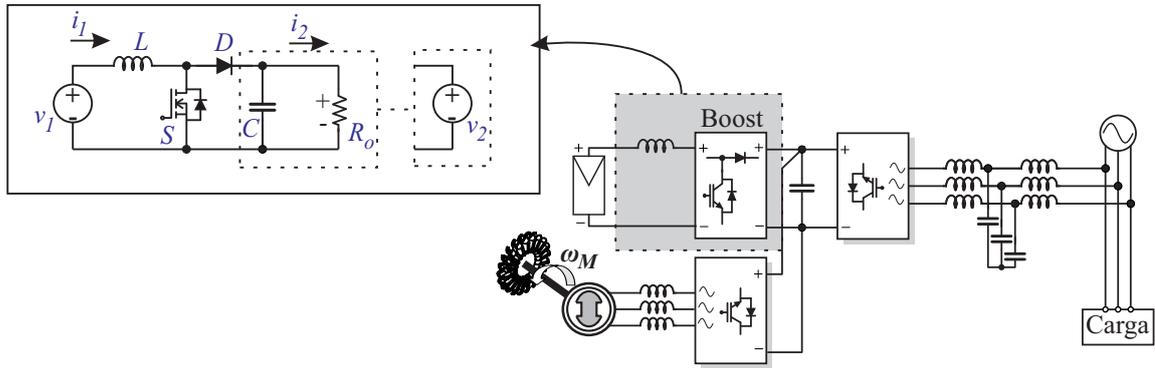
O projeto dos componentes passivos de cada conversor utilizado no sistema proposto, está detalhado separadamente nas subseções seguintes.

4.1.1 *Boost*

O conversor elevador de tensão *Boost* é um conversor CC-CC utilizado para aplicações nas quais se deseja uma tensão maior que a disponível. Esse conversor tem característica de fonte de corrente na entrada, devido ao indutor colocado em série com a fonte, e fonte de tensão na saída. Considerando um capacitor suficientemente grande, a saída pode ser representada como uma fonte de tensão, Figura 57.

Para o dimensionamento dos componentes do conversor *Boost*, considera-se sua operação em modo de condução contínua (CCM, do inglês *continuous conduction mode*), a qual pode ser representada por duas etapas de operação, como ilustrado na Figura 58. A partir da análise das etapas ilustradas, pode-se concluir que:

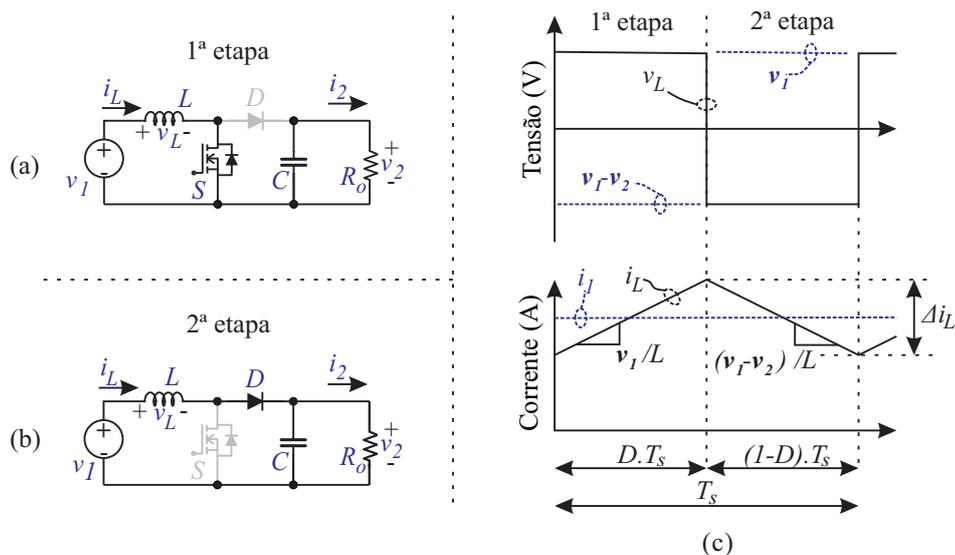
Figura 57 – O conversor *Boost* do sistema proposto.



Fonte: autor.

- a) na primeira etapa, Figura 58 (a), o interruptor está em condução e o diodo está bloqueado. Nessa etapa o indutor é carregado conforme a Figura 58 (c) e a tensão sobre o indutor é a mesma da fonte de entrada;
- b) na segunda etapa, Figura 58 (b), o interruptor está bloqueado e o diodo em condução. Nesse momento, a energia armazenada no indutor é liberada à carga, somando-se com a energia da fonte. Desse modo, o indutor é descarregado e a tensão sobre ele é a diferença entre as tensões da saída e da entrada, conforme ilustrado na Figura 58 (c).

Figura 58 – Etapas de operação do conversor *Boost* em (a) e (b) e formas de onda da tensão e da corrente no indutor em (c).



Fonte: autor.

Com a análise das malhas a partir das leis de Kirchhoff nas Figuras 58 (a) e (b), é

possível identificar a tensão sobre o indutor na primeira etapa de operação como

$$v_L^{1^a \text{ etapa}} = v_1, \quad (80)$$

e na segunda etapa de operação, como

$$v_L^{2^a \text{ etapa}} = v_1 - v_2. \quad (81)$$

Sabendo que a tensão média sobre o indutor é nula em regime permanente, é possível integrar essas em um período de comutação, conforme

$$v_L = \frac{1}{T_s} \cdot \left(\int_0^{D \cdot T_s} (v_1) dt + \int_{D \cdot T_s}^{T_s} (v_1 - v_2) dt \right) = 0, \quad (82)$$

que após resolução obtém-se a relação entre a tensão de entrada e a tensão de saída em função da razão cíclica D , denominada ganho estático, definida por:

$$\frac{v_2}{v_1} = \frac{1}{1 - D}. \quad (83)$$

Outra forma de obter a relação entre as tensões de entrada e de saída é substituindo os interruptores por fontes controladas, o chamado modelo médio ilustrado, na Figura 59. Essa forma de resolução possibilita o equacionamento direto da análise do circuito da Figura 59, cujo resultado é expresso por:

$$v_L = v_1 - (1 - D) \cdot v_2 = 0 \Rightarrow \frac{v_2}{v_1} = \frac{1}{1 - D}. \quad (84)$$

Sendo esse o mesmo resultado apresentado na Equação (83). No modelo médio é possível adicionar as não idealidades, como a resistência série do indutor R_L ilustrada na Figura 59 (b). Assim, aplicando as leis de Kirchhoff, é possível obter a tensão e a corrente no indutor por:

$$v_L = v_1 - i_1 \cdot R_L - (1 - D) \cdot v_2 = 0; \quad (85)$$

$$i_1 = \frac{i_2}{1 - D} = \frac{v_2/R_o}{1 - D}. \quad (86)$$

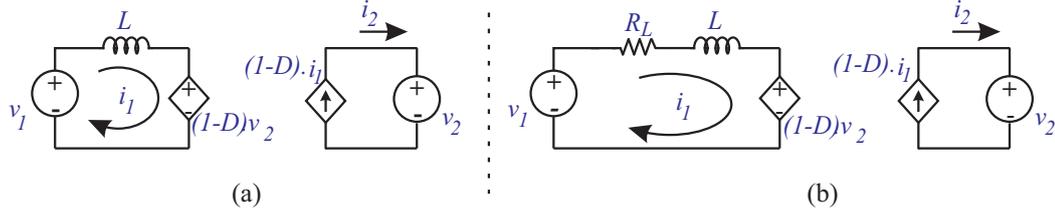
As não idealidades estão relacionadas as perdas em todos os componentes do conversor, para simplificação é apresentado o impacto apenas da resistência do indutor no circuito, representado mediante a relação da resistência do indutor e a resistência da carga como descrito por Erickson e Maksimovic (2001), e expressado como

$$R_{\%} = R_L/R_o. \quad (87)$$

Com a resistência do indutor adicionado no modelo, ocorre a variação do ganho estático conforme

$$\frac{v_2}{v_1} = \frac{1}{1 - D} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{R_L}{(1-D)^2 \cdot R_o}\right)} = \frac{1}{1 - D} \cdot \frac{1}{(1 + R_{\%}/(1 - D)^2)}. \quad (88)$$

Figura 59 – Modelo médio ideal (a) e modelo com perdas no indutor (b).



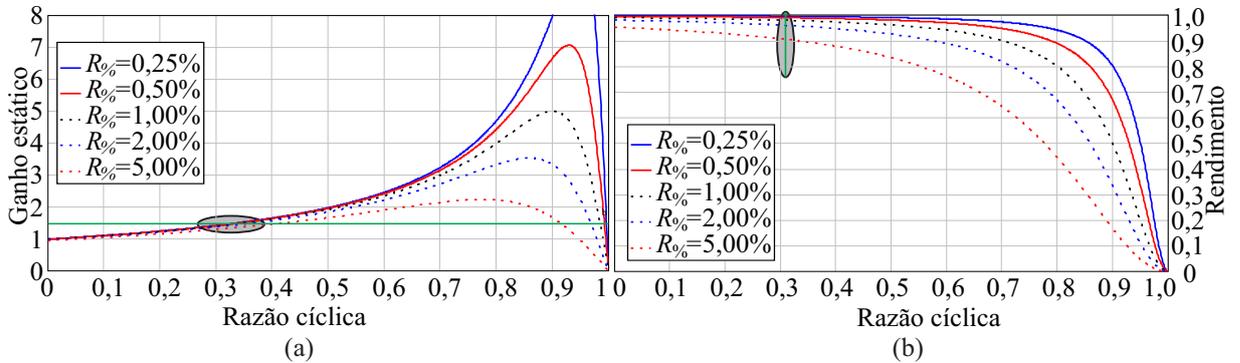
Fonte: autor.

Além do ganho estático, as não idealidades impactam no rendimento do conversor, o qual é definido pela razão entre as potências de saída e de entrada, expresso por:

$$\eta_{Boost} = \frac{P_2}{P_1} = \frac{1}{(1 + R_{\%}/(1-D)^2)}. \quad (89)$$

O impacto de não idealidades no ganho estático e no rendimento do conversor *Boost* é apresentado na Figura 60, na qual se destaca a região de operação escolhida.

Figura 60 – Ganho estático (a) e rendimento (b) para diferentes valores de resistência do indutor.



Fonte: autor.

A equação da variação de tensão no indutor foi utilizada para seu dimensionamento, essa é definida por:

$$v_L = L \frac{di}{dt}. \quad (90)$$

Sabendo que a tensão de entrada é a tensão do sistema fotovoltaico v_{pv} , substituindo a variação de tempo Δt pelo seu equivalente e a ondulação de corrente Δi na Equação (90), determina-se a indutância necessária no conversor conforme

$$L_{Boost} = v_1 \cdot \frac{\Delta t}{\Delta i} = v_{pv} \cdot \frac{D \cdot T_s}{\Delta i} = \frac{v_{pv} \cdot D}{f_s \cdot \Delta i}. \quad (91)$$

A ondulação de corrente é um critério a ser definido pelo projetista, e depende da aplicação e das características do conversor. Tanto a ondulação de corrente, quanto os demais

parâmetros de projeto utilizados no presente trabalho consideraram referências obtidas na literatura (MARTINS; BARBI, 2006).

Na Equação (91) fica evidente a dependência da indutância com a frequência, a qual é definida conforme os limites dos componentes e as características desejadas no conversor, como rendimento e tamanho. Com os parâmetros definidos e sabendo os valores da tensão de entrada e da tensão desejada na saída é possível definir o valor do indutor do conversor *Boost* conforme a Equação (91). Todos os dados do conversor *Boost* estão apresentados na Tabela 11 e seu equacionamento está detalhado no Apêndice E página 223.

Tabela 11 – Parâmetros do conversor *Boost*.

Símbolo	Parâmetro	Valor
p_{pv}	Potência nominal do conversor <i>Boost</i>	12 kW
v_{pv}	Tensão nominal do sistema fotovoltaico	408 V
i_{pv}	Corrente nominal do sistema fotovoltaico	29,41 A
f_{sBoost}	Frequência de comutação do <i>Boost</i>	10 kHz
V_{dc}	Tensão do barramento CC	600 V
i_{dc}	Corrente de saída do <i>Boost</i>	20 A
R_{oBoost}	Resistência equivalente do <i>Boost</i>	30 Ω
G_{Boost}	Ganho estático do <i>Boost</i>	1,471
$\Delta i\%$	Ondulação de corrente definida	10%
Δi	Ondulação de corrente	2,941 A
$R\%$	Relação de resistência definida	0,25%
R_{LBoost}	Resistência do Indutor do <i>Boost</i>	0,075 Ω
L_{Boost}	Indutância do Indutor do <i>Boost</i>	4,49 mH
D_{Boost}	Razão cíclica nominal do <i>Boost</i>	0,324

Fonte: autor.

Os dados de potência e de tensão da fonte fotovoltaica têm relação com os valores apresentados na Tabela 4 e na Tabela 6. Sendo que a potência do conversor foi definida com o valor de 80% da potência máxima no STC do sistema, conforme

$$p_{pv} = N_{T_{pv}} \cdot p_{max}^{STC} \cdot 0,80 = 12,00 \text{ kW}, \quad (92)$$

o que é uma prática comum devido às condições de STC serem dificilmente obtidas.

A tensão de entrada é definida como a tensão de máxima potência do sistema fotovoltaico considerando os módulos em série, definida por:

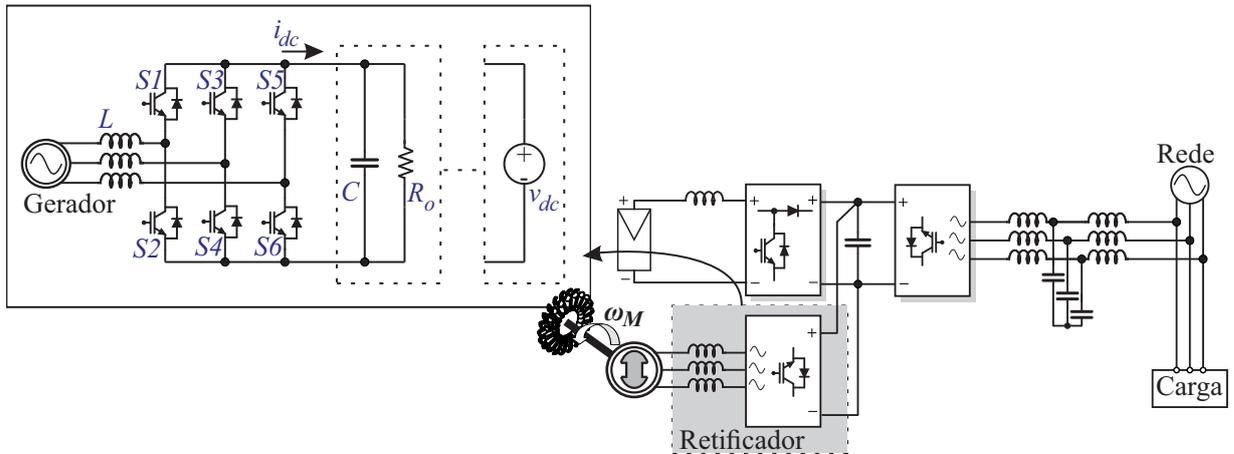
$$v_{pv} = N_{s_{pv}} \cdot v_{pmp} = 408 \text{ V}. \quad (93)$$

A tensão de saída é a mesma do barramento, definida conforme detalhado na Seção 4.1.3.1.

4.1.2 Retificador

Devido à turbina do sistema hídrico operar com rotação variável, o gerador terá variação de frequência e de tensão. Por esse motivo, um retificador ativo é necessário,

Figura 61 – O retificador ativo do sistema proposto.

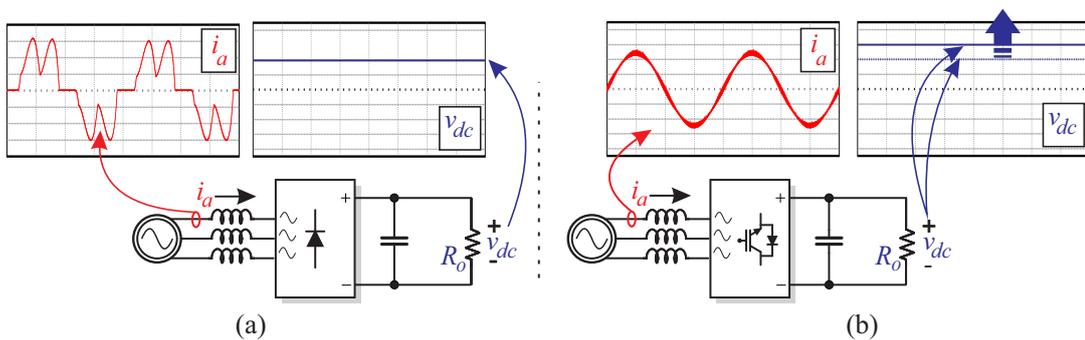


Fonte: autor.

Figura 61, para adequar a tensão do gerador ao mesmo nível CC do barramento, mesmo com condições variáveis de tensão e de frequência de entrada.

O retificador trifásico ativo, que usa de interruptores semicondutores controlados, Figura 62 (b), surgiu da necessidade do controle da tensão de saída com alto fator de potência, o que não é obtido em retificadores passivos, Figura 62 (a). Isso ocorre devido à característica dos elementos armazenadores de energia e dos interruptores que operam com o mesmo princípio de um conversor *Boost*.

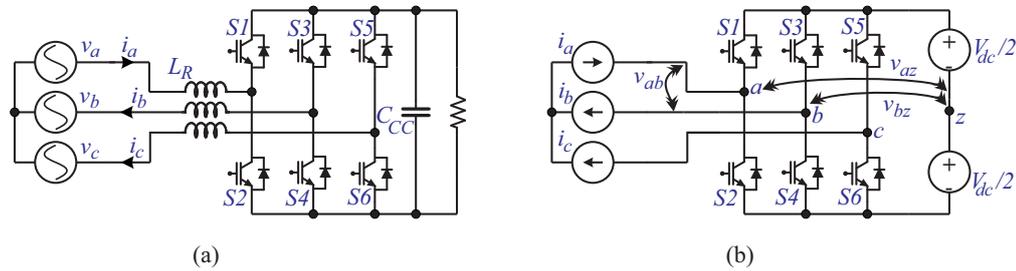
Figura 62 – Formas de onda de um retificador de seis pulsos passivo (a) e um retificador ativo (b).



Fonte: autor.

A Figura 63 (a) representa o retificador trifásico bidirecional de dois níveis, utilizado no presente trabalho. Como o sinal da moduladora está a uma frequência muito menor que a frequência da portadora, esse sinal pode ser considerado constante em um período de comutação e representado por um circuito equivalente como apresentado na Figura 63 (b).

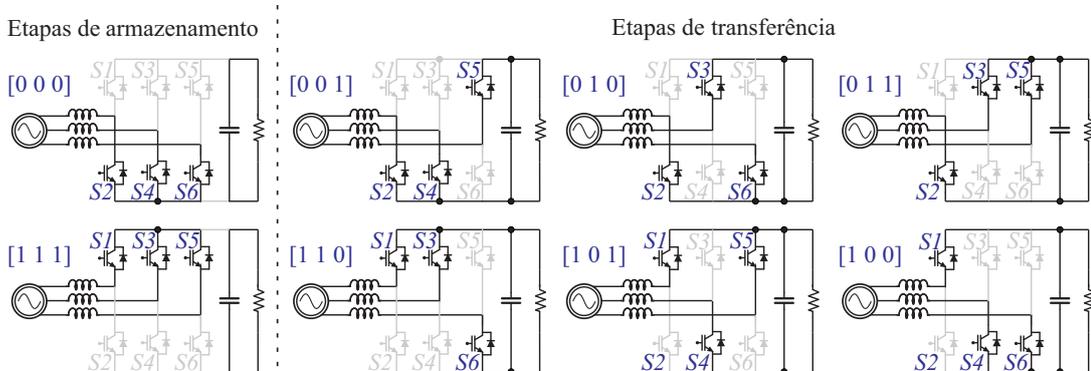
Figura 63 – Circuito do retificador ativo 2 níveis, bidirecional (a) e circuito equivalente no 2º setor para análise do circuito (b).



Fonte: autor.

Para melhor compreender as formas de onda do retificador é necessária a análise das etapas de operação e dos estados de comutação dos interruptores, Figura 64, na qual estão definidas as etapas de armazenamento e transferência de energia. Como a tensão de entrada tem característica senoidal, ela é separada em setores, para possibilitar a identificação de cada estado conforme a tensão de entrada, essa característica é apresentada na Figura 65.

Figura 64 – Etapas de operação e estados de comutação dos interruptores do retificador.

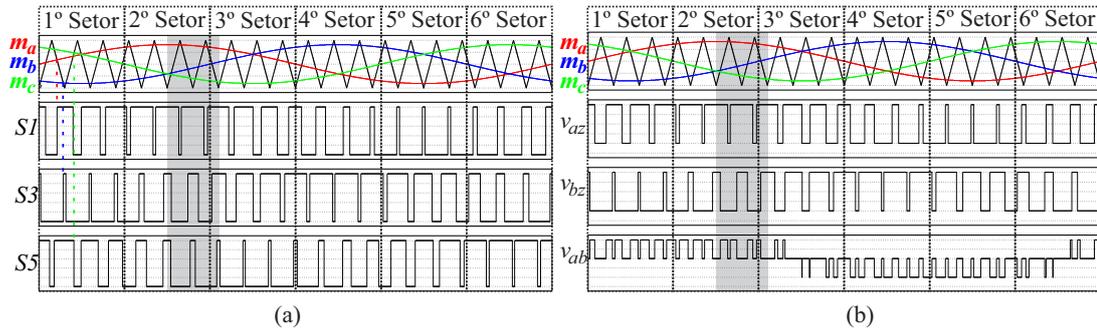


Fonte: autor.

O acionamento dos interruptores do retificador ocorre a partir da comparação de um sinal modulante senoidal (m_a, m_b, m_c) com uma portadora triangular, gerando a modulação senoidal por largura de pulso (SPWM, do inglês *sinoidal pulse-width-modulation*), conforme ilustrado na Figura 65. Nessa são ilustrados os setores e as formas de onda das moduladoras e da portadora.

Os estados dos interruptores estão ilustrados na Figura 65 (a), sendo esses complementares. Isso significa que, em nível alto o interruptor superior estará conduzindo e o inferior bloqueado, e que em nível baixo o interruptor superior estará bloqueado e o inferior conduzindo. Na Figura 65 (b) são ilustradas as formas de onda da tensão de linha (v_{ab}) e das tensões de fase em relação ao ponto comum do barramento (v_{az}, v_{bz}).

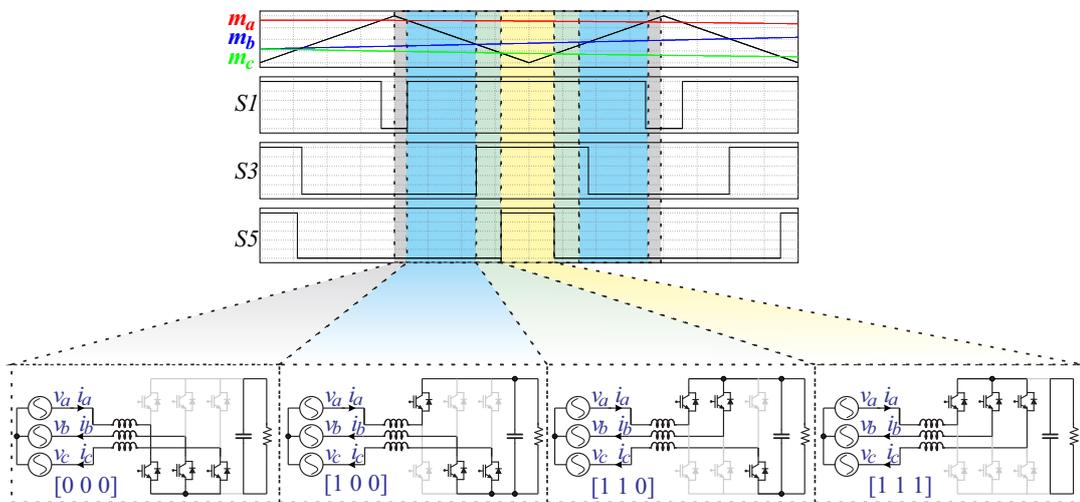
Figura 65 – Sinais modulantes e estado dos interruptores (a) e tensões no conversor em (b).



Fonte: autor.

A ampliação do instante destacado no 2º setor da Figura 65 está ilustrada na Figura 66, em que são apresentados os estados dos interruptores em cada instante do período de uma comutação analisado.

Figura 66 – Ampliação de dois períodos de comutação e seus estados de comutação no 2º setor.



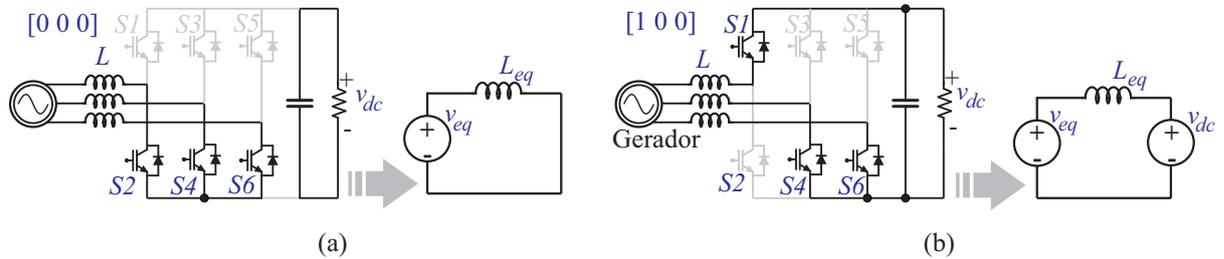
Fonte: autor.

Pode-se observar na Figura 66 que cada subsetor é composto por quatro estados de comutação, sendo que dois estados representam a etapa de armazenamento de energia e os outros dois estados representam a etapa de transferência de energia. Os estados dos demais setores são definidos conforme condições da tensão de entrada e seguem a mesma condição.

Para projeto dos componentes passivos é necessária a análise dos estados de armazenamento e transferência de energia, assim, são analisados os estados $[000]$ de armazenamento de energia e $[100]$ de transferência de energia no 2º setor, os quais estão

representados na Figura 67.

Figura 67 – Circuito trifásico e equivalente CC em um instante de armazenamento (a), e em um instante de transferência (b).



Fonte: autor.

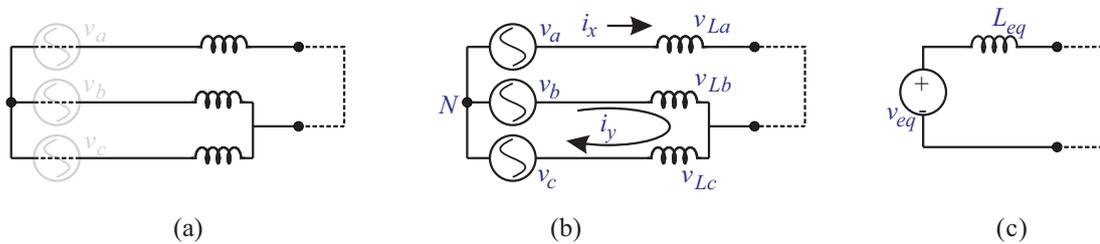
Considerando a característica de valor constante em um período de comutação, da tensão de entrada senoidal, pode ser elaborado um circuito equivalente monofásico dos estados no período de comutação também representados na Figura 67, em que a corrente i_a é positiva, e as correntes i_b e i_c são negativas, conforme Figura 63 (b).

O circuito equivalente apresentado na Figura 68 (c) é obtido pela análise do circuito trifásico em um instante do ciclo da rede a partir do teorema de Thévenin. Ao curto-circuitar as fontes de entrada, conforme ilustrado na Figura 68 (a), a impedância de Thévenin é obtida pela análise do circuito. Assim, considerando os valores de indutância em cada fase iguais, é obtida a indutância equivalente por:

$$L_{eq} = L + \frac{L \cdot L}{L + L} = L \cdot \frac{3}{2}. \tag{94}$$

Note que, como a frequência é uma constante, para essa análise o termo impedância pode ser substituído pela indutância.

Figura 68 – Circuito trifásico para obtenção da indutância equivalente (a), da tensão equivalente (b) e circuito equivalente de Thévenin obtido (c).



Fonte: autor.

A tensão de Thévenin é obtida pela análise das malhas do circuito aberto ilustrado na Figura 68 (b). Primeiramente é obtido a corrente na malha interna i_y , conforme

$$i_y = \frac{v_{Lb} - v_{Lc}}{2 \cdot Z_L}, \tag{95}$$

Considerando as impedâncias iguais, a tensão sobre o indutor v_{Lb} pode ser obtida substituindo i_y em

$$v_{Lb} = i_y \cdot Z_L = \frac{v_b - v_c}{2 \cdot Z_L} \cdot Z_L = \frac{v_b - v_c}{2}. \quad (96)$$

Definindo o mesmo ponto de referência (N) da Figura 68 (b) para as fontes v_a , v_b , v_c e o circuito aberto, de forma que $i_x = 0$, é possível aplicar a lei das tensões de Kirchhoff e obter a tensão de Thévenin por:

$$\begin{aligned} v_{Leq} &= v_a - \underbrace{v_{La}}_0 - (v_b - \underbrace{v_{Lb}}_{(96)}) = v_a - \left(v_b - \frac{v_b - v_c}{2}\right); \\ &\quad \downarrow \\ v_{Leq} &= v_a - \frac{v_b + v_c}{2}. \end{aligned} \quad (97)$$

Sabendo que as fontes de tensão v_a , v_b , v_c são senoidais trifásicas de sequência positiva em função da frequência ω , expressas por:

$$\begin{aligned} v_a(\omega t) &= V_p \cdot \text{sen}(\omega t); \\ v_b(\omega t) &= V_p \cdot \text{sen}(\omega t - 120^\circ); \\ v_c(\omega t) &= V_p \cdot \text{sen}(\omega t + 120^\circ). \end{aligned} \quad (98)$$

Utilizando da relação trigonométrica

$$\text{sen}(\omega t - 120^\circ) + \text{sen}(\omega t + 120^\circ) = -\text{sen}(\omega t), \quad (99)$$

é possível apresentar a tensão equivalente do sistema trifásico reduzidamente em função da frequência, conforme

$$\begin{aligned} v_{Leq}(\omega t) &= V_p \cdot \text{sen}(\omega t) - \frac{V_p \cdot \text{sen}(\omega t - 120^\circ) + V_p \cdot \text{sen}(\omega t + 120^\circ)}{2}; \\ &\quad \downarrow \\ v_{Leq}(\omega t) &= V_p \cdot \frac{2 \cdot \text{sen}(\omega t) - \overbrace{(\text{sen}(\omega t - 120^\circ) + \text{sen}(\omega t + 120^\circ))}^{(99)}}{2}; \\ &\quad \downarrow \\ v_{Leq}(\omega t) &= V_p \cdot \frac{3}{2} \cdot \text{sen}(\omega t). \end{aligned} \quad (100)$$

Considerando essa última no instante de máxima tensão da fonte v_a , o qual é definido quando $\omega t = 90^\circ$, pode-se encontrar o valor da tensão equivalente de Thévenin para esse instante por meio de

$$v_{Leq}(90^\circ) = V_p \cdot \frac{3}{2}. \quad (101)$$

Com os valores de indutância e tensão equivalente, o retificador trifásico pode ser analisado como um conversor *Boost*, conforme apresentado na Seção 4.1.1. Assim, as equações da razão cíclica e da tensão no indutor, respectivamente Equações (83) e (91), podem ser reescritas conforme

$$D_{Ret}(\omega t) = 1 - \frac{3}{2} \cdot \frac{V_p}{V_{dc}} \text{sen}(\omega t), \quad (102)$$

$$v_{Leq} = L_{eq} \cdot \frac{\Delta i}{\Delta t} \implies \frac{3}{2} \cdot V_p \cdot \text{sen}(\omega t) = \frac{3}{2} \cdot L \cdot \frac{\Delta i(\omega t)}{\Delta t(\omega t)}. \quad (103)$$

Como a razão cíclica e a tensão no indutor irão variar durante o ciclo da rede, o tempo de condução e a ondulação de corrente também irão, conforme apresentado respectivamente em

$$\Delta t(\omega t) = D_{Ret}(\omega t) \cdot \frac{1}{f_s}, \quad (104)$$

$$\Delta i_{\%}(\omega t) = \text{sen}(\omega t) \cdot \left(1 - \frac{3}{2} \cdot \frac{V_p}{V_{dc}} \cdot \text{sen}(\omega t)\right). \quad (105)$$

Devido a essa variação, o valor de indutância do retificador foi definido no ponto de máxima tensão, $\omega t = 90^\circ$, resultando em

$$L_{Ret} = \frac{V_p}{f_s \cdot \Delta i} \cdot \left(1 - \frac{3}{2} \cdot \frac{V_p}{V_{dc}}\right). \quad (106)$$

Em que, V_{pF} é a tensão de pico de fase, V_{dc} é a tensão do barramento, f_s é a frequência de comutação e Δi , é a ondulação de corrente definida. Todos os dados do retificador estão apresentados na Tabela 12 e seu equacionamento está detalhado no Apêndice E página 223.

Tabela 12 – Parâmetros do retificador ativo.

Símbolo	Parâmetro	Valor
P_{Nm}	Potência nominal do gerador	11 kW
f_{ggs}	Frequência nominal do gerador	90 Hz
V_{rmsgs}	Tensão nominal eficaz de linha	322 V
V_{rmsFgs}	Tensão nominal eficaz de fase	186 V
V_{pF}	Tensão de pico de fase	263 V
f_{sRet}	Frequência comutação	10 kHz
I_{rmsgs}	Corrente nominal eficaz	19,72 A
I_p	Corrente de pico do gerador	27,89 A
V_{dc}	Tensão do barramento CC	600 V
$\Delta i_{\%}$	Ondulação de corrente definida	10%
Δi	Ondulação de corrente	2,789 A
R_{Req}	Resistência equivalente de saída	32,73 Ω
R_{LRet}	Resistência do indutor estimada	0,055 Ω
L_{Ret}	Indutância do indutor do retificador	3,23 mH

Fonte: autor.

4.1.3 Barramento CC

O capacitor do barramento foi projetado pelo critério *hold-up-time*, o qual tem relação com a energia, armazenada no capacitor, necessária para manter um nível de tensão definido e alimentar o sistema enquanto não há geração das fontes primárias (LAZZARIN; BARCELOS, 2019).

A energia armazenada no capacitor E_{cap} , é expressa por:

$$E_{cap} = \frac{1}{2} \cdot C \cdot V_{cap}^2, \quad (107)$$

em que C representa a capacitância do capacitor e V_{cap} a sua tensão.

Sabendo que a energia pode ser expressa como uma potência consumida durante determinado intervalo de tempo, a Equação (107) pode ser reescrita conforme

$$P_0 \cdot t_{hu} = \frac{1}{2} \cdot C \cdot V_{cap}^2, \quad (108)$$

em que t_{hu} representa o tempo de *hold-up-time*, ou seja, o tempo necessário para determinada potência P_0 drenar a energia armazenada no capacitor.

Devido ao sistema necessitar operar dentro de uma faixa de tensão, é necessário definir a tensão mínima V_{min} desejada para atender a carga pelo tempo determinado. Incluindo esta característica na Equação (108), é possível relacionar a energia que o capacitor irá fornecer por determinado período respeitando uma tensão mínima, como apresentado em:

$$P_0 \cdot t_{hu} = \frac{1}{2} \cdot C_{dc} \cdot V_{dc}^2 - \frac{1}{2} \cdot C_{dc} \cdot V_{min}^2. \quad (109)$$

Assim, isolando a variável C_{dc} , pode ser obtida a expressão da capacitância do barramento CC, expressa por:

$$C_{dc} = \frac{2 \cdot P_0 \cdot t_{hu}}{V_{dc}^2 - V_{min}^2}. \quad (110)$$

Definindo uma ondulação de tensão $\Delta v_{\%}$, obtém-se o valor mínimo de tensão conforme

$$V_{min} = V_{dc} \cdot (1 - \Delta v_{\%}/2). \quad (111)$$

A tensão de operação mínima do barramento V_{dc}^{min} tem relação com a tensão da rede e o tipo modulação empregada, a qual é detalhada na Seção 4.1.3.1.

Em relação ao valor do tempo de *hold-up-time*, é comum a consideração de o capacitor atender a demanda por meio-ciclo de rede, como apresentado em:

$$t_{hu} = \frac{1}{f_g} \cdot \frac{1}{2}. \quad (112)$$

Sabendo a potência do sistema, a frequência da rede e os demais parâmetros foi definida a capacitância do barramento. Todos os dados do barramento estão apresentados na Tabela 13 e seu equacionamento está detalhado no Apêndice E página 223.

4.1.3.1 Tensão do barramento CC

A tensão do barramento CC é um importante critério a ser definido em qualquer projeto de Eletrônica de Potência, pois tem relação com o projeto dos componentes passivos e esforços nos componentes ativos. Uma limitação na utilização da tensão do barramento

Tabela 13 – Parâmetros do barramento CC.

Símbolo	Parâmetro	Valor
V_{rms}	Tensão nominal de linha eficaz da rede	380 V
f_g	Frequência nominal da rede	60 Hz
V_{dc}^{min}	Tensão mínima de operação	537 V
V_{dc}	Tensão do barramento definida	600 V
$\Delta v\%$	Ondulação de tensão definida	10%
V_{min}	Tensão mínima no barramento	570 V
P_0	Potência de referência drenada	12 kW
t_{hu}	Tempo <i>hold-up-time</i>	8,333 ms
C_{dc}	Capacitância do capacitor de barramento	5,698 mF

Fonte: autor.

é encontrada na modulação SPWM, devido a essa não conseguir aproveitar o máximo da tensão do barramento quando conectado a um sistema trifásico. A limitação da modulação SPWM tem relação com o índice de modulação, que para essa topologia específica de conversor, pode ser definido por:

$$M = \frac{V_{pF}}{V_{dc}/2}. \quad (113)$$

Em que V_{pF} é a tensão de pico de fase da rede e V_{dc} é a tensão do barramento. Como a comparação entre o sinal de modulação com a portadora para gerar o PWM apenas irá ocorrer com um índice de modulação menor que a unidade. Pode ser definido $M = 1$ para evitar uma sobre-modulação. Assim, é obtido o limite da tensão mínima sem sobressinal no barramento por:

$$V_{dc} = 2 \cdot V_{pF}. \quad (114)$$

Que também pode ser expresso pela tensão eficaz de linha em um sistema trifásico V_{rms} , conforme

$$V_{dc}^{min} = \underbrace{\frac{4}{\sqrt{6}} \cdot V_{rms}}_{SPWM} = 1,633 \cdot V_{rms}. \quad (115)$$

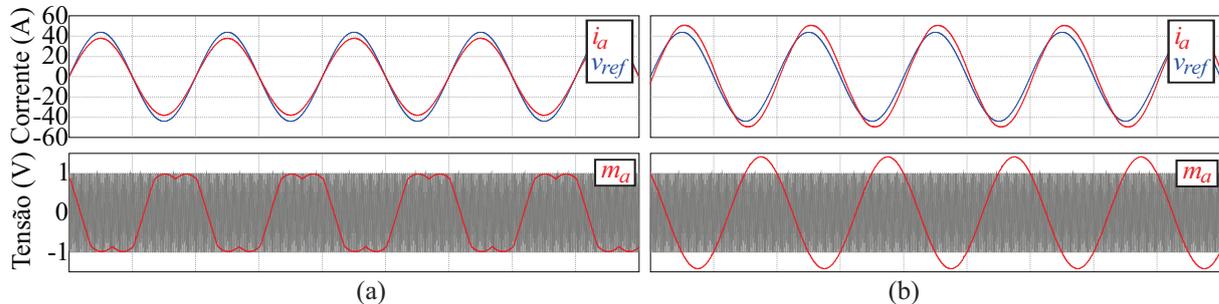
A modulação SPWM convencional não permite obter valores de tensão de linha mais elevados, pois acima deste valor resultaria na sobre-modulação, ilustrada na Figura 69 (b).

Para possibilitar o aproveitamento máximo da tensão do barramento, quando conectado a um sistema trifásico, algumas técnicas como a modulação vetorial (SVM, do inglês *space vector modulation*) ou a modulação senoidal PWM com injeção da terceira harmônica (SPWM+3H) são empregadas. Dessa maneira, a tensão do barramento pode ser reduzida conforme apresentado em

$$V_{dc}^{min} = \underbrace{\frac{2}{\sqrt{2}} \cdot V_{rms}}_{SPWM+3H} = 1,414 \cdot V_{rms}, \quad (116)$$

e ainda atender aos critérios de tensão da rede. A Figura 69 (a) ilustra a forma de onda da modulação SPWM+3H.

Figura 69 – Forma de onda da corrente injetada na rede e da moduladora considerando SPWM+3H (a) e SPWM com sobressinal (b) com a mesma tensão de barramento.



Fonte: autor.

Os métodos de modulação utilizados para aproveitamento da tensão do barramento são amplamente difundidos e apresentados por vários autores como Holmes e Lipo (2003), Wu (2006) e Teodorescu, Liserre e Rodríguez (2011). Para o presente trabalho foi utilizado a SPWM+3H devido à facilidade de implementação. Como consequência de uma tensão de barramento reduzida, o projeto dos componentes passivos do conversor e esforços de tensão nos componentes ativos são otimizados. É importante destacar que a tensão do barramento de 600 V é factível devido à modulação SPWM+3H empregada.

A implementação da terceira harmônica seguiu a metodologia apresentada por Bowes e Lai (1997). Nessa metodologia, é obtido um sinal de sequência zero u_0 , que representa o sinal de terceira harmônica, mediante o valor máximo e mínimo dos sinais u_a , u_b , u_c , apresentados em:

$$u_0 = \frac{\max(u_a, u_b, u_c) + \min(u_a, u_b, u_c)}{2}. \quad (117)$$

Em que u_a , u_b e u_c representam os sinais da modulação senoidal sem a inserção de terceira harmônica. Então, obtém-se o sinal da modulação com inserção da terceira harmônica para controle, possibilitando o uso total do barramento, conforme

$$\begin{aligned} m_a &= u_a - u_0, \\ m_b &= u_b - u_0, \\ m_c &= u_c - u_0. \end{aligned} \quad (118)$$

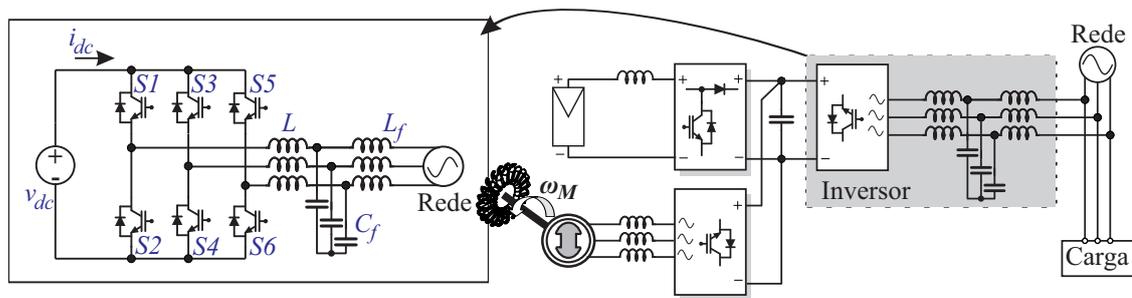
O código utilizado para implementação da modulação SPWM+3H está inserido no código de implementação digital do controle do retificador e do inversor, apresentados nos Apêndices J (página 246) e K (página 250), respectivamente.

4.1.4 Inversor

O inversor em destaque na Figura 70 é o conversor responsável por adequar a tensão CC aos níveis de tensão da rede elétrica, respeitando as normas vigentes, as quais

estipulam limites de tensão e de frequência. Além de limitar essas grandezas, as normas também definem requisitos de qualidade da energia. Isso ocorre por meio da definição do valor mínimo do fator de potência (FP) a ser obtido, e do valor máximo da distorção harmônica total (THD, do inglês *total harmonic distortion*) da corrente injetada na rede.

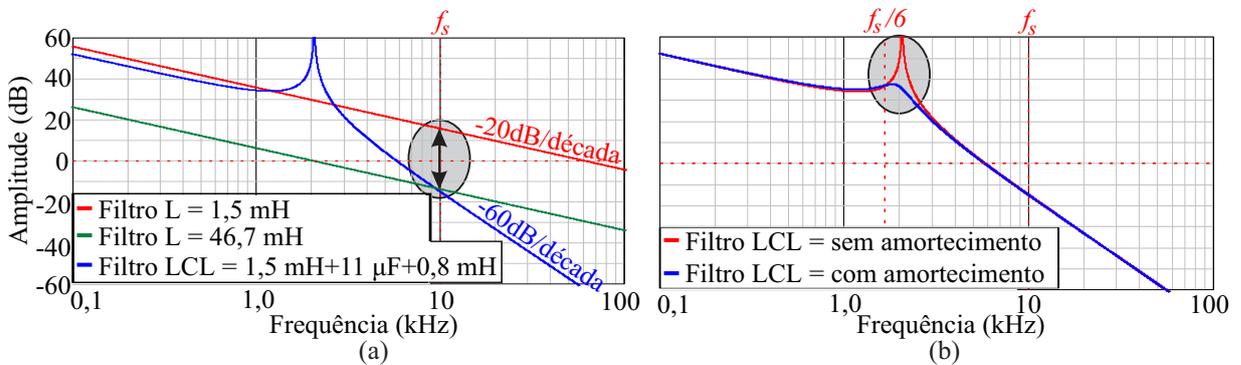
Figura 70 – O inversor do sistema proposto.



Fonte: autor.

Para o inversor foi optado por um filtro LCL para mitigação da ondulação de corrente, devido à maior capacidade de atenuação, quando comparado ao filtro indutivo utilizado no retificador. Essa característica está destacada na Figura 71 (a), na qual foram comparadas as respostas em frequência dos filtros indutivo e LCL. Enquanto o filtro indutivo tem característica de primeira ordem com uma atenuação de -20 dB/década o filtro LCL tem característica de terceira ordem com atenuação de -60 dB/década, resultando em uma mitigação da ondulação de corrente maior com um tamanho reduzido. Para fins de comparação, a Figura 71 (a) também ilustra o valor de indutância necessária para o filtro indutivo obter uma atenuação similar a obtida pelo filtro LCL na frequência de interesse.

Figura 71 – Resposta em frequência: (a) para os filtros L e LCL; (b) para o filtro LCL com e sem amortecimento.



Fonte: autor.

A ressonância destacada na Figura 71 (b) deve ser amortecida para possibilitar a estabilidade do conversor. Isso pode ser implementado por meio de um amortecimento

passivo ou ativo no sistema. O amortecimento passivo consiste no acréscimo de um ramo resistivo ao filtro. Já o amortecimento ativo, escolhido para uso no presente trabalho, possibilita a redução do pico de ressonância por meio do controle do conversor, conforme detalhado na Seção 4.3.7.

Para o cálculo do indutor do lado do inversor do filtro LCL foi utilizado o mesmo procedimento apresentado para o retificador, Equação (106) da página 97. Para obtenção dos valores do capacitor (C_f) e do indutor do lado da rede (L_f), os seguintes critérios foram considerados:

- a) a frequência de ressonância do filtro deve estar em uma faixa entre dez vezes a frequência da rede e metade da frequência de comutação;
- b) a razão da potência reativa introduzida pelo capacitor do filtro com a potência ativa de saída nominal do inversor deve ser inferior a 10%;
- c) o indutor do lado da rede foi projetado para atender aos limites harmônicos normalizados para corrente injetada na rede.

Devido à característica do filtro LCL, a ondulação de corrente utilizada para dimensionamento do indutor no lado do inversor pode ser maior, comumente entre 20% e 40%. Para cálculo da capacitância do filtro, foi utilizada a metodologia apresentada por Ruan *et al.* (2018) expressa por:

$$C_f = \frac{\lambda_C \cdot P_0}{\omega_g \cdot V_{rms.g}^2}. \quad (119)$$

Na qual ω_g é a frequência angular da rede e $V_{rms.g}$ a tensão eficaz, e P_0 a potência processada. O percentual de reativo injetado pelo capacitor λ_C foi definido em 5%.

Para obter o valor de indutância do lado da rede foi utilizada a expressão

$$L_f = \frac{1}{L_{inv} \cdot C_f \cdot \omega_h^2 - 1} \cdot \left(L_{inv} + \frac{\lambda_{Vh} \cdot V_{dc}}{\omega_h \cdot \lambda_h \cdot I_{rms}^2} \right), \quad (120)$$

seguindo os critérios descritos por Ruan *et al.* (2018), que utiliza os componentes definidos L_{inv} , C_f , os valores de tensão do barramento V_{dc} e corrente eficaz da rede I_{rms} , e os parâmetros de harmônica de maior magnitude ω_h , o percentual da magnitude desta em relação à tensão do barramento λ_{Vh} e o limite percentual normalizado de distorção nessa harmônica λ_h . O limite percentual normalizado de distorção harmônica é apresentado na Tabela 14, e os valores L_{inv} , C_f , V_{dc} e I_{rms} são dados de projeto.

Tabela 14 – Limite percentual por harmônica λ_h normalizado.

Ordem	1<h<11	11<h<17	17<h<23	23<h<35	35<h	THD
% da fundamental	4,0%	2,0%	1,5%	0,6%	0,3%	5,0%

Fonte: Ruan *et al.* (2018).

Na Tabela 14 são apresentados apenas os percentuais das harmônicas de maior significância. Caso a harmônica tenha uma ordem elevada, o valor deve estar abaixo de 0,3%, sendo esse valor um critério a ser definido pelo projetista, e a soma do percentual de todas as harmônicas deve ser inferior ao valor de THD normalizado.

Todos os parâmetros definidos e calculados para o inversor estão apresentados na Tabela 15 e seu equacionamento está detalhado no Apêndice E página 223. Para encontrar a ordem da primeira harmônica de maior relevância e seu percentual da tensão do barramento é necessária a análise do espectro de tensão do conversor trifásico dois níveis, conforme detalhado na Seção 4.1.4.1.

Tabela 15 – Parâmetros do inversor.

Símbolo	Parâmetro	Valor
V_{rms}	Tensão nominal de linha eficaz da rede	380 V
V_{pF}	Tensão de pico de fase	311 V
f_g	Frequência nominal da rede	60 Hz
ω_g	Frequência angular nominal da rede	377 rad/s
P_{inv}	Potência nominal	12 kW
f_s	Frequência de comutação	10,02 kHz
I_{rms}	Corrente eficaz nominal	18,23 A
I_p	Corrente de pico	27,79 A
V_{dc}	Tensão do barramento CC	600 V
$\Delta i_{\%}$	Ondulação de corrente do inversor definida	20%
Δi	Ondulação de corrente do lado do inversor	5,157 A
R_{Req}	Resistência equivalente de saída	30 Ω
R_{LInv}	Resistência do indutor do inversor estimada	0,05 Ω
L_{Inv}	Indutância do indutor do lado do inversor	1,35 mH
λ_C	Taxa de reativo introduzida pelo capacitor	5%
C_f	Capacitância do capacitor de filtro	11,02 μ F
f_h	Frequência harmônica de maior magnitude	9,9 kHz
ω_h	Frequência harmônica angular	62,2 krad/s
λ_{Vh}	Magnitude percentual de tensão da harmônica	32,42%
λ_h	Limite percentual de corrente da harmônica	0,2%
R_{Lf}	Resistência do indutor do filtro estimada	0,025 Ω
L_f	Indutância do indutor do filtro	0,78 mH
f_r	Frequência de ressonância do filtro	2,15 kHz

Fonte: autor.

4.1.4.1 Espectro de tensão

Conhecendo-se os dados de frequência (f_g) e tensão eficaz da rede (V_{rms}), e tensão do barramento (V_{dc}) e frequência de comutação (f_s), é possível obter as componentes harmônicas da tensão de linha com uma modulação SPWM conforme apresentado em

Holmes e Lipo (2003) por meio da expressão

$$v_{ab}(t) = \underbrace{\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot V_{dc} \cdot M \cdot \cos\left(\omega_0 t + \frac{\pi}{6}\right)}_{\text{Componente Fundamental}} + \underbrace{\frac{4 \cdot V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{m} \cdot J_n\left(m \cdot \frac{\pi}{2} \cdot M\right) \cdot \text{sen}\left((m+n) \cdot \frac{\pi}{2}\right) \\ \cdot \text{sen}\left(n \cdot \frac{\pi}{2}\right) \cdot \cos\left(m \cdot \omega_c t + n \cdot \left(\omega_0 t - \frac{\pi}{3}\right) + \frac{\pi}{2}\right) \end{array} \right\}}_{\text{Harmônicas da portadora e de banda lateral}} \quad (121)$$

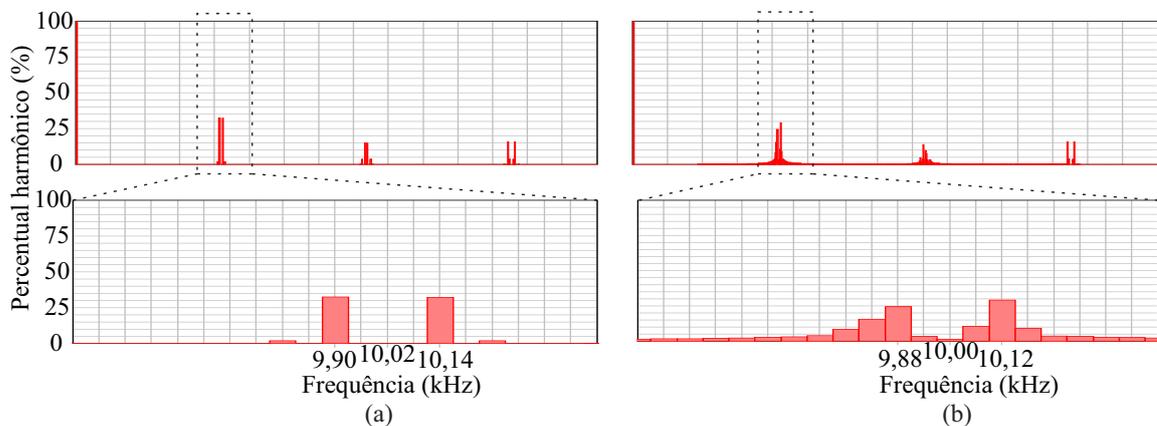
Na qual M representa o índice de modulação e os valores ω_0 e ω_c representam respectivamente as frequências angulares da rede e de comutação. Os parâmetros m e n são os limites da função de Bessel, $J_n()$, empregada para obter as harmônicas da portadora e de banda lateral, conforme procedimento detalhado no Apêndice D página 218.

Na Equação (121) é destacada a parcela da componente fundamental e a parcela harmônica da portadora e de banda lateral da tensão de linha. Manipulando a Equação (121) e sabendo das relações trigonométricas da rede trifásica balanceada, é possível obter o espectro em frequência da tensão de fase necessário para obter os parâmetros para cálculo do indutor de filtro, conforme

$$v_a(t) = \underbrace{\frac{1}{2} \cdot V_{dc} \cdot M \cdot \cos(\omega_0 t)}_{\text{Componente Fundamental}} - \underbrace{\frac{4 \cdot V_{dc}}{3\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{m} \cdot J_n\left(m \cdot \frac{\pi}{2} \cdot M\right) \cdot \text{sen}\left((m+n) \cdot \frac{\pi}{2}\right) \\ \cdot \cos\left(m \cdot \omega_c t + n \cdot \omega_0 t\right) \cdot \left(\cos\left(\frac{2\pi \cdot n}{3}\right) - 1\right) \end{array} \right\}}_{\text{Harmônicas da portadora e de banda lateral}} \quad (122)$$

A análise do espectro em frequência da Equação (122) possibilita obter a primeira harmônica de maior relevância, a qual está em destaque na Figura 72.

Figura 72 – Espectro harmônico da tensão de fase com uma frequência de comutação múltipla da frequência da rede (a) e não múltipla em (b).



Fonte: autor.

A Equação (122) também possibilita uma análise em frequência, evidenciando que uma frequência de comutação múltipla da frequência da rede implica um espectro com menos harmônicas de banda lateral, conforme ilustrado na Figura 72 (a) em comparação com a Figura 72 (b). Os valores de ordem harmônica e percentual da tensão do barramento necessários para cálculo do indutor do filtro estão apresentados no Apêndice D página 218.

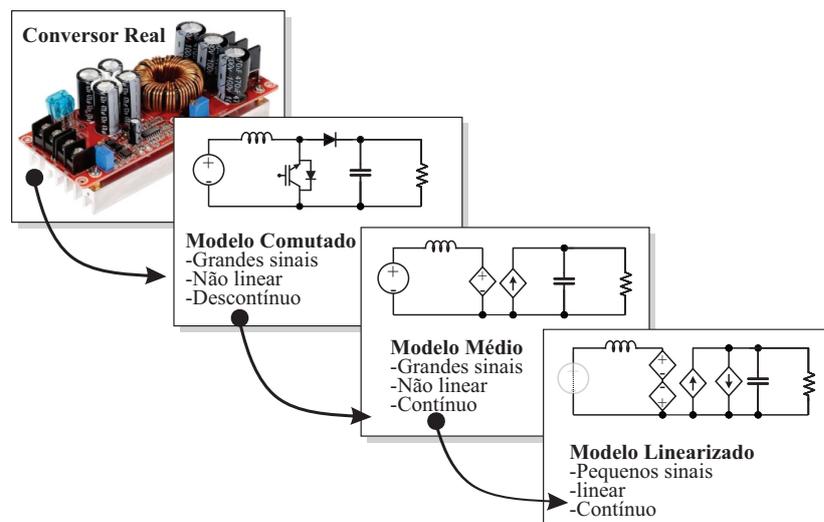
4.2 ANÁLISE DINÂMICA

A análise dinâmica do conversor consiste em descrever as mudanças das grandezas variantes no tempo do sistema para possibilitar o controle dessas. A forma usual de obter essa descrição é por intermédio da modelagem dos conversores, assim obtendo equações que descrevam os transitórios do sistema em função de uma determinada variável que pode ser controlada.

4.2.1 Modelagem

Visando o dimensionamento do sistema de controle por meio de técnicas de controle clássico, surge a necessidade de representar o sistema na forma linear invariante no tempo, e para o caso dos conversores de Eletrônica de Potência, nenhum possui essas características. Os conversores possuem descontinuidades e relacionam o produto de variáveis que oscilam no tempo, tornando a resposta não-linear. Então, partindo do modelo comutado de um conversor real, inicialmente, é obtido o modelo médio de grandes sinais, e logo após o modelo linearizado de pequenos sinais, necessário para controle do conversor, conforme sequência apresentada na Figura 73.

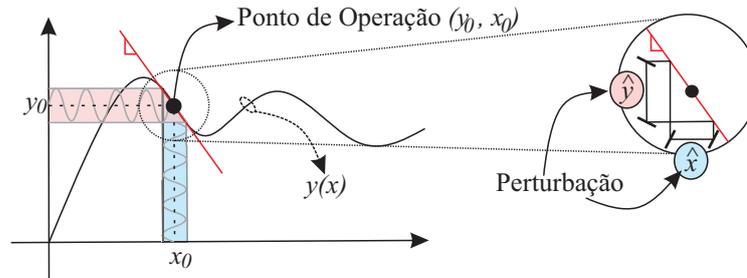
Figura 73 – Representação dos modelos de um conversor



Fonte: autor.

O processo de linearização consiste em efetuar pequenas perturbações em um ponto de operação definido, deste modo qualquer função poderá ser representada por uma reta linear na proximidade deste ponto, conforme destacado na Figura 74. A função matemática $y(x)$ da Figura 74, representa uma grandeza a ser linearizada de um sistema qualquer.

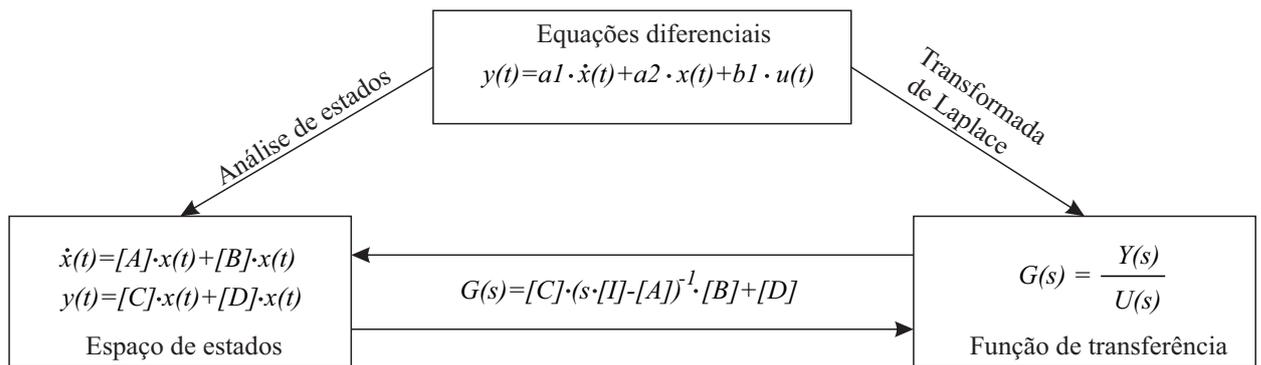
Figura 74 – Representação da linearização através de perturbações



Fonte: autor.

O conceito de linearização é empregado para possibilitar o uso do controle clássico que utiliza os modelos obtidos por função de transferência (FT) ou espaço de estados (SS) no dimensionamento dos controladores, Figura 75. Os procedimentos para obtenção das funções de transferência ou representação em espaço de estado partem de uma análise das equações diferenciais do sistema. Ambos são equivalentes conforme ilustra a Figura 75 e podem representar o modelo linearizado.

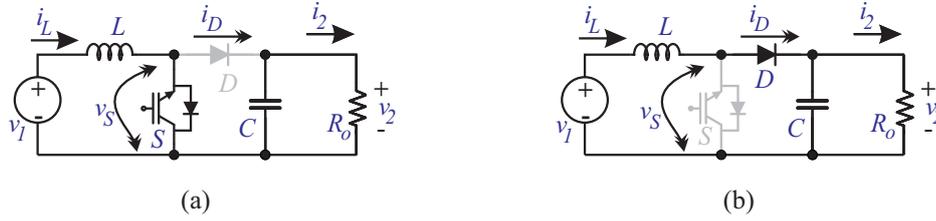
Figura 75 – Possíveis representações matemáticas do modelo de um conversor



Fonte: autor.

4.2.2 Modelagem do conversor Boost

O procedimento comum para modelagem de um conversor parte da análise dos semicondutores nas etapas de operação conforme ilustrado na Figura 76. Assim, conclui-se

Figura 76 – Tensão e corrente nos semicondutores na primeira etapa (a) e segunda etapa (b) do modelo comutado do conversor *Boost*


Fonte: autor.

que a tensão no interruptor é definida pela equação

$$\underbrace{v_S = 0}_{1^{\text{a}} \text{ etapa}} \ \& \ \underbrace{v_S = v_2}_{2^{\text{a}} \text{ etapa}}, \quad (123)$$

e a corrente no diodo é definida conforme

$$\underbrace{i_D = 0}_{1^{\text{a}} \text{ etapa}} \ \& \ \underbrace{i_D = i_L}_{2^{\text{a}} \text{ etapa}}. \quad (124)$$

A representação do modelo médio, Figura 77 (a), consiste na obtenção do valor médio da tensão no interruptor e corrente no diodo durante um período de comutação, apresentadas respectivamente como

$$\langle v_S(t) \rangle_{T_S} = \frac{\overbrace{0 \cdot D \cdot T_S}^{1^{\text{a}} \text{ etapa}} + \overbrace{v_2 \cdot (1-D) \cdot T_S}^{2^{\text{a}} \text{ etapa}}}{T_S} = v_2 \cdot (1-D), \quad (125)$$

$$\langle i_D(t) \rangle_{T_S} = \frac{\overbrace{0 \cdot D \cdot T_S}^{1^{\text{a}} \text{ etapa}} + \overbrace{i_L \cdot (1-D) \cdot T_S}^{2^{\text{a}} \text{ etapa}}}{T_S} = i_L \cdot (1-D). \quad (126)$$

Os valores médios são obtidos mediante as formas de onda ilustradas na Figura 58 (página 88), onde é definido o período de cada etapa através da razão cíclica (D). Para linearização são acrescentadas perturbações nas variáveis de interesse do modelo médio, conforme apresentado em

$$\langle v_S(t) \rangle_{T_S} = V_S + \widehat{v_S}(t), \quad (127)$$

$$\langle i_D(t) \rangle_{T_S} = I_D + \widehat{i_D}(t). \quad (128)$$

Definindo as grandezas/sinais variantes no tempo a serem analisados, geralmente corrente ou tensão nos elementos armazenadores de energia (indutor/capacitor). As variáveis que não irão ter variação, podem ser eliminadas do sistema. O conhecimento do sistema é importante para saber quais variáveis podem ser consideradas constantes nesta etapa.

Substituindo a Equação (127) na Equação (125) é obtida

$$\begin{aligned}
 V_S + \widehat{v}_S(t) &= \underbrace{(V_2 + \widehat{v}_2(t)) \cdot (1 - (D + \widehat{d}(t)))}_{\text{N\~{a}o-linear}} = \\
 &\underbrace{V_2 \cdot (1 - D)}_{\text{Cont\~{i}nua}} - \underbrace{V_2 \cdot \widehat{d}(t) + \widehat{v}_2(t) \cdot (1 - D)}_{\text{Linear}} - \underbrace{\widehat{v}_2(t) \cdot \widehat{d}(t)}_{\text{N\~{a}o-linear}},
 \end{aligned} \tag{129}$$

na qual fica evidente as parcelas cont\~{i}nuas definidas pela multiplicação de constantes, linear que representa uma constante multiplicando um sinal variante no tempo e n\~{a}o-linear ou bilinear que representa a multiplicação de dos sinais variantes no tempo. A parcela n\~{a}o-linear representa a multiplicação das perturbações que são valores muito pequenos em relação aos demais valores, conforme apresentado em

$$\begin{aligned}
 \widehat{v}_2(t) \ll V_2 \\
 \widehat{d}(t) \ll D \Rightarrow \underbrace{\widehat{v}_2(t) \cdot \widehat{d}(t)}_{\text{Nulo}}
 \end{aligned} \tag{130}$$

por este motivo podem ser eliminados da equação, resultando nos modelos m\~{e}dios,

$$V_S = V_2 \cdot (1 - D), \tag{131}$$

$$I_D = I_L \cdot (1 - D), \tag{132}$$

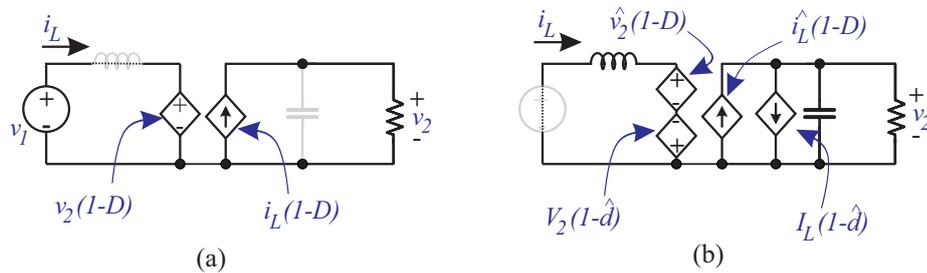
e modelos lineares,

$$\widehat{v}_S(t) = \widehat{v}_2(t) \cdot (1 - D) - V_2 \cdot \widehat{d}(t), \tag{133}$$

$$\widehat{i}_D(t) = \widehat{i}_L(t) \cdot (1 - D) - I_L \cdot \widehat{d}(t), \tag{134}$$

ambos os modelos est\~{a}o ilustrados na Figura 77.

Figura 77 – Representação do modelo m\~{e}dio (a) e linearizado (b) do conversor *Boost* ideal.



Fonte: autor.

No circuito do modelo m\~{e}dio, Figura 77 (a), o indutor pode ser substituído por um curto-circuito e o capacitor por um circuito aberto, pois essas são as características destes componentes em um circuito de corrente cont\~{i}nua. A representação do modelo m\~{e}dio resulta no ganho est\~{a}tico do conversor, conforme

$$V_1 = V_2 \cdot (1 - D) \Rightarrow \frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{1 - D}, \tag{135}$$

sendo o mesmo valor obtido na Equação (83).

No caso do circuito do modelo linear, Figura 77 (b), podem ser eliminadas as entradas que não afetarão a dinâmica a ser analisada, assim obtendo as equações diferenciais do modelo linearizado que representam o conversor. Nesse momento é definida a análise por espaço de estados ou por meio da transformada de Laplace.

Utilizando a transformada de Laplace no modelo linearizado apresentado na Figura 77 (b) e aplicando as leis de Kirchhoff no circuito já no domínio da frequência, a tensão de saída é obtida através da multiplicação da corrente de saída com a impedância de saída, definida por:

$$\widehat{v}_2(s) = \left(\widehat{i}_L(s) \cdot (1 - D) - I_L \cdot \widehat{d}(s) \right) \cdot \left(\frac{R}{s \cdot R \cdot C + 1} \right). \quad (136)$$

A corrente no indutor é encontrada pela divisão da tensão sobre sua própria impedância, conforme

$$\widehat{i}_L(s) = - \frac{\widehat{v}_2(s) \cdot (1 - D) - V_2 \cdot \widehat{d}(s)}{s \cdot L + R_L}, \quad (137)$$

agora pode-se adicionar a resistência do indutor para representar a dinâmica desta no sistema.

Com o intuito de controlar a corrente no indutor (i_L) através da razão cíclica (d), a função de transferência da corrente em relação à razão cíclica é obtida da substituição da Equação (136) na Equação (137), resultando em

$$G_i(s) = \frac{\widehat{i}_L(s)}{\widehat{d}(s)} = \frac{s(V_2 \cdot R_o \cdot C) + 2 \cdot V_2}{s^2(R_o \cdot L \cdot C) + s(R_o \cdot R_L \cdot C + L) + R_L + R_o \cdot (1 - D)^2}. \quad (138)$$

4.2.3 Transformadas de Clarke e Park

Em um sistema trifásico, são empregadas as transformadas de Clarke ($\alpha\beta$) e Park (dq), para possibilitar a análise de um sistema trifásico de forma simplificada. A transformada $\alpha\beta$ é expressa por:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ \sqrt{2/3} & 0 & \sqrt{3/2} \\ \sqrt{2/3} & \sqrt{2/2} & \sqrt{2/2} \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} v_\alpha(t) \\ v_\beta(t) \\ v_\gamma(t) \end{bmatrix}; \\ &\downarrow \\ \overrightarrow{v_{abc}(t)} &= \left[T_{\alpha\beta\gamma} \right]^{-1} \cdot \overrightarrow{v_{\alpha\beta\gamma}(t)}. \end{aligned} \quad (139)$$

Essa, também é chamada de transformada estacionária, e representa o sistema trifásico a três fios balanceado em duas componentes ortogonais girantes, denominadas α e β ilustradas na Figura 78. Essa característica é obtida considerando a componente de sequência zero γ nula, resultando em

$$\overrightarrow{v_{\alpha\beta}(t)} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3/2} & -\sqrt{3/2} \end{bmatrix} \cdot \overrightarrow{v_{abc}(t)} = \left[T_{\alpha\beta} \right] \cdot \overrightarrow{v_{abc}(t)}. \quad (140)$$

Para o caso da transformada de Park (dq) expressa por:

$$\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \left[\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - 120^\circ) & \cos(\omega t + 120^\circ) \\ -\text{sen}(\omega t) & -\text{sen}(\omega t - 120^\circ) & -\text{sen}(\omega t + 120^\circ) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \right]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} v_d(t) \\ v_q(t) \\ v_0(t) \end{bmatrix};$$

$$\downarrow$$

$$\overrightarrow{v_{abc}(t)} = [T_{dq0}]^{-1} \cdot \overrightarrow{v_{dq0}(t)}. \quad (141)$$

A qual também é chamada de transformada síncrona, pois o sistema trifásico é representado por duas constantes, d e q , ilustradas na Figura 78. As variáveis d e q representam respectivamente os valores do eixo direto e de quadratura do sistema, os quais tem relação com a potência ativa e reativa do sistema. Considerando o valor de sequência zero nulo e o sistema trifásico balanceado, a transformada de Park também pode ser simplificada à

$$\overrightarrow{v_{dq}(t)} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - 120^\circ) & \cos(\omega t + 120^\circ) \\ -\text{sen}(\omega t) & -\text{sen}(\omega t - 120^\circ) & -\text{sen}(\omega t + 120^\circ) \end{bmatrix} \cdot \overrightarrow{v_{abc}(t)} = [T_{dq}] \cdot \overrightarrow{v_{abc}(t)}. \quad (142)$$

Em ambas as transformadas, $\alpha\beta$ e dq , é possível obter o inverso destas, conforme descrito nas Equações (139) e (141), obtendo assim os respectivos valores abc do sistema trifásico por intermédio de dois valores, $\alpha\beta$ ou dq . As transformadas $\alpha\beta$ e dq são largamente utilizadas para controle, pois um sistema trifásico pode ser controlado de maneira simplificada através do controle de duas variáveis. Na transformada dq também é possível definir a posição de um dos eixos, acrescentando um ângulo (fase) desejado à variável ωt , assim um dos eixos poderá ser definido com o valor máximo e o outro com valor nulo, facilitando o equacionamento.

Uma característica que deve ser considerada nas transformadas $\alpha\beta$ e dq é sua relação com a referência, sendo que existem duas formas comuns utilizadas, a forma de potência constante, apresentada na Equação (139), e a forma de amplitude constante, apresentada como

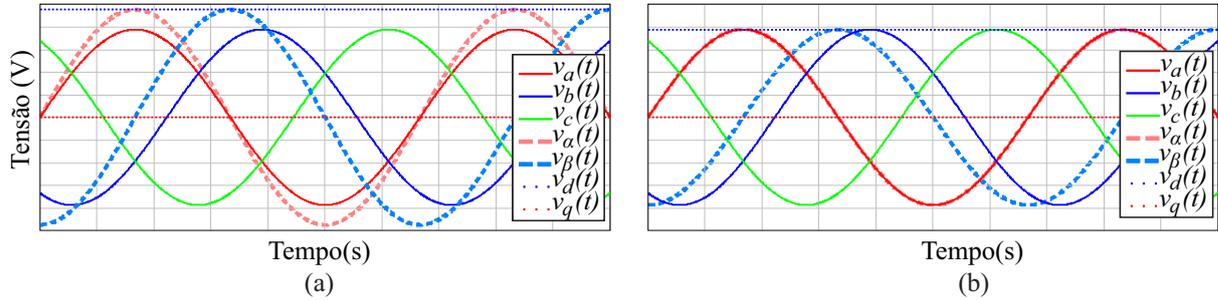
$$\overrightarrow{v_{\alpha\beta\gamma}(t)} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \cdot \overrightarrow{v_{abc}(t)} = [T_{\alpha\beta\gamma}^A] \cdot \overrightarrow{v_{abc}(t)}, \quad (143)$$

em que o ganho da matriz é modificado, sendo ambas largamente utilizadas e cada qual empregada em determinada situação. A Figura 78 ilustra as formas de onda das transformadas $\alpha\beta$ e dq com as tensões de referência em abc nas formas de potência constante em (a) e amplitude constante em (b).

A transformada de Clarke leva esse nome em homenagem a Edith Clarke que a desenvolveu, do mesmo modo a transformada de Park foi nomeada em homenagem Robert H. Park, a relação entre elas, considerando sequência zero nula, é definida por:

$$\overrightarrow{v_{dq}(t)} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \text{sen}(\omega t) \\ -\text{sen}(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \cdot \overrightarrow{v_{\alpha\beta}(t)} = [T_{dq}^{\alpha\beta}] \cdot \overrightarrow{v_{\alpha\beta}(t)}. \quad (144)$$

Figura 78 – Formas de onda de tensão de um sistema trifásico e suas respectivas transformadas $\alpha\beta$ e dq para potência constante em (a) e amplitude constante em (b).



Fonte: autor.

4.2.4 Modelagem do retificador

Para análise dos esforços de tensão e corrente nos semicondutores do retificador é definido um ponto comum no barramento (z), desse modo a tensão em um braço do retificador é equacionada conforme

$$\underbrace{v_{Sba}(t)}_{q=1} = V_{dc}/2 \quad \& \quad \underbrace{v_{Sba}(t)}_{q=0} = -V_{dc}/2, \quad (145)$$

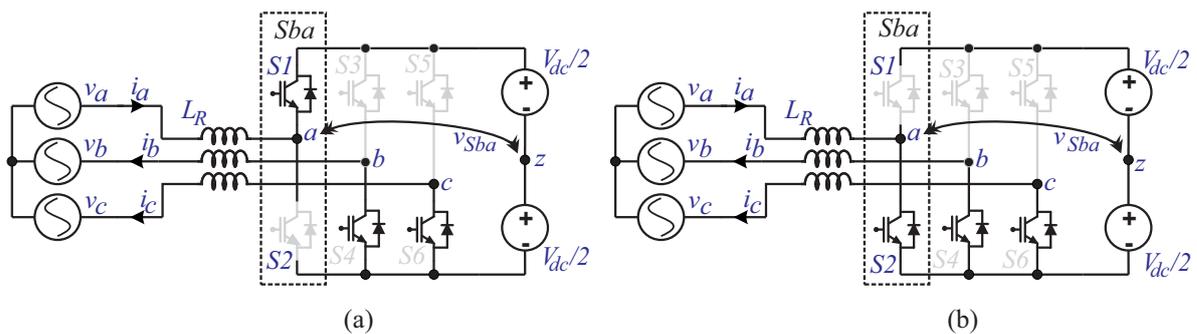
1ª etapa 2ª etapa

e ilustrada na Figura 79. A Equação (145) pode ser reescrita conforme

$$v_{Sba}(t) = V_{dc}/2 \cdot \underbrace{(2 \cdot q - 1)}_{\text{validação}}, \quad (146)$$

a qual q representa os estados dos interruptores. Essa também é chamada de função de validação, e deve satisfazer as condições de operação dos interruptores.

Figura 79 – Primeira etapa de operação [100] em (a) e segunda etapa [000] em (b) do braço “a” do retificador.



Fonte: autor.

Do mesmo modo que na modelagem do conversor *Boost*, na modelagem do retificador pode ser obtido o valor médio dos estados dos interruptores em um período de comutação, o qual representa a razão cíclica de dois semicondutores. Porém, como o tempo de condução do interruptor superior irá variar durante o ciclo da rede, o valor médio resultante também deverá variar com o tempo. Para uma modulação SPWM este valor médio é denominado como o sinal de modulação (m), expresso por:

$$\langle q(\tau) \rangle_{T_S} = \frac{1}{T_S} \cdot \int_t^{t+T_S} q(\tau) d\tau = \frac{\Delta t_{Sba}(t)}{T_S} = m_a(t). \quad (147)$$

Assim, de forma semelhante, o valor médio de tensão em cada braço pode ser descrito como o valor da respectiva moduladora e a tensão do barramento conforme

$$\langle v_{Sba}(t) \rangle_{T_S} = V_{dc} \cdot \left(m_a(t) - 1/2 \right). \quad (148)$$

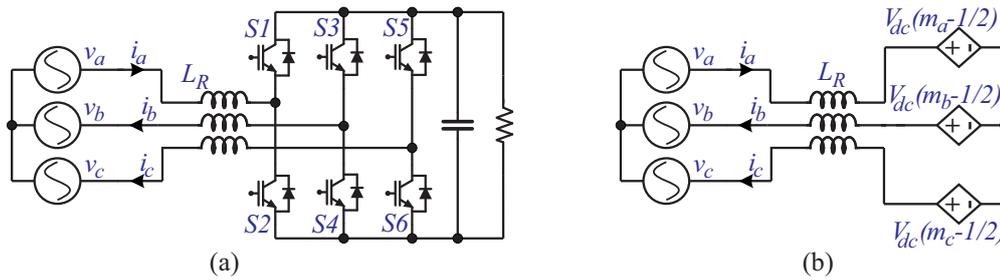
Agora é possível representar o modelo comutado, Figura 80 (a), como um modelo médio, Figura 80 (b), facilitando a análise das equações diferenciais do sistema, conforme equações

$$v_a(t) = L \frac{di_a(t)}{dt} + v_{Sba}(t) = L \frac{di_a(t)}{dt} + V_{dc} \cdot \left(m_a(t) - 1/2 \right), \quad (149)$$

$$v_b(t) = L \frac{di_b(t)}{dt} + v_{Sbb}(t) = L \frac{di_b(t)}{dt} + V_{dc} \cdot \left(m_b(t) - 1/2 \right), \quad (150)$$

$$v_c(t) = L \frac{di_c(t)}{dt} + v_{Sbc}(t) = L \frac{di_c(t)}{dt} + V_{dc} \cdot \left(m_c(t) - 1/2 \right). \quad (151)$$

Figura 80 – Modelo comutado (a) e médio (b) do retificador.



Fonte: autor.

Para possibilitar uma melhor representação das Equações (149), (150) e (151) é comum as mesmas serem expressa na forma matricial, conforme apresentado em

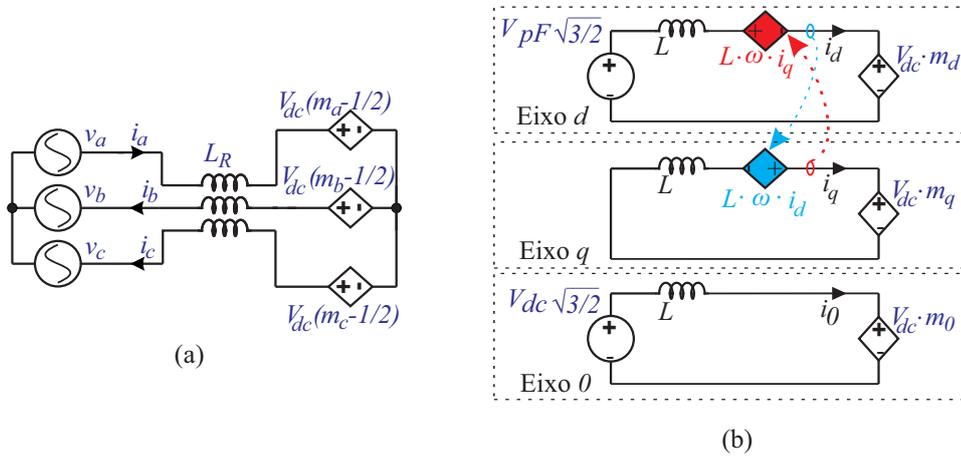
$$\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dx} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{dc} & 0 & 0 \\ 0 & V_{dc} & 0 \\ 0 & 0 & V_{dc} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} m_a(t) \\ m_b(t) \\ m_c(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{dc}/2 \\ V_{dc}/2 \\ V_{dc}/2 \end{bmatrix}; \quad (152)$$

$$\overrightarrow{v_{abc}(t)} = [L] \cdot \frac{d\overrightarrow{i_{abc}(t)}}{dt} + [V_{dc}] \cdot \overrightarrow{m_{abc}(t)} + \overrightarrow{V_{dc}/2}. \quad (153)$$

Nesse instante é utilizada a transformada de Park, podendo-se, assim, representar o sistema trifásico em CA em três sistemas separados em CC, Figura 81. Os destaques das fontes representam o acoplamento característico entre as variáveis dq , isso acontece devido à relação definida por:

$$\overrightarrow{v_{dq0}(t)} = [L] \cdot \frac{d\overrightarrow{i_{dq0}(t)}}{dt} + [L] \cdot \omega \cdot \begin{bmatrix} i_q(t) \\ -i_d(t) \\ 0 \end{bmatrix} + [V_{dc}] \cdot \overrightarrow{m_{dq0}(t)} - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ V_{dc} \cdot \sqrt{3}/2 \end{bmatrix}. \quad (154)$$

Figura 81 – Modelo médio em abc (a) e em $dq0$ (b).



Fonte: autor.

A Equação (154) é obtida com a aplicação da transformada de Park de potência constante na Equação (153) conforme destacado em

$$\underbrace{\overrightarrow{v_{abc}(t)} \cdot [T_{dq0}^P]}_{\overrightarrow{v_{dq0}(t)}} = [L] \cdot \underbrace{\frac{d\overrightarrow{i_{abc}(t)}}{dt} \cdot [T_{dq0}^P]}_{(156)} + \underbrace{[V_{dc}] \cdot \overrightarrow{m_{abc}(t)} \cdot [T_{dq0}^P]}_{\overrightarrow{m_{dq0}(t)}} + \overrightarrow{V_{dc}/2} \cdot [T_{dq0}^P]. \quad (155)$$

Como a transformada de Park tem característica síncrona, que varia com o tempo, a sua derivada não é nula e deve ser equacionada conforme

$$\frac{d\overrightarrow{i_{abc}(t)}}{dt} \cdot [T_{dq0}^P] = \underbrace{\frac{d(\overrightarrow{i_{dq0}(t)} \cdot [T_{dq0}^P]^{-1})}{dt} \cdot [T_{dq0}^P]}_{[I]=1} \cdot \underbrace{\frac{d[T_{dq0}^P]^{-1}}{dt} \cdot [T_{dq0}^P]}_{(157)} \cdot \overrightarrow{i_{dq0}(t)}; \quad (156)$$

$$\frac{d}{dt} \left[T_{dq0}^P \right]^{-1} \cdot \left[T_{dq0}^P \right] \cdot \overrightarrow{i_{dq0}(t)} = \begin{bmatrix} 0 & \omega & 0 \\ -\omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \overrightarrow{i_{dq0}(t)} = \omega \cdot \begin{bmatrix} i_q(t) \\ -i_d(t) \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (157)$$

O modelo médio em dq apresentado na Equação (154) pode ser reescrito em sua forma aumentada conforme

$$\underbrace{\begin{bmatrix} v_d(t) \\ v_q(t) \\ v_0(t) \end{bmatrix}}_{\overrightarrow{v_{dq0}(t)}} = \left\{ \begin{array}{l} \underbrace{\begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix}}_{[L]} \cdot \underbrace{\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \\ i_0(t) \end{bmatrix}}_{\overrightarrow{i_{dq0}(t)}} + \underbrace{\begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix}}_{[L]} \cdot \omega \cdot \begin{bmatrix} i_q(t) \\ -i_d(t) \\ 0 \end{bmatrix} + \\ \underbrace{\begin{bmatrix} V_{dc} & 0 & 0 \\ 0 & V_{dc} & 0 \\ 0 & 0 & V_{dc} \end{bmatrix}}_{[V_{dc}]} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} m_d(t) \\ m_q(t) \\ m_0(t) \end{bmatrix}}_{\overrightarrow{m_{dq0}(t)}} - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ V_{dc} \cdot \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \end{array} \right\}. \quad (158)$$

Sabendo que os eixos da transformada de Park podem ser ajustados acrescentando um ângulo de referência θ , define-se então $\theta = -90^\circ$ para representar as variáveis de tensão do sistema trifásico com apenas a variável d , conforme apresentado em

$$\begin{bmatrix} v_d(t) \\ v_q(t) \\ v_0(t) \end{bmatrix} = \left[T_{dq0}^P \right]^{-1} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} V_{pF} \cdot \text{sen}(\omega t + \theta) \\ V_{pF} \cdot \text{sen}(\omega t + \theta - 120^\circ) \\ V_{pF} \cdot \text{sen}(\omega t + \theta + 120^\circ) \end{bmatrix}}_{\overrightarrow{v_{abc}(t)}} = \underbrace{\begin{bmatrix} V_{pF} \cdot \sqrt{3}/2 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{\text{Para } \theta = -90^\circ}, \quad (159)$$

em que V_{pF} representa a tensão de pico de entrada, ω a frequência angular de entrada e θ o ângulo de referência. Substituindo a Equação (159) na Equação (154) é possível obter as equações diferenciais do sistema em dq , conforme

$$\left(\begin{array}{l} V_{pF} \cdot \sqrt{3}/2 = L \cdot \frac{di_d(t)}{dt} + \underbrace{L \cdot \omega \cdot i_q(t)}_{\substack{\text{Acoplado} \\ \uparrow \\ \text{Acoplado}}} + V_{dc} \cdot m_d(t) \\ 0 = L \cdot \frac{di_q(t)}{dt} - \underbrace{L \cdot \omega \cdot i_d(t)}_{\substack{\text{Acoplado} \\ \downarrow \\ \text{Desacoplamento}}} + V_{dc} \cdot m_q(t) \\ 0 = L \cdot \frac{di_0(t)}{dt} + V_{dc} \cdot m_0(t) - V_{dc} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \end{array} \right) \Rightarrow \text{Acoplado}, \quad (160)$$

que representa o sistema em dq acoplado da Figura 81 (b).

Na Equação (160) é destacada a dependência entre os eixos e a parcela considerada no desacoplamento para possibilitar a linearização, eliminando, assim, a dependência entre

os eixos mediante a definição de duas novas variáveis apresentadas como:

$$m'_d(t) = \frac{L \cdot \omega \cdot I_q}{V_{dc}} + m_d(t); \quad (161)$$

$$m'_q(t) = -\frac{L \cdot \omega \cdot I_d}{V_{dc}} + m_q(t).$$

O modelo desacoplado é resultado da substituição da Equação (161) na Equação (160), cujo resultado é

$$\left(\begin{array}{l} V_{pF} \cdot \sqrt{3/2} = L \cdot \frac{di_d(t)}{dt} + V_{dc} \cdot m'_d(t) \\ 0 = L \cdot \frac{di_q(t)}{dt} + V_{dc} \cdot m'_q(t) \\ 0 = L \cdot \frac{di_0(t)}{dt} + V_{dc} \cdot m_0(t) - V_{dc} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \end{array} \right) \Rightarrow \text{Desacoplado.} \quad (162)$$

Essa expressão possibilita as perturbações nas variáveis de interesse apresentadas em

$$\langle i_d(t) \rangle_{T_S} = I_d + \hat{i}_d(t) \Rightarrow \hat{i}_d(t) \ll I_d, \quad (163)$$

$$\langle m'_d(t) \rangle_{T_S} = M'_d + \hat{m}'_d(t) \Rightarrow \hat{m}'_d(t) \ll M'_d,$$

utilizadas para obter o modelo linearizado. Substituindo a Equação (163) na Equação (162) e acrescentando as perdas resistivas, obtém-se

$$V_{pF} \cdot \sqrt{3/2} = R_L \cdot \langle I_d + \hat{i}_d(t) \rangle + L \cdot \frac{d\langle I_d + \hat{i}_d(t) \rangle}{dt} + V_{dc} \cdot \langle M'_d + \hat{m}'_d(t) \rangle, \quad (164)$$

$$0 = R_L \cdot \langle I_q + \hat{i}_q(t) \rangle + L \cdot \frac{d\langle I_q + \hat{i}_q(t) \rangle}{dt} + V_{dc} \cdot \langle M'_q + \hat{m}'_q(t) \rangle.$$

Nessa o termo de sequência zero é eliminado, pois a moduladora m_0 é considerada nula e constante.

Separando a parcela contínua e linear são obtidos os modelos médio e linearizado, apresentados respectivamente em

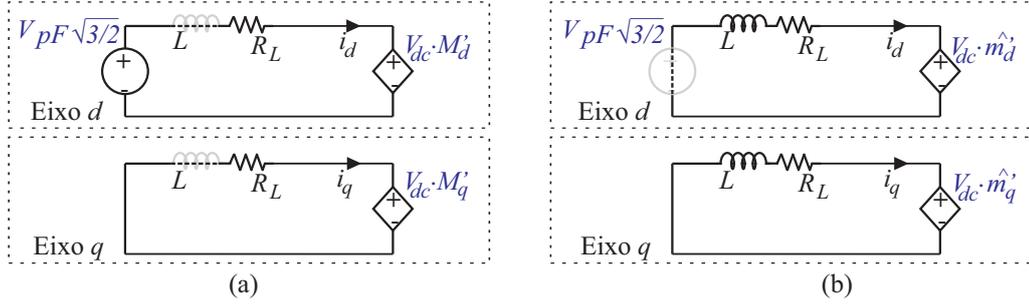
$$\left\{ \begin{array}{l} V_{pF} \cdot \sqrt{3/2} = R_L \cdot \langle I_d \rangle + L \cdot \frac{d\langle I_d \rangle}{dt} + V_{dc} \cdot \langle M'_d \rangle \\ 0 = R_L \cdot \langle I_q \rangle + L \cdot \frac{d\langle I_q \rangle}{dt} + V_{dc} \cdot \langle M'_q \rangle \end{array} \right\} \Rightarrow \text{Contínuo,} \quad (165)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} 0 = R_L \cdot \langle \hat{i}_d(t) \rangle + L \cdot \frac{d\langle \hat{i}_d(t) \rangle}{dt} + V_{dc} \cdot \langle \hat{m}'_d(t) \rangle \\ 0 = R_L \cdot \langle \hat{i}_q(t) \rangle + L \cdot \frac{d\langle \hat{i}_q(t) \rangle}{dt} + V_{dc} \cdot \langle \hat{m}'_q(t) \rangle \end{array} \right\} \Rightarrow \text{Linear,} \quad (166)$$

que também estão ilustrados na Figura 82. Por fim, aplicando a transformada de Laplace na Equação (166) são encontradas as funções de transferências de ambos os eixos, conforme

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_d(s)}{\hat{m}'_d(s)} = -\frac{V_{dc}}{s \cdot L + R_L}, \quad (167)$$

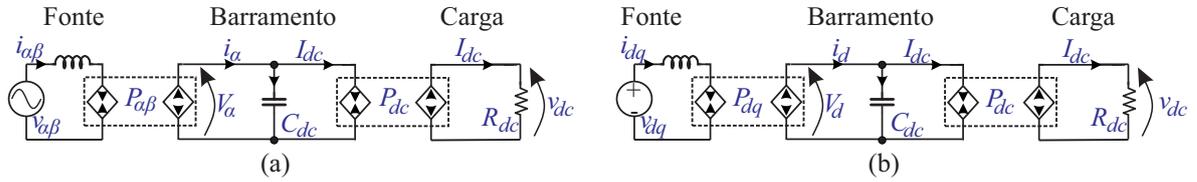
$$G_{iq}(s) = \frac{\hat{i}_q(s)}{\hat{m}'_q(s)} = -\frac{V_{dc}}{s \cdot L + R_L}.$$

Figura 82 – Modelo médio (a) e linearizado (b) desacoplado em dq do retificador.


Fonte: autor.

4.2.5 Modelagem do barramento CC

Sabendo que um sistema trifásico tem característica de potência constante, o barramento CC foi modelado por meio da potência processada, analisando os circuitos da Figura 83, que representam o modelo médio do barramento em $\alpha\beta$ (a) ou em dq (b).

 Figura 83 – Modelo médio do barramento CC em $\alpha\beta$ (a) e dq (b).


Fonte: autor.

Considerando o controle em $\alpha\beta$, Figura 83 (a), a potência processada pode ser estimada apenas pelas variáveis de corrente e tensão do eixo alfa, apresentada como

$$P(t) = V_\alpha \cdot I_\alpha = V_{dc} \cdot I_{dc}, \quad (168)$$

por intermédio da teoria PQ detalhada na Seção 4.2.6. Aplicando as perturbações nas variáveis de interesse, apresentadas em

$$\begin{aligned} \langle i_\alpha(t) \rangle_{T_s} &= I_\alpha + \hat{i}_\alpha(t) \Rightarrow \hat{i}_\alpha(t) \ll I_\alpha, \\ \langle i_{dc}(t) \rangle_{T_s} &= I_{dc} + \hat{i}_{dc}(t) \Rightarrow \hat{i}_{dc}(t) \ll I_{dc}, \\ \langle v_{dc}(t) \rangle_{T_s} &= V_{dc} + \hat{v}_{dc}(t) \Rightarrow \hat{v}_{dc}(t) \ll V_{dc}, \end{aligned} \quad (169)$$

e substituindo-as na Equação (168), obtêm-se as equações do modelo médio e linear, conforme

$$\underbrace{V_\alpha \cdot \langle I_\alpha \rangle}_{\text{Médio}} = \langle V_{dc} \rangle \cdot \langle I_{dc} \rangle \Rightarrow \underbrace{V_\alpha \cdot \langle \hat{i}_\alpha(t) \rangle}_{\text{Linear}} = \langle V_{dc} \rangle \cdot \langle \hat{i}_{dc}(t) \rangle + \langle \hat{v}_{dc}(t) \rangle \cdot \langle I_{dc} \rangle. \quad (170)$$

Tendo a relação da tensão de pico do eixo alfa V_α com a tensão de pico de entrada V_{pF} , definida como

$$V_\alpha = V_{pF} \sqrt{\frac{3}{2}}, \quad (171)$$

e a relação da corrente processada no barramento com a tensão e resistência equivalente, apresentada em

$$I_{dc} = \frac{V_{dc}}{R_{dc}} \Rightarrow \underbrace{\widehat{i}_{dc}(s)}_{\text{Contínuo}} = \underbrace{\frac{\widehat{v}_{dc}(s)}{R_{dc}} + s \cdot C_{dc} \cdot \widehat{v}_{dc}(s)}_{\text{Linear}}, \quad (172)$$

é possível relacionar a tensão do barramento apenas com a corrente do eixo α .

Na Equação (172) é destacada a parcela contínua e linear da corrente no barramento. A parcela linear relaciona a corrente que circula pelo capacitor, já no domínio da frequência. Substituindo as expressões apresentadas em (171) e (172) na Equação (170) e aplicando a transformada de Laplace, obtém-se

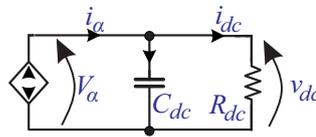
$$\begin{aligned} V_{pF} \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \widehat{i}_\alpha(s) &= V_{dc} \cdot \left\langle \frac{\widehat{v}_{dc}(s)}{R_{dc}} + s \cdot C_{dc} \cdot \widehat{v}_{dc}(s) \right\rangle + \langle \widehat{v}_{dc}(t) \rangle \cdot \frac{V_{dc}}{R_{dc}}, \\ &\downarrow \\ \frac{V_{pF}}{V_{dc}} \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \widehat{i}_\alpha(s) &= \left(\frac{\widehat{v}_{dc}(s)}{R_{dc}} + s \cdot C_{dc} \cdot \widehat{v}_{dc}(s) + \frac{\widehat{v}_{dc}(s)}{R_{dc}} \right), \\ &\downarrow \\ \frac{V_{pF}}{V_{dc}} \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \widehat{i}_\alpha(s) &= \widehat{v}_{dc}(s) \cdot \left(\frac{1+s \cdot C_{dc} \cdot R_{dc} + 1}{R_{dc}} \right). \end{aligned} \quad (173)$$

Manipulando essa é encontrada a função de transferência da tensão do barramento em relação à corrente em α , apresentada como

$$G_{v\alpha}(s) = \frac{\widehat{v}_{dc}(s)}{\widehat{i}_\alpha(s)} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{V_{pF}}{V_{dc}} \cdot \frac{R_{dc}}{s(C_{dc} \cdot R_{dc}) + 2}. \quad (174)$$

O modelo linearizado do barramento CC em $\alpha\beta$ está ilustrado na Figura 84.

Figura 84 – Modelo linearizado do barramento CC em $\alpha\beta$.



Fonte: autor.

Uma característica do barramento é poder ser controlado pelo lado do retificador ou lado do inversor, dependendo dos critérios a serem empregados. No momento de escolha de controle de tensão do barramento é importante considerar o fluxo de potência, que se altera no caso do controle ser feito pelo lado do retificador apresentado como

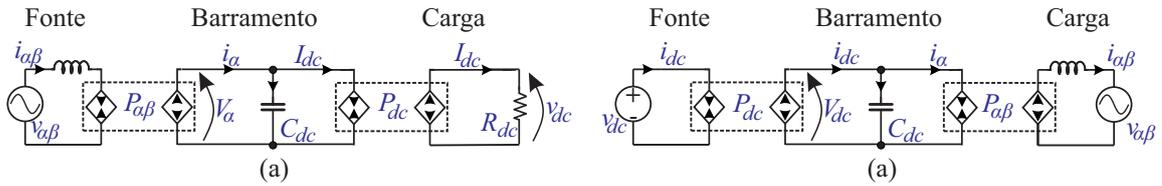
$$\underbrace{V_\alpha \cdot I_\alpha}_{\text{Fonte CA}} = V_{dc} \cdot I_{dc} + V_{dc} \cdot C_{dc} \cdot \frac{dv_{dc}(t)}{dt}, \quad (175)$$

em relação ao caso do controle ser feito pelo lado do inversor, apresentado em

$$\underbrace{V_{dc} \cdot I_{dc}}_{\text{Fonte CC}} = V_{\alpha} \cdot I_{\alpha} + V_{dc} \cdot C_{dc} \cdot \frac{dv_{dc}(t)}{dt}. \quad (176)$$

Isso também está ilustrado na Figura 85 em coordenadas $\alpha\beta$, onde a fonte CA cede potência para uma carga CC em (a), e em (b) a fonte CC cede potência para uma carga CA.

Figura 85 – Fluxo de potência em $\alpha\beta$ no modelo do barramento para um retificador em (a) e inversor em (b).



Fonte: autor.

4.2.6 Teoria da potência instantânea PQ

A teoria da potência instantânea ou teoria PQ é uma importante ferramenta que relaciona as variáveis de tensão e corrente com suas respectivas potência ativa e reativa, conforme

$$\begin{aligned} P &= v_a \cdot i_a + v_b \cdot i_b + v_c \cdot i_c, \\ Q &= 1/\sqrt{3} \cdot (v_{ab} \cdot i_c + v_{bc} \cdot i_a + v_{ca} \cdot i_b), \end{aligned} \quad (177)$$

as quais são largamente utilizadas para controles de sistemas de potência.

A teoria PQ é baseada na potência instantânea obtida no domínio do tempo, possibilitando uma análise da variação de potência em transitórios na rede trifásicas com três ou quatro fios. Sua primeira versão foi publicada no Japão em julho de 1982 e o desenvolvimento desta teoria foi baseada em trabalhos anteriores e até hoje é utilizada com suas variações (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2007). A teoria emergiu da necessidade de controle de cargas não lineares provenientes da eletrônica de potência, os conceitos anteriores analisavam um circuito trifásico como sendo três circuitos monofásicos.

Com o advento da teoria PQ a potência pode ser representada apenas pela multiplicação da tensão e corrente em dq definida por

$$\begin{aligned} P &= v_d \cdot i_d + v_q \cdot i_q, \\ Q &= v_d \cdot i_q - v_q \cdot i_d, \end{aligned} \quad (178)$$

ou pelos valores em $\alpha\beta$ apresentados em

$$\begin{aligned} P &= v_{\alpha} \cdot i_{\alpha} + v_{\beta} \cdot i_{\beta}, \\ Q &= v_{\alpha} \cdot i_{\beta} - v_{\beta} \cdot i_{\alpha}. \end{aligned} \quad (179)$$

Utilizando da transformada $\alpha\beta$, sabendo das propriedades desta transformada expressa em

$$v_{\alpha\beta}(t) = \begin{bmatrix} v_{\alpha}(t) \\ v_{\beta}(t) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} V_{\alpha} \cdot \text{sen}(\omega t) \\ V_{\beta} \cdot \text{cos}(\omega t) \end{bmatrix}}_{\text{Girante}}, \quad (180)$$

e considerando a potência reativa nula, a potência ativa pode ser representada apenas pela magnitude das respectivas transformadas de corrente e tensão por:

$$P(t) = \left\{ \begin{array}{c} v_{\alpha}(t) \cdot i_{\alpha}(t) + v_{\beta}(t) \cdot i_{\beta}(t) \\ \downarrow \\ V_{\alpha} \cdot I_{\alpha} \cdot \text{sen}(\omega t)^2 + V_{\beta} \cdot I_{\beta} \cdot \text{cos}(\omega t)^2 \\ \downarrow \\ V_{\alpha} \cdot I_{\alpha} \cdot \underbrace{[\text{sen}(\omega t)^2 + \text{cos}(\omega t)^2]}_{=1} \end{array} \right\} = V_{\alpha} \cdot I_{\alpha}. \quad (181)$$

Isso ocorre, pois em um sistema balanceado a magnitude do eixo α é igual do eixo β .

De forma semelhante, utilizando da transformada dq , cujas propriedades estão apresentadas em

$$v_{dq}(t) = \begin{bmatrix} v_d(t) \\ v_q(t) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix}}_{\text{Constante}}, \quad (182)$$

é obtido o respectivo valor de potência para a transformada apenas através da tensão e corrente de eixo direto, conforme

$$P(t) = V_d \cdot I_d, \quad (183)$$

que ocorre devido à tensão de quadratura ser anulada considerando o ângulo de referência $\theta = -90^\circ$, resultando em

$$\begin{array}{l} P = v_d \cdot i_d + v_q \cdot i_q \\ Q = v_d \cdot i_q + v_q \cdot i_d \end{array} \Rightarrow \underbrace{\begin{array}{l} P = V_d \cdot I_d, \\ Q = V_d \cdot I_q. \end{array}}_{\theta = -90^\circ \& V_q = 0} \quad (184)$$

A potência instantânea pode ser utilizada para gerar as referências de corrente, isolando i_{α} e i_{β} da Equação (179) obtendo assim as respectivas correntes de referência

$$\begin{aligned} i_{\alpha} &= \frac{1}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \cdot (v_{\alpha} \cdot P - v_{\beta} \cdot Q), \\ i_{\beta} &= \frac{1}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \cdot (v_{\alpha} \cdot Q + v_{\beta} \cdot P). \end{aligned} \quad (185)$$

A teoria PQ também pode ser utilizada para modelagem, como no modelo do barramento CC apresentado na Seção 4.2.5.

4.2.7 Modelagem do inversor

Diferente do retificador, o inversor terá uma frequência constante, definida pela rede, por este motivo foi optado pela modelagem em $\alpha\beta$, sendo que nesta metodologia não ocorre o acoplamento, pois a derivada da transformada $\alpha\beta$ é nula, conforme destacado em

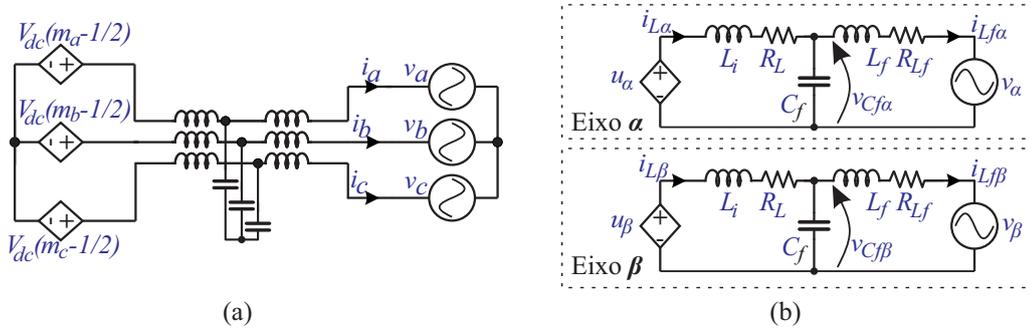
$$\frac{d\overrightarrow{i_{abc}}(t)}{dt} \cdot [T_{\alpha\beta}^P] = \frac{d\left(\overrightarrow{i_{\alpha\beta}}(t) \cdot [T_{\alpha\beta}^P]^{-1}\right)}{dt} \cdot [T_{\alpha\beta}^P], \quad (186)$$

$$\frac{d\overrightarrow{i_{abc}}(t)}{dt} \cdot [T_{\alpha\beta}^P] = \underbrace{\frac{d\overrightarrow{i_{\alpha\beta}}(t)}{dt} \cdot [T_{\alpha\beta}^P]^{-1} \cdot [T_{\alpha\beta}^P]}_{[I]=1} + \underbrace{\frac{d[T_{\alpha\beta}^P]}{dt}}_{=0} \cdot [T_{\alpha\beta}^P] \cdot \overrightarrow{i_{\alpha\beta}}(t).$$

Foi considerado o sistema balanceado e a tensão de modo comum nula.

A Figura 86 ilustra o modelo médio do inversor com filtro LCL em coordenadas abc e $\alpha\beta$, em que a tensão do lado inversor é representada pela mesma equação obtida na modelagem do retificador. Porém, para o caso do inversor, devido ao filtro LCL, se faz necessária uma análise de Kirchhoff de corrente entre os nós e de tensão nas malhas da Figura 86.

Figura 86 – Modelo médio do inversor em abc (a) e em $\alpha\beta$ (b).



Fonte: autor.

A malha de tensão no lado do inversor já no modo matricial compactado é representada por:

$$[V_{dc}] \cdot \left(\overrightarrow{m_{abc}}(t) - 1/2\right) = [L_i] \cdot \frac{d\overrightarrow{i_{abc}}(t)}{dt} + [R_{L_i}] \cdot \overrightarrow{i_{abc}}(t) + \overrightarrow{v_{C_{abc}}}(t). \quad (187)$$

O mesmo é feito para malha de tensão do lado da rede, conforme

$$\overrightarrow{v_{C_{abc}}}(t) = [L_f] \cdot \frac{d\overrightarrow{i_{abc}}(t)}{dt} + [R_{L_f}] \cdot \overrightarrow{i_{abc}}(t) + \overrightarrow{v_{abc}}(t), \quad (188)$$

e a análise das correntes no nó do capacitor resulta em

$$\overrightarrow{i_{abc}}(t) = [C_f] \cdot \frac{d\overrightarrow{i_{abc}}(t)}{dt} + \overrightarrow{i_{abc}}(t). \quad (189)$$

Aplicando a transformada $\alpha\beta$ na Equação (188) é obtido seu respectivo valor em $\alpha\beta$ conforme

$$\overrightarrow{v_{Cabc}(t)} \cdot [T_{\alpha\beta}^P] = [L_f] \cdot \underbrace{\frac{d\overrightarrow{i_{abc}(t)}}{dt}}_{(186)} \cdot [T_{\alpha\beta}^P] + [R_{L_f}] \cdot \overrightarrow{i_{abc}(t)} \cdot [T_{\alpha\beta}^P] + \overrightarrow{v_{abc}(t)} \cdot [T_{\alpha\beta}^P], \quad (190)$$

resultando na representação compacta apresentada em

$$\overrightarrow{v_{C\alpha\beta}(t)} = [L_f] \cdot \frac{d\overrightarrow{i_{\alpha\beta}(t)}}{dt} + [R_{L_f}] \cdot \overrightarrow{i_{\alpha\beta}(t)} + \overrightarrow{v_{\alpha\beta}(t)}. \quad (191)$$

Repetindo a mesma metodologia para as Equações (189) e (187) é obtido o circuito em $\alpha\beta$ que está apresentado de forma matricial por:

$$\begin{bmatrix} v_{Cf\alpha}(t) \\ v_{Cf\beta}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f & 0 \\ 0 & L_f \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L_f\alpha}(t) \\ i_{L_f\beta}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_{L_f} & 0 \\ 0 & R_{L_f} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{L_f\alpha}(t) \\ i_{L_f\beta}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{\alpha}(t) \\ v_{\beta}(t) \end{bmatrix}; \quad (192)$$

$$\begin{bmatrix} i_{L\alpha}(t) \\ i_{L\beta}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{L_f\alpha}(t) \\ i_{L_f\beta}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} C_f & 0 \\ 0 & C_f \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v_{Cf\alpha}(t) \\ v_{Cf\beta}(t) \end{bmatrix}; \quad (193)$$

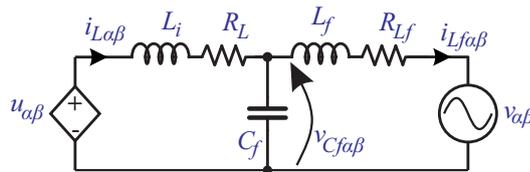
$$\begin{bmatrix} u_{\alpha}(t) \\ u_{\beta}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_i & 0 \\ 0 & L_i \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L\alpha}(t) \\ i_{L\beta}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_L & 0 \\ 0 & R_L \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{L\alpha}(t) \\ i_{L\beta}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{Cf\alpha}(t) \\ v_{Cf\beta}(t) \end{bmatrix}. \quad (194)$$

Nas quais a tensão controlada no inversor é representada pela variável $u_{\alpha\beta}$, definida conforme

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha}(t) \\ u_{\beta}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{dc} \cdot (m_{\alpha}(t) - 1/2) \\ V_{dc} \cdot (m_{\beta}(t) - 1/2) \end{bmatrix}. \quad (195)$$

Sabendo que as características em α e β são independentes, o circuito pode ser representado pelo modelo médio apresentado na Figura 87.

Figura 87 – Modelo médio reduzido do inversor em $\alpha\beta$.



Fonte: autor.

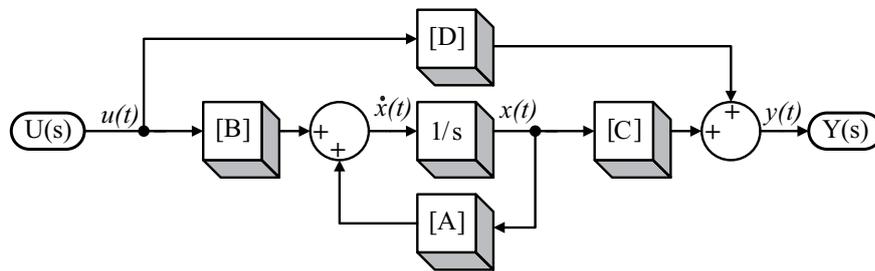
Para modelagem do inversor optou-se pela representação em espaço de estado devido à quantidade de elementos armazenadores do circuito. A definição de espaço de

estado pode ser apresentada conforme

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \overrightarrow{x(t)} &= \overrightarrow{\dot{x}(t)} = [A] \cdot \overrightarrow{x(t)} + [B] \cdot \overrightarrow{u(t)}, \\ \overrightarrow{y(t)} &= [C] \cdot \overrightarrow{x(t)} + [D] \cdot \overrightarrow{u(t)}, \end{aligned} \quad (196)$$

ou de forma gráfica, Figura 88, onde [A] representa a matriz dos estados, [B] a matriz de entrada, [C] a matriz de saída e [D] a matriz de entrada externa (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001).

Figura 88 – Representação de espaço de estados em diagrama de blocos.



Fonte: autor.

Esta metodologia consiste em analisar as etapas de operação do conversor e considerar cada componente como um estado. As matrizes [A] e [B] são obtidas isolando as derivadas em função dos estados e suas respectivas entradas, conforme apresentado em

$$\underbrace{\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Li}(t) \\ v_{Cf}(t) \\ i_{Lf}(t) \end{bmatrix}}_{\overrightarrow{\dot{x}(t)}} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_{Li}}{L_i} & -\frac{1}{L_i} & 0 \\ \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} \\ 0 & \frac{1}{L_f} & -\frac{R_{Lf}}{L_f} \end{bmatrix}}_{[A]} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} i_{Li}(t) \\ v_{Cf}(t) \\ i_{Lf}(t) \end{bmatrix}}_{\overrightarrow{x(t)}} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_i} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_f} \end{bmatrix}}_{[B]} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} u(t) \\ v(t) \end{bmatrix}}_{\overrightarrow{u(t)}}. \quad (197)$$

Definindo as saídas de interesse são obtidas as matrizes [C] e [D], conforme

$$\underbrace{\begin{bmatrix} i(t) \\ y(t) \end{bmatrix}}_{\overrightarrow{y(t)}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{[C]} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_{Cf}(t) \\ i_{Lf}(t) \end{bmatrix}}_{\overrightarrow{x(t)}} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix}}_{[D]} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} u(t) \\ v(t) \end{bmatrix}}_{\overrightarrow{u(t)}}. \quad (198)$$

Conhecendo as matrizes de espaço de estado do modelo médio do inversor, para obtenção do modelo linearizado foi utilizado a matriz de derivadas parciais denominada matriz Jacobiana. Essa facilita o processo de linearização em sistemas de inúmeras variáveis. A matriz Jacobiana, representada por $J_f[\cdot]$, consiste em uma função matemática para obter

as derivadas parciais dos valores em função dos estados, a mesma está representada por:

$$f(x(t)) \Rightarrow \underbrace{f(X + \widehat{x}(t))}_{\text{Perturbação}} \left\{ \begin{array}{l} \approx \underbrace{f(X)}_{\text{Constante}} + \underbrace{\frac{d}{d(x)}f(X + \widehat{x}(t))}_{\text{Linear}} \\ \approx \underbrace{f(X)}_{\text{Constante}} + \underbrace{J_f[x(t)] \cdot \widehat{x}(t)}_{\substack{\text{Jacobiana} \\ \text{Linear}}} \end{array} \right\}; \quad (199)$$

$$f \begin{bmatrix} I_{Li} + \widehat{i}_{Li}(t) \\ V_{Cf} + \widehat{v}_{Cf}(t) \\ I_{Lf} + \widehat{i}_{Lf}(t) \end{bmatrix} \approx f \begin{bmatrix} I_{Li} \\ V_{Cf} \\ I_{Lf} \end{bmatrix} + \underbrace{J_f \begin{bmatrix} i_{Li}(t) \\ v_{Cf}(t) \\ i_{Lf}(t) \end{bmatrix}}_{\text{Jacobiana}} \cdot \begin{bmatrix} \widehat{i}_{Li}(t) \\ \widehat{v}_{Cf}(t) \\ \widehat{i}_{Lf}(t) \end{bmatrix}. \quad (200)$$

Utilizando da matriz Jacobiana e sabendo as variáveis de interesse é possível obter as matrizes [A] e [B] do modelo linearizado do inversor em espaço de estado apresentadas em

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \widehat{i}_{Li}(t) \\ \widehat{v}_{Cf}(t) \\ \widehat{i}_{Lf}(t) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_{Li}}{L_i} & -\frac{1}{L_i} & 0 \\ \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} \\ 0 & \frac{1}{L_f} & -\frac{R_{Lf}}{L_f} \end{bmatrix}}_{[A] \text{ Linear}} \cdot \begin{bmatrix} \widehat{i}_{Li}(t) \\ \widehat{v}_{Cf}(t) \\ \widehat{i}_{Lf}(t) \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 1/L_i \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{[B] \text{ Linear}} \cdot \widehat{u}(t). \quad (201)$$

No modelo linearizado, as matrizes [C] e [D] tem relação com a saída desejada e com as entradas do sistema. Definindo a corrente injetada na rede como variável a ser controlada, as matrizes [C] e [D] se mantêm como as apresentadas na Equação (198). Conhecendo todas as matrizes do modelo linearizado em espaço de estado, é possível determinar a função de transferência do inversor por

$$G(s) = [C] \cdot (s \cdot [I] - [A])^{-1} \cdot [B] + [D]. \quad (202)$$

O resultado da Equação (202) é a função de transferência que relaciona a corrente injetada na rede com a tensão do inversor, apresentada em

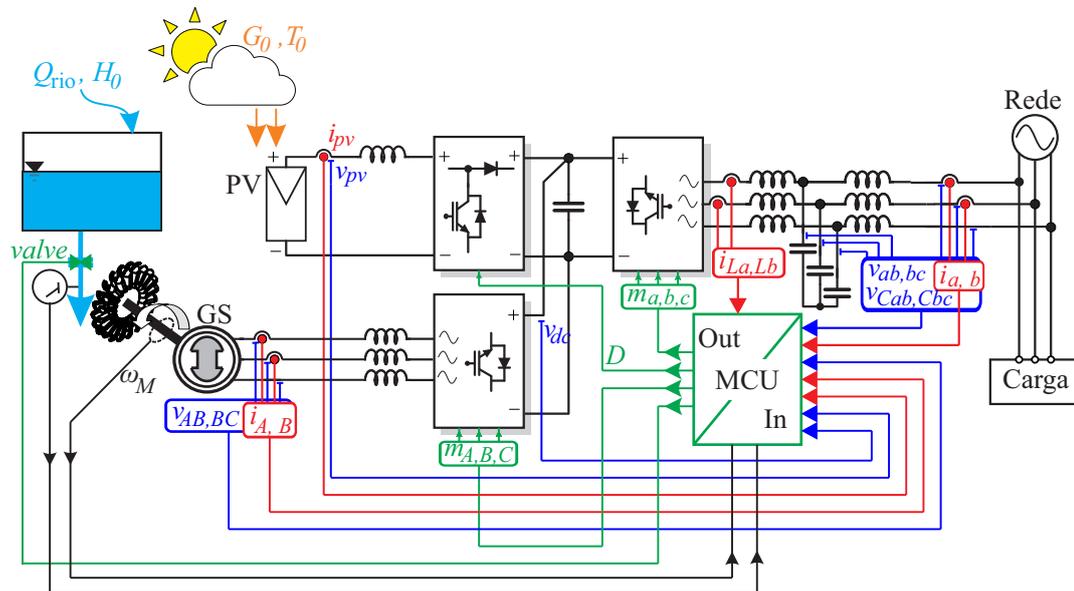
$$G_{ig}(s) = \frac{\widehat{i}_{Lf}(s)}{\widehat{u}(s)} = \frac{1}{\left\{ \begin{array}{l} s^3(C_f \cdot L_f \cdot L_i) + s^2(C_f \cdot L_f \cdot R_{Li} + C_f \cdot L_i \cdot R_{Lf}) \\ + s(L_i + L_f + C_f \cdot R_{Lf} \cdot R_{Li}) + R_{Li} + R_{Lf} \end{array} \right\}}, \quad (203)$$

na qual a relação do sinal de modulação com a tensão do barramento é obtido através da Equação (195).

4.3 CONTROLE

O controle foi implementado no formato digital seguindo as metodologias apresentadas em Corradini *et al.* (2015), Ogata (2010, 1995) e Isermann (1989). O diagrama

Figura 89 – Diagrama completo do sistema proposto.



Fonte: autor.

geral com os conversores e sensores necessários para o controle do sistema proposto está apresentado na Figura 89.

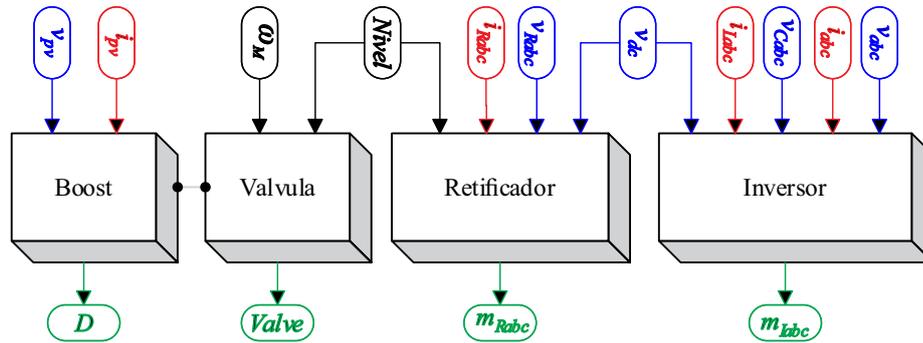
Na Figura 89 são medidas as correntes i_A, i_B e tensões v_{AB}, v_{BC} no gerador. A corrente e tensão no sistema fotovoltaico i_{pv}, v_{pv} . A tensão no barramento v_{dc} , as correntes na saída do inversor i_{La}, i_{Lb} , e as tensões nos capacitores do filtro LCL v_{Cba}, v_{Cbc} . Por fim, as correntes injetada na rede i_a, i_b e tensões da rede, v_{ab}, v_{bc} , totalizando oito sensores de tensão e sete sensores de corrente.

Para o controle da válvula do reservatório também é necessário saber a rotação do gerador e uma referência do nível do reservatório, que se relaciona diretamente com o torque. Esta relação pode ser obtida por meio de um sensor de pressão ou vazão na entrada da turbina.

As saídas do bloco de controle definido pelo microcontrolador (MCU) na Figura 89, representam as variáveis de controle obtidas. Sendo elas D a razão cíclica do conversor *Boost*, m_A, m_B e m_C as moduladoras do retificador, m_a, m_b e m_c as moduladoras do inversor e o sinal de controle da válvula do reservatório *valve*.

De forma compacta, o sistema de controle com suas entradas e saídas pode ser representado pelo diagrama de blocos da Figura 90, que ilustra as entradas e saídas (*In/Out*) do bloco MCU da Figura 89. O desenvolvimento de cada bloco da Figura 90 será detalhado no decorrer desta seção.

Figura 90 – Blocos de controle do sistema proposto.

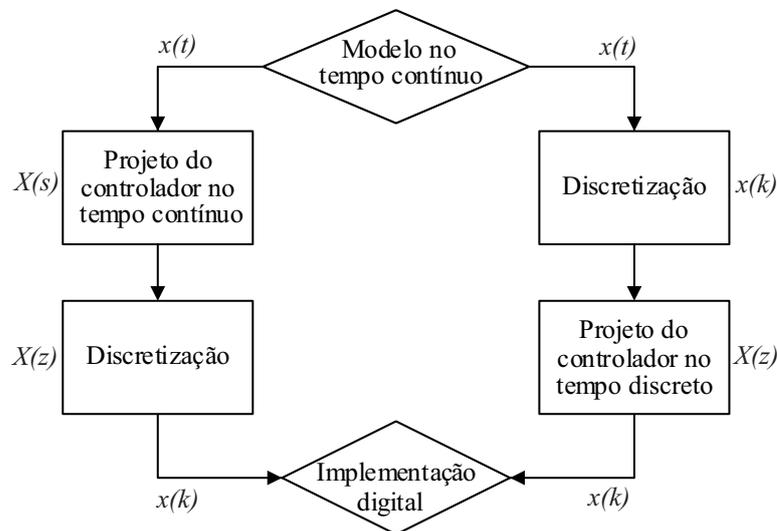


Fonte: autor.

4.3.1 Discretização

Atualmente os controladores são em sua maioria empregados de forma digital, isso implica na necessidade de discretização dos modelos durante o dimensionamento dos controladores. Essa discretização pode ocorrer antes ou após o projeto do controlador, conforme ilustra a Figura 91.

Figura 91 – Fluxograma das possibilidades para implementação do controle digital.



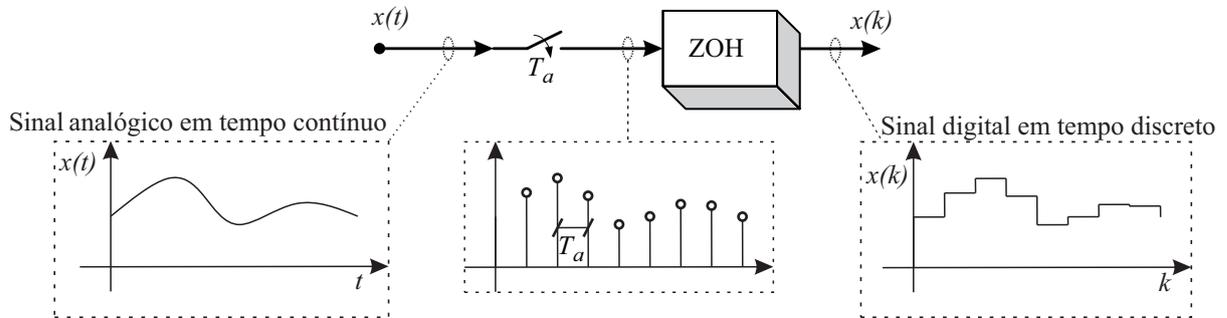
Fonte: autor.

No caso do projeto do controlador em tempo contínuo, após obter as plantas dos controladores os mesmos são discretizados por meio da transformada z . Existem alguns métodos de se obter essa discretização, o mais usual e utilizado no presente trabalho é o método de Tustin (bilinear), em que, basicamente, a variável s é substituída por

$$s = \frac{2}{T_a} \cdot \frac{z - 1}{z + 1}, \tag{204}$$

tornando-se assim representada pela variável z . A discretização é como o controlador digital irá visualizar as variáveis do sistema, essa característica é apresentada na Figura 92.

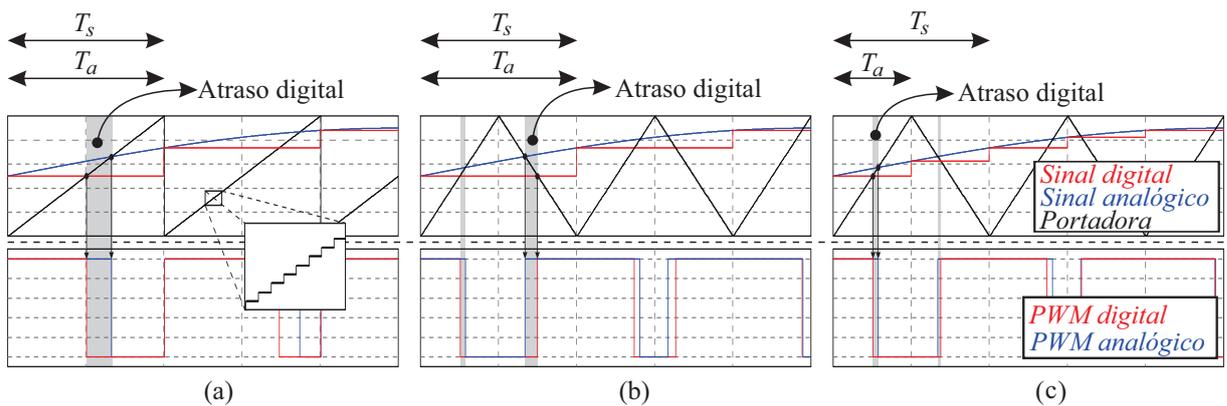
Figura 92 – Representação da discretização de um sinal.



Fonte: autor.

O processo ilustrado na Figura 92 representa a discretização, em que um sinal no tempo contínuo e seu equivalente no tempo discreto são ilustrados, também é incluído o retentor de ordem zero (ZOH, do inglês zero-order-holder) para possibilitar a continuidade no sinal digital. O período de amostragem T_a é o tempo que levará para o sinal ser atualizado, como é visto na Figura 93, este período resulta em um erro na comparação denominado atraso digital. Conforme for o método utilizado para amostragem, o atraso pode representar um erro maior ou menor, este erro está destacado em cinza na Figura 93.

Figura 93 – Representação do atraso digital com amostragem em dente de serra (a) e triangular com amostragem simples (b) e dupla (c).



Fonte: autor.

O principal parâmetro a ser definido na implementação digital é o período de amostragem T_a . Esse tem relação com o formato da portadora, podendo ser amostrado uma vez durante o período de comutação T_s , Figuras 93 (a) e (b), ou duas vezes no mesmo período Figura 93 (c). Utilizando a atualização dupla o erro relacionado ao atraso é menor

e conseqüentemente há melhor precisão na medição. Importante lembrar que a frequência de comutação nem sempre é a mesma da frequência de amostragem.

O atraso devido à amostragem deve ser adicionado no projeto do controlador sendo que este estará incluso na dinâmica do sistema, isso é feito adicionando a função de transferência do atraso no sistema. Para cada método de amostragem existe uma função de transferência que representa uma aproximação do atraso real, essas são definidas por:

$$\underbrace{G_{delay}(s) = e^{-s \cdot D \cdot T_a}}_{\text{Dente serra}}; \quad (205)$$

$$\underbrace{G_{delay}(s) = \frac{1}{2} \cdot \left(e^{-s \cdot (1-D) \cdot \frac{T_a}{2}} + e^{-s \cdot (1+D) \cdot \frac{T_a}{2}} \right)}_{\text{Triangular amostragem simples}}; \quad (206)$$

$$\underbrace{G_{delay}(s) = \frac{1}{2} \cdot \left(e^{-s \cdot (1-D) \cdot T_a} + e^{-s \cdot D \cdot T_a} \right)}_{\text{Triangular amostragem dupla}}. \quad (207)$$

Assim como a função de transferência pode ser discretizada, o mesmo acontece com o espaço de estado, no qual as matrizes [A], [B], [C] e [D] são respectivamente relacionadas com a transformada em z pelo método de Tustin por meio das equações

$$[A_d] = \left([I] - \frac{[A] \cdot T_a}{2} \right)^{-1} \cdot \left([I] + \frac{[A] \cdot T_a}{2} \right), \quad (208)$$

$$[B_d] = \left([I] - \frac{[A] \cdot T_a}{2} \right)^{-1} \cdot [B] \cdot T_a, \quad (209)$$

$$[C_d] = [C] \cdot \left([I] - \frac{[A] \cdot T_a}{2} \right)^{-1}, \quad (210)$$

$$[D_d] = [D] + [C] \cdot \left([I] - \frac{[A] \cdot T_a}{2} \right)^{-1} \cdot \frac{[B] \cdot T_a}{2}. \quad (211)$$

Ambos os métodos de projeto dos controladores, em tempo contínuo e discreto, são utilizados, sendo que cada qual com determinadas características. No método de dimensionamento em tempo contínuo e posterior discretização, o atraso digital é acrescentado no sistema através das funções de transferência, Equações (205), (206) e (207), essas relacionam o atraso com a razão cíclica. Logo, para o caso de um inversor, a FT do atraso pode não representar o atraso correto em todo o ciclo de rede, pois a razão cíclica varia conforme a tensão senoidal. Já no dimensionamento em tempo discreto o atraso pode ser incluído diretamente no modelo, como um estado, representando fielmente a característica digital do sistema.

4.3.2 Implementação digital

Qualquer função de transferência no domínio da frequência $G(s)$ pode ser representada no domínio z conforme

$$G(s) \Rightarrow G(z),$$

$$\downarrow$$

$$\underbrace{\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{s^2(b_2) + s^1(b_1) + s^0(b_0)}{s^2(a_2) + s^1(a_1) + s^0(a_0)}}_{\text{Domínio da frequência}} \Rightarrow \underbrace{\frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{z^2(b_0) + z^1(b_1) + z^0(b_2)}{z^2(a_0) + z^1(a_1) + z^0(a_2)}}_{\text{Domínio } z}, \quad (212)$$

em que $Y(z)$ representa as saídas do sistema e $U(z)$ as entradas. Segundo Ogata (1995) a transformada z pode ser referida como *one-sided* ou *two-sided*. A notação *two-sided*, representa os mesmos expoentes da transformada de Laplace no domínio da frequência, e a notação *one-sided*, apresenta expoentes negativos, conforme apresentado em

$$\underbrace{\frac{z^2(b_0) + z^1(b_1) + z^0(b_2)}{z^2(a_0) + z^1(a_1) + z^0(a_2)}}_{\text{two-sided}} = \underbrace{\frac{z^0(b_0) + z^{-1}(b_1) + z^{-2}(b_2)}{z^0(a_0) + z^{-1}(a_1) + z^{-2}(a_2)}}_{\text{one-sided}}. \quad (213)$$

Note que, a notação *one-sided* está relacionada com os valores anteriores no tempo e facilita a compreensão para implementação digital, sendo essa forma utilizada na maioria das aplicações de engenharia (OGATA, 1995). As duas formas são equivalentes, apenas representam uma notação diferente que deve ser considerada para evitar erros na implementação digital.

Equacionando a função de transferência, Equação (212), e utilizando a notação *one-sided* no domínio z é possível relacionar os valores dos coeficientes com as entradas e saídas conforme detalhado por

$$\underbrace{\frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{z^0(b_0) + z^{-1}(b_1) + z^{-2}(b_2)}{z^0(a_0) + z^{-1}(a_1) + z^{-2}(a_2)}}_{\downarrow}$$

$$\underbrace{Y(z) \cdot \{z^0(a_0) + z^{-1}(a_1) + z^{-2}(a_2)\}}_{\downarrow} = \underbrace{U(z) \cdot \{z^0(b_0) + z^{-1}(b_1) + z^{-2}(b_2)\}}_{\downarrow}, \quad (214)$$

$$Y(z) \cdot z^0(a_0) = y[k-0] \cdot a_0, \quad U(z) \cdot z^0(b_0) = u[k-0] \cdot b_0,$$

$$Y(z) \cdot z^{-1}(a_1) = y[k-1] \cdot a_1, \quad U(z) \cdot z^{-1}(b_1) = u[k-1] \cdot b_1,$$

$$Y(z) \cdot z^{-2}(a_2) = y[k-2] \cdot a_2, \quad U(z) \cdot z^{-2}(b_2) = u[k-2] \cdot b_2,$$

sendo esse um passo necessário para implementação digital. Como resultado, a função no domínio z pode ser representada diretamente no tempo discreto k conforme

$$\underbrace{Y(z) \cdot \{z^0(a_0) + z^{-1}(a_1) + z^{-2}(a_2)\}}_{\downarrow} = \underbrace{U(z) \cdot \{z^0(b_0) + z^{-1}(b_1) + z^{-2}(b_2)\}}_{\downarrow},$$

$$y[k-0] \cdot a_0 + y[k-1] \cdot a_1 + y[k-2] \cdot a_2 = u[k-0] \cdot b_0 + u[k-1] \cdot b_1 + u[k-2] \cdot b_2. \quad (215)$$

Definindo o instante atual como $y[0]$, o qual pode ser obtido considerando $k = 0$ na Equação (215), é possível representar os instantes de tempo por uma notação vetorial apresentada como

$$\begin{aligned}y[k-0] &= y[0], \\y[k-1] &= y[1], \\y[k-2] &= y[2],\end{aligned}\tag{216}$$

que pode ser implementada na forma digital facilmente. Na Equação (216) os valores $[0]$, $[1]$ e $[2]$ representam os estados de saída do sistema, sendo respectivamente o valor atual, anterior e antecesor. Essa metodologia simplifica a implementação sendo utilizada no presente trabalho.

Substituindo a notação apresentada em (216) na Equação (215) e considerando o ganho do valor de saída atual unitário ($a0 = 1$) é obtida a expressão

$$\begin{aligned}y[k-0] \cdot a0 + y[k-1] \cdot a1 + y[k-2] \cdot a2 &= u[k-0] \cdot b0 + u[k-1] \cdot b1 + u[k-2] \cdot b2, \\&\downarrow \\y[0] \cdot \underbrace{a0}_{=1} + y[1] \cdot a1 + y[2] \cdot a2 &= u[0] \cdot b0 + u[1] \cdot b1 + u[2] \cdot b2, \\&\downarrow \\y[0] &= u[0] \cdot b0 + u[1] \cdot b1 + u[2] \cdot b2 - y[1] \cdot a1 - y[2] \cdot a2.\end{aligned}\tag{217}$$

Deste modo, uma função de transferência pode ser representada digitalmente por linhas de código como apresentado no Quadro 2. A implementação de cada bloco de controle será descrita na sequência, sendo utilizado a base aqui definida.

Quadro 2 – Linhas de código para implementação digital de um controlador qualquer.

```
//Entrada u[k] = Erro da variável a ser controlada
u[2]=u[1];
u[1]=u[0];
u[0]=erro;
//Saída y[k] = Erro compensado da variável a ser controlada
y[2]=y[1];
y[1]=y[0];
y[0]=u[0]*b0+u[1]*b1+u[2]*b2-y[1]*a1-y[2]*a2;
```

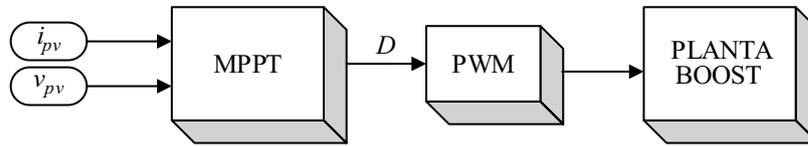
Fonte: autor.

4.3.3 Controle do conversor *Boost*

A Figura 94 ilustra o bloco de controle do conversor *Boost*, em que sabendo o valor da corrente e tensão do sistema fotovoltaico i_{pv} , v_{pv} é obtida a razão cíclica (D), por intermédio do bloco MPPT. A razão cíclica então é comparada com uma portadora dente-de-serra gerando os sinais PWM de acionamento do interruptor do conversor *Boost*.

Como o conversor *Boost* do sistema proposto irá operar apenas como um rastreador de máxima potência, o denominado MPPT, este foi o único controle utilizado nele.

Figura 94 – Detalhe do bloco de controle do conversor *Boost*.



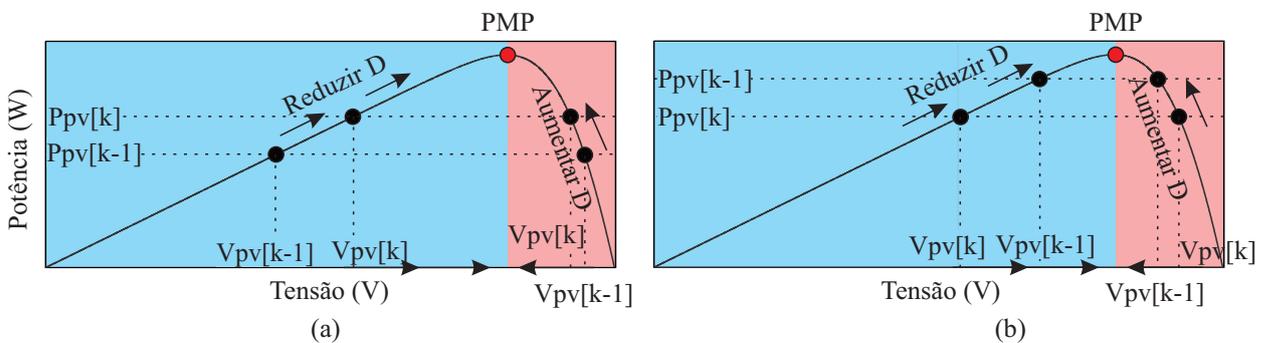
Fonte: autor.

Os algoritmos utilizados no rastreamento do ponto de máxima potência têm o objetivo de variar a razão cíclica do conversor até que a operação se estabeleça no ponto de máxima potência como descrito por Coelho, Schmitz e Martins (2022). Cada método tem suas vantagens e desvantagens, que se relacionam com características de implementação e não são o foco do presente trabalho. Dentre os métodos existentes os principais listados na literatura são:

- a) método da tensão constante;
- b) método da tensão constante baseado em temperatura;
- c) método da tensão fracionada de circuito aberto;
- d) método perturba e observa.

Sabendo que os resultados obtidos entre os métodos são semelhantes, para dar continuidade no trabalho foi definido o método perturba e observa devido à facilidade de implementação e elevada aceitação na indústria. O controle MPPT utilizando o método perturba e observa segue a lógica ilustrada na Figura 95.

Figura 95 – Rastreamento do ponto de máxima potência nas condições de aumento (a) e redução (b) da potência gerada.



Fonte: autor.

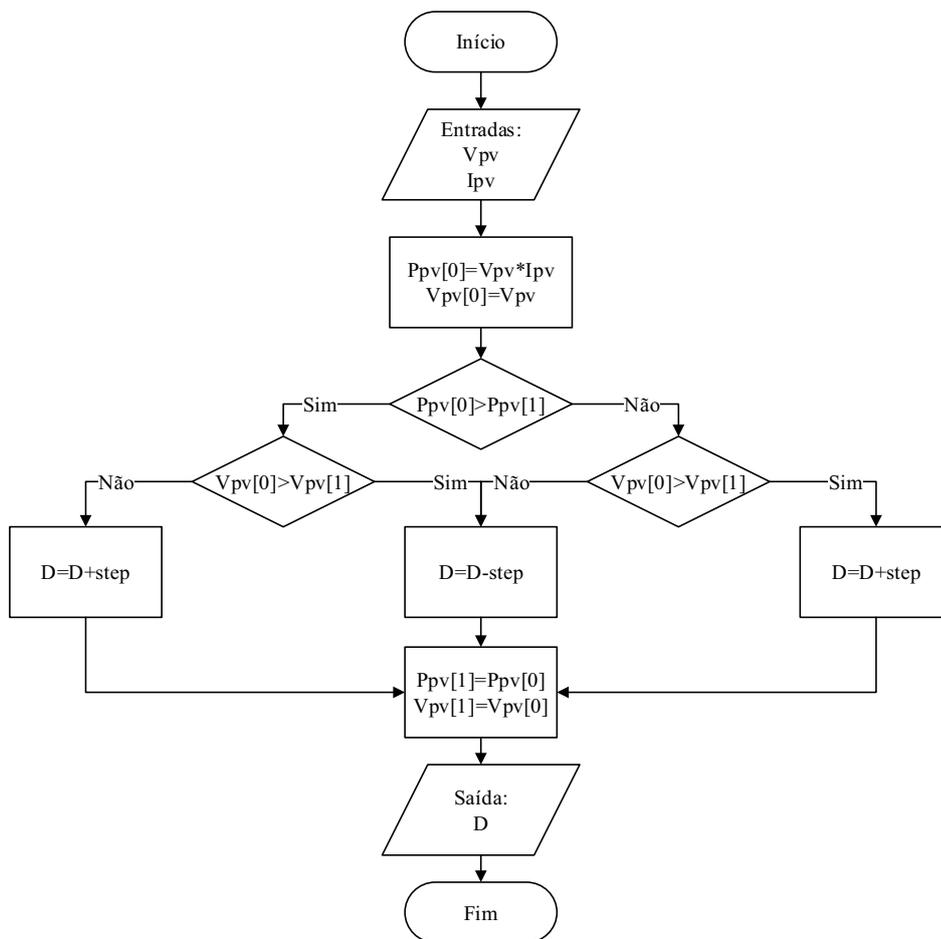
Na Figura 95, quando o ponto de operação localiza-se à esquerda do ponto de máxima potência (PMP), incrementos aplicados à tensão resultam em aumento da potência

gerada e vice-versa. Caso o ponto de operação esteja à direita do PMP, incrementos aplicados à tensão resultam em redução da potência gerada e vice-versa. A lógica consiste da comparação do instante atual [k] com o anterior [k-1] buscando sempre o PMP. Como a tensão de saída é mantida constante, para possibilitar o incremento e redução da tensão, é gerado um incremento ou redução da razão cíclica (D) conforme representado em

$$\underbrace{V_{dc}}_{\text{Constante}} = \frac{V_{pv}}{1 - D} = \frac{V_{pv}^{[+]}}{\underbrace{1 - D^{[-]}}_{\text{Esquerda PMP}}} = \frac{V_{pv}^{[-]}}{\underbrace{1 - D^{[+]}}_{\text{Direita PMP}}}. \quad (218)$$

O algoritmo utilizado para implementação também pode ser definido através do fluxograma da Figura 96, sendo seu código descrito em detalhe no Apêndice H página 241.

Figura 96 – Fluxograma do rastreamento do ponto de máxima potência pelo método perturba e observa.



Fonte: autor.

4.3.4 Sincronismo

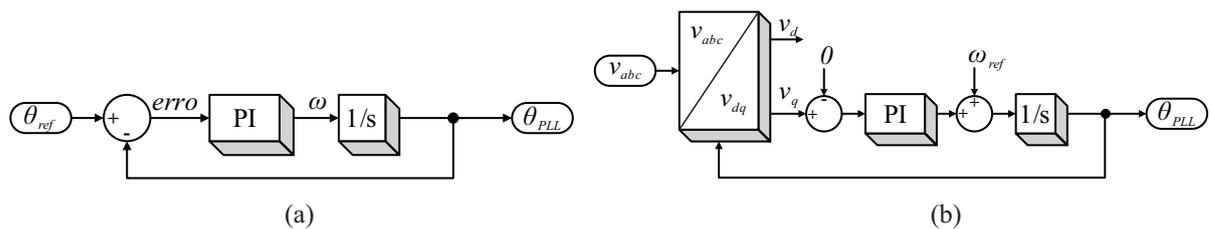
Nos sistemas de corrente alternada o sincronismo da corrente com a tensão de referência é uma característica necessária para o controle. A maneira mais conhecida para obter esse sincronismo é através da malha de travamento de fase (PLL, do inglês phase locked loop). Essa consiste em um controlador que visa anular o erro entre o ângulo de fase do sistema e ângulo sintetizado, Figura 97 (a). O erro é mantido nulo por meio do controlador proporcional integral (PI), e o integrador ($1/s$) é necessário devido à saída do controlador definir a frequência angular do sistema, pois sabendo a frequência angular do sistema, o ângulo pode ser definido por meio de

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega, \tag{219}$$

$$\theta = \int \omega dt.$$

Em uma aplicação prática, o intuito é manter a diferença entre o ângulo de fase da tensão e da corrente nulo. Esta diferença pode ser definida da relação com a potência ativa e reativa, pois o erro nulo representa a potência ativa máxima, fator de potência (FP) unitário, e nesta condição o sistema estará em fase (ROLIM; DA COSTA; AREDES, 2006). Sabendo disso e das propriedades da transformada dq , o erro de fase pode ser obtido mantendo o eixo de quadratura nulo, resultando no PLL denominado (SRF-PLL, do inglês *synchronous reference frame PLL*) apresentado na Figura 97 (b). O SRF-PLL é o método de sincronismo mais comum dentre os PLLs disponíveis na literatura para um sistema trifásico.

Figura 97 – Representação do modelo de pequenos sinais de um PLL (a) e do modelo trifásico SRF-PLL (b).



Fonte: autor.

A soma da frequência de referência ilustrada na Figura 97 (b) se dá apenas para possibilitar um sincronismo mais rápido. Os ganhos do controlador utilizado no SRF-PLL podem ser obtidos de forma direta conforme apresentado por Teodorescu, Liserre e Rodríguez (2011).

Sabendo a função de transferência do controlador PI,

$$G(s)_{PI} = K_{PLL} \cdot \left(\frac{s + \omega_{PLL}}{s} \right) \tag{220}$$

e que o ganho proporcional e frequência do controlador podem ser definidas conforme

$$K_{PLL} = \frac{9,2}{t_{PLL}}, \quad (221)$$

$$\omega_{PLL} = \frac{2,3}{t_{PLL} \cdot \zeta^2}, \quad (222)$$

são definidos todos os parâmetros do SRF-PLL. Nas Equações (221) e (222) o tempo de acomodação (t_{PLL}) é o tempo estimado para o sincronismo, comumente definido da relação com um período da rede. O coeficiente de amortecimento (ζ) é definido para ter uma resposta satisfatória, com *overshoot* e oscilação reduzidos.

A partir do tempo de acomodação t_{PLL} e do coeficiente de amortecimento ζ , foram obtidos os parâmetros do controlador PI do SRF-PLL para o retificador, estes estão descritos na Tabela 16.

Tabela 16 – Parâmetros do SRF-PLL.

Símbolo	Descrição	Valor
f_g	Frequência do sinal de entrada	90 Hz
t_{PLL}	Tempo de acomodação definido	11 ms
ζ	Coefficiente de amortecimento definido	0,7
K_{PLL}	Ganho proporcional do controlador PI	828
τ_{PLL}	Constante de tempo do controlador PI	2,64 ms
ω_{PLL}	Frequência do controlador PI	422,45 rad/s
T_a	Período de amostragem	50 μ s

Fonte: autor.

Para implementação digital foram obtidas a FT do SRF-PLL no domínio z expressa por

$$G(z)_{PI} = \frac{836,744 - 819,256 \cdot z^{-1}}{1 - z^{-1}}, \quad (223)$$

e do integrador apresentada como

$$G(z)_{Integrador} = \frac{T_a}{2} \cdot \frac{1 + z^{-1}}{1 - z^{-1}}. \quad (224)$$

Assim, possibilitando a implementação digital do SRF-PLL.

A análise da Equação (224) do integrador no tempo discreto, possibilita relacionar a entrada (numerador) com a saída (denominador). Definindo essas como sendo o valor atual e anterior, é possível reescrever a Equação (224), conforme apresentado em

$$\theta_2 - \theta_1 = \underbrace{\frac{\omega_2 + \omega_1}{2}}_{\omega} \cdot T_a. \quad (225)$$

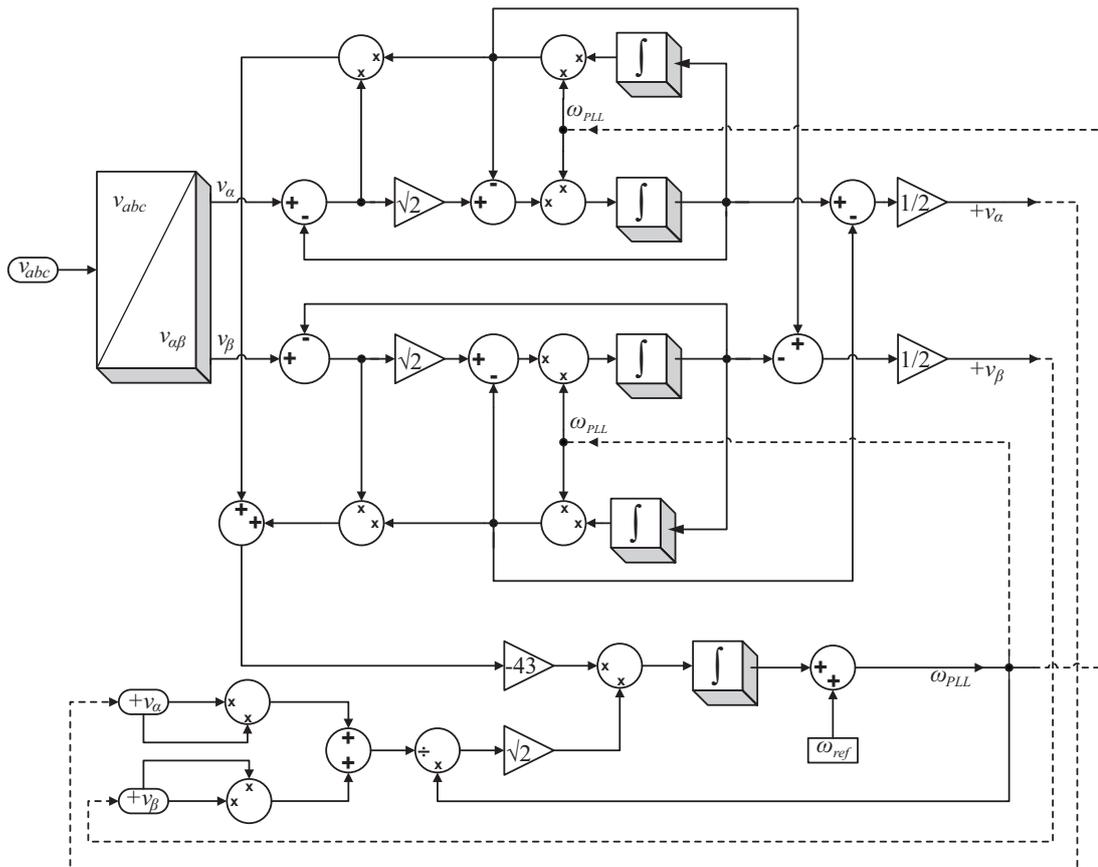
Como a variação da frequência é muito pequena no período de amostragem, a mesma pode ser definida com o próprio valor da frequência angular ω . Deste modo a Equação (225) pode ser reduzida para

$$\theta_2 = \theta_1 + \omega \cdot T_a \Rightarrow \theta[k] = \theta[k-1] + \omega \cdot T_a \Rightarrow \theta = \theta + \omega \cdot T_a, \quad (226)$$

facilitando a implementação digital, pois a variável θ é atualizada na mesma linha de código, devido ao valor anterior representar a própria variável.

Para o caso do inversor, devido à possibilidade de ocorrer faltas ou afundamento de tensão na rede, foi optado pelo sincronismo DSOGI-FLL, do inglês *double second-order generalized integrator frequency-locked loop*, Figura 98. Devido a esse ter característica de seguimento de referência, mesmo com componentes de sequência negativa, que surgem durante uma falta.

Figura 98 – Diagrama de blocos do DSOGI-FLL.



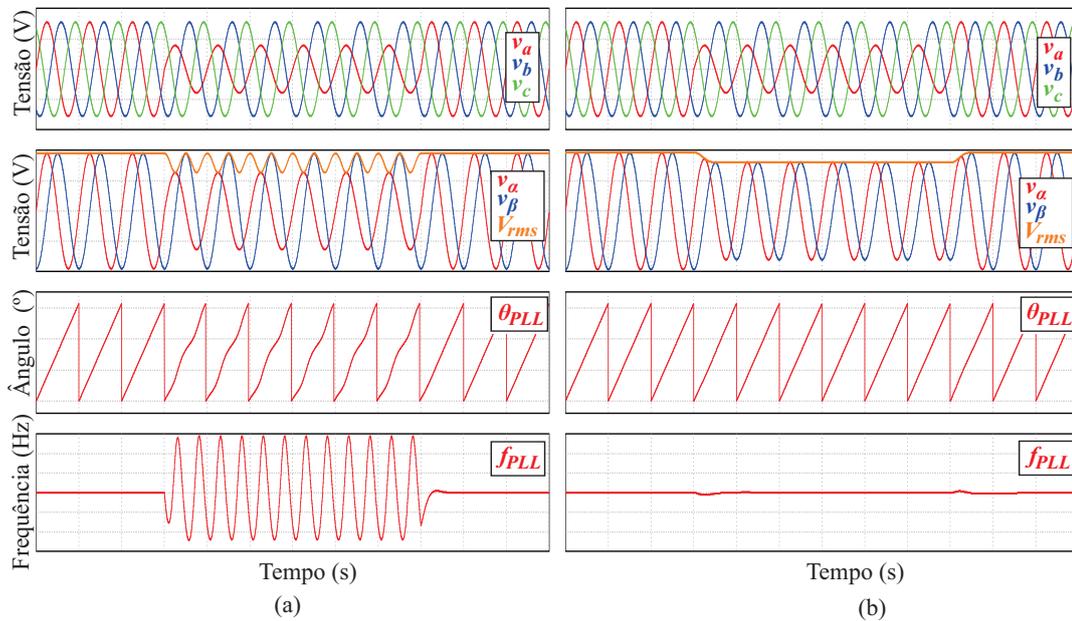
Fonte: autor.

Os parâmetros do DSOGI-FLL foram definidos conforme Azevedo (2011) e as saídas deste bloco de sincronismo são as referências de frequência e de tensão de sequência positiva (ω_{PLL} , $+v_\alpha$, $+v_\beta$) para cálculo dos controladores ressonantes utilizados no inversor.

Uma comparação entre os métodos SRF-PLL e DSOGI-FLL de sincronismo é apresentada na Figura 99. Nessa são apresentadas as tensões em coordenadas v_{abc} no primeiro gráfico, em coordenadas $v_{\alpha\beta}$ junto a magnitude de tensão V_{rms} no segundo, em que fica evidente a oscilação no SRF-PLL. A mesma oscilação também está presente no ângulo de fase θ_{PLL} e na referência de frequência f_{PLL} no último gráfico. Essas oscilações

não ocorrem na Figura 99 (b) devido à característica do DSOGI-FLL.

Figura 99 – Comparativos entre o SRF-PLL (a) e o DSOGI-FLL (b) para um afundamento de tensão em uma das fases.



Fonte: autor.

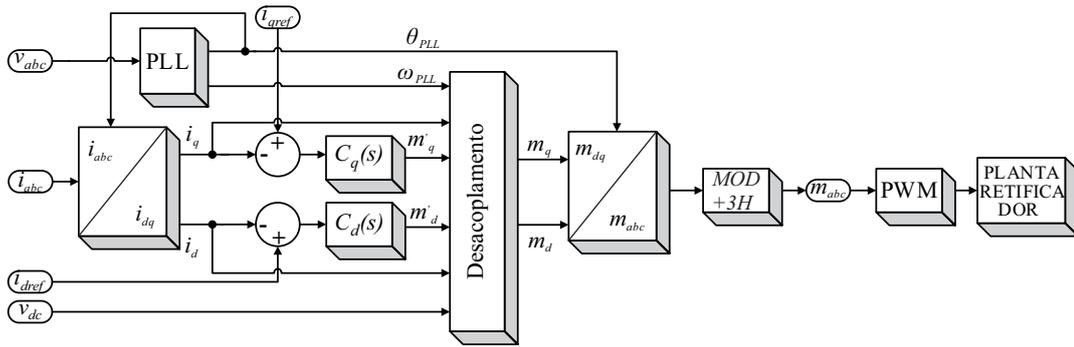
O SRF-PLL foi utilizado no retificador, pois o mesmo está conectado diretamente no gerador, caso ocorra alguma falta isso representa um erro na máquina, e também esse já tem saída direta do ângulo e fase, necessária para controle pela transformada dq . Já para o inversor foi utilizado o DSOGI-FLL pois este mantém os valores de frequência e tensão mesmo com afundamentos de tensão em uma das fases, característico de uma rede de distribuição.

Todos os cálculos utilizados para definição dos parâmetros do SRF-PLL estão detalhados no Apêndice F, página 229, e o código completo do SRF-PLL e do DSOGI-FLL estão detalhados no Apêndice I página 242.

4.3.5 Controle do retificador

O sistema de controle do retificador irá necessitar da referência de sincronismo com os valores de tensão do gerador, obtida através do PLL e das referências de corrente de eixo direto e quadratura (i_{dref} , i_{qref}). Considerando o eixo de quadratura nulo, a corrente de eixo direto é obtida diretamente da relação com o torque disponível na turbina, Equação (69). Por fim, é necessária a leitura dos sinais de tensão do barramento e corrente do gerador para possibilitar o controle deste. O bloco de controle completo do retificador é ilustrado na Figura 100.

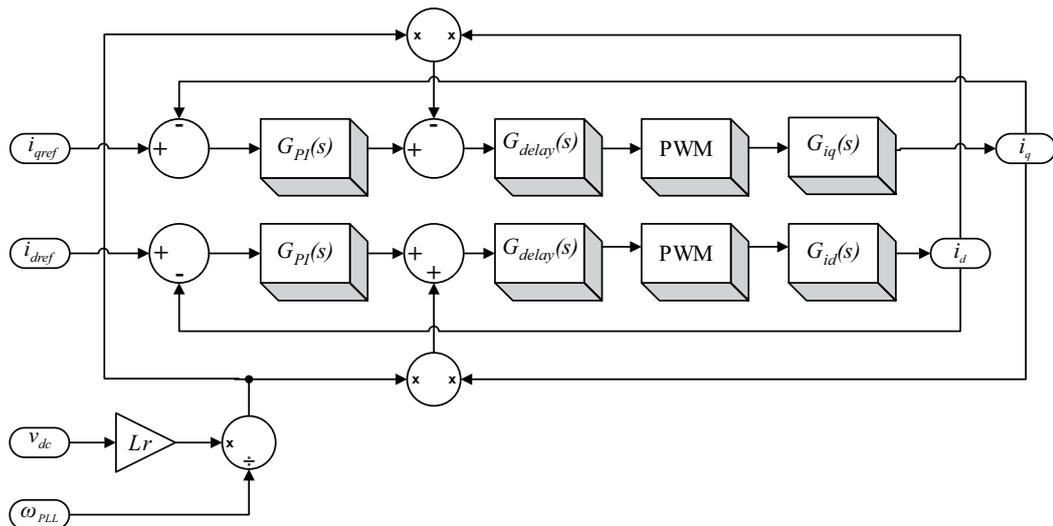
Figura 100 – Bloco geral de controle do retificador.



Fonte: autor.

Na Figura 100 são apresentadas as entradas necessárias e blocos que representam os controles/funções necessárias. Os blocos de sincronismo PLL, das transformadas abc/dq , da modulação com injeção de terceira harmônica $MOD + 3H$ e do PWM já foram descritos anteriormente. Sabendo que os valores de eixo direto e quadratura são constantes, os controladores $C_q(s)$ e $C_d(s)$ podem ser substituídos por controladores PI. O procedimento de cálculo dos controladores serão detalhados na sequência e o desacoplamento recorre às Equações (160) e (161), apresentadas na modelagem, e representadas no diagrama da Figura 101.

Figura 101 – Diagrama de blocos do desacoplamento da variável controlada.



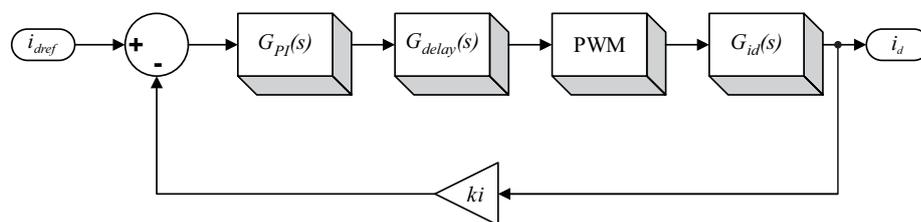
Fonte: autor.

Na Figura 101 o valor de frequência ω_{PLL} é obtido do PLL, a tensão do barramento v_{dc} é um sinal medido e a indutância L_r é um parâmetro do projeto. O erro a ser controlado ocorre da comparação do sinal de corrente medido com a referência nos eixos dq , após o

erro ser controlado ocorre o desacoplamento.

Considerando o circuito de desacoplamento apresentado na Figura 101 e sabendo que a dinâmica do eixo direto e em quadratura, considerando o desacoplamento, são as mesmas. A análise do circuito é reduzida para o diagrama de blocos da Figura 102, assim possibilitando o uso das técnicas clássicas de controle. No sistema ilustrado na Figura 102 também é acrescentado o atraso $G_{delay}(s)$ e a FT do conversor $G_{id}(s)$ para possibilitar o dimensionamento dos ganhos do controlador. O PWM e ganho do sensor (k_i) foram considerados unitários para simplificação.

Figura 102 – Diagrama de blocos para controle do retificador.

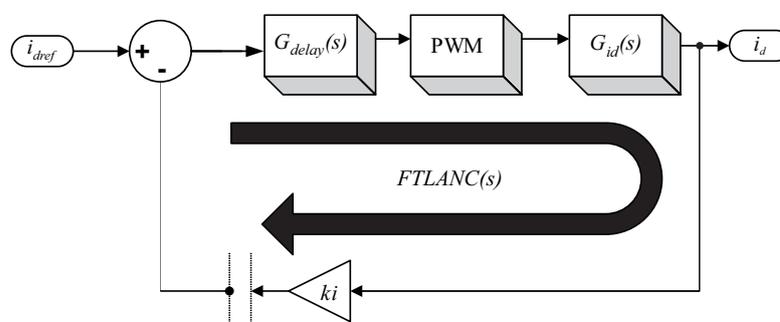


Fonte: autor.

Para projeto do controlador do retificador, foi utilizado o método de resposta em frequência seguindo as referências utilizadas por Lazzarin e Barcelos (2019), Coelho (2013), Collier (2011) e Borgonovo (2001). Nesse método o circuito da Figura 102 é representado pela função de transferência de laço aberto não compensada (FTLANC) da Figura 103 cujo equacionamento pode ser definido da multiplicação dos blocos conforme

$$FTLANC(s) = G_{delay}(s) \cdot PWM \cdot G_{id}(s) \cdot k_i. \quad (227)$$

Figura 103 – FTLANC do retificador.



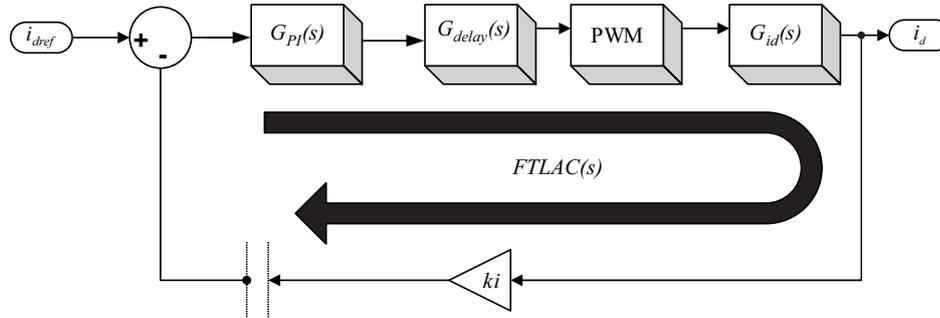
Fonte: autor.

Na sequência é feita a análise do sistema com o controlador, também denominado como compensador em algumas literaturas. Sendo essa análise definida como função de

transferência de laço aberto compensada (FTLAC), Figura 104 e apresentada em

$$FTLAC(s) = G_{PI}(s) \cdot FTLANC(s) = G_{PI}(s) \cdot G_{delay}(s) \cdot PWM \cdot G_{id}(s) \cdot k_i. \quad (228)$$

Figura 104 – FTLAC do retificador.



Fonte: autor.

Para utilizar de ferramentas de análise como o diagrama de Bode no domínio da frequência, a função de transferência no domínio s é representada em função de ω , por meio de

$$s = j\omega, \quad (229)$$

assim obtendo

$$FTLAC(\omega) = G_{PI}(\omega) \cdot FTLANC(\omega), \quad (230)$$

e possibilitando a obtenção do módulo e argumento do sistema, conforme

$$|FTLAC(\omega)| = |G_{PI}(\omega)| \cdot |FTLANC(\omega)|, \quad (231)$$

$$\angle FTLAC(\omega) = \angle G_{PI}(\omega) + \angle FTLANC(\omega). \quad (232)$$

A função compensada possibilita as condições definidas em

$$|FTLAC(\omega_c)| = 1, \quad (233)$$

$$M_\varphi = 180^\circ + \angle FTLAC(\omega_c), \quad (234)$$

em que os valores de módulo e argumento são relacionados com a margem de fase (M_φ) e frequência de cruzamento por zero (ω_c). É possível substituir a Equação (231) na Equação (233), e a Equação (232) na Equação (234), obtendo a expressão que relaciona os dados do projeto do controlador com os dados do sistema, apresentadas em

$$|G_{PI}(\omega_c)| = \frac{1}{|FTLANC(\omega_c)|}, \quad (235)$$

$$\angle G_{PI}(\omega_c) = M_\varphi - 180^\circ - \angle FTLANC(\omega_c). \quad (236)$$

Conhecendo a FT do PI e passando essa para o domínio ω , obtém-se

$$C(s) = K_C \cdot \left(\frac{s + \omega_z}{s} \right) \Rightarrow C(\omega) = K_C \cdot \left(\frac{\omega + \omega_z}{\omega} \right), \quad (237)$$

e também é possível obter o módulo e argumento do controlador conforme

$$|C(\omega)| = \left| K_C \cdot \left(\frac{\omega + \omega_z}{\omega} \right) \right| = K_C \cdot \left(\frac{\sqrt{\omega^2 + \omega_z^2}}{\omega} \right), \quad (238)$$

$$\angle C(\omega) = \angle K_C \cdot \left(\frac{\omega + \omega_z}{\omega} \right) = \angle \left(\underbrace{K_C}_{Re} + \underbrace{K_C \cdot \frac{\omega_z}{j\omega}}_{Im} \right). \quad (239)$$

Para cálculo do módulo o valor é encontrado diretamente pela raiz quadrada da soma dos quadrados da parcela real e imaginária, conforme Equação (238). O argumento, é definido pelo arco tangente do valor imaginário sobre o real, conforme

$$\angle (Re + Im) = \tan^{-1} \left(\frac{Im}{Re} \right), \quad (240)$$

logo é necessário a resolução da Equação (239). Primeiramente o ganho K_C pode ser eliminado por estar na parte real e imaginária, e devido ao valor imaginário estar no denominador a notação geométrica apresentada em

$$\angle \left(Re + \frac{x}{Im} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{Im}{x \cdot Re} \right) - 90^\circ, \quad (241)$$

é necessária. Assim obtém-se a expressão

$$\angle C(\omega) = \angle \left(1 + \frac{\omega_z}{j\omega} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{\omega}{\omega_z} \right) - 90^\circ, \quad (242)$$

que relaciona diretamente a frequência angular do controlador com os demais parâmetros.

Substituindo o módulo e argumento do controlador, Equação (238) e Equação (242), nas Equações (235) e (236), obtêm-se as expressões do ganho do controlador PI conforme

$$K_C = \frac{\omega_c}{\sqrt{\omega_c^2 + \omega_z^2} \cdot |FTLANC(\omega_c)|}, \quad (243)$$

e da frequência angular do controlador PI conforme

$$\omega_z = \frac{\omega_c}{\tan(M_\varphi - 90^\circ - \angle FTLANC(\omega_c))}, \quad (244)$$

para o sistema, mediante a definição da frequência de cruzamento por zero (ω_c) e a margem de fase (M_φ).

A definição dos valores de frequência de cruzamento por zero ω_c e de margem de fase M_φ depende dos critérios definidos no projeto. A frequência de cruzamento por zero ω_c tem relação com a velocidade de resposta, em que seu limite máximo é definido como

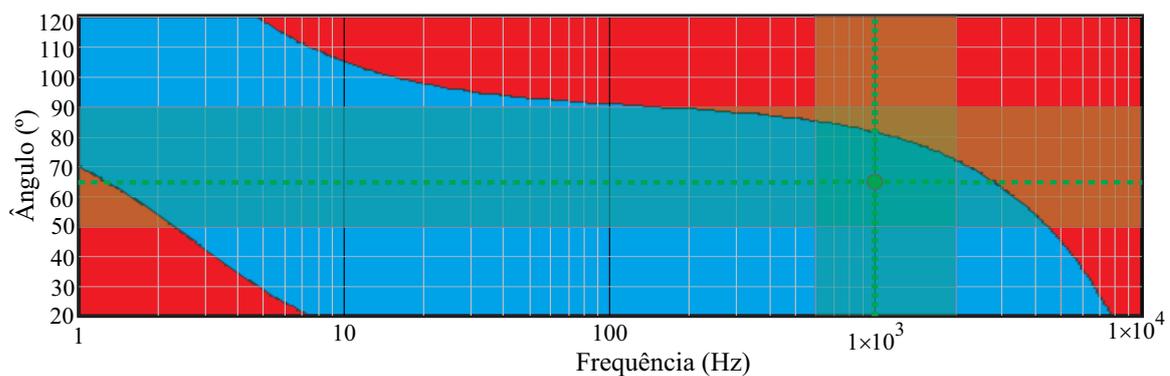
metade da frequência de comutação, e o mínimo irá depender da velocidade necessária da malha de controle.

Uma faixa entre $1/5$ e $1/20$ da frequência de comutação é um valor aceitável para controle de uma malha de corrente e está destacada em verde na Figura 105. Uma prática comum é optar por uma frequência de cruzamento por zero uma década abaixo da frequência de comutação para malha de corrente, assim, obtém-se uma resposta rápida com *overshoot* reduzido.

A margem de fase tem relação com a oscilação da resposta, logo, define os limites de estabilidade. É comum adotar um valor mínimo maior de 50° para evitar que qualquer erro ou imprecisão na modelagem, ou nos valores utilizados deixem o sistema instável. A faixa horizontal destacada em verde na Figura 105 representa os limites comuns de margem de fase. Uma margem de fase próxima de 60° geralmente possibilita uma boa estabilidade e uma resposta levemente amortecida.

Como o controlador PI possibilita um ganho de fase de 90° , é possível definir os limites superiores e inferiores para margem de fase através da Equação (244), mantendo os limites em função da frequência obtém-se as curvas que identificam a faixa estável para margem de fase em função da frequência. Essa faixa está destacada em azul na Figura 105, na qual também está destacado o ponto definido de margem de fase e da frequência de cruzamento por zero para o projeto do controlador de corrente do retificador.

Figura 105 – Faixa estável de margem de fase e frequência de cruzamento por zero para controle do retificador.

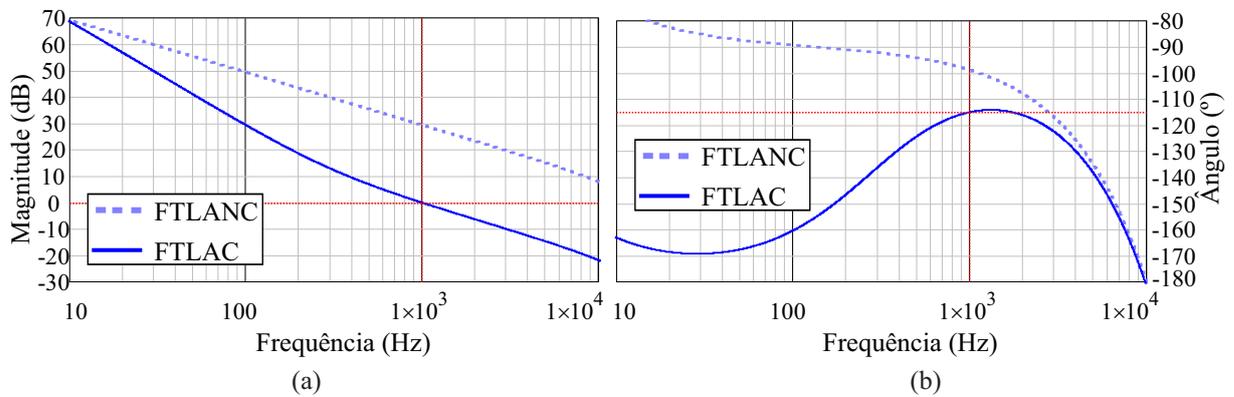


Fonte: autor.

A análise do diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto compensada e não compensada da Figura 106 possibilita a validação dos valores de margem de fase e da frequência de cruzamento por zero empregados no controlador.

Após a obtenção dos ganhos do controlador os mesmos são discretizados para implementação digital conforme demonstrado na Seção 4.3.1. Tanto os resultados em tempo contínuo e em tempo discreto estão apresentados na Tabela 17, e todo o procedimento

Figura 106 – Diagrama de Bode da magnitude (a) e da fase (b) do controle de corrente do retificador.



Fonte: autor.

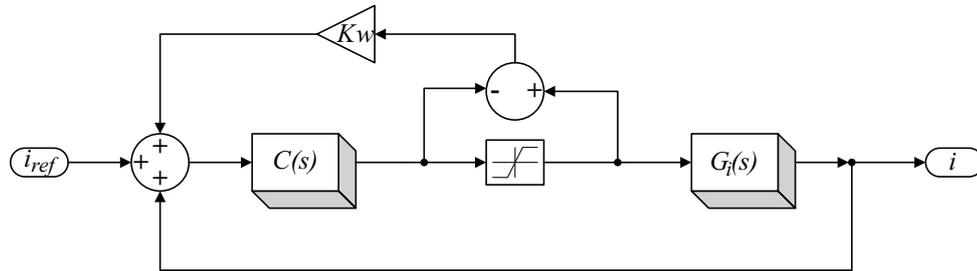
utilizado para definição dos valores do controle utilizado no retificador está detalhado no Apêndice F página 229.

Tabela 17 – Parâmetros do controle de corrente do retificador.

Símbolo	Descrição	Valor
k_i	Ganho do sensor de corrente	1
V_{PP}	Tensão de pico da portadora	1 V
f_c	Frequência de corte	1 kHz
ω_c	Frequência angular de corte	6,28 krad/s
M_ϕ	Margem de fase	65°
ω_z	Frequência do controlador PI	1,82 krad/s
τ_z	Constante de tempo do controlador PI	549,46 μ s
K_{ci}	Ganho proporcional do controlador PI	0,0325
T_a	Período de amostragem	50 μ s
$b0_{ci}$	1° Ganho discretizados do controlador PI	0,03402
$b1_{ci}$	2° Ganho discretizados do controlador PI	-0,3106

Fonte: autor.

Em um controlador que tenha uma ação integral como o PI, é comum a utilização do controle *anti-windup* além do saturador que limita os valores de saída do controlador aos máximos da portadora. O *anti-windup* é utilizado para evitar que a ação de controle, quando o saturador estiver operando, continue a se distanciar do valor a ser controlado. Essa técnica é facilmente implementada na forma digital conforme diagrama de blocos da Figura 107. O código de implementação completo do retificador está descrito no Apêndice J página 246.

Figura 107 – Diagrama de blocos para implementação do *anti-windup*.

Fonte: autor.

4.3.6 Controle do barramento CC

O controle da tensão do barramento considera critérios específicos de cada sistema onde se faz necessário a definição de qual conversor irá controlar a tensão do barramento. Importante efetuar este controle apenas por um conversor, e que sua dinâmica seja lenta, assim evitando um acoplamento entre as malhas de controle que possam gerar instabilidade no sistema. Como o presente trabalho visa a comparação entre o sistema híbrido com operação complementar e o sistema convencional, foi optado pelo controle da tensão do lado do inversor devido:

- à possibilidade de absorção da potência excessiva e injeção instantânea caso exigido devido a uma entrada de carga;
- à facilidade de controle, pois não depende da carga, sendo a potência uma referência definida.

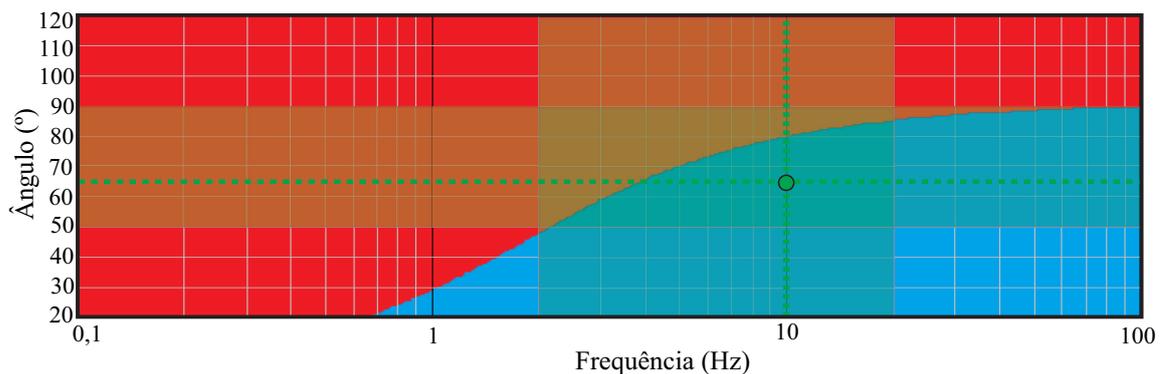
O sistema proposto em determinadas condições pode operar de forma *off-grid*, todavia, neste caso o controle de tensão deve ser feito pelo lado do retificador. Isso torna o sistema mais complexo devido à geração poder ter valores maiores que a demanda, assim necessitando de uma malha de controle de potência do sistema. E devido à dinâmica lenta da válvula de controle do gerador hídrico, na operação *off-grid*, também é necessário algum método de controle para manter o sistema nos limites de frequência e tensão definidos pelas normas vigentes. As principais características necessárias no controle operando do lado do retificador são:

- devido à ausência da rede, neste caso, a tensão senoidal é sintetizada pelo controle, sendo esta responsável pela referência da corrente injetada para carga;
- há necessidade de um controle de potência do barramento, para o caso de não existir carga consumindo a energia gerada, e assim evitando o aumento da tensão do barramento;
- a entrada de carga irá causar um afundamento na tensão devido à dinâmica lenta do controle do gerador hídrico, logo, é necessário um controle de potência

dinâmico que opera junto ao acionamento das cargas, para manter a tensão e frequência da rede nos níveis desejados.

Optando pelo controle do lado do inversor e sabendo que a tensão do barramento deve se manter constante, o controlador PI foi utilizado, dimensionado conforme o método de resposta em frequência apresentado na Seção 4.3.5. Assim, como elaborado no retificador, foi obtido a faixa estável de operação do controle de tensão do barramento, Figura 108. Porém, a dinâmica do controle de tensão deve ser lenta, para não interferir na dinâmica rápida do controle de corrente, e também como o inversor estará conectado com a rede, a frequência desta pode interferir na malha de controle de tensão. Por ambos os motivos foi definido uma frequência de corte de 10 Hz estando abaixo da frequência da rede e duas décadas abaixo da frequência de cruzamento por zero do controlador de corrente, garantindo assim o desacoplamento entre a malha de controle de corrente e de tensão.

Figura 108 – Faixa estável de margem de fase e frequência de cruzamento por zero para controle da tensão do barramento.

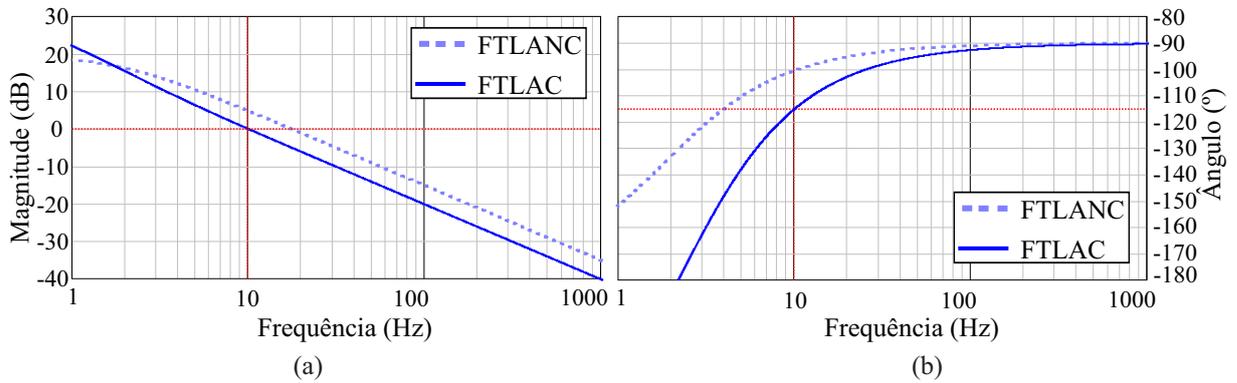


Fonte: autor.

O diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto compensada e não compensada, ilustrando o controle da tensão do barramento no domínio da frequência, está ilustrado na Figura 109. Os parâmetros do controlador de tensão do barramento estão descritos na Tabela 18 e o método de cálculo destes está detalhado no Apêndice F página 229.

Para melhor compreender como o controle do barramento está inserido no bloco de controle, o mesmo está adicionado ao controle na coordenada (α), ilustrado na Figura 111 (página 145), na qual o valor compensado é multiplicado pela própria tensão do barramento, gerando assim uma referência de potência drenada. Essa potência é adicionada a referência de potência externa, a qual após aplicar a teoria PQ resulta na referência de corrente a ser injetada na rede.

Figura 109 – Diagrama de Bode da magnitude (a) e da fase (b) do controle do barramento.



Fonte: autor.

Tabela 18 – Parâmetros do controle de tensão do barramento.

Símbolo	Descrição	Valor
k_v	Ganho do sensor de tensão	1
f_c	Frequência de corte	10 Hz
ω_c	Frequência angular de corte	62,83 rad/s
M_ϕ	Margem de fase	65°
ω_z	Frequência do controlador PI	16,19 rad/s
τ_z	Constante de tempo do controlador PI	61,76 ms
K_{cv}	Ganho proporcional do controlador PI	0,5568
T_a	Período de amostragem	50 μ s
$b0_{cv}$	1º Ganho discretizados do controlador PI	0,55703
$b1_{cv}$	2º Ganho discretizados do controlador PI	-0,55657

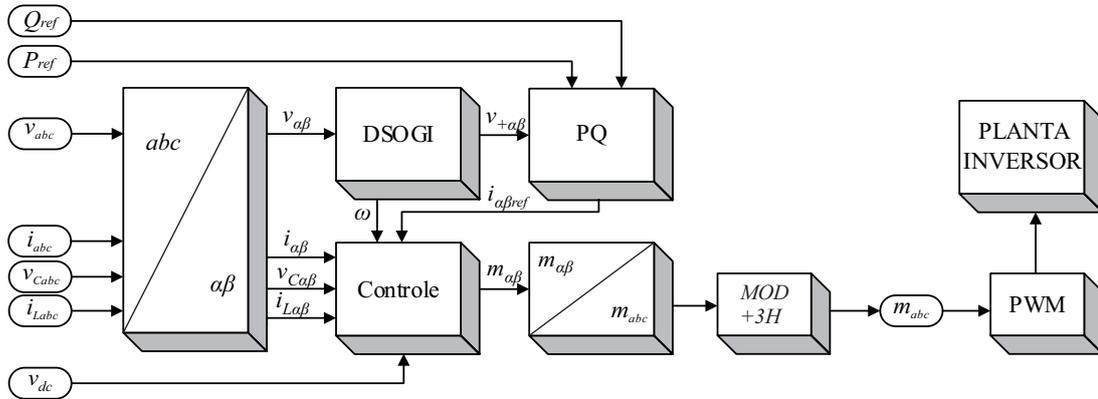
Fonte: autor.

4.3.7 Controle do inversor

A Figura 110 ilustra o bloco completo de controle do inversor que recorre ao sincronismo DSOGI-FLL para obter as referências de corrente através da teoria PQ e a frequência para cálculo dos controladores ressonantes. Dentre os métodos descritos na literatura para controle da corrente injetada na rede de um inversor, (LIMONGI *et al.*, 2009; BOJOI *et al.*, 2004), foi optado pelo controle proporcional ressonante (PR) devido à possibilidade de controle independente utilizando a transformada $\alpha\beta$ que permite a separação dos eixos, Figura 111. O controlador proporcional ressonante PR visa um ganho elevado na frequência da rede, para obtenção dos ganhos do controlador foi optado pelo método de realimentação de estados utilizando o regulador quadrático ótimo (DLQR).

Uma vantagem do projeto pelo método de controle quadrático ótimo sobre o método de dimensionamento apresentado no retificador, é que o DLQR fornece um modo sistemático de cálculo da matriz de ganho de controle por realimentação de estado (OGATA, 2010), também podendo ser adicionados controladores para eliminar harmônicas de ordem

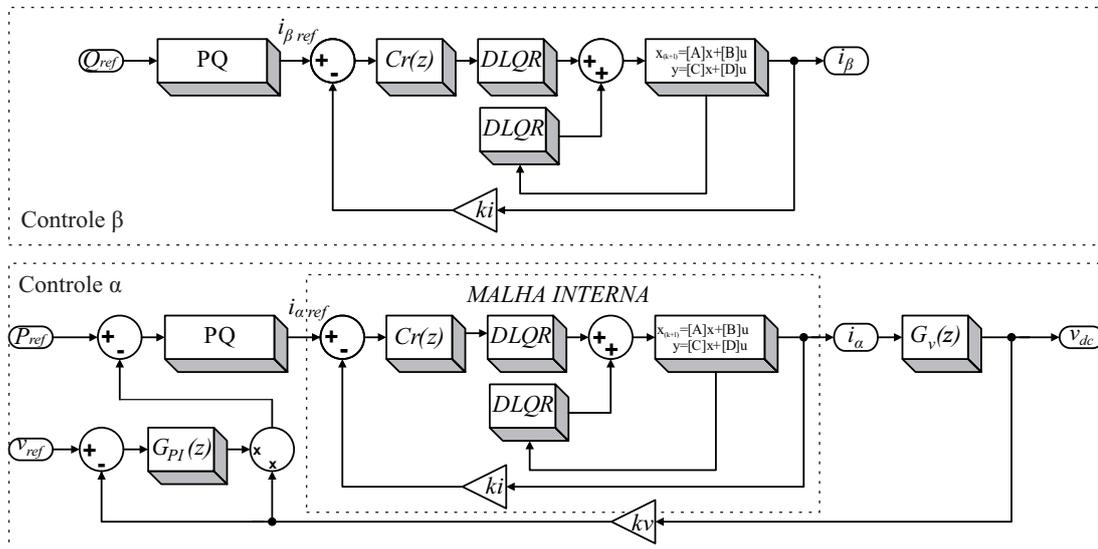
Figura 110 – Bloco geral de controle do inversor.



Fonte: autor.

superior. Alguns trabalhos, como os apresentados por Massing, Carnielutti e Pinheiro (2017), Maccari *et al.* (2017), Yepes *et al.* (2012), Gabe, Montagner e Pinheiro (2009), Teodorescu *et al.* (2004) e Yuan *et al.* (2002) relacionados ao controle ressonante, mostram a eficácia deste método de controle.

Figura 111 – Bloco do controle de corrente injetada na rede do inversor em $\alpha\beta$.



Fonte: autor.

Note que, no controle em α da Figura 111 é acrescentada a malha de controle de tensão do barramento, através da consideração da potência drenada ou absorvida por essa.

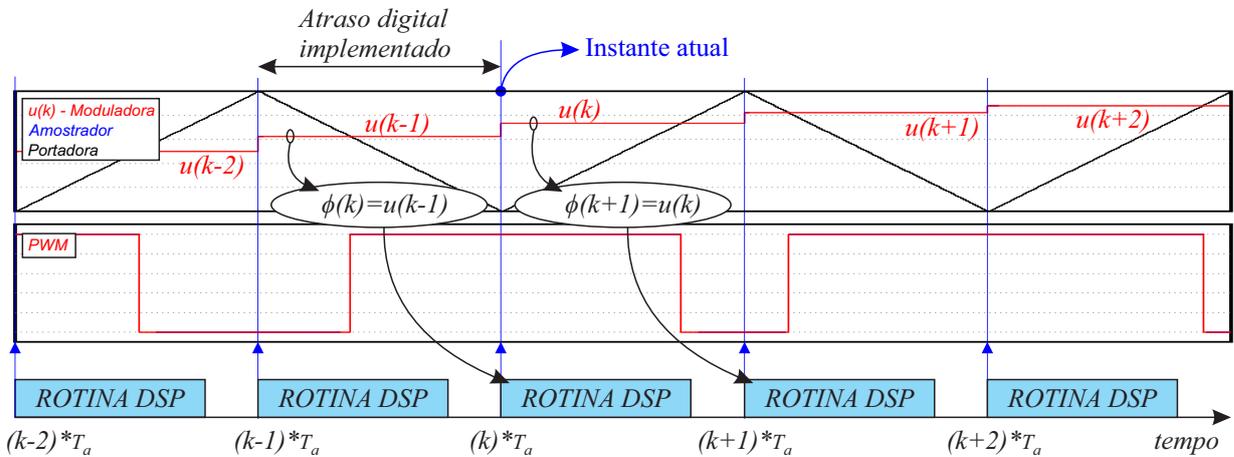
4.3.7.1 Atraso digital

Como o controle do inversor foi feito diretamente no tempo discreto, o atraso pode ser modelado diretamente no sistema com a adição de um estado (MASSING; CARNIELUTTI; PINHEIRO, 2017). Essa característica está destacada na Figura 112, na qual o valor do sinal da moduladora, que seria uma entrada do sistema, é modelado com seu valor anterior. Isso implica que na equação diferencial que relaciona a tensão modulada de saída do inversor $u(k)$, representada em

$$\begin{aligned}
 L_i \cdot i_{Li}(k+1) &= R_{Li} \cdot i_{Li}(k) - v_{Cf}(k) + u(k); \\
 &\downarrow \\
 L_i \cdot i_{Li}(k+1) &= R_{Li} \cdot i_{Li}(k) - v_{Cf}(k) + \underbrace{\varphi(k)}; \\
 &\downarrow \\
 \varphi(k+1) &= u(k) \Rightarrow \varphi(k) = u(k-1).
 \end{aligned}
 \tag{245}$$

O valor de $u(k)$ será substituído pelo seu valor anterior, $u(k-1)$, sendo assim implementado o atraso digital (φ), como sendo o valor de entrada do sistema.

Figura 112 – Representação da implementação do atraso digital.



Fonte: autor.

Como o atraso representa um estado e esse relaciona a entrada do sistema, para representação por espaço de estado do atraso a matriz $[B]$, que representa a entrada do sistema, é adicionada a matriz $[A_{da}]$ que representa a matriz $[A]$ aumentada com o atraso. É acrescentado também uma linha na matriz $[A_{da}]$ que identifica o estado do atraso, e a relação com a tensão no inversor na matriz $[B_{da}]$ aumentada. Assim, equacionando o sistema em espaço de estado, o atraso estará incluso.

Considerando as matrizes $[A_d]$, $[B_d]$, $[C_d]$ e $[D_d]$ discretizadas conforme Equações (208), (209), (210) e (211), a forma aumentada da representação por espaço de estado

do sistema com o atraso é obtida conforme

$$\begin{aligned}
 \underbrace{\begin{bmatrix} x(k+1) \\ i_{Li}(k+1) \\ v_{Cf}(k+1) \\ i_{Lf}(k+1) \\ \underbrace{\varphi(k+1)}_{\text{Atraso}} \end{bmatrix}}_{\text{Atraso}} &= \left(\underbrace{\begin{bmatrix} \overbrace{A_d} & \overbrace{B_d} \\ \begin{bmatrix} 0,9323 & -0,0292 & 0,0659 \\ 4,1159 & 0,8198 & -4,1133 \\ 0,1141 & 0,0504 & 0,8830 \\ 0,0000 & 0,0000 & 0,0000 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} 0,0310 \\ 0,0660 \\ 0,0018 \\ 0,0000 \end{bmatrix} \\ \underbrace{A+Atraso=A_{da}} & \underbrace{B+Atraso=B_{da}} \end{bmatrix} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} x(k) \\ i_{Li}(k) \\ v_{Cf}(k) \\ i_{Lf}(k) \\ \underbrace{\varphi(k)}_{\text{Atraso}} \end{bmatrix}}_{\text{Atraso}} \right) \\
 &+ \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}}_{\text{B+Atraso=B}_{da}} \cdot u(k) \\
 y(k) &= \underbrace{\begin{bmatrix} \overbrace{C_d} \\ [0,9661 & -0,0146 & 0,0330] & 0 \end{bmatrix}}_{\text{C+Atraso=C}_{da}} \cdot \begin{bmatrix} i_{Li}(k) \\ v_{Cf}(k) \\ i_{Lf}(k) \\ \varphi(k) \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \overbrace{D_d} \\ 0,0155 \end{bmatrix}}_{\text{D+Atraso=D}_{da}} \cdot u(k),
 \end{aligned} \tag{246}$$

essa pode ser reescrita em sua forma compacta como

$$\begin{aligned}
 \overrightarrow{x_{da}(k+1)} &= [A_{da}] \cdot \overrightarrow{x_{da}(k)} + [B_{da}] \cdot \overrightarrow{u_{da}(k)}, \\
 \overrightarrow{y_{da}(k)} &= [C_{da}] \cdot \overrightarrow{x_{da}(k)} + [D_{da}] \cdot \overrightarrow{u_{da}(k)}.
 \end{aligned} \tag{247}$$

4.3.7.2 Controle proporcional ressonante PR

Sabendo que o controle proporcional ressonante PR é derivado de uma função cossenoidal, o mesmo pode ser obtido diretamente da literatura já em tempo discreto (OGATA, 1995; ISERMANN, 1989). No caso do controlador ressonante por realimentação de estados, o amortecimento necessário pode ser adicionado diretamente considerando a planta do controle ressonante amortecida conforme

$$G(z) = \frac{1 - \cos(\omega_r t) \cdot z^{-1}}{1 - 2 \cdot e^{-\lambda_r \cdot T_a} \cdot \cos(\omega_r t) \cdot z^{-1} + e^{-2 \cdot \lambda_r \cdot T_a} \cdot z^{-2}}. \tag{248}$$

Em que o coeficiente λ_r tem relação com o coeficiente de amortecimento ζ conforme

$$\lambda_r = \zeta \cdot \omega_0, \tag{249}$$

e a frequência ω_r com a frequência natural do sistema ω_0 , por

$$\omega_r = \sqrt{\omega_0^2 \cdot (1 - \zeta^2)}. \tag{250}$$

Lembrando que para ter uma condição aproximadamente ressonante o coeficiente de amortecimento ζ deve ser próximo de zero.

Para adequar a FT do controlador ao espaço de estados, várias metodologias podem ser utilizadas. Na forma direta, equacionando o sistema e sabendo que as variáveis de interesse são apenas os estados $x(k)$, o numerador da equação que representa a entrada do sistema pode ser definido por um valor qualquer $[K]$, conforme apresentado em

$$\frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{K}{z^0 (1) - z^{-1} (2 \cdot e^{-\lambda \cdot T_a} \cdot \cos(\omega_r t)) + z^{-2} (e^{-2 \cdot \lambda \cdot T_a})} \cdot \frac{X(z)}{X(z)}. \quad (251)$$

Como a saída de interesse é o próprio estado, a equação

$$\frac{Y(z)}{X(z)} = [K] = 1 \quad (252)$$

é válida. Assim pode ser eliminado o numerador da equação e obter a expressão que relaciona apenas os estados com a entrada, também chamada de equação do erro, definida como

$$\frac{X(z)}{U(z)} = \frac{1}{1 - 2 \cdot e^{-\lambda \cdot T_a} \cdot \cos(\omega_r t) \cdot z^{-1} + e^{-2 \cdot \lambda \cdot T_a} \cdot z^{-2}}. \quad (253)$$

Expandindo a Equação (253) se obtém a equação diferencial dos estados, que é representada por

$$U(z) \cdot z^2 = X(z) \cdot \left(1 \cdot z^2 - \underbrace{2 \cdot e^{-\lambda \cdot T_a} \cdot \cos(\omega_r t)}_{a1} \cdot z^1 + \underbrace{e^{-2 \cdot \lambda \cdot T_a}}_{a2} \cdot z^0 \right). \quad (254)$$

Assim é possível representar essa no tempo discreto em função de (k) pela notação *two-sided* expressa como

$$\begin{aligned} U(z) \cdot z^2 &= u(k+2), \\ X(z) \cdot z^2 &= x(k+2), \\ X(z) \cdot z^1 &= x(k+1), \\ X(z) \cdot z^0 &= x(k). \end{aligned} \quad (255)$$

O mesmo é válido para a notação *one-sided* representada por

$$\begin{aligned} U(z) \cdot z^0 &= u(k), \\ X(z) \cdot z^0 &= x(k), \\ X(z) \cdot z^{-1} &= x(k-1), \\ X(z) \cdot z^{-2} &= x(k-2). \end{aligned} \quad (256)$$

Definindo o controlador com dois estados (x_1, x_2) , a Equação (255) pode ser representada conforme

$$\begin{aligned} x(k+2) &= x_2(k+1), \\ x(k+1) &= x_1(k+1) = x_2(k), \\ x(k) &= x_1(k). \end{aligned} \quad (257)$$

Assim, compactamente a Equação (254) no domínio z pode ser reescrita em sua forma diferencial em tempo discreto conforme

$$u(k) = x_2(k+1) + a1 \cdot x_1(k+1) + a2 \cdot x_1(k). \quad (258)$$

Deste modo é possível obter duas equações diferenciais que representam os estados do controlador ressonante PR, apresentadas em:

$$x_1(k+1) = x_2(k); \quad (259)$$

$$x_2(k+1) = -a_1 \cdot x_2(k) - a_2 \cdot x_1(k) + u(k). \quad (260)$$

Podendo assim, representar o controlador pelas matrizes de espaço de estados, conforme

$$\begin{bmatrix} x_1(k+1) \\ x_2(k+1) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -e^{-2\lambda \cdot T_a} & 2 \cdot e^{-\lambda \cdot T_a} \cdot \cos(\omega t) \end{bmatrix}}_{A_C} \cdot \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}}_{B_C} \cdot u(k) \quad (261)$$

As matrizes de espaço de estado do controlador ressonantes foram definidas como $[A_C]$ e $[B_C]$ e estão representadas por:

$$[A_C] = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -e^{-2\lambda \cdot T_a} & 2 \cdot e^{-\lambda \cdot T_a} \cdot \cos(\omega t) \end{bmatrix}; \quad (262)$$

$$[B_C] = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}. \quad (263)$$

Outra forma de representar qualquer função de transferência é por diagrama de blocos, essa pode ser relacionada diretamente pelos coeficientes (a_1, a_2 e b_1, b_2) na forma canônica controlável, Figura 113 (a). A mesma é utilizada como uma forma para facilitar a implementação de maneira direta, sabendo que sua representação como uma função transferência é possível conforme

$$G(z) = \frac{b_1 \cdot z^{-1} + b_2 \cdot z^{-2} \dots + b_n \cdot z^{-n}}{1 + a_1 \cdot z^{-1} + a_2 \cdot z^{-2} \dots + a_n \cdot z^{-n}}, \quad (264)$$

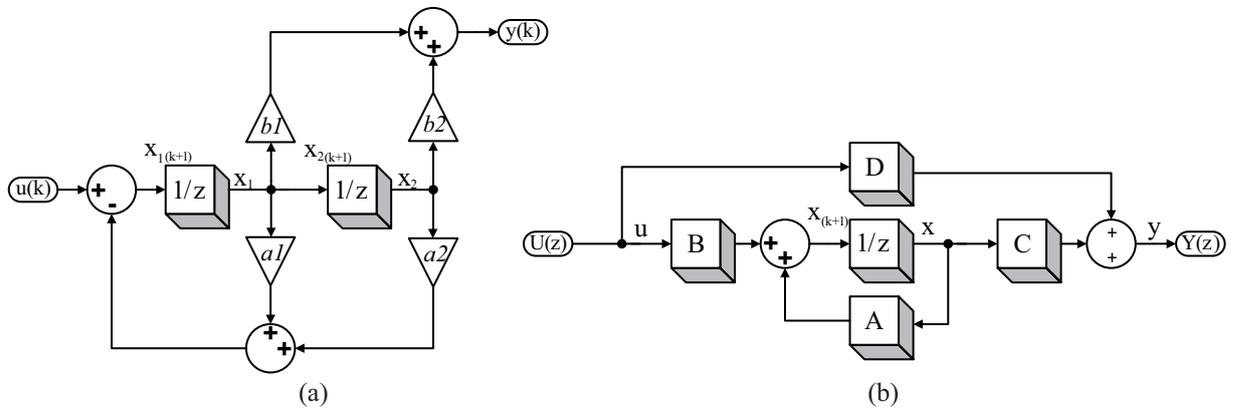
ou diretamente da análise do diagrama de blocos, seguindo a ilustração da Figura 113. As matrizes de espaço de estado também podem ser obtidas diretamente da forma canônica conforme expressões apresentadas em

$$[A] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & 1 & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -a_n & \dots & -a_2 & -a_1 \end{bmatrix}, \quad (265)$$

$$[B] = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, [C] = [b_n \dots b_2 b_1], [D] = 0,$$

resultando nas matrizes $[A_C]$ e $[B_C]$ obtidas anteriormente.

Figura 113 – Representação por diagrama de blocos na forma canônica controlável (a) e geral (b) do espaço de estado.



Fonte: autor.

Vale lembrar que é possível transformar qualquer sistema em espaço de estado, representado por

$$\begin{aligned} x(k+1) &= [A] \cdot x(k) + [B] \cdot u(k), \\ y(k) &= [C] \cdot x(k) + [D] \cdot u(k), \end{aligned} \quad (266)$$

em uma função de transferência no tempo discreto por meio de

$$G(z) = [C] \cdot (z \cdot [I] - [A])^{-1} \cdot [B] + [D]. \quad (267)$$

Com o modelo do inversor, considerando o atraso e a representação do controlador em espaço de estado, pode ser acrescentado tudo em uma nova matriz de espaço de estado denominada matriz aumentada total, apresentada por:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} x(k+1) \\ \varphi(k+1) \\ x_C(k+1) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A_d & B_d & 0_{3 \times 2} \\ 0_{1 \times 3} & 0 & 0_{1 \times 2} \\ -B_C \cdot C_d & 0_{2 \times 1} & A_C \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x(k) \\ \varphi(k) \\ x_C(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0_{1 \times 3} \\ 1 \\ 0_{2 \times 1} \end{bmatrix} \cdot u(k); \\ y(k) &= \begin{bmatrix} C_d & 0 & 0_{1 \times 2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x(k) \\ \varphi(k) \\ x_C(k) \end{bmatrix} + D_d \cdot u(k). \end{aligned} \quad (268)$$

Nessa são acrescentadas as matrizes do sistema discretizado $[A_d]$, $[B_d]$, $[C_d]$ e $[D_d]$, o atraso digital φ , e as matrizes do controlador $[A_C]$ e $[B_C]$.

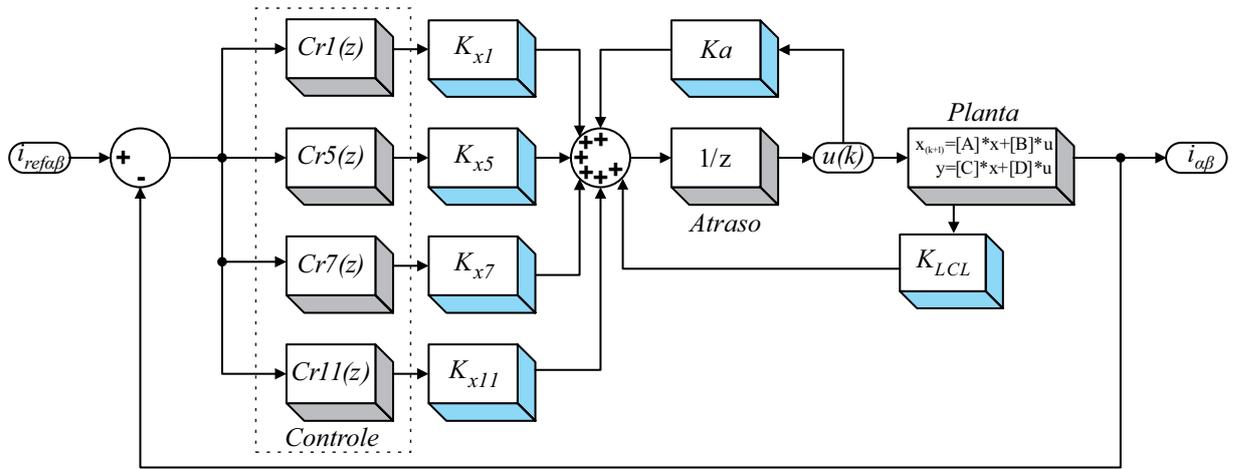
A implementação do controlador segue a função dos estados apresentada em

$$x(k+1) = [A_C] \cdot x(k) + [B_C] \cdot u(k), \quad (269)$$

em que para o controle, a entrada $u(k)$ pode ser representada pelo erro, ou diferença entre a referência e o sinal de saída do sistema conforme Figura 114, definida por

$$u(k) = \text{erro} = i_{ref} - y(k). \quad (270)$$

Figura 114 – Diagrama de blocos detalhado do controle da corrente do inversor.



Fonte: autor.

Como a saída do sistema é representada pela equação

$$y(k) = [C] \cdot x(k) + [D] \cdot u(k), \quad (271)$$

e o controle é apenas nos estados, substituindo as Equações (271) e (270) na Equação (269) obtém-se a relação do controle com os estados do sistema conforme

$$\begin{aligned} x(k+1) &= [A_C] \cdot x(k) + [B_C] \cdot (i_{ref} - y(k)), \\ &\downarrow \\ x(k+1) &= [A_C] \cdot x(k) + [B_C] \cdot (i_{ref} - [C] \cdot x(k) + [D] \cdot u(k)), \\ &\downarrow \\ x(k+1) &= \underbrace{[A_C] \cdot x(k)}_{\text{Estados controle}} + [B_C] \cdot i_{ref} - \underbrace{[B_C] \cdot [C] \cdot x(k)}_{\text{Estados sistema}} + [B_C] \cdot [D] \cdot u(k), \end{aligned} \quad (272)$$

a qual apenas a parcela referente aos estados é adicionada na matriz aumentada.

A matriz aumentada da Equação (268) apresenta apenas o controlador ressonante na fundamental. Todavia, na Figura 114 são acrescentados os demais controladores nas respectivas harmônicas. O sistema completo pode ser representado na forma compacta, expressa por

$$\begin{aligned} x_T(k+1) &= [A_T] \cdot x_T(k) + [B_T] \cdot u(k), \\ y(k) &= [C_T] \cdot x_T(k) + D_T \cdot u(k). \end{aligned} \quad (273)$$

na qual as matrizes $[A_T]$, $[B_T]$, $[C_T]$ e $[D_T]$ representam a matriz de espaço de estado em sua forma completa, considerando o sistema, o atraso digital e os controladores necessários para dimensionamento dos ganhos pelo método DLQR. Ou em sua forma aumentada, em que cada parcela está posicionada em seu devido local na matriz, expressa por:

$$\begin{aligned}
\underbrace{\begin{bmatrix} x(k+1) \\ \boldsymbol{\varphi}(k+1) \\ x_C(k+1) \\ x_{C^5}(k+1) \\ x_{C^7}(k+1) \\ x_{C^{11}}(k+1) \end{bmatrix}}_{x_T(k+1)} &= \underbrace{\begin{bmatrix} A_d & B_d & 0_{3 \times 2} & 0_{3 \times 2} & 0_{3 \times 2} & 0_{3 \times 2} \\ 0_{1 \times 3} & 0 & 0_{1 \times 2} & 0_{1 \times 2} & 0_{1 \times 2} & 0_{1 \times 2} \\ -B_C \cdot C_d & 0_{2 \times 1} & A_C & 0_{2 \times 2} & 0_{2 \times 2} & 0_{2 \times 2} \\ -B_{C^5} \cdot C_d & 0_{2 \times 1} & 0_{2 \times 2} & A_{C^5} & 0_{2 \times 2} & 0_{2 \times 2} \\ -B_{C^7} \cdot C_d & 0_{2 \times 1} & 0_{2 \times 2} & 0_{2 \times 2} & A_{C^7} & 0_{2 \times 2} \\ -B_{C^{11}} \cdot C_d & 0_{2 \times 1} & 0_{2 \times 2} & 0_{2 \times 2} & 0_{2 \times 2} & A_{C^{11}} \end{bmatrix}}_{A_T} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} x(k) \\ \boldsymbol{\varphi}(k) \\ x_C(k) \\ x_{C^5}(k) \\ x_{C^7}(k) \\ x_{C^{11}}(k) \end{bmatrix}}_{x_T(k)} \\
&+ \underbrace{\begin{bmatrix} 0_{1 \times 3} \\ 1 \\ 0_{2 \times 1} \\ 0_{2 \times 1} \\ 0_{2 \times 1} \\ 0_{2 \times 1} \end{bmatrix}}_{B_T} \cdot u(k) \\
y(k) &= \underbrace{\begin{bmatrix} C_d & 0 & 0_{1 \times 2} & 0_{1 \times 2} & 0_{1 \times 2} & 0_{1 \times 2} \end{bmatrix}}_{C_T} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} x(k) \\ \boldsymbol{\varphi}(k) \\ x_C(k) \\ x_{C^5}(k) \\ x_{C^7}(k) \\ x_{C^{11}}(k) \end{bmatrix}}_{x_T(k)} + D_T \cdot u(k).
\end{aligned} \tag{274}$$

4.3.7.3 Controle digital linear quadrático ótimo DLQR

O controle linear quadrático ótimo na forma digital, *digital linear quadratic regulator* DLQR, é um método de controle de realimentação de estados que consiste na obtenção dos ganhos ótimos $[K]$ para os estados através da lei de controle definida por

$$u(k) = -[K] \cdot x(k). \tag{275}$$

A matriz $[K]$ é encontrada mediante a definição do índice de desempenho do sistema, conforme

$$J_C = \frac{1}{2} \sum_0^{\infty} \left(x_T(k)^T \cdot [Q] \cdot x_T(k) + u(k)^T \cdot [R] \cdot u(k) \right), \tag{276}$$

sendo $[Q]$ uma matriz hermitiana definida positiva (ou semidefinida positiva) ou real simétrica e $[R]$ uma matriz hermitiana definida positiva ou real simétrica.

As matrizes $[Q]$ e $[R]$ determinam a importância relativa do erro e o consumo da energia para controle, também são denominadas matrizes de peso. Portanto, se os

elementos não conhecidos da matriz $[K]$ forem determinados para minimizar o índice de desempenho, ou erro, então a condição da Equação (275) será ótima para qualquer estado inicial (OGATA, 2010).

Substituindo a Equação (275) na Equação (273) de estados é possível obter a equação

$$x_T(k+1) = [A_T] \cdot x_T(k) + [B_T] \cdot u(k) = \underbrace{([A_T] - [B_T] \cdot [K])}_{\text{Estável}} \cdot x(k), \quad (277)$$

que representa a entrada pelos próprios estados com seus ganhos ótimos, onde é considerado que a matriz $([A_T] - [B_T] \cdot [K])$ seja estável e que seus autovalores tenham partes reais negativas para possibilitar o controle.

Agora com a substituição da Equação (275) na Equação (276) tem-se

$$J_C = \frac{1}{2} \sum_0^{\infty} \left(x_T(k)^T \cdot [Q] \cdot x_T(k) + (-[K] \cdot x_T(k))^T \cdot [R] \cdot (-[K] \cdot x_T(k)) \right), \quad (278)$$

$$\downarrow$$

$$J_C = \frac{1}{2} \sum_0^{\infty} x_T(k)^T \cdot \left([Q] + [K]^T \cdot [R] \cdot [K] \right) \cdot x_T(k),$$

e fazendo a consideração apresentada em

$$J_C = - \frac{d \left(x_T(t)^T \cdot [P] \cdot x_T(t) \right)}{dt} = - \left(x_T(k+1)^T \cdot [P] \cdot x_T(k+1) \right), \quad (279)$$

na qual $[P]$ é uma matriz hermitiana definida positiva ou simétrica real, obtém-se

$$x_T(k)^T \cdot \left([Q] + [K]^T \cdot [R] \cdot [K] \right) \cdot x_T(k) = - \underbrace{\left(x_T(k+1)^T \cdot [P] \cdot x_T(k+1) \right)}_{\text{derivadas}}. \quad (280)$$

Efetuada a multiplicação das derivadas em tempo discreto da Equação (280) e substituindo estas pela Equação (277) é obtida a equação

$$x_T(k)^T \cdot \left([Q] + [K]^T \cdot [R] \cdot [K] \right) \cdot x_T(k) = - \left(\begin{array}{l} x_T(k)^T \cdot ([A_T] - [B_T] \cdot [K]) \cdot [P] \\ + [P] \cdot ([A_T] - [B_T] \cdot [K]) \cdot x_T(k) \end{array} \right). \quad (281)$$

Como a relação apresentada em

$$x_T(k)^T \cdot x_T(k) = x_T(k) \cdot x_T(k) \quad (282)$$

é válida, a Equação (281) pode ser reduzida para

$$- \left([Q] + [K]^T \cdot [R] \cdot [K] \right) = ([A_T] - [B_T] \cdot [K])^T \cdot [P] + [P] \cdot ([A_T] - [B_T] \cdot [K]), \quad (283)$$

que relaciona a matriz $[K]$ apenas com as matrizes do sistema, de peso $[Q]$ e $[R]$ e da matriz $[P]$. A matriz $[K]$ pode ser reescrita conforme

$$[K] = \left([R] + [B_T]^T \cdot [P] \cdot [B_T] \right)^{-1} \cdot [B_T]^T \cdot [P] \cdot [A_T], \quad (284)$$

e a matriz $[P]$ conforme

$$[P] = [Q] + [A_T]^T \cdot [P] \cdot [A_T] - \underbrace{[A_T]^T \cdot [P] \cdot [B_T] \cdot \left([R] + [B_T]^T \cdot [P] \cdot [B_T] \right)^{-1} \cdot [B_T]^T \cdot [P] \cdot [A_T]}_{[K]}, \quad (285)$$

essa última denominada equação algébrica de Riccati (ARE, do inglês, *algebraic Riccati equation*) em regime permanente (OGATA, 1995).

A equação algébrica de Riccati também pode ser representada em sua forma variante no tempo por

$$P(k+1) = \begin{pmatrix} [Q] + [A_T]^T \cdot P(k) \cdot [A_T] \\ -[A_T]^T \cdot P(k) \cdot [B_T] \cdot \left([R] + [B_T]^T \cdot P(k) \cdot [B_T] \right)^{-1} \cdot [B_T]^T \cdot P(k) \cdot [A_T] \end{pmatrix}, \quad (286)$$

na qual sabe-se que a matriz $[P]$ tem relação com os estados através da Equação (279). Definindo um valor inicial nulo da matriz $[P]$ para obter o índice de desempenho mínimo, conforme apresentado em

$$J_{C \min} = \frac{1}{2} \cdot x_T(0)^T \cdot [P] \cdot x_T(0) \Rightarrow P(0) = 0, \quad (287)$$

é possível resolver o sistema apresentado na Equação (286) e encontrar os valores em regime permanente, assim obtendo a matriz de ganhos $[K]$ através da definição das matrizes $[Q]$ e $[R]$.

Para definição dos pesos é necessário compreender a relação destes com os estados. A matriz $[Q]$ representa a resposta transitória dos estados, velocidade e oscilação, a matriz $[R]$ tem relação com a amplitude da ação de controle. Quanto maior o valor de $[Q]$ para os estados do sistema, mais rápida é a resposta, porém para os estados dos controladores quanto maiores são os valores de $[Q]$ menos probabilidade de obter erro nulo. Desse modo, os valores das matrizes $[Q]$ e $[R]$ foram definidos¹ conforme apresentado em:

$$[Q] = \begin{pmatrix} 1000 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1000 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1000 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1000 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0,001 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,001 \end{pmatrix} \begin{array}{l} \leftarrow \text{Peso indutor } L_i; \\ \leftarrow \text{Peso capacitor } C_f, \\ \leftarrow \text{Peso indutor } L_f, \\ \leftarrow \text{Peso atraso } \varphi, \\ \leftarrow \text{Peso controle } x_{11}, \\ \leftarrow \text{Peso controle } x_{12}, \end{array} \quad (288)$$

$$[R] = 0,1. \quad (289)$$

Lembrando que a matriz $[Q]$ apresentada na Equação (288) representa apenas um controlador que contém dois estados, os valores apenas são replicados para os demais

¹ Os valores $[Q]$ e $[R]$ definidos foram baseados nos tutoriais do Prof. Humberto Pinheiro, apresentados no COMPEL 2017 e PEDG 2018 e disponíveis em <https://hil.academy/>.

controladores do sistema. Com as matrizes definidas é possível obter a matriz de ganhos $[K]$ através das funções matemáticas $\text{dare}(A_T, B_T, Q, R)$ ou $\text{dlqr}(A_T, B_T, Q, R)$ já em tempo discreto no *software* MATLAB.

Os ganhos do controle DLQR obtidos estão apresentados na Tabela 19 onde os primeiros três valores representam o ganho do sistema representado pelo bloco $[K_{LCL}]$ na Figura 114. O quarto ganho representa o ganho do atraso $[Ka]$ na Figura 114, e aos pares os próximos representam os ganhos de cada controlador ressonante respectivamente. Para implementação digital cada qual deve ser multiplicado pelo seu respectivo valor conforme

$$\underbrace{u(k)}_u = \left(\begin{array}{c} -K_1 \cdot i_{Li} - K_2 \cdot v_{Cf} - K_3 \cdot i_{Lf} - K_4 \cdot \underbrace{u(k-1)}_u - \underbrace{K_5 \cdot x_{11} - K_6 \cdot x_{12}}_{\text{Fundamental}} \\ - \underbrace{K_7 \cdot x_{51} - K_8 \cdot x_{52}}_{5^{\text{a}} \text{ harmônica}} - \underbrace{K_9 \cdot x_{71} - K_{10} \cdot x_{72}}_{7^{\text{a}} \text{ harmônica}} - \underbrace{K_{11} \cdot x_{111} - K_{12} \cdot x_{112}}_{11^{\text{a}} \text{ harmônica}} \end{array} \right). \quad (290)$$

Vale lembrar, que o procedimento deve ser realizado para os eixos α e β .

Tabela 19 – Ganhos do controle DLQR.

Símbolo	Descrição	Valor
K_1	Ganho do estado da corrente do inversor i_{Li}	6,062481
K_2	Ganho do estado da tensão no capacitor v_{Cf}	-0,568406
K_3	Ganho do estado da corrente injetada na rede i_{Lf}	-3,369468
K_4	Ganho do atraso digital φ	0,249243
K_5	Ganho 1º estado do controlador ressonante	0,061034
K_6	Ganho 2º estado do controlador ressonante	-0,061377
K_7	Ganho 1º estado do controle da 5ª harmônica	0,003526
K_8	Ganho 2º estado do controle da 5ª harmônica	-0,002898
K_9	Ganho 1º estado do controle da 7ª harmônica	0,000613
K_{10}	Ganho 2º estado do controle da 7ª harmônica	-0,000261
K_{11}	Ganho 1º estado do controle da 11ª harmônica	-0,000072
K_{12}	Ganho 2º estado do controle da 11ª harmônica	0,000167

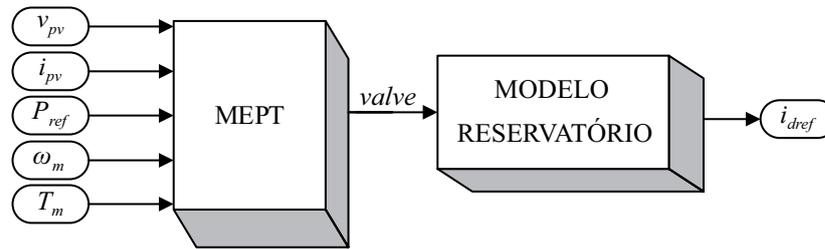
Fonte: autor.

A planilha de cálculo utilizada para obtenção dos ganhos DLQR está detalhada no Apêndice G página 238, e todo o código para o controle do inversor utilizado nas simulações está descrito no Apêndice K página 250.

4.3.8 Controle do reservatório hídrico

O controle do reservatório ocorre por meio do controle da vazão turbinada, este é efetuado com a abertura e fechamento dos bicos injetores da turbina ou de uma válvula na adutora (*valve*). O método aqui apresentado referencia-se ao controle dos bicos injetores. Esse controle está relacionado diretamente com a potência de referência definida no projeto (P_{ref}) e com as potências geradas no sistema fotovoltaico e na turbina. Essas são representadas pela tensão e corrente no sistema fotovoltaico (v_{pv}, i_{pv}) e pela rotação e torque no sistema hídrico (ω_m, T_m) na Figura 115.

Figura 115 – Detalhe do bloco de controle da válvula do reservatório.

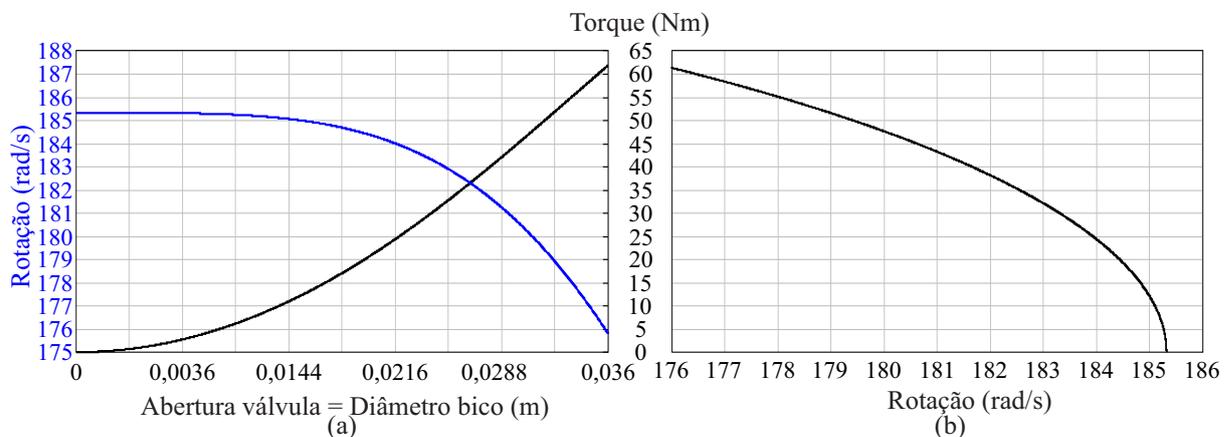


Fonte: autor.

Como o trabalho visa a análise do ganho de um sistema hídrico com acumulação, o valor de potência de referência foi definido como uma constante. No entanto, as simulações do Capítulo 5 deixam evidente que em um uso prático se faz necessário um controle de potência adequado que pode estar acoplado com o nível do reservatório, drenando mais potência quando o reservatório estiver cheio e houver geração fotovoltaica.

O controle da válvula/bico foi definido como rastreador do ponto de máxima eficiência (MEPT) na Figura 115, que consiste em definir o ponto com menor desperdício hídrico. Sabendo que a curva de rendimento tem relação com a curva de torque e rotação conforme diâmetro do bico injetor, Figura 116 (a), definindo o valor máximo de diâmetro do bico se obtêm os valores máximos e mínimos de torque e rotação. O diâmetro irá variar de um valor máximo para um valor mínimo, logo, fica evidente que a rotação irá diminuir e o torque aumentar com a abertura da válvula, Figura 116 (b). Assim, é possível definir a relação da abertura da válvula com o diâmetro do bico e as referências de torque e rotação.

Figura 116 – Relação do torque e rotação com o diâmetro do bico injetor em (a) e relação do torque com a rotação em (b).

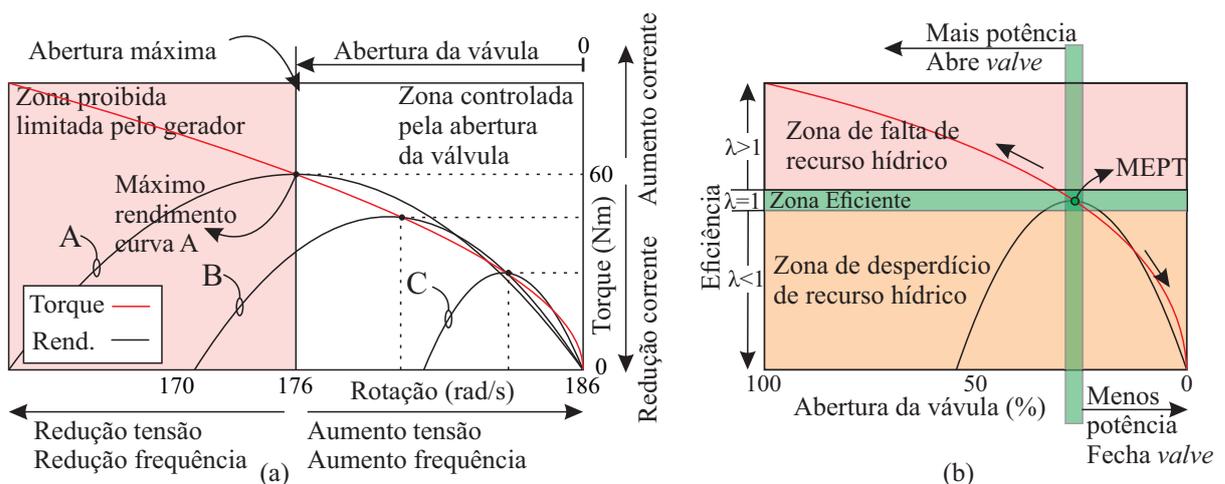


Fonte: autor.

No caso da turbina Pelton a vazão é diretamente relacionada a altura, e por consequência com a abertura da válvula e sua perda de carga, então pode se concluir que terá um ponto de melhor eficiência para cada condição. Esta eficiência não representa o rendimento, pois este tende a reduzir com a potência, a eficiência apenas define o quanto de energia hídrica é necessário para atender a carga demandada, conforme ilustração da Figura 117.

Devido à variação do torque com a variação da rotação ilustrado na Figura 116 (b) ter característica exponencial, o controle da válvula não é proporcional e necessita de uma lógica para operação ideal, esta lógica foi elaborada conforme condições ilustradas na Figura 117 e descrita na sequência. Na Figura 117 (a) a abertura máxima da válvula representa o máximo rendimento possível, isso significa que caso a referência de corrente, ou torque, seja maior a rotação tenderá a cair e consequentemente a tensão, frequência e rendimento.

Figura 117 – Característica de operação do sistema de controle do reservatório em (a) e detalhe de funcionamento do MEPT em (b).



Fonte: autor.

Definido o ponto de abertura máxima, é definida a região de operação controlada pelo fechamento da válvula a direita deste. O fechamento da válvula implica no aumento da rotação e redução da referência de corrente. Para melhor ilustrar esta característica, foi destacada a curva de operação C da Figura 117 (a) em (b), cujo parâmetro (λ) representa a eficiência do sistema, dada pela relação entre a potência exigida do retificador e a potência disponível pelo gerador, conforme

$$\lambda = \frac{P_{ret}}{P_{hyd}}. \quad (291)$$

Nessa a potência do retificador é dada pela diferença entre a potência de referência e a potência gerada pelo sistema fotovoltaico, conforme

$$P_{ret} = P_{ref} - P_{pv}. \quad (292)$$

A potência hídrica é dada pela rotação e torque na turbina, definida como

$$P_{hyd} = T_m \cdot \omega_m. \quad (293)$$

O torque da turbina tem relação com a corrente do gerador conforme descrito no Capítulo 3, este foi utilizado para obtenção do valor de referência de corrente para controle do retificador.

No caso ideal, a eficiência, Equação (291), é unitária, ($\lambda = 1$) ou seja, a potência exigida pelo retificador é igual à potência recebida por ele. Isso implica que caso o retificador exija mais que a potência disponível o valor irá ser maior que a unidade e representa que esta faltando potência no gerador, isto é, falta energia hídrica e neste sentido a válvula é aberta. Caso o valor de eficiência seja menor que a unidade, significa que o retificador precisa menos potência do que está sendo enviada pela turbina, ou seja, está sobrando energia hídrica para atender a referência de potência definida. Aqui, como o intuito do sistema é manter o nível para possibilitar atender uma carga futura, a válvula é fechada, pois estaria ocorrendo desperdício do recurso hídrico. Essas considerações foram utilizadas para criação do código de controle MEPT, cuja representação gráfica está ilustrada na Figura 117 (b).

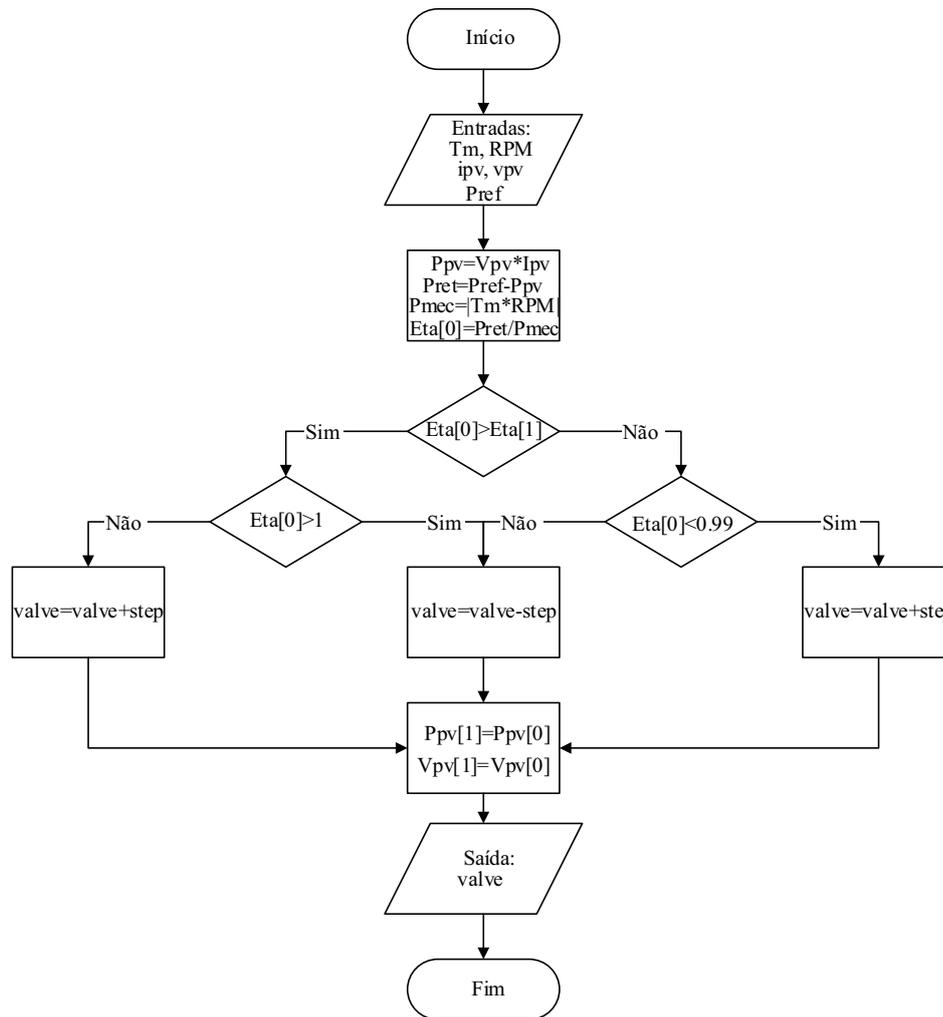
Como a dinâmica do reservatório e da mecânica do sistema hídrico é lenta, o tempo de amostragem desse foi estimado em 1 segundo. Esse valor deve representar a dinâmica do sistema hídrico, a escolha foi considerada conservadora, porém a validação deste tempo de amostragem é possível apenas com a construção de um protótipo. Foi considerado um valor proporcional do diâmetro do bico com a abertura da válvula para simulação, ou seja, o valor unitário significa que a válvula estará totalmente aberta, e o valor nulo a válvula estará totalmente fechada. Um valor mínimo de abertura da válvula/bico foi necessário para evitar a motorização do gerador durante os transitórios da simulação, essa característica deve ser melhorada em uma aplicação prática, mas é válida para o presente trabalho visando um comparativo entre o sistema proposto e o convencional.

Em um caso prático o controle do reservatório pode ser elaborado através do controle proporcional do bico injetor, através da abertura/fechamento total de cada bico, sendo que nesse caso serão definidos degraus de geração, ou no controle de uma válvula proporcional na adutora. Porém, nessa última o equacionamento deve ser modificado, pois as perdas de carga na tubulação adutora irão variar diferentemente com a abertura/fechamento de uma válvula localizada na adutora em relação a um controle no bico injetor. O algoritmo de controle da válvula MEPT utilizado segue o fluxograma apresentado na Figura 118 e sua implementação digital é detalhada no Apêndice L página 256.

4.4 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Toda a metodologia utilizada para dimensionamento dos conversores e controle foram apresentadas neste capítulo de forma sistêmica, formando um tutorial para im-

Figura 118 – Fluxograma do rastreamento do ponto de máxima eficiência hídrica.



Fonte: autor.

plementação da metodologia para outros sistemas semelhantes. Os cálculos utilizados e códigos gerados estão detalhados nos apêndices e podem ser utilizados como referência para trabalhos futuros.

A análise estática foi apresentada por conversor, onde foram detalhados os principais critérios de projeto que devem ser considerados, também foram destacados e ilustrados comparativos para identificar a melhor escolha dos principais parâmetros para cada conversor.

5 SIMULAÇÕES E RESULTADOS

Com os parâmetros definidos conforme Capítulo 4 as simulações foram divididas em duas etapas. Primeiramente, o sistema foi simulado no *software* PSIM para validação dos parâmetros dimensionados e do controle conforme circuito apresentado na Figura 153 localizada no Apêndice M página 257. Em sequência, a simulação em tempo real através do *hardware* Typhoon HIL, Figura 154, possibilitou relacionar a dinâmica lenta do reservatório com a dinâmica rápida do modelo comutado do conversor, validando assim o sistema e demonstrando suas vantagens para determinados cenários.

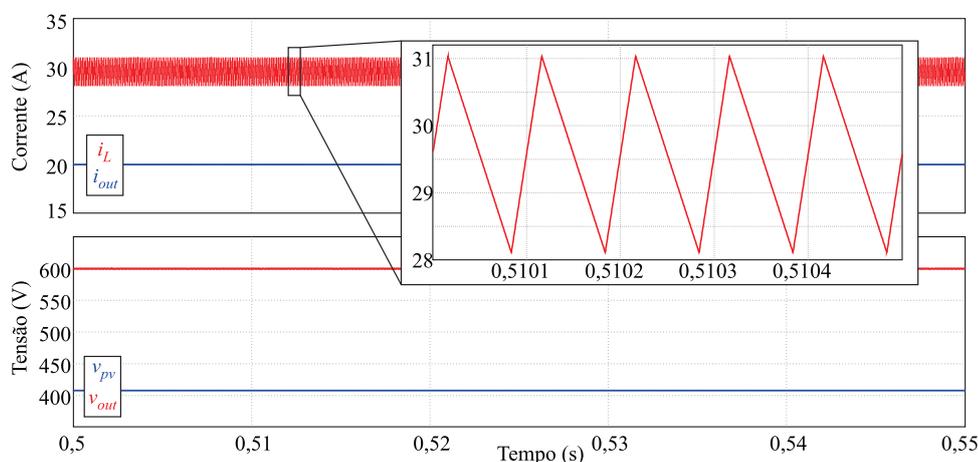
Foram efetuadas simulações com as mesmas condições no sistema convencional e no sistema proposto, assim, possibilitando um comparativo das formas de onda de geração entre os sistemas. Por fim, o modelo médio gerado por meio do equacionamento apresentado no Capítulo 3 foi comparado com o modelo comutado, validando assim o modelo médio obtido.

5.1 VALIDAÇÃO VIA SIMULAÇÃO

A simulação por computador é uma parte importante no estágio de desenvolvimento de qualquer conversor estático, pois auxilia na validação de que o conversor irá operar conforme especificado. Essa etapa é necessária para análise das grandezas físicas envolvidas na Eletrônica de Potência, que podem causar danos ao equipamento/periféricos em frações de segundo e, em geral, não são diretamente observáveis (MOCCELINI, 2018).

As simulações no *software* PSIM, Figuras 119, 120 e 121, foram iniciadas em potência nominal e malha aberta. A Figura 119 ilustra os valores de tensão e corrente do conversor *Boost* com destaque na ondulação de corrente do indutor.

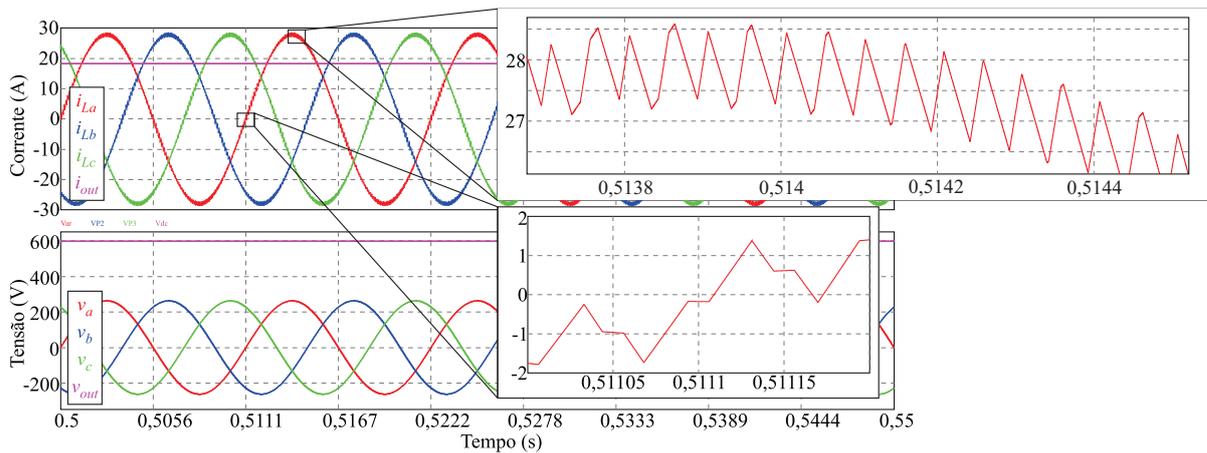
Figura 119 – Forma de onda da corrente e tensão de entrada e saída no conversor *Boost* com destaque na ondulação de corrente no indutor.



Fonte: autor.

O mesmo foi feito com o retificador ilustrado na Figura 120, na qual são representadas as correntes nas três fases, com destaque na passagem por zero, ponto de maior ondulação, e no pico, ponto de maior corrente.

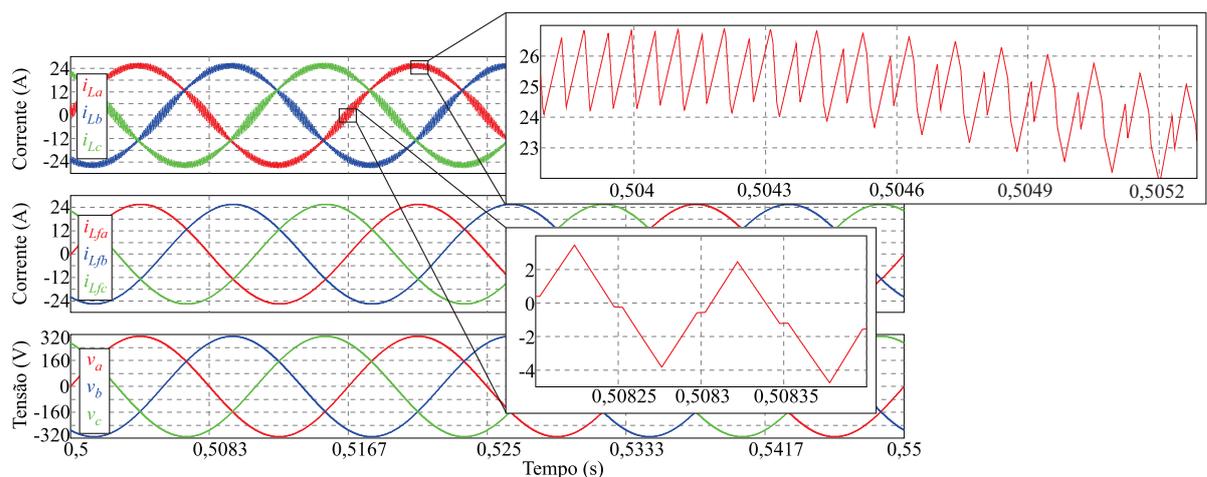
Figura 120 – Forma de onda da corrente e tensão de entrada e saída no retificador com destaque na ondulação de corrente no indutor da fase "a".



Fonte: autor.

Por fim, na Figura 121 são apresentadas a corrente no indutor do lado do inversor e no indutor do filtro, dando destaque na ondulação do lado do inversor.

Figura 121 – Forma de onda da corrente de saída do inversor i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} , injetada na rede i_{Lfa} , i_{Lfb} , i_{Lfc} e tensão da rede v_a , v_b , v_c .

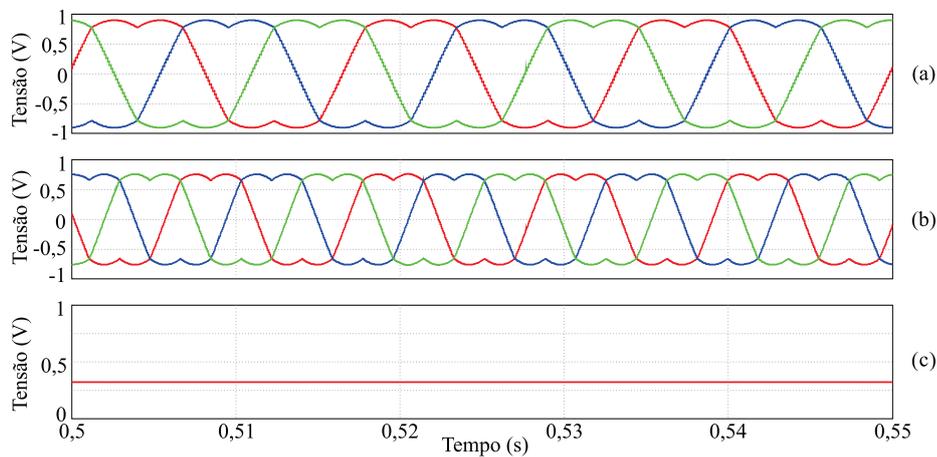


Fonte: autor.

Para a corrente no lado do filtro foi verificada a distorção harmônica, cujo valor obtido de THD_i foi de 0,22%, o qual ficou semelhante ao projetado. Sendo que todos os resultados apresentaram valores em acordo com os parâmetros definidos, validando assim

os componentes passivos. As moduladoras nas condições de potência nominal apresentadas na Figura 122 também foram verificadas, as quais apresentaram os valores e características conforme dimensionado.

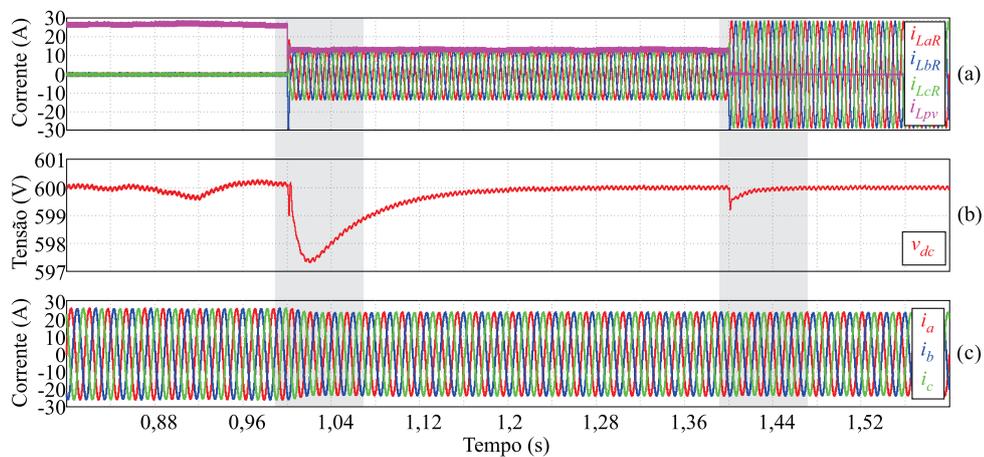
Figura 122 – Moduladoras do inversor (a), retificador (b) e razão cíclica do *Boost* (c).



Fonte: autor.

Após validação dos componentes passivos e moduladoras do conversor, foi iniciado as simulações em malha fechada, confirmando a atuação dos controladores com um degrau na irradiância, conforme ilustração da Figura 123. Essa possibilitou verificar a dinâmica das correntes na geração hídrica e fotovoltaica, tensão no barramento e corrente injetada na rede.

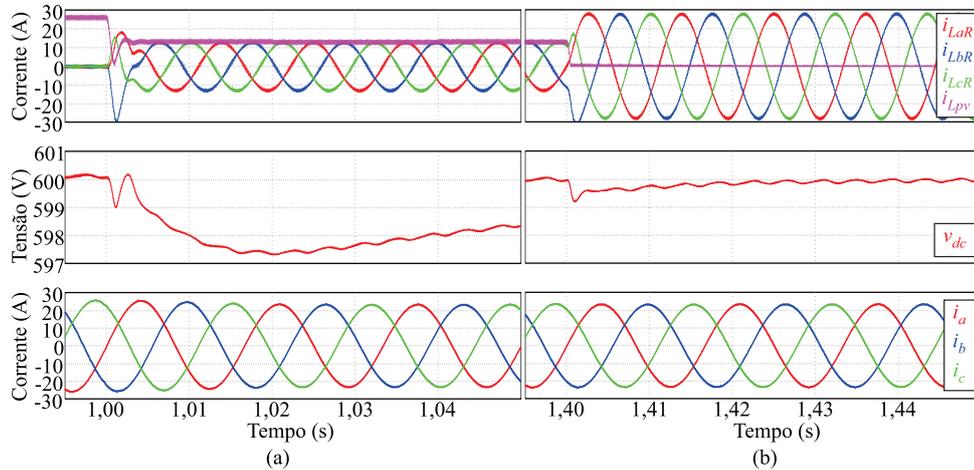
Figura 123 – Forma de onda da corrente na geração hídrica e fotovoltaica (a), tensão no barramento (b) e corrente injetada na rede (c) sob condição de variação de irradiância.



Fonte: autor.

Os destaques em cinza da Figura 123 representam o detalhe do transitório próximo aos degraus ilustrados respectivamente na Figura 124 (a) e na Figura 124 (b).

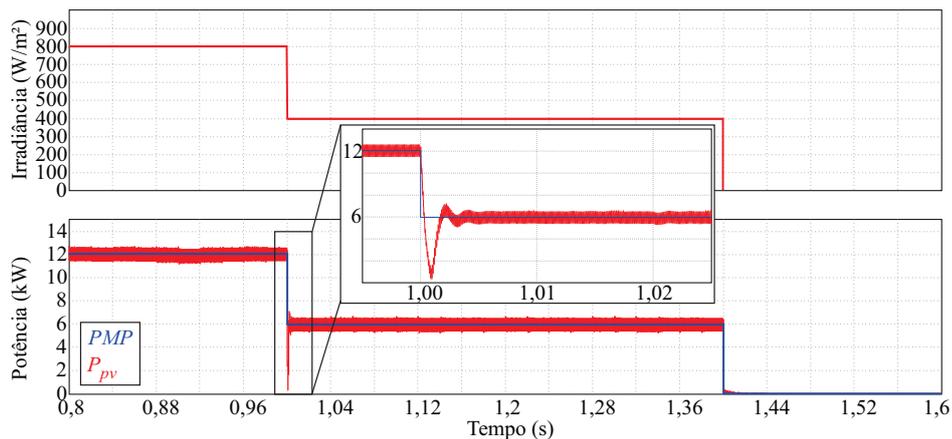
Figura 124 – Destaques dos transitórios nos degraus de carga da Figura 123.



Fonte: autor.

A variação da irradiância utilizada para verificação do controle é ilustrada na Figura 125, que também demonstra a operação do MPPT, e o rastreamento do ponto de máxima potência.

Figura 125 – Variação da irradiância e potência fotovoltaica durante a simulação identificando o rastreamento de máxima potência.



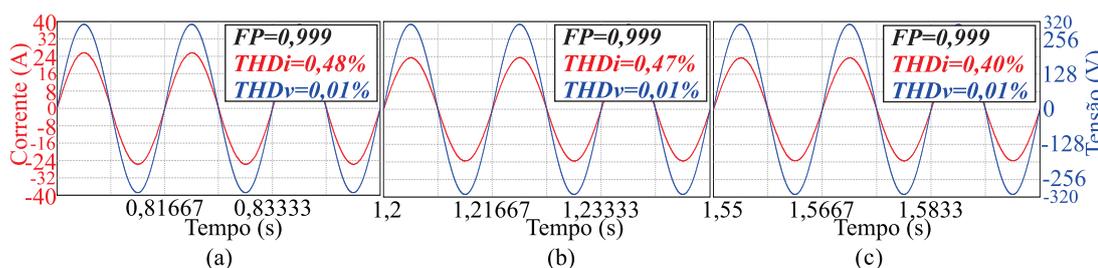
Fonte: autor.

Como na condição inicial a geração solar fotovoltaica é maior que a referência de potência definida, a corrente injetada na rede é aumentada devido ao controle da tensão do barramento, essa característica é observada no início da simulação da Figura 123. Na

Figura 124, a ondulação em baixa frequência da tensão no barramento v_{dc} é característica da potência drenada pelo capacitor do barramento da rede.

Como o controle e adequação da corrente injetada na rede aos limites definidos pelas normas vigentes é a característica principal a ser respeitada, foi definido como referência os valores apresentados na norma ABNT NBR 16149:2013. A qual define uma tolerância de trabalho na faixa de 0,98 indutivo até 0,98 capacitivo para o valor de FP e uma THD de corrente inferior a 5% em relação à corrente fundamental na potência nominal do inversor. Por consequência foram verificadas as características de fator de potência FP e conteúdo harmônico THD para diversas condições de geração. Os resultados estão apresentados na Figura 126, a qual demonstra que a dinâmica da geração interfere de forma mínima na corrente injetada na rede, estando em conformidade aos limites normalizados.

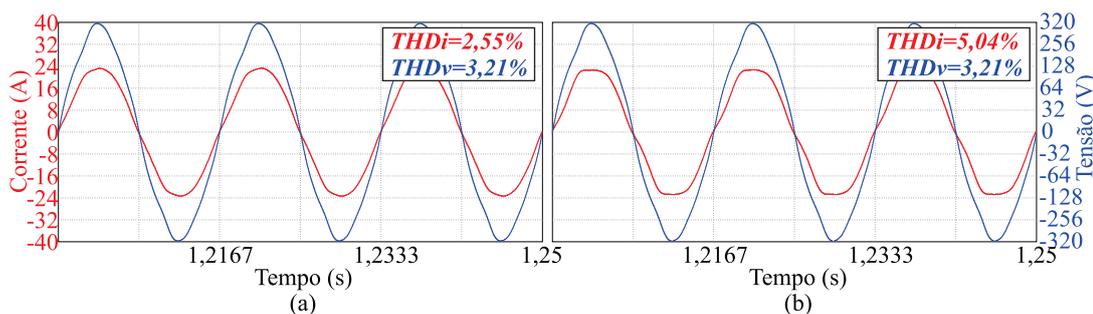
Figura 126 – Formas de onda de tensão e corrente e valor de fator de potência FP e conteúdo harmônico THD para condição de geração 100% solar em (a), 50% hídrica e 50% solar em (b) e 100% hídrica em (c).



Fonte: autor.

Já na Figura 127 é ilustrado o resultado com a rede tendo um conteúdo harmônico, na qual fica evidente o benefício do controle ressonante com rejeição de harmônicos implementado.

Figura 127 – Formas de onda de tensão e corrente e valores de THD de tensão e corrente considerando distorção na rede com controle ressonante das harmônicas em (a) e apenas com controle ressonante na fundamental em (b).



Fonte: autor.

A validação do controle do reservatório e da dinâmica do gerador hídrico do sistema proposto foi elaborada no *hardware* Typhoon HIL, devido à possibilidade de simulação em tempo real, que facilita a análise das dinâmicas dos sistemas em diversas condições de operação.

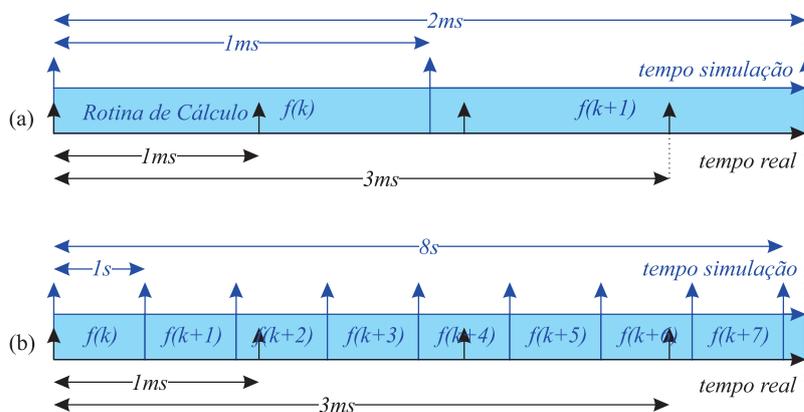
5.2 SIMULAÇÃO EM TEMPO REAL

Simulações programadas a partir de modelos matemáticos podem apresentar maior velocidade e fidelidade de resultados, mas exigem um grande tempo de formulação de equações para cada circuito. Em contrapartida, *softwares* de simulação de circuitos sacrificam parte da exatidão e velocidade de simulação de modo a permitir uma modelagem rápida. Dessa maneira, a simulação em tempo real pode auxiliar positivamente na análise de circuitos complexos, mantendo a exatidão e reduzindo o tempo de formulação dos modelos conforme descrito por Moccelini (2018).

Na simulação em tempo real, tensões e correntes do modelo respondem em sincronia com as mesmas grandezas do sistema real modelado. Quando há precisão suficiente, equipamentos reais, por exemplo, circuitos integrados, sensores, ou dispositivos lógicos programáveis (DSP), podem ser adicionados como elementos da simulação, caracterizando a configuração *hardware-in-the-loop* (HIL). Todavia, para a simulação apresentada no trabalho foram utilizadas as ferramentas de controle e sensoriamento do próprio *hardware* utilizado para simulação em tempo real, caracterizando uma configuração *software-in-the-loop* (SIL).

A Figura 128 destaca o tempo gasto em uma simulação em um software qualquer, onde em (a) o modelo matemático é complexo, logo o esforço de cálculo é maior e resultará em um tempo elevado de execução/resolução.

Figura 128 – Exemplo do tempo gasto em uma rotina de cálculo em um simulador qualquer com uma simulação complexa (a) e simulação simples em (b).



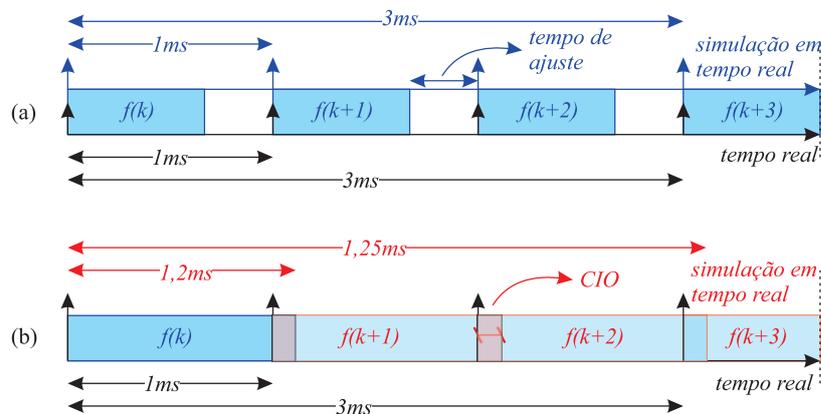
Fonte: autor.

Na condição da Figura 128 (a) uma simulação de segundos poderá levar horas para ser executada. O tempo de execução/resolução ilustrado como “tempo real” na Figura 128 irá depender de critérios como passo de cálculo, número de pontos a serem analisados no circuito e o tempo definido para análise, esse último ilustrado como “tempo simulação” na mesma figura.

Na Figura 128 (b) o esforço de cálculo é menor resultando em uma execução/resolução rápida, assim é possível obter resultados com tempos menores que os simulados. Essa prática é comum em sistemas de potência, que utilizam de modelos médios, assim é possível obter curvas de dias em segundos.

Já na simulação em tempo real, Figura 129, é emulado fielmente a condição de tempo, devido o procedimento de cálculo ser efetuado e uma condição de tempo ser imposta, dando início ao processo de cálculo da próxima etapa apenas após passagem de determinado período. Esta característica está ilustrada na Figura 129 (a), na qual está destacado o tempo de ajuste resultando no tempo de simulação igual ao tempo real.

Figura 129 – Exemplo do tempo gasto em uma rotina de cálculo em um simulador em tempo real na condição funcional em (a) e com erro CIO em (b).

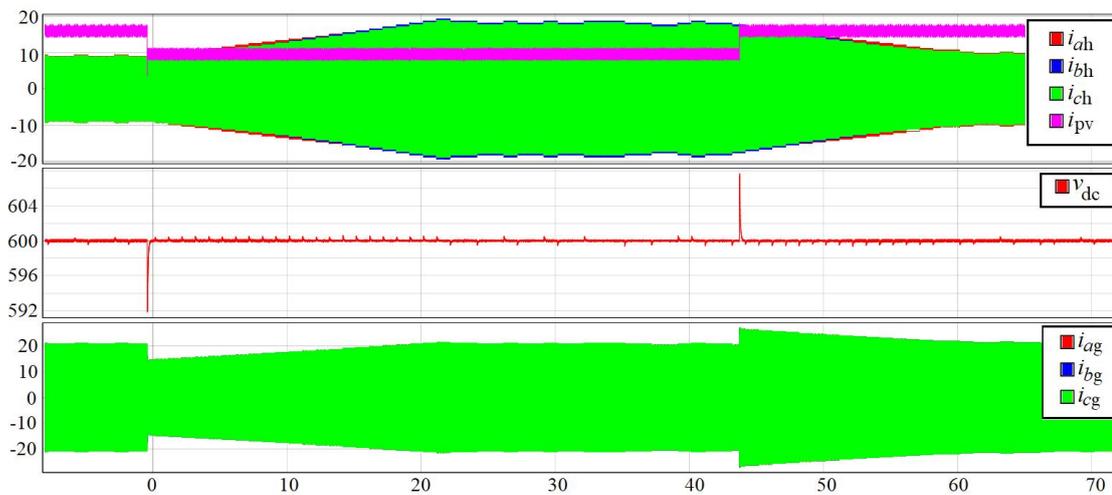


Fonte: autor.

Fica evidente que existem limitações na simulação em tempo real, sendo elas relacionadas com a complexidade do circuito a ser simulado e as características do *hardware* como velocidade e armazenamento de dados. Quando o limite é alcançado significa que o *hardware* não está efetuando todos os cálculos na janela de tempo definida, Figura 129 (b). Geralmente isso é identificado como um erro computacional de memória (CIO, do inglês *computing internal overrun*), o qual pode gerar uma imprecisão nos resultados e deve ser evitado. As frequências de comutação ou amostragem utilizadas na simulação foram definidas para possibilitar a simulação do circuito completo e evitar o CIO no *hardware* Typhoon HIL 402, em destaque na Figura 142, utilizado para simulação em tempo real no presente trabalho.

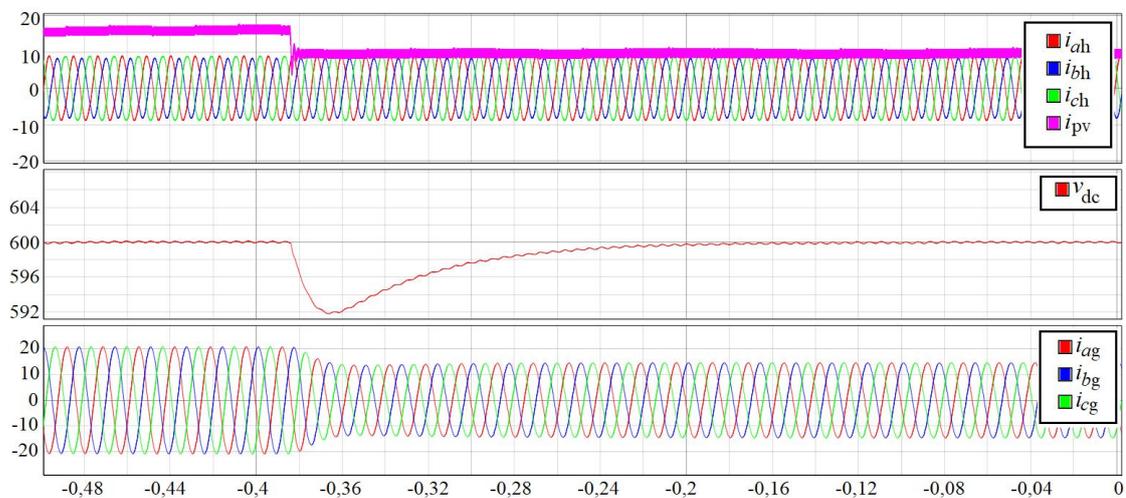
As simulações das Figuras 123 e 124 foram refeitas em tempo real, agora possibilitando maior tempo de simulação, representando assim a dinâmica do reservatório e o impacto desta no sistema. A Figura 130 representa, respectivamente, as correntes da geração hídrica e fotovoltaica, tensão do barramento e corrente injetada na rede sobre condições de variação de irradiância. Os momentos de queda e aumento da irradiância estão destacados respectivamente na Figura 131 e na Figura 132.

Figura 130 – Forma de onda da corrente na geração hídrica (i_{ah} , i_{bh} , i_{ch}) e fotovoltaica (i_{pv}), tensão no barramento (v_{dc}) e corrente injetada na rede (i_{ag} , i_{bg} , i_{cg}) sob condição de variação de irradiância.



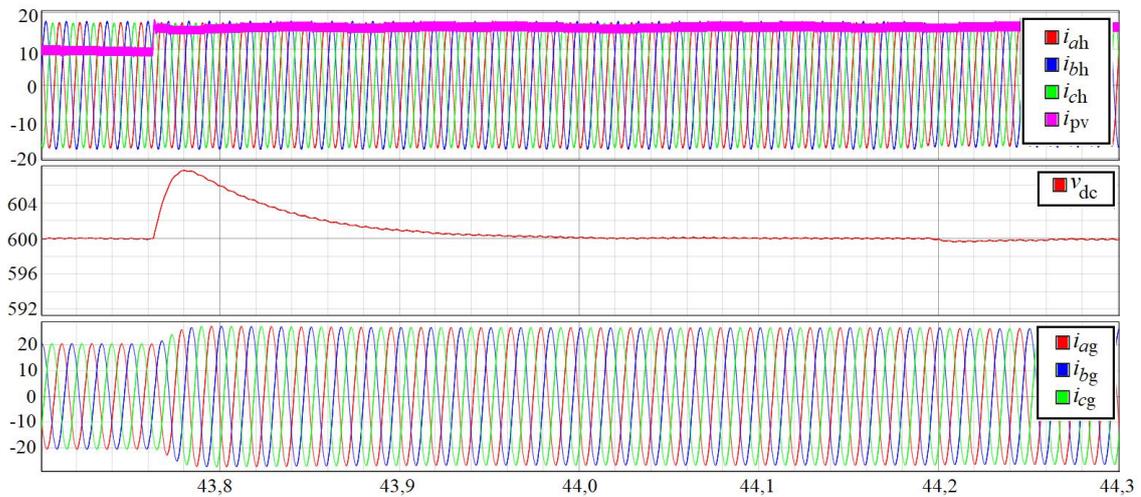
Fonte: autor.

Figura 131 – Destaque no momento de queda de irradiância da Figura 130.



Fonte: autor.

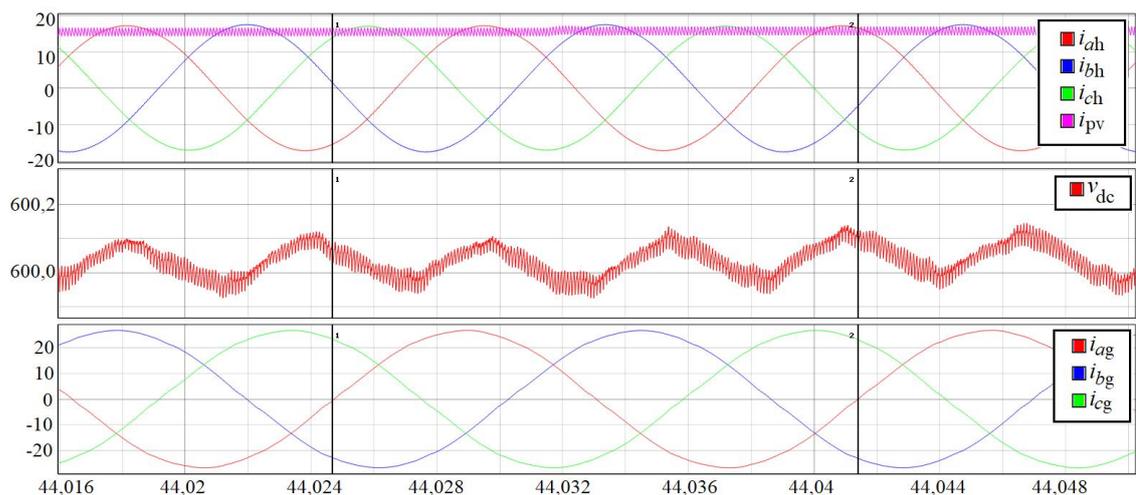
Figura 132 – Destaque no momento de aumento de irradiância da Figura 130.



Fonte: autor.

A simulação em tempo real possibilita visualizar a dinâmica lenta do sistema de controle do reservatório Figura 130, com a dinâmica rápida do modelo comutado evidenciada na Figura 133. Nessa última é ampliada uma janela de tempo para destacar a ondulação de tensão no barramento em relação ao ciclo da rede, possibilitando também a análise das formas de onda em alta frequência.

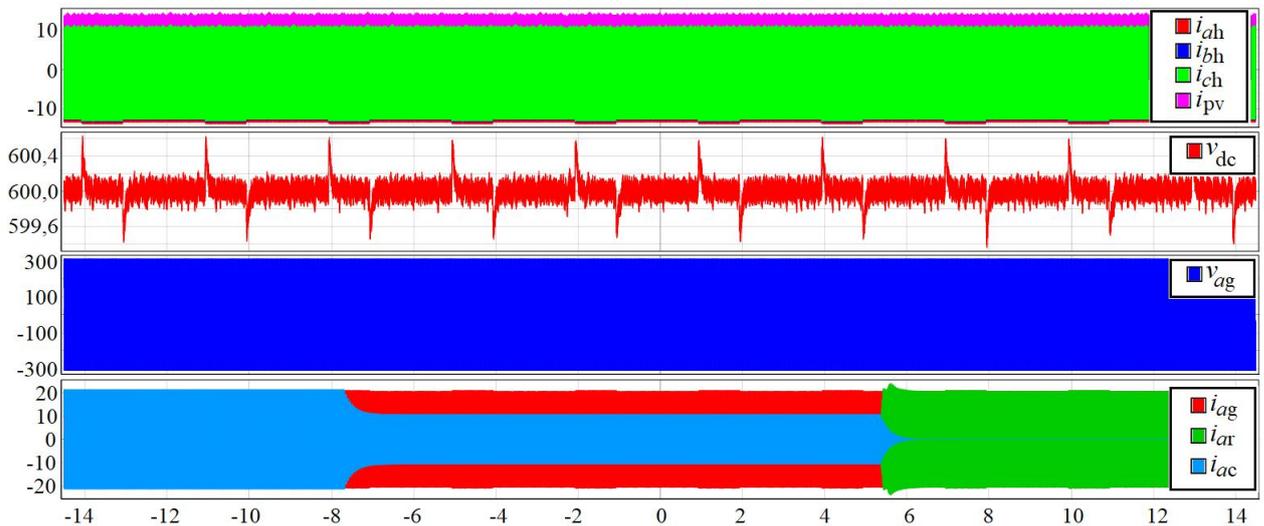
Figura 133 – Ampliação da ondulação de tensão no barramento em um ciclo de rede.



Fonte: autor.

Frente a isso, outras condições foram simuladas, como a variação da carga, Figura 134, acrescentando a tensão da rede como referência no terceiro gráfico e as correntes gerada (i_{ag}), consumida pela carga (i_{ac}) e da rede (i_{ar}) na fase “a” no último gráfico.

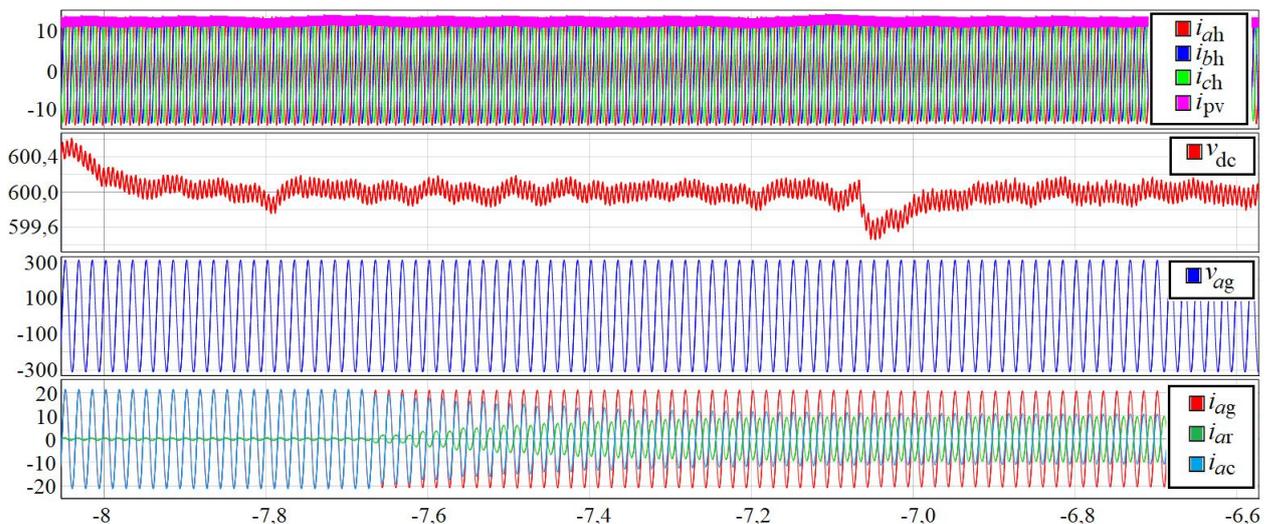
Figura 134 – Forma de onda: das correntes na geração hídrica (i_{ah} , i_{bh} , i_{ch}) e fotovoltaica (i_{pv}); da tensão no barramento (v_{dc}); da tensão na fase “a” da rede (v_{ag}); das correntes da fase “a” da geração (i_{ag}), da carga (i_{ac}) e da rede (i_{ar}) durante variações de carga.



Fonte: autor.

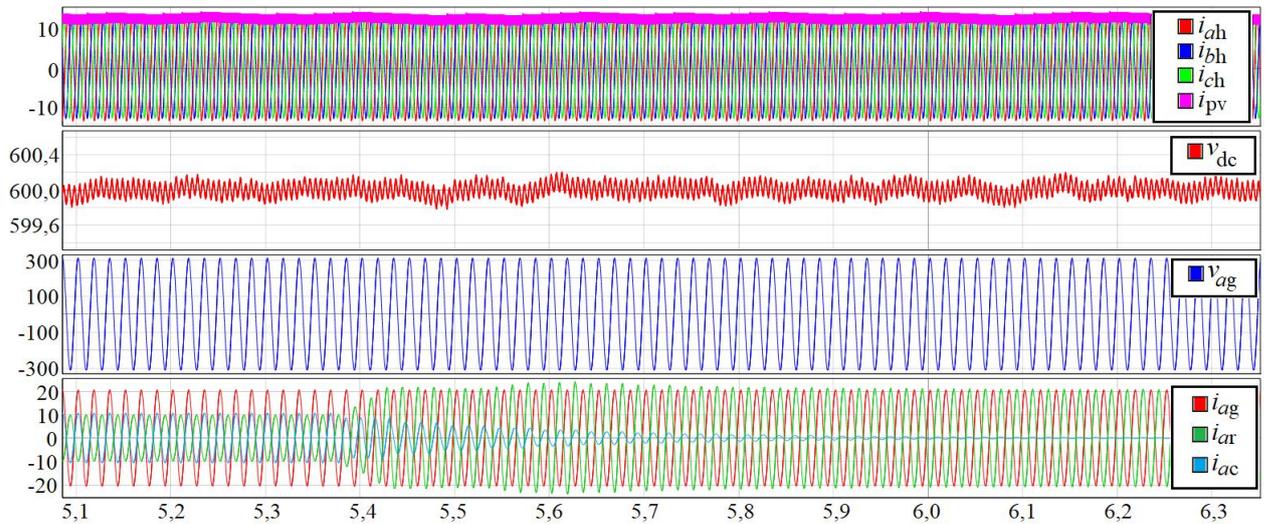
Os destaques no momento de redução de 50% da carga, Figura 135, e no momento de remoção da carga, Figura 136, mostram que a corrente da rede é utilizada como estabilizador das condições impostas pela carga, servindo como absorvedor da energia gerada no momento que a carga é removida.

Figura 135 – Destaque no momento de redução de 50% da carga da Figura 134.



Fonte: autor.

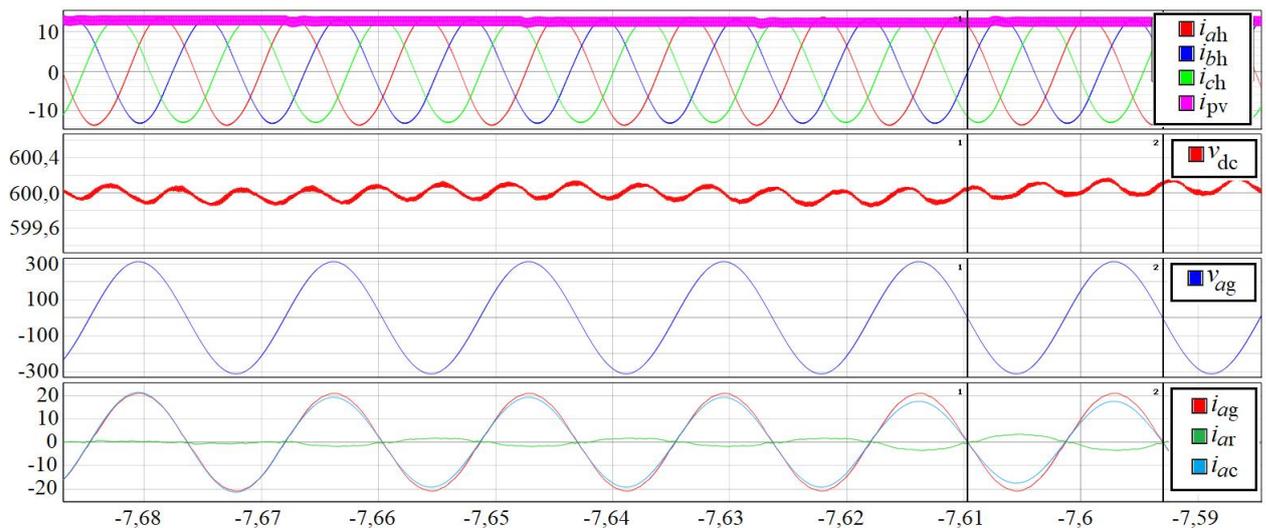
Figura 136 – Destaque no momento de remoção da carga da Figura 134.



Fonte: autor.

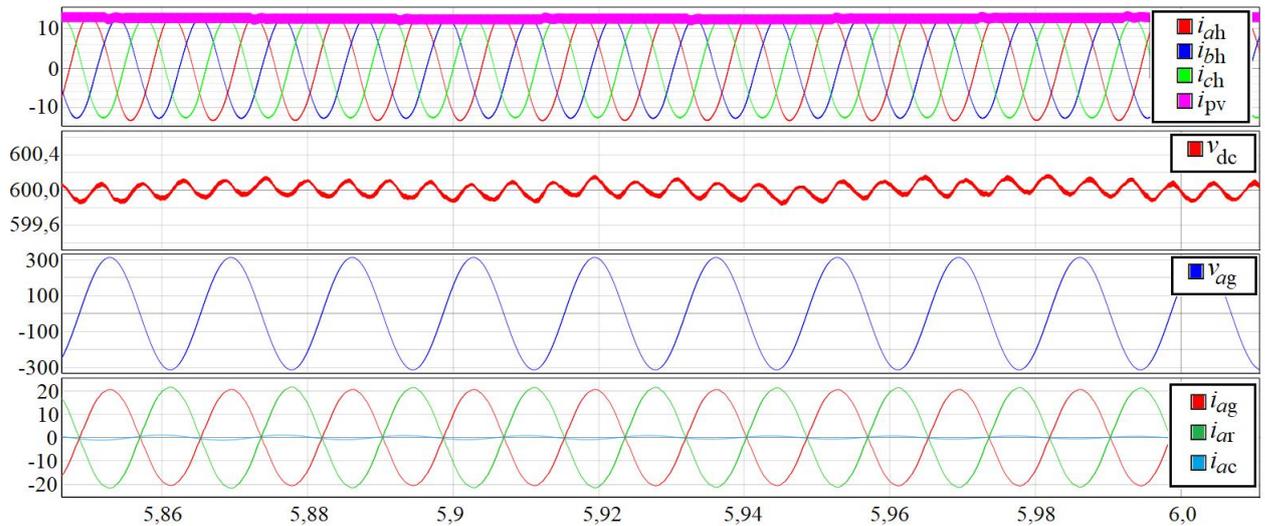
Ampliações em momentos próximos aos transitórios da redução da carga e sua remoção, representadas respectivamente na Figura 137 e na Figura 138, mostram que a corrente injetada na rede mantém seu aspecto de fase respeitando as normas vigentes. Essas figuras também mostram que a rede absorve a variação da carga, mantendo a corrente injetada e o sistema de geração estável.

Figura 137 – Ampliação no momento de redução de 50% da carga da Figura 135.



Fonte: autor.

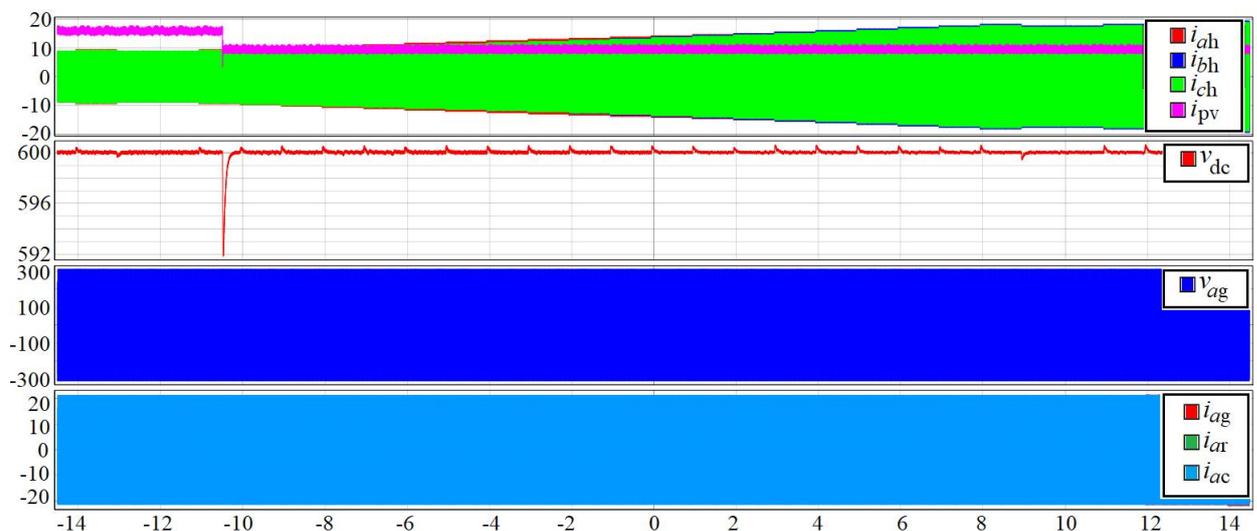
Figura 138 – Ampliação no momento de remoção da carga da Figura 136.



Fonte: autor.

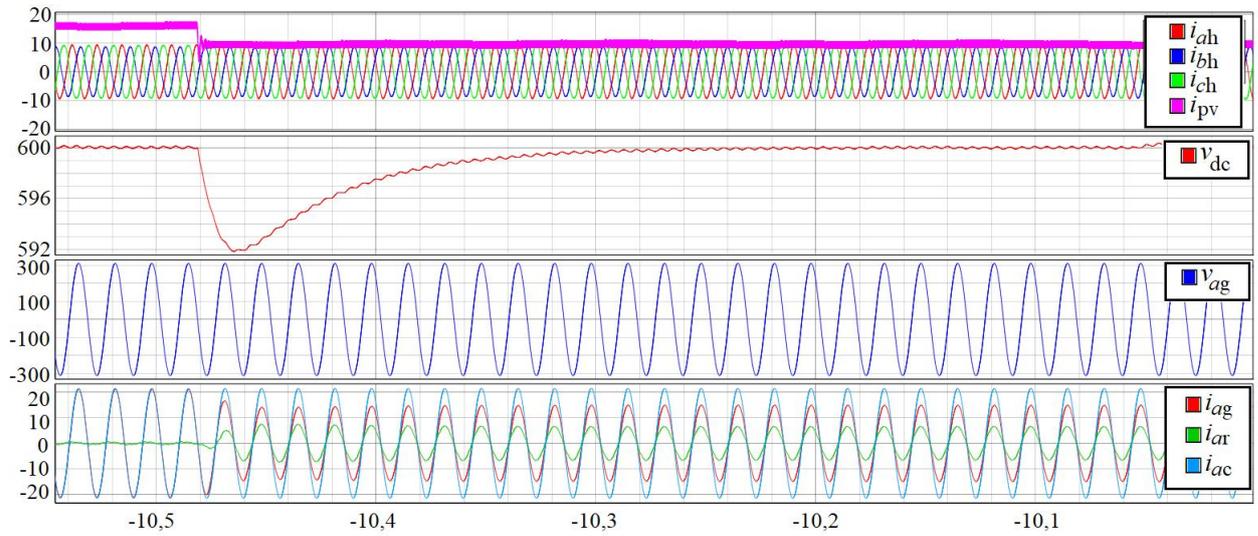
A variação da corrente no ponto comum de conexão (PCC) também foi verificada com uma variação na irradiância e está ilustrada na Figura 139. Nessa a ampliação no momento do degrau, ilustrada na Figura 140, evidencia o consumo da corrente da rede para suprir a entrada da carga que não é suprida pelo sistema de geração neste instante. As simulações da Figura 139 e da Figura 140 deixam claro que a rede auxilia no controle de potência do sistema.

Figura 139 – Forma de onda: das correntes na geração hídrica e fotovoltaica; da tensão no barramento; da tensão na fase “a” da rede; das correntes da fase “a” da geração, da carga e da rede durante uma variação de irradiância.



Fonte: autor.

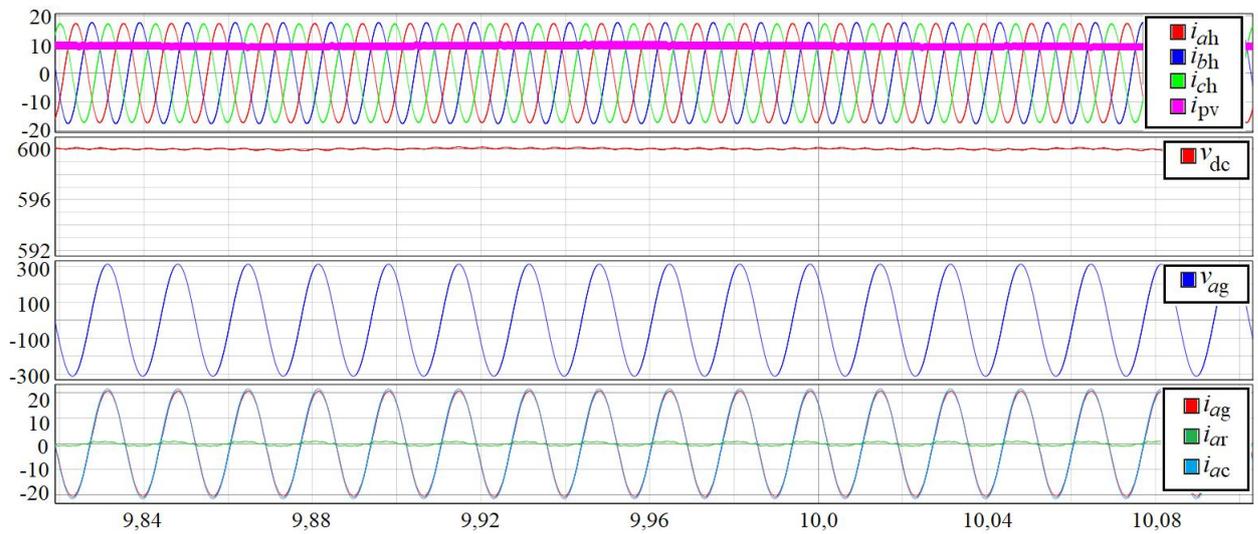
Figura 140 – Ampliação no momento de queda de irradiância da Figura 139.



Fonte: autor.

A Figura 141 ilustra o sistema estabilizado sem consumo da rede após abertura da válvula, momento final da Figura 139, em que a carga retorna a ser alimentada apenas pelo sistema de geração.

Figura 141 – Ampliação no momento em regime após queda de irradiância da Figura 139.



Fonte: autor.

Em uma operação *off-grid*, ou em uma rede fraca, se faz necessário um controle de potência para evitar um colapso devido à dinâmica lenta do sistema hídrico não suprir a entrada de uma carga de dinâmica rápida. Apesar das limitações encontradas na entrada/saída de carga, o controle foi considerado satisfatório para simulação de longa

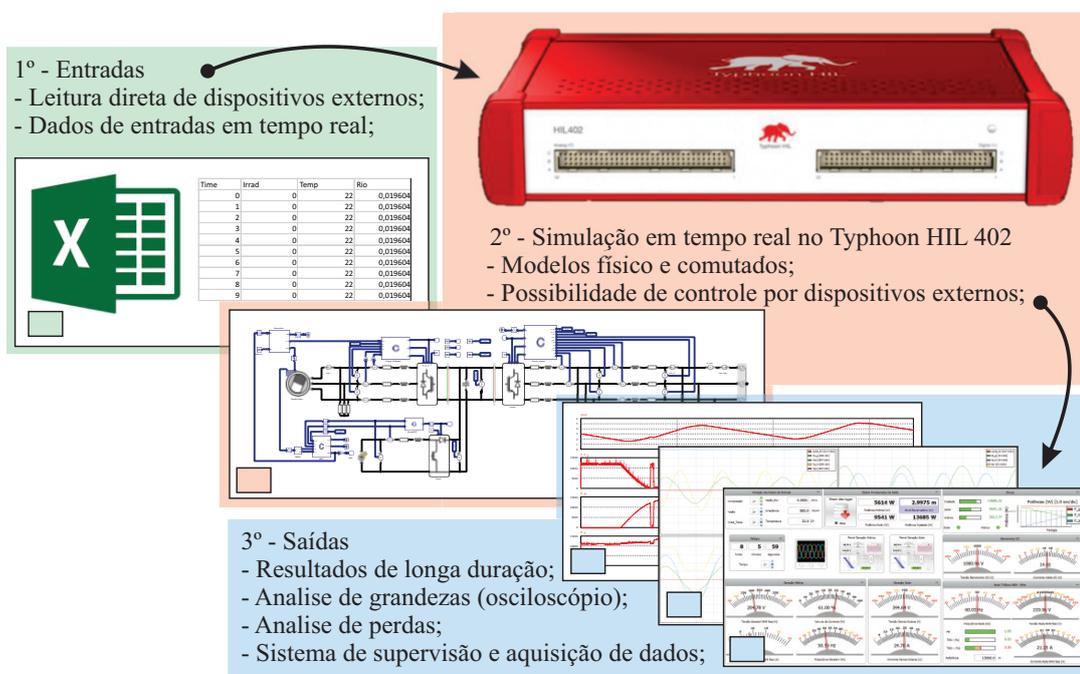
duração, sendo que o intuito do presente trabalho é a comparação entre o sistema proposto e convencional.

5.2.1 Simulação de longa duração em tempo real

A simulação de longa duração visa verificar as potências geradas pelo sistema hídrico, fotovoltaico e injetada na rede, e identificar a relação destas com o nível do reservatório. Para essa simulação foi necessário manter um valor mínimo de referência da corrente de eixo direto e de quadratura no controle do retificador, evitando assim a motorização do gerador com as variações de carga e irradiância.

O procedimento utilizado para simulação de longa duração segue a ilustração da Figura 142, em que os dados de entrada de irradiância, temperatura e vazão são definidos e variados a cada segundo durante 48 horas por intermédio de uma tabela. Assim esses representam as entradas dos sistemas com uma dinâmica semelhante à dinâmica real. E os resultados, saídas, são as potências geradas pelo sistema modelado e a variação do nível do reservatório, estas são extraídas do *hardware* também a cada segundo durante 48 horas. Possibilitando assim verificar a dinâmica diária do sistema e validando o uso complementar das energias hídrica e solar fotovoltaica.

Figura 142 – Procedimento de simulação de longa duração e dispositivo Typhoon HIL 402 utilizado para simulação em tempo real.



Fonte: autor.

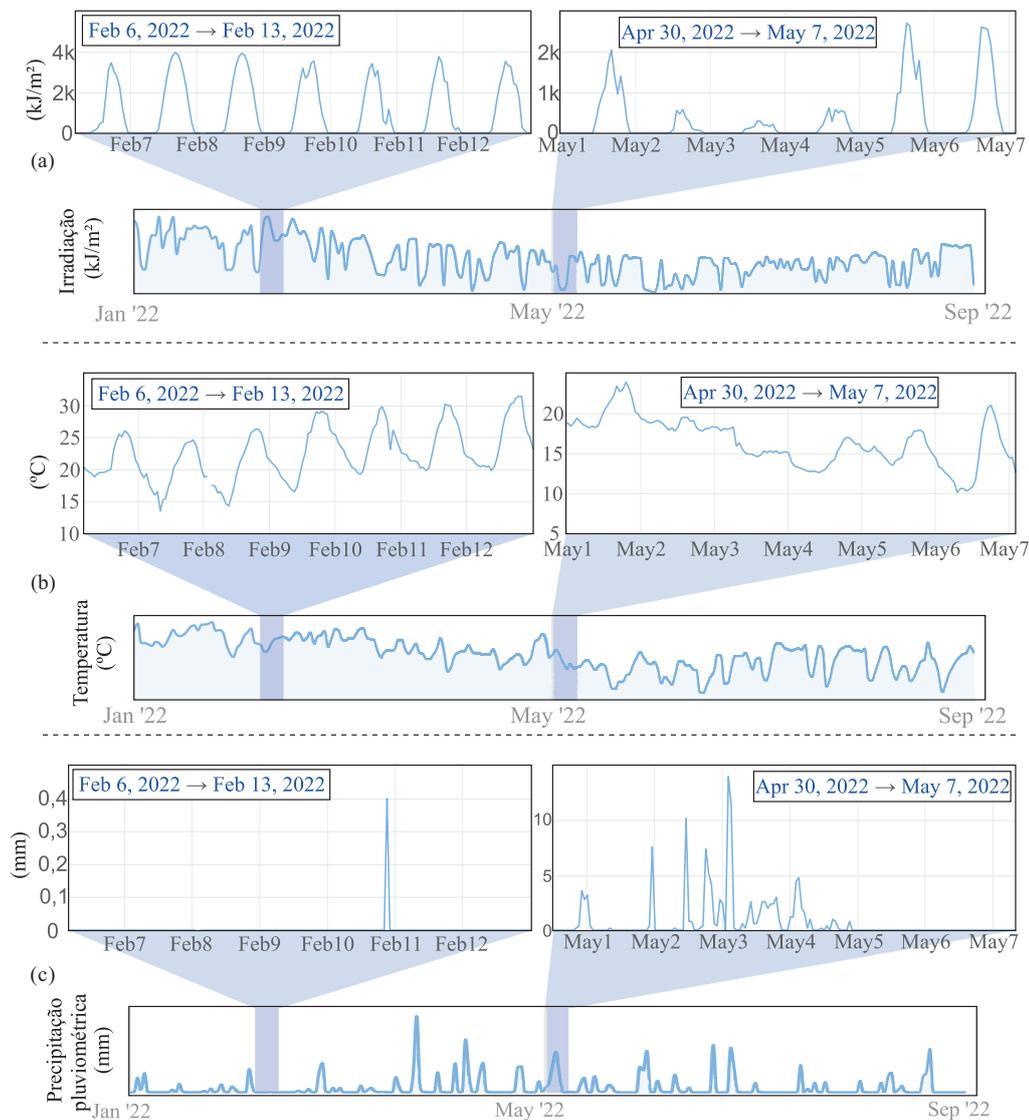
O *hardware* Typhoon HIL 402 utilizado também possibilita a análise no período de comutação e consta com um sistema de supervisão e aquisição de dados (SCADA)

que pode ser utilizado para monitoramento do sistema de potência em várias condições distintas.

5.2.2 Dados de entrada

Como a simulação foi feita na condição SIL para emular os dados de entrada de irradiância, temperatura e vazão, os mesmos foram definidos conforme equacionamento apresentado no Capítulo 3 e aproximados com os valores médios da região analisada. A variação horária de irradiância, temperatura e precipitação pluviométrica de determinado local são obtidas por estações meteorológicas automáticas, essas são disponibilizadas pelo INMET (2022) e estão apresentadas na Figura 143.

Figura 143 – Irradiação durante o ano de 2022 na estação CHAPECO (A895) em (a), temperatura ambiente (b) e precipitação pluviométrica em (c).



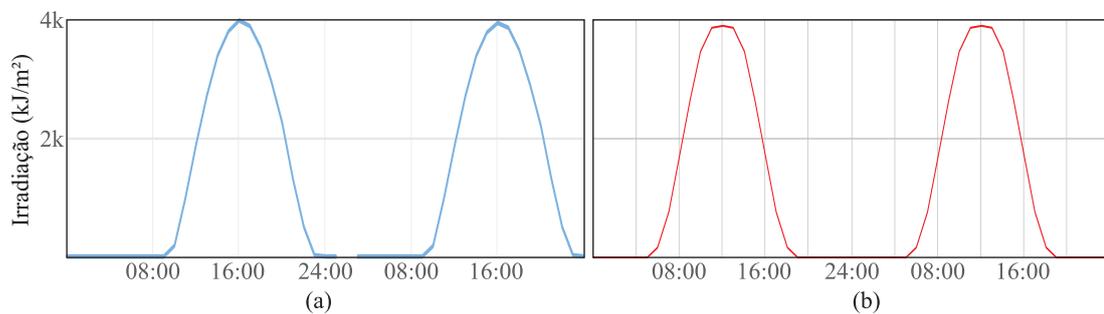
Fonte: INMET (2022).

Os dados apresentados na Figura 143, representam as variações climáticas durante o ano 2022 da estação meteorológica CHAPECO (A895), com destaque em uma época chuvosa e uma época ensolarada. Esses são os dados de entrada utilizados para análise do presente trabalho.

Como os dados disponibilizado pelo INMET (2022) são amostrados a cada hora, as variações climáticas ocorridas nessa hora não são representadas nesses, por esse motivo foi estimado os valores a cada segundo utilizando do procedimento de cálculo apresentado no Capítulo 3. O período de análise e simulação de 48 horas foi definido por representar a dinâmica noturna e estabilidade do nível do reservatório, também atendendo os limites de pontos do *hardware*, evitando o erro CIO.

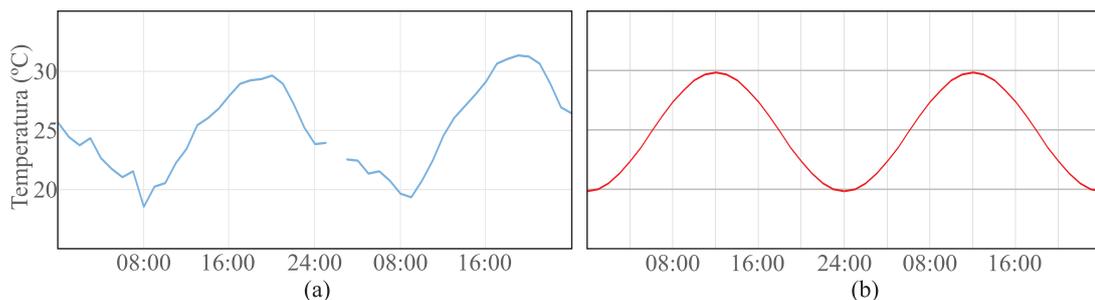
A comparação entre os dados reais e estimados de irradiação e temperatura estão apresentados respectivamente na Figura 144 e na Figura 145, nas quais ficam evidentes os atrasos entre os gráficos reais em (a) e estimados em (b). Isso ocorre, provavelmente, devido ao horário de aquisição da estação não estar ajustado. Considerando as curvas sobrepostas da Figura 146 é possível confirmar a semelhança entre os dados reais e estimados, validando assim os dados de entrada com variação a cada segundo junto a referência real.

Figura 144 – Variação da irradiação em 48 horas medida em (a) e estimada em (b).



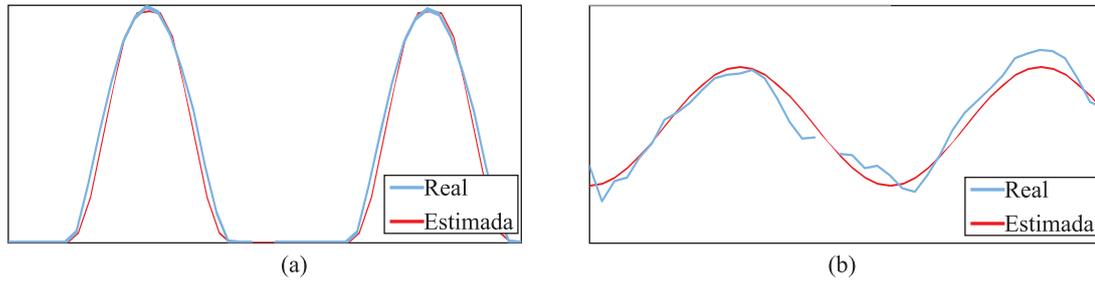
Fonte: autor.

Figura 145 – Variação da temperatura ambiente em 48 horas medida em (a) e estimada em (b).



Fonte: autor.

Figura 146 – Validação da curva estimada de irradiação (a) e temperatura ambiente (b).



Fonte: autor.

Como os dados necessários para simulação são de irradiância, o valor foi obtido da conversão do valor de irradiação horária, Figuras 143 e 144, para irradiância conforme

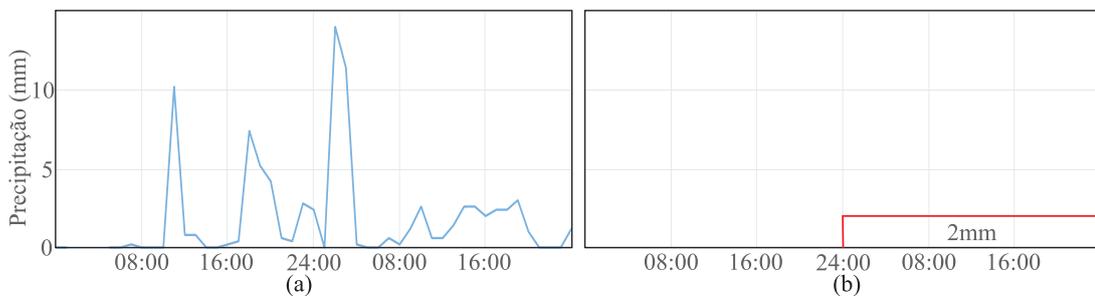
$$G_{G\theta} = \frac{\text{Irradiação}}{\text{Hora}} = \frac{4000 \text{ kJ/m}^2}{3600 \text{ s}} = 1,111 \text{ kW/m}^2, \quad (294)$$

que representa o valor máximo de irradiância obtido da energia acumulada durante uma hora. A irradiação representada em (kJ/m²) dividida a cada segundo, representa o valor de irradiância medida em (W/m²) semelhante ao apresentado no Capítulo 3, Figura 34.

Para obter o valor da temperatura do módulo fotovoltaico foi considerada a medida da temperatura ambiente da Figura 145 com o acréscimo da temperatura na superfície pela irradiância, Equação (41) página 71. A variação da temperatura devido à velocidade do vento, inércia térmica e umidade relativa do ambiente foi desconsiderada, pois o foco é uma comparação entre dois sistemas.

Por fim, a variação da vazão do afluente foi aproximada pela média diária da precipitação horária. A variação diária é mostrada na Figura 147 (a), e sua média estimada é mostrada na Figura 147 (b).

Figura 147 – Precipitação pluviométrica medida (a) e média estimada em 24 horas (b).



Fonte: autor.

Considerando uma área de abrangência dessa precipitação média de 10 km², con-

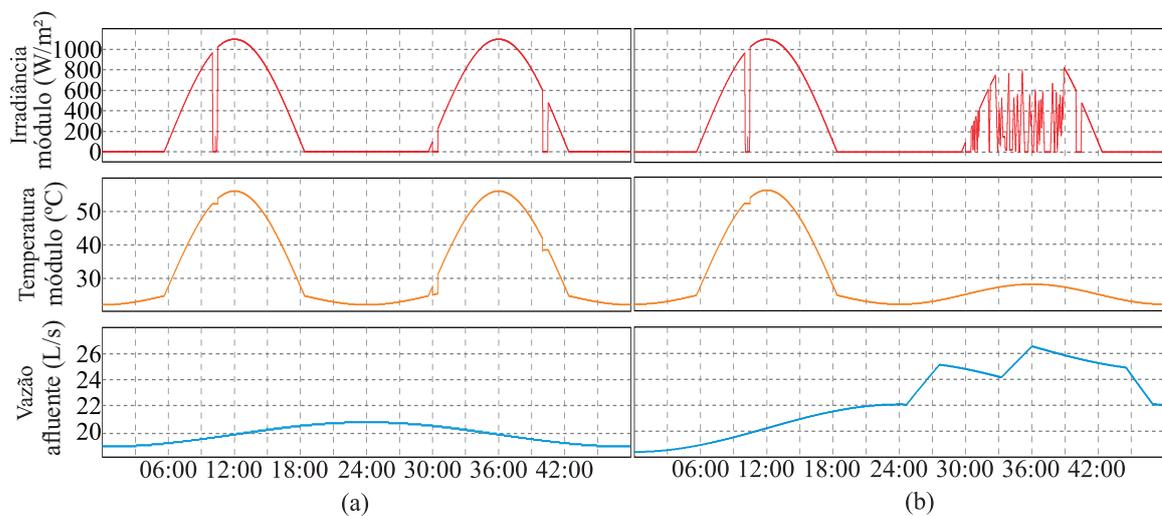
forme apresentado em

$$Q_{\text{chuva}} = \frac{\text{Área} \cdot \text{Precipitação}}{\text{Horas}} = \frac{10 \text{ km}^2 \cdot 2 \text{ mm}}{24 \cdot 3600 \text{ s}} = 0,231 \text{ m}^3/\text{s} = 231 \text{ L/s}, \quad (295)$$

obtém-se uma referência de vazão relacionada à precipitação pluviométrica. Como uma parcela desta vazão é absorvida pelo solo e/ou evaporada, a quantificação do quanto se torna potência hídrica se torna complexa, para aproximação neste período a vazão do afluente foi aumentada conforme último gráfico ilustrado na Figura 148 (b).

As formas de onda de irradiância, temperatura do módulo fotovoltaico e vazão do afluente utilizados para simulação estão apresentadas na Figura 148. A variação climática, a qual tem aspecto estocástico e imprevisível é evidente, por causa disso foram definidos dois cenários, um com característica de dia ensolarado, Figura 148 (a), e outro com característica de dia chuvoso, Figura 148 (b). Nesses foram acrescentados pontos de redução de irradiância que remetem a passagem de nuvens ou obstrução da irradiância por qualquer fenômeno inesperado, para fim de validação do controle complementar nesses instantes.

Figura 148 – Dados de entrada para simulação no cenário ensolarado (a) e chuvoso (b).



Fonte: autor.

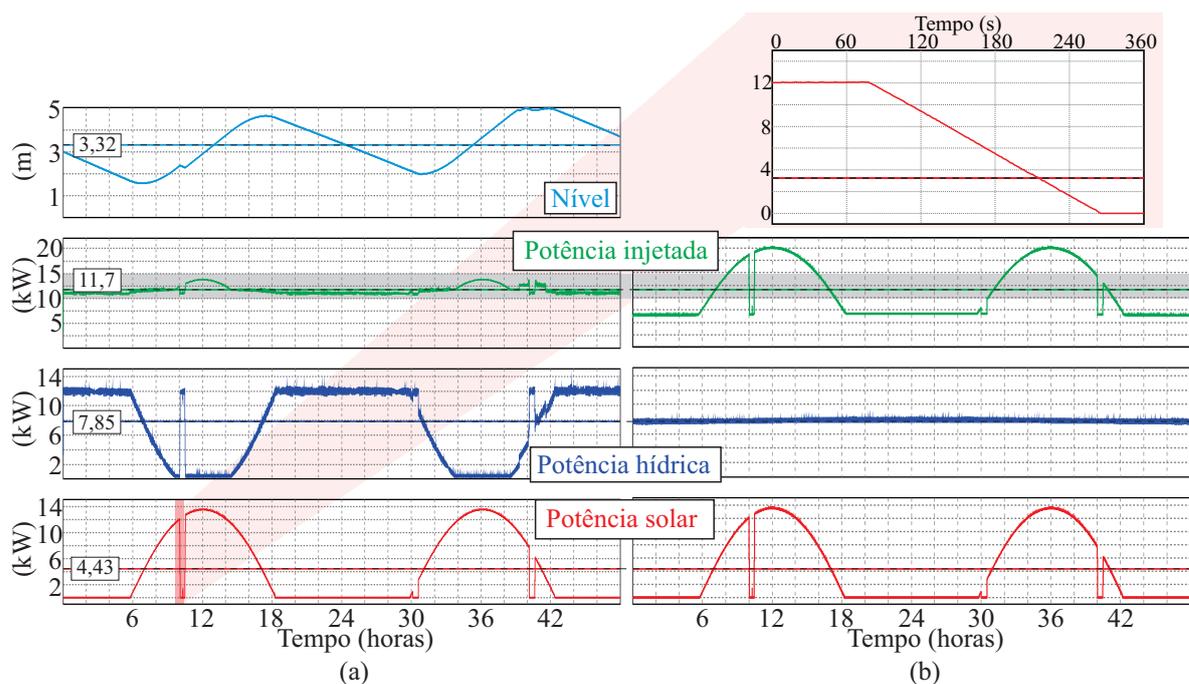
As simulações de longa duração utilizaram dos dados da Figura 148 como entradas, tanto do sistema proposto quanto do sistema convencional, para fins de comparação. No sistema convencional, sem o reservatório, a vazão de operação é reduzida, pois deve estar adequada a vazão do afluente. Como esse sistema é projetado com um valor nominal, não terá aumento significativo quando ocorrer o aumento de vazão devido à precipitação pluviométrica. Uma variação da vazão no sistema convencional pode ser aceita, sendo que esse pode utilizar de um retificador conforme ilustrado na Figura 22 (b) página 54. O sistema convencional também pode ter um controle no bico injetor, ou válvula, adequando a

vazão com a rotação e tensão necessárias para geração, conforme ilustrado na Figura 22 (a) página 54. Sabendo disso, para a simulação do sistema convencional a variação da vazão foi definida como um ganho proporcional definindo um limite máximo e mínimo de operação, pois a curva de potência se aproxima de uma reta ao redor do ponto de operação ilustrado na Figura 49 (b), considerando $d_n = 0,028$ m.

5.2.3 Cenário ensolarado

Os resultados obtidos da simulação do sistema proposto e convencional para o cenário ensolarado estão apresentados na Figura 149 os quais demonstram que a potência média gerada, apresentada numericamente sobre seu valor médio horizontal, se mantém idêntica para ambos os sistemas. Porém, no sistema proposto a potência instantânea gerada se mantém próxima da média, identificando assim a característica despachável e a possibilidade de operação *off-grid* ou conforme demanda. Já no sistema convencional existem um pico de geração devido à soma da geração hídrica e solar, o qual necessita uma infraestrutura adequada da rede de distribuição para suportar essa geração, caso não exista nenhuma carga conectada. E a falta de recursos energéticos no período noturno, necessitando o acréscimo da energia da concessionária. A vantagem do sistema proposto neste cenário se dá no controle da potência, caso seja limitado uma faixa de operação conforme destaque em cinza na Figura 149.

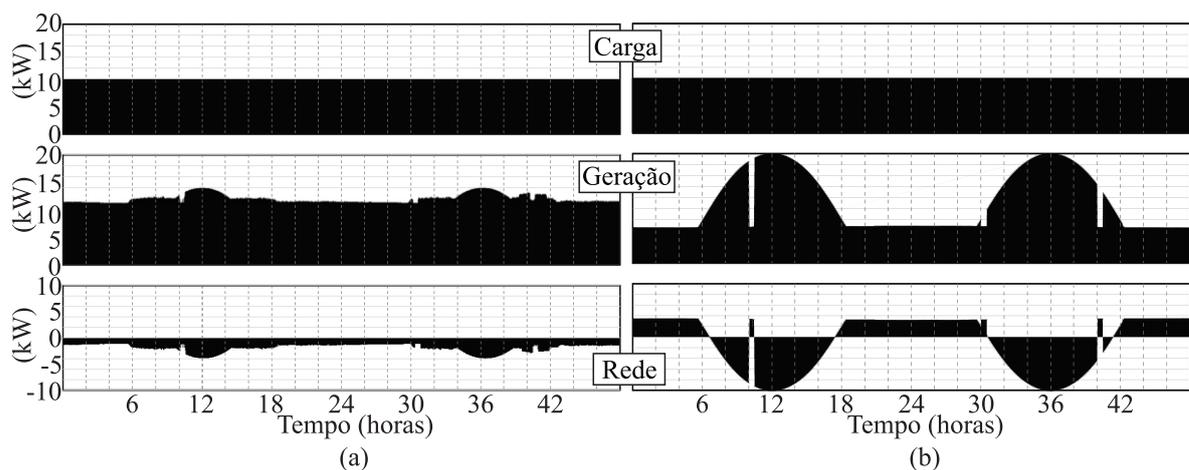
Figura 149 – Curva de potência em tempo real no cenário ensolarado do sistema proposto em (a) e convencional em (b).



Fonte: autor.

O limite superior da faixa de operação definida na Figura 149 está relacionado a rede de distribuição. Por exemplo, caso a instalação tenha um transformador de 15 kW, e não tenha carga na propriedade, a potência gerada no sistema convencional deve ser limitada para não ultrapassar os limites da linha de distribuição, já no caso proposto isso não acontece. O valor mínimo é definido para evitar uma troca energética com a rede, conforme apresentado na Figura 150, isso implica que a ausência do uso da rede resulta em uma redução do gasto energético. Essa afirmação leva considerações econômicas que podem variar conforme a região, estado ou país, sendo que é comum o valor da energia gerada ser vendido por um valor menor do que o valor pago quando consumido. Está em destaque também na Figura 149 a variação abrupta da irradiância, para representar a passagem de nuvens ou qualquer obstrução, que tem uma característica lenta em relação à dinâmica do conversor.

Figura 150 – Troca energética com a rede no sistema proposto (a) e convencional (b).



Fonte: autor.

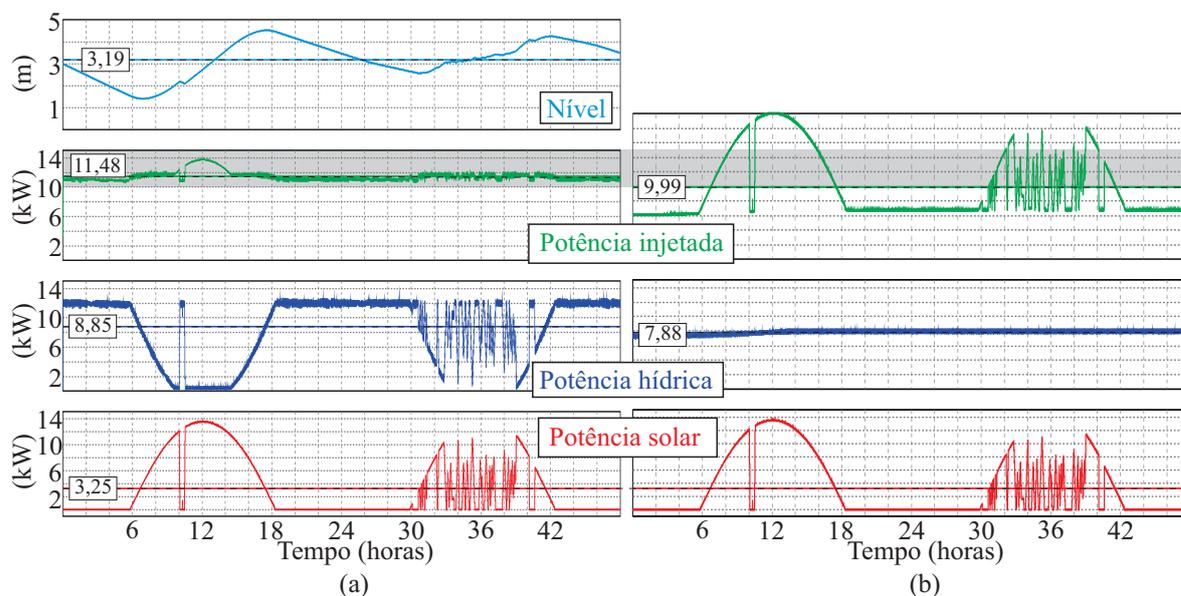
Podem existir diferenças das médias geradas entre os sistemas relacionadas com as perdas na adutora e devido ao sistema proposto estar com uma energia armazenada, a qual não é quantizada no valor médio de potência. Analisando o cenário ensolarado isoladamente, o custo necessário para construção do reservatório e do conversor proposto não compensa as vantagens aqui apresentadas neste cenário.

5.2.4 Cenário chuvoso

Os resultados obtidos da simulação do sistema proposto e convencional para o cenário chuvoso estão apresentados na Figura 151 em que é evidenciado que com a precipitação ocorre a redução da irradiância e o aumento da vazão. Nesse cenário, o sistema proposto se torna vantajoso, pois o aumento da energia gerada relacionada ao sistema hídrico reduziria o tempo de retorno do investimento. Além de manter as vantagens apresentadas no

cenário ensolarado, confirmando assim a possibilidade de operação *off-grid* em condições climáticas variadas devido ao uso complementar de ambas as fontes energéticas.

Figura 151 – Curva de potência em tempo real no cenário chuvoso do sistema proposto em (a) e convencional em (b).



Fonte: autor.

O aumento de geração do sistema proposto no cenário chuvoso está relacionado à possibilidade de maior geração devido à acumulação de água no reservatório do sistema hídrico. Como o sistema convencional é definido com uma condição nominal, ou seja, os dados da turbina e grupo gerador são dimensionados conforme a vazão do afluente, uma vazão maior não poderá ser absorvida pela limitação mecânica do sistema. Essa vazão excessiva pode ser relacionada com a vazão sanitária de grandes hidrelétricas, as quais são maiores em períodos chuvosos, e podem ser assimiladas como um desperdício hídrico.

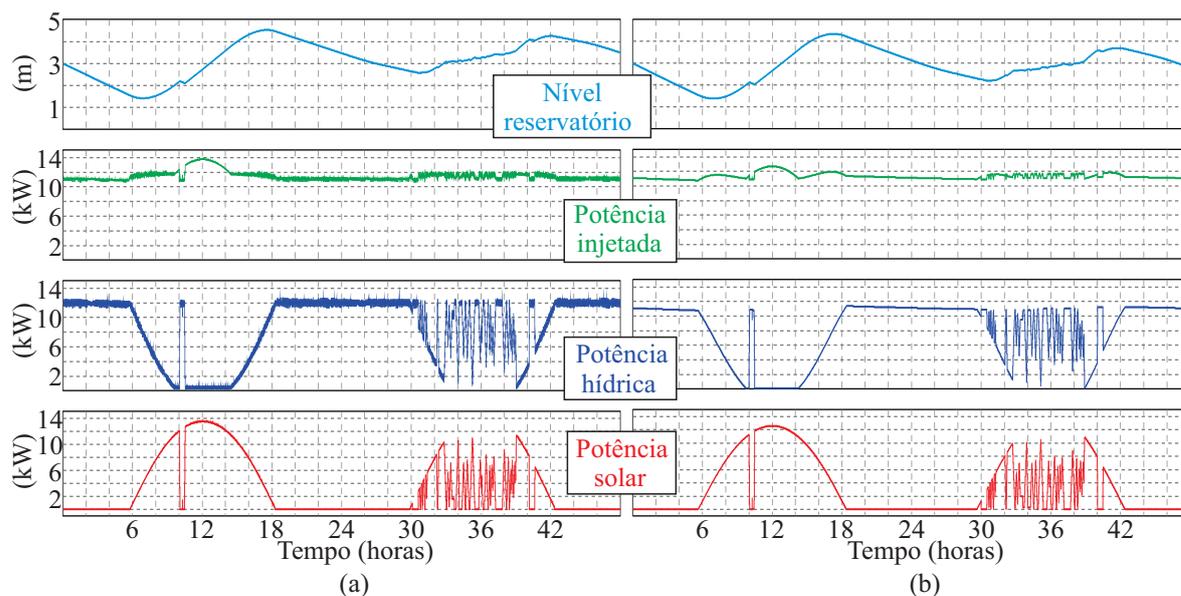
Ambos os cenários são aproximações das condições climáticas de determinada região, sendo que o sistema visa o aproveitamento máximo da geração hídrica e solar disponível. Todavia, existem extremos difíceis de serem mensurados, como no caso de períodos de seca que deixariam o sistema hídrico inoperante. De qualquer modo, o sistema proposto poderia operar com uma condição de vazão reduzida caso a carga demandada também fosse.

5.3 MODELO MÉDIO DO SISTEMA PROPOSTO

Com os resultados do modelo comutado em tempo real do sistema proposto, foi efetuado uma comparação com o modelo médio das potências obtido através do equacionamento apresentado no Capítulo 3, Equações (39), (52) e (63). O controle do reservatório

foi incluído no modelo médio através da linearização do controle do nível do reservatório apresentado no Capítulo 4 o qual se aproxima de uma expressão exponencial. O resultado está apresentado na Figura 152 e demonstra que as características de potência e variação do nível do reservatório são preservadas, validando assim esse para uma análise em um período de maior duração.

Figura 152 – Resultados em tempo real (a) e modelo médio (b) no cenário chuvoso.



Fonte: autor.

5.4 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

As simulações em tempo real demonstraram as vantagens do sistema proposto sob certas condições. Também auxiliaram na validação do modelo médio, o qual pode ser utilizado como uma referência, podendo assim identificar o potencial de geração híbrida de determinada localidade apenas com os dados climáticos e geográficos desta região.

Vale lembrar que o sistema foi definido conectado a rede para facilitar a comparação ilustrada nesse capítulo, a qual é indiferente qualquer sendo a conexão empregada. De qualquer modo, a conexão *on-grid* pode auxiliar na qualidade da rede elétrica em um final de linha. Foi mostrado também, que o sistema proposto tem característica necessária para geração *off-grid*, porém este requer um controle de potência e análise da instabilidade do sistema.

O impacto ambiental do sistema proposto é reduzido, como detalhado no Capítulo 3, pois usa da mesma área do sistema solar fotovoltaico para acumulação hídrica. Deste modo existe equivalência da área afetada entre os sistemas. Identificando assim a principal desvantagem do sistema proposto como sendo o custo de instalação.

As simulações demonstraram que no cenário ensolarado a geração média entre os sistemas se mantêm, e no cenário chuvoso existe um ganho de geração devido à possibilidade de aproveitamento do incremento da vazão relacionado à precipitação pluviométrica. Assim, pode-se então concluir que o sistema proposto tem um ganho de geração, o qual é evidenciado em regiões chuvosas.

6 CONCLUSÃO

O presente trabalho apresentou uma alternativa híbrida de microgeração para uso das fontes renováveis, solar fotovoltaica e hídrica, operando em paralelo e complementarmente. Assim, formando uma fonte energética de maior confiabilidade e sustentabilidade se utilizada para operação *off-grid*, uma vez que reduz a necessidade de banco de baterias com elevada capacidade.

A topologia proposta interliga as fontes em um único barramento CC, possibilitando o melhor aproveitamento de ambas as fontes com um ganho de geração, quando comparado com sistemas de microgeração convencionais. Essa topologia também toma vantagem do uso de apenas um inversor conectado à rede e ao uso da área afetada para geração fotovoltaica como sendo a mesma área para o reservatório da geração hídrica. Os ganhos de geração no cenário chuvoso evidenciam a vantagem do sistema proposto nestas condições, validando o uso do sistema para operação *off-grid*. Já no sistema conectado, a proposta pode contribuir para redução do custo relacionado à troca energética e, com o devido controle de potência, melhorar as condições no final de linha de uma rede de distribuição.

As simulações em tempo real demonstraram uma solução satisfatória para validação de projetos eletrônicos de alta potência, podendo assim eliminar possíveis erros de projeto e verificar a viabilidade e factibilidade desses em diversas condições de operação em tempo real. Os resultados obtidos foram considerados satisfatórios atendendo os objetivos propostos, formando um tutorial do uso de conversores em sistemas híbridos, hídrico e solar fotovoltaico, o qual ainda é pouco explorado, podendo ser utilizado em projetos semelhantes e no desdobramento necessário na execução destes. Apesar da validação através da simulação em tempo real, a construção de um protótipo em baixa escala é indispensável para confirmação dos resultados obtidos.

Algumas dificuldades identificadas durante a execução do trabalho e suas possíveis melhorias podem ser utilizadas como referência para trabalhos futuros, e estão citadas a seguir:

- a) o controle do reservatório se demonstrou satisfatório, porém deve ser otimizado com opção de aumento de geração quando o mesmo estiver ao nível máximo, isso ficou evidente durante as simulações;
- b) o controle de potência é uma necessidade para operação *off-grid*, pois de outra forma o barramento não seria controlado. O mesmo se faz necessário na operação conectada a uma rede fraca, característica de um final de linha da rede de distribuição;
- c) o *hardware* Typhoon HIL também pode ser utilizado para explorar as perdas dos conversores, assim, tendo uma melhor definição de rendimento do sistema, o que também pode ser utilizado para comparação entre o sistema proposto e convencional. A análise de instabilidade do sistema também pode ser explorada

- acrescentando as condições de linha fraca na simulação;
- d) o uso de um retificador controlado unidirecional para evitar a motorização do gerador em momentos de excesso de geração solar fotovoltaica;
 - e) um algoritmo de inicialização de operação do retificador, para possibilitar a saída desse do sistema quando não estiver em operação, sem nenhum consumo energético, assim como uma entrada suave sem instabilizar o sistema;
 - f) a utilização de um filtro LCL no retificador para filtrar a ondulação de tensão característica da máquina elétrica;
 - g) o estudo das perdas mecânicas e redução do rendimento, caso o controle do reservatório seja feito através da redução do diâmetro da adutora, onde é utilizado apenas uma válvula, não necessitando o controle dos bicos injetores;
 - h) a utilização de máquinas de indução trifásica para geração pode ser uma opção viável economicamente, porém deve ser verificado o controle necessário para operação desta como gerador. O uso de máquinas assíncronas como geradores, é uma prática pouco utilizada, de baixo custo e tecnologia nacional;
 - i) construção de um protótipo de laboratório em baixa escala nos padrões de proteção e especificações elétricas e mecânicas, que permita ensaios experimentais, para a confirmação e validação dos resultados.

6.1 CONSIDERAÇÕES FINAIS

A forma utilizada para execução do trabalho se deu devido à pandemia, onde o retorno às aulas presenciais e laboratório eram incertos, por este motivo foi optado pela validação com simulações em tempo real utilizando a plataforma Typhoon HIL o que vem tendo grande aceitação pelo público acadêmico e industrial.

Com o advento de novas tecnologias renováveis, a energia hídrica foi deixada em segundo plano devido aos altos custos de implementação e impactos socioambientais negativos relacionados a projetos mal planejados. Porém, em países com um grande potencial hídrico ainda inexplorado e uma vasta área preservada ou agrícola, uma análise profunda dos recursos energéticos deve ser feita, para evitar uma interpretação errônea das formas de geração, como mostrado no presente trabalho.

Com a redução dos custos de máquinas e equipamentos, e o aumento de empresas trabalhando com microgeração hídrica, a alternativa aqui apresentada pode tornar a microgeração híbrida uma opção atrativa tanto no custo quanto sustentabilidade. Apesar do conceito apresentado no trabalho ser direcionado à microgeração, esse pode ser estendido para pequenas centrais hidrelétricas, nesse caso até mesmo sem o uso do retificador, apenas no controle da geração de forma complementar, com o intuito de reduzir a área alagada dos reservatórios e possibilitar os mesmos níveis de geração.

REFERÊNCIAS

AKAGI, Hirofumi; WATANABE, Edson Hirokazu; AREDES, Maurício. **Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning**. New Jersey, USA: John Wiley e Sons, Ltd., Publication, 2007. ISBN 978-0-470-10761-4.

AKOREDE, Mudathir Funsho; HIZAM, Hashim; POURESMAEIL, Edris. Distributed energy resources and benefits to the environment. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 14, n. 2, p. 724–734, 2010. ISSN 13640321.

ALMEIDA, Rafael M. *et al.* Reducing greenhouse gas emissions of Amazon hydropower with strategic dam planning. **Nature Communications**, Nature Publishing Group, v. 10, n. 1, dez. 2019. ISSN 20411723.

ANYI, Martin; KIRKE, Brian. Evaluation of small axial flow hydrokinetic turbines for remote communities. **Energy for Sustainable Development**, Elsevier, v. 14, n. 2, p. 110–116, 2010. ISSN 09730826.

APOSTOLOPOULOU, D.; GRÈVE, Z. De; MCCULLOCH, M. Robust Optimization for Hydroelectric System Operation Under Uncertainty. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 33, n. 3, p. 3337–3348, mai. 2018.

APOSTOLOPOULOU, D.; MCCULLOCH, M. Optimal Short-Term Operation of a Cascaded Hydro-Solar Hybrid System: A Case Study in Kenya. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, v. 10, n. 4, p. 1878–1889, out. 2019.

ASHRAE. **ASHRAE HANDBOOK: FUNDAMENTALS**. United States: W. Stephen Comstock, 2017.

ATLAS, Global Solar. **Global Solar Atlas**. [*S.l.: s.n.*], 2022. Online. Disponível em: <https://globalsolaratlas.info/>.

ATLAS, Global Wind. **Global Wind Atlas**. [*S.l.: s.n.*], 2022. Online. Disponível em: <https://globalwindatlas.info//>.

AZEVEDO, Gustavo M S. **Controle e Operação de Conversores em Microrredes**. 2011. F. 1–173. Tese (Doutorado).

BADESCU, Viorel. **Modeling Solar Radiation Modeling Solar Radiation at the Earth Surface**. [S.l.: s.n.], 2008.

BARON, Sadi. **O Hidronegócio Em Questão: Empoderamento Dos Atores Regionais No Contexto Da Descentralização Da Geração E Gestão Da Energia Elétrica**. 2020. Tese (Doutorado) – Universidade de Santa Cruz do Sul, Santa Cruz do Sul.

BOJOI, R.; GRIVA, G.; GUERRIERO, M.; FARINA, F.; PROFUMO, F.; BOSTAN, V. Improved current control strategy for power conditioners using sinusoidal signal integrators in synchronous reference frame. **PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference**, v. 6, n. 6, p. 4623–4629, 2004. ISSN 02759306.

BORGONOVO, D. **Modelagem e Controle de Retificadores PWM trifásicos Empregando a Transformação de PARK**. 2001. Diss. (Mestrado) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Brasil.

BOWES, S R; LAI, Yen-Shin. The relationship between space-vector modulation and regular-sampled PWM. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 44, n. 5, p. 670–679, 1997. ISSN 1557-9948 VO - 44.

CARDOSO, Guilherme José Oliveira. **Caracterização metrológica de modelo de turbina Pelton para laboratório didático**. 2016. Diss. (Mestrado) – Faculdade de Engenharia Universidade do Porto, Porto.

CHANDRAN, V. P.; KEWAT, S.; SINGH, B. Reconfigurable Two-Stage Solar PV -Battery Supported– Small Hydro System Based Micro-Grid. **IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)**, p. 1–6, dez. 2020.

CHOI, Young Kwan. A study on power generation analysis of floating PV system considering environmental impact. **International Journal of Software Engineering and its Applications**, v. 8, n. 1, p. 75–84, 2014. ISSN 17389984.

COELHO, R. F. **Concepção, Análise e Implementação de Uma Microrede Interligada à Rede Elétrica para Alimentação Ininterrupta de Cargas CC a Partir de Fontes Renováveis**. 2013. Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Brasil.

COELHO, R. F. **Estudo dos Conversores Buck e Boost Aplicados ao Rastreamento da Máxima Potência de Sistemas Solares Fotovoltaicos**. 2008. F. 198. Diss. (Mestrado).

COELHO, R. F.; SCHMITZ, L.; MARTINS, D. C. **Energia Solar Fotovoltaica**. Florianópolis, SC: Ed. dos Autores, 2022.

COLLIER, D. A. F. **Modelagem e Controle de Retificadores PWM Trifásicos Conectados a Geradores Síncronos a Ímãs Permanentes em Sistemas de Conversão de Energia Eólica**. 2011. Diss. (Mestrado) – UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA.

CORRADINI, Luca; MAKSIMOVIC, Dragan; MATTAVELLI, Paolo; ZANE, Regan. **Digital Control of High-Frequency Switched-Mode Power Converters**. [S.l.: s.n.], 2015. v. 7, p. 37–72. ISBN 9772081415. arXiv: arXiv:1011.1669v3.

DE ARAUJO, Marcos Aurélio. **Prospecção de Parques Hidrocinéticos, Comparação entre Projetos Preliminares nos Rios Iguazu e Paraná**. 2016. Instituto Latino-Americano de Tecnologia, Infraestrutura e Território (ILATIT), Foz do Iguazu.

DECAIX, Jean; GASPOZ, Anthony; HASMATUCHI, Vlad; DREYER, Matthieu; NICOLET, Christophe; CRETTEHAND, Steve; MÜNCH-ALLIGNÉ, Cécile. Enhanced operational flexibility of a small run-of-river hydropower plant. **Water (Switzerland)**, MDPI AG, v. 13, n. 14, jul. 2021. ISSN 20734441.

DFID. **Water storage and hydropower: supporting growth, resilience and low carbon development A DFID evidence-into-action paper**. [S.l.], 2009.

DIXON, S. L. (Sydney Lawrence); HALL, C. A. (Cesare A.) **Fluid mechanics and thermodynamics of turbomachinery**. 7. ed. Oxford - UK: Elsevier, 2014. P. 537. ISBN 9780124159549.

DRIESEN, Johan; KATIRAEI, Farid. Design for Distributed Energy Resources. n. 6, 2008.

DUTRA, Ricardo. **Energia Eólica Princípios e Tecnologia**. [S.l.]: CRESESB - Centro de Referência para Energia Solar e Eólica Sérgio de Salvo Brito, 2008. P. 58.

EARTH, Google. **Google Earth**. [S.l.: s.n.], 2022. Online. Disponível em: <https://earth.google.com/web/>.

EIAMCHAMROONLARP, Piti. Rights to Own and Operate a Hydro Floating Solar Project in Thailand. **Thai Legal Studies**, Faculty of Law, Thammasat University, p. 133–149, dez. 2021.

ENERGY, US Department of. **U.S. Hydropower Market Report**. [S.l.], 2021.

ERICKSON, Robert W.; MAKSIMOVIC, Dragan. **Fundamentals of Power Electronics**. 2nd. Colorado: Kluwer Academic Publishers, 2001. ISBN 9781475705591.

FEARNSIDE, Philip M. **Hidrelétricas Na Amazônia Impactos Ambientais E Sociais Na Tomada De Decisões Sobre Grandes Obras**. Manaus - AM: Instituto Nacional de Pesquisas da Amazônia Presidente, 2015. ISBN 9788521101437.

FISCH, Leandro Benhur Klinger. **Modelagem, Controle e Operação de um Sistema Direct-Drive de Conversão de Energia Eólica de 10 MW**. 2021. Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC. ISBN 9781119130536.

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, 2009. ISSN 08858993.

GADZANKU, Sika; BESHILAS, Laura; GRUNWALD, Ursula. **Enabling Floating Solar Photovoltaic (Fpv) Deployment, Review of Barriers to FPV Deployment in Southeast Asia**. [S.l.], 2021. Disponível em: www.nrel.gov/publications..

GE, General Electrics. **High Water: This Pumped Storage Tech Will Help Power Austria's Trains And Balance The Grid**. [S.l.: s.n.], 2021. Disponível em: <https://www.ge.com/news/reports/high-water-this-pumped-storage-tech-will-help-power-austrias-trains-and-balance-the-grid>.

GOSWAMI, D.Yogi; KREITH, Frank. **Energy Efficiency and Renewable Energy**. [S.l.: s.n.], 2016. v. 2013. ISBN 9781466585096.

GRAUS, W. H.J.; VOOGT, M.; WORRELL, E. International comparison of energy efficiency of fossil power generation. **Energy Policy**, v. 35, n. 7, p. 3936–3951, 2007. ISSN 03014215.

GUEYMARD, Christian A. A reevaluation of the solar constant based on a 42-year total solar irradiance time series and a reconciliation of spaceborne observations. **Solar Energy**, Elsevier, v. 168, February, p. 2–9, 2018. ISSN 0038092X.

GÜNEY, M. S.; KAYGUSUZ, K. Hydrokinetic energy conversion systems: A technology status review. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, Elsevier Ltd, v. 14, n. 9, 2010. ISSN 13640321.

HIDREO. **Hidreo**. [S.l.: s.n.], 2021. Online. Disponível em: <https://hidreo.com.br/>.

HOLMES, D. Grahame; LIPO, Thomas A. **Pulse Width Modulation for Power Converters**. [S.l.]: John Wiley e Sons, Ltd., Publication, 2003. ISBN 0471234397.

HUWAE, Reza; SUSATYO, Anjar; SUBEKIT, Ridwan Arief; SUDIBYO, Henny; KHAERUDINI, Deni Shidqi. Gravitational Water Vortex Hydropower: Experimental Investigation of Free Surface Wave in Water Intake Channel. *In*: 2020 International Conference on Sustainable Energy Engineering and Application (ICSEEA). [S.l.]: IEE, nov. 2020. P. 83–87.

INMET. **Instituto Nacional de Meteorologia**. [S.l.: s.n.], 2022. Online. Disponível em: <https://portal.inmet.gov.br/>.

ISERMANN, Rolf. **Digital Control Systems**. [S.l.: s.n.], 1989. ISBN 9783642864193.

JASA, L.; ARDANA, I. P.; PUTRI, R. I. New Turbine Design Model NEST-LIE, 2018.

JOIAN, R.; PETREUŞ, D.; ETZ, R.; LUNG, C. The experimental stand for the study of the hydro wind hybrid power stations. **IEEE 19th International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging (SIITME)**, p. 153–157, out. 2013.

JURASZ, Jakub; CIAPAŁA, Bartłomiej. Solar–hydro hybrid power station as a way to smooth power output and increase water retention. **Solar Energy**, Elsevier Ltd, v. 173, p. 675–690, out. 2018. ISSN 0038092X.

KNABBEN, Gustavo Carlos. **Microinversor Fotovoltaico Não Isolado De Dois Estágios**. 2017. Diss. (Mestrado) – UFSC - Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis.

LAWAL, K. O. Hydro-based, renewable hybrid energy sytem for rural/remote electrification in Nigeria. **Clemson University Power Systems Conference (PSC)**, p. 1–6, mar. 2015.

LAWS, Nicholas D.; EPPS, Brenden P. Hydrokinetic energy conversion: Technology, research, and outlook. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, Elsevier Ltd, v. 57, p. 1245–1259, mai. 2016. ISSN 18790690.

LAZZARIN, Telles Brunelli; BARCELOS, Renan Pillon. **Retificador PWM Monofásicos Para Correção de Fator de Potência**. 1 edição. Florianópolis, SC: Ed. dos Autores, 2019.

LEE, Nathan; GRUNWALD, Ursula; ROSENLIEB, Evan; MIRLETZ, Heather; AZNAR, Alexandra; SPENCER, Robert; COX, Sadie. Hybrid floating solar photovoltaics-hydropower systems: Benefits and global assessment of technical potential. **Renewable Energy**, Elsevier Ltd, v. 162, p. 1415–1427, dez. 2020. ISSN 18790682.

LEITE, V.; COUTO, J.; FERREIRA, A.; BATISTA, J. A Practical Approach for Grid-connected Pico-hydro Systems using Conventional Photovoltaic Inverters. **IEEE International Energy Conference (ENERGYCON)**, p. 1–6, abr. 2016.

LIMONGI, Leonardo Rodrigues; BOJOI, Radu; GRIVA, Giovanni; TENCONI, Alberto. Comparing the Performance of Digital Signal Processor-Based Current Controllers for Three-Phase Active Power Filters. **IEEE industrial electronics magazine**, March, p. 20–31, 2009.

LIU, Yue; PACKEY, Daniel J. Combined-cycle hydropower systems - The potential of applying hydrokinetic turbines in the tailwaters of existing conventional hydropower stations. **Renewable Energy**, Elsevier Ltd, v. 66, p. 228–231, 2014. ISSN 09601481.

MAC DONALD, Ramsay Rafaél. **Instrumentation platform and Maximum Power Point Tracking control for a Hydrokinetic turbine**. 2017. Diss. (Mestrado) – Universidade de Brasilia - UnB, Brasilia.

MACCARI, L. A.; PINHEIRO, H.; OLIVEIRA, R. C.L.F.; MONTAGNER, E. V. F. Robust pole location with experimental validation for three-phase grid-connected converters. **Control Engineering Practice**, Elsevier, v. 59, November 2016, p. 16–26, 2017. ISSN 09670661.

- MARQUES FILHO, Edson P.; OLIVEIRA, Amauri P.; VITA, Willian A.; MESQUITA, Francisco L.L.; CODATO, Georgia; ESCOBEDO, João F.; CASSOL, Mariana; FRANÇA, José Ricardo A. Global, diffuse and direct solar radiation at the surface in the city of Rio de Janeiro: Observational characterization and empirical modeling. **Renewable Energy**, Elsevier Ltd, v. 91, p. 64–74, jun. 2016. ISSN 18790682.
- MARTINS, D. C.; BARBI, I. **Eletrônica de Potência: Conversores CC-CC básicos não isolados**. 2nd. Florianópolis, SC: Ed. dos Autores, 2006.
- MASSING, J. R.; CARNIELUTTI, F. M.; PINHEIRO, H. On discrete-Time models for grid-connected converters with L-and LCL-filter in synchronous reference frame. **2017 IEEE 18th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics, COMPEL 2017**, p. 1–8, 2017.
- MASUD, Ibrahim Abubakar; SUWA, Yoshihide. Viability of Hydro-kinetic Turbine as an Alternative for Renewable Energy Harvesting In Nigeria. *In: 12TH South East Asian Technical University Consortium (SEATUC)*. [S.l.]: IEEE, 2018.
- MCVEIGH, J. O.; RAGHEB, Magdi M. H.; HIGGINS, Thomas J. **Sun Power: An Introduction to the Applications of Solar Energy**. USA: [s.n.], 2008. v. 25, p. 1032–1034. ISBN 0080261485.
- MENDES, Rafael C. F.; MAC DONALD, Ramsay R.; MIRANDA, Ana Rafaela S.; VAN ELS, Rudi H.; NUNES, Maurício A.; BRASIL JR., Antonio C. P. Monitoring a hydrokinetic converter system for remaining energy in hydropower plants; Monitoring a hydrokinetic converter system for remaining energy in hydropower plants. v. 18, n. 10, p. 1683, 2020.
- MESSENGER, Roger; ABTAHI, Amir. **Photovoltaic Systems Engineering**. [S.l.: s.n.], 2017.
- MITSUBISCHI. **Datasheet Photovoltaic Module PV-MJT250GB - Mitsubishi Electric**. [S.l.: s.n.], 2022. Disponível em:
<https://www.mitsubishi-pv.de/datasheets/mjt-datasheet.pdf>.
- MOCCELINI, Marcos Paulo. **Real-Time Simulation of Power Electronics Systems and Hardware-in-the-Loop Applications**. 2018. Diss. (Mestrado) – Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC.

- NASCIMENTO, Lucas Rafael do; VIANA, Trajano de Souza;
CAMPOS, Rafael Antunes; RÜTHER, Ricardo. Extreme solar overirradiance events: Occurrence and impacts on utility-scale photovoltaic power plants in Brazil. **Solar Energy**, Elsevier Ltd, v. 186, p. 370–381, jul. 2019. ISSN 0038092X.
- NETO, Luis Juarez Castelo Branco Camurça. **Sistema De Conversão De Energia Eólica De Alta Eficiência Utilizando O Conversor Delta Tipo-T E Minimização Das Perdas Da Máquina Baseada Em Modelo**. 2016. Diss. (Mestrado) – UFSC - Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis.
- NYONI, Kumbuso Joshua; MARONGA, Anesu; TUOHY, Paul Gerard; SHANE, Agabu. Hydro-connected floating pv renewable energy system and onshore wind potential in zambia. **Energies**, MDPI AG, v. 14, n. 17, set. 2021. ISSN 19961073.
- OGATA, K. **Discrete-Time Control Systems**. [S.l.: s.n.], 1995. v. 33, p. 2281–2282.
- OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. [S.l.: s.n.], 2010. P. 912. ISBN 978-85-7605-810-6.
- ONS. **Organizador Nacional do Sistema**. [S.l.: s.n.], 2022. Online. Disponível em: <http://www.ons.org.br/>.
- PAPAEFTHYMIU, S. V.; KARAMANOU, E. G.; PAPATHANASSIOU, S. A.; PAPADOPOULOS, M. P. A Wind-Hydro-Pumped Storage Station Leading to High RES Penetration in the Autonomous Island System of Ikaria. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, v. 1, n. 3, p. 163–172, out. 2010.
- PARTRIDGE, Ian. Cost comparisons for wind and thermal power generation. **Energy Policy**, Elsevier Ltd, v. 112, September 2017, p. 272–279, 2018. ISSN 03014215.
- QIU, Y.; LIN, J.; LIU, F.; SONG, Y.; CHEN, G.; DING, L. Stochastic Online Generation Control of Cascaded Run-of-the-River Hydropower for Mitigating Solar Power Volatility. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 35, n. 6, p. 4709–4722, nov. 2020.
- QUARANTA, Emanuele; TRIVEDI, Chirag. The state-of-art of design and research for Pelton turbine casing, weight estimation, counterpressure operation and scientific challenges. **Heliyon**, Elsevier Ltd, v. 7, n. 12, dez. 2021. ISSN 24058440.
- REN21. **Renewables 2021 Global Status Report**. [S.l.], 2021.

REN21. **Renewables 2022 Global Status Report**. [S.l.], 2022. ISBN 9783948393045.

RODRIGUES, Pedro Sival Ferreira; JATOBÁ, Eduardo Boudoux; DA NOBREGA, Douglas Balduino Guedes; FILHO, José Bione de Melo. Plataforma Fotovoltaica Flutuante De Sobradinho (BA)-Desafios E Estratégias De Implantação. *In: VIII Congresso Brasileiro de Energia Solar*. [S.l.: s.n.], 2020.

ROLIM, Luís Guilherme Barbosa; DA COSTA, Diogo Rodrigues; AREDES, Maurício. Analysis and software implementation of a robust synchronizing PLL circuit based on the pq theory. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 53, n. 6, p. 1919–1926, 2006. ISSN 02780046.

ROMERO, Manuel; STEINFELD, Aldo. **Concentrating solar thermal power and thermochemical fuels**. v. 5. [S.l.: s.n.], nov. 2012. P. 9234–9245.

RONDÓN, Adriana Coromoto Becerra; DUCATI, Jorge Ricardo; HAAG, Rafael. Análise Anual Das Componentes Direta, Difusa E Global Da Radiação Solar Em Porto Alegre, RS. *In: VIII Congresso Brasileiro de Energia Solar*. Fortaleza: [s.n.], 2020.

RUAN, Xinbo; WANG, Xuehua; PAN, Donghua; YANG, Dongsheng; LI, Weiwei; BAO, Chenlei. **Control Techniques for LCL -Type Grid- Connected Inverters**. [S.l.]: Springer, 2018. ISBN 9789811042768.

SAPTHANAKORN, Promsak; SALAKIJ, Saran. Evaluating the Potential of Using Floating Solar Photovoltaic on 12 Reservoirs of Electricity Generation Authority of Thailand Hydropower Plants. *In: 2021 International Conference on Smart City and Green Energy, ICSCGE 2021*. [S.l.]: Institute of Electrical e Electronics Engineers Inc., 2021. P. 41–45.

SERIS, Solar Energy Research Institute of Singapore. **Where Sun Meets Water FLOATING SOLAR MARKET REPORT EXECUTIVE SUMMARY**. [S.l.], 2018. Disponível em: www.worldbank.org.

SHARMA, Aparna. **Sustainability and Solar Energy**. [S.l.], 2022. Disponível em: www.expatlifethailand.com.

SHENG, W. C.; HUA, L.; LONG, Y. Z.; BO, W. Y.; CHANG, P. Y.; HUA, X. H. Research on Control Strategies of Small-Hydro/PV Hybrid Power System. **International Conference on Sustainable Power Generation and Supply**, p. 1–5, abr. 2009.

- SINGH, S.; BHATTI, T. S.; KOTHARI, D. P. A Review of Wind-Resource-Assessment Technology. v. 132, n. 1, p. 8–14, 2006.
- SMETS, Arno; JÄGER, Klaus; ISABELLA, Olindo; SWAAIJ, René van; ZEMAN, Miro. **Solar energy The physics and engineering of photovoltaic conversion, technologies and systems.** [S.l.: s.n.], 2016.
- SOLOMIN, Evgeny; SIROTKIN, Evgeny; CUCE, Erdem; SELVANATHAN, Shanmuga Priya; KUMARASAMY, Sudhakar. Hybrid floating solar plant designs: A review. **Energies**, MDPI AG, v. 14, n. 10, 2021. ISSN 19961073.
- SOUZA, Muriele Bester de; TONOLO, Édwin Augusto; YANG, Renata Lautert; TIEPOLO, Gerson Maximo; URBANETZ JR, Jair. Determinação Da Irradiação Difusa A Partir Da Irradiação Global Horizontal – Estudo Para A Cidade De Curitiba. *In*: SMART Energy Paraná 2018. Curitiba: [s.n.], 2018.
- SULZER. **Pumped Hydro Storage Power.** [S.l.: s.n.], 2014.
- TAMRAKAR, Ujjwol; SHRESTHA, Dipesh; MAHARJAN, Manisha; BHATTARAI, Bishnu P.; HANSEN, Timothy M.; TONKOSKI, Reinaldo. Virtual inertia: Current trends and future directions. **Applied Sciences (Switzerland)**, v. 7, n. 7, p. 1–29, 2017. ISSN 20763417.
- TAN, Kheng Wee; KIRKE, Brian; ANYI, Martin. Small-scale hydrokinetic turbines for remote community electrification. **Energy for Sustainable Development**, Elsevier B.V., v. 63, p. 41–50, ago. 2021. ISSN 23524669.
- TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F.; BORUP, U.; LISERRE, M. A new control structure for grid-connected LCL PV inverters with zero steady-state error and selective harmonic compensation. **Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC**, v. 1, n. 100, p. 580–586, 2004.
- TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRÍGUEZ, P. **Grid Converters For Photovoltaic And Wind Power Systems.** [S.l.]: John Wiley e Sons, Ltd., Publication, 2011. ISBN 9780470057513.
- TOTH, Ferenc L. **Energy for Development.** [S.l.]: Springer, 2012. ISBN 978-94-007-4161-4.

TURBULENT. **Turbulent**. [S.l.: s.n.], 2021. Online. Disponível em: <https://www.turbulent.be/>.

UNIDO, United Nations Industrial Development Organization. **World Small Hydropower Development Report 2019 - Case Studies**. [S.l.], 2019. P. 96. Disponível em: www.smallhydroworld.org.

VELLOSO, Maria Francisca Azeredo. **Possibilidade De Geração Híbrida Hidro-Solar Na Bacia Do São Francisco**. 2017. Tese (Doutorado) – Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais - INPE, São José dos Campos.

VERMAAK, Herman Jacobus; KUSAKANA, Kanzumba; KOKO, Sandile Philip. Status of micro-hydrokinetic river technology in rural applications: A review of literature. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 29, p. 625–633, 2014. ISSN 13640321.

WEG. **Turbinas Hidráulicas**. Jaraguá do Sul - SC - Brasil: [s.n.], 2022. P. 1–19.

WHITTINGHAM, M. Stanley. History, evolution, and future status of energy storage. **Proceedings of the IEEE**, Institute of Electrical e Electronics Engineers Inc., v. 100, SPL CONTENT, p. 1518–1534, mai. 2012. ISSN 00189219.

WU, Bin. **High-Power Converters and AC Drives**. [S.l.]: John Wiley e Sons, Ltd., Publication, 2006. P. 480. ISBN 9781119156031.

YEPES, Alejandro G.; FREIJEDO, Francisco D.; DOVAL-GANDOY, Jess; LOPEZ, Scar; MALVAR, Jano; FERNANDEZ-COMESANA, Pablo. Correction to Effects of Discretization Methods on the Performance of Resonant Controllers. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 12, p. 4976, 2012. ISSN 08858993.

YUAN, Xiaoming; MERK, W; STEMMLER, H; ALLMELING, J. Stationary-frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 38, n. 2, p. 523–532, 2002. ISSN 1939-9367 VO - 38.

ZAINUDDIN, H.; YAHAYA, M. S.; LAZI, J. M.; BASAR, M. F. M.; IBRAHIM, Z. Design and Development of Pico-hydro Generation System for Energy Storage Using

Consuming Water Distributed to Houses. **World Academy of Science, Engineering and Technology**, 2009.

**APÊNDICE A – PLANILHA DE CÁLCULO PARA
DIMENSIONAMENTO DO SISTEMA DE MICROGERAÇÃO SOLAR
FOTOVOLTAICA**

A planilha apresentada aqui foi elaborada com auxílio do *software* para cálculo matemático *Mathcad*.

Planilha de Cálculo para dimensionamento do sistema de geração solar fotovoltaica

Autor: Valdecir Junior De Paris

Data:06/2022

Os parâmetros com destaque em amarelo são as variáveis a serem modificadas conforme dados de região e módulo fotovoltaico, os demais resultados irão ser obtido de forma automática conforme planilha e são descritos no decorrer do trabalho.

Dados do local

$$L_L := -26.5 \text{ deg}$$

Latitude do local analisado em (°) (negativo para sul / positivo para norte)

$$K_t := 0.8$$

Índice de claridade direta (Adimensional) Relaciona a variação da irradiância conforme dados climáticos e topográficos do local.

$$I_{sc} := 1367$$

Constante solar (W/m²)

$$\text{dia} := 0..365$$

Varição de dias no ano

$$\text{hr}_{\text{dia}} := 0..24$$

Variações de horas no dia

$$K_d := 0.13 + 0.86 \cdot \frac{1}{1 + e^{(-6.29 + 12.26 \cdot K_t)}} = 0.155$$

Índice de claridade difusa estimado

$$\theta_{\text{az}}(\text{hr}_{\text{dia}}) := \frac{12 - \text{hr}_{\text{dia}}}{24} \cdot 2\pi$$

Ângulo azimuth horario

$$\delta_T(\text{dia}) := 23.45 \text{ deg} \cdot \sin \left[2\pi \cdot \frac{(284 + \text{dia})}{365.25} \right]$$

Ângulo inclinação terra

$$\Theta_{\text{az}}(\text{dia}) := \text{acos}(-\tan(L_L) \cdot \delta_T(\text{dia}))$$

Ângulo azimuth diario

$$\theta_{\alpha}(\text{hr}_{\text{dia}}, \text{dia}) := \text{asin}(\sin(\delta_T(\text{dia})) \cdot \sin(L_L) + \cos(\delta_T(\text{dia})) \cdot \cos(L_L) \cdot \cos(\theta_{\text{az}}(\text{hr}_{\text{dia}})))$$

Ângulo de incidencia

$$\text{Horas}_{\text{Luz}}(\text{dia}) := 2 \cdot \Theta_{\text{az}}(\text{dia}) \cdot \frac{24}{2\pi}$$

Horas de luz diária

$$\text{Nascer}_{\text{Sol}}(\text{dia}) := 12 - \frac{\text{Horas}_{\text{Luz}}(\text{dia})}{2}$$

Nascer do dia

$$\text{Por}_{\text{Sol}}(\text{dia}) := 12 + \frac{\text{Horas}_{\text{Luz}}(\text{dia})}{2}$$

Pôr do sol

$$\text{Dia}(\text{hr}_{\text{dia}}, \text{dia}) := \frac{\text{sign}(\Theta_{\text{az}}(\text{dia}) - |\theta_{\text{az}}(\text{hr}_{\text{dia}})|) + 1}{2}$$

Varição de luz diária

$$\text{AM}(\text{hr}_{\text{dia}}, \text{dia}) := \frac{1}{\sin(\theta_{\alpha}(\text{hr}_{\text{dia}}, \text{dia})) + 0.50572 \cdot (6.07995 + \theta_{\alpha}(\text{hr}_{\text{dia}}, \text{dia}))^{-1.6364}}$$

Massa de Ar

$$I_0(\text{hr}_{\text{dia}}, \text{dia}) := \frac{I_{\text{sc}} \cdot \left(1 + 0.033 \cdot \cos\left(\frac{2\pi \cdot \text{dia}}{365}\right) \right)}{\text{AM}(\text{hr}_{\text{dia}}, \text{dia})}$$

Irradiância nominal da localidade

$$I_{\text{GH}}(\text{hr}_{\text{dia}}, \text{dia}) := I_0(\text{hr}_{\text{dia}}, \text{dia}) \cdot K_t$$

Irradiância global do local

$$I_{\text{DF}}(\text{hr}_{\text{dia}}, \text{dia}) := I_{\text{GH}}(\text{hr}_{\text{dia}}, \text{dia}) \cdot K_d$$

Irradiância difusa do local

$$I_{\text{DR}}(\text{hr}_{\text{dia}}, \text{dia}) := I_{\text{GH}}(\text{hr}_{\text{dia}}, \text{dia}) - I_{\text{DF}}(\text{hr}_{\text{dia}}, \text{dia})$$

Irradiância direta do local

$$\theta_\gamma(\text{hr}_{\text{dia}}, \theta_w) := \theta_{\text{az}}(\text{hr}_{\text{dia}}) - \theta_w$$

Ângulo de de posição azimuth

$$\theta_z(\text{hr}_{\text{dia}}, \text{dia}, \theta_\beta, \theta_w) := \text{acos}\left(\cos(\theta_\alpha(\text{hr}_{\text{dia}}, \text{dia})) \cdot \cos(\theta_\gamma(\text{hr}_{\text{dia}}, \theta_w)) \cdot \sin(\theta_\beta) + \sin(\theta_\alpha(\text{hr}_{\text{dia}}, \text{dia})) \cdot \cos(\theta_\beta)\right)$$

Ângulo zenith

$$Y_\theta(\text{hr}_{\text{dia}}, \text{dia}, \theta_\beta, \theta_w) := \max\left(0.45, 0.55 + 0.437 \cdot \cos(\theta_z(\text{hr}_{\text{dia}}, \text{dia}, \theta_\beta, \theta_w)) + 0.313 \cdot \cos(\theta_z(\text{hr}_{\text{dia}}, \text{dia}, \theta_\beta, \theta_w))^2\right)$$

$$I_{\text{DR}\theta}(\text{hr}_{\text{dia}}, \text{dia}, \theta_\beta, \theta_w) := I_{\text{DR}}(\text{hr}_{\text{dia}}, \text{dia}) \cdot \cos(\theta_z(\text{hr}_{\text{dia}}, \text{dia}, \theta_\beta, \theta_w))$$

Irradiância direta sobre o módulo

$$I_{\text{DF}\theta}(\text{hr}_{\text{dia}}, \text{dia}, \theta_\beta, \theta_w) := I_{\text{DF}}(\text{hr}_{\text{dia}}, \text{dia}) \cdot (Y_\theta(\text{hr}_{\text{dia}}, \text{dia}, \theta_\beta, \theta_w) \cdot \sin(\theta_\beta) + \cos(\theta_\beta))$$

Irradiância difusa sobre o módulo

$$I_{\text{Gpv}}(\text{hr}_{\text{dia}}, \text{dia}, \theta_\beta, \theta_w) := (I_{\text{DR}\theta}(\text{hr}_{\text{dia}}, \text{dia}, \theta_\beta, \theta_w) + I_{\text{DF}\theta}(\text{hr}_{\text{dia}}, \text{dia}, \theta_\beta, \theta_w)) \cdot \text{Dia}(\text{hr}_{\text{dia}}, \text{dia})$$

Irradiância global sobre o módulo

Dados de posicionamento do sistema fotovoltaico

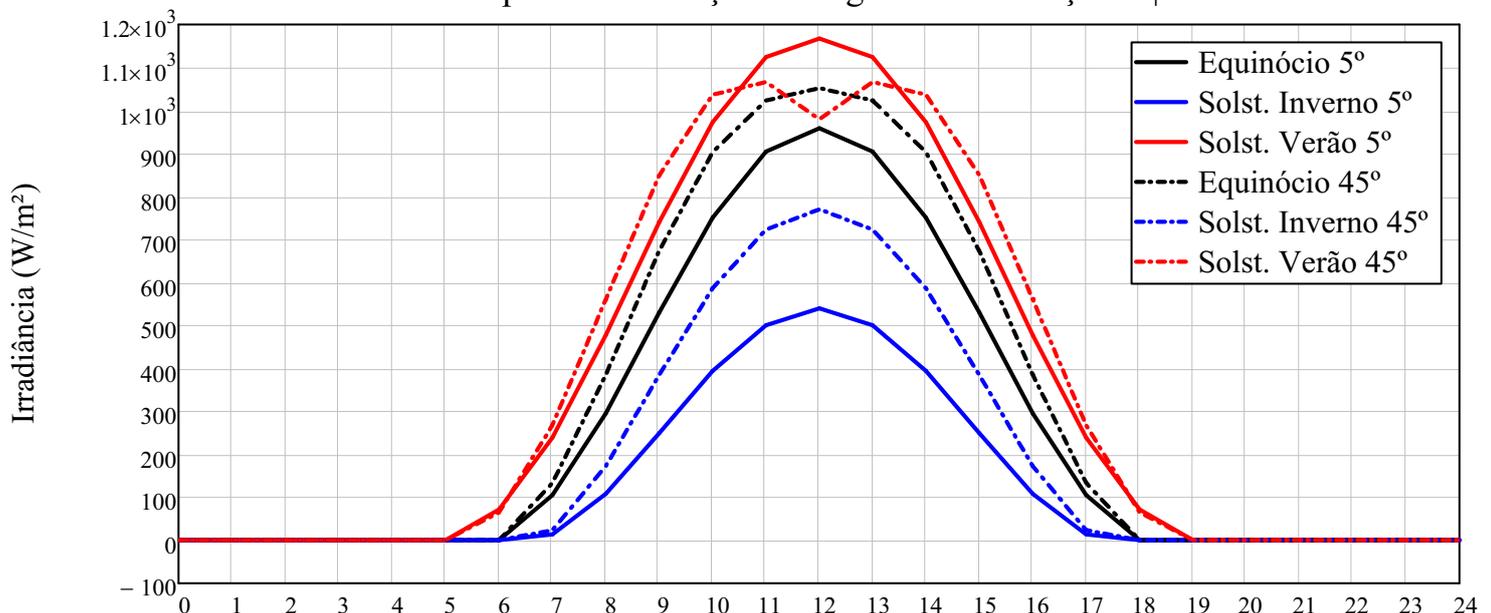
$$\theta_\beta := 26\text{deg}$$

Ângulo de inclinação do módulo fotovoltaico (graus)

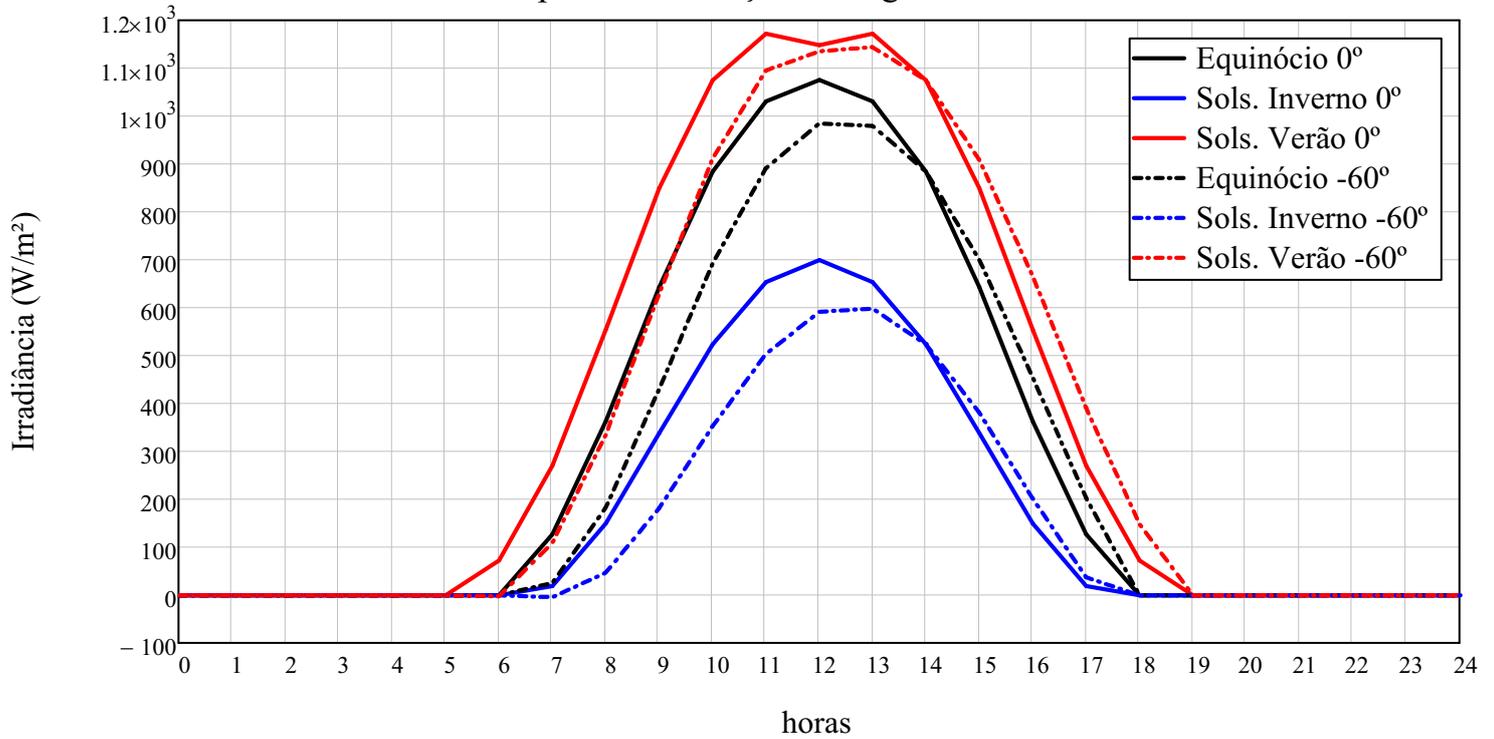
$$\theta_w := 0\text{deg}$$

Ângulo azimuth do módulo fotovoltaico (0° = direcionado para o norte)

Impacto da variação do ângulo de inclinação θ_β



Impacto da variação do ângulo azimuth θ_w

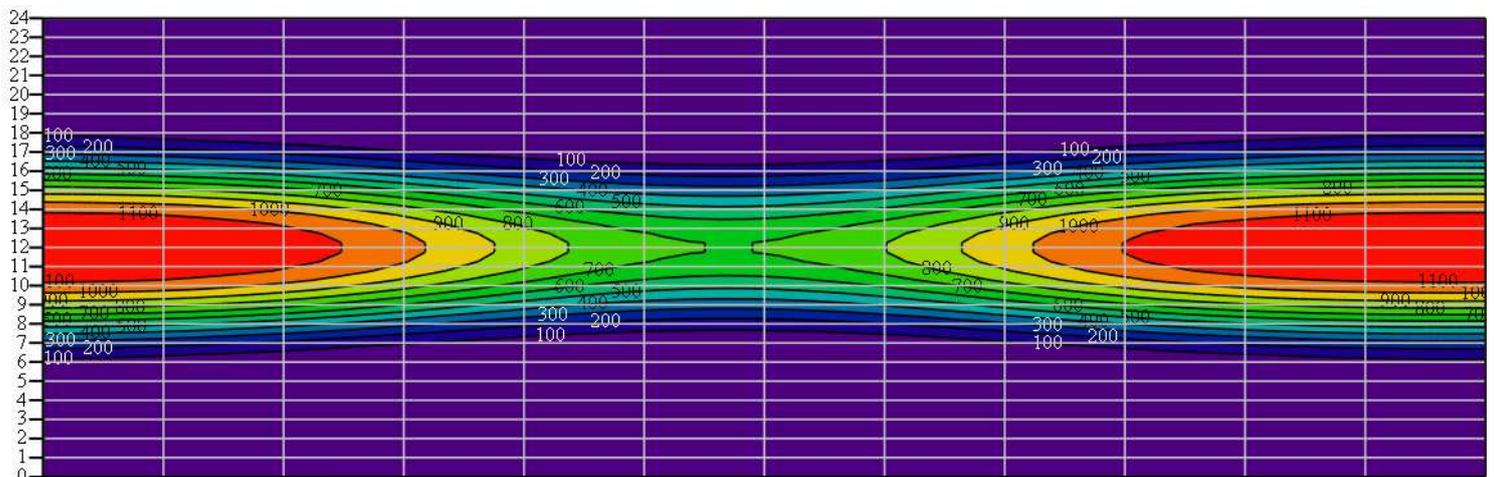


$$X_1(n, h) := n$$

$$Y_1(n, h) := h$$

$$Z_1(n, h) := I_{Gpv}(n, h, \theta_\beta, \theta_w)$$

$$S_1 := \text{CreateMesh}(Y_1, X_1, Z_1, 0, 24, 0, 365, 50)$$



Variação de irradiância diária e anual média do local

S_1

Resultados médios das condições do sistema fotovoltaico obtido

$$I_{avg\theta} := \frac{1}{365 \cdot 24} \int_0^{365} \int_0^{24} I_{Gpv}(hr_{dia}, dia, \theta_\beta, \theta_w) dhr_{dia} ddia = 286.919$$

Irradiância média do local (W/m^2)

$$E_\theta := \left(\int_0^{365} \int_0^{24} I_{Gpv}(hr_{dia}, dia, \theta_\beta, \theta_w) dhr_{dia} ddia \right) = 2.513 \times 10^6$$

Energia gerada no ano (Wh/m^2)

$$P_0 := 10\text{kW}$$

Potência da carga

$$V_{pv} := 400\text{V}$$

Tensão desejada na saída do sistema fotovoltaico

$$\alpha_p := -0.45\%$$

Coefficiente de temperatura para máxima potência

$$I_{pmp} := 6.62\text{A}$$

Corrente de máxima potência NOCT

$$V_{pmp} := 27.2\text{V}$$

Tensão de máxima potência NOCT

$$P_{pmp} := 182\text{W}$$

Máxima potência NOCT

$$P_{\text{max.STC}} := 250\text{W}$$

Máxima potência STC

$$I_{\text{NOCT}} := 800$$

Irradiância no NOCT

$$N_{s,pv} := \text{round}\left(\frac{V_{pv}}{V_{pmp}}\right) = 15$$

Quantidade de módulo em série

$$V_{pv.pmp} := N_{s,pv} \cdot V_{pmp} = 408\text{V}$$

Tensão de máxima potência em operação

$$I_{pv} := \frac{P_0}{V_{pv}} = 25\text{A}$$

Corrente de operação nominal

$$N_{p,pv} := \text{round}\left(\frac{I_{pv}}{I_{pmp}}\right) = 4$$

Quantidade de strings em paralelo

$$N_{T,pv} := N_{s,pv} \cdot N_{p,pv} = 60$$

Quantidade total de módulos

$$A_{pv} := 1658\text{mm} \cdot 994\text{mm} = 1.648\text{m}^2$$

Area de um módulo

$$A_{T,pv} := A_{pv} \cdot N_{T,pv} = 98.883\text{m}^2$$

Area do sistema fotovoltaico

$$P_{\text{Max.ref}} := N_{T,pv} \cdot P_{pmp} = 10.92\text{kW}$$

Potência máxima NOCT

$$P_{pv.\text{max}} := N_{T,pv} \cdot P_{\text{max.STC}} = 1.5 \times 10^4\text{W}$$

Potência máxima STC

$$T_{pv\text{NOCT}} := 47$$

Temperatura do módulo no NOCT

$$T_{a\text{NOCT}} := 20$$

Temperatura ambiente no NOCT

$$T_{a.\text{ref}} := 25$$

Temperatura ambiente de referencia

$$T_{a.d}(\text{hr dia}) := T_{a.\text{ref}} + 7.5 \cdot \left(\frac{1 + \cos(\theta_{az}(\text{hr dia}))}{2} \right)$$

Varição de temperatura horaria

$$T_{a.a}(\text{hr dia}, \text{dia}) := T_{a.d}(\text{hr dia}) \cdot \left(1 + 0.033 \cdot \cos\left(\frac{2\pi \cdot \text{dia}}{365}\right) \right) - 7.5 \cdot \sin\left[360 \cdot \frac{(284 + \text{dia})}{365} \cdot \text{deg} \right]$$

Varição de temperatura diária

$$T_{pv}(hr_{dia}, dia) := T_{a,a}(hr_{dia}, dia) + \left(\frac{T_{pvNOCT} - 20}{800} \right) \cdot I_{Gpv}(hr_{dia}, dia, \theta_{\beta}, \theta_w) \quad \text{Temperatura módulo}$$

$$P_{pv}(hr_{dia}, dia) := I_{Gpv}(hr_{dia}, dia, \theta_{\beta}, \theta_w) \cdot \frac{P_{Max.ref}}{I_{NOCT}} \cdot [1 + \alpha_p \cdot (T_{pv}(hr_{dia}, dia) - T_{aNOCT})] \quad \text{Potência módulo}$$

$$P_{pv.med} := \frac{1}{365} \cdot \int_0^{365} \frac{1}{24} \cdot \int_0^{24} P_{pv}(hr_{dia}, dia) dhr_{dia} ddia = 3.192 \cdot kW \quad \text{Potência média anual (kW)}$$

$$\Delta t_{pv} := \frac{1}{365 \cdot P_0} \cdot \int_0^{365} \int_0^{24} P_{pv}(hr_{dia}, dia) dhr_{dia} ddia = 7.66 \quad \text{Tempo médio que o sistema irá atender a carga (horas)}$$

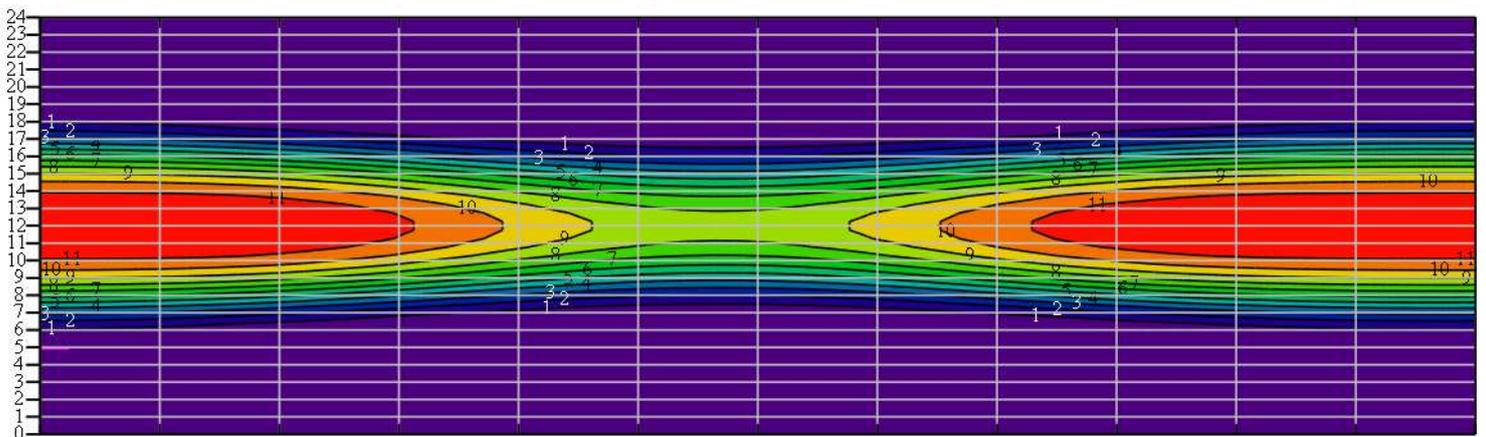
$$\Delta t_{not} := 24 - \frac{1}{365} \cdot \int_0^{365} \text{Horas}_{Luz}(dia) ddia = 12.001 \quad \text{Tempo noturno médio (horas)}$$

$$X_2(n, h) := n$$

$$Y_2(n, h) := h$$

$$Z_2(n, h) := \frac{P_{pv}(n, h)}{kW}$$

$$S_2 := \text{CreateMesh}(Y_2, X_2, Z_2, 0, 24, 0, 365, 50)$$



Variação de potência diária e anual média do local

S₂

$$\text{Out}_{Put} := \begin{pmatrix} V_{pv.pmp} \cdot \frac{1}{V} \\ P_{pv.max} \cdot \frac{1}{kW} \\ \Delta t_{pv} \\ \Delta t_{not} \end{pmatrix}$$

ApêndiceA.txt

Out_{Put}

APÊNDICE B – OBTENÇÃO DOS PARÂMETROS DO MÓDULO PV CONFORME DADOS DE CATÁLOGO

O código apresentado aqui foi elaborado com auxílio do *software* para cálculo matemático *Matlab*. Sendo desenvolvido por Knabben (2017).

```

%=====
%Orientador: Prof. Roberto Francisco Coelho, Dr.
%Autor: Gustavo Knabben - INEP
%Alterações: Thiago Pereira - INEP
%Acrescentado dv/di e strings : Valdecir Junior De Paris - INEP 18/08/2022
%=====
%Descrição do Script
%=====
%Esse script permite obter os parâmetros do módulo fotovoltaico a partir
%das grandezas elétricas de catálogo
%=====
% Configurações iniciais
%=====
clear all; close all; clc;
%=====
% Parâmetros do Módulo Fotovoltaico
%=====
Modulo = 'Mitsubichi PV-MJT250GB-250Wp';
ns      = 60;      %Número de células em série
PMPref  = 250;    %Potência máxima do módulo
VMPref  = 30.2;   %Tensão de máxima potência
IMPref  = 8.28;   %Corrente de máxima potência
VCAREf  = 37.40; %Tensão de circuito aberto
ICCREf  = 8.80;   %Corrente de curto-circuito
Srad    = 1000;  %Irradiância no ponto analisado
Tref    = 25;    %Temperatura do módulo em Celsius
Alpa_I  = 0.056; %Coeficiente de temperatura para corrente (%/°C)
Nm      = 15;    %Número de módulos em série
Np      = 4;     %Número de módulos em paralelo
%=====
Ct = (Alpa_I/100)*ICCREf; %Coeficite de Temperatura para o módulo (A/°C)
Cts= (Alpa_I/100)*ICCREf*Np;%Coeficite de Temperatura para o sistema (A/°C)
%=====
% Conversão para grandezas da célula
%=====
I1 = ICCref;
V1 = 0;
I2 = IMPref;
V2 = VMPref;
I3 = 0;
V3 = VCAREf;
%=====
% Constantes
%=====
TKref = Tref+273.15;
k = 1.38064852e-23;
q = 1.60217662e-19;
%=====
% Critérios de convergência
%=====
tol = 1e-9;
Maxinter = 20e6;
options = optimset('TolFun',tol,'TolX',tol,'MaxIter',Maxinter, ...
'MaxFunEvals',Maxinter);
%=====
% Sistema de equações não-lineares
%=====
fun = @(x) [ x(1)-x(2)*1e-9*(exp(q*(I1*x(4)+V1)/x(3)/k/TKref)-1)+...

```

```

-(I1*x(4)+V1)/x(5)-I1; %Curto-circuito
x(1)-x(2)*1e-9*(exp(q*(I2*x(4)+V2)/x(3)/k/TKref)-1)+...
-(I2*x(4)+V2)/x(5)-I2; %MPP
x(1)-x(2)*1e-9*(exp(q*(I3*x(4)+V3)/x(3)/k/TKref)-1)+...
-(I3*x(4)+V3)/x(5)-I3; %Circuito-aberto
x(1)-2*V2/x(5)-x(2)*1e-9*((1+q/x(3)/k/TKref*(V2-I2*x(4)))...
*exp(q/x(3)/k/TKref*(I2*x(4)+V2))-1); %Derivada potência
x(4)+x(2)*1e-9*q/x(3)/k/TKref*x(5)*(x(4)-x(5))...
*exp(q/x(3)/k/TKref*(I1*x(4)+V1)); %Derivada Corrente/Tensão
%=====
% Condições iniciais
%=====
x0 = [ICCref 1 60 1 100]; % [Icc Io A Rs Rp]
%=====
% Solução numérica
%=====
sol = fsolve(fun,x0,options);
%=====
% Solução Módulo
%=====
Vocel = VCaref/ns; %Tensão de circuito aberto da célula
IFref = sol(1); %Foto corrente do módulo
ISref = sol(2)*1e-9;%Corrente de saturação do módulo
Acel = sol(3)/ns; %Fator de idealidade do módulo
Rscel = sol(4)/ns; %Resistência série do módulo
Rpcel = sol(5)/ns; %Resistência paralelo do módulo
dV_dIc = -(((Rscel*q*ISref)/(Acel*k*TKref))*exp((q*Vocel)...
/(Acel*k*TKref))+Rscel/Rpcel+1)/(((q*ISref)/(Acel*k*TKref))...
*exp((q*Vocel)/(Acel*k*TKref))+1/Rpcel);
dV_dIm = dV_dIc*ns; %Inclinação dV/dI do módulo
%=====
% Solução string
%=====
Ns = Nm*ns; %Numero de células da string
PMPst = PMPref*Nm; %Potência máxima da string
VMPst = VMPref*Nm; %Tensão de máxima potência da string
IMPst = IMPref; %Corrente de máxima potência da string
Vocst = VCaref*Nm; %Tensão de circuito aberto da string
Iscst = ICCref; %Corrente de curto-circuito da string
dV_dIst = dV_dIm*Nm;%Inclinação dV/dI da string
%=====
% Solução Sistema PV
%=====
PMPsys = PMPst*Np; %Potência máxima do sistema
VMPsys = VMPst; %Tensão de máxima potência do sistema
IMPsys = IMPst*Np; %Corrente de máxima potência do sistema
Vocsys = Vocst; %Tensão de circuito aberto do sistema
Iscsys = Iscst*Np; %Corrente de curto-circuito do sistema
dV_dIsys = dV_dIst/Np;%Inclinação dV/dI no Voc do sistema
IFsys = IFref*Np; %Foto-corrente do sistema
ISSys = ISref*Np; %Corrente de saturação do sistema
Rssys = Rscel/Np; %Resistência série do sistema
Rpsys = Rpcel*Np; %Resistência paralelo do sistema
%=====
% Resultados
%=====
disp('=====');
txt1 = sprintf('Dados do Sistema PV para o módulo = %s', Modulo);

```

```

disp(txt1);
disp('=====');
disp('===== Condições=====');
txt2 = sprintf('Irradiância                               Sref = %.2f \n
W/m²', Srad);
disp(txt2);
txt3 = sprintf('Temperatura do módulo                       Tref = %.2f °C' \n
, Tref);
disp(txt3);
disp('=====');
disp('===== Célula =====');
disp('=====');
txt4 = sprintf('Fator de idealidade da célula                Acel = %.4f' , \n
Acel);
disp(txt4);
disp('=====');
disp('===== Dados para Simulação do Módulo =====');
disp('=====');
txt5 = sprintf('Número de células em série de módulo        Ncel = %d' ,ns);
disp(txt5);
txt6 = sprintf('Potência do módulo                          Pmax = %.2f W' , \n
PMPref);
disp(txt6);
txt7 = sprintf('Tensão de circuito aberto módulo          Voc = %.2f V' , \n
VCAref);
disp(txt7);
txt8 = sprintf('Corrente de curto-circuito módulo          Isc = %.2f A' , \n
ICCref);
disp(txt8);
txt9 = sprintf('Tensão de máxima potência módulo          Vmp = %.2f V' , \n
VMPref);
disp(txt9);
txt10 = sprintf('Corrente de máxima potência módulo         Imp = %.2f A' , \n
IMPref);
disp(txt10);
txt12 = sprintf('Coeficiente de temperatura dI/d°C          a_i = %.4f \n
A/°C', Ct);
disp(txt12);
txt13 = sprintf('Inclinação dV/dI no Voc módulo          dv_di = %.4f' , \n
dV_dIm);
disp(txt13);
txt14 = sprintf('Foto-corrente                               If0 = %.4f A' , \n
IFref);
disp(txt14);
txt15 = sprintf('Corrente de saturação                               Is0 = %.4e A' , \n
ISref);
disp(txt15);
txt16 = sprintf('Resistência série                               Rs = %.4f \n
Ohms', Rscel);
disp(txt16);
txt17 = sprintf('Resistência paralelo (Shunt)                       Rp = %.4f \n
Ohms', Rpcel);
disp(txt17);
disp('=====');
disp('===== Dados para Simulação da string =====');
disp('=====');
txt181 = sprintf('Número de módulos em série                          Nmod = %d' ,Nm);
disp(txt181);

```

```

txt18 = sprintf('Número de células da string                               Ncst = %d',Ns);
disp(txt18);
txt19 = sprintf('Potência da string                                       Pmax = %.2f W',↵
PMPst);
disp(txt19);
txt20 = sprintf('Tensão de circuito aberto string                         Voc = %.2f V',↵
Vocst);
disp(txt20);
txt21 = sprintf('Corrente de curto-circuito string                       Isc = %.2f A',↵
Iscst);
disp(txt21);
txt22 = sprintf('Tensão de máxima potência string                       Vmp = %.2f V',↵
VMPst);
disp(txt22);
txt23 = sprintf('Corrente de máxima potência string                     Imp = %.2f A',↵
IMPst);
disp(txt23);
txt24 = sprintf('Coeficiente de temperatura dI/d°C string              a_i = %.4f↵
A/°C',Ct);
disp(txt24);
txt25 = sprintf('Inclinação dV/dI no Voc string                        dv_di = %.4f',↵
dV_dIst);
disp(txt25);
txt26 = sprintf('Foto-corrente                                           If0 = %.4f A',↵
IFref);
disp(txt26);
txt27 = sprintf('Corrente de saturação                                    Is0 = %.4e A',↵
ISref);
disp(txt27);
txt28 = sprintf('Resistência série                                       Rs = %.4f↵
Ohms',Rscel);
disp(txt28);
txt29 = sprintf('Resistência paralelo (Shunt)                            Rp = %.4f↵
Ohms',Rpcel);
disp(txt29);
disp('=====');
disp('===== Dados para Simulação do Sistema PV =====');
disp('=====');
txt30 = sprintf('Número de string em paralelo                             Np = %d',Np);
disp(txt30);
txt31 = sprintf('Número de células string (Nmod*Ncel)                   Ncst = %d',Ns);
disp(txt31);
txt32 = sprintf('Potência do Sistema PV                                   Pmax = %.2f W',↵
PMPsys);
disp(txt32);
txt33 = sprintf('Tensão de circuito aberto Sistema PV                   Voc = %.2f V',↵
Vocsys);
disp(txt33);
txt34 = sprintf('Corrente de curto-circuito Sistema PV                   Isc = %.2f A',↵
Iscsys);
disp(txt34);
txt35 = sprintf('Tensão de máxima potência Sistema PV                       Vmp = %.2f V',↵
VMPsys);
disp(txt35);
txt36 = sprintf('Corrente de máxima potência Sistema PV                       Imp = %.2f A',↵
IMPsys);
disp(txt36);
txt37 = sprintf('Coeficiente de temperatura dI/d°C Sistema PV              a_i = %.4f↵

```

```

A/°C',Cts);
disp(txt37);
txt38 = sprintf('Inclinação dV/dI no Voc Sistema PV          dv_di = %.4f',↵
dV_dIsys);
disp(txt38);
txt39 = sprintf('Foto-corrente Sistema PV                    If0 = %.4f A',↵
IFsys);
disp(txt39);
txt40 = sprintf('Corrente de saturação Sistema PV          Is0 = %.4e A',↵
ISSys);
disp(txt40);
txt41 = sprintf('Resistência série Sistema PV              Rs = %.4f↵
Ohms',Rssys);
disp(txt41);
txt42 = sprintf('Resistência paralelo (Shunt) Sistema PV   Rp = %.4f↵
Ohms',Rpsys);
disp(txt42);
disp('===== Simulação PSIM =====');
psim1 = sprintf('IFref = %f ;',IFref);
disp(psim1);
psim2 = sprintf('ISref = %e ;',ISref);
disp(psim2);
psim3 = sprintf('Acel = %f ;',Acel);
disp(psim3);
psim4 = sprintf('Rscel = %f ;',Rscel);
disp(psim4);
psim5 = sprintf('Rpcel = %f ;',Rpcel);
disp(psim5);
psim6 = sprintf('Ns = %d ;',ns);
disp(psim6);
psim7 = sprintf('Ct = %f ;',Ct);
disp(psim7);
%=====
% Fim do Programa
%=====

```

APÊNDICE C – PLANILHA DE CÁLCULO PARA DIMENSIONAMENTO DO SISTEMA DE MICROGERAÇÃO HÍDRICO

A planilha apresentada aqui foi elaborada com auxílio do *software* para cálculo matemático *Mathcad*.

Os parâmetros com destaque em amarelo são as variáveis a serem modificadas conforme dados hídrico e características da turbina e aplicação

Curvas de rendimento

$$\eta_R(v, k, \beta_R) := 2 \cdot v \cdot (1 - v) \cdot (1 - k \cdot \cos(\beta_R))$$

Rendimento do rotor

$$\eta_{Rmax}(k, \beta_R) := (1 - k \cdot \cos(\beta_R))$$

Rendimento máximo do rotor

$$\eta_N(K_N) := K_N^2$$

Rendimento do bico injeto

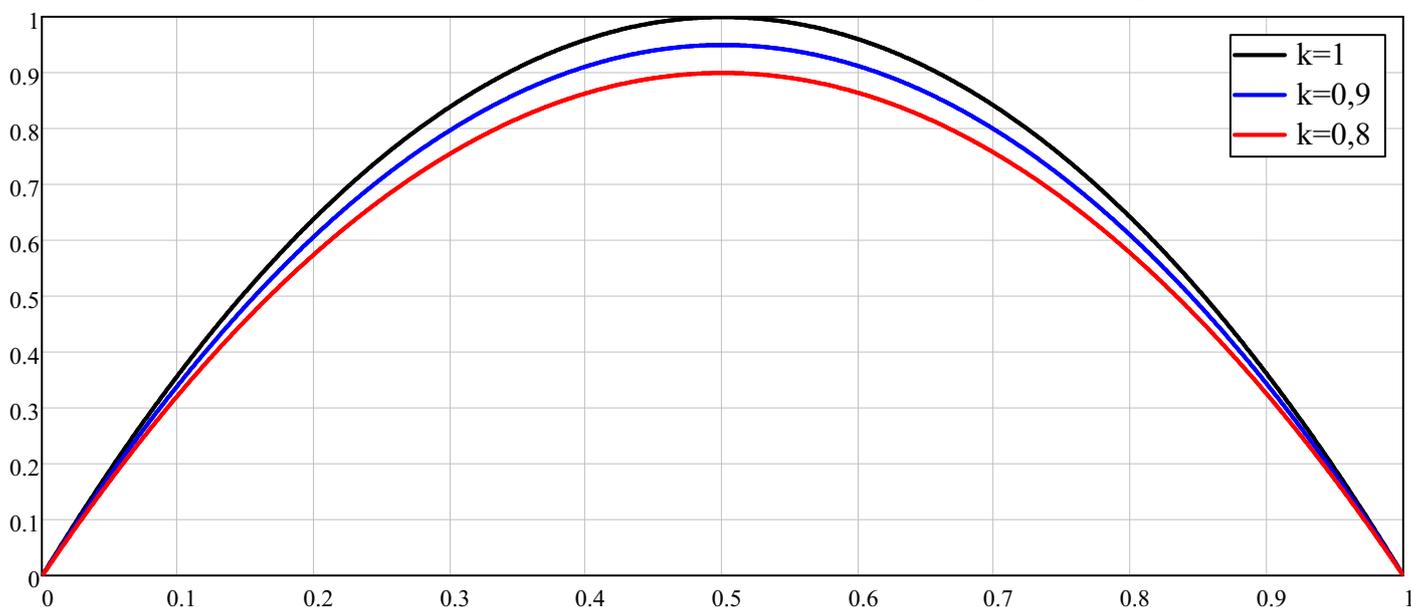
$$\eta_M(v, k, \beta_R, K_M) := 1 - \frac{2 \cdot K_M \cdot v^2}{\eta_R(v, k, \beta_R)}$$

Rendimento mecânico

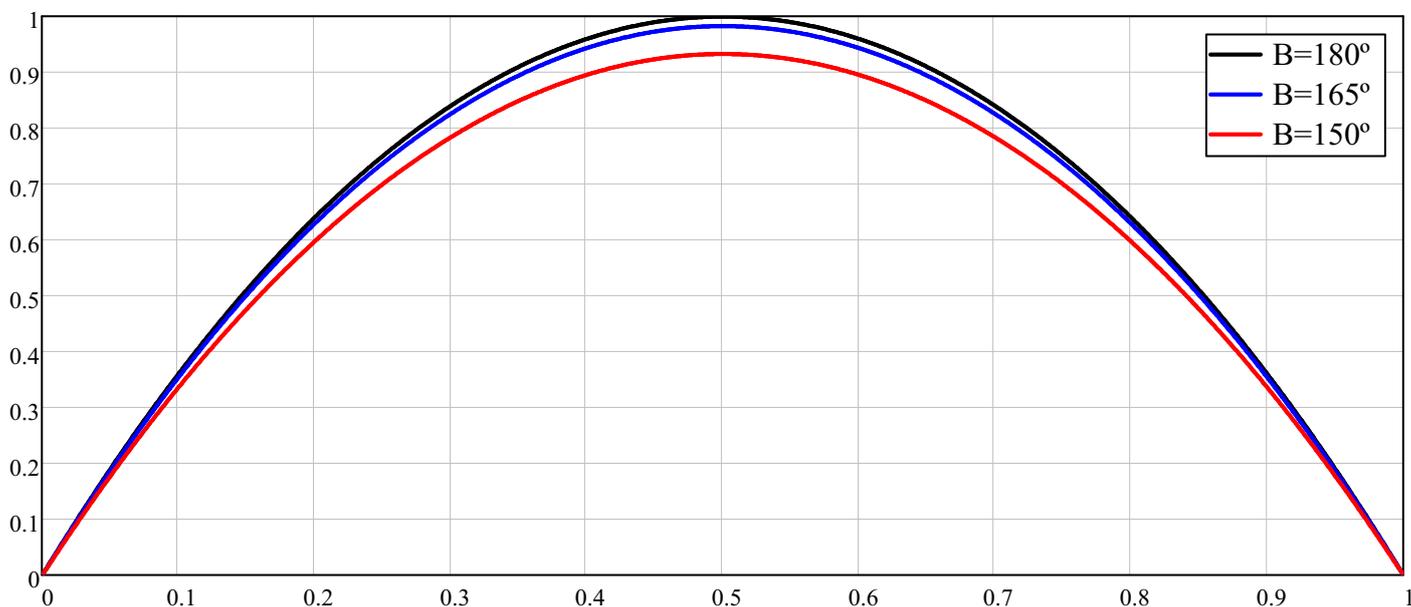
$$\eta_T(v, k, \beta_R, K_N, K_M) := \eta_N(K_N) \cdot \eta_R(v, k, \beta_R) \cdot \eta_M(v, k, \beta_R, K_M)$$

Rendimento Turbina

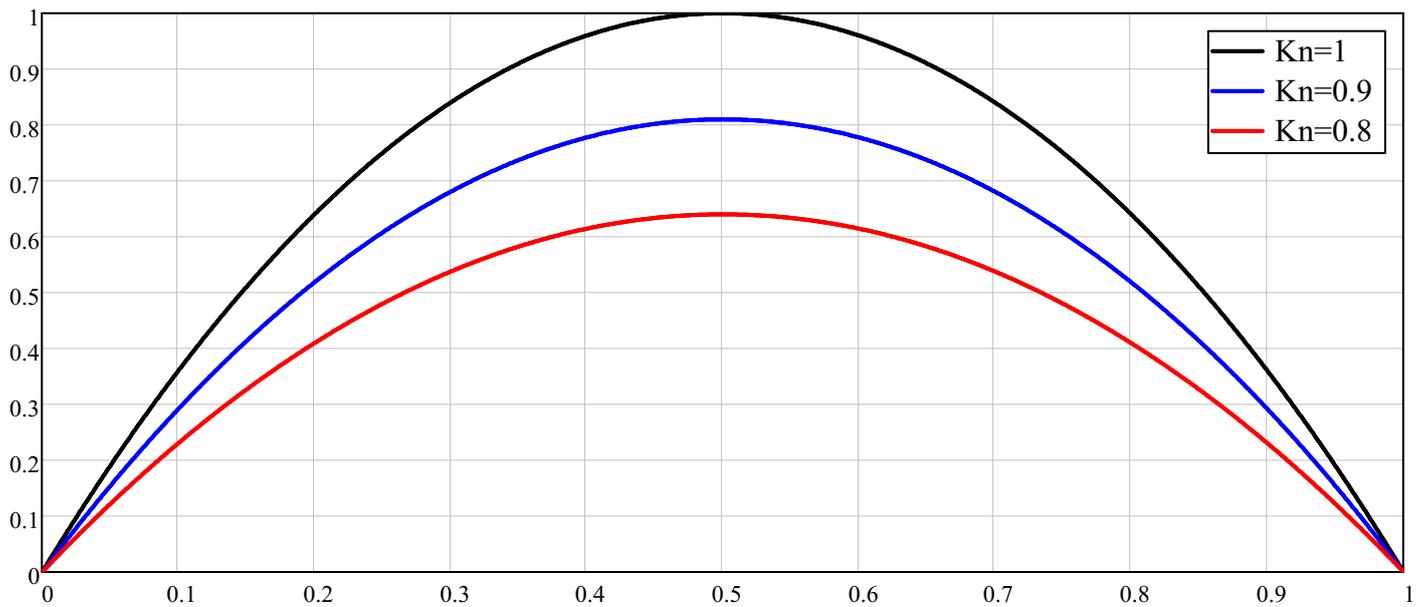
Variação do rendimento conforme Coeficiente de perdas das pás



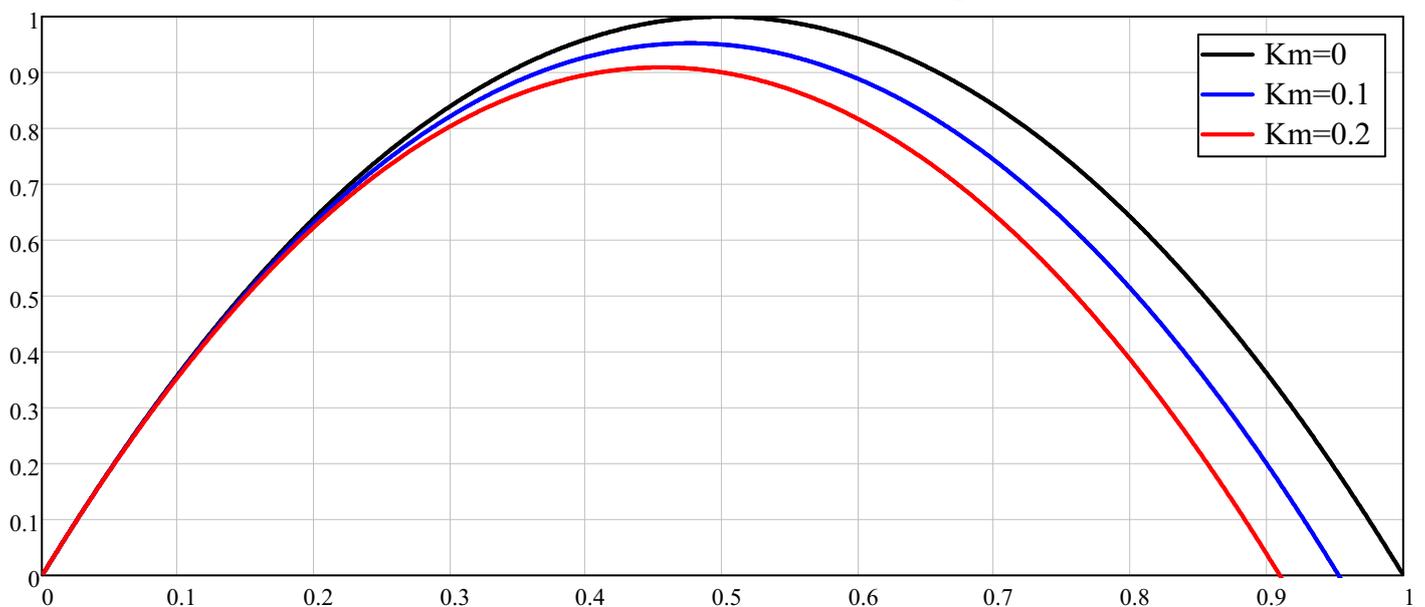
Variação do rendimento conforme ângulo das pás



Variação do rendimento conforme Coeficiente de perdas do bico injetor



Variação do rendimento conforme Coeficiente de perdas mecânicas



Velocidade relativa

Coefficientes estimados para turbina Pelton de micro-geração

$k := 0.8$

Coefficiente de perdas hidráulicas nas pás

$\beta_R := 165 \text{ deg}$

Ângulo de saída das pás

$K_N := 0.85$

Coefficiente de perdas hidráulicas no bico injetor

$K_M := 0.2$

Coefficiente de perdas mecânicas na turbina

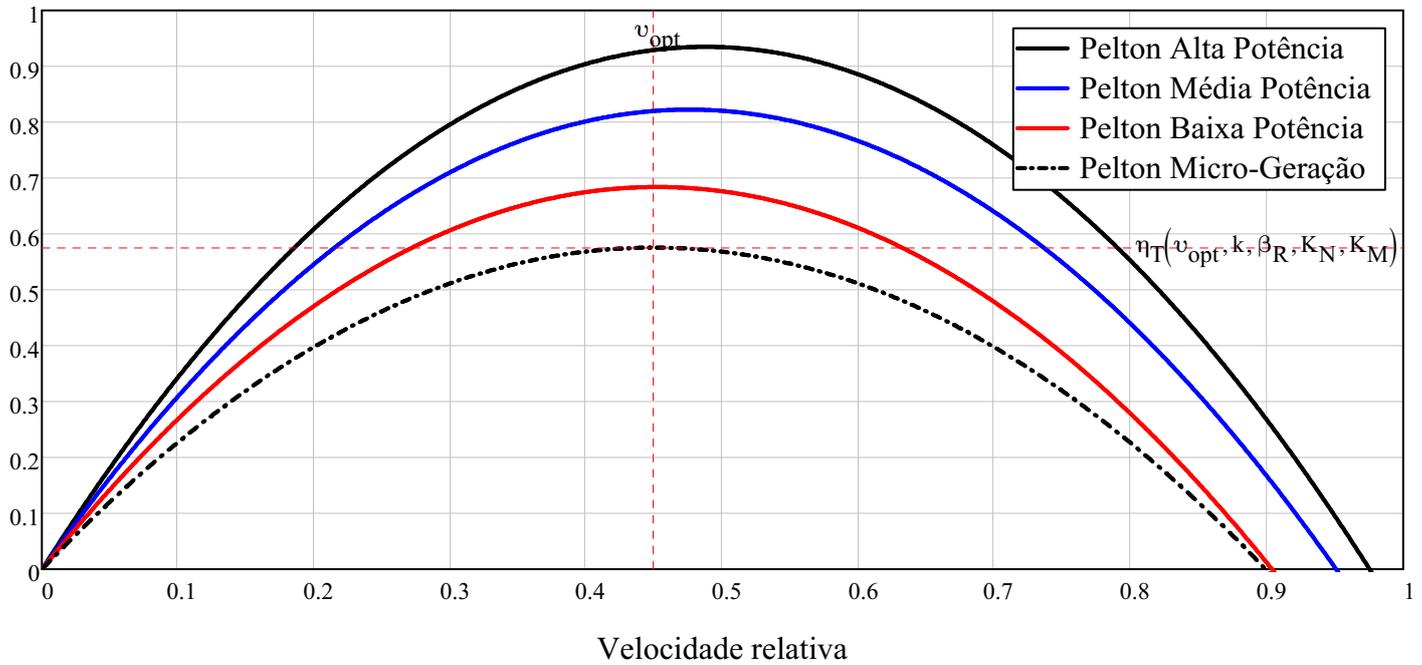
$$v_{\text{opt}} := \frac{\eta_{R\text{max}}(k, \beta_R)}{2 \cdot (\eta_{R\text{max}}(k, \beta_R) + K_M)} = 0.449$$

Velocidade relativa de máximo rendimento

$$\eta_T(v_{\text{opt}}, k, \beta_R, K_N, K_M) = 0.575$$

Máximo rendimento da turbina

Rendimetno da turbina para varias condições



Constantes

$$g = 9.807 \frac{\text{m}}{\text{s}^2}$$

Aceleração da gravidade

$$\rho_a := 997.1 \cdot \frac{\text{kg}}{\text{m}^3}$$

Densidade da água

$$\mu_a := 0.00089 \cdot \frac{\text{N}\cdot\text{s}}{\text{m}^2}$$

Viscosidade absoluta da água

Dados da maquinas elétrica

$$P_{Nm} := 11\text{kW}$$

Potência nominal

$$T_{Nm} := 5.9\text{kgf}\cdot\text{m} = 57.859\text{ J}$$

Torque nominal

$$\omega_{Nm} := 1800\text{rpm}$$

Rotação nominal

$$i_{Nm} := 19.2\text{A}$$

Corrente nominal (rms)

$$\eta_{Nm} := 0.946$$

Rendimento

$$R_s := 0.46\Omega$$

Resistência série estator

$$L_d := 11.9\text{mH}$$

Indutância de eixo direto

$$L_q := 23.1\text{mH}$$

Indutância de eixo de quadratura

$$p := 6$$

Numero de pólos

$$\psi_{pkm} := 0.538\text{Wb}$$

Fluxo concatenado de pico dos imãs

Dados do local

$$H_0 := 75\text{m}$$

Altura nominal disponível

$$Q_{\text{rio}} := 0.02 \frac{\text{m}^3}{\text{s}}$$

Vazão do afluente

$$P_0 := P_{\text{Nm}} = 1.1 \times 10^4 \text{ W}$$

Carga de referência

$$\omega_0 := \omega_{\text{Nm}} = 188.496 \frac{1}{\text{s}}$$

Rotação de referência

$$\eta_T(v_{\text{opt}}, k, \beta_R, K_N, K_M) = 0.575$$

Rendimento da turbina

$$\eta_{\text{GS}} := \eta_T(v_{\text{opt}}, k, \beta_R, K_N, K_M) \cdot \eta_{\text{Nm}} = 0.544$$

Rendimento do sistema

$$H_e := H_0 - H_0 \cdot 10\% = 67.5 \text{ m}$$

Altura efetiva estimada

$$P_{\text{hyd.ref}} := \rho_a \cdot g \cdot H_e \cdot Q_{\text{rio}} \cdot \eta_{\text{GS}} = 7.186 \text{ kW}$$

Potência disponível pelo afluente/turbina

$$\Omega_s := \frac{\omega_0 \cdot \sqrt{Q_{\text{rio}}}}{\frac{3}{(g \cdot H_e)^4}} = 0.204$$

Relação de velocidade específica c/ vazão do afluente

$$\Omega_{\text{sp}} := \frac{\omega_0 \cdot \sqrt{\frac{P_0}{\rho_a}}}{\frac{5}{(g \cdot H_e)^4}} = 0.186$$

Relação de velocidade de potência específica

$$Q_0 := \frac{P_0}{(\rho_a \cdot g \cdot H_e \cdot \eta_{\text{GS}})} = 0.031 \frac{\text{m}^3}{\text{s}}$$

Vazão necessária para atender a carga

$$Q_{\text{ref}} := Q_0 = 110.208 \cdot \frac{\text{m}^3}{\text{hr}}$$

Vazão de referência

Dados da adutora

$$l_a := 175\text{m}$$

Comprimento adutora

$$d_a := 125\text{mm}$$

Diâmetro interno da adutora

$$\varepsilon_a := 0.025\text{mm}$$

Rugosidade da adutora

$$A_a := \frac{\pi \cdot d_a^2}{4} = 0.012 \text{ m}^2$$

Área da adutora

$$c_{\text{ref}} := \frac{Q_{\text{ref}}}{A_a} = 2.495 \frac{\text{m}}{\text{s}}$$

Velocidade de referência

$$Re_a := \frac{\rho_a}{\mu_a} \cdot c_{\text{ref}} \cdot d_a = 349349$$

Número de reynolds

$$f_a := \frac{1}{\sqrt{f_{a0}}} = -2 \log \left(\frac{\frac{\epsilon_a}{d_a}}{3.7} + \frac{2.51}{Re_a \cdot \sqrt{f_{a0}}} \right) \text{ solve, } f_{a0} \rightarrow 0.015981637210832092349 \quad \text{Fator de atrito}$$

Condições do reservatório

$$h_r := 5 \text{ m}$$

Altura do reservatório

$$\Delta h_r := 3 \text{ m}$$

Nível médio do reservatório

$$h_0 := H_0 - h_r + \Delta h_r = 73 \text{ m}$$

Altura nominal com reservatório

$$h_{l0} := f_a \cdot \frac{l_a \cdot c_{ref}^2}{2 \cdot g \cdot d_a} = 7.099 \text{ m}$$

Perda de carga

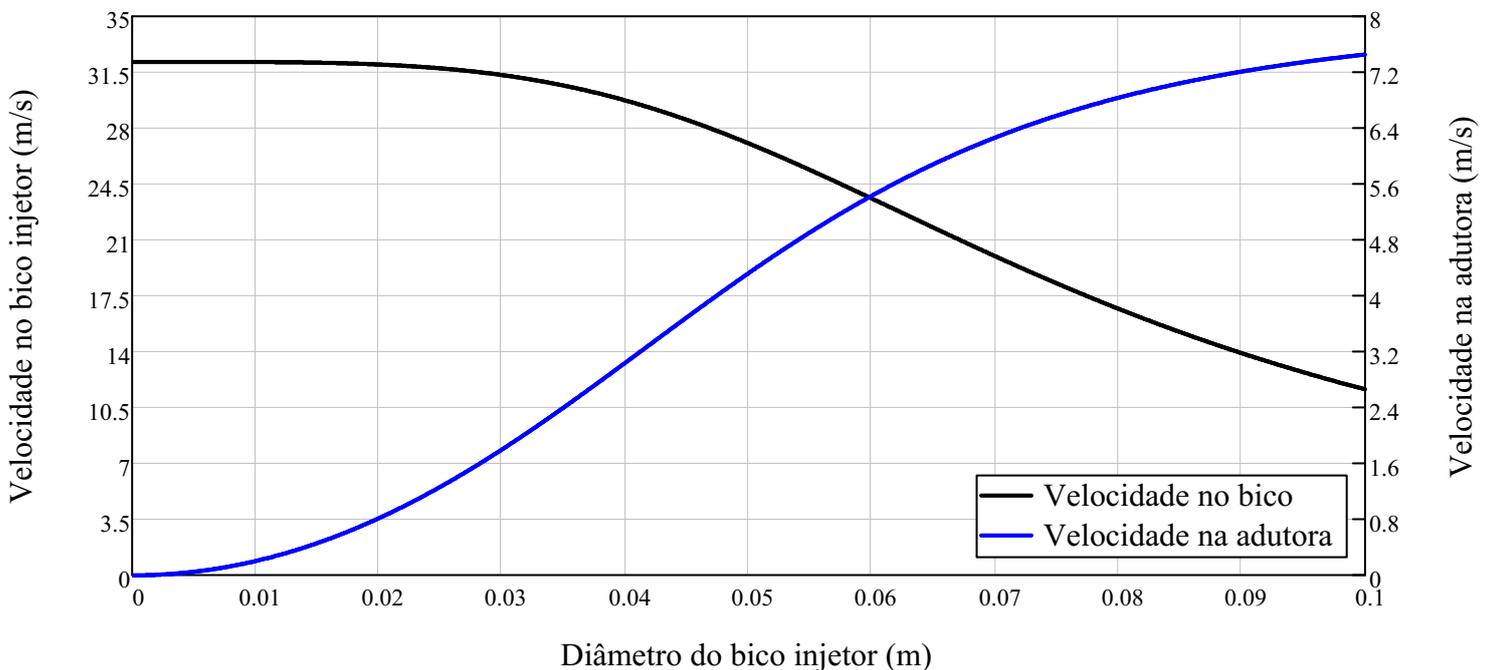
$$h_{e0} := h_0 - h_{l0} = 65.901 \text{ m}$$

Altura efetiva

$$c_n(d_n) := c_n = K_N \cdot \sqrt{2 \cdot g \cdot h_e} \rightarrow \left[\begin{array}{l} \text{substitute, } h_e = h_0 - h_l \\ \text{substitute, } h_l = f_a \cdot \frac{l_a \cdot c_a^2}{2 \cdot g \cdot d_a} \\ \text{substitute, } c_a = c_n \cdot \left(\frac{d_n}{d_a} \right)^2 \\ \text{solve, } c_n \\ \text{float, 4} \end{array} \right] \left[\frac{2.297e12 \cdot \text{mm}^5 \cdot \sqrt{\frac{g \cdot \text{m} \cdot (3.311e12 \cdot d_n^4 \cdot \text{m} + 5.0e22 \cdot \text{mm}^5)}{\text{mm}^5}}}{3.311e12 \cdot d_n^4 \cdot \text{m} + 5.0e22 \cdot \text{mm}^5} \right]$$

$$c_a(d_n) := c_n(d_n)_{1,0} \cdot \left(\frac{d_n}{d_a} \right)^2$$

Variação da velocidade do fluido conforme diâmetro do bico



$$Q(d_n) := c_a(d_n) \cdot A_a$$

Vazão em função do diâmetro

$$P_{\text{hyd}}(d_n) := \rho_a \cdot Q(d_n) \cdot \frac{(c_n(d_n)_{1,0})^2}{2} \cdot \eta_R(v_{\text{opt},k}, \beta_R) \cdot \eta_M(v_{\text{opt},k}, \beta_R, K_M) \cdot \eta_{Nm}$$

Potência em função do diâmetro

$$d_{n,\text{Opt}} := \frac{\frac{3}{2} \cdot \frac{5}{4} \cdot d_a^4}{2 \cdot \sqrt{K_N} \cdot l_a^4 \cdot f_a^4} = 0.052 \text{ m}$$

Diâmetro de máxima potência

$$Q(d_{n,\text{Opt}}) = 0.057 \frac{\text{m}^3}{\text{s}}$$

Vazão de máxima potência

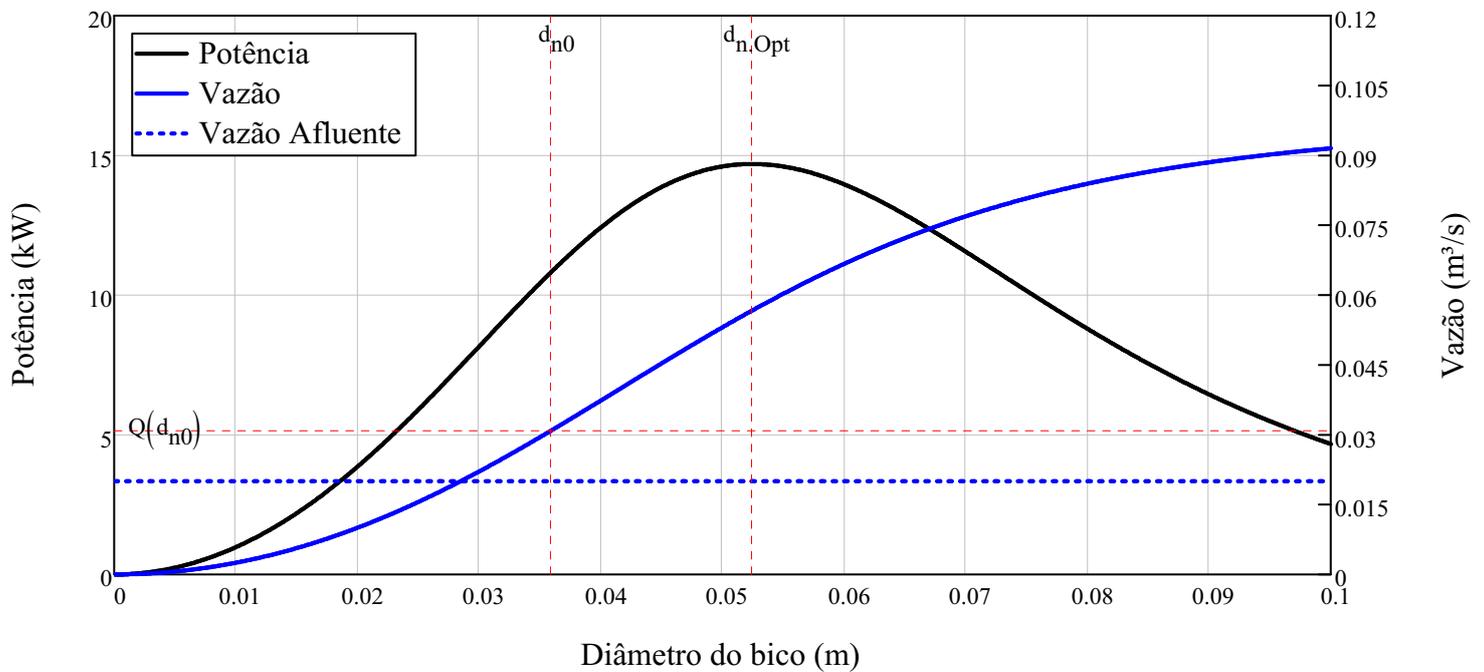
$$P_{\text{hyd}}(d_{n,\text{Opt}}) = 1.469 \times 10^4 \text{ W}$$

Máxima potência

$$d_{n0} := 0.036 \text{ m}$$

Diâmetro do bico definido

Potência e vazão conforme diâmetro do bico



$$Q(d_{n0}) = 0.031 \frac{\text{m}^3}{\text{s}}$$

Vazão obtida para atender a carga

$$\text{Erro} := |Q_0 - Q(d_{n0})| = 0.0004 \frac{\text{m}^3}{\text{s}}$$

Erro dos valores estimados

$$\text{Input1} := \dots \backslash \text{ApendiceA.txt}$$

$$\Delta t_{\text{not}} := \text{Input1}_{3,0} \cdot \text{hr} = 12.001 \cdot \text{hr}$$

Tempo de consumo hidrico maximo

$$\Delta t_{\text{pv}} := \text{Input1}_{2,0} \cdot \text{hr} = 7.66 \cdot \text{hr}$$

Tempo de consumo hidrico nulo

Area do reservatório e condição off-grid

$$P_{\text{hyd}}(d_{n0}) = 10.867 \cdot \text{kW}$$

Potência máxima do sistema projetado

$$A_{r,\text{min}} := \frac{Q(d_{n0}) - Q_{\text{rio}}}{\Delta h_r} \cdot \Delta t_{\text{not}} = 159.308 \text{ m}^2$$

Area minima para atender o periodo noturno

$$A_{r,\text{max}} := \frac{Q_{\text{rio}}}{\Delta h_r} \cdot \Delta t_{\text{pv}} = 183.835 \text{ m}^2$$

Area maxima para preenchimento do reservatorio

$$A_r := \frac{A_{r,\text{min}} + A_{r,\text{max}}}{2} = 171.571 \text{ m}^2$$

Area do reservatório

$$\text{off}_{\text{grid}} := \begin{cases} \text{"Não"} & \text{if } A_{r,\text{min}} > A_{r,\text{max}} \\ \text{"Sim"} & \text{otherwise} \end{cases} = \text{"Sim"}$$

Condição para operação off-grid

Dimensionamento da Turbina

Os critérios da turbina foram definido conforme (DIXON; HALL, 2014) e devem seguir limitações geométricas conforme número de pás e de bicos conforme diâmetro.

Para atender estes critérios o modelo proposto irá necessitar dois rotores com 6 bicos cada, assim obtendo a rotação necessária da máquina elétrica e as relações de diâmetro próxima das ideais.

$$n_{ja} := 2 \cdot 6$$

Numero de bicos injetores

$$A_{n0} := \frac{Q(d_{n0})}{c_n(d_{n0})_{1,0}} = 10.179 \cdot \text{cm}^2$$

Area por bico

$$d_j := \sqrt{\frac{A_{n0}}{n_{ja}} \cdot \frac{4}{\pi}} = 10.392 \cdot \text{mm}$$

Diâmetro por bico

$$D_T := 15 \cdot d_j = 155.885 \cdot \text{mm}$$

Diâmetro do rotor da turbina

$$D_{\text{Spa}} := 3 \cdot d_j = 31.177 \cdot \text{mm}$$

Largura das pás

$$\omega_{\text{TM}} := \frac{c_n(d_{n0})_{1,0}}{\frac{D_T}{2}} \cdot v_{\text{opt}} = 1680 \cdot \text{rpm}$$

Rotação de torque máximo

$$J_{\text{sys}} := 0.01 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$$

Momento de inércia (Obtido via CAD)

$$B_{\text{sys}} := 0.001 \text{ N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}$$

Coefficiente de atrito

$$\tau_{\text{sys}} := \frac{J_{\text{sys}}}{B_{\text{sys}}} = 10 \text{ s}$$

Constante de tempo do eixo

$$\Omega_{s0} := \frac{\omega_{\text{TM}} \cdot \sqrt{Q(d_{n0})}}{(g \cdot h_{e0})^{\frac{3}{4}}} = 0.242$$

Relação de velocidade específica do sistema proposto

$$\Omega_{sp0} := \frac{\omega_{TM} \cdot \sqrt{\frac{P_{hyd}(d_{n0})}{\rho_a}}}{\frac{5}{(g \cdot h_{e0})^4}} = 0.178$$

Relação de velocidade de potência específica do sistema proposto

$$T_M := \frac{P_{hyd}(d_{n0})}{\omega_{TM}} = 61.771 \text{ J}$$

Torque máximo do sistema

$$i_{q.ref} := \frac{T_M}{\psi_{pkm}} \cdot \frac{2}{p} \cdot \frac{2}{3} = 25.515 \text{ A}$$

Corrente de referência do eixo de quadratura máxima

$$i_{q.Nref} := \frac{T_{Nm}}{\psi_{pkm}} \cdot \frac{2}{p} \cdot \frac{2}{3} = 23.899 \text{ A}$$

Corrente de referência do eixo de quadratura nominal

$$i_{d.red} := 0 \text{ A}$$

Corrente de referência do eixo direto

$$V_{pk_{krpm}} := \psi_{pkm} \cdot \left(\frac{p}{2}\right) \cdot \sqrt{3} = 292.747 \cdot \frac{V}{1000rpm}$$

Relação da tensão de pico de linha em 1000rpm

$$\omega_e := \frac{p}{2} \cdot \omega_{Nm} = 565.487 \cdot \frac{rad}{s}$$

Velocidade angular elétrica nominal

$$f_{ref} := \frac{\omega_e}{2\pi} = 90 \cdot \text{Hz}$$

Frequência elétrica de geração

$$v_{rms.ref} := \frac{P_{hyd}(d_{n0})}{\sqrt{2} \cdot i_{q.Nref}} = 321.513 \text{ V}$$

Tensão elétrica de linha da geração (rms)

$$v_{TMrms.ref} := \frac{P_{hyd}(d_{n0})}{\sqrt{2} \cdot i_{q.ref}} = 301.153 \text{ V}$$

Tensão elétrica de linha da geração em torque máximo (rms)

Dados de saída

$$\text{Output} := \begin{pmatrix} P_{hyd}(d_{n0}) \cdot \frac{1}{1000W} \\ f_{ref} \cdot \frac{1}{Hz} \\ v_{rms.ref} \cdot \frac{1}{V} \\ i_{q.ref} \cdot \frac{1}{A} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 10.867 \\ 90 \\ 321.513 \\ 25.515 \end{pmatrix}$$

$$\text{PMSM}_{Data} := \begin{pmatrix} \text{"Rs.mot="} & R_s \cdot \frac{1}{\Omega} & \text{";" } \\ \text{"Ld.mot="} & L_d \cdot \frac{1}{H} & \text{";" } \\ \text{"Lq.mot="} & L_q \cdot \frac{1}{H} & \text{";" } \\ \text{"psi.pkm="} & \psi_{pkm} \cdot \frac{1}{Wb} & \text{";" } \\ \text{"Vpk.krpm="} & V_{pk_{krpm}} \cdot 1000 \frac{rpm}{V} & \text{";" } \\ \text{"poles="} & p & \text{";" } \\ \text{"J.sys="} & J_{sys} \cdot \frac{1}{kg \cdot m^2} & \text{";" } \\ \text{"B.sys="} & B_{sys} \cdot \frac{1}{N \cdot m \cdot s} & \text{";" } \\ \text{"tau.sys="} & \tau_{sys} \cdot \frac{1}{s} & \text{";" } \end{pmatrix}$$

... \ApendiceC.txt

... \PMSM.txt

Output

PMSM_{Data}

APÊNDICE D – PLANILHA DE CÁLCULO DO ESPECTRO DE TENSÃO DE SAÍDA DO INVERSOR

A planilha apresentada aqui foi elaborada com auxílio do *software* para cálculo matemático *Mathcad*.

Os parâmetros com destaque em amarelo são as variáveis a serem modificadas conforme características da rede e barramento

Dados da Rede e Barramento CC

$$V_{cc} := 600$$

Tensão do barramento CC

$$V_{rms} := 380$$

Tensão de linha (rms) da rede

$$f_g := 60$$

Frequência da rede

$$f_s := 10020$$

Frequência de comutação

$$V_{pkm} := V_{rms} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}}$$

Tensão de pico de fase

$$V_{dc} := \frac{V_{cc}}{2} = 300$$

Metade da tensão do barramento

$$M := \frac{V_{pkm}}{V_{dc}} = 1.034$$

Índice de modulação

$$t_{step} := 1 \cdot 10^{-6}$$

Passo de calculo

$$\omega_o := f_g \cdot 2\pi$$

Frequência angular da rede

$$\omega_c := f_s \cdot 2\pi$$

Frequência angular de comutação

$$T_o := \frac{1}{f_g} = 0.017$$

Período da rede

$$k := 0, 1 .. \frac{T_o}{t_{step}}$$

Vetor de pontos para discretização do tempo

$$y_k := \omega_o \cdot (k \cdot t_{step})$$

Termo da frequência da moduladora discretizado

$$x_k := \omega_c \cdot (k \cdot t_{step})$$

Termo da frequência da portadora discretizado

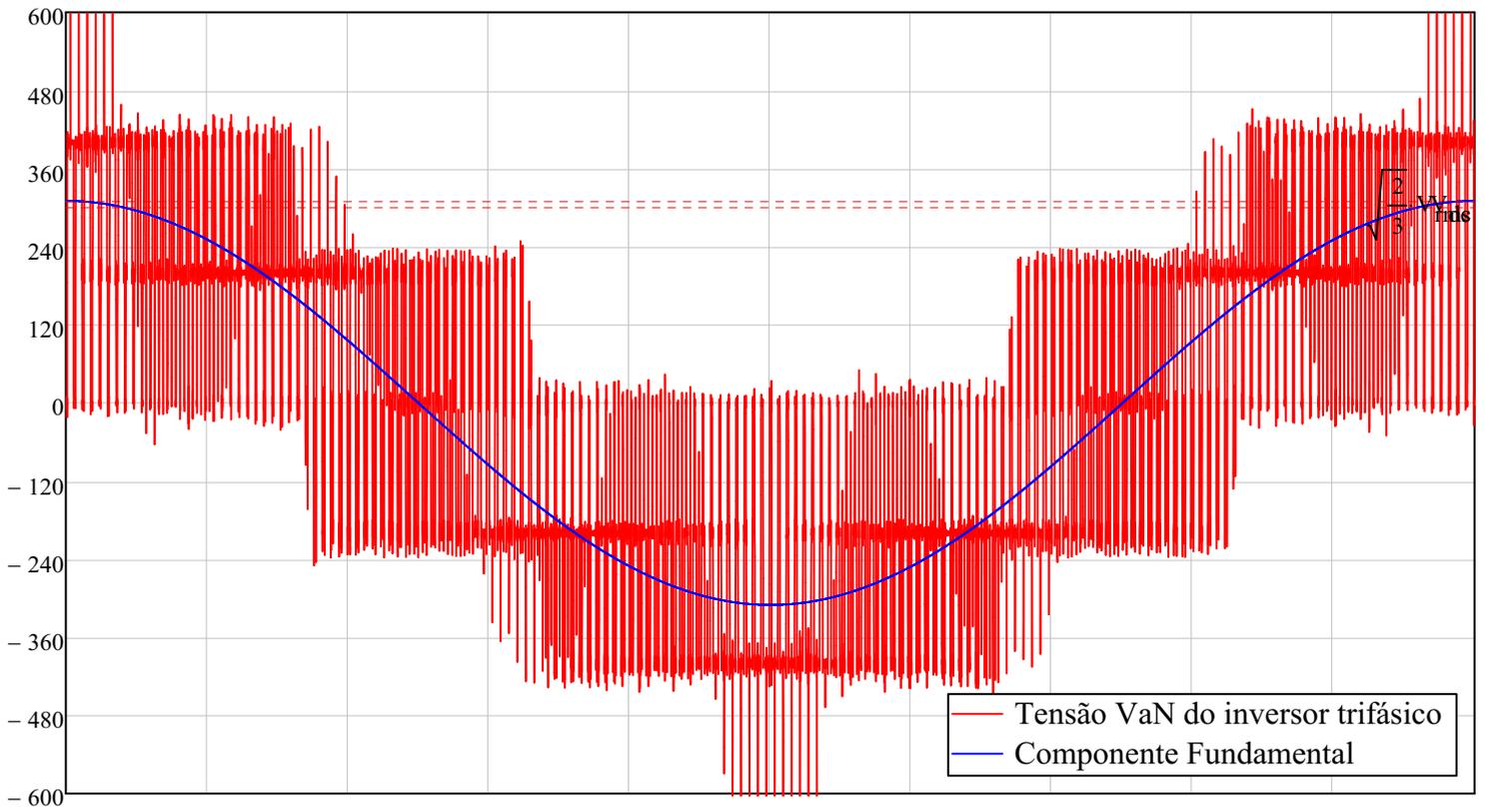
Equação para representação da tensão de linha de saída do inversor

$$V_{ab_k} := \sqrt{3} \cdot V_{dc} \cdot M \cdot \cos\left(y_k + \frac{\pi}{6}\right) + \frac{8 \cdot V_{dc}}{\pi} \cdot \sum_{m=1}^{50} \sum_{n=-50}^{50} \left[\frac{1}{m} \cdot J_n\left(n, m \cdot \frac{\pi}{2} \cdot M\right) \cdot \sin\left[(m+n) \cdot \frac{\pi}{2}\right] \cdot \sin\left(n \cdot \frac{\pi}{3}\right) \cdot \cos\left[m \cdot x_k + n \cdot \left(y_k - \frac{\pi}{3}\right) + \frac{\pi}{2}\right] \right]$$

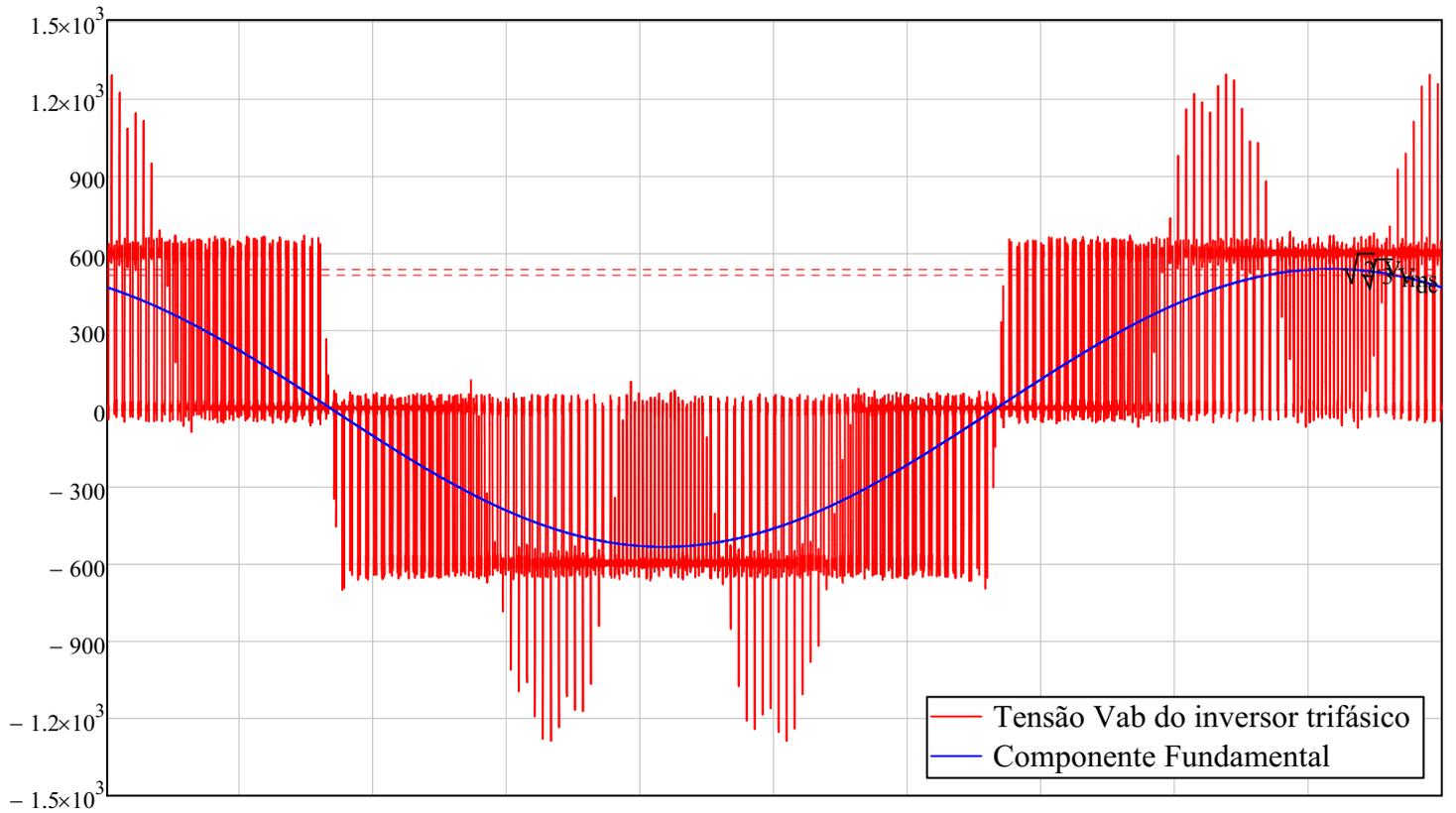
Equação para representação da tensão de fase de saída do inversor

$$V_{aN_k} := V_{dc} \cdot M \cdot \cos(y_k) - \frac{8 \cdot V_{dc}}{3\pi} \cdot \sum_{m=1}^{50} \sum_{n=-50}^{50} \left[\frac{1}{m} \cdot J_n\left(n, m \cdot \frac{\pi}{2} \cdot M\right) \cdot \sin\left[(m+n) \cdot \frac{\pi}{2}\right] \cdot \cos(m \cdot x_k + n \cdot y_k) \cdot \left(\cos\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot n}{3}\right) - 1\right) \right]$$

Formato de onda da tensão de fase na saída do inversor trifásico



Formato de onda da tensão de linha na saída do inversor trifásico



Dados para obtenção do espectro harmônico

$n := 0..600$

Quantidade de ordens harmônicas analisadas

$\text{Spec}_{V_{aN}} := \text{CFFT}(V_{aN})$

Transformada de *Fourier* para obtençã do espectro harmônico

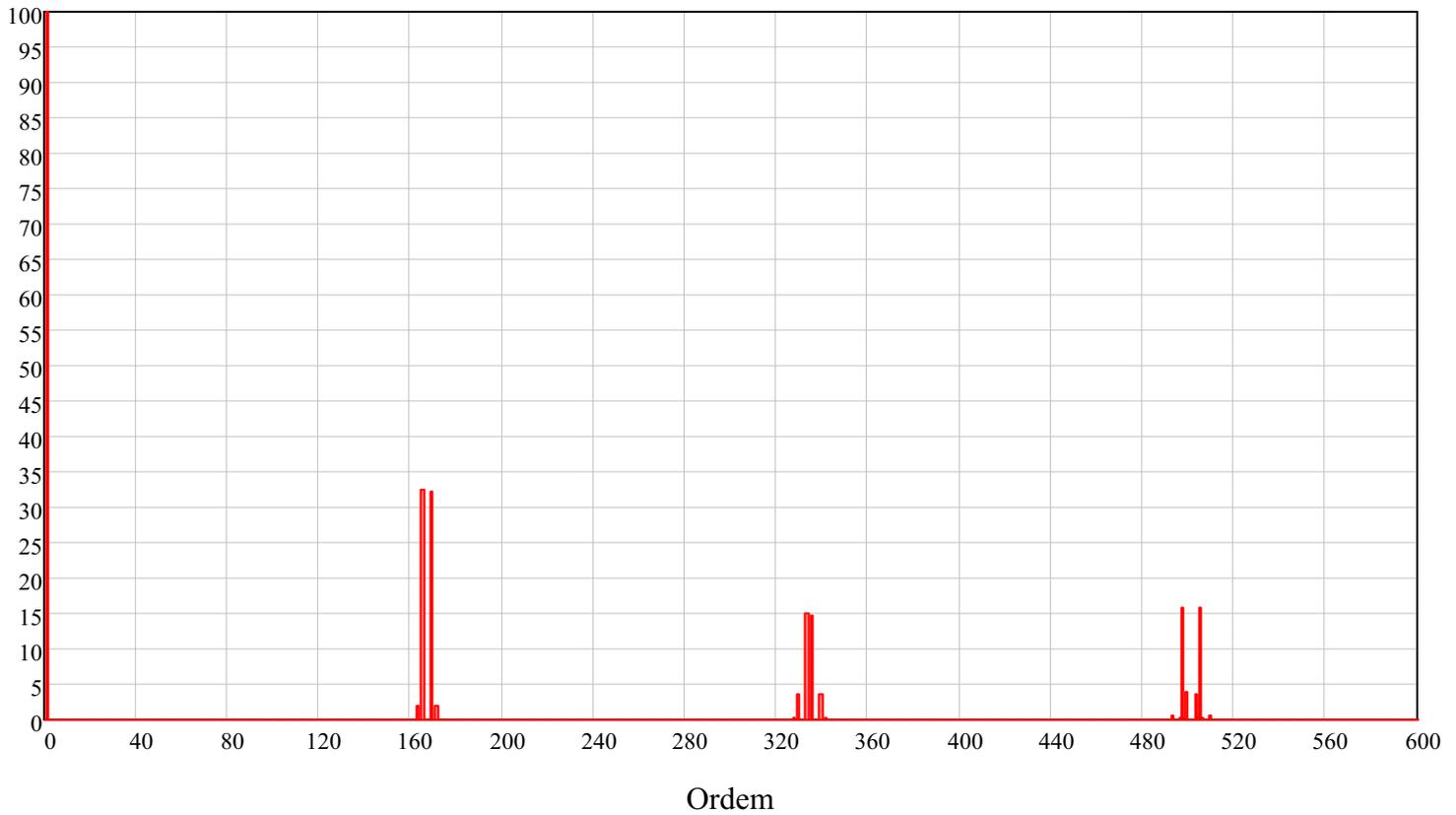
$$V_{h\%}(n) := 2 \cdot \frac{|\text{Spec}V_{aN_n}|}{V_{dc} \cdot M}$$

Percentual harmônico em relação a tensão

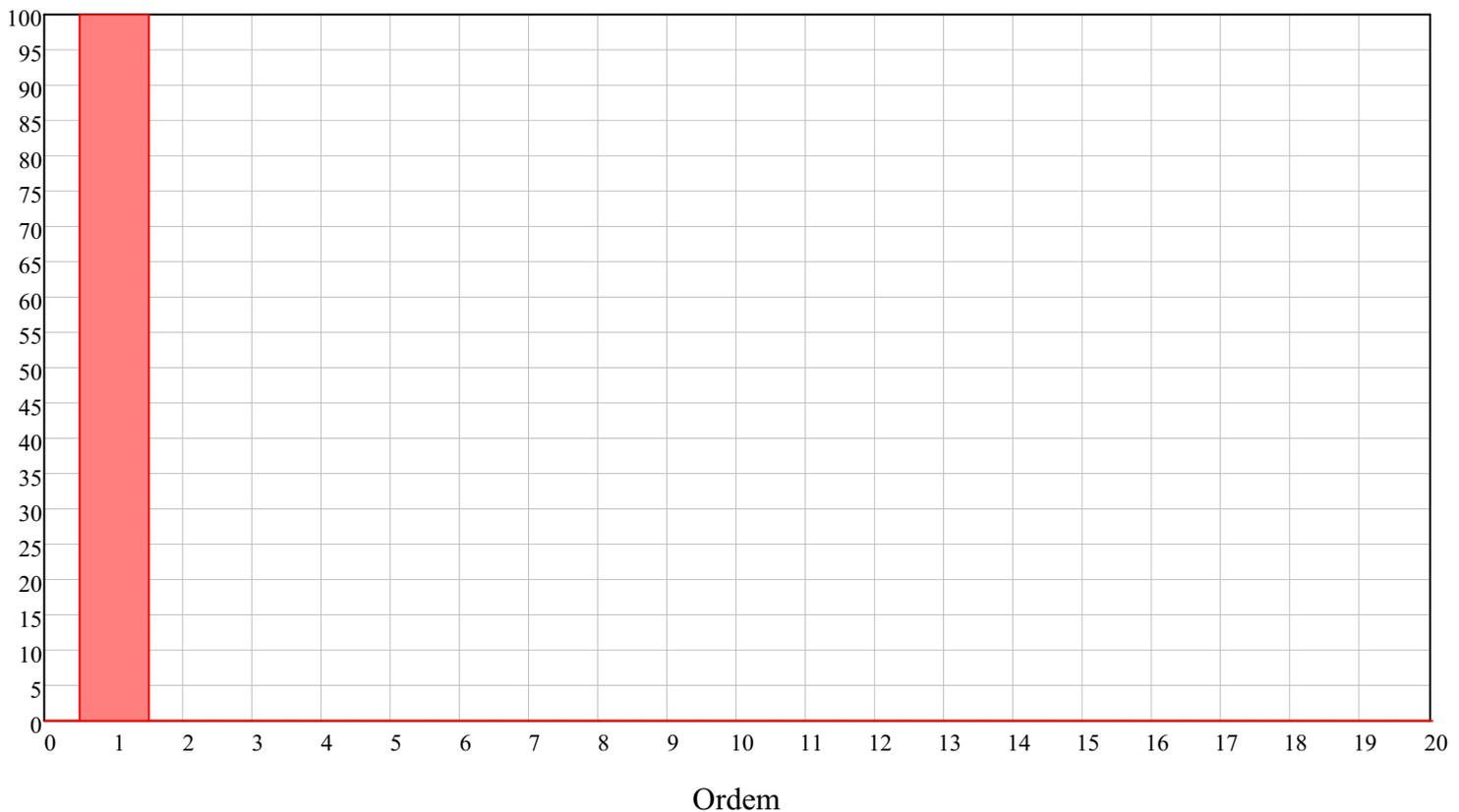
$$h(n) := f_g \cdot n$$

Valor em frequência da harmônica

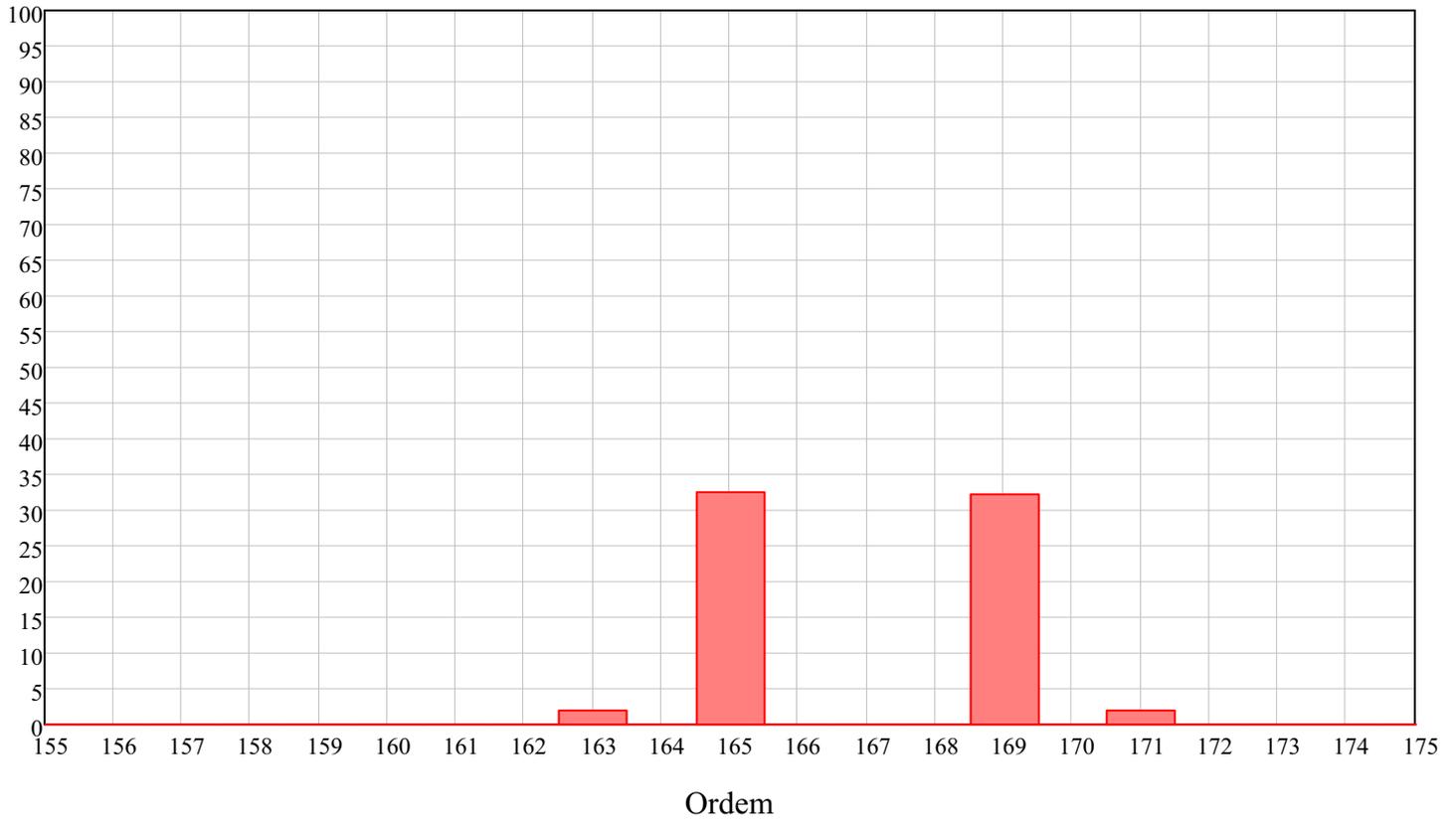
Espectro Harmônico da tensão de fase no inversor trifásico SPWM



Espectro Harmônico da tensão de fase no inversor trifásico SPWM



Espectro Harmônico da tensão de fase no inversor trifásico SPWM



$O_h := 165$

Ordem da primeira harmônica de maior relevância

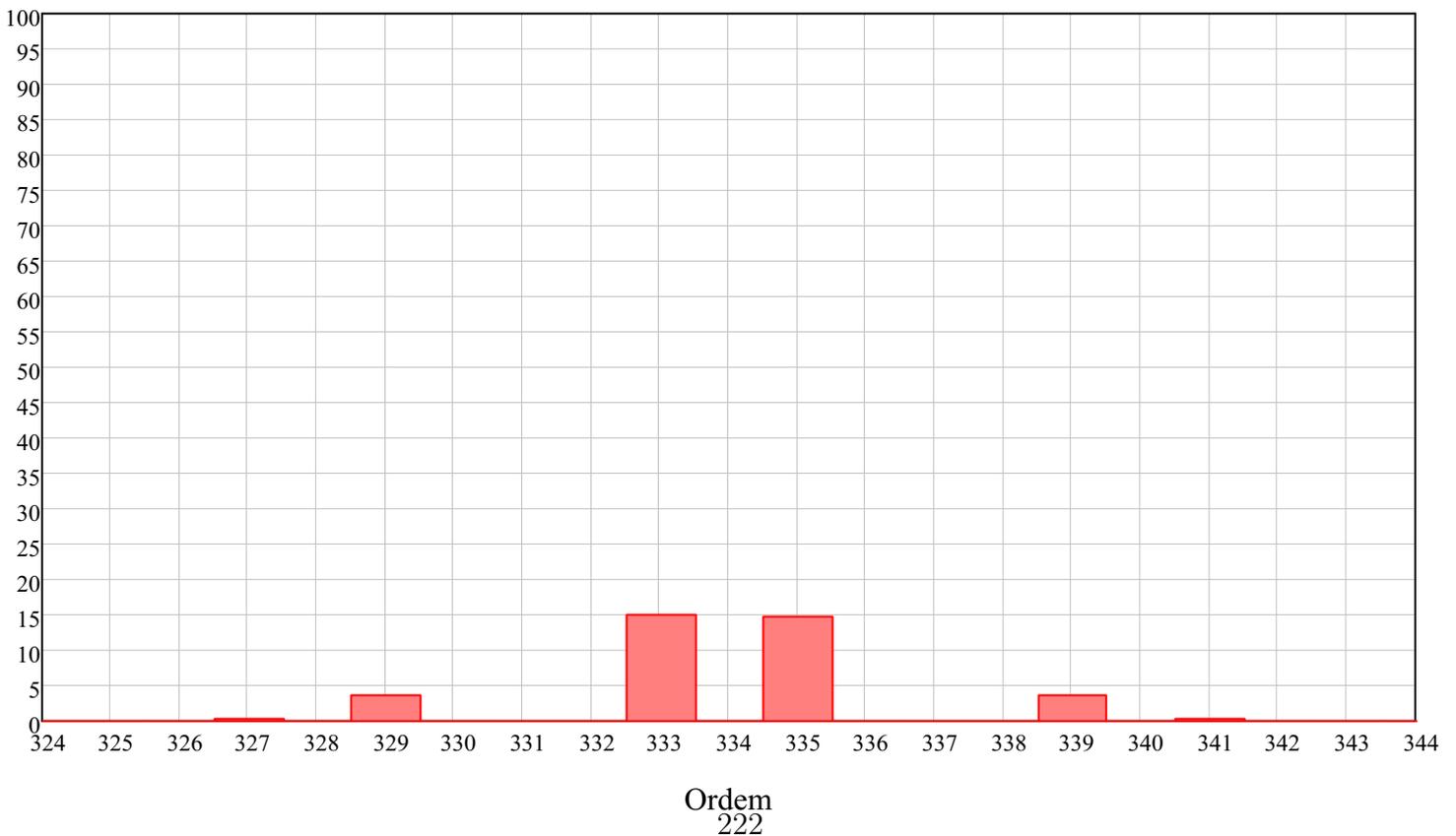
$V_{h\%}(O_h) = 32.418\%$

Percentual harmônico em relação a tensão da primeira harmônica de maior relevância

$h(O_h) = 9900$

Valor em frequência da primeira harmônica de maior relevância

Espectro Harmônico da tensão de fase no inversor trifásico SPWM



APÊNDICE E – PLANILHA DE CÁLCULO PARA DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES DOS CONVERSORES

A planilha apresentada aqui foi elaborada com auxílio do *software* para cálculo matemático *Mathcad*.

Planilha de Cálculo para dimensionamento dos Componentes do Conversor Multiportas

Autor: Valdecir Junior De Paris

Data:06/2022

Os parâmetros com destaque em amarelo são as variáveis a serem modificadas conforme características da rede

Dados de entrada

$In_{put1} :=$  **ApendiceA.txt**

$In_{put2} :=$  **ApendiceC.txt**

$In_{put3} :=$  **ApendiceD.txt**

Dados para dimensionamento dos componentes do Boost

$V_{cc} := In_{put3}_{0,0} \cdot V = 600 \text{ V}$

Tensão do barramento

$V_{pv} := In_{put1}_{0,0} \cdot V = 408 \text{ V}$

Tensão do sistema fotovoltaico

$P_{pv} := 80\% \cdot In_{put1}_{1,0} \cdot kW = 1.2 \times 10^4 \text{ W}$

Potência do sistema fotovoltaico

$I_{pv} := \frac{P_{pv}}{V_{pv}} = 29.412 \text{ A}$

Corrente do sistema do fotovoltaico

$f_{s,boost} := 10 \text{ kHz}$

Frequência de comutação do conversor Boost

$I_{cc} := \frac{P_{pv}}{V_{cc}} = 20 \text{ A}$

Corrente de saída do conversor

$R_{o.eq} := \frac{V_{cc}}{I_{cc}} = 30 \Omega$

Resistência equivalente do conversor Boost

$G_b := \frac{V_{cc}}{V_{pv}} = 1.471$

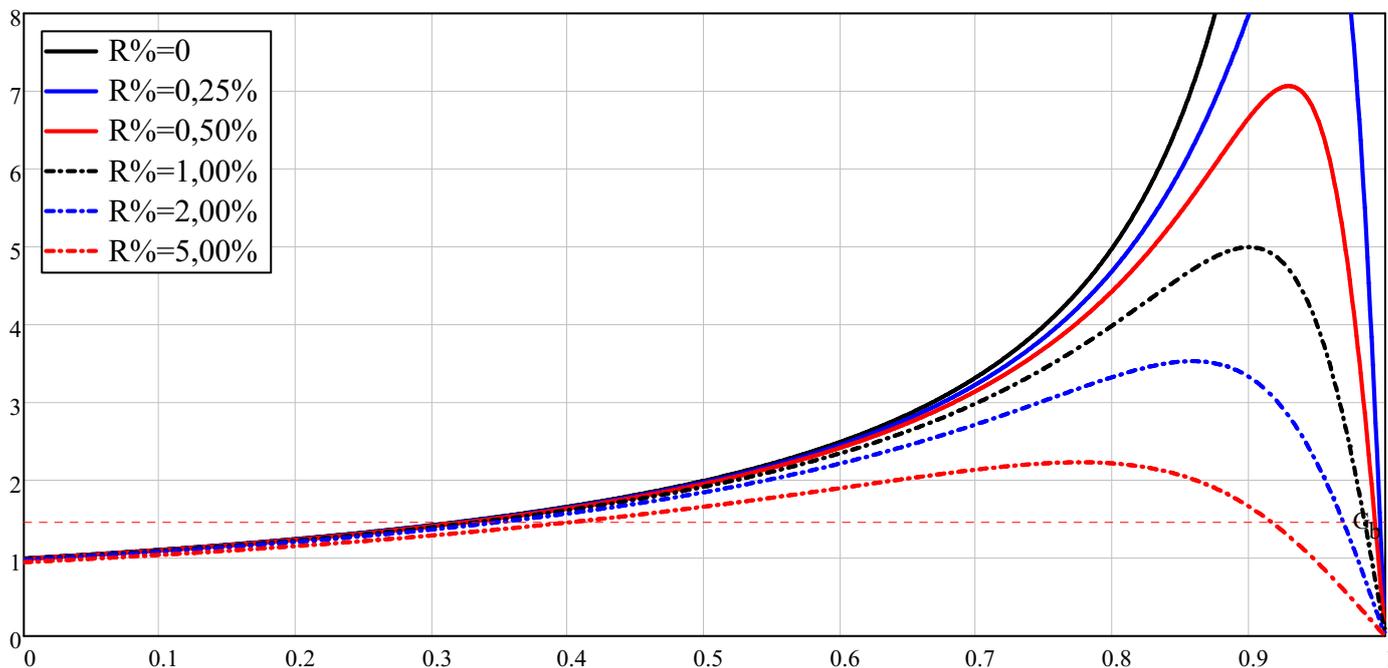
Ganho estatico do conversor Boost

$d_d := G_b = \frac{1}{1 - d_d} \left| \begin{array}{l} \text{solve, } d_d \\ \text{float, 4} \end{array} \right. \rightarrow 0.32$

Razão cíclica do conversor Boost

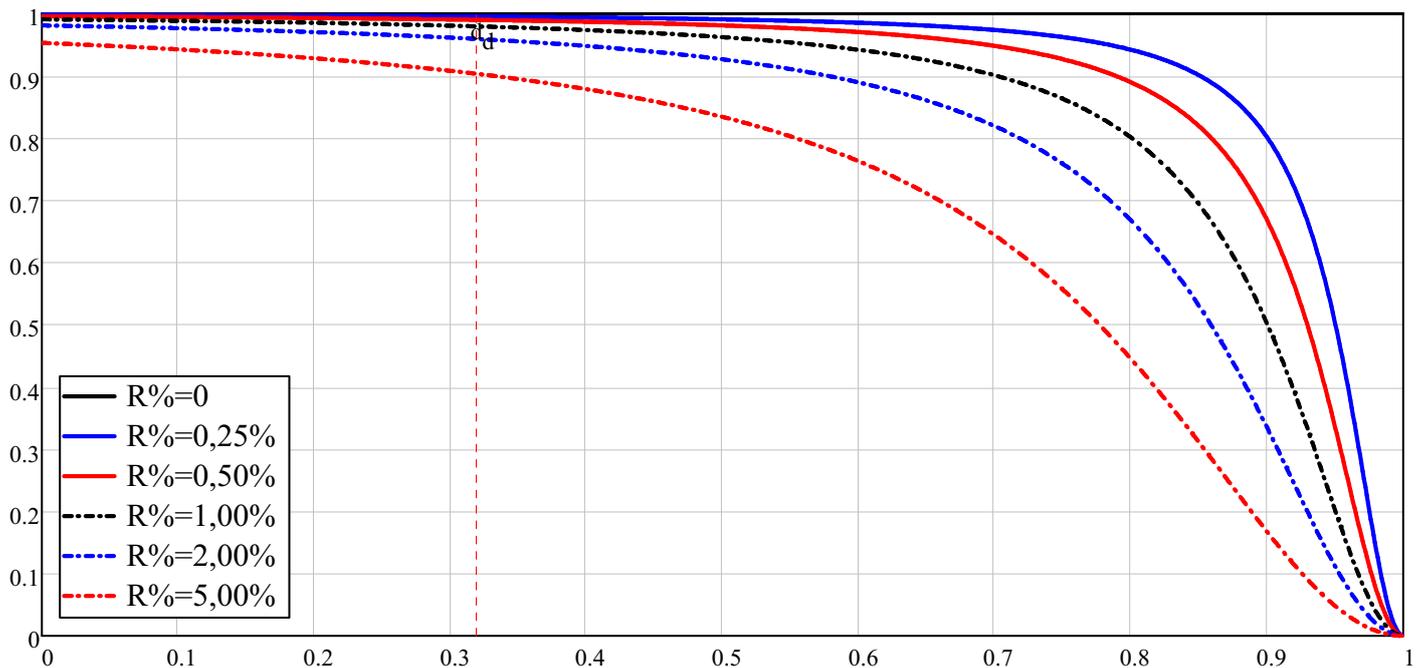
$G_B(D, R\%) := \frac{1}{1 - D} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R\%}{(1 - D)^2}}$

Ganho estatico do conversor Boost com perdas



$$\eta_B(D, R_{0\%}) := \frac{1}{1 + \frac{R_{0\%}}{(1-D)^2}}$$

rendimento do conversor *Boost* com perdas



$$\Delta I_{0\%} := 10\%$$

Ondulação de corrente definida *Boost*

$$R_{0\%} := 0.25\%$$

Parâmetro para estimar resistência

$$\Delta I := I_{pv} \cdot \Delta I_{0\%} = 2.941 \text{ A}$$

Ondulação de corrente do conversor *Boost*

$$R_{L,boost} := R_{0\%} \cdot R_{o,eq} = 0.075 \Omega$$

Resistência estimada do indutor *Boost*

$$D_{Boost} := G_b = \frac{1}{1-D} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_{L,boost}}{(1-D)^2 \cdot R_{o,eq}}} \quad \left| \begin{array}{l} \text{solve, D} \\ \text{float, 4} \end{array} \right. \rightarrow \begin{pmatrix} 0.9963 \\ 0.3237 \end{pmatrix}$$

Razão ciclica considerando não idealidade

$$L_{boost} := \frac{V_{pv}}{f_{s,boost} \cdot \Delta I} \cdot D_{Boost,1,0} = 4.49 \text{ mH}$$

Indutância do conversor *Boost*

$$\eta_B(D_{Boost,1,0}, R_{0\%}) = 0.995$$

Rendimento estimado

Dados para dimensionamento dos componentes do Retificador Ativo de 2 níveis

$$P_{gs} := \text{round}(I_{nput2,0}) \cdot \text{kW} = 11 \cdot \text{kW}$$

Potência nominal do grupo gerador

$$V_{gs,rms} := \text{round}(I_{nput2,0}) \cdot \text{V} = 322 \text{ V}$$

Tensão (rms) linha-linha nominal do grupo gerador

$$f_{gs} := \text{round}(I_{nput2,0}) \cdot \text{Hz} = 90 \cdot \text{Hz}$$

Frequência nominal do grupo gerador

$$V_{gsF.rms} := \frac{V_{gs.rms}}{\sqrt{3}} = 185.907 \text{ V}$$

Tensão (rms) de fase do grupo gerador

$$V_{gs.pF} := V_{gsF.rms} \cdot \sqrt{2} = 263 \text{ V}$$

Tensão de pico de fase do grupo gerador

$$I_{gs.rms} := \frac{P_{gs}}{3 \cdot V_{gsF.rms}} = 19.723 \text{ A}$$

Corrente nominal do grupo gerador

$$I_{gs.pF} := I_{gs.rms} \cdot \sqrt{2} = 27.893 \text{ A}$$

Corrente de pico do grupo gerador

$$f_{s.ret} := 10 \text{ kHz}$$

Frequência de comutação do retificador

$$I_{cc.ret} := \frac{P_{gs}}{V_{cc}} = 18.333 \text{ A}$$

Corrente de saída do retificador

$$\alpha_{ret} := \frac{V_{gs.pF}}{V_{cc}} = 0.438$$

Razão de tensão do retificador (α)

$$\Delta I_{\%.ret} := 10\%$$

Ondulação de corrente definida do retificador

$$\Delta I_{.ret} := \Delta I_{\%.ret} \cdot I_{gs.pF} = 2.789 \text{ A}$$

Ondulação de corrente do retificador

$$R_{ret.eq} := \frac{V_{cc}}{I_{cc.ret}} = 32.727 \Omega$$

Resistência equivalente do retificador

$$L_{ret} := \frac{V_{gs.pF}}{f_{s.ret} \cdot \Delta I_{.ret}} \cdot \left(1 - \frac{3}{2} \cdot \frac{V_{gs.pF}}{V_{cc}} \right) = 3.23 \cdot \text{mH}$$

Indutância do retificador

$$R_{L.ret} := R_{\%.ret} \cdot R_{ret.eq} \cdot \frac{2}{3} = 0.055 \Omega$$

Resistência estimada do retificador

Dados para dimensionamento do Capacitor do Barramento CC

$$f_g := \text{Input3}_{2,0} \cdot \text{Hz} = 60 \cdot \text{Hz}$$

Frequência da rede

$$V_{g.rms} := \text{Input3}_{1,0} \cdot \text{V} = 380 \text{ V}$$

Tensão (rms) linha-linha da rede

$$\Delta V_{\%} := 10\%$$

Ondulação de tensão definida no barramento

$$V_{min} := V_{cc} \cdot \left(1 - \frac{\Delta V_{\%}}{2} \right) = 570 \text{ V}$$

Tensão mínima no barramento

$$t_{hu} := \left(\frac{1}{f_g} \right) \cdot \frac{1}{2} = 8.333 \times 10^{-3} \text{ s}$$

Tempo *hold-up-time*

$$P_{inv} := \max(P_{pv}, P_{gs}) = 12 \cdot \text{kW}$$

Potência processada pelo barramento CC

$$C_{cc} := \frac{2 \cdot P_{inv} \cdot t_{hu}}{V_{cc}^2 - V_{min}^2} = 5.698 \times 10^3 \cdot \mu F$$

Capacitância do capacitor de barramento

Dados para dimensionamento dos componentes do Inversor 2 níveis com filtro LCL

$$V_{g,pF} := V_{g,rms} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} = 310.269 \text{ V}$$

Tensão de pico de fase da rede

$$V_{g,rmsF} := \frac{V_{g,rms}}{\sqrt{3}} = 219.393 \text{ V}$$

Tensão (rms) de fase da rede

$$\alpha_{inv} := \frac{V_{g,pF}}{V_{cc}} = 0.517$$

Razão de tensão do inversor (α)

$$I_{g,rms} := \frac{P_{inv}}{3 \cdot V_{g,rmsF}} = 18.232 \text{ A}$$

Corrente nominal da rede

$$I_{g,pF} := I_{g,rms} \cdot \sqrt{2} = 25.784 \text{ A}$$

Corrente de pico da rede

$$f_{s,inv} := \text{Input}_{3,0} \cdot \text{Hz} = 10020 \frac{1}{s}$$

Frequência de comutação do inversor

$$I_{cc,inv} := \frac{P_{inv}}{V_{cc}} = 20 \text{ A}$$

Corrente de saída do inversor

$$R_{inv,eq} := \frac{V_{cc}}{I_{cc,inv}} = 30 \Omega$$

Resistência equivalente do inversor

$$R_{L,inv} := R_{\%} \cdot R_{inv,eq} \cdot \frac{2}{3} = 0.05 \Omega$$

Resistência estimada do indutor maior do inversor

$$R_{Lf,inv} := \frac{R_{\%} \cdot R_{inv,eq}}{2} \cdot \frac{2}{3} = 0.025 \Omega$$

Resistência estimada do indutor menor do inversor

$$\omega_g := 2\pi \cdot f_g = 376.991 \frac{1}{s}$$

Frequência angular da rede (rad/s)

$$\Delta I_{\%,inv} := 20\%$$

Percentual da ondulação de corrente na saída do inversor

$$\Delta I_{inv} := \Delta I_{\%,inv} \cdot I_{g,pF} = 5.157 \text{ A}$$

Ondulação de corrente na saída do inversor

$$L_{inv} := \frac{V_{g,pF}}{f_{s,inv} \cdot \Delta I_{inv}} \cdot \left(1 - \frac{3}{2} \cdot \frac{V_{g,pF}}{V_{cc}} \right) = 1.347 \cdot \text{mH}$$

Indutância do lado do inversor

$$\lambda_C := 5\%$$

Percentual de potência reativa introduzida pelo capacitor do filtro

$$C_{f,inv} := \frac{\lambda_C \cdot P_{inv}}{\omega_g \cdot V_{g,rms}^2} = 11.022 \cdot \mu F$$

Capacitância de filtro

Dados para dimensionamento do Capacitor do Barramento CC

$$\lambda_{V,h} := \text{Input}_{3,0} = 32.418\%$$

Percentual de tensão do barramento na 1ª harmônica de maior relevância

$$f_h := \text{Input}_{35,0} \cdot \text{Hz} = 9.9 \cdot \text{kHz}$$

Frequência da 1ª harmônica de maior relevância

$$\omega_h := 2 \cdot \pi \cdot f_h = 6.22 \times 10^4 \frac{1}{\text{s}}$$

Frequência angular da 1ª harmônica de maior relevância

$$\lambda_h := 0.2\%$$

Limite proporcional da corrente injetada na rede na 1ª harmônica de maior relevância

$$L_{f.\text{inv}} := \frac{1}{L_{\text{inv}} \cdot C_{f.\text{inv}} \cdot \omega_h^2 - 1} \cdot \left(L_{\text{inv}} + \frac{\lambda_{V.h} \cdot V_{cc}}{\omega_h \cdot \lambda_h \cdot I_{g.\text{rms}} \cdot 2} \right) = 0.783 \cdot \text{mH}$$

Indutância do filtro

Dados de saída

Output :=

"L.boost="	$L_{\text{boost}} \cdot \frac{1}{\text{H}}$	","
"L.ret="	$L_{\text{ret}} \cdot \frac{1}{\text{H}}$	","
"C.cc="	$C_{cc} \cdot \frac{1}{\text{F}}$	","
"L.inv="	$L_{\text{inv}} \cdot \frac{1}{\text{H}}$	","
"L.f.inv="	$L_{f.\text{inv}} \cdot \frac{1}{\text{H}}$	","
"C.f.inv="	$C_{f.\text{inv}} \cdot \frac{1}{\text{F}}$	","
"R.Lf.inv="	$R_{L.f.\text{inv}} \cdot \frac{1}{\Omega}$	","
"R.L.boost="	$R_{L.\text{boost}} \cdot \frac{1}{\Omega}$	","
"R.L.ret="	$R_{L.\text{ret}} \cdot \frac{1}{\Omega}$	","
"R.L.inv="	$R_{L.\text{inv}} \cdot \frac{1}{\Omega}$	","
"f.s.boost="	$f_{s.\text{boost}} \cdot \frac{1}{\text{Hz}}$	","
"f.s.ret="	$f_{s.\text{ret}} \cdot \frac{1}{\text{Hz}}$	","
"f.s.inv="	$f_{s.\text{inv}} \cdot \frac{1}{\text{Hz}}$	","
"f.g="	$f_g \cdot \frac{1}{\text{Hz}}$	","
"V.rms="	$V_{g.\text{rms}} \cdot \frac{1}{\text{V}}$	","
"V.cc="	$V_{cc} \cdot \frac{1}{\text{V}}$	","
"f.gs="	$f_{gs} \cdot \frac{1}{\text{Hz}}$	","
"V.gs.rms="	$V_{gs.\text{rms}} \cdot \frac{1}{\text{V}}$	","
"P.sys"	$P_{\text{inv}} \cdot \frac{1}{\text{W}}$	","
"D.ret"	$D_{\text{Boost}}_{1,0}$	","

$$f_r := \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{L_{f.\text{inv}} + L_{\text{inv}}}{C_{f.\text{inv}} \cdot L_{f.\text{inv}} \cdot L_{\text{inv}}}} = 2.154 \cdot \text{kHz}$$

Frequência de ressonância

APÊNDICE F – PLANILHA DE CÁLCULO PARA DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES DOS CONTROLADORES

A planilha apresentada aqui foi elaborada com auxílio do *software* para cálculo matemático *Mathcad*.

Os parâmetros com destaque em amarelo são as variáveis a serem modificadas conforme características do sistema

Dados de entrada

$In_{put1} :=$
 ...\ApendiceE.txt

Dados definidos nos Apendices anteriores

$V_{CC} := In_{put1}_{15,1} = 600$	Tensão do barramento
$L_R := In_{put1}_{1,1} = 3.23 \times 10^{-3}$	Indutor do retificador
$R_L := In_{put1}_{8,1} = 0.055$	Resistência do retificador
$D_R := In_{put1}_{19,1} = 0.324$	Razão cíclica mínima
$f_s := In_{put1}_{11,1} = 1 \times 10^4$	Frequência de comutação
$T_a := \frac{1}{2 \cdot f_s} = 5 \times 10^{-5}$	Período de amostragem
$V_{pF} := In_{put1}_{17,1} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} = 262.912$	Tensão de pico da tensão do lado do gerador
$f_{gs} := In_{put1}_{16,1} = 90$	Frequência elétrica do gerador
$V_{pFg} := In_{put1}_{14,1} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} = 310.269$	Tensão de pico da tensão do lado da rede
$f_g := In_{put1}_{13,1} = 60$	Frequência da rede
$C_{cc} := In_{put1}_{2,1} = 5.698 \times 10^{-3}$	Capacitor de barramento
$R_{cc} := \frac{V_{CC}^2}{In_{put1}_{18,1}} = 30$	Resistência equivalente da potência drenada

Dados para controle do Retificador

$K_i := 1$	Ganho sensor de corrente
$V_{pp} := 1$	Tensão de pico da portadora
$K_{pwm} := \frac{1}{V_{pp}} = 1$	Ganho proporcional do PWM

Dimensionamento do controlador PI para o Retificador

$$G_{i_d}(s) := \frac{-V_{CC}}{s \cdot L_R + R_L} \rightarrow -\frac{600}{0.00323041878590793 \cdot s + 0.0545454545454545}$$

Planta do retificador de corrente

$$G_{\text{delay}}(s) := \frac{1}{2} \cdot \left[e^{-s \cdot (1-D_R) \cdot T_a} + e^{-s \cdot (D_R) \cdot T_a} \right]$$

Atraso digital

Função transferência de laço aberto não compensada

$$FTLANC(s) := K_{\text{pwm}} \cdot G_{i_d}(s) \cdot K_i \cdot G_{\text{delay}}(s)$$

$$f_{\text{cPI}} := \frac{f_s}{10} = 1 \times 10^3$$

Frequência de corte definida

$$\omega_{\text{cPI}} := 2 \cdot \pi \cdot f_{\text{cPI}} = 6.283 \times 10^3$$

Frequência angular de corte definida

$$\Phi_{\text{fc1}} := \arg(FTLANC(j\omega_{\text{cPI}})) = 81.154^\circ$$

Angulo de fase da FTLANC do sistema

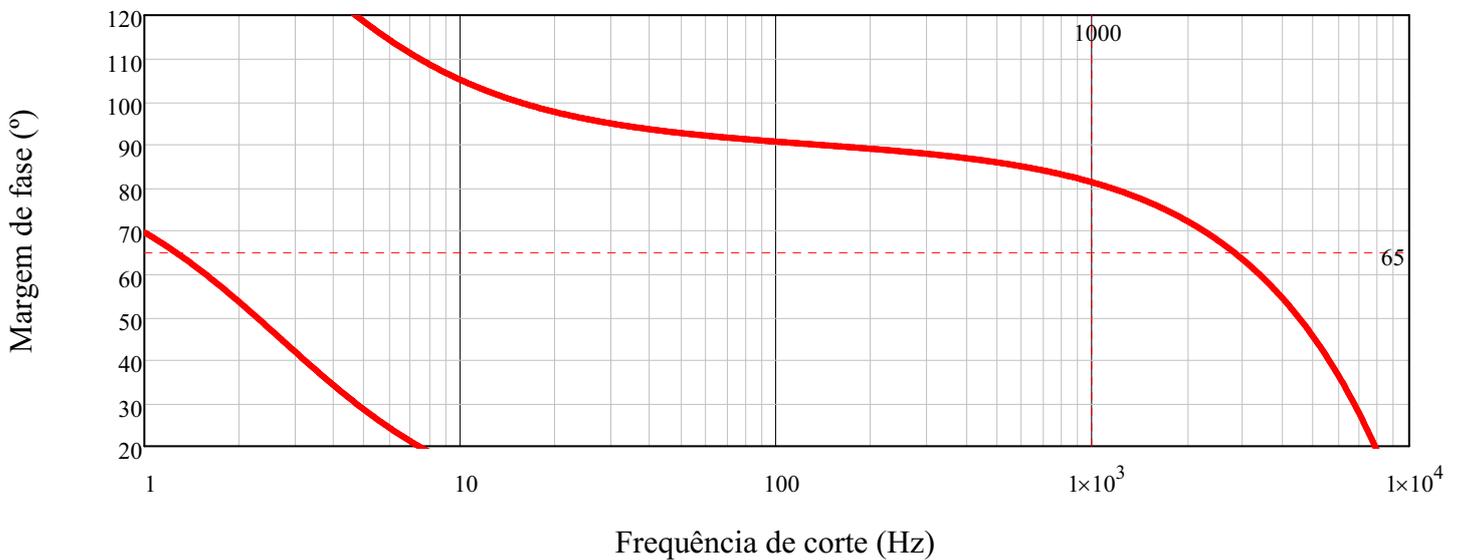
Lógica para análise da região de estabilidade do sistema

$$\left(\frac{\pi}{2} + \Phi_{\text{fc1}} - \pi \right) \cdot \frac{180}{\pi} < M_\phi < \left(\pi + \Phi_{\text{fc1}} - \pi \right) \cdot \frac{180}{\pi} \text{ float,2} \rightarrow -8.8 < M_\phi < 81.0$$

$$M_\phi := 65^\circ$$

Margem de fase definida

Análise de Estabilidade da Planta de Corrente



$$\omega_z := \frac{\omega_{\text{cPI}}}{\tan\left(M_\phi - \frac{\pi}{2} - \arg(FTLANC(j \cdot \omega_{\text{cPI}}))\right)} = 1.82 \times 10^3$$

Frequência angular do controlador

$$\tau_{zi} := \frac{1}{\omega_z} = 549.462 \times 10^{-6}$$

Constante de tempo do controlador

$$k_{ci} := \frac{\omega_{\text{cPI}}}{\sqrt{\omega_{\text{cPI}}^2 + \omega_z^2} \cdot |FTLANC(j \cdot \omega_{\text{cPI}})|} = 0.0325$$

Ganho proporcional do controlador

$$C_{\text{PI}}(s) := k_{ci} \cdot \frac{(s + \omega_z)}{s}$$

Planta do controlador PI

Função transferência de laço aberto compensada

$$FTLAC(s) := FTLANC(s) \cdot C_{PI}(s)$$

Análise em Frequência

Dados para Bode em sequência logarítmica

$$N_p := 10000 \quad n := 0..N_p \quad n_{max} := 7 \quad n_{min} := 0 \quad \text{Log}(n) := n_{min} + \frac{n}{N_p} \cdot (n_{max} - n_{min}) \quad \omega_n := 10^{\text{Log}(n)}$$

$$G_{i_nc_dB_n} := 20 \cdot \log(|FTLANC(j \cdot \omega_n)|) \quad \text{Magnitude do sistema não compensado no domínio da frequência}$$

$$\theta_{i_nc_n} := \left(-\pi + \arg(FTLANC(j \cdot \omega_n)) \right) \frac{180}{\pi} \quad \text{Fase do sistema não compensado no domínio da frequência}$$

$$G_{i_c_dB_n} := 20 \cdot \log(|FTLAC(j \cdot \omega_n)|) \quad \text{Magnitude do sistema compensado no domínio da frequência}$$

$$\theta_{i_c_n} := \left(-\pi + \arg(FTLAC(j \cdot \omega_n)) \right) \frac{180}{\pi} \quad \text{Fase do sistema compensado no domínio da frequência}$$

Diagrama de Bode da Magnitude da Malha de Corrente

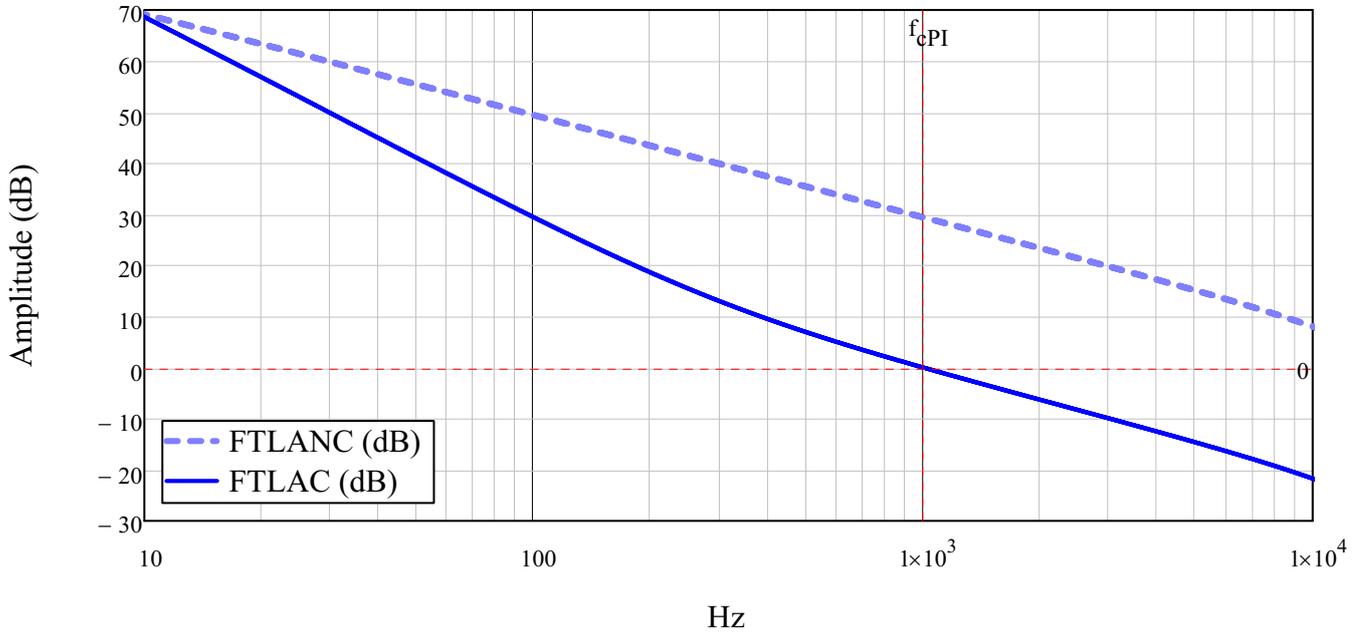
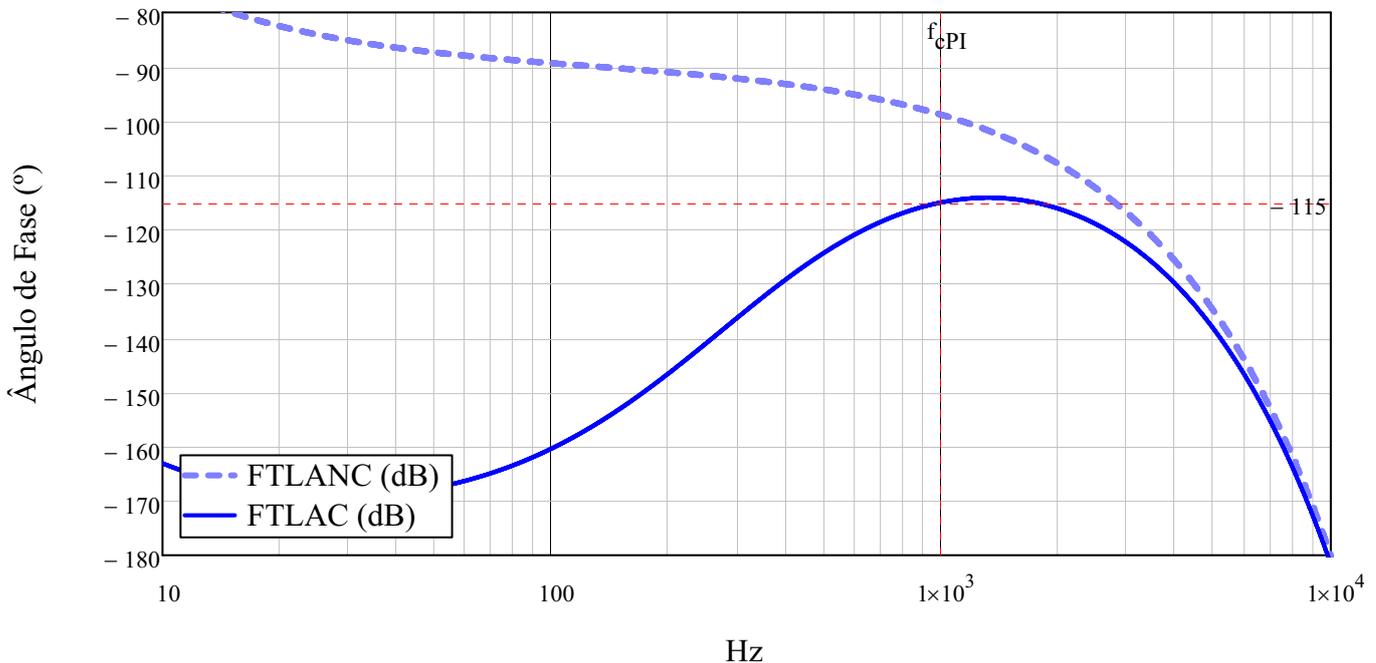


Diagrama de Bode do Ângulo de Fase da Malha de Corrente



$$FTMF_i(s) := \frac{C_{PI}(s) \cdot K_{pwm} \cdot G_{i_d}(s) \cdot K_i}{1 + C_{PI}(s) \cdot K_{pwm} \cdot G_{i_d}(s) \cdot K_i}$$

Função transferência de malha fechada da corrente

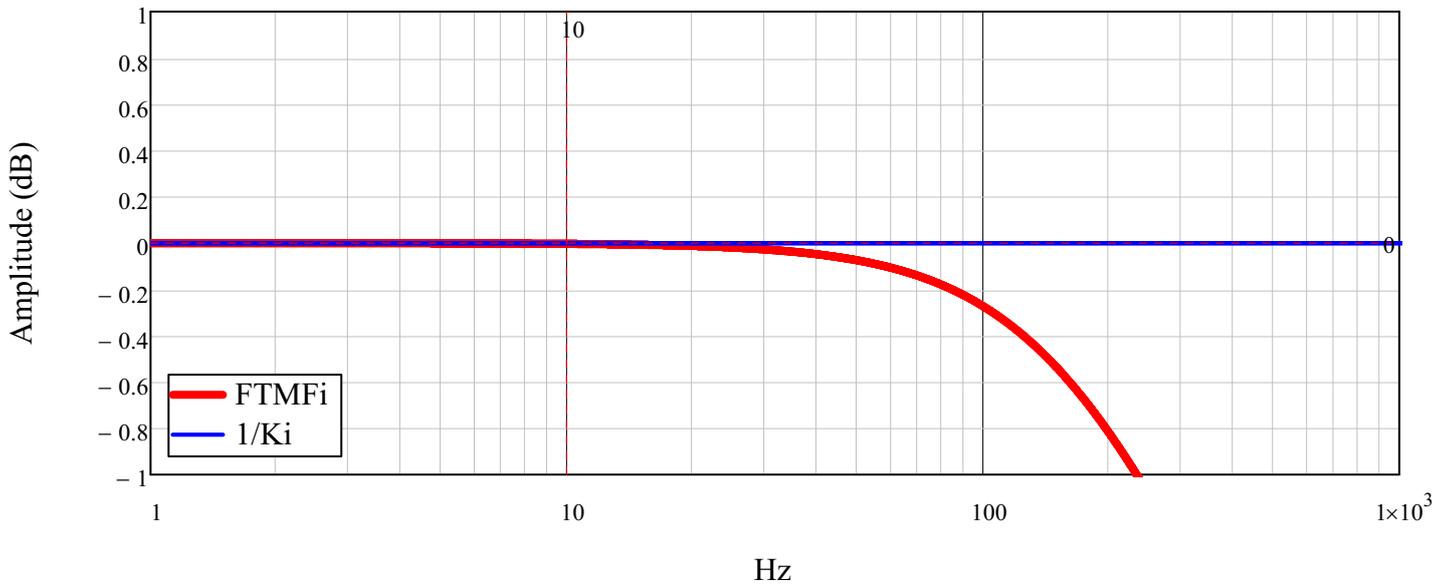
$$G_{MI} := \frac{1}{K_i} = 1$$

Ganho do sensor

$$FTMF_{i_n} := 20 \cdot \log\left(\left|FTMF_i(j \cdot \omega_n)\right|\right)$$

Magnitude da FTMF no domínio da frequência

Magnitude mostrando o desacoplamento entre malhas abaixo em 10Hz



Discretização para implementação digital do PI do retificador

Transformada de (s) para (z) pelo método de Tustin

$$C_i(z) := C_{PI}(s) \text{ float,4} \rightarrow \frac{0.03254 \cdot s + 59.23}{s} \quad \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } s = \frac{2 \cdot (1 - z^{-1})}{T_a \cdot (1 + z^{-1})} \\ \text{factor} \\ \text{simplify} \end{array} \right. \rightarrow \frac{0.03402075 \cdot z - 0.03105925}{z - 1.0}$$

$$b_i := \text{numer}(C_i(z)) \rightarrow 136083.0 \cdot z - 124237.0 \text{ coeffs, } z \rightarrow \begin{pmatrix} -124237.0 \\ 136083.0 \end{pmatrix}$$

Separação dos coeficientes do numerador

$$a_i := \text{denom}(C_i(z)) \rightarrow 4.0e6 \cdot z - 4.0e6 \text{ coeffs, } z \rightarrow \begin{pmatrix} -4.0e6 \\ 4.0e6 \end{pmatrix}$$

Separação dos coeficientes do denominador

$$a0_i := \frac{a_{i1,0}}{a_{i1,0}} = 1$$

Definição da a0=1

"ok" if a0_i = 1 = "ok"
"erro" otherwise

$$a1_i := \left(\frac{a_{i0,0}}{a_{i1,0}} \right) = -1$$

Ganho da variável z^{-1} do denominador

$$b0_i := \frac{b_{i1,0}}{a_{i1,0}} = 0.03402$$

Ganho da variável z^0 do numerador

$$b1_i := \frac{b_{i0,0}}{a_{i1,0}} = -0.03106$$

Ganho da variável z^{-1} do numerador

Dimensionamento do controlador PI para tensão do barramento

$$K_{v0} := 1 = 1$$

Ganho do sensor de tensão de saída

$$G_{v_i}(s) := \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{V_{pFg}}{V_{CC}} \cdot \frac{R_{cc}}{s \cdot C_{cc} \cdot R_{cc} - 2}$$

Planta da tensão em função da corrente

$$FTLANC_v(s) := G_{MI} \cdot G_{v_i}(s) \cdot K_{v0}$$

Função transferência de laço aberto não compensada

$$f_{cvPI} := 10 = 10$$

Frequencia de corte garantido desacoplamento

$$\omega_{cvPI} := 2 \cdot \pi \cdot f_{cvPI} = 62.832$$

Frequencia angular do PI

$$\Phi_{cv} := \arg(FTLANC_v(j \cdot \omega_{cvPI})) = -100.548^\circ$$

Angulo de fase da FTLANC do sistema

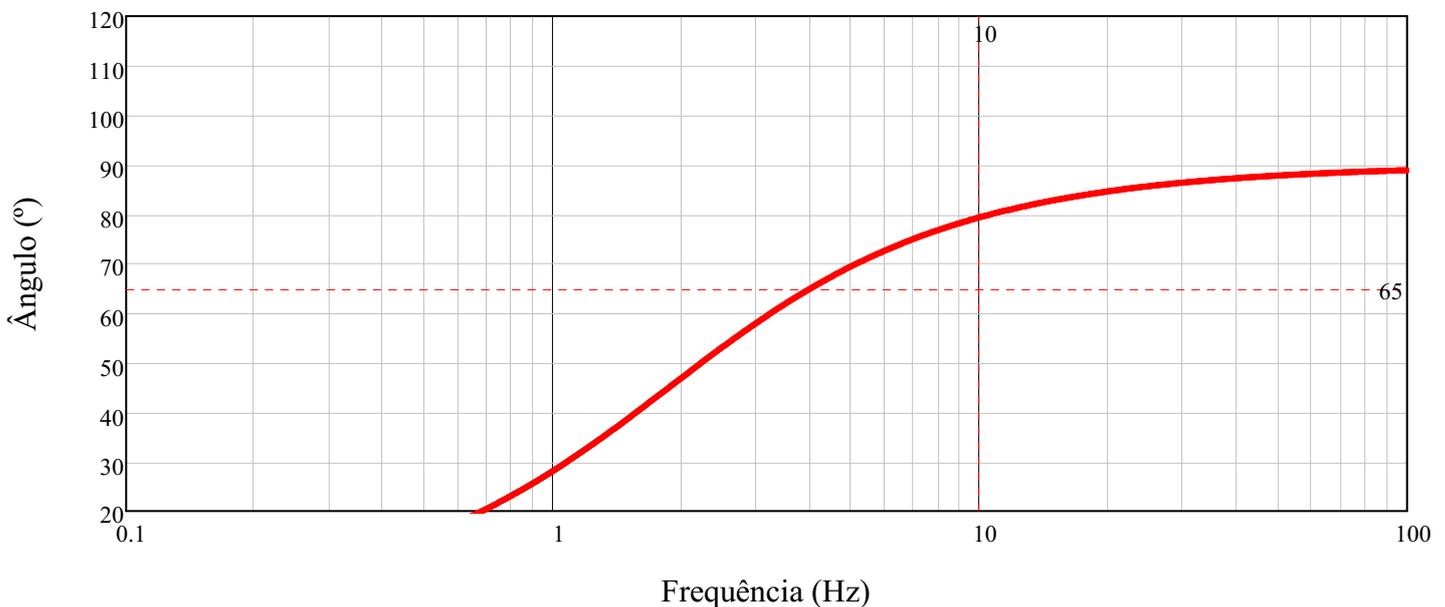
Lógica para análise da região de estabilidade do sistema

$$\left(\frac{\pi}{2} + \Phi_{cv}\right) \cdot \frac{180}{\pi} < Mv_\phi < \left(\pi + \Phi_{cv}\right) \cdot \frac{180}{\pi} \text{ float, 2} \rightarrow -11.0 < Mv_\phi < 79.0$$

$$Mv_\phi := 65^\circ$$

Margem de fase

Análise de Estabilidade da Planta de Tensão



$$\omega_{vz} := \frac{\omega_{cvPI}}{\tan\left(Mv_\phi - \frac{\pi}{2} - \arg(FTLANC_v(j \cdot \omega_{cvPI}))\right)} = 16.193$$

Frequência angular do controlador

$$\tau_{zv} := \frac{1}{\omega_{vz}} = 61.755 \times 10^{-3}$$

Constante de tempo do controlador

$$k_{cv} := \frac{\omega_{cvPI}}{\sqrt{\omega_{cvPI}^2 + \omega_{vz}^2} \cdot |FTLANC_v(j \cdot \omega_{cvPI})|} = 0.5568$$

Ganho proporcional do controlador

$$C_{vPI}(s) := k_{cv} \cdot \frac{(s + \omega_{vz})}{s}$$

Planta do controlador PI de tensão

$$FTLAC_v(s) := FTLANC_v(s) \cdot C_{vPI}(s)$$

Função transferência de laço aberto compensada

Análise em Frequência

$$G_{v_nc_dB_n} := 20 \cdot \log\left(\left|FTLANC_v(j \cdot \omega_n)\right|\right)$$

Magnitude do sistema não compensado no domínio da frequência

$$\theta_{v_nc_n} := \arg(FTLANC_v(j \cdot \omega_n)) \frac{180}{\pi}$$

Fase do sistema não compensado no domínio da frequência

$$G_{v_c_dB_n} := 20 \cdot \log\left(\left|FTLAC_v(j \cdot \omega_n)\right|\right)$$

Magnitude do sistema compensado no domínio da frequência

$$\theta_{v_c_n} := \arg(FTLAC_v(j \cdot \omega_n)) \frac{180}{\pi}$$

Fase do sistema compensado no domínio da frequência

Diagrama de Bode da Magnitude da Malha de Tensão

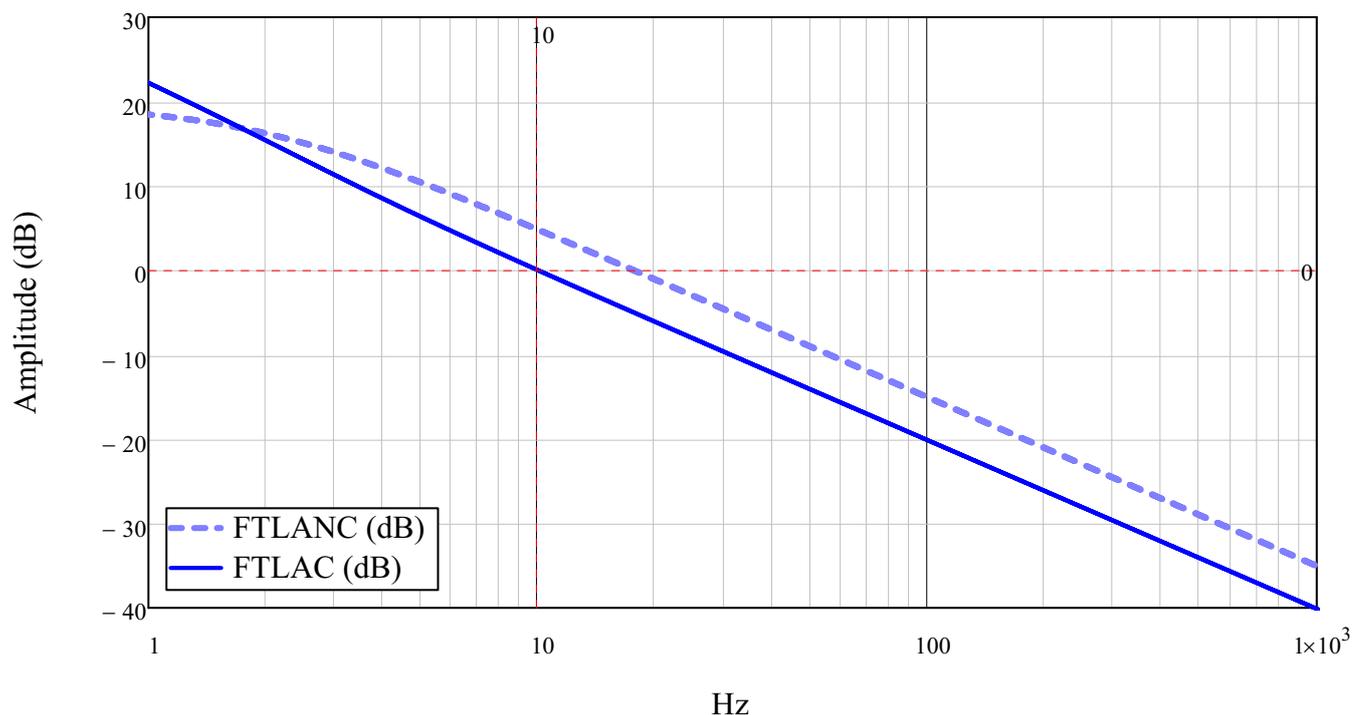
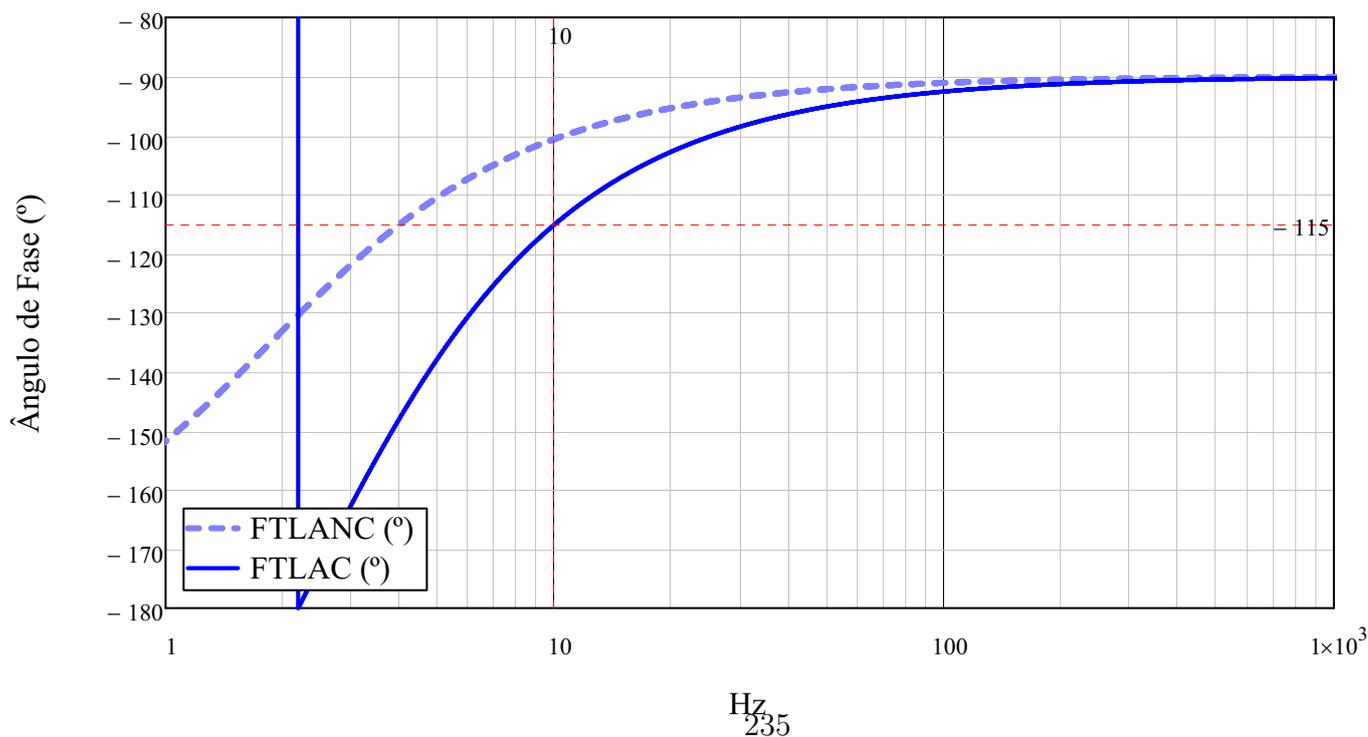


Diagrama de Bode do Ângulo de Fase da Malha de Tensão



Discretização para implementação digital do PI do barramento

Transformada de (s) para (z) pelo método de Tustin

$$C_V(z) := C_{VPI}(s) \text{ float,4} \rightarrow \frac{0.5568 \cdot s + 9.016}{s} \quad \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } s = \frac{2}{T_a} \cdot \frac{(1 - z^{-1})}{(1 + z^{-1})} \\ \text{factor} \\ \text{simplify} \end{array} \right. \rightarrow \frac{0.5570254 \cdot z - 0.5565746}{z - 1.0}$$

$$b_V := \text{numer}(C_V(z)) \rightarrow 2.785127e6 \cdot z - 2.782873e6 \text{ coeffs, } z \rightarrow \begin{pmatrix} -2.782873e6 \\ 2.785127e6 \end{pmatrix} \text{ Separação dos coeficientes do numerador}$$

$$a_V := \text{denom}(C_V(z)) \rightarrow 5.0e6 \cdot z - 5.0e6 \text{ coeffs, } z \rightarrow \begin{pmatrix} -5.0e6 \\ 5.0e6 \end{pmatrix} \text{ Separação dos coeficientes do denominador}$$

$$a0_V := \frac{a_{V1,0}}{a_{V1,0}} = 1 \text{ Definição da } a0=1$$

"ok" if a0_V = 1 = "ok"
"erro" otherwise

$$a1_V := \left(\frac{a_{V0,0}}{a_{V1,0}} \right) = -1 \text{ Ganho da variável } z^{-1} \text{ do denominador}$$

$$b0_V := \frac{b_{V1,0}}{a_{V1,0}} = 0.55703 \text{ Ganho da variável } z^0 \text{ do numerador}$$

$$b1_V := \frac{b_{V0,0}}{a_{V1,0}} = -0.55657 \text{ Ganho da variável } z^{-1} \text{ do numerador}$$

Dimensionamento do controlador PI do SRF-PLL

$$t_{PLL} := \frac{1}{f_{gs}} = 0.011 \text{ Tempo de acomodação definido para o PLL}$$

$$\zeta := 0.7 \text{ Coeficiente de amortecimento definido para o PLL}$$

$$K_{PLL} := \frac{9.2}{t_{PLL}} = 828 \text{ Ganho do controlador PI do PLL}$$

$$\tau_{PLL} := \frac{t_{PLL} \cdot \zeta^2}{2.3} = 2.367 \times 10^{-3} \text{ Constante de tempo do controlador PI do PLL}$$

$$\omega_{PLL} := \frac{1}{\tau_{PLL}} = 422.449 \text{ Frequência angular do controlador PI do PLL}$$

Discretização para implementação digital do PI do SRF-PLL

Transformada de (s) para (z) pelo método de Tustin

$$C_{PLL}(z) := K_{PLL} \cdot \frac{(s + \omega_{PLL})}{s} \text{ float,4} \rightarrow \frac{828.0 \cdot (s + 422.4)}{s} \quad \left| \begin{array}{l} \text{substitute, } s = \frac{2}{T_a} \cdot \frac{(1 - z^{-1})}{(1 + z^{-1})} \\ \text{factor} \\ \text{simplify} \end{array} \right. \rightarrow \frac{836.74368 \cdot z - 819.25632}{z - 1.0}$$

$b_{PLL} := \text{numer}(C_{PLL}(z)) \rightarrow 2.614824e6 \cdot z - 2.560176e6$ coeffs, z $\rightarrow \begin{pmatrix} -2.560176e6 \\ 2.614824e6 \end{pmatrix}$ Separação dos coeficientes do numerador

$a_{PLL} := \text{denom}(C_{PLL}(z)) \rightarrow 3125.0 \cdot z - 3125.0$ coeffs, z $\rightarrow \begin{pmatrix} -3125.0 \\ 3125.0 \end{pmatrix}$ Separação dos coeficientes do denominador

$a0_{PLL} := \frac{a_{PLL_{1,0}}}{a_{PLL_{1,0}}} = 1$ Definição da $a0=1$

"ok" if $a0_{PLL} = 1$ = "ok"
"erro" otherwise

$a1_{PLL} := \left(\frac{a_{PLL_{0,0}}}{a_{PLL_{1,0}}} \right) = -1$ Ganho da variável z^{-1} do denominador

$b0_{PLL} := \frac{b_{PLL_{1,0}}}{a_{PLL_{1,0}}} = 836.74368$ Ganho da variável z^0 do numerador

$b1_{PLL} := \frac{b_{PLL_{0,0}}}{a_{PLL_{1,0}}} = -819.25632$ Ganho da variável z^{-1} do numerador

Dados de saída

Output := $\left(\begin{array}{l} "a1v=" \quad a1_v \quad ";" \\ "b1v=" \quad b1_v \quad ";" \\ "b0v=" \quad b0_v \quad ";" \\ "a1i=" \quad a1_i \quad ";" \\ "b1i=" \quad b1_i \quad ";" \\ "b0i=" \quad b0_i \quad ";" \\ "Ta=" \quad T_a \quad ";" \\ "a1pll=" \quad a1_{PLL} \quad ";" \\ "b1pll=" \quad b1_{PLL} \quad ";" \\ "b0pll=" \quad b0_{PLL} \quad ";" \end{array} \right)$

... \ApendiceF.txt

Output

APÊNDICE G – PLANILHA DE CÁLCULO PARA DIMENSIONAMENTO DO CONTROLADOR DLQR

O código apresentado aqui foi elaborado com auxílio do *software* para cálculo matemático *Matlab*.

```

%=====
%Orientador: Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.
%Autor: Valdecir Junior De Paris - INEP
%=====
%Descrição da Planilha
%=====
%Essa planilha permite obter os ganhos do controle por realimentação de
%estados através do métodos DLQR de um inversor com filtro LCL
%=====
% Configurações iniciais
%=====
clear all; close all; clc;
%=====
% Parâmetros do Inversor
%=====
fs=10000;
fa=2*fs;
Ta=1/fa;
%=====
% Parâmetros do filtro LCL
%=====
Li=0.00134701426431863 ;
RLi=0.05 ;
Lf=0.000783494621404935 ;
RLf=0.025 ;
Cf=1.10218104634277e-005;
%=====
% Parâmetros da rede
%=====
fg = 60;
Vrms = 380;
%=====
% Espaço de Estados
%=====
A = [-RLi/Li    -1/Li      0 ;
      1/Cf      0          -1/Cf ;
      0         1/Lf     -RLf/Lf];
B = [1/Li;      0;          0];
C = [1,         0,          0];
D = [0];
%=====
% Discretização
%=====
I=eye(rank(A));
Ad= ((I-(A*Ta)/2)^-1)*(I+(A*Ta)/2);
Bd= ((I-(A*Ta)/2)^-1)*B*Ta;
Cd=C*((I-(A*Ta)/2)^-1);
Dd=D+C*((I-(A*Ta)/2)^-1)*(B*Ta)/2;
%=====
% Atraso
%=====
Aa=[Ad, Bd; zeros(1,rank(A)+1)];
Ba=[zeros(1,rank(A)).'; 1];
Ca=[Cd, 0];
Da=[Dd];
%=====
% Controlador em (z)
%=====

```

```

zeta=0.01;
w=2*pi*fg*sqrt(1-zeta^2);
a1=2*pi*fg*zeta;
% Controle na Fundamental
Ac1 = [0                                1 ;
       -exp(-2*a1*Ta)    2*exp(-a1*Ta)*cos(w*Ta)];
Bc1 = [0                                1];
%=====
% Matriz Controlador Ressonante na Fundamental
AcT = blkdiag(Ac1);
BcT = [Bc1];
%=====
% Controle na 5ª Harmonica
Ac5 = [0                                1 ;
       -exp(-2*5*a1*Ta)    2*exp(-a1*5*Ta)*cos(5*w*Ta)];
Bc5 = [0                                1];
% Controle na 7ª Harmonica
Ac7 = [0                                1 ;
       -exp(-2*7*a1*Ta)    2*exp(-a1*7*Ta)*cos(7*w*Ta)];
Bc7 = [0                                1];
% Controle na 11ª Harmonica
Ac11 = [0                                1 ;
        -exp(-2*11*a1*Ta)    2*exp(-a1*11*Ta)*cos(11*w*Ta)];
Bc11 = [0                                1];
%=====
% Matriz Total Controlador Ressonante com rejeição de 5, 7 e 11 harmonica
AcT = blkdiag(Ac1, Ac5, Ac7, Ac11);
BcT = [Bc1; Bc5; Bc7; Bc11];
%=====
% Matriz Aumentada Total
%=====
AT=[Aa,      zeros(rank(A)+1,rank(AcT))
   -BcT*Ca,      AcT];
BT=[Ba;      zeros(rank(AcT),1)];
CT=[Ca,      zeros(1,rank(AcT))];
DT=[Da];
%=====
% Ganhos por realimentação de estado do DLQR
%=====
qSS=1000;
qCR=0.001;
Qss=qSS*eye(rank(A)+1);
Qcr=qCR*eye(rank(AcT));
Q=blkdiag(Qss,Qcr);
R=0.1;
K=dlqr(AT,BT,Q,R);
%=====
% Solução
%=====
[n1,m1]=size(K);
Var=linspace(1,m1,m1);
disp(' ===== Ganhos do controle DLQR ===== ');
fprintf('k%d = %f;\n',[Var; K]);

```

APÊNDICE H – CÓDIGO DE IMPLEMENTAÇÃO DIGITAL DO CONTROLE MPPT DO CONVERSOR *BOOST*

O Figura 96 foi utilizado nas simulações no *software* PSIM e Typhoon HIL.

Quadro 3 – Algoritmo de rastreamento do ponto de máxima potência MPPT

```

/*****Boost*****/
//*****
//Codigo C++ do controlador MPPT do Boost
//*****
//Calculo Potência da geração solar fotovoltaica e tensão atual
Vpv[0]=vpv;
Ppv[0]=vpv*ipv;
//*****
//Lógica MPPT perturba e observa
//*****
//Condição ideal
if(Ppv[0]==Ppv[1]){
step=0;}
//Condição de potência com valor acima do ponto de máxima
else if(Ppv[0]>Ppv[1]){
if(Vpv[0]>Vpv[1]){
step=-1*dt;}
else{
step=1*dt;}}
//Condição de potência com valor abaixo do ponto de máxima
else if(Ppv[0]<Ppv[1]){
if(Vpv[0]>Vpv[1]){
step=1*dt;}
else{
step=-1*dt;}}
//Incremento da razão ciclica
D=D+step;
//Atualização dos valores de tensão e potência
Vpv[1]=Vpv[0];
Ppv[1]=Ppv[0];
//Lógica de saturação
if(D>0.8) {D=0.8;}
if(D<0.2) {D=0.2;}
//*****
//Fim do programa
//*****

```

Fonte: autor.

APÊNDICE I – CÓDIGO DE IMPLEMENTAÇÃO DOS MÉTODOS DE SINCRONISMO

O código de implementação do SRF-PLL está dividido entre o Quadro 4 e o Quadro 5. O método SRF-PLL foi utilizado nas simulações no *software* PSIM e Typhoon HIL para sincronismo do retificador.

De forma semelhante, o código de implementação do DSOGI-FLL está dividido entre o Quadro 6 e o Quadro 7. O método DSOGI-FLL foi utilizado nas simulações no *software* PSIM e Typhoon HIL para sincronismo do inversor.

Quadro 4 – Algoritmo de sincronismo SRF-PLL parte 1.

```

%*****
%Variáveis
%*****
#include <Stdlib.h>
#include <String.h>
float v_ab, v_bc, v_a, v_b, v_c; %Dados de entrada
float al, be, vd, vq; %Valores normalizados na unidade
float Ts, w0, b0pll, b1pll; %Parâmetros
static float e[2], ec[2]; %Para lógica do PI do PLL
float theta, w, V_norm, v_al, v_be; %Dados de saída
%*****PLLdq*****
%*****
%Código C++ para implementação do PLLdq
%*****
%Parâmetros Definidos/Calculados
%*****
Ts=0.00005;%Periodo de amostragem
w0=2*3.141592654*90;%Frequencia de referência
%*****
%Ganhos do SRF-PLL
%*****
b0pll=836.744694;
b1pll=-819.255306;
%*****
%Leitura das variaveis de entrada
%*****
v_ab=in[0];
v_bc=in[1];
%Conversão em a,b,c
v_a=(2*v_ab+v_bc)*0.333333;
v_b=(-v_ab+v_bc)*0.333333;
v_c=(-v_ab-2.*v_bc)*0.333333;

```

Fonte: autor.

Quadro 5 – Algoritmo de sincronismo SRF-PLL parte 2.

```

%*****
%Transformadas a,b,c -> alfa/beta -> dq0
%*****
%Calculo da transformada alpha/beta da tensão
v_al=-0.408248*(v_b-2*v_a+v_c);
v_be=0.707107*(v_b-v_c);
%Norma do valor de tensão
V_norm=sqrt(v_al*v_al+v_be*v_be);
if(V_norm<0.1)V_norm=0.1;%Evita divisão por zero
%Alfa/beta normalizado (Unitario) da tensão
al=v_al/V_norm;
be=v_be/V_norm;
%Transformada alfa/beta para dq normalizada da tensão (PLL)
vd = al*cos(theta)+be*sin(theta);
vq = -al*sin(theta)+be*cos(theta);
%*****
%Lógica do PLL
%*****
%Erro da variavel a ser controlada (Tensão de quadratura = 0)
%Caso desejar defasar o ângulo em 90º basta deixar o eixo direto = 0
e[1]=e[0];
e[0]=vq;
%Erro compensado da variavel a ser controlada
ec[1]=ec[0];
ec[0]=b0pll*e[0]+b1pll*e[1]+ec[1];
%Frequencia angular de saída
w=ec[0]+w0;
%*****
%Ângulo de fase travado no PLL
%*****
theta=theta+w*Ts;
if(theta>6.28318530718)theta=theta-6.28318530718; %Limitador
%*****
%variaveis de saída
%*****
out[0]=theta;
out[1]=v_al;
out[2]=v_be;
out[3]=w;
out[4]=V_norm;

```

Fonte: autor.

Quadro 6 – Algoritmo de sincronismo DSOGI-FLL parte 1.

```

%*****
%Variaveis
%*****
#include <Stdlib.h>
#include <String.h>
float v_ab, v_bc, v_a, v_b, v_c, v_al, v_be; %Dados de entrada
float Ts, w0; %Parâmetros
static float a1, a2, int1_a[2], int2_a[2], x1_a[2];%Para lógica DSOGI-alfa
static float b1, b2, int1_b[2], int2_b[2], x1_b[2];%Para lógica DSOGI-beta
static float x_w[2], w1, w2, int_w[2]; %Para lógica FLL
float w, V_norm, al, be; %Dados de saída
%*****DSOGI-FLL*****
%*****
%Codigo C++ para implementação do DOSGI-FLL
%*****
%Parâmetros Definidos/Calculados
%*****
Ts=0.00005;
w0=2*3.141592654*60;
%*****
%Leitura das variaveis de entrada
%*****
v_ab=in[0];
v_bc=in[1];
%Conversão em a,b,c
v_a=(2*v_ab+v_bc)*0.333333;
v_b=(-v_ab+v_bc)*0.333333;
v_c=(-v_ab-2.*v_bc)*0.333333;
%*****
%Transformadas a,b,c -> alfa/beta
%*****
v_al=-0.408248*(v_b-2*v_a+v_c);
v_be=0.707107*(v_b-v_c);

```

Fonte: autor.

Quadro 7 – Algoritmo de sincronismo DSOGI-FLL parte 2.

```

%*****
%Logica DSOGI alfa
%*****
a1=v_al-int1_a[0];
a2=w*int2_a[0];
x1_a[1]=x1_a[0];
x1_a[0]=(a1*1.4142-a2)*w;
int1_a[1]=int1_a[0];
int1_a[0]=int1_a[1]+(Ts/2)*(x1_a[1]+x1_a[0]);
int2_a[1]=int2_a[0];
int2_a[0]=int2_a[1]+(Ts/2)*(int1_a[1]+int1_a[0]);
%*****
%Logica DSOGI beta
%*****
b1=v_be-int1_b[0];
b2=w*int2_b[0];
x1_b[1]=x1_b[0];
x1_b[0]=(b1*1.4142-b2)*w;
int1_b[1]=int1_b[0];
int1_b[0]=int1_b[1]+(Ts/2)*(x1_b[1]+x1_b[0]);
int2_b[1]=int2_b[0];
int2_b[0]=int2_b[1]+(Ts/2)*(int1_b[1]+int1_b[0]);
%*****
%Logica FLL
%*****
w1=(a1*a2+b1*b2)*-46;
w2=1.4142*w/(a1*al+be*be+0.001);
x_w[1]=x_w[0];
x_w[0]=w1*w2;
int_w[1]=int_w[0];
int_w[0]=int_w[1]+(Ts/2)*(x_w[1]+x_w[0]);
w=int_w[0]+w0;
%*****
%Valores de sequencia positiva
%*****
al=int1_a[0]*0.5-b2*0.5;
be=int1_b[0]*0.5+a2*0.5;
V_norm=sqrt(al*al+be*be);
%*****
%variaveis de saída
%*****
out[0]=w;
out[1]=al;
out[2]=be;
out[3]=V_norm;

```

Fonte: autor.

APÊNDICE J – CÓDIGO DE IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLE DO RETIFICADOR

O código de implementação do controle do retificador através das transformadas dq com controle proporcional integral e desacoplamento da corrente de entrada está apresentado nos Quadros 8, 9, 10 e 11.

Quadro 8 – Algoritmo de controle do retificador parte 1.

```
//*****
//Variaveis
//*****
#include <Stdlib.h>
#include <String.h>
float v_ab, v_bc, i_a, i_b, v_dc, P_ref;//Dados de entrada
float v_a, v_b, v_c, i_c, v_al, v_be, i_al, i_be; //Variaveis de entrada
float al, be, vd, vq, id, iq, V_norm; //Variaveis de auxilio
float windup_d, windup_q, iq_sat, idc_sat;//Para lógica Anti-Windup
float b0pll, b1pll, b0i, b1i, b0v, b1v; //Parâmetros dos controladores
float Ts, w0, L_d, L_q, k_w, vdc_ref; //Parâmetros definidos
static float e[2], ec[2], w, theta; //Lógica PLL
static float idc, e_id[2], ec_id[2], id_ref; //Lógica eixo d
static float iq, e_iq[2], ec_iq[2], iq_ref; //Lógica eixo q
static float ua, ub, uc, max, min, vo; //Lógica MODulação
static float ma, mb, mc; //Dados de saída
/*****Retificador*****/
//*****
//Codigo C++ de controle do retificador elevador de tensão CA-CC
//*****
//Parâmetros Definidos/Calculados
//*****
Ts=0.00005;
w0=2*3.141592654*90;
L_d=0.00323041878590793;
L_q=0.00323041878590793;
b1pll= -819.25632 ;
b0pll= 836.74368 ;
b1i= -0.03105925 ;
b0i= 0.03402075 ;
```

Fonte: autor.

Quadro 9 – Algoritmo de controle do retificador parte 2.

```

//*****/
//Leitura das variaveis de entrada
//*****/
v_ab=in[0];
v_bc=in[1];
i_a=in[2];
i_b=in[3];
v_dc=in[4];
P_ref=in[5];
//Conversão em a,b,c
v_a=(2*v_ab+v_bc)*0.333333;
v_b=(-v_ab+v_bc)*0.333333;
v_c=(-v_ab-2.*v_bc)*0.333333;
i_c=-i_a-i_b;
//*****/
//Transformadas a,b,c -> alfa/beta -> dq0
//*****/
//Calculo da transformada alpha/beta da tensão
v_al=-0.408248*(v_b-2*v_a+v_c);
v_be=0.707107*(v_b-v_c);
//Norma do valor de tensão
V_norm=sqrt(v_al*v_al+v_be*v_be);
if(V_norm<0.1){V_norm=0.1;}//Evita divisão por zero
//Alfa/beta normalizado (Unitario) da tensão
al=v_al/V_norm;
be=v_be/V_norm;
//Transformada alfa/beta para dq normalizada da tensão (PLL)
vd = al*cos(theta)+be*sin(theta);
vq = -al*sin(theta)+be*cos(theta);
//Calculo da transformada alfa/beta da corrente
i_al=-0.408248*(i_b-2*i_a+i_c);
i_be=0.707107*(i_b-i_c);
//Transformada alfa-beta para dq da corrente
id = i_al*cos(theta)+i_be*sin(theta);
iq = -i_al*sin(theta)+i_be*cos(theta);

```

Fonte: autor.

Quadro 10 – Algoritmo de controle do retificador parte 3.

```

//*****/
//Referencias de Corrente
//*****/
id_ref=P_ref/V_norm;
iq_ref=0;
//*****/
//Lógica do controle de Corrente
//*****/
//Erro da variavel a ser controlada de eixo direto
e_id[1]=e_id[0];
e_id[0]=(id_ref)-id+windup_d;//Referencia de Potencia Ativa
//Erro compensado da variavel a ser de eixo direto
ec_id[1]=ec_id[0];
ec_id[0]=b0i*e_id[0]+b1i*e_id[1]+ec_id[1];
//Desacoplamento
idc=ec_id[0]+((w*L_q*iq)/(v_dc+0.001));
//Erro da variavel a ser controlada de eixo de quadratura
e_iq[1]=e_iq[0];
e_iq[0]=(iq_ref)-iq+windup_q;//Referencia de Reativo nula
//Erro da variavel a ser controlada de eixo de quadratura
ec_iq[1]=ec_iq[0];
ec_iq[0]=b0i*e_iq[0]+b1i*e_iq[1]+ec_iq[1];
//Desacoplamento
iqc=ec_iq[0]-((w*L_d*id)/(v_dc+0.001));
//*****/
//Lógica de saturação com Anti-Windup
//*****/
if(idc>1.225) {idc_sat=1.225;}
else if(idc<-1.225) {idc_sat=-1.225;}
else if(idc<1.225||idc>-1.225){idc_sat=idc;}
if(iqc>1.225) {iqc_sat=1.225;}
else if(iqc<-1.225) {iqc_sat=-1.225;}
else if(iqc<1.225||iqc>-1.225){iqc_sat=iqc;}
k_w=0.8;
windup_d=k_w*(idc_sat-idc);
windup_q=k_w*(iqc_sat-iqc);
iqc=iqc_sat;
idc=idc_sat;

```

Fonte: autor.

Quadro 11 – Algoritmo de controle do retificador parte 4.

```
//*****  
//Modulação  
//*****  
//Sinal da moduladora Senoidal  
ua = 0.8165*(idc*cos(theta)-iqc*sin(theta));  
ub = 0.8165*(idc*cos(theta-2.094)-iqc*sin(theta-2.094));  
uc = 0.8165*(idc*cos(theta+2.094)-iqc*sin(theta+2.094));  
//*****  
//Lógica da Inserção de terceira harmonica na moduladora  
max=uc;  
if((ua>ub)&&(ua>uc)) {max=ua;}  
if((ub>ua)&&(ub>uc)) {max=ub;}  
min=uc;  
if((ua<ub)&&(ua<uc)) {min=ua;}  
if((ub<ua)&&(ub<uc)) {min=ub;}  
vo = (max+min)/2; //Sinal de eixo zero  
//Sinal da moduladora com inserção da terceira harmonica  
ma = ua - vo ;  
mb = ub - vo ;  
mc = uc - vo ;  
//*****  
//Fim do programa  
//*****  
//Definição da variavel de saída  
//*****  
out[0]=ma;  
out[1]=mb;  
out[2]=mc;
```

Fonte: autor.

APÊNDICE K – CÓDIGO DE IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLE DO INVERSOR

O código de implementação do controle do inversor por realimentação de estados através da metodologia DLQR com controladores ressonantes para controle da corrente injetada na rede. E também com o controlador proporcional integral para o controle da tensão do barramento está apresentado nos Quadros 12, 13, 14, 15, 16 e 17.

Quadro 12 – Algoritmo de controle do inversor parte 1.

```

//*****/
//Variáveis
//*****/
#include <Stdlib.h>
#include <String.h>
//Dados de entrada
float v_ab, v_bc, i_a, i_b, v_abg, v_bcg, i_ag, i_bg, v_dc, P_ref, Q_ref;
//Variaveis de entrada de tensão
float v_a, v_b, v_c, v_al, v_be, v_ag, v_bg, v_cg, v_alg, v_beg;
//Variaveis de entrada de corrente
float i_c, i_al, i_be, i_cg, i_alg, i_beg;
float Ts, w0, zeta, vdc_ref; //Parâmetros
float k1, k2, k3, k4, k5, k6, k7, k8, k9, k10, k11, k12, k_w; //Ganhos
static float al1, al2, int1_a[2], int2_a[2], x1_a[2]; //lógica DSOGI-alfa
static float be1, be2, int1_b[2], int2_b[2], x1_b[2]; //lógica DSOGI-beta
static float w1, w2, x_w[2], int_w[2], val, vbe; //lógica DSOGI
static float ec_v[2], e_v[2], Pvdc, b0v, b1v; //Lógica Controle de Tensão
//Variaveis de auxilio
static float k_pq, w, a1, wn, V_norm, Norma_U, ualfa, ubeta;
static float u_al, u_als, u_be, u_bes, iref_al, iref_be;
static float er_al, er_be, r1_al[3], r1_be[3]; //Lógica Ressonante
//Lógica Rejeição harmonica
static float r5_al[3], r5_be[3], r7_al[3], r7_be[3], r11_al[3], r11_be[3];
static float ua, ub, uc, max, min, vo; //Lógica Modulação
static float ma, mb, mc; //Dados de saída
//*****Inversor*****/
//*****/
//Codigo C++ de controle do inversor para conexão com a rede
//*****/
//Parâmetros Definidos/Calculados
//*****/
Ts=0.0005;
w0=300;
zeta=0.01;
vdc_ref=600;

```

Fonte: autor.

Quadro 13 – Algoritmo de controle do inversor parte 2.

```

b1v= -0.5565746 ;
b0v= 0.5570254 ;
k1 = 6.062481;
k2 = -0.568406;
k3 = -3.369468;
k4 = 0.249243;
k5 = 0.061034;
k6 = -0.061377;
k7 = 0.003526;
k8 = -0.002898;
k9 = 0.000613;
k10 = -0.000261;
k11 = -0.000072;
k12 = 0.000167;
k_w=0.8;
//*****/
//Leitura das variáveis de entrada
//*****/
v_abg=in[0];
v_bcg=in[1];
i_ag=in[2];
i_bg=in[3];
v_ab=in[4];
v_bc=in[5];
i_a=in[6];
i_b=in[7];
v_dc=in[8];
P_ref=in[9];
Q_ref=in[10];
//Conversão em a,b,c Tensão Capacitor
v_a=(2*v_ab+v_bc)*0.333333;
v_b=(-v_ab+v_bc)*0.333333;
v_c=(-v_ab-2.*v_bc)*0.333333;
//Corrente inversor
i_c=-i_a-i_b;
//Conversão em a,b,c Tensão Rede
v_ag=(2*v_abg+v_bcg)*0.333333;
v_bg=(-v_abg+v_bcg)*0.333333;
v_cg=(-v_abg-2.*v_bcg)*0.333333;
//Corrente rede
i_cg=-i_ag-i_bg;
//*****/

```

Fonte: autor.

Quadro 14 – Algoritmo de controle do inversor parte 3.

```

//Transformadas a,b,c -> alfa/beta -> dq0
//*****/
//Calculo da transformada alpha/beta da tensão no capacitor
v_al=-0.408248*(v_b-2*v_a+v_c);
v_be=0.707107*(v_b-v_c);
//Calculo da transformada alpha/beta da tensão na rede
v_alg=-0.408248*(v_bg-2*v_ag+v_cg);
v_beg=0.707107*(v_bg-v_cg);
//Calculo da transformada alfa/beta da corrente do inversor
i_al=-0.408248*(i_b-2*i_a+i_c);
i_be=0.707107*(i_b-i_c);
//Calculo da transformada alfa/beta da corrente da rede
i_alg=-0.408248*(i_bg-2*i_ag+i_cg);
i_beg=0.707107*(i_bg-i_cg);
//*****/
//Lógica do DSOGI-FLL para sequencia positiva
//*****/
al1=v_alg-int1_a[0];
al2=w*int2_a[0];
x1_a[1]=x1_a[0];
x1_a[0]=(al1*1.4142-al2)*w;
int1_a[1]=int1_a[0];
int1_a[0]=int1_a[1]+(Ts/2)*(x1_a[1]+x1_a[0]);
int2_a[1]=int2_a[0];
int2_a[0]=int2_a[1]+(Ts/2)*(int1_a[1]+int1_a[0]);
//*****
be1=v_beg-int1_b[0];
be2=w*int2_b[0];
x1_b[1]=x1_b[0];
x1_b[0]=(be1*1.4142-be2)*w;
int1_b[1]=int1_b[0];
int1_b[0]=int1_b[1]+(Ts/2)*(x1_b[1]+x1_b[0]);
int2_b[1]=int2_b[0];
int2_b[0]=int2_b[1]+(Ts/2)*(int1_b[1]+int1_b[0]);
//*****
w1=(al1*al2+be1*be2)*-46;
w2=1.4142*w/(val*val+vbe*vbe+0.001);
x_w[1]=x_w[0];
x_w[0]=w1*w2;
int_w[1]=int_w[0];
int_w[0]=int_w[1]+(Ts/2)*(x_w[1]+x_w[0]);
w=int_w[0]+2*3.141592654*60;
//*****

```

Fonte: autor.

Quadro 15 – Algoritmo de controle do inversor parte 4.

```

val=int1_a[0]*0.5-be2*0.5;
vbe=int1_b[0]*0.5+al2*0.5;
//Norma do valor de tensão
V_norm=sqrt(val*val+vbe*vbe);
//*****/
//Lógica do controle de Tensão
//*****/
//Erro da variavel a ser controlada
e_v[1]=e_v[0];
e_v[0]=vdc_ref-v_dc;
//Erro compensado da variavel a ser controlada
ec_v[1]=ec_v[0];
ec_v[0]=b0v*e_v[0]+b1v*e_v[1]+ec_v[1];
//*****/
//Potência para controle de tensão
//*****/
Pvdc=(ec_v[0]*v_dc);
//*****/
//Referencias de Corrente
//*****/
k_pq=1.0/(val*val+vbe*vbe+0.001);
iref_al=k_pq*((P_ref-Pvdc)*val-Q_ref*vbe);
iref_be=k_pq*((P_ref-Pvdc)*vbe+Q_ref*val);
//*****/
//Realimentação de estados DLQR
//*****/
u_al=-k1*i_al -k2*v_al -k3*i_alg -k4*u_al -k5*r1_al[2] -k6*r1_al[1] -k7*r5_al[2]
-k8*r5_al[1] -k9*r7_al[2] -k10*r7_al[1] -k11*r11_al[2] -k12*r11_al[1];

u_be=-k1*i_be -k2*v_be -k3*i_beg -k4*u_be -k5*r1_be[2] -k6*r1_be[1] -k7*r5_be[2]
-k8*r5_be[1] -k9*r7_be[2] -k10*r7_be[1] -k11*r11_be[2] -k12*r11_be[1];
//*****/
//Lógica do saturador com windup
//*****/
Norma_U=sqrt(u_al*u_al + u_be*u_be);
if(Norma_U>(v_dc*0.57735)){
u_als= (v_dc*0.57735)/(Norma_U*u_al+0.0001);
u_bes= (v_dc*0.57735)/(Norma_U*u_be+0.0001);}
else{
u_als= u_al;
u_bes= u_be;}

```

Fonte: autor.

Quadro 16 – Algoritmo de controle do inversor parte 5.

```

//*****
//Controlador Ressonante
//*****
er_al=iref_al-i_alg+k_w*(u_als - u_al);//erro alfa
er_be=iref_be-i_beg+k_w*(u_bes - u_be);//erro beta
a1=zeta*w;
wn=w*sqrt(1-zeta*zeta);
r1_al[2]=r1_al[1];
r1_al[1]=r1_al[0];
r1_al[0]=-exp(-2*a1*Ts)*r1_al[2]+2*exp(-a1*Ts)*cos(wn*Ts)*r1_al[1]+er_al;
r1_be[2]=r1_be[1];
r1_be[1]=r1_be[0];
r1_be[0]=-exp(-2*a1*Ts)*r1_be[2]+2*exp(-a1*Ts)*cos(wn*Ts)*r1_be[1]+er_be;

//Rejeição 5ª harmonica
r5_al[2]=r5_al[1];
r5_al[1]=r5_al[0];
r5_al[0]=-exp(-2*a1*5*Ts)*r5_al[2]+2*exp(-a1*5*Ts)*cos(5*wn*Ts)*r5_al[1]+er_al;
r5_be[2]=r5_be[1];
r5_be[1]=r5_be[0];
r5_be[0]=-exp(-2*a1*5*Ts)*r5_be[2]+2*exp(-a1*5*Ts)*cos(5*wn*Ts)*r5_be[1]+er_be;

//Rejeição 7ª harmonica
r7_al[2]=r7_al[1];
r7_al[1]=r7_al[0];
r7_al[0]=-exp(-2*a1*7*Ts)*r7_al[2]+2*exp(-a1*7*Ts)*cos(7*wn*Ts)*r7_al[1]+er_al;
r7_be[2]=r7_be[1];
r7_be[1]=r7_be[0];
r7_be[0]=-exp(-2*a1*7*Ts)*r7_be[2]+2*exp(-a1*7*Ts)*cos(7*wn*Ts)*r7_be[1]+er_be;

//Rejeição 11ª harmonica
r11_al[2]=r11_al[1];
r11_al[1]=r11_al[0];
r11_al[0]=-exp(-2*a1*11*Ts)*r11_al[2]+2*exp(-a1*11*Ts)*cos(11*wn*Ts)*r11_al[1]
+er_al;
r11_be[2]=r11_be[1];
r11_be[1]=r11_be[0];
r11_be[0]=-exp(-2*a1*11*Ts)*r11_be[2]+2*exp(-a1*11*Ts)*cos(11*wn*Ts)*r11_be[1]
+er_be;
u_al=u_als;
u_be=u_bes;
ualfa=u_als/((v_dc/2)+0.001);
ubeta=u_bes/((v_dc/2)+0.001);

```

Fonte: autor.

Quadro 17 – Algoritmo de controle do inversor parte 6.

```
//*****  
//Modulação  
//*****  
//Sinal da moduladora Senoidal  
ua = (ualfa);  
ub = (0.866*ubeta-0.5*ualfa);  
uc = (-0.5*ualfa-0.866*ubeta);  
//*****  
//Lógica da inserção de terceira harmonica  
//*****  
max=uc;  
if((ua>ub)&&(ua>uc)) {max=ua;}  
if((ub>ua)&&(ub>uc)) {max=ub;}  
min=uc;  
if((ua<ub)&&(ua<uc)) {min=ua;}  
if((ub<ua)&&(ub<uc)) {min=ub;}  
vo = (max+min)/2;  
//Sinal da moduladora com inserção da terceira harmonica  
ma = ua - vo;  
mb = ub - vo;  
mc = uc - vo;  
//*****  
//Fim do programa  
//*****  
//Definição da variavel de saida  
out[0]=ma;  
out[1]=mb;  
out[2]=mc;
```

Fonte: autor.

APÊNDICE L – CÓDIGO DE IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLE DA VÁLVULA DO RESERVATÓRIO

O código utilizado para rastreamento de máxima eficiência do sistema hídrico está apresentado no Quadro 18.

Quadro 18 – Algoritmo para implementação digital do MEPT

```

//Calculo Potência da geração solar fotovoltaica e referência do retificador
P_pv=ipv*vpv;
P_ret=P_ref-P_pv;
//Limite Retificador
if(P_ret<1)P_ret=1;
if(P_ret>12000)P_ret=12000;
//Potencia Mecânica
P_mec=-T_m*w_m;
//Eficiencia
Effr=P_ret/(P_mec+0.001);
if(Effr<0.01){Effr=0.01;}
eta[0]=Effr;
//Condição de eficiencia maxima
if(eta[0]>=0.99&&eta[1]<=1){step=0;}
//Condição de falta de agua
else if(eta[0]>eta[1]){
if(eta[0]>1){
step=1*dt;}
else{
step=-1*dt;}}
//Condição de desperdicio de agua
else if(eta[0]<eta[1]){
if(eta[0]<0.99){
step=-1*dt;}
else{
step=1*dt;}}
//Estado de abertura da valvula
valve=valve+step;
//Atualização do valor de eficiência
eta[1]=eta[0];
//Lógica de saturação da valvula
if(valve>1) {valve=1;}
if(valve<0.01) {valve=0.01;}

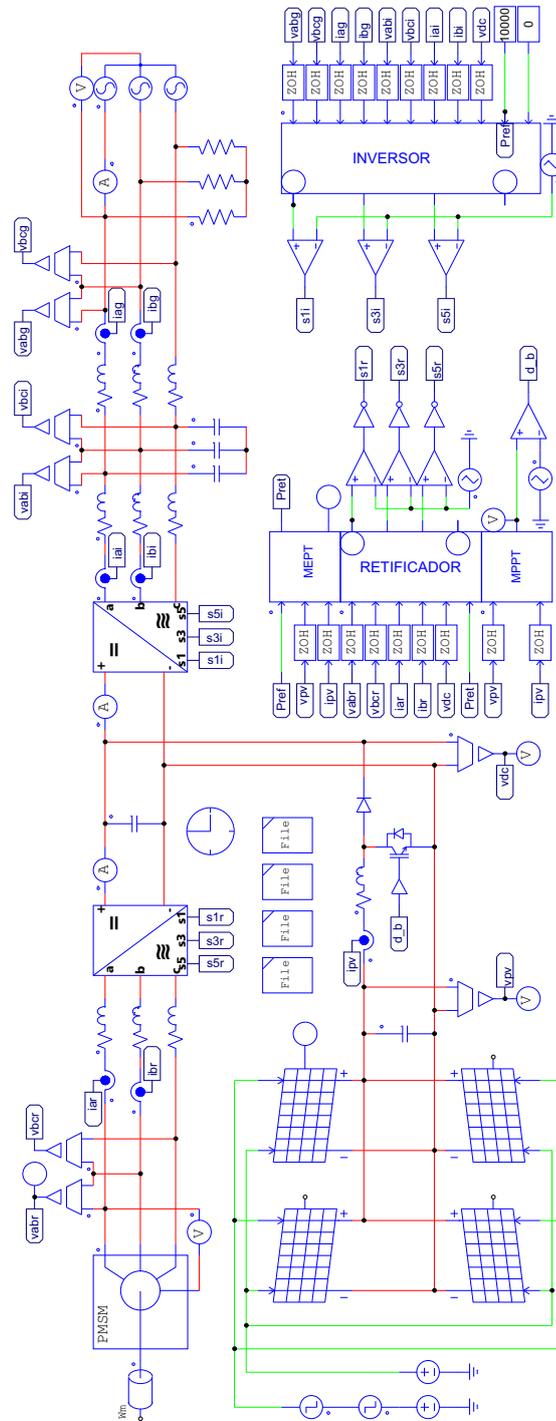
```

Fonte: autor.

APÊNDICE M – CIRCUITO ELÉTRICO DO SISTEMA PROPOSTO

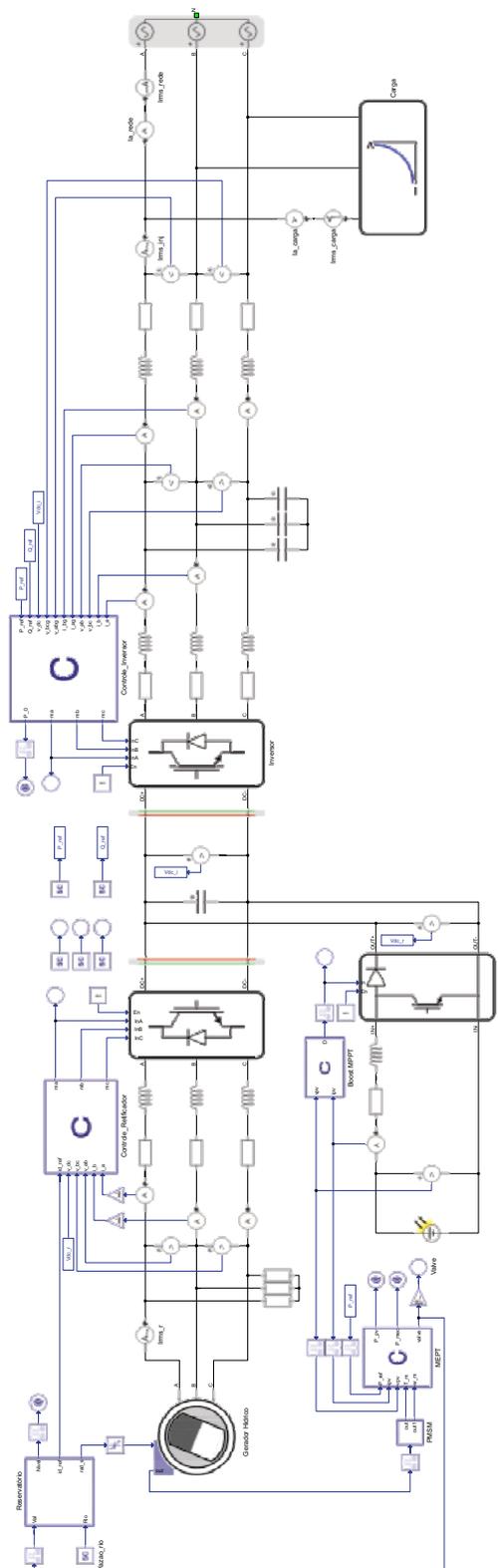
Todos os circuitos utilizados para simulação estão ilustrados na sequência.

Figura 153 – Circuito elétrico utilizado para simulação no PSIM.



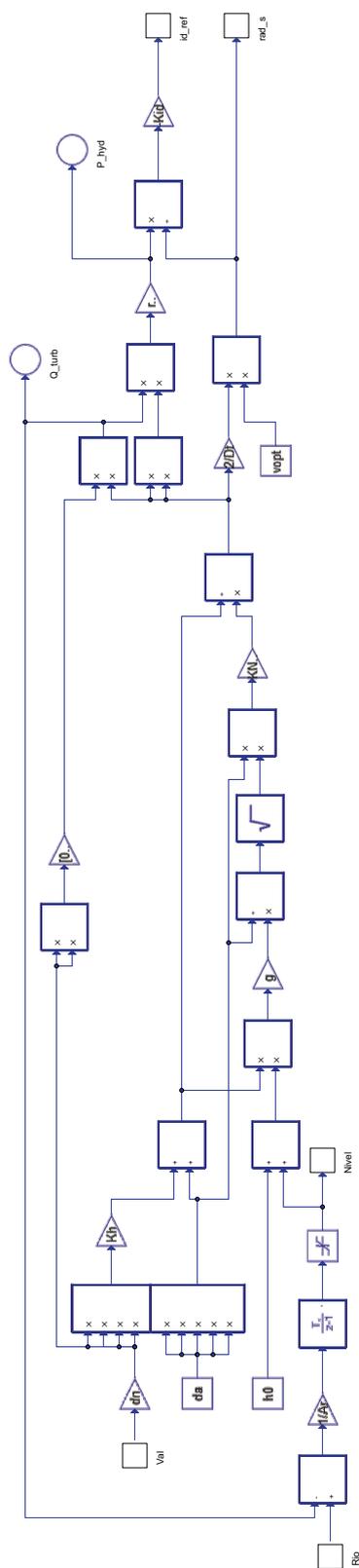
Fonte: autor.

Figura 154 – Circuito elétrico utilizado para simulação no Typhoon HIL.



Fonte: autor.

Figura 155 – Modelo da dinâmica do reservatório em diagrama de blocos utilizado para simulação em tempo real.



Fonte: autor.

ANEXO A – MANUAL DE AVALIAÇÃO DO POTENCIAL HÍDRICO DO LOCAL

Documento extraído de Turbulent (2021).

Hydropower Measurement manual

Head & Flow

In order to create electricity from hydropower, two parameters are critical:

- **Flow;** or the minimum amount of water that is constantly available throughout at least 9 months of the year.
- **Head;** the difference in height between upper water level and lower water level.

With knowledge of water flow and height difference the potential power can be estimated.

Measuring Head & Flow

The first step to judge a sites hydropower potential is to measure/estimate head and flow.

- Head (the vertical distance between the intake and the outflow of the turbine)
- Flow (how much water comes down the stream)

Head is very often exaggerated as is the flow rate, which varies over the year.

Wrong data occurs frequently. Confirmation of existing data is **highly recommended!**

Head and flow are the two most important facts of a hydro site. This will determine everything about the hydro system - volume of civil constructions, canal size, turbine size and power output.

Inaccurate measurements can result in lower efficiency, and higher cost.

For sophisticated methods how to inquire a sites feasibility, "[Layman's book: How to develop a Small Hydro Site](#)" may be a good start.

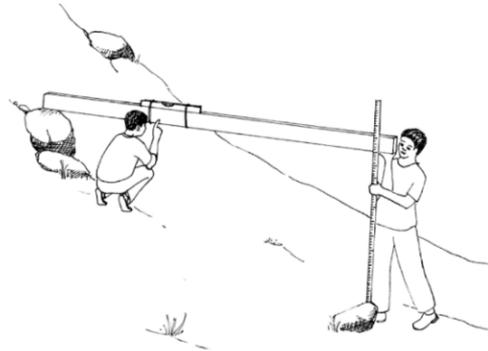


Simple methods for Head and Flow Measurement

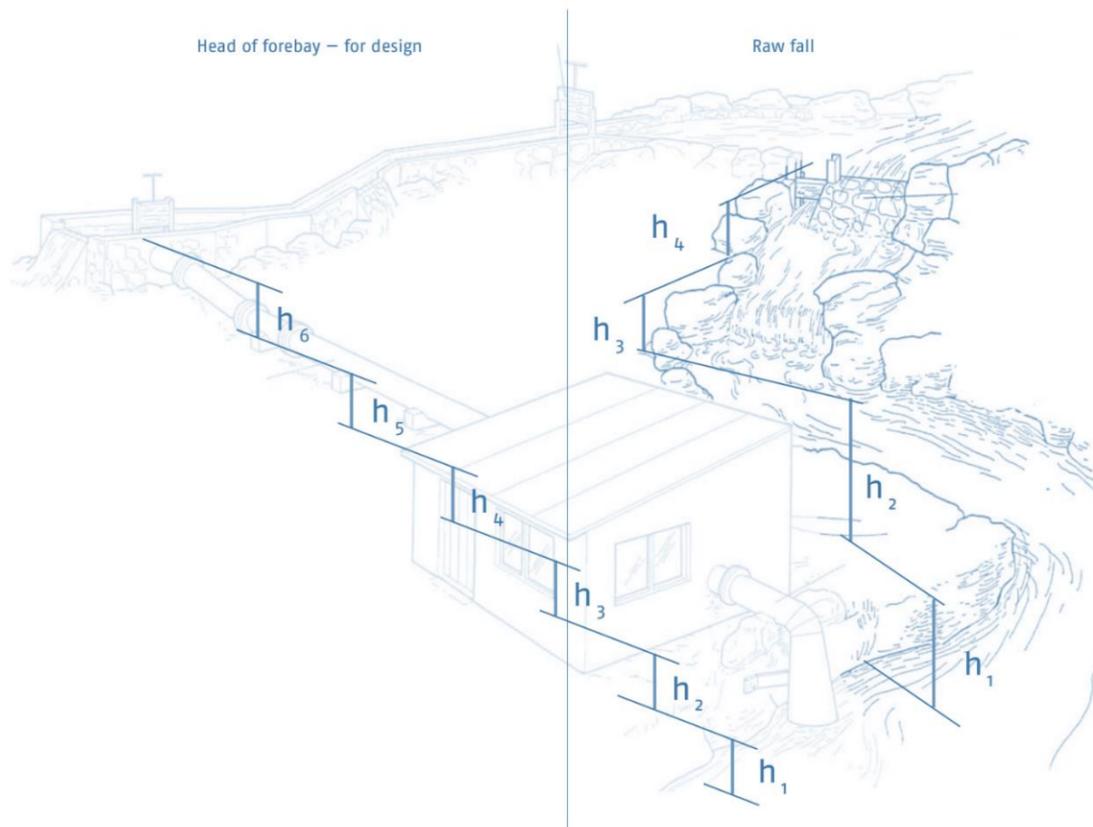
Estimation of height

If detailed maps with contour lines are available or a topographical survey has been done, the gross head can be determined by consulting these aids. Otherwise the following methods can be used to determine the head. You will now measure the height difference between the inlet and the outlet of your future turbine. The following methods can be used:

Spirit level and plank (or string): This is a step-by-step procedure to determine total head H_g between outflow water level and upper water level (at waterfall / inlet), by using a spirit level and plank. When measuring over a longer distance, you measure the height difference in multiple sections (with a distance in between of the length of your plank). You then add them all up using the following formula to reach the total head.



$$H_g = h_1 + h_2 + h_3 \dots + h_n$$



Estimation of flow

A correct estimation of flow is more difficult without special devices, however, there is a very easy method to do a rough estimation. This will quickly show you if your site is suitable for our turbines.

Float method:

Procedure:

- locate an evenly flowing area of water of a certain length L [m] where there is almost no turbulence.
- Determine the area's cross section by measuring B [m] and H [m]: $A = B \times H$
- In order to determine velocity V [m/sec] measure the time T [sec] it takes for a float to travel the above determined length L (allow floats to accelerate before the start), then divide length L by time T . $V = L / T$
- to determine the flow Q multiply velocity V by cross-sectional area A . $Q = V \times A$

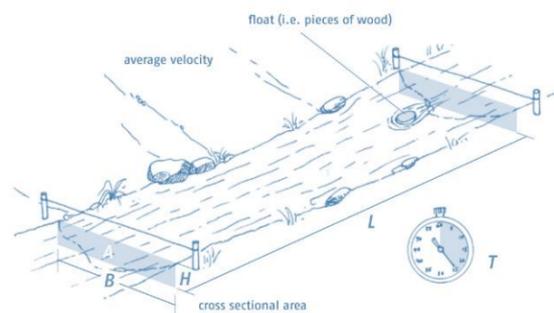
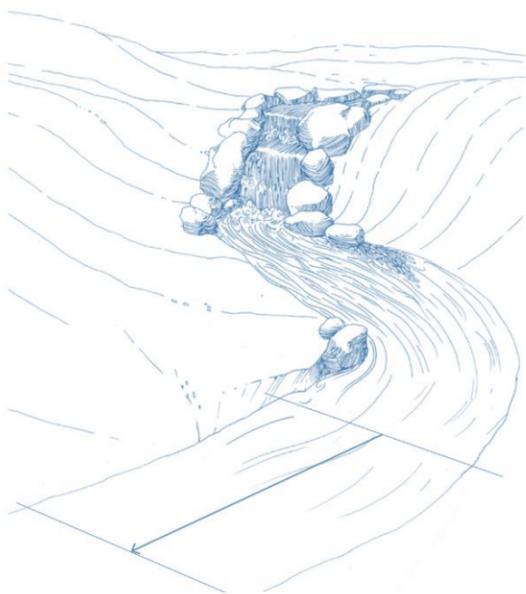


Illustration explaining the velocity-area method

Example:

A ball drifts 10 m in 20 s \rightarrow speed = $10\text{m}/20\text{s} = 0.5$ m/s.

Cross section $\rightarrow A = 5$ m \times 0.5 m = 2.5 m²

Flow volume $\rightarrow 0.5$ m/s \times 2.5 m² = 1.25 m³/s = 1250 l/s

With thanks to [Energypedia](#) and [GTZ](#) for the source materials.



**ANEXO B – FICHA TÉCNICA DO MÓDULO FOTOVOLTAICO
PV-MJT250GB**

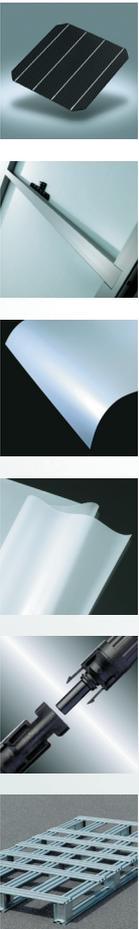
Documento extraído de <https://www.mitsubishi-pv.de/datasheets/mjt-datasheet.pdf>.

PHOTOVOLTAIC MODULES

MJT Series

PV-MJT250GB 250Wp

PV-MJT245GB 245Wp



A New Premium Generation

Advanced Technology

- 4 busbar monocrystalline cells
- Proprietary cell surface texturing process for greater light absorption
- Anti-reflective glass
- Optimum tab thickness
- Highly reflective back film with wide cell pitch
- Lead-free solder connections



Long Reliability

- Outstanding durability and protection against the elements allows the module to be installable even in high-saline areas*
- Passed IEC static load test of 5400Pa
- Frame has a protective double layer of corrosion-resistant coating
- 4-layer protective design junction box
- Highly heat-resistant diode



*Excluding areas in which the module is directly exposed to salt water

Mitsubishi Electric Quality

- All of our photovoltaic modules, from the cell to the module, are made in our own factories in Japan
- Highly automated production lines ensure a stable level of high quality for every module
- Cells are matched for uniformity before module assembly
- Each pair of modules is selected to have a higher average output power than the nominal value

for a greener tomorrow

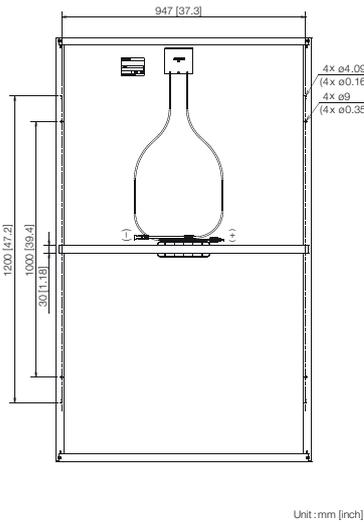
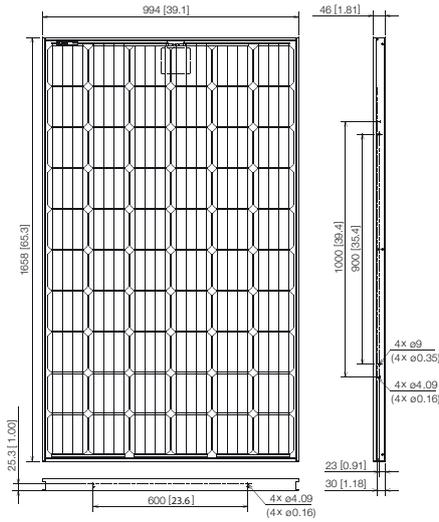


SPECIFICATIONS SHEET

Manufacturer	MITSUBISHI ELECTRIC	
Model name	PV-MJT250GB	PV-MJT245GB
Cell type	Monocrystalline silicon, 156 mm × 156 mm	
Number of cells	60 cells in a series	
Performance at STC		
Maximum power rating (Pmax)	250 W	245 W
Warranted minimum Pmax	242,5 W	237.7 W
Tolerance of maximum power rating	+/-3 % (The average Pmax of each pair of modules has a positive tolerance)	
Open circuit voltage (Voc)	37,4 V	37.2 V
Short circuit current (Isc)	8,80 A	8.69 A
Maximum power voltage (Vmp)	30,2 V	30.0 V
Maximum power current (Imp)	8,28 A	8.17 A
Normal operating cell temperature (NOCT)	47 °C	
Performance at NOCT (at 800 W/m²)*		
Maximum power rating (Pmax)	182 W	177 W
Open circuit voltage (Voc)	34,0 V	33.8 V
Short circuit current (Isc)	7,13 A	7.04 A
Maximum power voltage (Vmp)	27,2 V	27.0 V
Maximum power current (Imp)	6,62 A	6.54 A
Maximum system voltage	1000 V	
Fuse rating	15 A	
Dimensions	1658 × 994 × 46 mm (65.3 × 39.1 × 1.81 inches)	
Weight	20 kg	
Output terminal	(+)-800 mm/(-)-1250 mm with MC connector (PV-KTB4/6I-UR, PV-KST4/6I-UR) Cable conforms with TÜV Specification 2 PFG 1169/08.2007	
Module efficiency	15,17 %	14.87 %
Packing condition	2 pcs / 1 carton	
Certificates	IEC 61215 Second Edition, IEC 61730	
Product Warranty	10 years	
Output Warranty	90% of minimum rated Pmax for 10 years, 80% of minimum rated Pmax for 25 years	

*Measured at 800W/m², ambient temp. 20 °C, wind speed 1 m/s

DRAWINGS AND DIMENSIONS

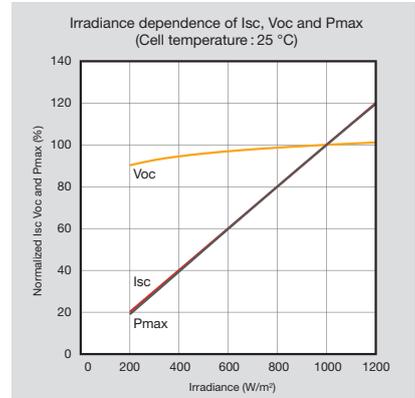
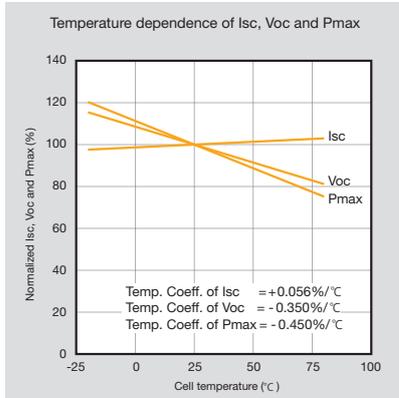
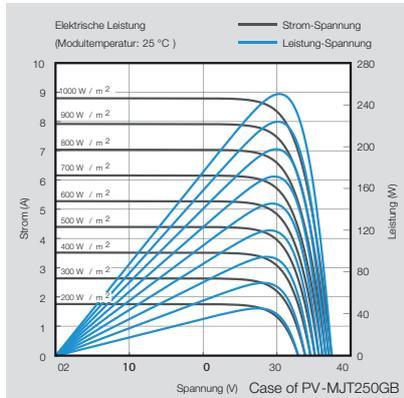


- Periodic inspection
- Qualified, IEC 61215
- Safety tested, IEC 61730



Unit: mm [inch]

ELECTRICAL CHARACTERISTICS



Mitsubishi Electric Europe B.V.
Photovoltaic Division
Gothaer Str. 8
D-40880 Ratingen
Phone: +49 (0) 2102 486 1593
Fax: +49 (0) 2102 486 1537
Web: www.mitsubishi-pv.de
E-Mail: info@mitsubishi-pv.de

Your dealer is: