

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELÉTRICA
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

KELVIN DE JESUS MARINHO

**IMPLEMENTAÇÃO EM HARDWARE-IN-THE-LOOP DE
UM GERENCIADOR DE ENERGIA PARA O CONTROLE
DE DESPACHO DE POTÊNCIA PARA SISTEMAS
FOTOVOLTAICOS**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

PATO BRANCO

2020

KELVIN DE JESUS MARINHO

**IMPLEMENTAÇÃO EM HARDWARE-IN-THE-LOOP DE UM GERENCIADOR DE
ENERGIA PARA O CONTROLE DE DESPACHO DE POTÊNCIA PARA
SISTEMAS FOTOVOLTAICOS**

**Hardware-In-the-Loop implementation of a power manager to control power
dispatch for photovoltaic systems**

Trabalho de conclusão de curso de graduação
apresentado como requisito para obtenção do título de
Bacharel em Engenharia Elétrica da Universidade
Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR).
Orientador: Prof. Dr. Jean Patric da Costa

PATO BRANCO

2020



[4.0 Internacional](https://creativecommons.org/licenses/by-nc/4.0/)

Esta licença permite remixe, adaptação e criação a partir do trabalho, para fins não comerciais, desde que sejam atribuídos créditos ao(s) autor(es).

Conteúdos elaborados por terceiros, citados e referenciados nesta obra não são cobertos pela licença.

TERMO DE APROVAÇÃO

O Trabalho de Conclusão de Curso intitulado **IMPLEMENTAÇÃO EM HARDWARE-IN-THE-LOOP DE UM GERENCIADOR DE ENERGIA PARA O CONTROLE DE DESPACHO DE POTÊNCIA PARA SISTEMAS FOTOVOLTAICOS** do acadêmico **Kelvin de Jesus Marinho** foi considerado **APROVADO** de acordo com a ata da banca examinadora N° 257 de 2020.

Fizeram parte da banca examinadora os professores:

Prof. Dr. Jean Patric da Costa

Prof. Dr. Diogo Ribeiro Vargas

Prof. Dr. Emerson Giovani Carati

A Ata de Defesa assinada encontra-se na Coordenação do Curso de Engenharia Elétrica

Dedico à minha família e a Deus.

É necessário sempre acreditar que o sonho é possível.

Racionais MC's

AGRADECIMENTOS

Agradeço à minha família que sempre esteve ao meu lado, aos meus amigos que sempre acreditaram em mim e ao professor Jean Patric da Costa pelos conhecimentos compartilhados.

Também agradeço a Universidade por fornecer espaço, equipamentos e materiais necessários para o desenvolvimento do trabalho.

Agradeço aos professores Diogo Vargas e Emerson Carati por aceitarem participar da banca e por suas contribuições.

RESUMO

MARINHO, Kelvin de Jesus. Implementação em Hardware-In-the-Loop de um gerenciador de energia para o controle de despacho de potência para sistemas fotovoltaicos. 2020. 111 f. Trabalho de Conclusão de Curso - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Pato Branco, 2020.

Este trabalho apresenta um gerenciador de energia proposto para um sistema fotovoltaico de geração distribuída. Também está presente um sistema de armazenamento de energia, para aumentar o grau de autonomia e gerenciamento do sistema de geração. O gerenciamento do sistema é realizado por uma estratégia de controle de alto nível que monitora variáveis pertinentes e atua simultaneamente com os controladores do conversor elevador de tensão e do inversor de potência. Tendo como objetivo maximizar a extração de potência do sistema fotovoltaico, utiliza-se uma estratégia de rastreamento do ponto de máxima potência: Perturba e Observa. Para realizar o condicionamento da potência gerada pelo arranjo solar é utilizado um conversor *boost*, que eleva a tensão gerada e sua estrutura de controle realiza o controle do ponto de operação dos painéis solares. Visando adequar a tensão contínua condicionada para o padrão de cargas CA, é utilizado um inversor de potência, que tem a função de sintetizar um sinal senoidal em sua saída, alinhada com sua estrutura de controle. O controle do inversor é realizado no referencial síncrono, pelas Transformadas de Clark e Park e a ação de controle é interpretada com a Transformada inversa de Park. O sistema de armazenamento é conectado no barramento CC e tem como função fornecer e absorver energia proveniente da conversão fotovoltaica, dependendo da decisão do gerenciador de energia. Para o funcionamento adequado do sistema de geração distribuída, o gerenciador de energia mantém a operação constante, gerando referências para o despacho de potência, selecionando as devidas malhas de controle e atuando em pontos específicos como o corte de cargas e balanço de potências. O funcionamento dessa estrutura de controle é ilustrado nesse trabalho através de uma máquina de estados implementados em linguagem C. O sistema fotovoltaico foi implementado no emulador de tempo real Typhoon HIL. Sendo assim, as malhas de controle e estratégia de gerenciamento foram implementadas em DSP, da mesma forma que seria feito no sistema real ou protótipo. Os resultados do desempenho do sistema fotovoltaico são apresentados em curvas experimentais.

Palavras-chave: Geração distribuída, Gerenciamento de energia, Emulação em tempo real.

ABSTRACT

MARINHO, Kelvin de Jesus. Hardware-In-the-Loop implementation of a power manager to control power dispatch for photovoltaic systems. 2020. 111 f. Final Paper - Electrical Engineering Course, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Pato Branco, 2020.

This work presents a proposed energy manager for a distributed generation photovoltaic system. An energy storage system is also present to increase the degree of autonomy and management of the generation system. The management of the system is performed by a high-level control strategy that monitors relevant variables and acts simultaneously with the controllers of boost converter and the power inverter. In order to maximize the extraction of power from the photovoltaic system, a strategy of tracking the maximum power point is used: Perturb and Observe. To perform the conditioning of the power generated by the solar array, a boost converter is used, which raises the voltage generated and its control structure controls the operating point of the solar panels. In order to adapt the conditioned DC voltage to the AC load pattern, a power inverter is used, which has the function of synthesizing a sinusoidal signal at its output, aligned with its control structure. The control of the inverter is performed in the synchronous referential, by the Clark and Park Transform and the control action is interpreted with the Park Inverse Transform. The storage system is connected to the DC bus and has the function of supplying and absorbing energy from the photovoltaic conversion, depending on the decision of the energy manager. For the proper functioning of the distributed generation system, the energy manager keeps the operation constant, generating references for the dispatch of power, selecting the appropriate control loops and acting on specific points such as load shedding and power balance. The operation of this control structure is illustrated in this work through state machine implemented in C language. The photovoltaic system was implemented in the Typhoon HIL real-time emulator. Thus, the control loops and management strategy were implemented in DSP, in the same way that they would be done in the real system or prototype. The results of the performance of the photovoltaic system are presented in experimental curves.

Keywords: Distributed generation, Energy management, Real-time emulation.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1:	Modelo elétrico da célula fotovoltaica ideal	19
Figura 2:	Curva característica resultante da célula fotovoltaica ideal . . .	21
Figura 3:	Modelo elétrico de um agrupamento de células fotovoltaicas . .	21
Figura 4:	Curva características dos dispositivos fotovoltaicos	22
Figura 5:	Alteração da curva I - V frente às variações de irradiação solar	22
Figura 6:	Alteração da curva I - V frente às variações de temperatura . . .	23
Figura 7:	Conversor <i>boost</i>	24
Figura 8:	Conversor <i>boost</i> para o MPP	25
Figura 9:	Duas etapas para o modo CCM	26
Figura 10:	Fluxograma Perturba e Observa	28
Figura 11:	Particionamento da curva PV	29
Figura 12:	Inversor de potência em ponte completa	33
Figura 13:	Modo de operação das chaves	35
Figura 14:	Modo de operação das chaves com PWM alinhado ao centro .	37
Figura 15:	Tensão de saída do inversor com PWM alinhado ao centro . . .	38
Figura 16:	Inversor conectado à rede por meio de um filtro L	39
Figura 17:	Inversor conectado à rede elétrica	43
Figura 18:	Relação entre os eixos: natural, estático e síncrono	44
Figura 19:	PLL Ressonante	44
Figura 20:	Acoplamento do BESS ao barramento CC por meio de um conversor <i>half-bridge</i>	51
Figura 21:	Topologia da geração distribuída fotovoltaica	54
Figura 22:	Estrutura de controle para o controle da tensão do arranjo solar	59
Figura 23:	Resposta em malha fechada ao degrau de $0,5 V$ para a tensão do arranjo solar	61

Figura 24:	Malha de corrente do eixo direto para o inversor conectado à rede	62
Figura 25:	Resposta em malha fechada ao degrau para a corrente de eixo direto	63
Figura 26:	Circuito equivalente do sistema fotovoltaico com valores médios	64
Figura 27:	Estrutura de controle para o controle do barramento CC	66
Figura 28:	Estrutura de controle para a regulação da tensão do barramento CC	67
Figura 29:	Estrutura de controle para a regulação da tensão do barramento CC na forma padrão	68
Figura 30:	Estrutura de controle aproximada para a regulação da tensão do barramento CC	68
Figura 31:	Resposta em malha fechada ao degrau de 300 V para a tensão do barramento CC	69
Figura 32:	Estrutura de controle do barramento CC por meio do BESS	70
Figura 33:	Resposta em malha fechada ao degrau para a corrente do BESS	71
Figura 34:	Postos tarifários ao longo de um dia	73
Figura 35:	Máquina de estados para o gerenciador no modo conectado com à rede elétrica	75
Figura 36:	Máquina de estados para o gerenciador ilhado	79
Figura 37:	Implementação da estrutura de controle para a corrente do inversor	81
Figura 38:	Implementação da estrutura de controle para a tensão do barramento CC e corrente do inversor	82
Figura 39:	Curva de tensão, canal 1, e corrente, canal 2, do arranjo solar para condições nominais de irradiância solar e temperatura	84
Figura 40:	Ondulações de tensão e corrente do arranjo solar	84
Figura 41:	Ondulações de tensão e corrente do arranjo solar	85
Figura 42:	BESS sendo alimentado e Barramento CC equilibrado	86
Figura 43:	Perturbação na irradiância solar	87
Figura 44:	BESS carregado e conexão do inversor	87
Figura 45:	Ampliação da rampa de potência	88

Figura 46: Inversor despachando potência nominal do arranjo solar com BESS desabilitado	89
Figura 47: Tensão do barramento CC medida com acoplamento CA	89
Figura 48: Transição para o horário de ponta	91
Figura 49: Inversor despachando potência nominal no horário de ponta	92
Figura 50: Desconexão do BESS	93
Figura 51: Inversor despachando potência do arranjo solar com baixa irradiância solar	94
Figura 52: Desconexão do inversor e retorno do BESS	94
Figura 53: Transitório da corrente despachada	95
Figura 54: Despacho nominal de potência reativa	96
Figura 55: Janela de tempo para um dia muito ensolarado	97
Figura 56: Janela de tempo para um dia pouco ensolarado	98
Figura 57: Início do abastecimento para as cargas no modo ilhado	99
Figura 58: Abastecimento para as cargas no modo ilhado	100
Figura 59: Corte de carga secundária	101
Figura 60: Retorno da carga secundária	102
Figura 61: Corte de carga primária	102

LISTA DE TABELAS

Tabela 1:	Tabela verdade com os modos de operação das chaves	33
Tabela 2:	Parâmetros de projeto	55
Tabela 3:	Parâmetros para o arranjo de três painéis HiKu CS3L-350MS . .	55
Tabela 4:	Parâmetros da planta PV	60
Tabela 5:	Índices de desempenhos em malha fechada para malha de corrente	63
Tabela 6:	Índices de desempenhos em malha fechada para malha de tensão	69
Tabela 7:	Preço da energia elétrica	73
Tabela 8:	Descrição dos estados para o modo conectado com à rede . . .	76
Tabela 9:	Descrição dos estados para modo ilhado	79

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

- BESS *Battery Energy Storage System* - Sistema de Armazenamento de Energia por Baterias.
- CA Corrente Alternada.
- CC Corrente Contínua.
- CCM *Conduction Continuous Mode* - Modo de condução contínua.
- HIL *Hardware-In-the-Loop*.
- MPP *Maximum Power Point* - Ponto de Máxima Potência.
- MPPT *Maximum Power Point Tracking* - Rastreamento do Ponto de Máxima Potência.
- PCC Ponto de Conexão Comum.
- PI Proporcional Integral.
- PWM *Pulse Width Modulation* - Modulação por largura de pulso.

LISTA DE SÍMBOLOS

I	Corrente do modelo elétrico da célula fotovoltaica
V	Tensão do modelo elétrico da célula fotovoltaica
I_{pv}	Corrente do arranjo fotovoltaico
I_d	Corrente percorrida no diodo do modelo da célula fotovoltaica
I_{sc}	Corrente de curto-circuito
G	Irradiância solar
G_{nom}	Irradiância solar nominal
I_o	Corrente de saturação reversa
q	Carga do elétron
a	Constante de idealidade
k	Constante de Boltzmann
T	Temperatura da junção $p-n$
V_{oc}	Tensão de circuito aberto
V_{mp}	Tensão para o ponto de máxima potência
I_{mp}	Corrente para o ponto de máxima potência
V_{cc}	Tensão do barramento CC
d	Razão cíclica do conversor <i>boost</i>
$f_{sw_{cc}}$	Frequência de comutação do conversor <i>boost</i>
$\Delta I_{L_{pv}}$	<i>Ripple</i> de corrente do indutor do conversor <i>boost</i>
$I_{L_{pv}}$	Corrente média do indutor do conversor <i>boost</i>
ΔV_{cc}	<i>Ripple</i> da tensão do barramento CC
C_{in}	Capacitor de entrada do conversor <i>boost</i>
r_{pv}	Resistência dinâmica do painel
R_s	Resistência série do arranjo de painéis solares
v_t	Tensão térmica
I_o	Corrente de saturação do diodo
N_{cel}	Número de células conectadas em série
N	Número de painéis arranjados em série
P_{rede}	Potência elétrica entregue à rede
$V_{PCC_{pk}}$	Tensão de pico do ponto de conexão comum

I_{pk}	Corrente despachada para à rede
\overline{P}_{rede}	Potência média entregue à rede
C_{cc}	Capacitor do barramento CC
f_o	Frequência fundamental da rede
u_{norm}	Referência do inversor normalizada
V_{inv}	Tensão de saída do inversor
D	Razão cíclica do inversor
T_{swca}	Período de comutação do inversor
V_L	Tensão do indutor do filtro L
M	Índice de modulação
Δi_L	Varição de corrente do indutor do filtro L
$\overline{\Delta i_L}$	Ondulação normalizada de corrente do indutor do filtro L
f_{swca}	Frequência de comutação do inversor
V_{PCC}	Tensão do ponto de conexão comum
i_L	Corrente do indutor do filtro L
L	Indutor do filtro L
$i_{L\alpha}$	Corrente do indutor do filtro L no eixo alfa
$i_{L\beta}$	Corrente do indutor do filtro L no eixo beta
$V_{inv\alpha}$	Tensão do inversor no eixo alfa
$V_{inv\beta}$	Tensão do inversor no eixo beta
i_{Ld}	Corrente do indutor do filtro L no eixo direto
i_{Lq}	Corrente do indutor do filtro L no eixo de quadratura
ω	Frequência angular da rede
V_{invd}	Tensão do inversor no eixo direto
V_{invq}	Tensão do inversor no eixo de quadratura
V_{PCCd}	Tensão do ponto de conexão comum no eixo direto
V_{PCCq}	Tensão do ponto de conexão comum no eixo de quadratura
L_{bat}	Indutor do filtro do BESS
C_{bat}	Capacitor do filtro do BEE
V_{bat}	Tensão da bateria
f_{bat}	Frequência de comutação do conversor <i>half-bridge</i>
i_{bat}	Corrente do indutor do filtro do BESS
d_{bat}	Razão cíclica do conversor <i>half-bridge</i>
f_s	Frequência de amostragem
f_{sMPPT}	Frequência de amostragem do MPPT
T_{sMPPT}	Período de amostragem do MPPT

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	16
1.1	OBJETIVOS	17
2	GERAÇÃO FOTOVOLTAICA DISTRIBUÍDA	19
2.1	PAINÉIS SOLARES	19
2.2	CONVERSOR CC-CC	23
2.2.1	Projeto do conversor <i>boost</i>	24
2.2.2	Rastreamento do ponto de máxima potência	27
2.2.3	Modelo dinâmico do painel conectado ao conversor <i>boost</i>	28
2.3	BARRAMENTO CC	30
2.3.1	Projeto do capacitor do Barramento CC	31
2.4	CONVERSOR CC-CA	32
2.4.1	Modulação das chaves	34
2.4.1.1	PWM alinhado ao centro	36
2.4.2	Filtro Passabaixas	38
2.4.2.1	Projeto do filtro L	39
2.4.3	Modelagem do Inversor conectado à rede elétrica	42
2.4.3.1	Transformadas de Clark e Park	43
2.4.3.2	Obtenção do modelo no referencial síncrono	45
2.4.3.3	Obtenção da função de transferência a partir do modelo em espaço de estados	48
2.5	SISTEMA DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA	49
2.5.1	Conversor <i>half-bridge</i>	51
2.5.1.1	Modelagem do conversor <i>half-bridge</i>	52
3	SISTEMA PROPOSTO	54
3.1	CÁLCULO DA INDUTÂNCIA E CAPACITÂNCIA DO CONVERSOR <i>BOOST</i>	56
3.2	CÁLCULO DO CAPACITOR DO BARRAMENTO CC	57
3.3	CÁLCULO DA INDUTÂNCIA DO FILTRO L	57

3.4	CÁLCULO DO FILTRO LC DO SISTEMA DE ARMAZENAMENTO	58
3.5	PROJETO DO CONTROLADOR DE TENSÃO PARA O PAINEL FOTOVOLTAICO	59
3.6	PROJETO DO CONTROLADOR DE CORRENTE PARA O INVERSOR CONECTADO À REDE ELÉTRICA	61
3.7	PROJETO DO CONTROLADOR DE TENSÃO DO BARRAMENTO CC	63
3.8	PROJETO DO CONTROLADOR DE CORRENTE DO SISTEMA DE ARMAZENAMENTO.....	69
4	GERENCIADOR DE ENERGIA.....	72
4.1	CONECTADO À REDE	72
4.2	ILHADO.....	77
5	IMPLEMENTAÇÃO EM HARDWARE-IN-THE-LOOP	80
5.1	RESULTADOS FORA DE PONTA	83
5.2	RESULTADOS HORÁRIO DE PONTA	90
5.3	RESULTADOS DIÁRIOS	96
5.4	RESULTADOS ILHADO	99
6	CONCLUSÕES.....	103

1 INTRODUÇÃO

A busca por fontes alternativas que geram energia elétrica está em uma grande ascensão tanto no âmbito mundial quanto nacional, desencadeando a pesquisa e desenvolvimento de tais meios de geração de eletricidade, como a energia eólica e fotovoltaica. A inserção de fontes renováveis na matriz de energia elétrica tem alavancado a instalação de geradores de pequenos e médios portes de potência, alocados próximos aos centros de consumo. Essa forma com que os geradores estão localizados, próximos às cargas, caracteriza Geração Distribuída - GD, acarretando a descentralização dos grandes centros geradores de energia elétrica, aliviando a geração durante os picos de demanda, por exemplo.

No Brasil, cerca de 60,91% da matriz elétrica é constituída pela geração hidráulica, sendo que essa fonte de energia é aproveitada nas usinas hidrelétricas que realizam a conversão da energia potencial gravitacional, disponível nas massas de água, em energia elétrica. Já a geração fotovoltaica, que converte energia solar em elétrica, representa apenas 1,29% da matriz, apresentando um valor pouco expressivo quando comparado ao da geração hidráulica (ANEEL, 2019).

Porém ao verificar a evolução da implantação nacional de energia fotovoltaica, observa-se o grande crescimento da capacidade instalada, passando de 5 MW em 2013, para 2296 MW em 2018 (IRENA, 2018). Dessa forma, a geração fotovoltaica está cada vez mais se solidificando na matriz elétrica, podendo atingir números significativos, ainda mais pelo fato do Brasil possuir um enorme potencial solar em diversos territórios.

O crescimento da inserção da geração fotovoltaica alavanca também os estudos acerca dessa tecnologia, levando o desenvolvimento de novas propostas e soluções que torna esse tipo de geração mais competitivo no mercado de energia elétrica.

O sistema de geração fotovoltaico pode operar unicamente, de maneira híbrida (com outro tipo de geração de energia elétrica) ou ainda com um sistema de armazenamento de energia por baterias. A utilização de baterias fornece uma maior autonomia para o sistema de geração, além de permitir a operação ilhada da rede elétrica. Com um sistema que ora fornece e ora armazena energia, torna-se

possível a utilização de uma estratégia de gerenciamento de energia. Essa estratégia de gerenciamento pode ter diferentes objetivos, como o foco na redução na tarifaçã do consumidor de energia, melhoria na qualidade de energia, entre outros.

Para a validação de resultados, pode-se realizar simulações ou até mesmo a implementação física do sistema de estudo. As simulações em *softwares* de circuitos elétricos apresentam um resultado preliminar dos resultados esperados do sistema físico. Já com a implementação física é possível tirar conclusões assertivas sobre o sistema de análise. A desvantagem da simulação é que há um gasto computacional relativamente grande em alguns circuitos. Já as desvantagens da implementação física são o tempo e recursos para o desenvolvimento do sistema real ou de escala reduzida, além do risco envolvido durante a fase de testes, o que contempla queima e explosões de dispositivos.

Uma forma alternativa para obter conclusões satisfatórias da operação como um todo do sistema de estudo é por meio da implementação em *Hardware-In-the-Loop* (HIL). A implementação HIL é uma emulação ou simulação realizada em tempo real. A vantagem dessa emulação em tempo real é que há um *hardware* dedicado para realizar a simulação. Outra vantagem que destaca-se é a semelhança entre a implementação física, uma vez que a simulação é feita em tempo real, e os controladores devem ser implementados da mesma maneira que são implementados para os sistemas físicos reais.

Sendo assim, este trabalho aborda a implementação de um sistema de geração fotovoltaico operando em conjunto com um sistema de armazenamento de energia, na operação conectada com à rede e na operação ilhada que realiza o abastecimento para às cargas locais. Para a operação adequada do sistema como um todo, também foi abordado uma estratégia de gerenciamento de energia, no mais alto nível de hierarquia de controle, quando comparado ao controle dinâmico dos conversores de potência. Para verificação dos resultados será utilizado a emulação em tempo real.

1.1 OBJETIVOS

O objetivo principal deste trabalho é implementar um gerenciador inteligente de energia para o controle de despacho de potência para sistemas fotovoltaicos, que operem tanto conectados à rede elétrica, quanto ilhados.

O sistema fotovoltaico será implementado em *hardware-in-the-loop* no

emulador Typhoon HIL, que encontra-se no laboratório de elétrica do POLITEC, Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Câmpus Pato Branco. O emulador foi concedido pela Companhia Paranaense de Energia (COPEL) no Projeto de Pesquisa P&D 2866-0468/2017 - Gerenciador e inversor inteligente para conexão de sistemas fotovoltaicos em geração distribuída de energia.

A fim de atingir o objetivo geral, são definidos objetivos específicos, os quais são descritos a seguir.

- Esquematizar as etapas de funcionamento do sistema de geração fotovoltaica.
- Integrar os elementos necessários para o despacho de potência do sistema fotovoltaico de geração distribuída.
- Definir premissas baseadas no preço de compra e venda de energia, na capacidade do sistema de armazenamento e na priorização de cargas, para o controle de alto nível do gerenciador inteligente de energia.
- Implementar o gerenciador de energia em DSP.
- Integrar o sistema de controle DSP ao sistema de emulação em tempo real e verificar resultados da micro-rede em estudo.

2 GERAÇÃO FOTOVOLTAICA DISTRIBUÍDA

Na geração fotovoltaica, as tensões geradas pelos painéis solares são incompatíveis com a magnitude da tensão da rede elétrica. Além da magnitude, a rede elétrica opera em regime de corrente alternada, já os painéis geram tensões contínuas. Essa incompatibilidade não permite que os painéis sejam conectados diretamente na rede, para que seja realizado o aproveitamento da potência gerada pela conversão luminosa. Sendo assim, são necessários conversores para adequação para o despacho de potência, que serão abordados ao longo deste capítulo, além da revisão do estado da arte dos painéis solares.

2.1 PAINÉIS SOLARES

Na geração solar, o elemento fundamental na conversão da energia luminosa em elétrica é a célula fotovoltaica, formada por uma junção $p-n$ de semicondutores, sendo que o agrupamento dessas células formam painéis ou módulos fotovoltaicos. Uma parcela da energia dos fótons incidentes nas células se manifesta em corrente e/ou tensão elétrica, com capacidade de apresentar potência elétrica disponível dependendo dos valores de tensão e corrente gerados (VILLALVA, 2010).

O modelo que descreve eletricamente a célula fotovoltaica ideal é mostrado na Figura 1, sendo que a fonte de corrente representa a corrente originada pela luz, já o diodo em paralelo está presente devido a característica intrínseca dos semicondutores.

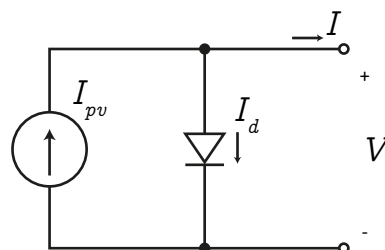


Figura 1: **Modelo elétrico da célula fotovoltaica ideal**
Fonte: Adaptado de Villalva (2010).

A fim de obter a corrente de saída (I) assim como a dependência entre a tensão de seus terminais (V), aplica-se Lei dos Nós de Kirchhoff, no único nó do

circuito, como visto na Equação 1.

$$I = I_{pv} - I_d \quad (1)$$

A corrente gerada pela conversão energética (I_{pv}) é um valor CC¹ que depende da irradiância solar. Já a corrente percorrida no diodo (I_d) apresenta comportamento exponencial em função da tensão aplicada (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2013). Dessa maneira, a Equação 1 pode ser reescrita, expandindo os termos (I_{pv}) e (I_d), como mostrado na Equação 2.

$$I = I_{sc} \frac{G}{G_{nom}} - I_o \left[e^{\frac{qV}{akT}} - 1 \right] \quad (2)$$

Em que,

- I_{sc} - corrente de curto-circuito [A];
- G - Irradiância solar [W/m^2];
- G_{nom} - Irradiância solar nominal [W/m^2];
- I_o - Corrente de saturação reversa [A];
- q - Carga do elétron [C];
- V - Queda de tensão sobre o diodo [V];
- a - Constante de idealidade [p.u.];
- k - Constante de Boltzmann [J/K];
- T - Temperatura da junção p-n [K];

Utilizando a Equação 1 com as formas de ondas conhecidas da fonte de corrente e diodo, por meio da teoria e da Equação 2, obtém-se a relação entre a corrente e a tensão de saída, curva I - V , como visualizado na Figura 2.

¹Corrente contínua

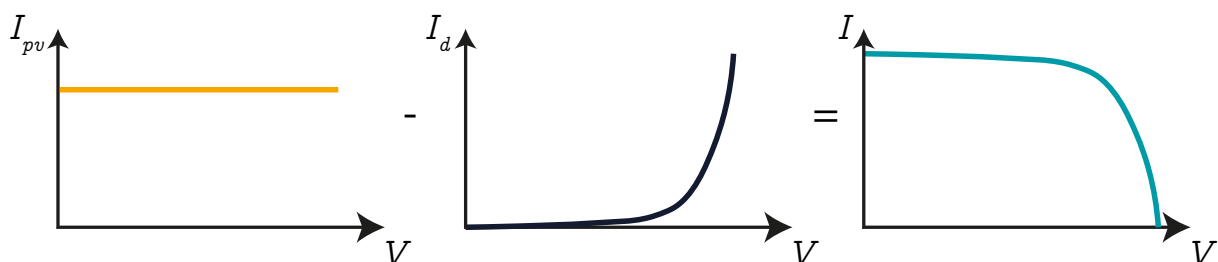


Figura 2: Curva característica resultante da célula fotovoltaica ideal

Fonte: Adaptado de Villaiva *et al.* (2009).

É importante ressaltar que o modelo adotado para descrever a célula fotovoltaica não existe na prática, pois se trata de uma abstração de um fenômeno prático. Há diversos modelos na literatura que descrevem melhor o comportamento de uma célula fotovoltaica. Um deles é mostrado na Figura 3, em que é acrescido resistências, série e paralela, em relação ao modelo idealizado.

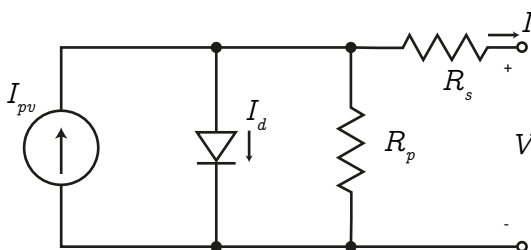


Figura 3: Modelo elétrico de um agrupamento de células fotovoltaicas

Fonte: Adaptado de Villaiva (2010).

As resistências surgem devido ao fato de um dispositivo fotovoltaico real ser formado por um agrupamento de células, ou seja, essas junções criam resistências internas para o passo da corrente, da mesma forma, que haverá perdas por efeito Joule.

Adotou-se o modelo idealizado para descrever a célula fotovoltaica, por ser mais simples e também por descrever de maneira apenas qualitativa, sendo possível entender o fenômeno e comportamento dos dispositivos fotovoltaicos.

Da curva de saída de corrente por tensão (Figura 2), destacam-se três pontos relevantes, sendo que dois desses apresentam potência elétrica nula e são representados pelas coordenadas $(0, I_{sc})$ e $(V_{oc}, 0)$. Estes pontos são importantes para conhecer os limites operacionais do arranjo fotovoltaico, que são delimitados pela corrente de curto circuito (I_{sc}) e pela tensão de circuito aberto (V_{oc}). Já a coordenada (V_{mp}, I_{mp}) exibe o maior valor de potência de saída do painel (MPP, do inglês *Maximum Power Point*) (FREEMAN, 2010). O detalhamento desses pontos é visto na Figura 4, assim como também é apresentado a curva de potência – Potência vs. Tensão, no mesmo gráfico, verificando o exposto nos pontos (0) e (MPP), mínimo e máximo,

respectivamente.

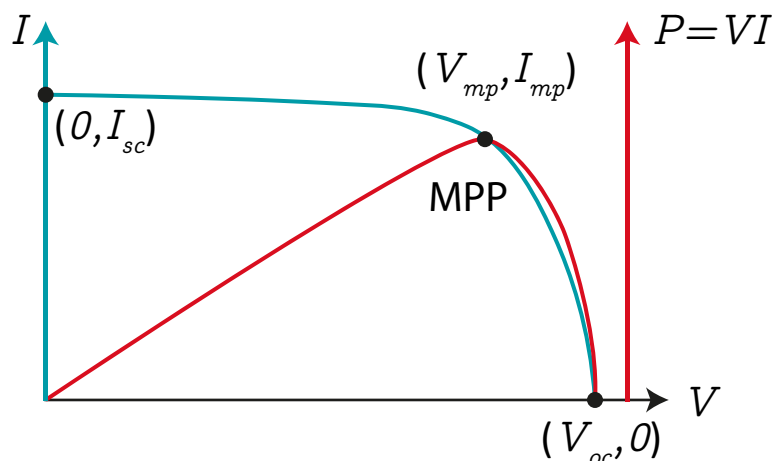


Figura 4: **Curva características dos dispositivos fotovoltaicos**
Fonte: Adaptado de Teston (2016).

Como visto na Equação 2, a corrente gerada pelo fenômeno fotovoltaico apresenta relação linear com a irradiância solar. Dessa forma, ao passo da variação de irradiância solar, a corrente de saída também sofrerá alteração. Na Figura 5, é mostrado como a curva característica I - V sofre modificação em função da mudança da irradiância solar.

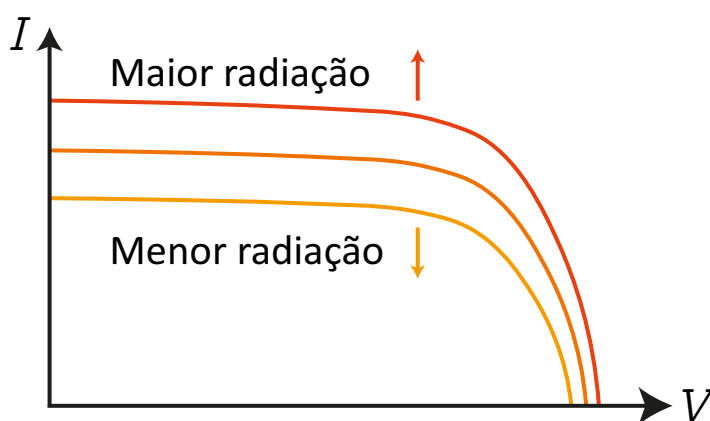


Figura 5: **Alteração da curva I - V frente às variações de irradiância solar**
Fonte: Adaptado de Villalva (2010).

Quanto menor a irradiância solar, menor a corrente que será gerada, sendo assim, a curva I - V é achatada, diminuindo a capacidade de corrente disponível. Já quando a irradiância aumenta, a curva é expandida, aumentando a capacidade de corrente.

A mudança de temperatura do arranjo fotovoltaico também altera a curva I - V , de modo que, o aumento de temperatura diminui a tensão gerada. Porém, a alteração de temperatura, pouco influencia na corrente gerada. Na Figura 6 é mostrado os efeitos da variação de temperatura na curva I - V .

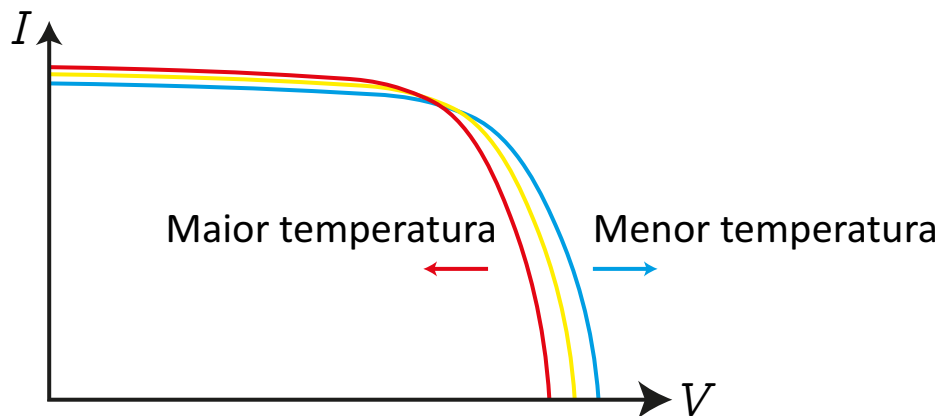


Figura 6: Alteração da curva I - V frente às variações de temperatura
 Fonte: Adaptado de Villalva (2010).

Como visto na modelagem dos dispositivos fotovoltaicos, a curva característica I - V apresenta variações principalmente em função da irradiância solar e temperatura. Devido a esse comportamento, percebe-se que é viável ter um elemento que controle o ponto de operação (V, I), buscando quase sempre permanecer em torno do ponto de máxima extração de potência elétrica, aumentando o rendimento global do sistema (TESTON, 2016).

2.2 CONVERSOR CC-CC

De maneira geral, é empregado em cascata conversores estáticos CC-CC, como o *buck* ou *boost*, após o painel solar, para que seja realizado o condicionamento da potência extraída do arranjo fotovoltaico (NOVAIS, 2016). Esses conversores convertem um nível de tensão contínuo em sua entrada para outro nível de tensão também contínuo em sua saída. Sendo que no conversor *buck*, a tensão de saída é sempre menor ao valor de entrada, já no *boost*, o contrário ocorre.

A aplicabilidade do conversor *boost* se dá diretamente pelo fato da tensão de saída ser maior em relação a de entrada. Isso se torna atrativo, pois as tensões geradas pelos painéis são relativamente baixas, quando comparadas com a tensão alternada da rede elétrica, que se deseja obter para o despacho de potência.

Vale ressaltar que existem diversos conversores tanto abaixadores, quanto elevadores, como: *buck-boost*, *zeta*, *flyback*, *sepic*, entre outros. Cada um desses conversores possuem vantagens e desvantagens para diferentes aplicações. Porém, no presente trabalho só será abordado o conversor *boost*, pois é o mais simples dos elevadores e o trabalho não tem como objetivo realizar a comparação entre os variados conversores.

O conversor *boost*, visto na Figura 7, opera em alta frequência, com um controle rápido dado uma referência a ser rastreada. Vale ressaltar que nessa etapa as grandezas referentes aos módulos fotovoltaicos são representados pelos índices *PV*.

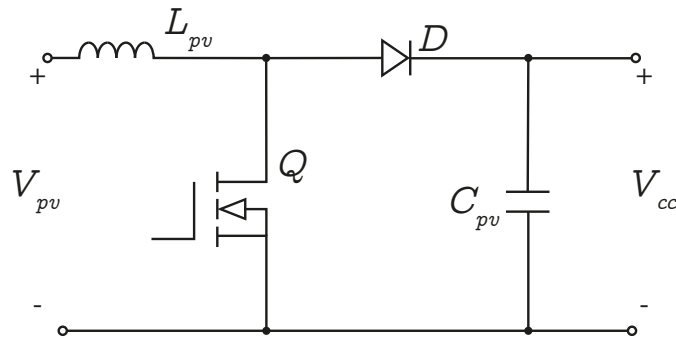


Figura 7: **Conversor *boost***
Fonte: Adaptado de Novais (2016).

Em aplicações residenciais de conversores de potência, os valores de frequência de comutação típicos estão em torno de 20 kHz a 100 kHz . Quanto maior a frequência, menor serão os valores de indutância e capacitância do conversor, por outro lado, as perdas por comutação aumentam também. Já o limite mínimo (20 kHz) se deve pelo fato de ser o limiar da frequência audível do ser humano (ANDRES, 2018).

Nos conversores estáticos, os transistores, como MOSFETs ou IGBTs, operam como chaves semicondutoras, em dois estados possíveis: condução ou em bloqueio. Dessa maneira, eleva-se o rendimento da estrutura, pois nos instantes de condução a tensão na chave é nula e em bloqueio a corrente que passa a ser nula. Portanto, nessas duas situações a potência dissipada pela chave é zero.

Por meio então da razão cíclica imposta a chave semicondutora é que realiza-se o controle de alguma variável de interesse. Desse modo, a razão cíclica é gerada por intermédio de uma estrutura de controle, a fim de atingir algum ponto de operação desejado. No caso da geração solar, geralmente, o objetivo é controlar a tensão do painel (V_{pv}), conseqüentemente a potência extraída.

2.2.1 PROJETO DO CONVERSOR *BOOST*

Na literatura existem diversas maneiras de realizar o projeto de um conversor *boost* aplicado a sistemas fotovoltaicos. Uma das maneiras mais simples é considerar o painel fotovoltaico conectado à entrada do conversor *boost* representado

por uma fonte de tensão ideal e a carga como uma resistência, representando a potência nominal do sistema.

O valor de tensão de entrada (V_{pv}) é para o ponto de máxima potência, já que espera-se permanecer em torno desse ponto de operação. Esse valor para o MPP é para condições nominais de irradiância e temperatura. Já a tensão de saída (V_{cc}) é considerada ao valor nominal do barramento CC. Com isso, é possível fazer uma abstração do circuito da Figura 7, com as considerações mencionadas, como visualizado na Figura 8.

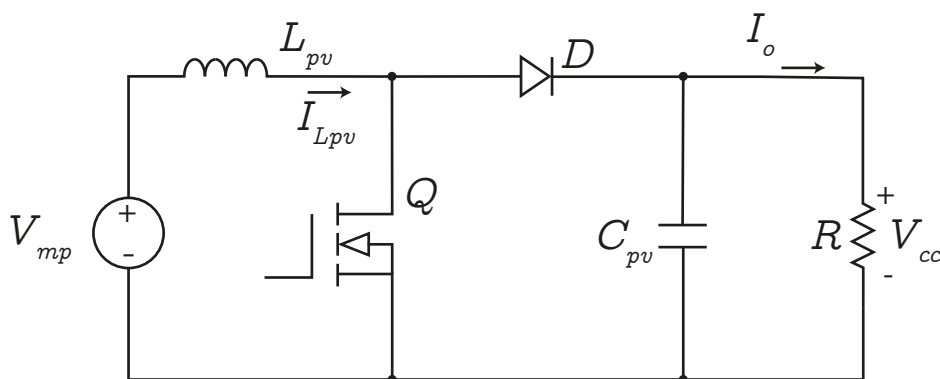


Figura 8: **Conversor *boost* para o MPP**
Fonte: Autoria própria.

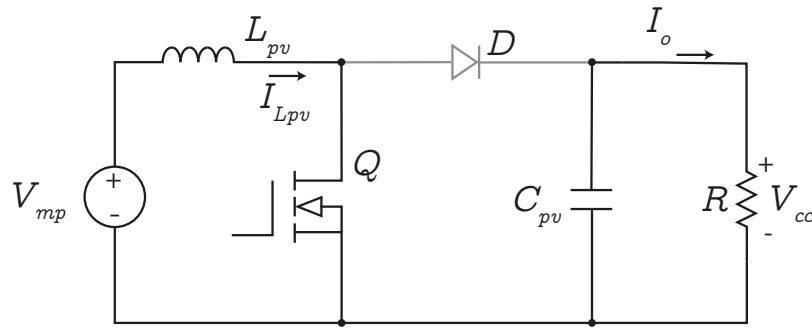
No Modo de Condução Contínua (CCM, do inglês *Conduction Continuous Mode*), há duas etapas de operação. A primeira etapa a chave semicondutora está conduzindo e o diodo bloqueado. Nessa etapa o indutor está armazenando carga e o capacitor está alimentando a carga. Na segunda etapa a chave está bloqueada e o diodo em condução, já o indutor alimenta a carga e capacitor (HART, 2012). Na Figura 9 são exibidas as duas etapas de operação, sendo que em 9a e 9b são referentes à primeira e segunda etapa, respectivamente.

O ganho do conversor estático é determinado a partir do cálculo da média de tensão do indutor. A expressão resultante pode ser vista na Equação 3 (HART, 2012; VILELA, 2011).

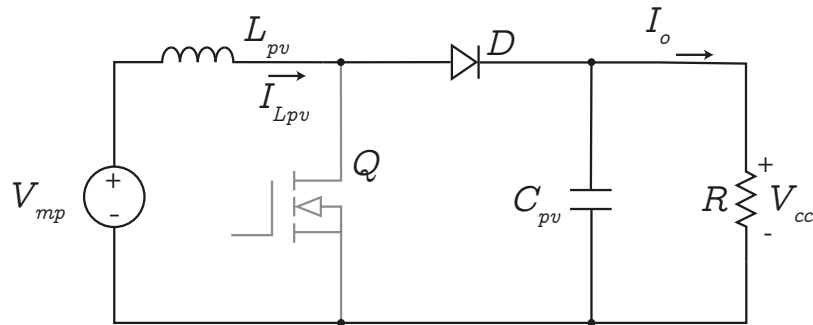
$$\frac{V_{cc}}{V_{mp}} = \frac{1}{1-d} \quad (3)$$

Com a Equação 3, pode-se colocar em evidência a razão cíclica (d) do conversor *boost*, o que resulta na Equação 4.

$$d = \frac{V_{cc} - V_{mp}}{V_{cc}} \quad (4)$$



(a) Chave conduzindo, diodo bloqueado



(b) Chave bloqueada, diodo conduzindo

Figura 9: Duas etapas para o modo CCM

Fonte: Adaptado de Hart (2012).

Já o valor da indutância, para o modo de operação abordado (CCM), pode ser calculado a partir da Equação 5 (HART, 2012).

$$L_{pv} = \frac{V_{mp}d}{f_{sw_{cc}}\Delta I_{Lpv}I_{Lpv}} \quad (5)$$

Os parâmetros da Equação 5 são identificados a seguir.

- $f_{sw_{cc}}$ - frequência de chaveamento do conversor *boost* [Hz];
- ΔI_{Lpv} - *ripple* de corrente do indutor [%];
- I_{Lpv} - corrente média do indutor [A].

A corrente média do indutor é encontrada pelo balanço de potência, ou seja, potência de entrada igual à potência de saída, circuito sem perdas. Dessa forma a corrente média é calculada de acordo com a Equação 6 (HART, 2012).

$$I_{Lpv} = \frac{V_{cc}^2}{V_{mp}R} \quad (6)$$

Já a capacitância de saída é obtida pela variação de carga do capacitor,

realizando a integral da corrente na primeira etapa de operação (HART, 2012). Dessa forma o capacitor pode ser escolhido conforme a Equação 7.

$$C_{pv} = \frac{V_{cc}d}{R\Delta V_{cc}f_{sw_{cc}}} \quad (7)$$

Na Equação 7, o parâmetro ΔV_{cc} representa o *ripple* de tensão no capacitor.

2.2.2 RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA

Para o Rastreamento do Ponto de Máxima Potência (MPPT, do inglês *Maximum Power Point Tracking*) existem técnicas como o Perturba e Observa. Nesse método, a potência do painel deve ficar em torno da máxima potência.

A estratégia baseia-se na curva de saída descrita pela Figura 4. O sistema deve ser perturbado com um incremento ou decremento na referência de tensão (V_{pv}^*) e em seguida, observa-se se está na trajetória correta do MPP. Ou seja, amostra-se a tensão e corrente, sendo possível calcular a potência elétrica, com um dado período de amostragem. Na sequência é realizada a comparação da potência momentânea com a retida da amostra anterior. Caso a potência atual seja maior que a anterior, é possível dizer que se guia no rumo correto do MPP, e então, perturba-se na mesma direção (incremento ou decremento) para uma nova averiguação. Do contrário, é realizada a perturbação no sentido oposto da decisão anterior (FARANDA; LEVA, 2008; NOVAIS, 2016).

Com as instruções do método, é possível construir um fluxograma da estratégia de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT), exibido na Figura 10, minuciando as ações que se deve tomar, para que o ponto de operação do arranjo fotovoltaico permaneça em torno do MPP.

Vale ressaltar que, o valor de referência de tensão do painel solar será utilizado em uma malha de controle em que a ação de controle será a razão cíclica do conversor *boost*.

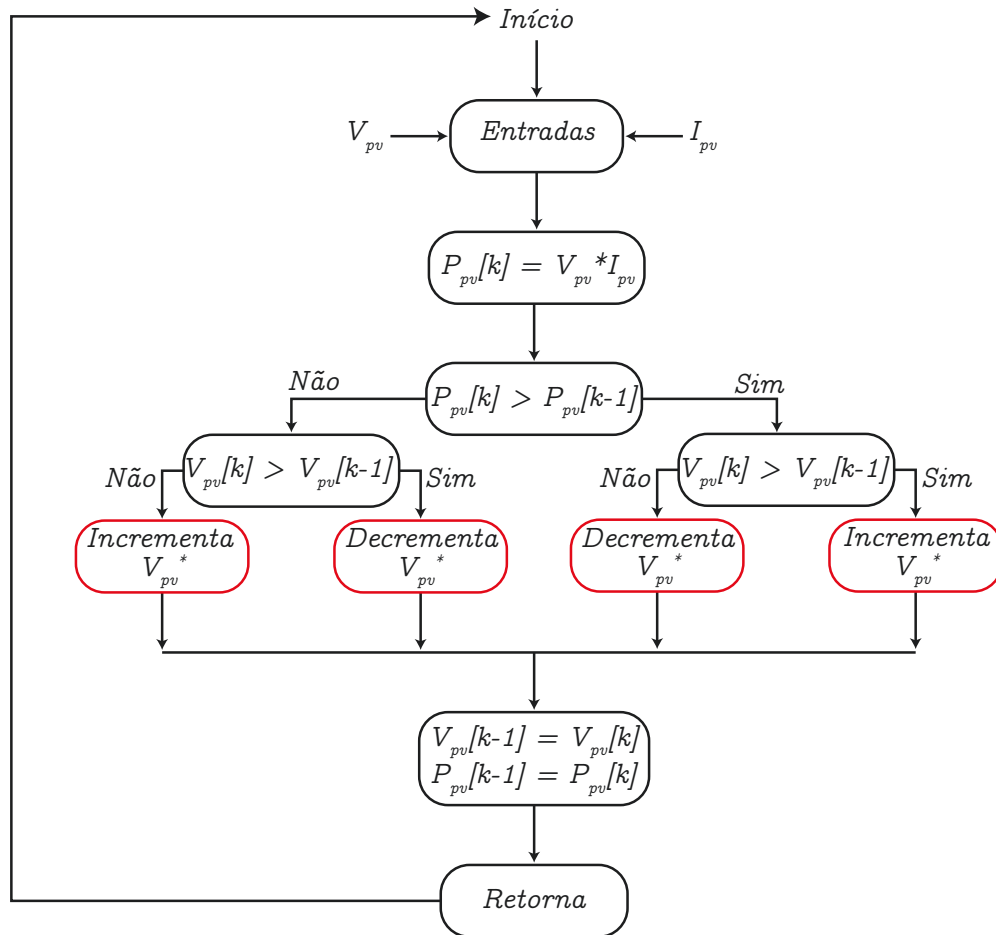


Figura 10: Fluxograma Perturba e Observa
Fonte: Adaptado de Novais (2016).

2.2.3 MODELO DINÂMICO DO PAINEL CONECTADO AO CONVERSOR BOOST

Como exposto anteriormente, o comportamento do painel fotovoltaico não é linear, ou seja, não apresenta uma relação direta entre sua corrente e tensão. Um elemento que apresenta linearidade entre tensão aplicada e a corrente que o percorre é o resistor, sendo que a razão entre essas grandezas é denominada resistência elétrica.

Como a taxa de variação entre a tensão e corrente do painel fotovoltaico não é sempre constante, em Xiao *et al.* (2007) é apresentado um modelo dinâmico do painel conectado a um conversor *boost*, com um conceito de resistência dinâmica do painel. A resistência dinâmica é a taxa de variação entre tensão e corrente, ou em outras palavras, a razão entre a tensão e corrente do painel, quando a relação entre essas grandezas é constante, ou seja, uma relação linear.

Para obter uma relação linear, faz-se necessário particionar a curva PV em regiões estratégicas, como a tendência linear em um determinado trecho. Essas regiões podem ser identificadas como: região de fonte de corrente, região de potência

I, região de potência II e região de fonte de tensão. Na Figura 11 é exibido de forma genérica a curva PV particionada nas regiões mencionadas.

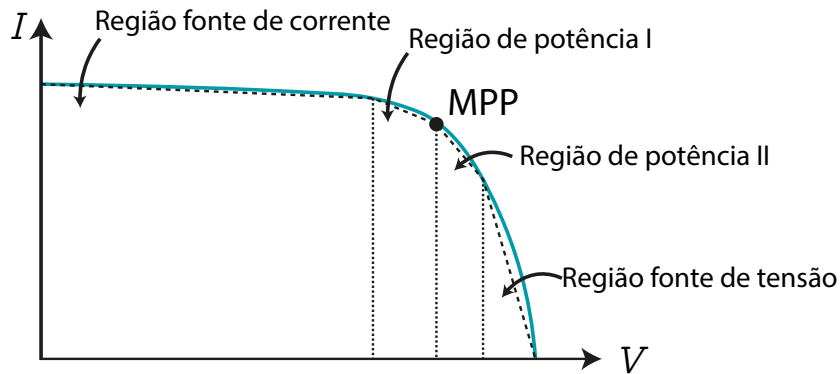


Figura 11: **Particionamento da curva PV**
Fonte: Adaptado de Xiao et al. (2007).

A região de fonte de corrente apresenta corrente aproximadamente constante ao passo da variação de tensão. Já a região de fonte de tensão apresenta tensão constante para a variação de corrente. E as regiões de potência, mantém valor de potência constante ao passo da variação de corrente e tensão.

Com isso, pode-se apresentar o modelo dinâmico do painel para essas quatro regiões lineares, diferenciando apenas da resistência dinâmica, que muda de acordo com a região. Dessa forma, a Equação 8 mostra a função de transferência que relaciona a perturbação da tensão do painel solar com a perturbação da razão cíclica do conversor *boost*, ou seja, modelo para análise de pequenos sinais (XIAO et al., 2007).

$$G_{pv}(s) = \frac{\hat{v}_{pv}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{K_0}{s^2 + 2\zeta_i\omega_n s + \omega_n^2} \quad (8)$$

As expressões para o ganho de frequência 0 (K_0), frequência natural de oscilação (ω_n) e coeficiente de amortecimento (ζ_n) da Equação 8, estão representados na Equação 9.

$$\begin{aligned} K_0 &= \frac{V_{cc}}{L_{pv}C_{in}} \\ \omega_n &= \sqrt{\frac{1}{L_{pv}C_{in}}} \\ \zeta_n &= -\frac{1}{2r_{pv}C_{in}\omega_n} \end{aligned} \quad (9)$$

O capacitor C_{in} é introduzido em paralelo com o painel para diminuir o *ripple* de tensão. O seu valor pode ser visto na Equação 10 (MOTAHHIR *et al.*, 2018).

$$C_{in} = \frac{d}{8f_{sw_{cc}}^2 L_{pv} \Delta V_{pv}} \quad (10)$$

Na Equação 10, ΔV_{pv} é o *ripple* de tensão em percentual desejado para o painel solar.

A resistência dinâmica é obtida através da Equação 11.

$$r_{pv} = -R_s - \frac{v_t}{I_o} e^{-\frac{V_{pv} + I_{pv} R_s}{v_t}} \quad (11)$$

Na Equação 11, R_s é a resistência série do arranjo de painéis solares, v_t a tensão térmica e I_o a corrente de saturação do diodo do modelo da célula fotovoltaica. Esses parâmetros podem ser calculados de acordo com a Equação (12).

$$R_s = \frac{V_{oc} - V_{pv}}{I_{pv}}$$

$$v_t = \frac{N_{cel} N k T}{q} \quad (12)$$

$$I_o = \frac{I_{sc}}{e^{\frac{V_{ov}}{v_t}} - 1}$$

Os parâmetros N_{cel} e N , da Equação 12, representam, respectivamente, o número de células conectadas em série e o número de painéis arranjados em série.

2.3 BARRAMENTO CC

O barramento CC ou *link* CC, é utilizado em estruturas de geração distribuída, a fim de se obter o desacoplamento entre a geração de energia em corrente contínua (CC) e o despacho em corrente alternada (CA) (ANDRES, 2018). Dessa forma, é possível que o controle da etapa CC não interfira significativamente na etapa CA e vice-versa.

O barramento CC, basicamente consiste em um capacitor de uma capacitância relativamente elevada, que é posicionado após o conversor CC-CC. Sendo assim, o barramento armazena uma quantidade de energia suficiente para que não se altere a tensão (condicionada pelo conversor *boost*) instantaneamente, devido as

possíveis variações de potências do arranjo solar.

A utilização de um *link* CC também é interessante para sistemas monofásicos, pois esses não possuem potência elétrica constante, apresentando flutuações de potências com ondulações com o dobro da frequência da rede. Essas oscilações não são desejadas, quando refletidas para os módulos fotovoltaicos (ANDRES, 2018). Mesmo com o dimensionamento adequado do barramento CC, ainda será possível averiguar que a tensão do barramento CC não será puramente constante, possuindo um *ripple*, devido a ondulação de potência de sistemas monofásicos (KENSKI, 2017).

O barramento CC também pode ser utilizado em situações que há um sistema de geração híbrido, como: geração solar, geração eólica e sistemas de armazenamentos, por exemplo. Nesse caso, o barramento CC pode ser compartilhado dentre as formas de geração.

2.3.1 PROJETO DO CAPACITOR DO BARRAMENTO CC

O projeto do capacitor mínimo do barramento CC, considera que a tensão do ponto de conexão e a corrente despachada para à rede estão em fase (KENSKI, 2017; ANDRES, 2018), com isso a potência elétrica é descrita como visto na Equação 13.

$$P_{rede}(t) = V_{PCC_{pk}} \text{sen}(\omega t) I_{pk} \text{sen}(\omega t) \quad (13)$$

$$P_{rede}(t) = \frac{V_{PCC_{pk}} I_{pk}}{2} [1 - \cos(2\omega t)]$$

Por meio da Equação 13, constata-se que a potência elétrica monofásica apresenta ondulação com o dobro da frequência da rede.

Ao desprezar a ondulação de tensão no barramento CC, a potência entregue à rede pode ser escrita como visto na Equação 14 (KENSKI, 2017).

$$P_{rede}(t) = V_{cc} I_{cc} - V_{cc} i_c(t) \quad (14)$$

Na Equação 14, $i_c(t)$ é a corrente que deveria circular no capacitor para que não ocorresse flutuação de potência, expressão vista na Equação 15, e \bar{P}_{rede} é a potência média (potência ativa) entregue à rede.

$$i_c(t) = \frac{\overline{P}_{rede}}{V_{cc}} \cos(2\omega t) \quad (15)$$

Devido ao comportamento cossenoidal de $i_c(t)$, utiliza-se a forma fasorial da corrente do capacitor como segue:

$$\vec{I}_c = j\omega C_{cc} \vec{V}_c. \quad (16)$$

Para o projeto do capacitor do barramento CC desconsidera-se o valor de fase, na Equação 16, levando em consideração apenas o valor de amplitude, assim o fasor de tensão representa metade do *ripple* de tensão do barramento. Também é adotado que fasor de corrente possui frequência de duas vezes a da rede (KENSKI, 2017).

A partir da Equação 16, e com considerações mencionadas, seleciona-se o valor do capacitor (C_{cc}), como visto na Equação 17 (KENSKI, 2017; ANDRES, 2018).

$$C_{cc} = \frac{\overline{P}_{rede}}{2\pi f_o \Delta V_{cc} V_{cc}} \quad (17)$$

2.4 CONVERTOR CC-CA

Devido a padronização de geração, distribuição e cargas em corrente alternada, é necessário um estágio para transformar a tensão contínua gerada pelo arranjo solar e condicionada pelo *boost*, em tensão alternada.

Um das formas de realizar a conversão de tensão contínua para alternada é por meio do inversor em ponte completa, como visto na Figura 12. Com a estrutura e uma lógica de chaveamento é possível realizar a inversão de corrente, obtendo uma corrente alternada (CA). Por meio do barramento CC, representado pelo capacitor C_{cc} , é que o inversor retira potência para então entregar à rede ou carga local, de forma sintetizada (senoidal).

Com o inversor em ponte completa é possível se obter ter níveis instantâneos de tensão em sua saída: 0 e $\pm V_{cc}$. Na Tabela 1, é mostrado, resumidamente, quais chaves devem conduzir ou bloquear para obter os níveis de tensão desejados, sendo que 1 significa condução/ativa e 0 bloqueio.

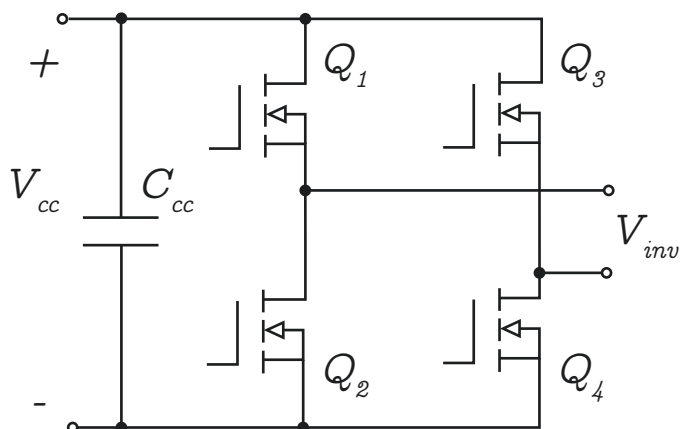


Figura 12: Inversor de potência em ponte completa

Fonte: Adaptado de Teodorescu *et al.* (2011).

Tabela 1: Tabela verdade com os modos de operação das chaves

Fonte: Adaptado de Teodorescu *et al.* (2011).

Q_1	Q_2	Q_3	Q_4	$V_{inv}(V)$
1	0	0	1	$+V_{cc}$
0	1	1	0	$-V_{cc}$
1	0	1	0	0
0	1	0	1	0
1	1	1	1	Não se aplica

O inversor pode ter dois comportamentos diferentes em relação ao modo que o sistema de geração fotovoltaico opera. Os modos são: conectado à rede (*on-grid*) ou ilhado (*off-grid*).

No modo *on-grid*, o inversor é visto pela rede como uma fonte de corrente, já que o intuito é o despacho de potência, uma vez que a tensão é definida pela rede no Ponto de Conexão Comum (PCC) (BRANDÃO *et al.*, 2013).

Já no modo *off-grid*, o inversor deve ter comportamento de fonte de tensão, já que será a fonte de alimentação para a carga local. Sendo assim, a tensão no PCC será definida pelo valor nominal do sistema e o valor de corrente será consequência do valor de carga local (BRANDÃO *et al.*, 2013).

Devido aos comportamentos de fonte de tensão e corrente, a estrutura de controle do conversor CC-CA é diferente para o modo *on-grid* em relação ao *off-grid*.

No modo *on-grid*, se dispõe de uma estrutura de controle capaz de gerar uma ação de controle que rastreia uma referência de corrente, conseqüentemente realiza-se o controle da potência elétrica. Porém, só é possível rastrear um valor de potência desejado, caso o sistema fotovoltaico possua um sistema de armazenamento para suprir a intermitência de geração solar. Esse sistema de armazenamento deve controlar a tensão do barramento CC, por meio de uma outra estrutura de controle.

Sendo assim, de maneira desacoplada, o inversor tem a capacidade de entregar um valor desejado de potência, que pode ser distinto do valor gerado pelos painéis solares.

Em cenários que o sistema de armazenamento não esteja disponível, a estrutura de controle do conversor deve grampear a tensão do barramento CC e gerar a referência de corrente adequada para entregar à rede, a potência dos painéis, de maneira estocástica, dependendo assim (principalmente), da irradiância solar.

2.4.1 MODULAÇÃO DAS CHAVES

A lógica para gerar os comandos para abertura e fechamento das chaves semicondutoras é baseado, basicamente, em se obter um valor médio adequado na saída do conversor CC-CA. Ou seja, dada uma referência instantânea a ser rastreada, que é atualizada a cada período de amostragem, se faz necessário converter esse valor de amplitude em largura de pulso (PWM, do inglês *Pulse Width Modulation*), para que na média, a tensão de saída do inversor possua o mesmo valor da referência.

Nas seções futuras, será discutido como gerar o valor de referência, com uma devida estrutura de controle. Essa referência também depende do referencial adotado e também dos valores de tensão e corrente que se deseja atingir.

Em uma situação hipotética, caso a referência normalizada (u_{norm}) seja de $+0,6p.u.$, então entende-se que na média a tensão do inversor deve ser 60% de V_{cc} . Para alcançar isso, as chaves Q_1 e Q_4 devem conduzir 60% dentro do período de amostragem, entre a amostra atual e a próxima, para que a tensão seja $+V_{cc}$ na saída do inversor. Já o restante do período, 40%, a tensão de saída deve ser 0, sendo assim, altera-se o estado da chave Q_1 , para que entre em bloqueio. E para garantir valor 0 de tensão, coloca-se em condução a chave Q_2 . Na Figura 13 é ilustrado o comportamento esperado.

Na Figura 13a, Q_1 e Q_4 estão em condução, durante o intervalo t_0 até t_1 e a tensão de saída do inversor (V_{inv}) é $+V_{cc}$, como visto na curva em (13c). O tempo t_1 representa 60% do período de comutação das chaves, definido pela referência nessa situação hipotética. Na Figura 13b é para quando o tempo atinge t_1 , Q_1 entra em estado de bloqueio e Q_2 é ativado, forçando V_{inv} ser 0.

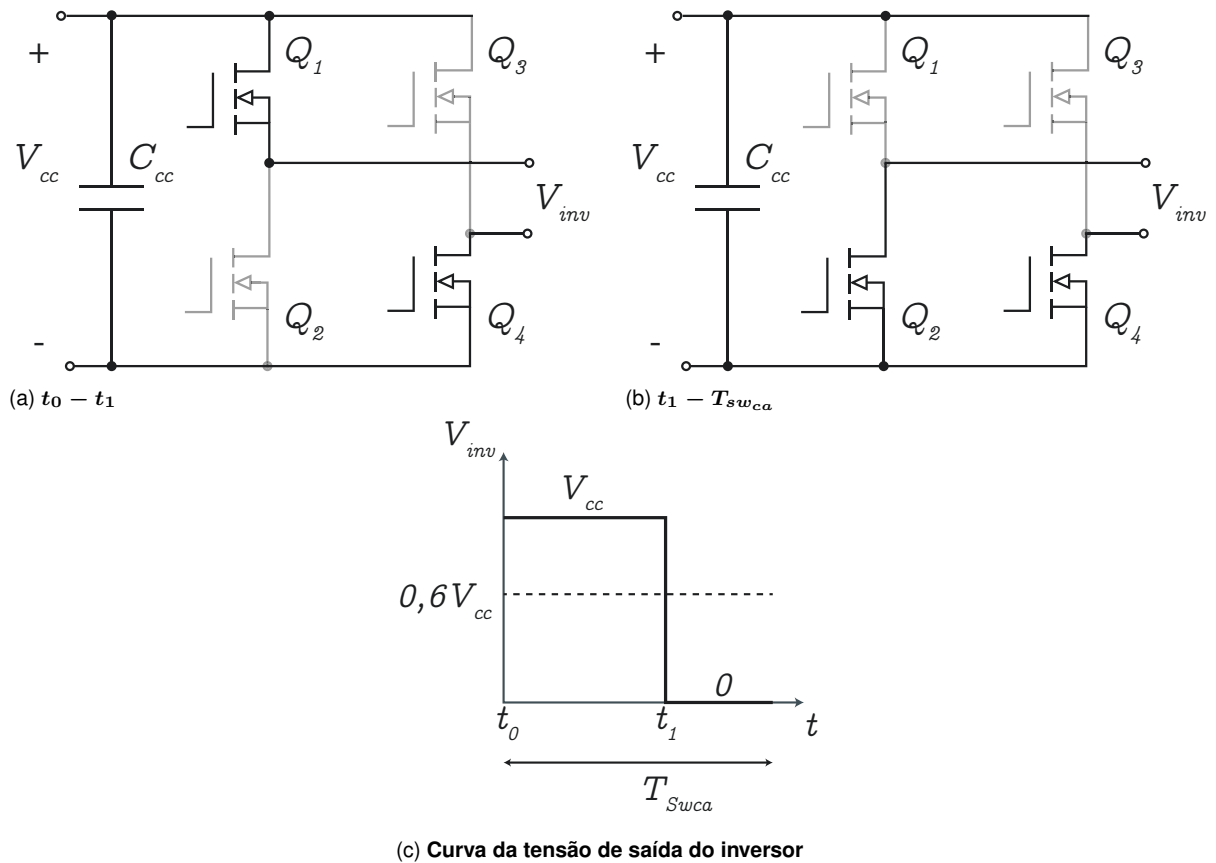


Figura 13: **Modo de operação das chaves**
Fonte: Adaptado de Teodorescu et al. (2011).

Dessa forma, a referência normalizada por V_{cc} deve ser a razão cíclica para as chaves. Com isso, é possível definir o tempo de condução t_1 , considerando que t_0 seja 0, como visto na Equação 18, sendo que D é a razão cíclica e T_{swca} o período de comutação.

$$t_1 = DT_{swca} = u_{norm}T_{swca} \quad (18)$$

Pela curva em 13c, é possível então definir a tensão média do inversor como o produto da razão cíclica pelo valor de tensão do barramento CC, como mostrado na Equação 19.

$$V_{inv} = \frac{t_1}{T_{swca}}V_{cc} = DV_{cc} \quad (19)$$

Substituindo o termo da razão cíclica na Equação 19, é possível verificar que a tensão média de saída do inversor seguirá a referência, em Volts, como visto na Equação 20.

$$V_{inv} = DV_{cc} = u_{norm}V_{cc} \quad (20)$$

Foi abordada a estratégia de modulação das chaves caso a referência seja positiva, porém haverá momentos que a referência será negativa, já que o objetivo será obter um sinal senoidal. Nesses instantes, a estratégia é bem semelhante, porém ao invés da condução inicial ser por Q_1 e Q_4 , será por Q_3 e Q_2 . Cumprindo o tempo de condução, $t_0 - t_1$, Q_3 passa para estado de bloqueio e Q_4 passa a conduzir, garantindo valor 0 na saída do inversor.

2.4.1.1 PWM ALINHADO AO CENTRO

Para gerar a largura de pulso das chaves (PWM), foi discutido que de acordo com a referência desejada, gera-se então um tempo de condução apropriado.

No exemplo mostrado, as chaves começam a conduzir no início da janela de amostragem. Porém, não necessariamente deve ser dessa forma. Adotando PWM alinhado ao centro, ou modulação três níveis, as chaves conduzem tanto no início, quanto no fim, do período de comutação, desde que seja respeitado o tempo de condução, definido por t_1 . A vantagem dessa abordagem é que a tensão do inversor comuta com o dobro da frequência de acionamento das chaves, isso leva a diminuição dos valores dos filtros passabaixas utilizados para o acoplamento do inversor com a rede elétrica. Os filtros passabaixas serão abordados nas seções futuras.

Para gerar o PWM alinhado ao centro, o contador do *timer* que vai gerar o PWM deve ser do tipo *up-down*. Dessa forma, é definida uma variável que vai vincular o modo de contagem do contador do PWM a frequência de comutação requerida. A determinação dessa variável é obtida na Equação 21.

$$TPR = \frac{f_{clock}}{2 * f_{PWM}} - 1 \quad (21)$$

Essa variável representa o período de comutação das chaves em número de contagens do contador do *timer-PWM*.

Deve-se calcular a cada interrupção do modulador PWM, o percentual de condução dentro de um período de amostragem, sendo que TPR corresponde a 100%. Um comparador para cada chave superior do inversor é criado, para saber o intervalo de condução e bloqueio. Caso a referência seja positiva os valores de comparação são definidos pela Equação 22.

$$\begin{aligned} COMP_A &= u_{norm} TPR \\ COMP_B &= 0 \end{aligned} \quad (22)$$

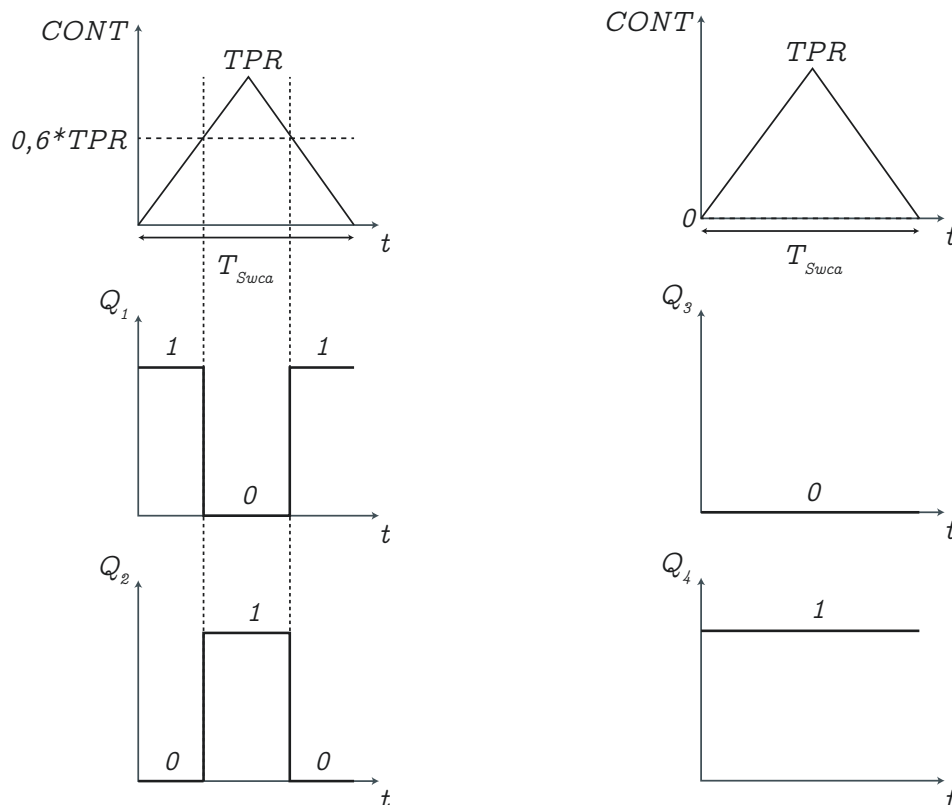
Já em instantes que a referência é negativa, os valores de comparação são definidos na Equação 23.

$$\begin{aligned} COMP_A &= 0 \\ COMP_B &= -u_{norm}TPR \end{aligned} \quad (23)$$

Sendo assim, as chaves superiores devem conduzir nos instantes em que o contador do *timer* for inferior ao valor de comparação. O Comparador A ($COMP_A$) trata da chave Q_1 , e o Comparador B ($COMP_B$) trata da chave Q_3 .

Já os estados das chaves inferiores (Q_2 e Q_4) são facilmente determinados, já que possuem lógica *not* da sua respectiva chave superior. Q_2 tem lógica *not* de Q_1 e Q_4 de Q_3 . Também dessa forma, não ocorre curto-circuito de braço, que é causado pela condução simultânea da chave superior e inferior do mesmo braço.

A fim de demonstrar como as chaves devem operar, é mostrado na Figura 14, os instantes em que todas as chaves são ativadas e bloqueadas para a uma referência de $+0,6p.u.$. Nota-se que quando o contador ultrapassa os valores de comparações, as respectivas chaves entram em bloqueio. Seguindo a Equação 22, o valor de comparação para Q_1 é calculado em $0,6 \cdot TPR$, e para Q_3 é definido como 0, por esse motivo Q_3 , permaneceu em bloqueio durante toda a janela de tempo.



(a) Comando das chaves Q_1 e Q_2

(b) Comando das chaves Q_3 e Q_4

Figura 14: Modo de operação das chaves com PWM alinhado ao centro
Fonte: Autoria própria.

Na situação ilustrada, também mostra-se a tensão de saída do inversor, como visto na Figura 15. É notável que, a média da tensão também se iguala ao valor de referência normalizada, como esperado.

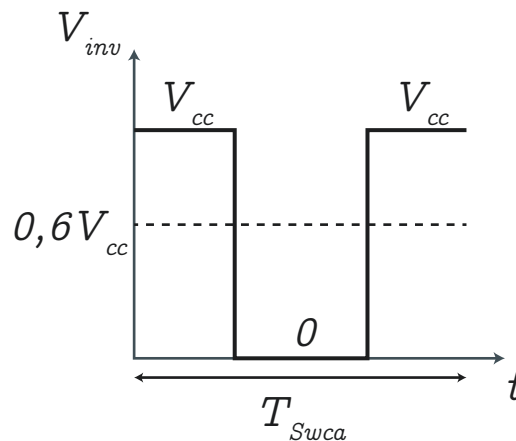


Figura 15: Tensão de saída do inversor com PWM alinhado ao centro
Fonte: Autoria própria.

2.4.2 FILTRO PASSABAIXAS

A utilização de um conversor CC-CA de alta frequência de comutação introduz um alto conteúdo harmônico na tensão e corrente da rede. Dessa forma, pode-se dispor de filtros passivos na saída do conversor (MARANGONI, 2012).

Os filtros passivos, como o nome sugere, são formados por elementos passivos. Os filtros mais encontrados são do tipo: L, LC e LCL. Os termos L e C se referem à indutores e capacitores, respectivamente.

Os filtros L, LC, LCL, se comportam como sistemas de primeira, segunda e terceira ordem, respectivamente. Cada indutor e capacitor utilizado no circuito é visto como uma variável de estado. Por esse motivo, esses filtros possuem atenuação de 20 dB/dec , 40 dB/dec e 60 dB/dec , respectivamente, de resposta em frequência (PUPO, 2015).

Quanto maior a atenuação do filtro, menor é o conteúdo harmônico inserido na rede, desde que o filtro esteja devidamente bem projetado. Porém, no caso do filtro LCL, que tem a maior atenuação dentre os mencionados, há um grande desafio para lidar com o ganho na frequência de ressonância, que ocorre em circuito com mais de duas variáveis de estados (YAO *et al.*, 2013; CHA; VU, 2010).

Na utilização de conversores chaveados conectados à rede, são mais encontrados os filtros L e LCL. Isso se dá pelo fato de que na saída do filtro que é acoplado na rede elétrica, dispõe-se de um indutor que tem dinâmica de corrente,

diminuindo assim a distorção harmônica do sinal (MARANGONI, 2012; PUPO, 2015).

Escolhe-se um filtro L, geralmente em redes fortes, por ser de mais fácil implementação, embora que, nessa topologia, o tamanho da indutor se torna maior quando comparados aos outros tipos de filtros. Nessa abordagem, também deve-se levar em consideração um aumento na frequência de comutação do conversor CC-CA, para que o filtro L seja capaz de atenuar os harmônicos de tensão (MARANGONI, 2012; AGUIAR, 2014; CHA; VU, 2010).

2.4.2.1 PROJETO DO FILTRO L

No presente trabalho, adotou-se a utilização de um filtro L para a conexão do conversor CC-CA à rede, assim como para realizar a atenuação de harmônicos, por possuir um projeto mais simplificado, em relação aos demais filtros (LC, LCL). Sendo assim, o sistema de geração fotovoltaico deve ser aplicado em uma região que a rede seja considerada forte, para que se obtenha uma operação satisfatória. Em redes fracas, o uso de um simples filtro L pode levar a uma alta taxa de distorção harmônica, levando ao descumprimento de normas de qualidade de energia (AGUIAR, 2014).

No projeto do filtro L, foi considerado a metodologia que relaciona a razão cíclica com o índice de modulação para o semiciclo positivo da componente fundamental de tensão do inversor (MACCARINI, 2009; PUPO, 2015).

Na Figura 16, é mostrado como é feito o acoplamento com à rede elétrica, por meio de um filtro L, formado apenas por uma indutância.

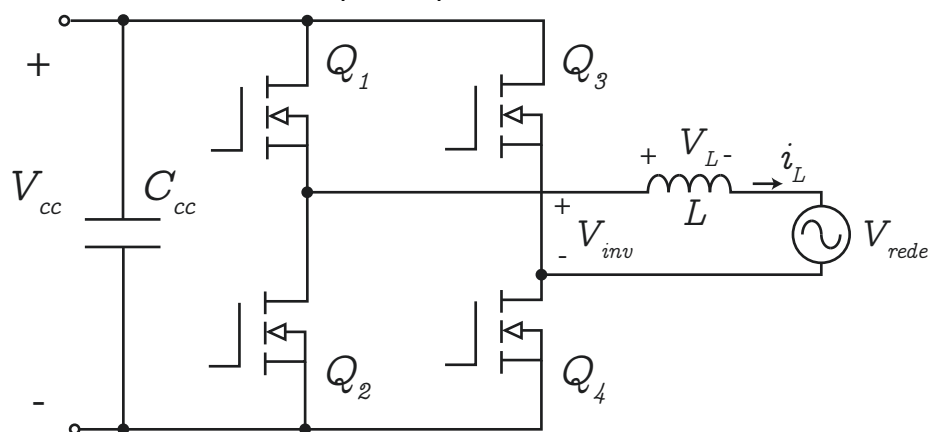


Figura 16: Inversor conectado à rede por meio de um filtro L
Fonte: Autoria própria.

Para se obter as equações necessárias de projeto, parte-se da etapas de operação do inversor para uma referência positiva, por exemplo.

Como visto na Figura 13, com uma referência positiva, de $t_0 - t_1$, as chaves

que são ativadas são Q_1 e Q_4 , aplicando tensão positiva na saída do filtro (V_{inv}), ou seja, $+V_{cc}$. Dessa forma, com a adição do filtro L e rede, aplicando Lei de Tensões de Kirchhoff obtém-se a Equação 24.

$$V_L = L \frac{di_L}{dt} = V_{cc} - V_{rede} \quad (24)$$

Conforme visto na Equação 20, em que é considerando um modelo médio para tensão, pode-se isolar a razão cíclica em função da tensão do inversor e do barramento CC, como visto na Equação 25.

$$D = \frac{V_{inv}}{V_{cc}} \quad (25)$$

A tensão da rede pode ser definida por uma função periódica, senoidal ou cossenoidal, aplicada no ângulo elétrico da rede, como visto na Equação 26.

$$V_{rede}(\theta) = V_{rede_{pk}} \cos(\theta) \quad (26)$$

É possível realizar uma aproximação de que a tensão na saída do inversor é igual a tensão da rede em função do tempo, considerando apenas a componente fundamental, como visto na Equação 27 (PUPO, 2015).

$$V_{inv}(t) = V_{rede}(t) \quad (27)$$

Substituindo (27) e (26) em (25), obtém-se uma função da razão cíclica em função do ângulo θ , visto na Equação 28.

$$D(\theta) = \frac{V_{rede_{pk}}}{V_{cc}} \cos(\theta) \quad (28)$$

Define-se o índice de modulação como visualizado na Equação 29 (MACCARINI, 2009).

$$M = \frac{V_{rede_{pk}}}{V_{cc}} \quad (29)$$

Após definir o índice de modulação, pode-se simplificar a Equação 28, resultando na Equação 30.

$$D(\theta) = M \cos(\theta) \quad (30)$$

Da Equação 24, simplifica-se o termo de diferenciação por variação, como visualizado na Equação 31.

$$V_L = L \frac{\Delta i_L}{\Delta t} = V_{cc} - V_{rede} \quad (31)$$

O parâmetro Δi_L da Equação 31 é a variação de corrente do indutor, dada pela Equação 32.

$$\Delta i_L = I_{L_{max}} - I_{L_{min}} \quad (32)$$

Já Δt é a janela de tempo entre o início do chaveamento e o término de condução, dado pela Equação 33.

$$\Delta t = D(\theta)T_{sw_{ca}} = \frac{V_{rede_{pk}}}{V_{cc}} \cos(\theta) T_{sw_{ca}} \quad (33)$$

Dessa forma, substituindo (33) em (31), obtém-se a Equação 34.

$$L \frac{\Delta i_L}{\frac{V_{rede_{pk}}}{V_{cc}} \cos(\theta) T_{sw_{ca}}} = V_{cc} - V_{rede} \quad (34)$$

Manipulando (34), encontra-se a Equação 35, que é compreendido como uma ondulação de corrente normalizada (PUPO, 2015).

$$\frac{L \Delta i_L}{T_{sw_{ca}} V_{cc}} = \frac{V_{rede_{pk}}}{V_{cc}} \cos(\theta) - \left(\frac{V_{rede_{pk}}}{V_{cc}} \cos(\theta) \right)^2 = \overline{\Delta i_L} \quad (35)$$

Escrevendo a ondulação de corrente normalizada em função do índice de modulação, obtém-se a Equação 36.

$$\overline{\Delta i_L} = M \cos(\theta) - M^2 \cos^2(\theta) \quad (36)$$

Visando encontrar o valor máximo de ondulação normalizada, deriva-se a Equação 36 em relação ao ângulo θ e assume-se o valor zero para esta equação. A Equação 37 apresenta o procedimento descrito.

$$\frac{d(\overline{\Delta i_L})}{d\theta} = -M \sin(\theta) + 2 \sin(\theta) M^2 \cos(\theta) = 0 \quad (37)$$

Colocando o ângulo θ em evidência obtém-se a Equação 38.

$$\theta_{max} = \arccos\left(\frac{1}{2M}\right) \quad (38)$$

Os ângulos θ_{max} encontrados implicam, ao aplicar em (36), nos maiores valores globais da função $\overline{\Delta i_L}$, obtendo assim $\overline{\Delta I_{Lmax}}$ (PUPO, 2015).

Sendo assim, para determinar a indutância do filtro, basta isolar L em (35) e aplicar os valores requeridos de projeto. A Equação 39 mostra como obter a indutância.

$$L = \frac{\overline{\Delta I_{Lmax}} V_{cc} T_{swca}}{\Delta i_L} \quad (39)$$

É possível reescrever a Equação 39 em função da frequência de chaveamento do conversor, obtendo-se a Equação 40.

$$L = \frac{\overline{\Delta I_{Lmax}} V_{cc}}{\Delta i_L f_{swca}} \quad (40)$$

Porém, no presente trabalho, adotou-se a modulação alinhada ao centro. Como visto no exemplo abordado na Figura 15, a tensão do inversor comuta com o dobro da frequência em relação ao modo de acionamento das chaves alinhado à borda, Figura 13c. A Equação 40 foi desenvolvida para o PWM alinhado à borda, dessa forma, para adaptar para o acionamento alinhado ao centro, basta considerar que a frequência de comutação é o dobro da frequência de acionamento das chaves, pois é nessa frequência que o filtro será excitado. Com isso a indutância do filtro L é projetada com a Equação 41.

$$L = \frac{\overline{\Delta I_{Lmax}} V_{cc}}{2\Delta i_L f_{swca}} \quad (41)$$

2.4.3 MODELAGEM DO INVERSOR CONECTADO À REDE ELÉTRICA

Visando realizar o controle da corrente despachada do inversor para à rede elétrica, modela-se a dinâmica do inversor conectado à rede por meio do filtro L . Além disso, considera-se uma carga local, conectada ao ponto de conexão comum. A topologia do circuito pode ser visualizado na Figura 17.

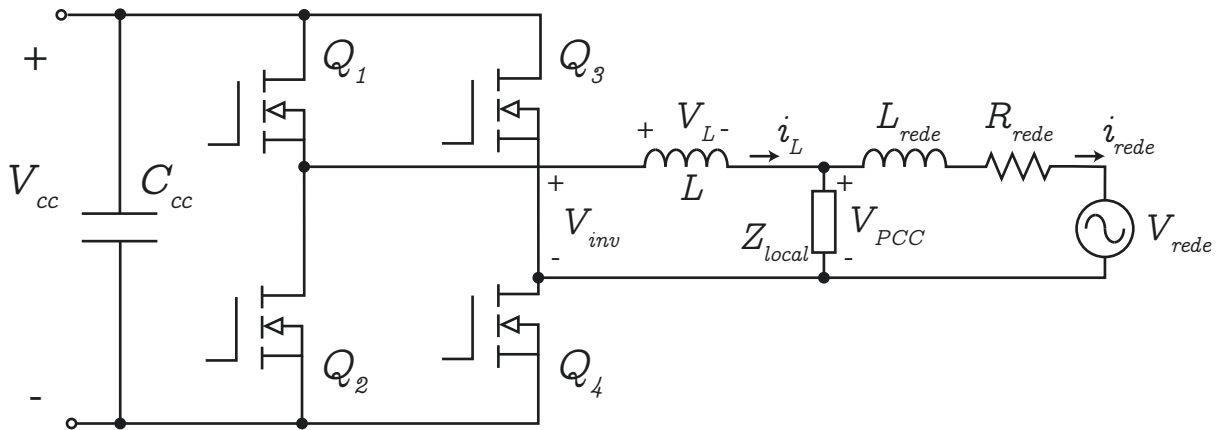


Figura 17: **Inversor conectado à rede elétrica**
Fonte: Autoria própria.

2.4.3.1 TRANSFORMADAS DE CLARK E PARK

Um das formas de se obter o modelo dinâmico do sistema em análise é por meio das equações de Kirchhoff, resultando em um modelo em tempo contínuo em um referencial natural. Porém, pode-se transformar essas variáveis do sistema em um novo referencial, como em um outro domínio de referencial estático (eixos $\alpha - \beta$). Há também um outro referencial, denominado referencial síncrono (eixos $d - q$).

Esses referenciais mencionados foram desenvolvidos para sistemas trifásicos equilibrados, como para tensões ou campos girantes. Porém, podem também ser utilizados para sistemas monofásicos, como o do presente trabalho.

No referencial estático as grandezas são girantes representadas por fasores nos eixos α e β . Nesse referencial cria-se um eixo virtual, eixo β , com defasagem de 90° em relação ao eixo α . Em sistemas monofásicos, o eixo α é obtido como a própria variável no referencial natural. Com isso, decompõe-se os fasores do sistema natural nos eixos α e β . A transformação para $\alpha - \beta$ é conhecida como transformada de Clark.

No referencial síncrono, as grandezas são vistas como valores contínuos. Isso ocorre, pois o eixos de referências ($d - q$) também rotacionam juntamente com os fasores, na mesma velocidade angular. Sendo assim, as grandezas sempre são vista de maneira estacionária. Para levar o sistema para esse domínio girante, a partir do referencial estático, é necessário realizar a transformada de Park.

Ao referir o sistema natural monofásico, para o referencial síncrono, com a transformada de Park, se obtém a vantagem de utilizar controladores de simples parametrização ou projeto, como os do tipo Proporcional-Integral (PI). Sendo que, a viabilidade dos controladores PI se dá pelo fato das grandezas serem vistas como

valores contínuos, e sabe-se que esses controladores têm um bom desempenho para referências constantes. Não se aplicaria no referencial natural, pois a referência de controle (corrente injetada à rede) deve possuir comportamento senoidal (ZHANG *et al.*, 2002; AGUIAR, 2014).

Na Figura 18 é possível visualizar os eixos de referência no referencial natural (monofásico), estacionário ($\alpha - \beta$) e síncrono ($d - q$), assim como a respectiva composição em cada eixo para realizar a transformada de Park.

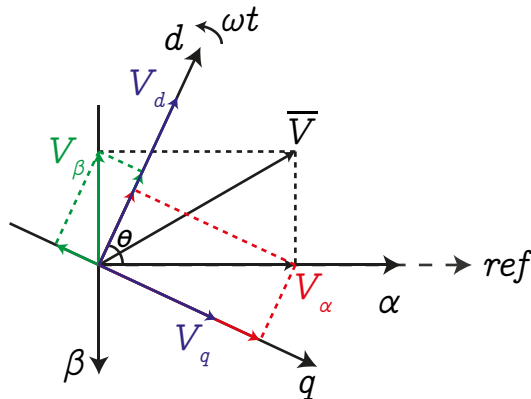


Figura 18: **Relação entre os eixos: natural, estático e síncrono**
 Fonte: Adaptado de Aguiar (2014).

Conforme a Figura 18, o fasor de tensão é decomposto nos eixos α e β . Após isso, os fasores do referencial estático podem ser decompostos nos eixos direto, d , e de quadratura, q , de acordo com o ângulo θ .

Para criação do eixo virtual β , utilizou-se a estrutura de PLL Ressonante (PLL - *Phase-Locked-Loop*) (TEODORESCU *et al.*, 2011; LISTON JUNIOR, 2015) conforme visto na Figura 19. Dessa forma, o eixo β é gerado sem deformações, inserindo apenas um atraso de 90° em relação ao sinal α .

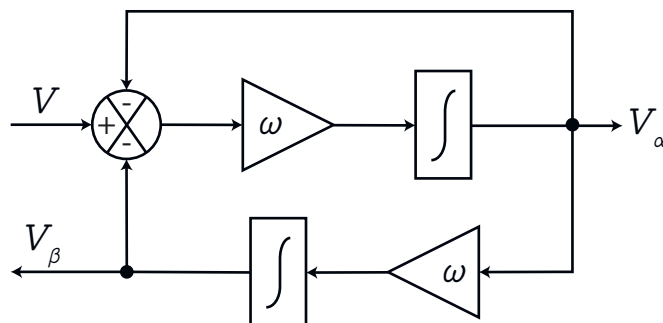


Figura 19: **PLL Ressonante**
 Fonte: Adaptado de Liston Junior (2015).

O ganho ω é referente à frequência angular nominal do sinal de entrada da estrutura. Na Figura 19 foi mostrado que o sinal de entrada é uma tensão, porém esse sinal pode ser qualquer grandeza que se deseja transformar para o referencial

estático.

Observa-se na Figura 18 que para obter as grandezas no referencial síncrono, é necessário a decomposição dos valores do referencial estático em relação ao ângulo θ que varia ao longo do tempo, já que os eixos $d - q$ estão linearmente rotacionando. Essa decomposição é realizada pela transformada de Park e a relação algébrica pode ser vista na Equação 42.

$$\begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \text{sen}(\theta) \\ \text{sen}(\theta) & -\cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} \quad (42)$$

Define-se a matriz de transformação como:

$$T_{dq} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \text{sen}(\theta) \\ \text{sen}(\theta) & -\cos(\theta) \end{bmatrix}. \quad (43)$$

Conforme a Figura 18, para realizar a transformada de Park é necessário obter o ângulo θ como referência para transformação. Porém, pela matriz de transformação (Equação 43) não necessariamente é imprescindível o ângulo θ , pois na realidade é preciso das funções cosseno e seno aplicadas nesse ângulo. Como o eixo α será o mesmo da variável de referência natural e o eixo β com defasagem de 90° , as funções cosseno e seno podem ser calculadas como visto na Equação 44, de forma normalizada.

$$\begin{aligned} \cos(\theta) &= \frac{\alpha}{\sqrt{\alpha^2 + \beta^2}} \\ \text{sen}(\theta) &= \frac{\beta}{\sqrt{\alpha^2 + \beta^2}} \end{aligned} \quad (44)$$

Portanto é necessário escolher uma grandeza para ser a referência angular para realizar as devidas transformações, tanto para $\alpha - \beta$, quanto para $d - q$. Para o modo *on-grid*, geralmente se define como a tensão do PCC para ser a referência e então calcula-se as funções cosseno e seno a partir dela. Assim, as transformações para o referencial síncrono terão como referência a tensão V_{PCC} .

2.4.3.2 OBTENÇÃO DO MODELO NO REFERENCIAL SÍNCRONO

Conforme comentado, realizando o controle no referencial síncrono, é possível utilizar controladores PI, considerados de fácil implementação.

Para se obter o modelo do inversor conectado à rede elétrica, por meio do filtro L , com carga local (Figura 17), percorre-se a malha de tensão, do lado do inversor como pode ser visualizado na Equação 45. Vale ressaltar, que a dinâmica do chaveamento do conversor é inferior as dinâmicas do controle de tensão e corrente, sendo assim, é considerado um modelo médio para V_{inv} , sendo o produto da razão cíclica por V_{cc} , conforme discutido anteriormente (AGUIAR, 2014).

$$\dot{i}_L = \frac{1}{L}V_{inv} - \frac{1}{L}V_{PCC} \quad (45)$$

A Equação 45, representa o modelo em espaço de estados, considerando a tensão do inversor como entrada ou sinal de controle e a tensão do ponto de conexão como distúrbio.

Cria-se então um eixo virtual para o eixo β , defasado em 90° do eixo α . Dessa forma, determina-se o modelo em espaço de estados no referencial estático, organizado na forma matricial, conforme visto na Equação 46.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L\alpha} \\ \dot{i}_{L\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{inv\alpha} \\ V_{inv\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{PCC\alpha} \\ V_{PCC\beta} \end{bmatrix} \quad (46)$$

Dessa forma, tem-se um modelo da forma expressa na Equação 47.

$$\dot{X}_{\alpha\beta} = BU_{\alpha\beta} + CW_{\alpha\beta} \quad (47)$$

Para se obter as variáveis em $d - q$, é necessário multiplicar a matriz de transformação (43) pelas variáveis em $\alpha - \beta$ (AGUIAR, 2014), encontrando a Equação 48.

$$X_{dq} = T_{dq}X_{\alpha\beta} \quad (48)$$

Já a relação inversa é obtida da forma vista na Equação 49.

$$X_{\alpha\beta} = T_{dq}^{-1}X_{dq} \quad (49)$$

Utilizando o mesmo raciocínio de (49) em (47) e expandindo o termo da derivada, encontra-se a Equação 50.

$$\dot{T}_{dq}^{-1} X_{dq} + T_{dq}^{-1} \dot{X}_{dq} = BT_{dq}^{-1} U_{dq} + CT_{dq}^{-1} W_{dq} \quad (50)$$

A propriedade de diferenciação de matrizes é expressa pela Equação 51.

$$\dot{T}_{dq}^{-1} = -T_{dq}^{-1} \dot{T}_{dq} T_{dq}^{-1} \quad (51)$$

Utilizando-se (51) em (50), obtém-se a Equação 52.

$$(-T_{dq}^{-1} \dot{T}_{dq} T_{dq}^{-1}) X_{dq} + T_{dq}^{-1} \dot{X}_{dq} = BT_{dq}^{-1} U_{dq} + CT_{dq}^{-1} W_{dq} \quad (52)$$

Manipula-se a Equação 52 a fim de obter-se um modelo de espaço de estados, como apresentado na Equação 53.

$$\dot{X}_{dq} = \dot{T}_{dq} T_{dq}^{-1} X_{dq} + T_{dq} B T_{dq}^{-1} U_{dq} + T_{dq} C T_{dq}^{-1} W_{dq} \quad (53)$$

Definiu-se a matriz de transformação T_{dq} em (43), já a sua inversa assume o mesmo valor, sendo que $\theta = \omega t$, como apresentado na Equação 54.

$$T_{dq}^{-1} = T_{dq} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ \sin(\omega t) & -\cos(\omega t) \end{bmatrix} \quad (54)$$

Já a derivada da matriz de transformação em relação ao tempo, é mostrada na Equação 55.

$$\dot{T}_{dq} = \begin{bmatrix} -\omega \sin(\omega t) & \omega \cos(\omega t) \\ \omega \cos(\omega t) & \omega \sin(\omega t) \end{bmatrix} \quad (55)$$

Dessa forma o termo $\dot{T}_{dq} T_{dq}^{-1}$ é mostrado na Equação 56.

$$\dot{T}_{dq} T_{dq}^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \quad (56)$$

Sendo assim, o modelo em espaço de estados do inversor conectado à rede elétrica no referencial síncrono é visualizado na Equação 57.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L_d} \\ \dot{i}_{L_q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_d} \\ i_{L_q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{inv_d} \\ V_{inv_q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{PCC_d} \\ V_{PCC_q} \end{bmatrix} \quad (57)$$

Ou ainda de maneira reduzida, mesclando o vetor de entradas com o de distúrbios, encontra-se a Equação 58.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L_d} \\ \dot{i}_{L_q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_d} \\ i_{L_q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{inv_d} - V_{PCC_d} \\ V_{inv_q} - V_{PCC_q} \end{bmatrix} \quad (58)$$

2.4.3.3 OBTENÇÃO DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA A PARTIR DO MODELO EM ESPAÇO DE ESTADOS

. A partir do modelo de espaços de estados obtido no referencial síncrono para o inversor conectado à rede elétrica, pode-se encontrar a função de transferência equivalente no domínio da frequência. Para isso, seleciona-se a primeira linha das equações de espaços de estado em (58) como apresentado na Equação 59.

$$\dot{i}_{L_d} = -\omega i_{L_q} + \frac{1}{L} V_{inv_d} - \frac{1}{L} V_{PCC_d} \quad (59)$$

Multiplicando toda a Equação 59 pela indutância do filtro, obtém-se a Equação 60.

$$L \dot{i}_{L_d} = -\omega L i_{L_q} + V_{inv_d} - V_{PCC_d} \quad (60)$$

Já a segunda linha do modelo em espaço de estados é dada pela Equação 61.

$$L \dot{i}_{L_q} = \omega L i_{L_d} + V_{inv_q} - V_{PCC_q} \quad (61)$$

Observa-se que há um termo de acoplamento, $\pm \omega L i_{L_{(dq)}}$, em (60) e (61), além dos termos $-V_{PCC_d}$ e $-V_{PCC_q}$ que influenciam na dinâmica do inversor e filtro (AGUIAR, 2014). Para tornar os eixos $d - q$ desacoplados convém definir os termos u_d e u_q dados pela Equação 62.

$$\begin{aligned} u_d &= -\omega L i_{L_q} + V_{inv_d} - V_{PCC_d} \\ u_q &= \omega L i_{L_d} + V_{inv_q} - V_{PCC_q} \end{aligned} \quad (62)$$

Dessa forma, as Equações (60) e (61) podem ser reescritas, como mostrado na Equação 63.

$$\begin{aligned} L\dot{i}_{L_d} &= u_d \\ L\dot{i}_{L_q} &= u_q \end{aligned} \quad (63)$$

Aplicando transformada de Laplace em (63), encontra-se a Equação 64.

$$\begin{aligned} LsI_{L_d}(s) &= U_d(s) \\ LsI_{L_q}(s) &= U_q(s) \end{aligned} \quad (64)$$

Sendo assim, as funções de transferência para cada eixo independente são exibidas na Equação 65.

$$\begin{aligned} G_{iL}(s) &= \frac{I_{L_d}(s)}{U_d(s)} = \frac{1}{sL} \\ G_{iL}(s) &= \frac{I_{L_q}(s)}{U_q(s)} = \frac{1}{sL} \end{aligned} \quad (65)$$

2.5 SISTEMA DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA

O sistema fotovoltaico, operando unicamente, não consegue entregar uma potência de referência, definida pelo usuário ou operador, para a rede. Essa característica é da própria tecnologia de geração, pois as condições climáticas, principalmente irradiância e temperatura, influenciam na potência de saída da planta fotovoltaica (CHEN *et al.*, 2013).

Em algumas aplicações de sistemas fotovoltaicos, dispõe-se de um Sistema de Armazenamento de Energia (ESS, do inglês *Energy Storage System*). Esse sistema de armazenamento pode ser constituído por baterias recarregáveis como: Lítio (Li), Níquel-Cádmio (NiCd), chumbo-ácido e sódio-enxofre (POULLIKKAS, 2013).

Se torna atrativo o uso de um Sistema de Armazenamento de Energia em Bateria (BESS, do inglês *Battery Energy Storage System*) para compor o sistema de geração distribuído, para tornar o sistema fotovoltaico despachável, solucionando o problema da intermitência de sua potência de saída. A característica despachável é encontrada em geradores de sistemas de potência, que usam geração térmica, hidrelétrica, entre outros, para conversão em energia elétrica (BRENNAN *et al.*, 2016). Embora a utilização de um sistema de armazenamento de energia apresente uma

solução adequada para a intermitência da potência de geração fotovoltaica, essa solução tem uma desvantagem significativa, que é o custo elevado das baterias, por isso não é utilizada em larga escala.

O sistema de armazenamento pode tanto fornecer ou absorver energia elétrica para compensar a energia gerada pelos painéis solares. Ou seja, o fluxo de potência entre o banco de baterias (BESS) deve ser bidirecional. Dessa forma, em aplicações de baixa tensão, o barramento CC é compartilhado com o arranjo fotovoltaico e pelo banco de baterias, sendo possível manter a capacidade de potência disponível para que o inversor a entregue à rede (BRENNA *et al.*, 2016).

É importante destacar que as tensões típicas de baterias não são compatíveis com as tensões típicas adotadas para barramentos CC. Por esse motivo, nesses casos de incompatibilidade de tensão nominal, é necessário incluir um conversor de tensão CC-CC para realizar o acoplamento das baterias com o barramento CC. Esse conversor CC-CC deve ser bidirecional, permitindo o fluxo para ambos os lados, conforme comentado.

Visando solucionar a intermitência de geração, em aplicações fotovoltaicas pode-se utilizar baterias de lítio. Esse tipo de bateria apresenta um bom custo benefício quando comparada com outras, como a de sódio-enxofre ou níquel-cádmio. Na comparação é avaliado os parâmetros: efeito de memória, densidade de potência, densidade de energia, tempo de resposta, número de ciclos, eficiência, entre outros. A bateria de níquel-cádmio apresenta uma vida útil média maior em relação a bateria de Lítio, porém nos outros critérios acaba se tornando inferior. Já a bateria de sódio-enxofre apresenta números bem próximos ao da bateria de lítio, até superiores em relação a densidade de energia e vida útil, porém é inferior no critério densidade de potência e eficiência. Então para aplicações de flutuações de potências a de lítio se torna mais atrativa, pois é necessário um menor volume para um mesmo valor de potência instantânea. (POULLIKKAS, 2013).

Um parâmetro importante de um BESS é o Estado de Carga (*SoC*, do inglês *State of Charge*). O *SoC* é a capacidade de energia das baterias expressa em percentual. Para preservar a bateria, visando prolongar sua vida útil, não se deve realizar a sobrecarga, nem a descarga total (BARCELONA *et al.*, 2015). Com isso, pode-se selecionar a região de operação, mostrada na Equação 66, para que sejam evitados os extremos de operação.

$$20\% < SoC < 90\% \quad (66)$$

2.5.1 CONVERSOR *HALF-BRIDGE*

Existem diversos conversores CC-CC bidirecionais encontrados na literatura e em diversas aplicações. Dentre eles, existem os conversores isolados e não-isolados.

Os conversores isolados se sobressaem em relação ao não-isolados pela sua característica de possuir isolamento galvânica, ou seja, um transformador realiza o acoplamento entre os lados de entrada e saída. Porém, na utilização desses conversores devem ser tomadas algumas precauções, para evitar a saturação do núcleo magnético (VIEIRA, 2019).

No presente trabalho, adotou-se o conversor *half-bridge* não-isolado, ou meia ponte, para ser o conversor CC-CC bidirecional entre o barramento CC e o BESS, Figura 20. Essa escolha é pelo fato de ser um conversor simples, com poucos elementos e também apenas a efeito de exemplificação de um sistema de geração híbrido, constituído de geração solar e alimentação de um banco de baterias. Sendo assim, não há preocupações no sentido de implementação real para o conversor e classe de potência, já que esse trabalho tem como objetivo uma simulação em tempo real, porém com componentes ideais.

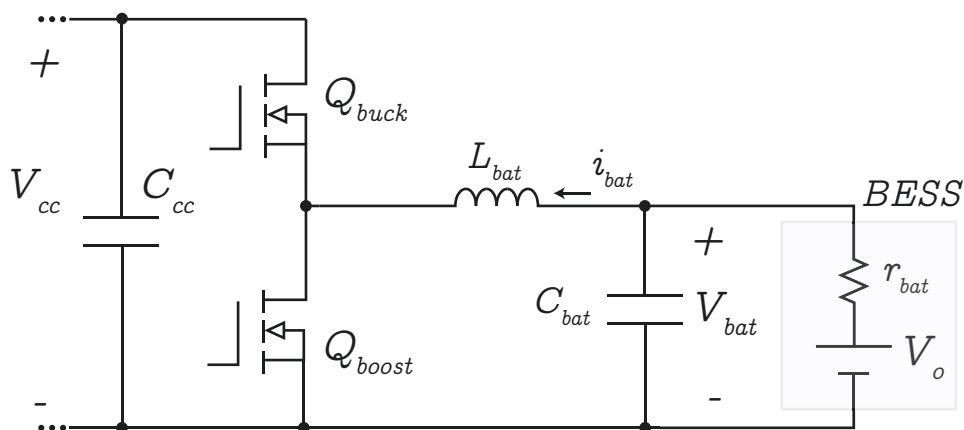


Figura 20: **Acoplamento do BESS ao barramento CC por meio de um conversor *half-bridge***

Fonte: Adaptado de Souza *et al.* (2018).

Na Figura 20 é mostrado como será feita a implementação do conversor para o sistema de geração. Observa-se que há um filtro LC, passabaixas de segunda ordem, para o acoplamento do conversor e banco de baterias (BESS). Isso se torna viável, pois há um elemento com dinâmica de corrente, o indutor. Dessa forma, é possível controlar a corrente que o banco de baterias fornece ou absorve do barramento CC. Já o capacitor, tem a função de diminuir o *ripple* da tensão da bateria (no modelo adotado).

Basicamente, o conversor *half-bridge* é uma junção do conversor *buck* e *boost*, como ilustrado na Figura 20, pelos nomes dados as chaves semicondutoras. Em toda operação do conversor as chaves são acionadas de maneira complementar. Adotou-se um fluxo de potência positivo, quando o BESS fornece energia para o barramento CC, conforme indicado pelo sentido da corrente do indutor do filtro LC, L_{bat} (SOUZA *et al.*, 2018).

Na Figura 20, o modelo elétrico do banco de baterias é exibido como sendo uma fonte de tensão constante (V_o) e uma resistência série (r_{bat}). Esse é o modelo adotado no presente trabalho, que também é o modelo considerado no emulador *Typhoon HIL*, em que será implementado o sistema híbrido de geração solar. O valor da fonte de tensão representa a tensão de circuito aberto do BESS, já a resistência série, representa as perdas internas por efeito Joule (VIEIRA, 2019).

As equações para calcular os valores do indutor e capacitor do filtro LC, são exibidas mostradas na Equação 67 (VIEIRA, 2019).

$$L_{bat} = \frac{(V_{cc} - V_{bat})\left(1 - \frac{V_{bat}}{V_{cc}}\right)}{\Delta i_{bat} f_{bat}} \quad (67)$$

$$C_{bat} = \frac{\left(1 - 2\frac{V_{bat}}{V_{cc}}\right)}{32\Delta V_{bat} L_{bat} f_{bat}^2}$$

Os parâmetros da Equação 67 são identificados a seguir.

- Δi_{bat} - *ripple* de corrente no indutor L_{bat} [A];
- ΔV_{bat} - *ripple* de tensão no banco de baterias [%];
- f_{bat} - frequência de comutação do conversor *half-bridge* [Hz].

2.5.1.1 MODELAGEM DO CONVERSOR HALF-BRIDGE

Para obter o modelo dinâmico do conversor *half-bridge* com filtro LC foi empregado a estratégia de modelo médio como realizado em Barbi (2015).

Primeiramente, equacionou-se o circuito durante a condução da chave Q_{boost} , como mostrado na Equação 68.

$$\frac{di_{bat}}{dt} = \frac{V_{bat}}{L_{bat}} \quad (68)$$

Após isso, equacionou-se o circuito durante a condução da chave Q_{buck} , como visto na Equação 69.

$$\frac{di_{bat}}{dt} = \frac{V_{bat} - V_{cc}}{L_{bat}} \quad (69)$$

Após obter as equações que descrevem o funcionamento do conversor, multiplica-se a equação da primeira etapa pela razão cíclica e a equação da segunda etapa pelo complemento da razão cíclica. Essas duas etapas são mostradas na Equação 70.

$$\begin{aligned} d_{bat} \frac{di_{bat}}{dt} &= d_{bat} \frac{V_{bat}}{L_{bat}} \\ (1 - d_{bat}) \frac{di_{bat}}{dt} &= (1 - d_{bat}) \frac{V_{bat} - V_{cc}}{L_{bat}} \end{aligned} \quad (70)$$

Ao realizar a soma da equação da primeira com a segunda etapa, obtém-se o modelo médio do conversor, visto na Equação 71.

$$\frac{di_{bat}}{dt} = \frac{V_{bat}}{L_{bat}} - \frac{V_{cc}}{L_{bat}} + \frac{V_{cc}}{L_{bat}} d_{bat} \quad (71)$$

Ao desprezar os termos invariantes, ou seja, termos que não estão acoplados com a corrente i_{bat} e a razão cíclica do conversor d_{bat} , é possível aplicar a transformada de Laplace para encontrar a função de transferência que relaciona a corrente i_{bat} como saída, e a razão cíclica d_{bat} como entrada, como mostrado na Equação 72.

$$G_{BESS}(s) = \frac{i_{bat}(s)}{u_{bat}(s)} = V_{cc} \frac{1}{sL_{bat}} \quad (72)$$

3 SISTEMA PROPOSTO

No presente trabalho, o objetivo geral é a implementação de um gerenciador inteligente de energia para o despacho de potência para sistemas fotovoltaicos. No capítulo 2 foram mostrados os estágios típicos da conversão fotovoltaica, assim como, foram apresentados os equacionamentos e modelagem pertinentes. Nesse capítulo, serão calculados os elementos abordados anteriormente, assim como o projeto dos controladores necessários para a operação do sistema. Na Figura 21 é mostrado o sistema fotovoltaico abordado nesse trabalho, para que nos capítulos futuros haja possibilidade de realizar a implementação de um gerenciador inteligente de energia.

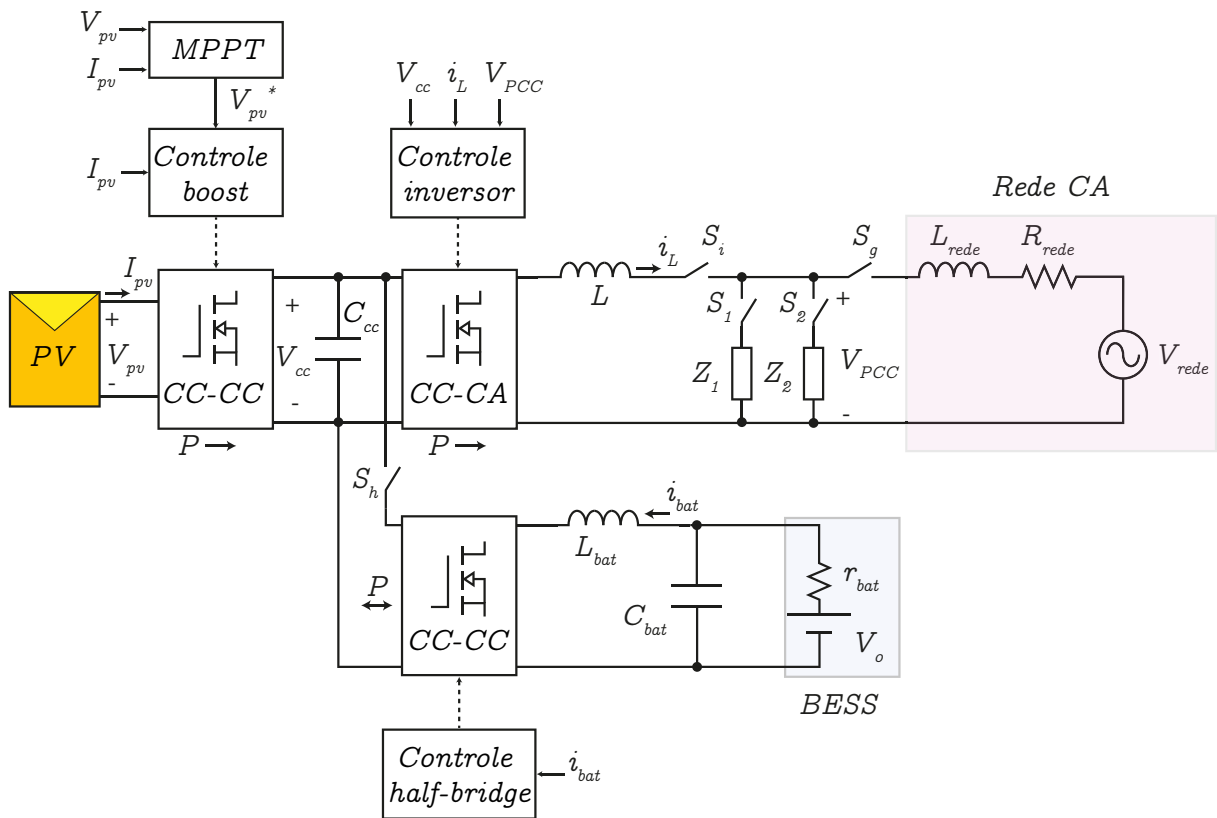


Figura 21: Topologia da geração distribuída fotovoltaica
Fonte: Adaptado de Brandão *et al.* (2013).

Na Figura 21 é mostrada a topologia para o sistema fotovoltaico, sendo que o conversor CC-CC com fluxo de potência unidirecional é o conversor *boost*, já o conversor com fluxo de potência bidirecional é o *half-bridge*. O conversor CC-CA é o inversor em ponte completa, e o filtro passabaixas é um filtro L, primeira ordem. As estruturas de controles serão abordadas nesse capítulo.

Os parâmetros do sistema podem ser visualizados na Tabela 2 e são utilizados para o cálculo dos elementos do sistema. Os dados do painel solar são para a operação sob a irradiância solar de 1000 W/m^2 e temperatura de 25°C .

Tabela 2: **Parâmetros de projeto**

Painel solar	
Potência nominal (P_{mp})	350 W
Tensão nominal (V_{mp})	33,3 V
Corrente nominal (I_{mp})	10,52 A
Tensão de circuito aberto (V_{oc})	40,0 V
Corrente de curto-circuito (I_{sc})	11,28 A
Conversor boost	
Frequência de comutação ($f_{sw_{cc}}$)	40 kHz
Conversor bidirecional half-bridge	
Frequência de comutação (f_{bat})	40 kHz
Tensão nominal da bateria (V_{bat})	48 V
Capacidade da bateria (C_{nom})	48 Ah
Barramento CC	
Tensão nominal (V_{cc})	300 V
Inversor de potência	
Frequência de comutação ($f_{sw_{ca}}$)	20 kHz
Rede elétrica	
Tensão eficaz da rede (V_{rede})	127 V
Frequência nominal (f_{rede})	60 Hz
Parâmetros de controle	
Frequência de amostragem para os controladores (f_s)	20 kHz
Frequência de amostragem para o bloco MPPT ($f_{s_{MPPT}}$)	10 Hz

Na Tabela 2 são exibidos os dados do painel solar HiKu CS3L-350MS da fabricante Canadian Solar Inc. No presente trabalho decidiu-se utilizar o arranjo em série de três desses painéis. Dessa forma, os valores nominais do arranjo são mostrados na Tabela 3.

Tabela 3: **Parâmetros para o arranjo de três painéis HiKu CS3L-350MS**

Painel solar	
Potência nominal (P_{mp})	1050 W
Tensão nominal (V_{mp})	99,9 V
Corrente nominal (I_{mp})	10,52 A
Tensão de circuito aberto (V_{oc})	120,0 V
Corrente de curto-circuito (I_{sc})	11,28 A

A frequência de comutação do conversor *boost* foi escolhida respeitando os limites típicos discutidos na seção 2.2. Já a frequência de comutação do inversor foi escolhida respeitando a frequência audível do ser humano. O valor de tensão eficaz foi adotado de acordo com a tensão monofásica da rede de distribuição urbana de

Pato Branco e a frequência é padronizada como 60 Hz em todo território nacional.

O valor de tensão do barramento CC foi definido respeitando o mínimo valor para a modulação adequada do inversor, que é igual ao valor de pico da rede, ou seja, $127\sqrt{2} = 179,6 \text{ V}$. A partir desse valor, multiplicou-se por um índice de segurança, para que o valor adotado seja maior ao mínimo em 50% ou mais. Isso foi realizado para garantir que a tensão do barramento CC seja sempre maior que a tensão da rede. Essa medida de precaução foi tomada para caso ocorra algum afundamento na tensão do barramento CC e o sistema passe operar de maneira não desejada.

A capacidade do banco de baterias ou da bateria foi considerada para um abastecimento aproximado de duas horas, para potência nominal do inversor. A frequência de comutação do conversor segue o mesmo critério do conversor *boost*.

3.1 CÁLCULO DA INDUTÂNCIA E CAPACITÂNCIA DO CONVERSOR BOOST

Com os parâmetros do sistema é possível calcular a indutância e a capacitância do conversor *boost*, considerando o ponto de máxima potência para condições nominais.

Primeiramente, calcula-se a razão cíclica do conversor *boost*, substituindo os valores de projeto na Equação 4, resultando na Equação 73.

$$d = \frac{300 - 99,9}{300} = 0,667 \quad (73)$$

A corrente média do indutor é calculada com a Equação 6, resultando na Equação 74.

$$I_{Lpv} = \frac{300^2}{99,9 \cdot 85,714} = 10,51 \text{ A} \quad (74)$$

Sendo assim, considerando um *ripple* da corrente do indutor de 10%, valor típico para conversores chaveados CC-CC, a indutância calculada a partir da Equação 5 resulta no valor mostrado pela Equação 75.

$$L_{pv} = \frac{99,9 \cdot 0,667}{40000 \cdot 0,1 \cdot 10,51} = 1,585 \text{ mH} \quad (75)$$

Adotando um *ripple* de tensão de saída de 5% do capacitor, ou seja 15 V. Dessa forma, a capacitância calculada, a partir da Equação 7, pode ser vista na Equação 76.

$$C_{pv} = \frac{300 \cdot 0,667}{85,714 \cdot 15 \cdot 40000} = 3,891 \mu F \quad (76)$$

3.2 CÁLCULO DO CAPACITOR DO BARRAMENTO CC

Para dimensionar o capacitor do barramento CC, basta apenas substituir os parâmetros necessários, encontrados na Tabela 2, na Equação 17. A potência média entregue à rede é a mesma do arranjo fotovoltaico, já que não é feita a modelagem de perdas no circuito. Adotando o mesmo *ripple* de tensão para o projeto isolado do capacitor do conversor *boost*, calcula-se um capacitor para o barramento CC, como mostrado na Equação 77.

$$C_{cc} = \frac{1050}{2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot 15 \cdot 300} = 618,9 \mu F \quad (77)$$

Como o capacitor obtido do barramento CC é maior que o capacitor obtido do conversor *boost*, seleciona-se o maior para garantir a ondulação projetada. Dessa maneira, o capacitor do barramento CC será $C_{cc} = 618,9 \mu F$.

3.3 CÁLCULO DA INDUTÂNCIA DO FILTRO L

Para o cálculo do indutor do filtro L, primeiramente calcula-se o índice de modulação, de acordo com a Equação 29,

$$M = \frac{179,60}{300} = 0,5986. \quad (78)$$

Com a Equação 38, encontra-se o ângulo elétrico da rede, que resulta no maior valor de ondulação para a corrente do indutor normalizada,

$$\theta_{maxs} = \arccos\left(\frac{1}{2 \cdot 0,5986}\right) = 33,367^\circ. \quad (79)$$

Aplicando o ângulo encontrado na expressão de ondulação normalizada, ou seja, na Equação 36, resulta em

$$\overline{\Delta I_{L_{max}}} = 0,5986 \cdot \cos(33,367^\circ) - 0,5986^2 \cdot \cos^2(33,367^\circ) = 0,25. \quad (80)$$

Como visto na Equação 41, para projetar a indutância do filtro, é necessário

estipular o *ripple* de corrente. Para isso, calcula-se a corrente eficaz que flui para a rede, considerando o despacho máximo de potência para a rede,

$$I_{rede} = \frac{1050}{127} = 8,268 \text{ A.} \quad (81)$$

Já o valor de pico,

$$I_{rede_{pk}} = \sqrt{2} \cdot 8,268 = 11,693 \text{ A.} \quad (82)$$

Escolhe-se o *ripple* como 5% da corrente de pico que flui para a rede, como uma estimativa inicial. Essa escolha é arbitrária, na intenção de se obter uma taxa de distorção harmônica baixa, como abaixo de 5%. O valor do *ripple* pode ser visto na Equação 83.

$$\Delta i_L = 0,05 \cdot 11,693 = 0,585 \text{ A} \quad (83)$$

Dessa forma, substituindo os valores calculados nas Equações 80, 83 e os valores pertinentes da Tabela 2 na Equação 41, calcula-se a indutância do filtro L,

$$L = \frac{0,25 \cdot 300}{2 \cdot 0,585 \cdot 20000} = 3,205 \text{ mH.} \quad (84)$$

3.4 CÁLCULO DO FILTRO LC DO SISTEMA DE ARMAZENAMENTO

Para dimensionar a indutância e capacitância do filtro LC do banco de baterias, basta utilizar os parâmetros da Tabela 2 e escolher os valores de variação de corrente e tensão para o indutor e capacitor, respectivamente.

Para a tensão nominal da bateria (48 V) e uma potência em torno de 1000 W, a corrente do BESS será aproximadamente 20 A. Adotando um *ripple* de corrente de 5% no indutor, projeta-se a indutância do filtro LC. Já a capacitância foi projetada com um *ripple* de 1% do valor nominal de tensão. Os valores do filtro LC foram calculados a partir da Equação 67. Com isso, utiliza-se os valores visto na Equação 85.

$$L_{bat} = \frac{(300 - 48)(1 - \frac{48}{300})}{0,05 \cdot 20,8 \cdot 40000} = 5,1 \text{ mH} \quad (85)$$

$$C_{bat} = \frac{1 - 2 \cdot \frac{48}{300}}{32 \cdot 0,01 \cdot 0,0051 \cdot 40000^2} = 0,261 \text{ } \mu\text{F}$$

3.5 PROJETO DO CONTROLADOR DE TENSÃO PARA O PAINEL FOTOVOLTAICO

Para controlar a tensão do arranjo solar, conseqüentemente a potência extraída, faz-se necessário a utilização de uma estrutura de controle adequada. Essa estrutura de controle gera a razão cíclica apropriada para o conversor *boost*, com o intuito de se atingir a referência de tensão desejada.

A referência de tensão é gerada a cada período de amostragem ($T_{s_{MPPT}}$) do bloco MPPT, definido na Tabela 2, sendo o inverso de $f_{s_{MPPT}}$. Essa referência é obtida pelo algoritmo MPPT com a metodologia perturba e observa.

Na Figura 22 é mostrado a estrutura de controle adotada, sendo que, o controlador é um proporcional integral, alcançando erro nulo em regime permanente, além de ter a capacidade de influenciar a resposta transitória.

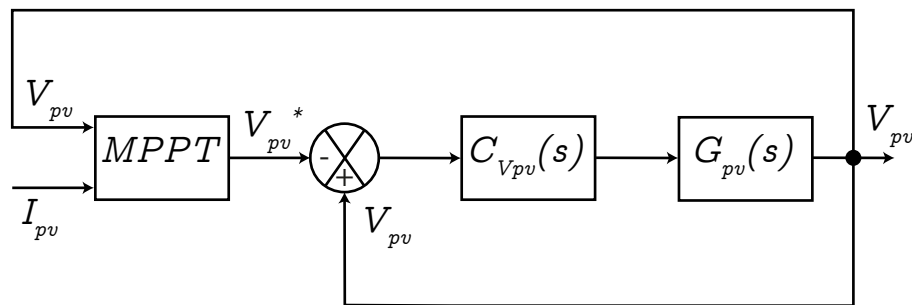


Figura 22: **Estrutura de controle para o controle da tensão do arranjo solar**
Fonte: Autoria própria.

O erro a ser processado pelo controlador é contrário em relação ao erro convencional em sistemas de controle, referência subtraída a saída do processo. Isso se dá, pela característica inversa entre a razão cíclica e a tensão PV. Pela curva *I-V*, sabe-se que um incremento da tensão implica em um decremento na corrente, assim como o contrário. Já um aumento na razão cíclica, leva em um acréscimo da corrente PV, válido também para o inverso. Com isso, observa-se o efeito antagônico entre a razão cíclica a tensão PV. Então para que o controlador opere de forma correta, o erro a ser processado deve ser da forma mostrada na Figura 22. Ou seja, a ação de controle

(razão cíclica) gerada pelo controlador terá o efeito necessário para que se atinja o valor de referência oriundo do bloco MPPT.

A planta G_{pv} deve ser obtida a partir dos seus parâmetros, de acordo com as Equações 9, 10, 11 e 12. Para os cálculos desses parâmetros, utiliza-se os dados fornecidos pelo fabricante do painel, os requisitos pertinentes da Tabela 2 e os valores de projeto para o conversor *boost* encontrados na Seção 3.1. Vale ressaltar que os valores de interesse é para o ponto de máxima potência, pois é o ponto de operação desejado para o sistema. Realizando esse procedimento, obtém-se os parâmetros mostrados na Tabela 4.

Tabela 4: Parâmetros da planta PV

Parâmetro	Valor
C_{in}	3,2878 μF
R_s	1,9106 Ω
v_t	4,6223 V
I_o	59,929 nA
r_{pv}	-2,3204 Ω
K_0	$4,8649 \cdot 10^{10}$
ω_n	$1,2734 \cdot 10^4$ rad/s
ζ_n	4,3489

Dessa maneira, a partir da Equação 8, a função de transferência da planta para o controle de tensão do arranjo solar é obtida da seguinte forma

$$G_{pv}(s) = \frac{4,8549 \cdot 10^{10}}{s^2 + 1,108 \cdot 10^5 s + 1,622 \cdot 10^8} \quad (86)$$

Já a função de transferência do controlador é exibida na Equação 87.

$$C_{V_{pv}}(s) = K_p^{pv} + \frac{K_i^{pv}}{s} \quad (87)$$

Para a parametrização dos ganhos, utilizou-se o *PID Tuner* do software MATLAB. Ajustou-se de tal forma, para que a tensão do painel entre em regime permanente, antes mesmo da próxima perturbação do algoritmo MPPT, ou seja, para que o tempo de acomodação seja inferior a 100 ms. Com isso, os ganhos encontrados foram: $K_p^{pv} = 0,00107$ e $K_i^{pv} = 2,059$. O comportamento do sistema em malha fechada, para uma entrada degrau pode ser vista na Figura 23.

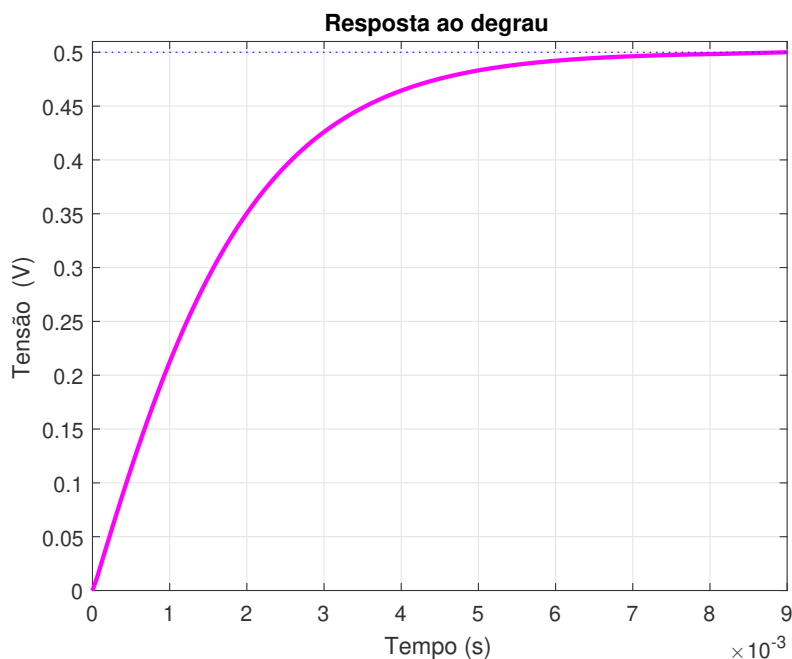


Figura 23: **Resposta em malha fechada ao degrau de 0,5 V para a tensão do arranjo solar**
Fonte: Autoria própria.

A amplitude do degrau corresponde a 0,5 V, isso porque, é o valor que será adotado para a perturbação do algoritmo MPPT. Uma vez que, a perturbação não pode ser muito alta, para que o ponto de operação do arranjo solar seja bem próximo do MPP. E também não deve ser muito baixo, para que o rastreamento da máxima potência não seja tão longo.

Como visto na Figura 23, a tensão apresenta uma resposta suficientemente rápida para que a próxima perturbação não interfira na resposta transitória da janela atual de tempo. Também observa-se que, não há sobressinal na resposta, característica desejada de operação de um sistema de controle.

3.6 PROJETO DO CONTROLADOR DE CORRENTE PARA O INVERSOR CONECTADO À REDE ELÉTRICA

Conforme comentado na seção anterior, a abordagem no referencial síncrono permite a utilização do controle PI, já que as variáveis são constantes nesse domínio.

Dessa forma, adota-se uma estrutura de controle convencional, como visto na Figura 24, sendo que o controlador é um proporcional integral, que permite zerar o erro para entrada do tipo degrau.

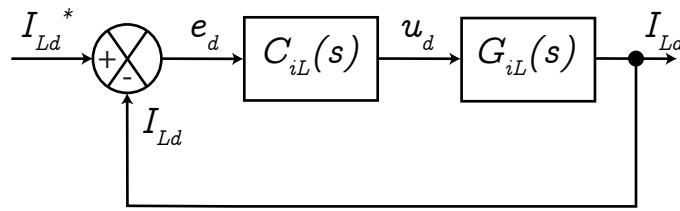


Figura 24: **Malha de corrente do eixo direto para o inversor conectado à rede**
Fonte: Autoria própria.

Os ganhos serão parametrizados somente para o eixo direto, uma vez que, a função de transferência do eixo direto é idêntica para o eixo de quadratura, como visto na Seção 2.4.3.3, Equação 65.

A função de transferência do controlador é descrita por

$$C_{iL}(s) = K_p^{iL} + \frac{K_i^{iL}}{s}. \quad (88)$$

Já a função de transferência da planta no referencial síncrono é reescrita na Equação 89.

$$G_{iL}(s) = \frac{1}{sL} \quad (89)$$

Para parametrizar os ganhos do controlador C_{iL} utilizou-se a ferramenta *PID Tuner* do *software* MATLAB. Os ganhos obtidos foram: $K_p^{iL} = 1,894$ e $K_i^{iL} = 200,4$. Com esses ganhos, o sistema acomodou-se em $22,3 \text{ ms}$, equivalendo a $1,338$ vezes ao período da rede ($16,667 \text{ ms}$). Julgou-se satisfatório esse resultado, pois será necessário, aproximadamente, 1 ciclo e meio de rede, para que a corrente atinja o regime permanente. Sendo assim, a resposta ao degrau para a corrente do eixo direto pode ser vista na Figura 25.

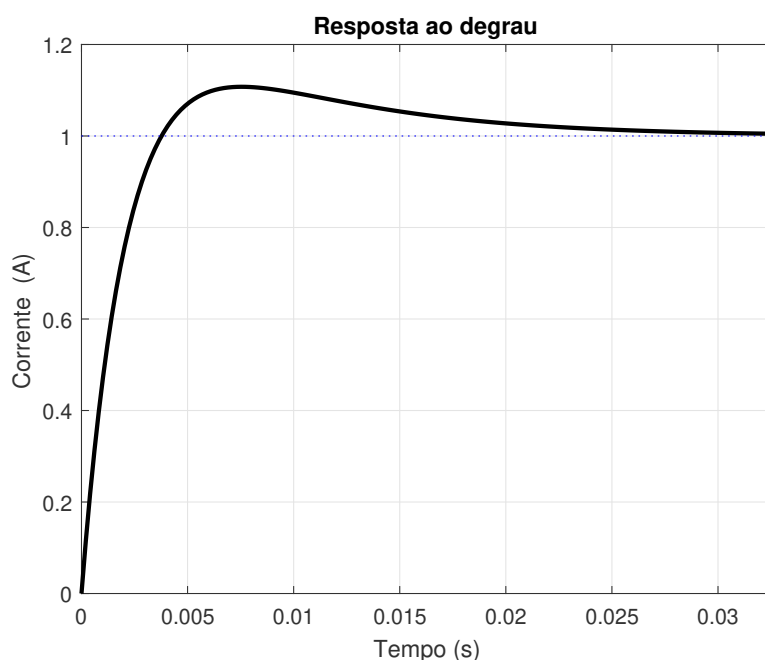


Figura 25: **Resposta em malha fechada ao degrau para a corrente de eixo direto**

Fonte: Autoria própria.

Observa-se também que o sobressinal da resposta é relativamente baixo, não causando efeitos prejudiciais. Os índices de desempenho para a malha de corrente são mostrados na Tabela 5.

Tabela 5: **Índices de desempenhos em malha fechada para malha de corrente**

Tempo de Subida	2,67 ms
Tempo de acomodação	22,3 ms
Sobressinal	10,8 %
Valor de pico	1,108 A

3.7 PROJETO DO CONTROLADOR DE TENSÃO DO BARRAMENTO CC

Como comentado na Seção 2.4, há dois modos que o inversor pode operar frente à rede elétrica: conectado ou ilhado. E em relação ao modo conectado à rede, há também a possibilidade de dispor de um sistema de armazenamento para suprir a intermitência da geração fotovoltaica.

Porém, nem sempre há a disposição um sistema de armazenamento. Nesse cenário, a estrutura de controle do inversor deve ser capaz de gerar o valor para o despacho de potência para a rede/cargas, de maneira condizente a potência gerada pelos painéis, mantendo fixa a tensão do barramento CC.

Como no modo *on-grid*, as grandezas estão sincronizadas com a tensão

do ponto de conexão comum, e a transformada de Park foi obtida considerando o alinhamento do eixo direto, então para se obter um fator de potência unitário, as correntes de eixo de quadratura e direto devem possuir um valor nulo e não nulo, respectivamente. Dessa forma, ao atingir fator de potência unitário, somente potência ativa será entregue para à rede. Assim só será preciso ajustar o valor de corrente, consequentemente potência, para manter o equilíbrio entre geração e despacho.

Para o controle da tensão do barramento CC, será utilizado uma estrutura em cascata, sendo que a malha interna será adotado o controle da corrente do filtro L, como abordado na Seção 3.6 e visto na Figura 24. Já a malha externa será de tensão, responsável por regular a tensão do barramento CC.

A lei de controle adotada deve levar em consideração que um aumento na corrente do eixo direto leva a uma diminuição da tensão do barramento CC, considerando que a corrente gerada pelos painéis fotovoltaicos seja constante. Já de maneira oposta, a diminuição da corrente do eixo direto acarreta a um acréscimo da tensão do barramento. Isso ocorre porque quanto maior a corrente despachada, maior é a potência drenada do barramento CC, levando a tendência da diminuição de sua tensão, assim como no contrário.

Para obter a estrutura de controle no domínio da frequência, inicialmente considera-se o circuito com valores médios, visto na Figura 26. Para que o balanço de potência seja alcançado, ou seja, tensão média do capacitor de barramento permaneça constante, a corrente média de entrada deve ser igual a corrente média de saída (VILLALVA *et al.*, 2011).

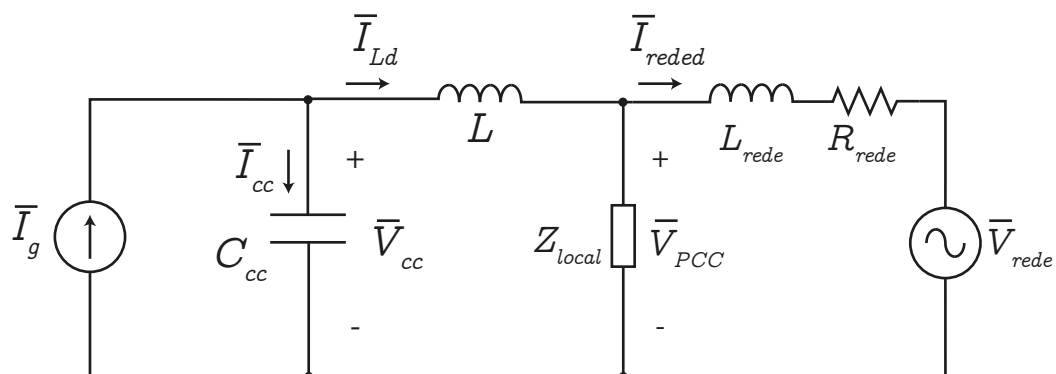


Figura 26: **Circuito equivalente do sistema fotovoltaico com valores médios**
Fonte: Adaptado de Villalva *et al.* (2011).

A corrente média da fonte de entrada (I_g) é referente ao valor médio da geração fotovoltaica. Já I_{Ld} é a corrente média do inversor no eixo direto. Já a corrente

média do capacitor é obtida por:

$$\bar{I}_{cc} = \bar{I}_g - \bar{I}_{L_d}. \quad (90)$$

Pela equação fundamental de tensão e corrente de capacitor, relaciona-se essas grandezas no domínio da frequência, como segue:

$$G_{cc} = \frac{V_{cc}}{I_{cc}} = \frac{1}{sC_{cc}}. \quad (91)$$

O erro de tensão para o controlador aqui é definido como:

$$e_v = V_{cc} - V_{cc}^*. \quad (92)$$

Geralmente, em sistemas de controle, o erro típico é um valor de referência subtraído ao valor medido, porém na Equação 92 definiu-se o oposto a isso. Isso se dá pela relação inversa entre a corrente do inversor e a amplitude da tensão do barramento CC, conforme abordado anteriormente.

A lei de controle da malha de tensão, gerada a partir do erro de tensão, será seguida por uma ação proporcional integral ou seja, um controlado PI. Com isso, a função de transferência desse controlador é mostrada abaixo:

$$C_{V_{cc}}(s) = \frac{u_v(s)}{e_v(s)} = K_p^{V_{cc}} + \frac{K_i^{V_{cc}}}{s}. \quad (93)$$

A saída do controlador ($u_v(s)$) deve ser o valor de referência para a malha mais interna, malha de corrente, ou seja, a ação de controle da malha de tensão corresponde a referência de corrente do inversor do eixo direto (AGUIAR, 2014), como mostra a Equação 94.

$$I_{L_d}^* = u_v(s) \quad (94)$$

Com o circuito com os valores médios (Figura 26) e considerações mencionadas, exibe-se a estrutura de controle na Figura 27, na forma de diagrama de blocos.

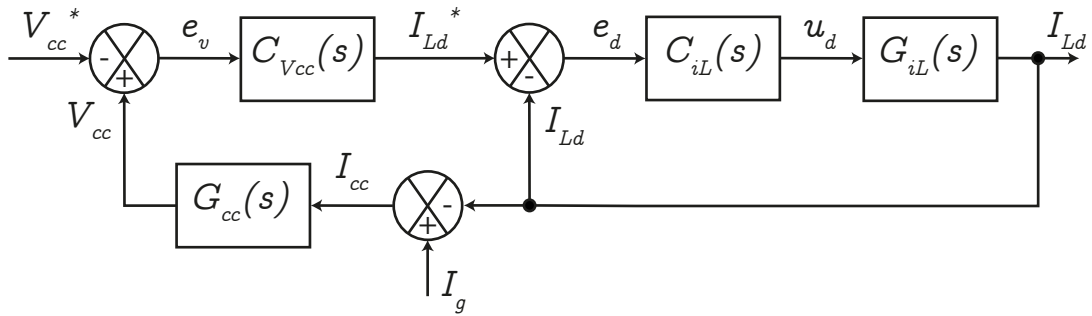


Figura 27: **Estrutura de controle para o controle do barramento CC**
Fonte: Adaptado de Aguiar (2014).

A fim de se obter uma relação por função de transferência entre a corrente do inversor e a tensão do barramento CC, parte-se da equação do nó de corrente (Equação 90), expandida no domínio do tempo, como visualizado na Equação 95.

$$C_{cc} \frac{d\bar{V}_{cc}}{dt} = \bar{I}_g - \bar{I}_{Ld} \quad (95)$$

Assumindo que a corrente gerada seja um valor constante, então

$$\bar{I}_g = I_G. \quad (96)$$

O valor médio da corrente do inversor pode ser escrito pela soma de um valor de regime permanente somado a uma perturbação, ou seja,

$$\bar{I}_{Ld} = I_{Ld} + \hat{i}_{Ld}. \quad (97)$$

Assim como para a corrente do inversor, realiza-se o mesmo para a tensão do barramento CC,

$$\bar{V}_{cc} = V_{cc} + \hat{v}_{cc}. \quad (98)$$

Substituindo as Equações 96, 97 e 98 na Equação 95, obtém-se:

$$C_{cc} \frac{d(V_{cc} + \hat{v}_{cc})}{dt} = I_G - (I_{Ld} + \hat{i}_{Ld}). \quad (99)$$

Como o objetivo é que a corrente média do capacitor seja nula, para manter a sua tensão constante, então a igualdade é válida:

$$I_G = I_{L_d}. \quad (100)$$

Com isso a Equação 99 pode ser simplificada da seguinte maneira:

$$C_{cc} \frac{d\hat{v}_{cc}}{dt} = -\hat{i}_{L_d}. \quad (101)$$

Aplicando a transformada de Laplace na Equação 101, e escrevendo no formato saída sobre entrada, ou seja como função de transferência, resulta em:

$$\frac{\hat{v}_{cc}(s)}{\hat{i}_{L_d}(s)} = -\frac{1}{sC_{cc}}. \quad (102)$$

Ou seja, a função de transferência obtida na Equação 102 é igual a função de transferência definida anteriormente na Equação 91, diferenciando apenas no sinal negativo. Com isso, a função de transferência do barramento CC pode ser escrita como:

$$\frac{\hat{v}_{cc}(s)}{\hat{i}_{L_d}(s)} = -\frac{1}{sC_{cc}} = -G_{cc}. \quad (103)$$

Após relacionar a corrente do inversor com a tensão do barramento CC, é possível alterar a estrutura de controle, como visualizado na Figura 28.

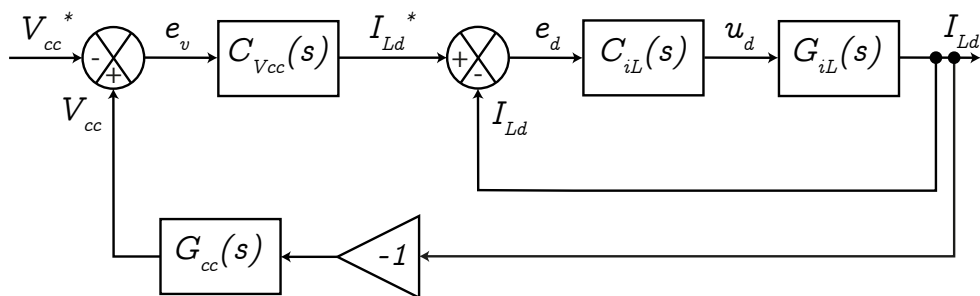


Figura 28: Estrutura de controle para a regulação da tensão do barramento CC

Fonte: Adaptado de Aguiar (2014).

Pode-se ainda modificar a estrutura de controle para o formato padrão de um sistema de controle como visto na Figura 29.

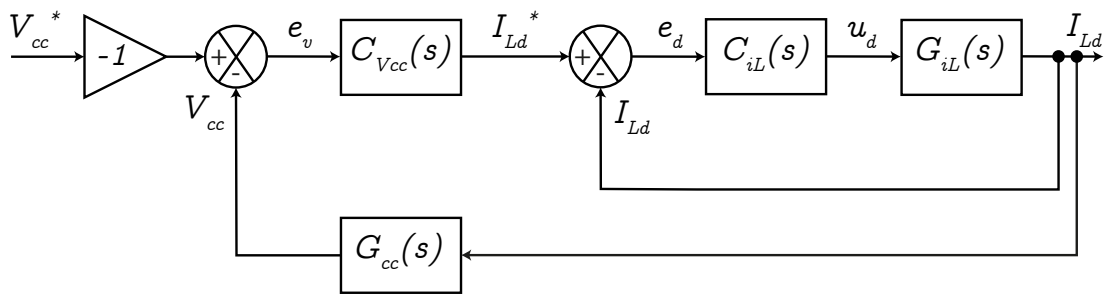


Figura 29: Estrutura de controle para a regulação da tensão do barramento CC na forma padrão

Fonte: Adaptado de Ogata e Yang (2010).

Para a parametrização dos ganhos do compensador da malha de tensão, adota-se que a malha interna de corrente é muito mais rápida em relação a malha de tensão. Com isso, na perspectiva da malha de tensão, não há erro entre a referência de corrente e o valor medido de corrente (VILLALVA *et al.*, 2011). Devido a essa aproximação, uma nova simplificação pode ser feita na estrutura de controle, mostrado na Figura 30.

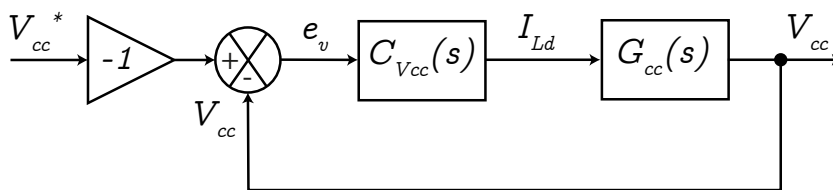


Figura 30: Estrutura de controle aproximada para a regulação da tensão do barramento CC

Fonte: Autoria própria.

Após a simplificação adotada, a parametrização dos ganhos do compensador pode ser facilmente obtida. Realizou-se a parametrização do controlador de tensão da mesma forma para o controlador de corrente, ou seja, pela ferramenta *PID Tuner* do software MATLAB. Para garantir que a simplificação adotada seja válida, considerou-se que o tempo de acomodação da malha de tensão seja dez vezes maior que o da malha de corrente, ou seja, um tempo de acomodação de 223 ms. Utiliza-se essa estratégia para que a malha externa seja suficiente mais lenta e não interfira significativamente na malha interna.

Com o parâmetro de tempo de acomodação, os ganhos do controlador de tensão obtidos foram: $K_p^{V_{cc}} = 0,03657$ e $K_i^{V_{cc}} = 0,3869$. A resposta ao degrau de 300 V, pode ser vista na Figura 31.

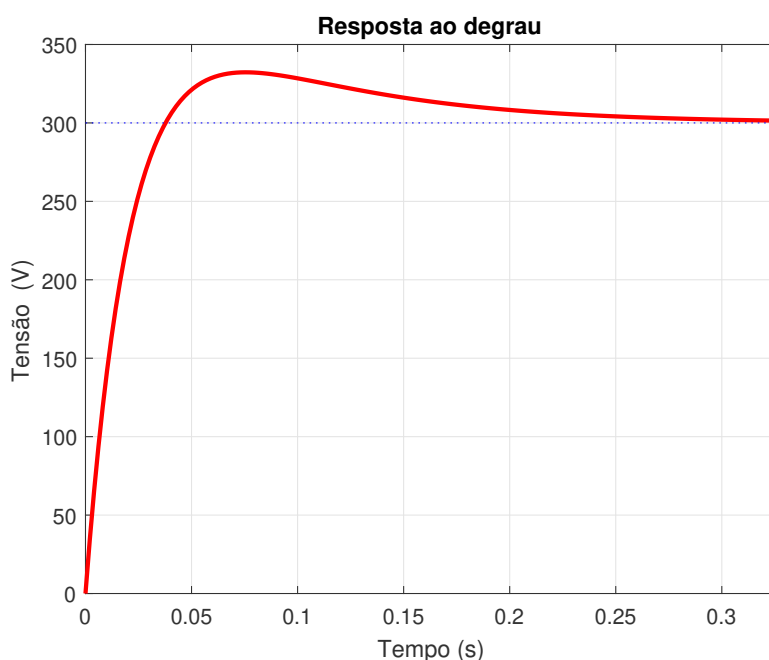


Figura 31: **Resposta em malha fechada ao degrau de 300 V para a tensão do barramento CC**

Fonte: Autoria própria.

Os índices de desempenho para a malha de controle de tensão podem ser vistos na Tabela 6.

Tabela 6: **Índices de desempenhos em malha fechada para malha de tensão**

Tempo de Subida	26,7 ms
Tempo de acomodação	223 ms
Sobresinal	10,8 %
Valor de pico	332,4 V

3.8 PROJETO DO CONTROLADOR DE CORRENTE DO SISTEMA DE ARMAZENAMENTO

A estrutura de controle para o sistema de armazenamento será semelhante ao do controle de corrente e tensão realizado pelo inversor. Ou seja, terá uma malha interna de corrente para controlar a corrente do indutor do lado do banco de baterias. Já a referência de corrente dessa malha se dará por uma malha externa, malha de tensão do barramento CC, similar a estrutura mostrada na Figura 29.

Dessa forma, a malha de tensão será compartilhada entre a malha de corrente do inversor e do BESS. Quando o BESS estiver presente no sistema de geração, sua estrutura de controle deve ser capaz de garantir o barramento CC controlado, mantendo assim, o balanço de potência entre geração e despacho. Com isso, há liberdade para despachar um valor diferente ao gerado pelos módulos

fotovoltaicos, pois o BESS suprirá a diferença.

Na Figura 32 é exibido a estrutura de controle para o controle da tensão do barramento CC por meio do sistema de armazenamento. Observa-se que a malha de tensão gera a referência de corrente (I_{bat}^*) do indutor do lado do sistema de armazenamento.

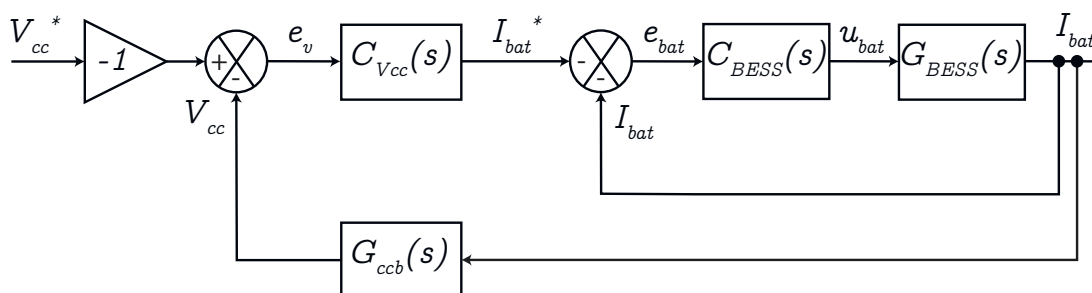


Figura 32: Estrutura de controle do barramento CC por meio do BESS

Fonte: Autoria própria.

A referência de corrente é gerada com sinal oposto, por esse motivo, há um sinal de negativo na malha mais interna, para gerar o erro da malha de corrente. Isso ocorre, devido a convenção do sentido de corrente adotado anteriormente, como visto na Figura 20. Ou seja, um valor de corrente positivo do indutor do BESS gera um incremento no valor de tensão do barramento CC, diferentemente da estrutura de controle de tensão pelo inversor, que um aumento na corrente despachada, diminui o valor de tensão do barramento CC, e vice-versa.

A malha de tensão, malha externa, será compartilhada com a estrutura de controle do inversor. Sendo assim, quando o BESS não for utilizado, a estrutura de controle seguirá como a da Figura 29. Já quando o BESS estiver disponível, haverá a comutação apenas da malha interna, a malha de corrente. Dessa forma, ao invés da corrente do inversor está atrelada ao mantimento da tensão do barramento CC fixa, será a corrente do indutor do BESS que será responsável por manter a tensão controlada.

Como o controlador de tensão já está parametrizado, apenas deve ser feito a parametrização do controlador de corrente do BESS. Será utilizado um controlador PI e para que o sistema opera de maneira satisfatória, a malha de corrente deve ter o mesmo desempenho em malha fechada da malha de corrente do inversor. Sendo assim, a malha de tensão pode convergir para o valor desejado.

A função de transferência do controlador do BESS é mostrada abaixo:

$$C_{BESS}(s) = K_p^{BESS} + \frac{K_i^{BESS}}{s}. \quad (104)$$

Utilizando novamente a função *PID Tuner* parametriza-se o controlador do BESS para que tenha os mesmos índices de desempenho da malha de corrente do inversor. Com isso, obtém-se $K_p^{BESS} = 0,010006$ e $K_i^{BESS} = 1,0586$. Na Figura 33 exibe-se o comportamento em malha fechada para a corrente do BESS.

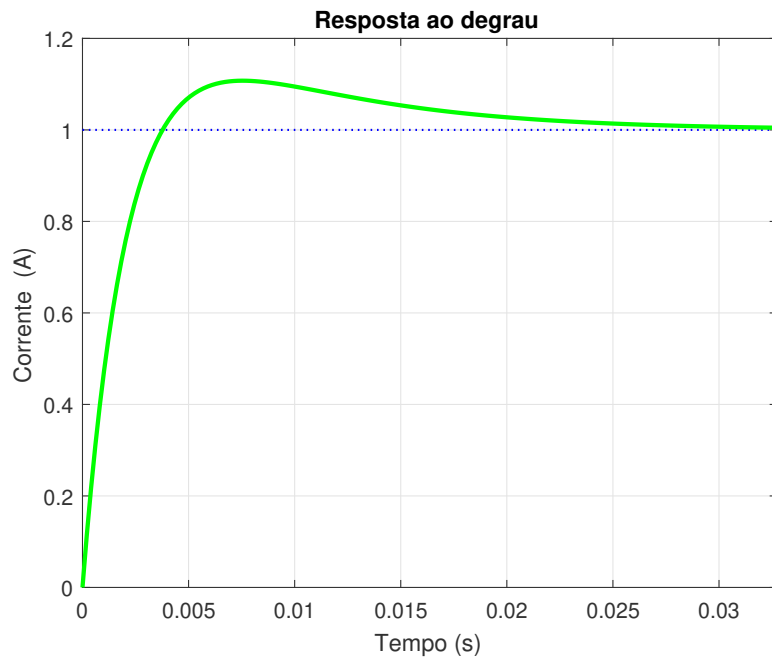


Figura 33: Resposta em malha fechada ao degrau para a corrente do BESS
Fonte: Autoria própria.

4 GERENCIADOR DE ENERGIA

Com a operação adequada do sistema de geração distribuída, conversão fotovoltaica operando em paralelo ao sistema de armazenamento, há a possibilidade dos modos de operação conectado à rede ou ilhado. Em ambos modos pode-se dispor de um gerenciador inteligente de energia que possa auxiliar na operação adequada do sistema.

O gerenciador está no topo da escala de hierarquia de controle, sendo que tem a capacidade de gerar referências para o despacho de potência, por meio da atribuição de referência para o inversor e sua estrutura de controle. Nessa escolha de referência, indiretamente seleciona-se o modo que o sistema de armazenamento opera, sendo de recarga ou descarga, dependendo do valor de potência da geração solar. Além disso, o gerenciador pode atribuir um valor de potência para ser gerado a partir da conversão fotovoltaica, por meio do conversor *boost* e sua devida estrutura de controle. Por fim, o gerenciador tem a decisão do corte de cargas, de acordo com a priorização de cargas adotada.

4.1 CONECTADO À REDE

Na operação conectada à rede, o gerenciamento de energia adotado nesse trabalho tem como base a tarifa branca de energia elétrica.

A tarifa branca é uma modalidade tarifária para os consumidores de baixa tensão. Nessa modalidade, o custo da energia elétrica é diferente para três períodos durante o dia, sendo eles: período de ponta, intermediário e fora de ponta.

O período ou horário de ponta, com início no final da tarde com duração de três horas consecutivas, é o período com a maior sobrecarga do sistema de abastecimento de energia, por conta disso, tem o maior custo de energia dentre os demais períodos.

O período intermediário apresenta um custo intermediário quando comparado aos demais períodos, tem duração de uma hora a uma hora e meia antes e depois do período de ponta.

Já o período fora de ponta é o que apresenta o menor custo de energia

elétrica, e seu horário é compreendido nas demais horas do dia, complementar ao de ponta e intermediário.

A outra tarifa de energia vigente é a tarifa convencional, que o consumo de quilowatts-hora é constante durante o dia.

A tarifa branca é uma estratégia criada com o intuito de incentivar o deslocamento do perfil de carga para horários que a rede de distribuição e transmissão não estejam tão sobrecarregados, ou seja, para que os consumidores consumam energia no horário fora de ponta. Dessa forma, o incentivo é dado de forma financeira, pois em alguns casos, a adesão à tarifa branca reduz o valor da conta de energia.

Em termos comparativos, a Tabela 7 apresenta os valores dos diferentes postos tarifários, para tarifa branca e modalidade convencional, da Companhia Paranaense de Energia, em agosto de 2020.

Tabela 7: Preço da energia elétrica

	Custo da energia elétrica R\$/kWh		
	Fora de ponta	Intermediário	Ponta
Tarifa Branca	0,444	0,607	0,943
Convencional	0,518		

A Figura 34 apresenta os postos tarifários ao longo de um dia para a tarifa branca da Companhia Paranaense de Energia. Sendo que o horário de ponta tem início às 18 horas e término às 21 horas. O horário intermediário é particionado em dois momentos, com o primeiro iniciando às 17 horas e término às 18 horas, já o segundo momento tem início às 21 horas e término às 22 horas. Por fim, o horário fora de ponta é o horário complementar aos mencionados.

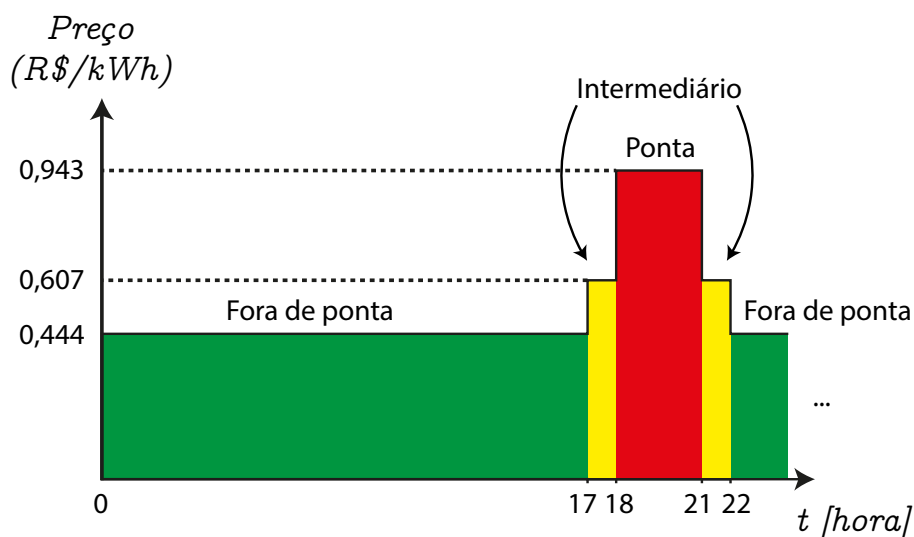


Figura 34: Postos tarifários ao longo de um dia
Fonte: Autoria própria.

A curva de carga da unidade consumidora é um fator relevante para se aderir ou não à tarifa branca de energia. Caso o consumo da unidade seja mais distribuído ao longo de dia com uma grande parcela no horário fora de ponta, há chances que nessa modalidade tarifária a conta possa sofrer redução financeira.

Como a tarifa branca apresenta diferentes valores de energia elétrica ao longo do dia, é viável dispor de uma estratégia de gerenciamento de energia para maximizar a utilização do sistema de geração distribuída com sistema de armazenamento. Sendo assim, no presente trabalho, o gerenciamento tem como base os postos tarifários da tarifa branca, sendo que, a adoção a essa modalidade tarifária já seria considerado viável para a unidade consumidora mesmo que sem a utilização de um sistema de geração distribuída. Com isso, a utilização de um sistema de geração com uma estratégia de gerenciamento, acarreta em uma diminuição maior no faturamento de energia elétrica.

Pelo fato da estratégia de gerenciamento tomar como base a tarifa branca para consumidores residenciais, não será considerado o despacho de potência reativa. Isso porque, esses consumidores não são tarifados pelo consumo de potência reativa, apenas potência ativa. Dessa forma, o gerenciador de energia sempre adotará como nula a referência de potência reativa.

Já o despacho de potência ativa se dará com preferência para o horário de ponta, visando minimizar a tarifação de energia elétrica. Embora, o sistema fotovoltaico produza pouca energia no horário de ponta, ainda é possível realizar o despacho da potência nominal do inversor, graças a utilização do sistema de armazenamento. Dessa forma, é possível armazenar energia produzida em horários que a energia é mais barata para vender em horários que a energia tem um custo maior.

Não necessariamente essa energia precisa ser despachada para a rede. Caso haja uma compensação entre a energia comprada e o consumo local já se torna viável. Sendo assim, o consumo no horário de ponta é reduzido.

Após essas considerações, elabora-se uma máquina de estados que descrevem os estados do gerenciador. A máquina de estados pode ser vista na Figura 35. Os eventos F_{ponta} , Int e $Ponta$ correspondem a ocorrência dos horários: fora de ponta, intermediário e ponta, respectivamente. Já os eventos $SoC_{90\%}$ e $SoC_{40\%}$ é quando o estado de carga valha 90% e 40%, respectivamente.

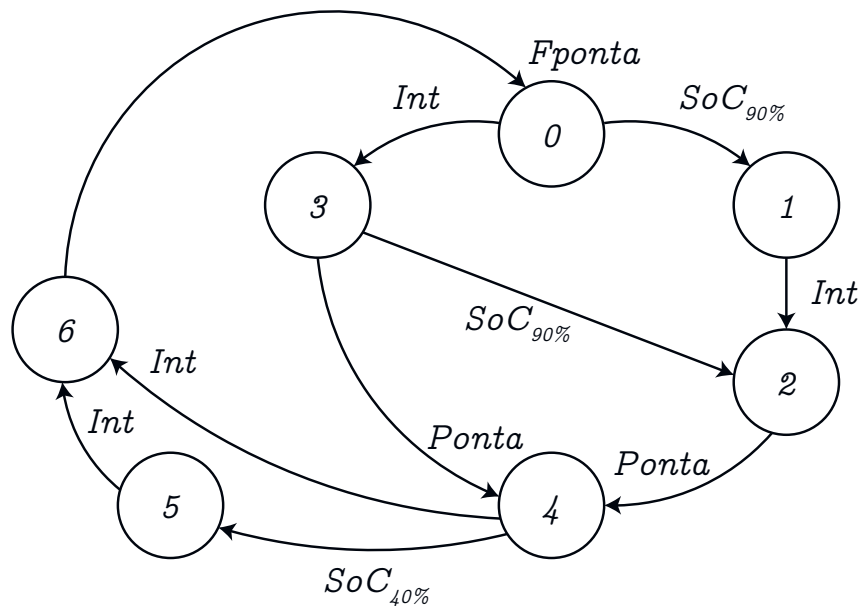


Figura 35: Máquina de estados para o gerenciador no modo conectado com a rede elétrica
 Fonte: Autoria própria.

A estratégia de gerenciamento é composta basicamente pelas transições dos postos tarifários e pelo estado de carga das baterias. Desse modo, no horário fora de ponta, o sistema de armazenamento é alimentado prioritariamente, enquanto que o inversor está desconectado da rede elétrica, estado 0.

No cenário de um dia com grande incidência solar, o BESS é carregado ($SoC_{90\%}$) e o gerenciador migra para o estado 1. No estado 1, é feita a venda da energia gerada pelo arranjo solar. Ou seja, o inversor é conectado e passa-se a despachar a potência gerada pelos painéis. Como o BESS está carregado, o mesmo é desconectado do sistema, para que essa energia armazenada seja vendida no horário de ponta.

Caso o dia não esteja bem ensolarado, pode ter chances de não se atingir o carregamento completo do BESS e passar a valer o horário intermediário. Essa transição ocorre do estado 0 para o 3. Porém, mesmo nessa ocorrência ainda foi priorizado o abastecimento para o BESS, até a capacidade máxima permitida, 90%. Essa decisão foi tomada dessa forma, porque sabe-se que só a duração do horário de ponta, já é suficiente para a venda da energia acumulada no BESS. Ou seja, é mais viável utilizar a energia armazenada somente no horário em que a energia elétrica é mais cara, horário de ponta.

Por esse motivo, no estado 2, o BESS continua desabilitado, e o inversor despacha somente a potência gerada pelo arranjo solar. O estado 2 é alcançado com

a transição do estado 1 com o evento do horário intermediário.

O estado 4 é atingido com a chegada do horário de ponta. Nesse estado, o inversor deve despachar sua potência nominal. Caso o estado anterior seja o 2, o BESS é habilitado para fornecer a energia necessária para suprir a diferença de potência despachada e gerada. Se o estado anterior for o 3, o BESS já encontra-se habilitado e o inversor não. Com isso, aciona-se o inversor até sua potência nominal.

O fim do estado 4 é marcado pelo descarregamento do sistema de armazenamento, ($SoC_{40\%}$). Quando isso ocorrer, o BESS deve ser desabilitado e novamente o inversor passará a despachar a potência gerada pelo arranjo solar. Nessa situação, adotou-se que o BESS encontra-se descarregado ao atingir 40% de sua capacidade, diferentemente do limite de vida útil, que é 20%. Essa decisão foi tomada para que tenha uma reserva de energia, caso aconteça uma falta na rede e o sistema tenha que se ilhar para abastecer as cargas locais.

O estado 6 é quando passar a valer o horário intermediário. Nesse estado, nada acontece, pois ainda é vantajoso vender energia para a rede, já que é um horário com um preço levemente elevado.

Quando chegar o horário fora de ponta, retoma-se o ciclo, iniciando pelo estado 0, com o inversor desconectado e o painéis alimentando o BESS.

De maneira resumida, na Tabela 8 é descrito os estados do gerenciador no modo conectado com à rede elétrica.

Tabela 8: **Descrição dos estados para o modo conectado com à rede**

Estado	Descrição
0	Fora de ponta: BESS habilitado - Inversor desconectado
1	Fora de ponta: BESS desabilitado - Inversor conectado
2	Intermediário: BESS desabilitado - Inversor conectado
3	Intermediário: BESS habilitado - Inversor desconectado
4	Ponta: BESS habilitado - Inversor conectado
5	Ponta: BESS desabilitado - Inversor conectado
6	Intermediário: BESS desabilitado - Inversor conectado

4.2 ILHADO

Na operação ilhada, o gerenciador deve manter a geração, sistema de armazenamento e cargas operando em harmonia, dentro de limites aceitáveis. Esses limites são compreendidos pelo estado de carga das baterias. Conforme abordado na Seção 2.5, se deve utilizar a bateria na região do SoC entre 20% a 90%, evitando a sobrecarga e a descarga total (BARCELLONA *et al.*, 2015).

No modo ilhado, as baterias suprem a diferença de potência solicitada pelas cargas e da conversão fotovoltaica, mantendo a operação ininterrupta do sistema.

Em situações que a carga solicite um valor maior ao gerado, o sistema de armazenamento fornece potência as cargas, através do barramento CC, fazendo com que o SoC diminua, já que as baterias são descarregadas. Já no cenário oposto, ou seja, carga solicitando potência menor ao gerado, o SoC aumenta, pois a bateria irá absorver a energia excedente do barramento CC, ou seja, processo de carga.

- **Diminuição do SoC**

Na situação da diminuição do SoC , considerando que o valor de conversão solar e de potência das cargas não mudem, haverá um momento que o SoC atingirá um determinado valor denominado de ponto de corte secundário ($SoC_{50\%}$), caracterizado como 50% da capacidade do sistema de armazenamento. Determinou-se que a partir desse ponto, haveria um corte de cargas. Nessa caso, a carga secundárias é cortada, visando manter a carga primária alimentada por um maior tempo.

Caso a carga primária solicite um valor maior de potência ao gerado, o SoC ainda irá continuar a diminuir, mesmo com o corte de cargas secundárias. Sendo assim, definiu-se como o ponto de corte primário ($SoC_{20\%}$), caracterizado como 20% da capacidade do sistema de armazenamento. Nesse ponto, não há mais fornecimento de energia para as cargas, e o arranjo solar irá fazer a recarga das baterias, evitando que as mesmas operem abaixo de 20% de sua capacidade, já que é uma região indesejada de operação.

Visando um maior de tempo de abastecimento para as cargas, optou-se por retornar com a alimentação das cargas primárias e secundárias, somente ao atingir o ponto de retorno mútuo ($SoC_{80\%}$), caracterizado como 80% da capacidade do sistema de armazenamento. Assim, evita-se que após o retorno do abastecimento,

a alimentação não seja interrompida rapidamente, caso ainda as cargas demandem um valor superior ao de geração.

Porém, após o corte das cargas secundárias, ou seja, estado de carga inferior ao ponto de corte secundário ($SoC_{50\%}$), há também a possibilidade do SoC aumentar a partir desse ponto. Para isso, a carga primária deve consumir menor potência quando comparado ao do arranjo fotovoltaico. Nessa situação optou-se novamente por retornar com a alimentação das cargas secundárias, quando o BESS atingir 80% de sua capacidade ($SoC_{80\%}$).

Novamente, tal decisão foi adotada para que não haja um retorno rápido, sendo assim o sistema de armazenamento terá a capacidade de alimentar a carga secundária por um maior tempo, quando for retornada para o abastecimento local.

- **Aumento do SoC**

No cenário que o SoC aumente ao longo do tempo, potência das cargas primária e secundária inferior ao da geração fotovoltaica, definiu-se um ponto denominado como ponto de carga quase completa ($SoC_{88\%}$). Decidiu-se que a partir desse ponto, o conversor *boost* deve migrar do MPPT para o modo controle de potência, no caso o valor de potência rastreado será o valor em torno da potência das cargas. Sendo assim, evita-se que o sistema de armazenamento se sobrecarregue, já que a bateria irá para um estado de *stand-by*. Ou seja, toda a potência necessária para abastecimento das cargas será oriunda da conversão fotovoltaica.

Na situação que o SoC esteja acima de 88%, e a demanda das cargas aumente ou a potência fotovoltaica diminua, de tal forma que, o sistema fotovoltaico não consiga fornecer potência suficiente para as cargas, o SoC irá diminuir, já que o sistema de armazenamento é solicitado para suprir tal diferença. Então, a partir do ponto denominado como retorno para o MPPT ($SoC_{86\%}$), o gerenciador irá comandar o conversor *boost* para retornar para o modo MPPT. Essa medida é necessária, pois o objetivo é maximizar a energia disponível do arranjo fotovoltaico.

Com as devidas decisões adotadas, é possível descrever as ações do gerenciador por uma máquina de estados, como vista na Figura 36.

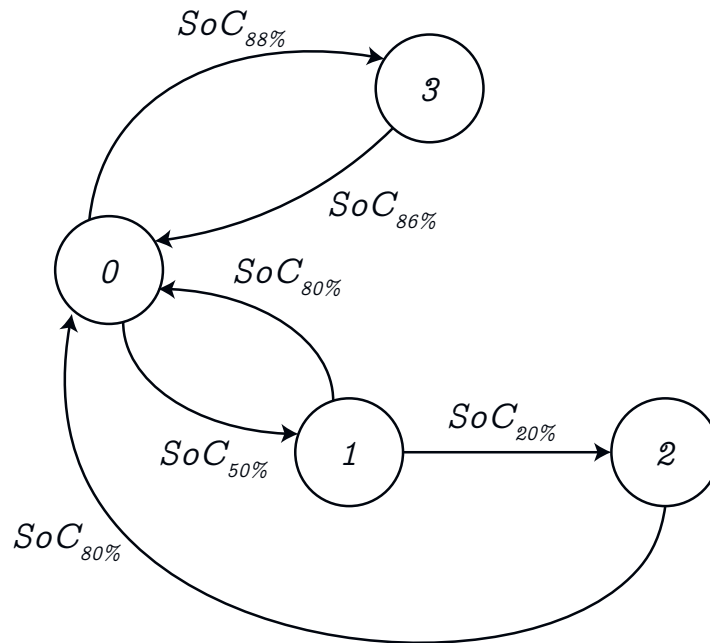


Figura 36: Máquina de estados para o gerenciador ilhado
 Fonte: Autoria própria.

Os estados são descritos pelas ações que o gerenciador deve tomar, como mostrado na Tabela 9. Já os eventos estão evidenciados com os devidos pontos de transições, abordado anteriormente.

Tabela 9: Descrição dos estados para modo ilhado

Estado	Descrição
0	Alimentação para cargas primárias e secundárias, MPPT ativo
1	Corte das cargas secundárias, MPPT ativo
2	Corte das cargas primárias, MPPT ativo
3	Mudança para o modo controle de potência do conversor <i>boost</i>

Na máquina de estados, a transição entre um estado e outro ocorre com a ocorrência de um evento discreto, porém o *SoC* é uma grandeza contínua que varia ao longo do tempo. Em vista disso, adaptou-se essa característica contínua para a discreta, para o funcionamento adequado da máquina de estados.

Para implementar essa estratégia, é necessário verificar o estado de carga com um certo período de amostragem e então analisar se o mesmo gerou ou não um evento. Ou seja, dado uma região que o *SoC* esteja, verifica-se se houve uma mudança de região, gerando assim um evento. Por exemplo, considere que o *SoC* valha 70% e o BESS forneça energia para as cargas, ocorrendo um processo de descarga. Conforme visto, ao atingir 50% a decisão do gerenciador é para o corte da carga secundária. Dessa forma, gera-se a transição de estados, do 0 para o 1, quando o *SoC* passar a valer um valor menor que 50%. Essa verificação é feita a cada período de amostragem, com uma interrupção programada no microcontrolador.

5 IMPLEMENTAÇÃO EM HARDWARE-IN-THE-LOOP

A fim de validar as estruturas e estratégias de controle para o sistema de geração híbrido fotovoltaico, utilizou-se a implementação em *Hardware-In-the-Loop* (HIL).

A simulação HIL ou emulação em tempo real é uma simulação em que a planta do sistema é emulada em tempo real, ou seja, a cada passo de amostragem da simulação o circuito elétrico é resolvido, com as equações elementares de indutor, capacitor, resistor e Leis de Kirchhoff. Embora a simulação HIL seja realizada por um sistema em tempo discreto, ainda é considerado em tempo real, pois o passo de simulação é muito pequeno (super discretizado), o que é considerado muito próximo do sistema físico contínuo.

Já o atuador do processo é implementado por microcontrolador, assim como seria feito para o processo físico real. Sendo assim, o controlador interpreta o processo emulado como sendo o processo real. Dessa forma é possível averiguar e tirar conclusões sobre a estrutura de controle abordada.

A emulação em tempo real é atrativa pois há segurança na implementação, já que, caso o sistema divirja, nenhum dano será sofrido, uma vez que o processo é implementado por um sistema digital. A simulação HIL também é interessante por apresentar uma implementação rápida, basta apenas utilizar o ambiente de criação de esquemático para criar e modificar o circuito estudado. Essa abordagem geralmente traz resultados rápidos, confiáveis e seguros quando comparada com uma criação de protótipo para validação de resultados.

Para implementar a simulação HIL foi utilizado o emulador 602+ da empresa Typhoon HIL. O equipamento pertence a concessionária de energia COPEL. E conforme comentado, no ambiente de criação de esquemático, criou-se o que seria o circuito físico apenas. Já o controlador é totalmente implementado na família de microcontrolador C2000 e *chip* F28379D.

Na Figura 37 é vista a implementação da estrutura de controle para o controle da corrente do inversor quando o barramento CC é controlado pelo BESS. Observa-se que a cada T_s é amostrado V_{cc} , V_{PCC} e i_L . A tensão V_{PCC} é utilizada para

ser a referência da transformada de Park da corrente i_L em $\alpha-\beta$, assim como também é referência para se obter a transformada inversa de Park das ações de controle. As ações de controle de eixo direto e quadratura são obtidas pelo processamento dos controladores PI, além de ter uma parcela somada com $V_{PCC(d-q)}$ e $\omega L i_{L(d-q)}$, a fim de se obter o desacoplamento entre os eixos, conforme abordado na seção 2.4.

Após realizar a transformada inversa de Park, a ação de controle em α é utilizada para a modulação das chaves do inversor, já que o sistema é monofásico, sendo assim a variável α é a própria fase “a” no referencial abc.

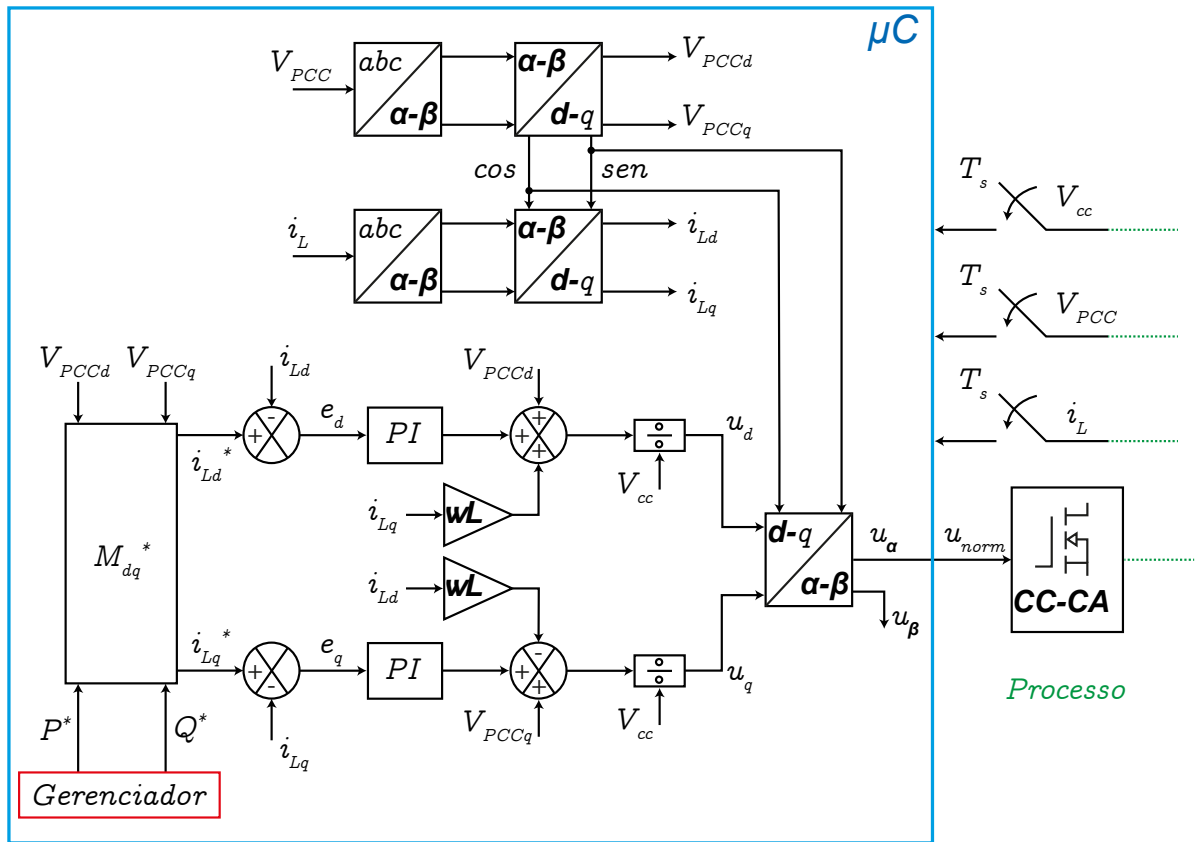


Figura 37: Implementação da estrutura de controle para a corrente do inversor
Fonte: Autoria própria.

Os valores de referências de correntes são obtidos pela matriz vista na Equação 105. Por isso definiu-se a matriz M_{dq}^* , vista na Equação 106, para facilitar a visualização no diagrama de blocos da Figura 37.

$$\begin{bmatrix} I_{Ld}^* \\ I_{Lq}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{V_{PCCd}^2 - V_{PCCq}^2} \begin{bmatrix} V_{PCCd} & V_{PCCq} \\ -V_{PCCq} & V_{PCCd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P^* \\ Q^* \end{bmatrix} \quad (105)$$

$$M_{dq}^* = \frac{1}{V_{PCCd}^2 - V_{PCCq}^2} \begin{bmatrix} V_{PCCd} & V_{PCCq} \\ -V_{PCCq} & V_{PCCd} \end{bmatrix} \quad (106)$$

A estrutura de controle de corrente do inversor para quando o BESS não é utilizado é exposta em (38). Similar a estrutura anterior, diferindo no acréscimo da malha de controle de tensão do barramento CC, já que nessa situação é o inversor o responsável pelo controle de V_{cc} .

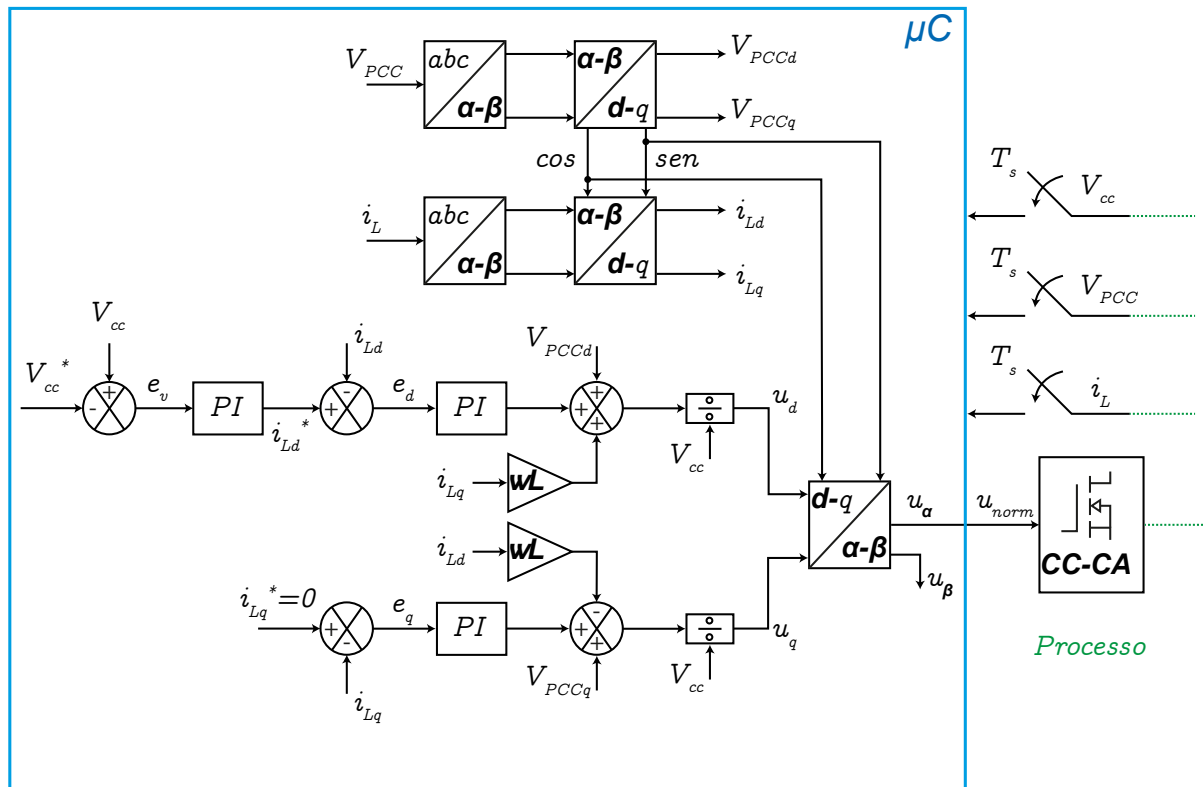


Figura 38: Implementação da estrutura de controle para a tensão do barramento CC e corrente do inversor
Fonte: Autoria própria.

As demais malhas de controle, como a do conversor *boost* e bidirecional não são mostradas aqui novamente, já que suas implementações são simples, apenas o processamento dos controladores PI em tempo discreto, ou seja, por equações de diferenças. Dessa forma, não há a necessidade de realizar transformadas de domínios, como no caso do controle de corrente do inversor.

Para mostrar os resultados obtidos foi considerada a sequência de horários diários, começando pelo horário fora de ponta, seguindo a máquina de estados visualizada na Figura 35.

No trabalho não foi implementado um sistema anti-ilhamento. Dessa forma a dinâmica entre o modo *on-grid* e *off-grid* não é abordada. Já o acionamento e controle do inversor para o sistema ilhado é feito em malha aberta, pois foi verificado que a queda de tensão ocasionada pelo indutor do filtro L é pequena, para quando se

alimenta uma carga condizente com a potência nominal do inversor.

Para retratar os painéis escolhidos nesse trabalho, utilizou-se a ferramenta *WaveForm Generator* do emulador Typhoon HIL. Para tal é preciso buscar a folha de dados do fabricante para informar os dados necessários para obter o modelo do painel solar na simulação. Sendo assim, durante a emulação, tem-se a liberdade de alterar dados importantes para a geração solar, sendo eles: irradiância solar e temperatura.

O estado de carga da bateria foi obtido pelo próprio emulador que tem uma estrutura que o gera. Caso o emulador não gerasse o *SoC*, seria necessário estudar e desenvolver uma estrutura para a obtenção do estado de carga do BESS.

Durante a simulação HIL, deve-se escolher os sinais que irão para os canais de saídas analógicas. Essas saídas podem ser lidas pelo microcontrolador responsável pelo controle do sistema global ou ainda por um osciloscópio para obtenção de resultados. Além das escolhas dos sinais, seleciona-se a atenuação desejada. Ou seja, enquanto o dispositivo emula um valor de uma grandeza física, em sua saída há um valor de tensão proporcional a esse valor que seria medido no sistema real, similar a função de um sensor e um circuito condicionador de sinal. Dessa maneira, para visualizar no osciloscópio a grandeza medida da forma que o emulador está processando, aplica-se a atenuação inversa estipulada na simulação HIL.

5.1 RESULTADOS FORA DE PONTA

Como mostrado na máquina de estados para o gerenciamento do sistema de geração, inicialmente o inversor encontra-se desconectado da rede elétrica. Essa conexão só será realizada quando as baterias forem carregadas, ou caso o período de ponta seja atingido, mesmo sem o carregamento total do BESS.

Com isso, na Figura 39 são exibidas a tensão e a corrente do arranjo solar para a irradiância solar de 1000 W/m^2 e temperatura de 25°C . O valor médio de tensão obtido foi $99,89 \text{ V}$ e a corrente foi de $10,41 \text{ A}$. Esses valores são os mostrados em (39), porém na simulação esses valores mudam mesmo em janelas pequenas de tempo. Isso se dá pelo fato de que o algoritmo de rastreamento de máxima potência implementado (perturba e observa) está sempre perturbando a tensão, a fim de manter o ponto de operação próximo ao MPP. Sendo assim, constata-se que os resultados estão condizentes com o esperado e que o controle dinâmico e o algoritmo MPPT para o arranjo solar operam corretamente, já que os valores registrados estão próximos aos

que o fabricante informa (vistos na Tabela 3).

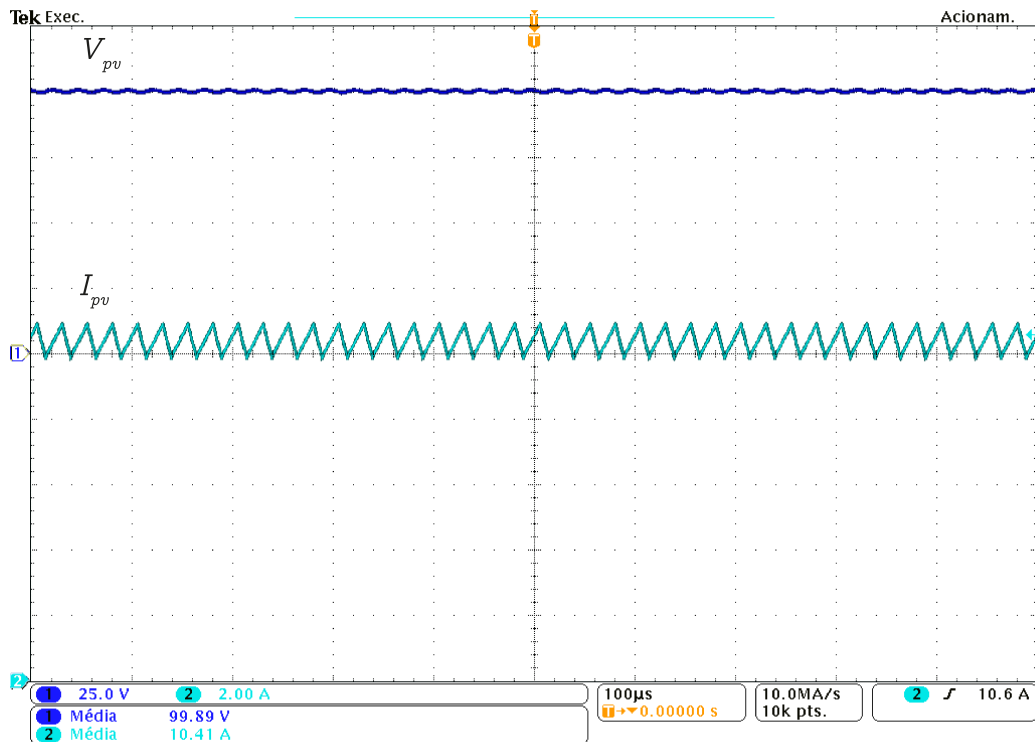
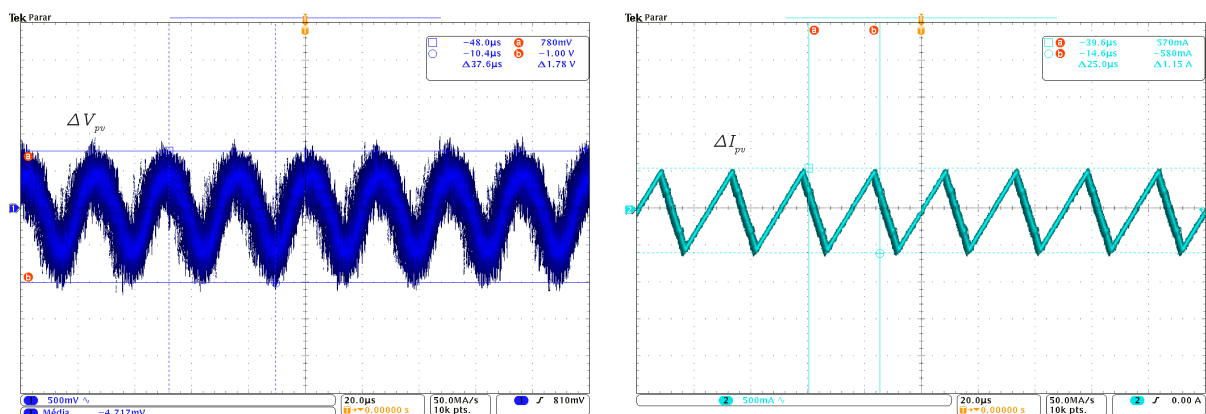


Figura 39: Curva de tensão, canal 1, e corrente, canal 2, do arranjo solar para condições nominais de irradiância solar e temperatura
Fonte: Autoria própria.

O *ripple* da tensão fotovoltaica pode ser visto na Figura 40a, sendo de 1,78 V para a tensão em torno do MPP e condições nominais. Esse valor apresentou erro relativo de 78% ao projetado de 1% de V_{mp} (1 V). Já o *ripple* de corrente obtido, Figura 40b, foi de 1,15 A, próximo ao esperado de 1,052 A, com erro relativo de 9,3%.



(a) Ondulação de tensão do arranjo solar

(b) Ondulação de corrente do arranjo solar

Figura 40: Ondulações de tensão e corrente do arranjo solar
Fonte: Autoria própria.

Na Figura 41 exibe-se as curvas de tensão (canal 1), corrente (canal 2) e de

potência extraída (modo matemático, na cor vermelha), porém são aplicados degraus de irradiância e temperatura.

Na Figura 41a a irradiância solar inicialmente valia 1000 W/m^2 e durante a simulação atribuiu-se um valor de 500 W/m^2 , ou seja, degrau negativo de 500 W/m^2 . Embora isso seja uma situação atípica, aplicou-se esse degrau para verificar a dependência da corrente do arranjo solar com a irradiância solar, enquanto que a tensão para o MPP nessa condição quase não é alterada.

Na Figura 41b a temperatura inicialmente valia 25°C e durante a simulação atribuiu-se um valor de 0°C , ou seja, degrau negativo de 25°C . Novamente, mesmo que essa mudança brusca de temperatura seja uma situação atípica, realizou-se isso para verificar que a potência dos painéis é diminuída. Também verifica-se que a alteração de temperatura não altera tão significativamente a corrente e tensão para o MPP.

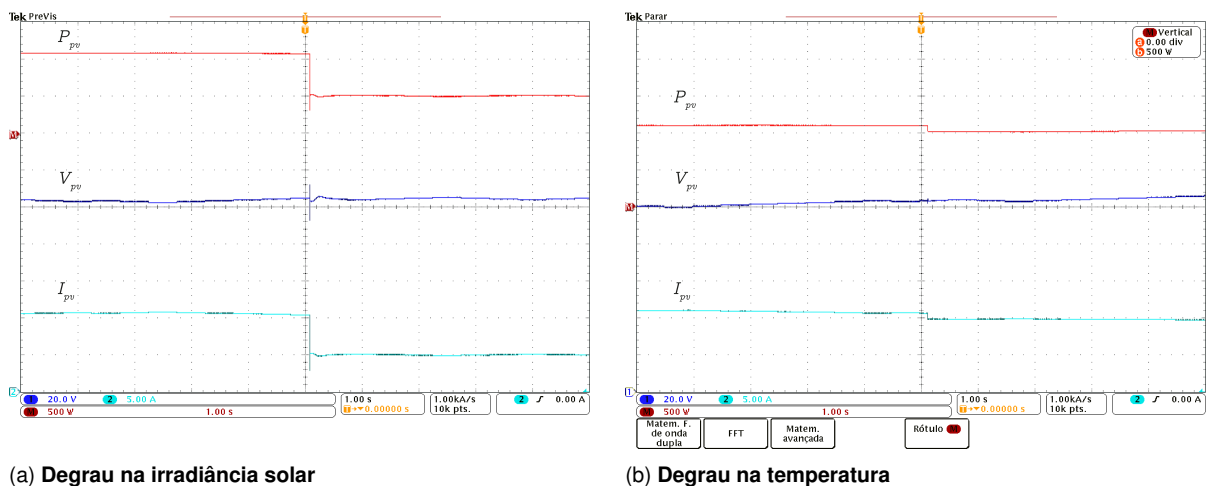


Figura 41: Ondulações de tensão e corrente do arranjo solar
Fonte: Autoria própria.

Enquanto o inversor está desconectado da rede elétrica, o BESS armazena a energia gerada pelos painéis solares. Dessa forma, na Figura 42 exibe-se a tensão PV (canal 1) ainda para condições nominais de operação. Também mostra-se a tensão do barramento CC (canal 3), que se encontra equilibrada. E também é possível verificar que o BESS está sendo alimentado, como convencionado anteriormente, pela corrente negativa do indutor L_{bat} (canal 4), nessa situação o fluxo de potência é do barramento CC para o banco de baterias.

Na Figura 42 verifica-se que o valor de tensão do barramento CC está equilibrado e está próximo ao projetado (300 V). Esse valor apresenta um erro relativo inferior a 1%, como mostra a Equação 107.

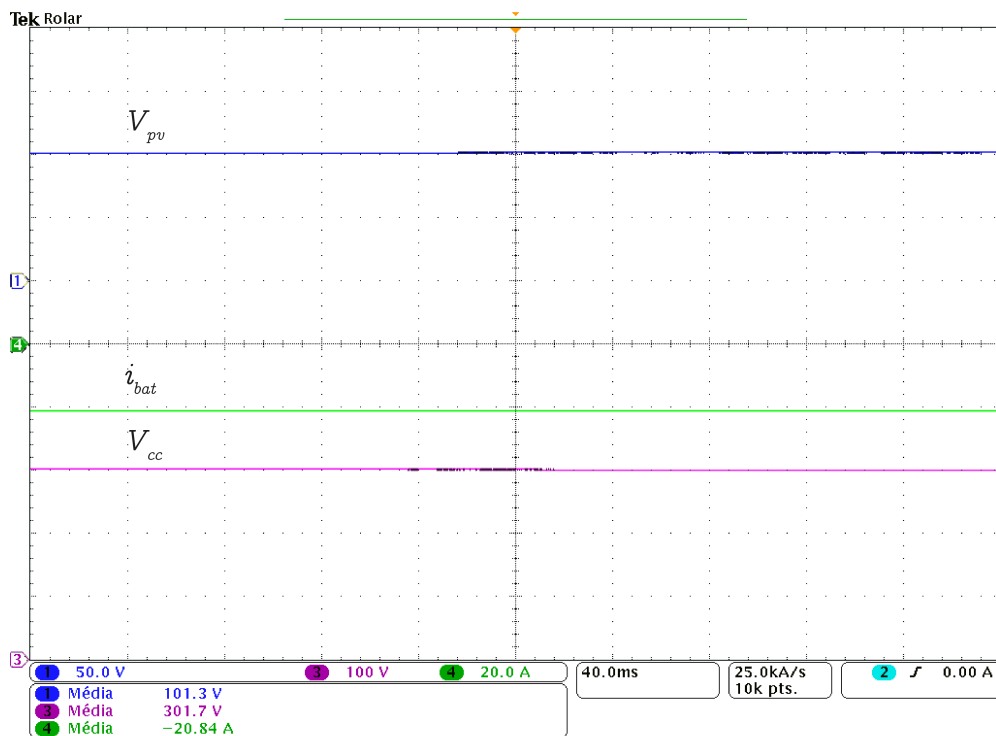


Figura 42: BESS sendo alimentado e Barramento CC equilibrado
Fonte: Autoria própria.

$$Erro_{V_{cc}}(\%) = \frac{301,7 - 300}{300} \cdot 100 = 0,567\% \quad (107)$$

Novamente, aplicou-se uma perturbação no sistema fotovoltaico. A perturbação foi um degrau na irradiância solar, de 1000 W/m^2 para 500 W/m^2 . Percebe-se pela Figura 43 que há um afundamento na tensão do barramento CC, porém o controle de V_{cc} , juntamente com o controle de corrente do BESS, conseguiu restabelecer o equilíbrio da tensão, ou seja, manter o fluxo de potência do arranjo solar para o BESS equilibrado. Embora seja uma situação atípica, conforme mencionado, pode-se verificar que o controle do barramento CC ainda conseguiu atuar corretamente e o sistema se manteve estável, mesmo com uma perturbação brusca.

Após o abastecimento prioritário para o BESS (até atingir 90% de sua capacidade) há uma transição de estado. Pela máquina de estados, Figura 35, do estado 0 o gerenciador migra para o estado 1, dessa forma, o BESS é desabilitado e o inversor passa a despachar a potência gerada pelos painéis.

Na Figura 44 é exibida a janela de tempo da transição do estado 0 para o estado 1 do gerenciador. As variáveis exibidas são: V_{PCC} - canal 1, i_L - canal 2, V_{cc} - canal 3, i_{bat} - canal 4.

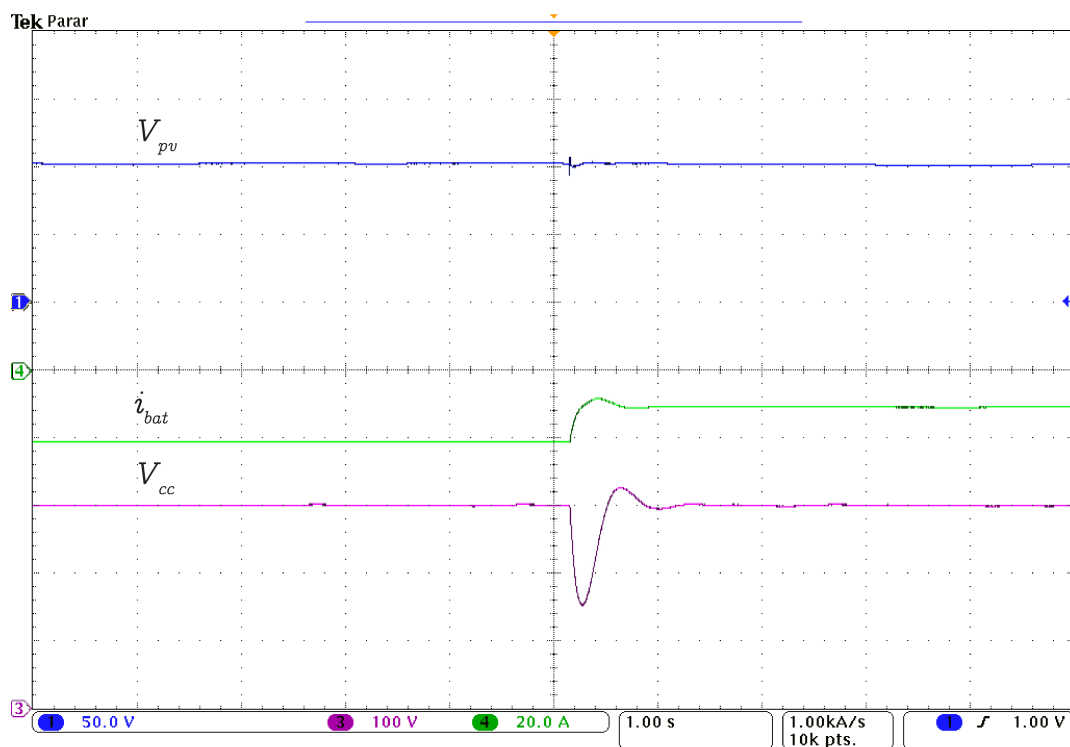


Figura 43: Perturbação na irradiância solar
Fonte: Autoria própria.

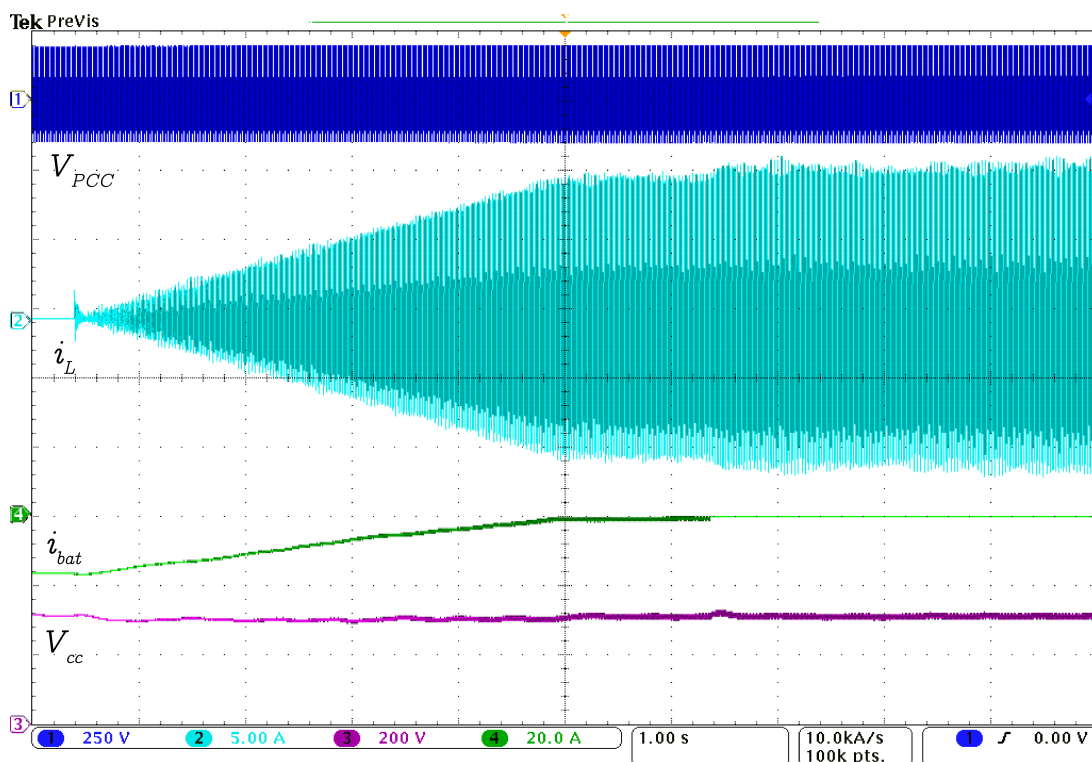
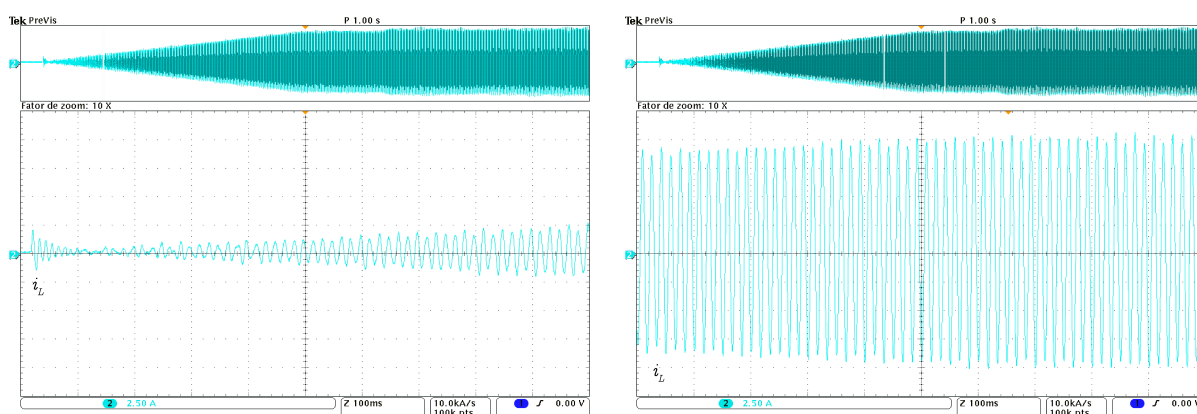


Figura 44: BESS carregado e conexão do inversor
Fonte: Autoria própria.

A conexão do inversor com a rede é feita em rampa, até que a potência de referência do inversor atinja o valor de potência do arranjo solar. A partida do inversor em rampa é feita com intuito de suavizar a conexão do inversor com a rede. Além da rampa, a conexão do inversor é feita na passagem por zero da tensão da rede.

No final da rampa, a corrente do BESS é próxima de zero, já que toda potência gerada pelos painéis é despachada pelo inversor. Antes da desconexão do BESS, há um *delay* para garantir que o inversor esteja operando em regime permanente. Após o *delay*, há a comutação do controle do barramento CC, que anteriormente era realizado pelo BESS e passa a ser pelo inversor. O BESS é desabilitado e o inversor passa a despachar indiretamente a potência dos painéis para a rede, porém agora pela malha de controle de V_{cc} (estrutura de controle do inversor). Quando o BESS estava habilitado isso era possível com a atribuição de referência pelo gerenciador, ou seja, $P^* = P_{pv}$.

Na Figura 45 ampliou-se a imagem da conexão do inversor, verificando o incremento gradual da corrente despachada e, conseqüentemente, da potência entregue à rede.



(a) Início da rampa

(b) Final da rampa

Figura 45: Ampliação da rampa de potência

Fonte: Autoria própria.

Após o transitório da comutação do controle de tensão do barramento CC, plota-se as grandezas pertinentes em regime permanente, como visto na Figura 46. O valor médio obtido para o barramento CC é de 299,9 V (erro de 0,033%). Já a tensão eficaz do ponto de conexão comum foi de 124,6 V, com erro relativo de 1,89% ao nominal, devido a queda de tensão na impedância da rede. A corrente eficaz despachada obtida foi 8,169 A. Dessa forma, a potência despachada para a rede é aproximadamente 1020 W. Nessa situação, foi considerada condições nominais para o arranjo solar, ou seja, potência máxima de 1050 W. Também é possível verificar, pela

Figura 46, que a corrente está sincronizada com a tensão da rede. Dessa maneira, está realizando somente o despacho de potência ativa.

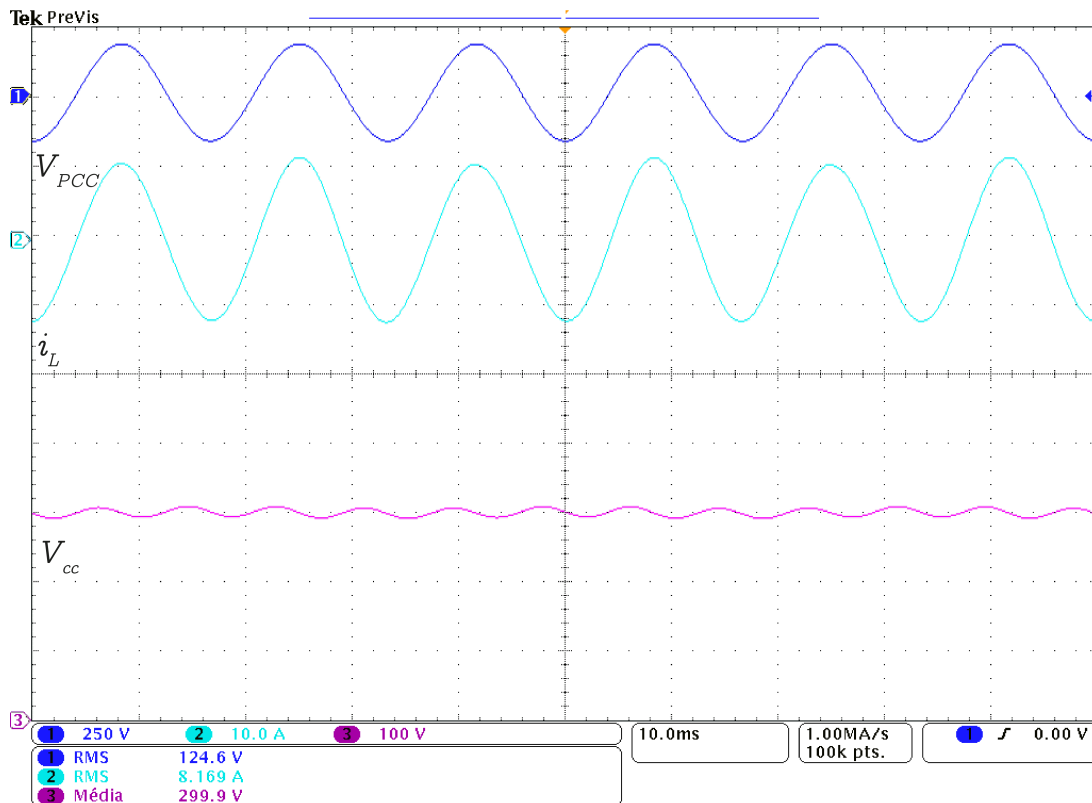
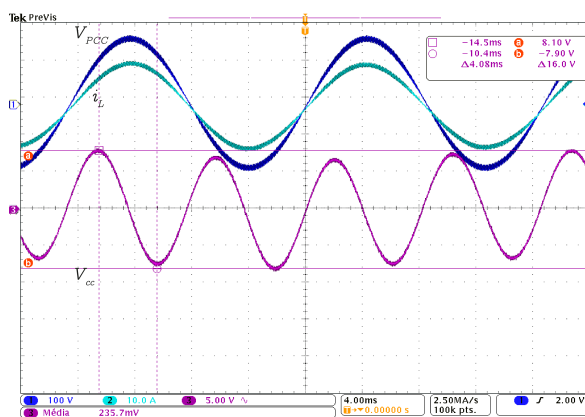
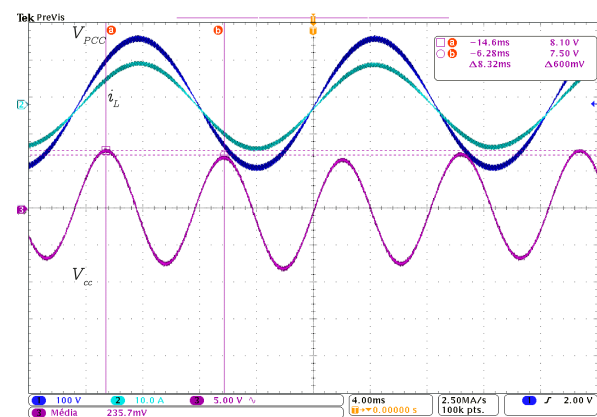


Figura 46: Inversor despachando potência nominal do arranjo solar com BESS desabilitado
Fonte: Autoria própria.

A fim de verificar o *ripple* e frequência de oscilação do barramento CC, obteve-se a curva do barramento com acoplamento CA, retirando seu nível CC, como visto na Figura 47.



(a) *Ripple*



(b) Frequência de oscilação

Figura 47: Tensão do barramento CC medida com acoplamento CA
Fonte: Autoria própria.

Conforme visto na Figura 47b, o período de oscilação é aproximadamente $8,3\text{ ms}$. Dessa forma, a frequência é 120 Hz , o dobro da frequência da rede, conforme esperado. Já o *ripple* de tensão é 16 V , próximo ao projetado de 5% da tensão nominal, ou seja, 15 V , apresentando erro relativo de $6,67\%$.

O sistema irá operar dessa forma até o início do posto tarifário de ponta. Nessa situação, o inversor passará a despachar a potência nominal para a rede.

5.2 RESULTADOS HORÁRIO DE PONTA

No momento que o posto tarifário é o de ponta, o estado do gerenciador é o 4, mesmo que o BESS esteja com sua capacidade máxima ou não. Dessa forma, o gerenciador estabelece como referência para o despacho a potência nominal do inversor, 1050 W .

Caso o evento do horário de ponta ocorra primeiro ao carregamento total do BESS, o inversor será conectado em rampa até atingir sua potência nominal, estipulado pelo gerenciador, similar ao mostrado na Figura 44.

Porém se o evento do horário de ponta ocorrer quando o BESS já estiver carregado, o gerenciador atribui como referência de despacho a potência nominal, já que anteriormente ao evento o inversor já estava conectado. E para isso ser possível, o BESS deve ser habilitado para fornecer a diferença da potência despachada e gerada.

Sendo assim, na Figura 48 é mostrada a janela de tempo com variáveis pertinentes na ocorrência do horário de ponta. As variáveis exibidas são: V_{PCC} - canal 1, i_L - canal 2, V_{cc} - canal 3, i_{bat} - canal 4.

Primeiramente, o BESS é habilitado e o controle da tensão do barramento CC passa a ser responsável pela estrutura de controle do BESS. Com a inserção do BESS, o gerenciador atribui como referência para o despacho a potência nominal do inversor, já que, a estratégia é o despacho máximo no horário de ponta. Porém, para suavizar o efeito da inserção do BESS e da comutação da malha de controle do V_{cc} , a atribuição de referência da potência nominal é feita em rampa. Sendo assim, o barramento CC permanece estável, sem um distúrbio significativo.

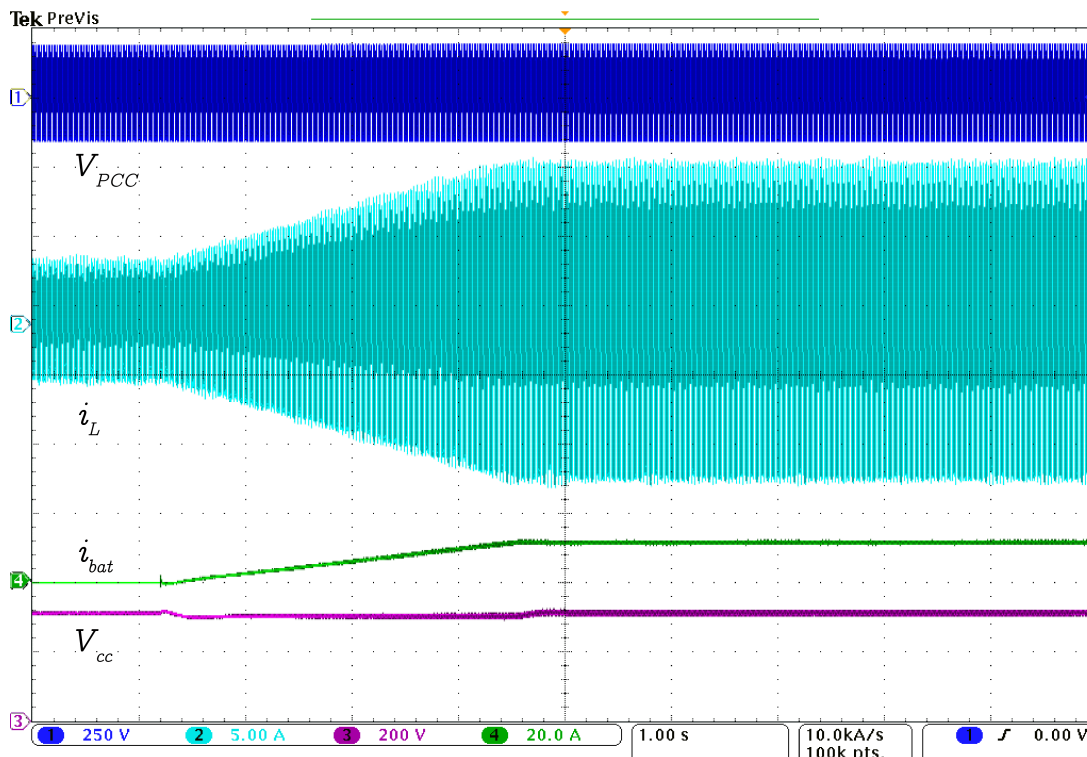


Figura 48: **Transição para o horário de ponta**
Fonte: Autoria própria.

Na ocorrência do horário de ponta, a irradiância solar já não é mais a nominal. Por esse motivo, o arranjo solar não é capaz de entregar a potência nominal para o inversor e conseqüentemente para a rede. Isso é possível de ser verificado, pela corrente do BESS, i_{bat} , positiva. Isso implica em um fluxo de potência do BESS para o barramento CC, ou seja, fornece a diferença de potência do valor despachado e o valor gerado.

Na Figura 49 é mostrado, em regime permanente, a tensão do ponto de conexão comum (canal 1) e corrente despachada (canal 2), além da potência instantânea entregue à rede, pelo modo matemático do osciloscópio, em vermelho. É possível verificar pela medição do valor médio da potência instantânea, que o valor se aproxima do desejado pelo despacho. Com um erro relativo de referência ao medido próximo a 5%.

Seguindo a estratégia de gerenciamento adotada nesse trabalho, o inversor deve despachar a potência nominal até que a capacidade do BESS atinja 40%. Na ocorrência desse evento, o BESS é desabilitado e o inversor passará a despachar a potência gerada pelos painéis.

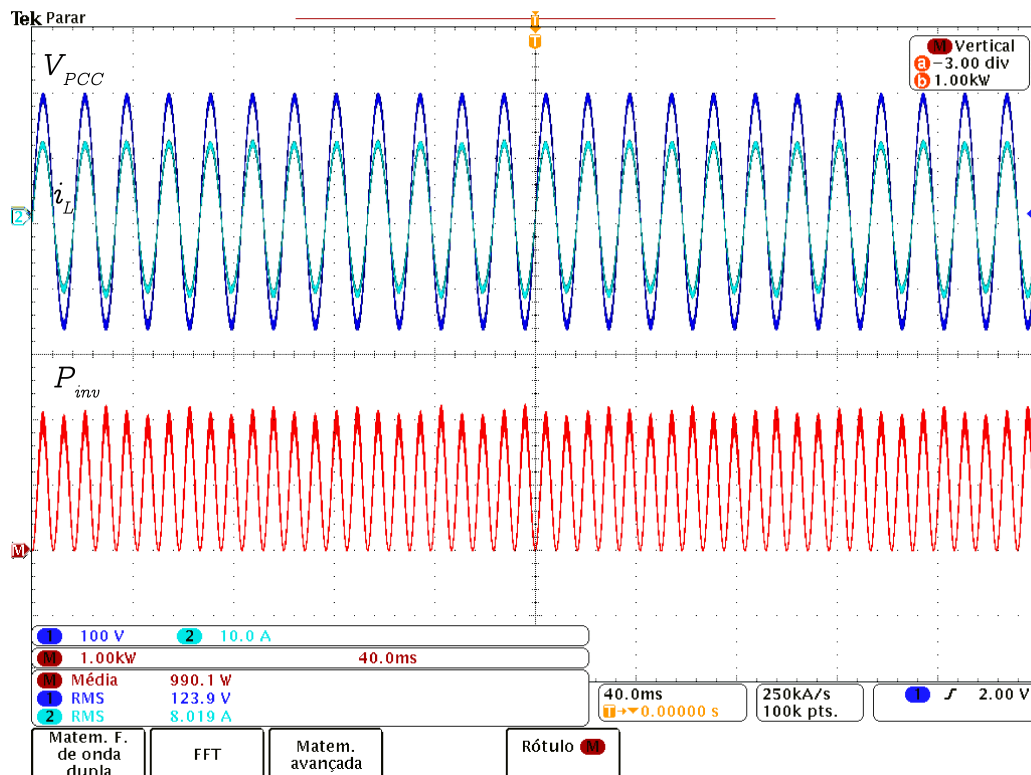


Figura 49: Inversor despachando potência nominal no horário de ponta
Fonte: Autoria própria.

Para desabilitar o BESS, aplicou-se uma rampa de potência com inclinação negativa até que $P^* = P_{pv}$. Com isso, a corrente i_{bat} é próxima de zero e o BESS pode ser desabilitado sem grandes distúrbios. Após o BESS ser desabilitado, o controle de V_{cc} é responsável pela estrutura de controle do inversor. Na Figura 50 é possível ver a janela de tempo iniciada com a rampa de inclinação negativa.

É possível verificar que o barramento tem pequenos afundamentos e *overshoots*, causados pela perturbação na mudança na referência de corrente e também na mudança de sua malha de controle. Porém, esses valores não são tão significativos, uma vez que, tomou-se cautela nas transições, como uma mudança lenta em rampa na corrente i_L e um desligamento do BESS quando a corrente i_{bat} era próxima a zero.

Na Figura 50 já é possível perceber que a potência despachada, ao final da rampa, já era relativamente pequena, podendo observar esse fato pela magnitude da na corrente i_L . Ou seja, a potência gerada pelos painéis nesse horário é baixa. Tentou-se reproduzir esse cenário durante a simulação, com uma baixa irradiância solar, inferior a 50 W/m^2 . Realizou-se isso, pois o horário de ponta é definido em um horário noturno e sabe-se que nesses horários, a irradiância solar é quase nula.

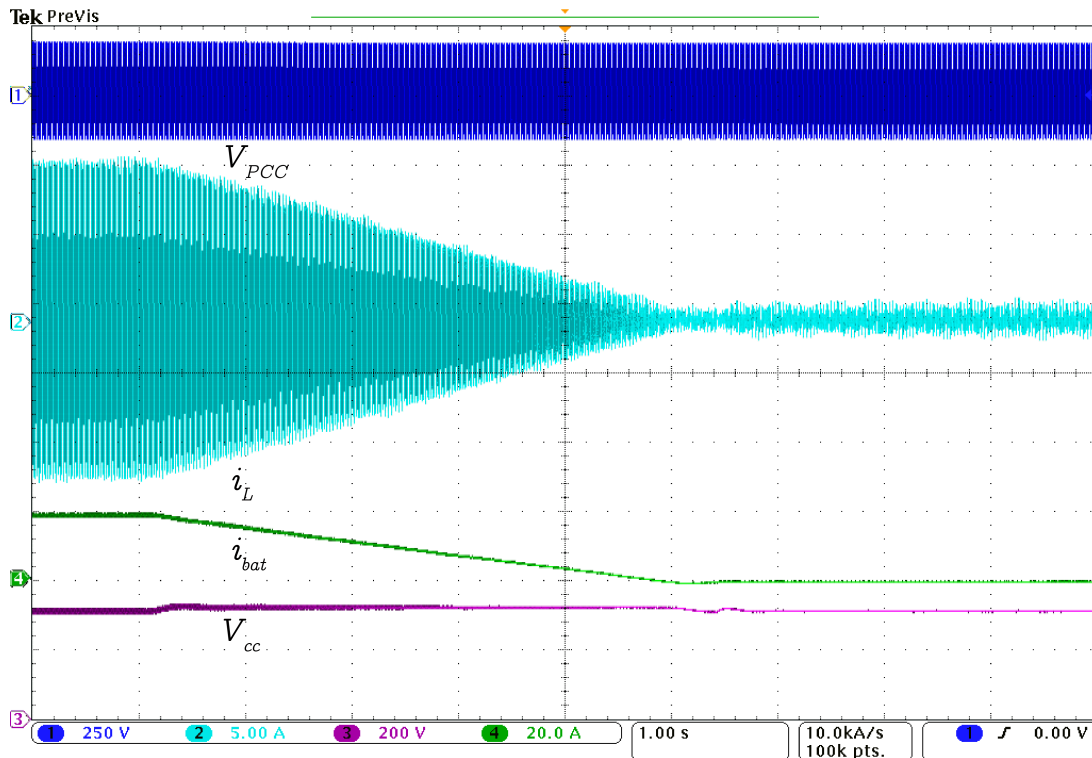


Figura 50: **Desconexão do BESS**
Fonte: **Autoria própria.**

Já na Figura 51 é plotado as mesmas variáveis plotadas anteriormente, porém em uma janela de tempo menor e uma ampliação na corrente i_L . Verifica-se que a forma de onda da corrente é altamente distorcida. Isso pode ser explicado pelo fato da amplitude da corrente estar na mesma dimensão do *ripple* adotado para o projeto do indutor do filtro L. Sendo assim, o controle e a modulação PWM não exercem um bom desempenho.

No término do horário de ponta, o inversor é desconectado e o BESS é restabelecido no sistema. O sistema híbrido irá operar dessa forma, até que o BESS seja carregado, repetindo o ciclo, exposto anteriormente. Na Figura 52 é mostrado essa transição.

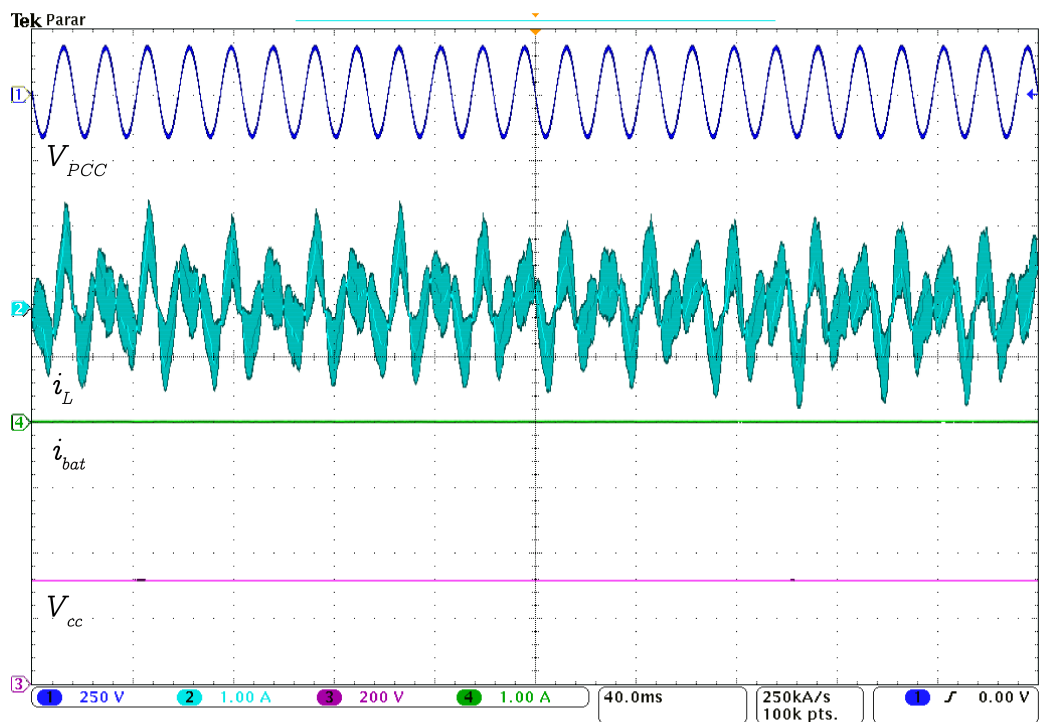


Figura 51: Inversor despachando potência do arranjo solar com baixa irradiância solar
 Fonte: Autoria própria.

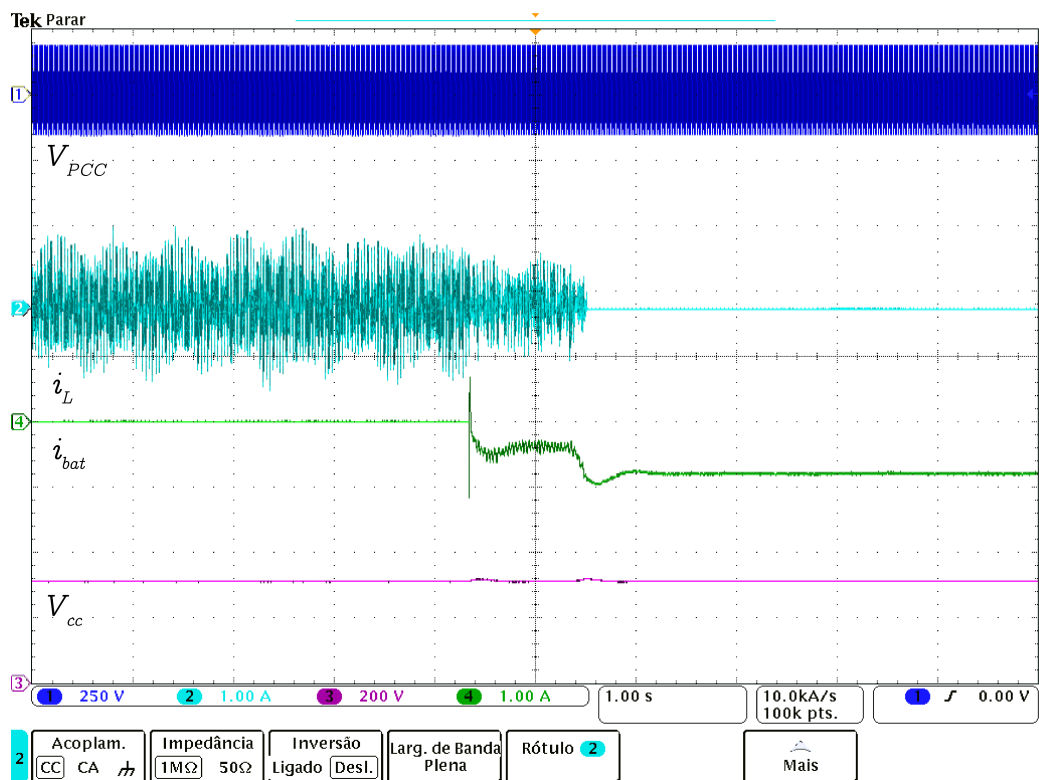


Figura 52: Desconexão do inversor e retorno do BESS
 Fonte: Autoria própria.

Ainda no horário de ponta, para verificar a dinâmica da malha de corrente, mudou-se a referência de potência, de 1050 W para 950 W , o que implica em um degrau aproximado de 1 A na corrente i_L , como visto na Figura 53.

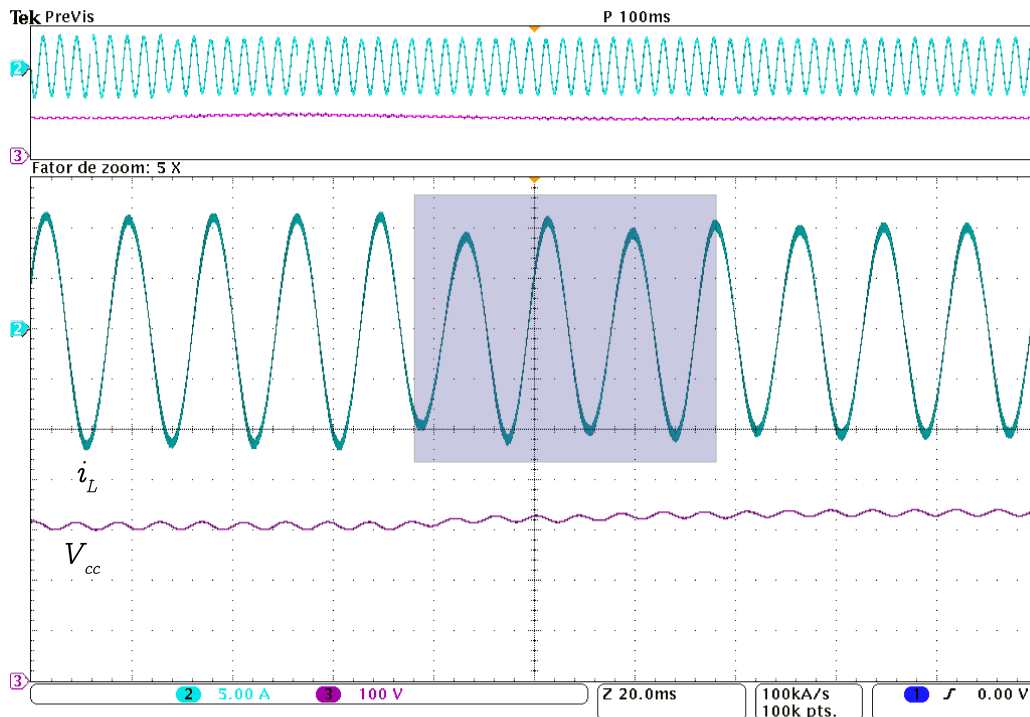


Figura 53: **Transitório da corrente despachada**
Fonte: Autoria própria.

Como o processamento da malha de controle de corrente é feito no eixo síncrono virtual, não é possível avaliar o seu desempenho diretamente, já que, fisicamente não existem correntes nos eixos $d-q$. Porém, pode-se estimar a duração do transitório, após um degrau na referência, pela própria corrente medida. Na Figura 53, a região destacada corresponde a estimativa de duração do transitório, próximo a três ciclos da rede.

Embora, o esperado era que a corrente, nos eixos $d-q$, assentasse com um ciclo e meio, é possível dizer ainda que o resultado está condizente. Essa divergência pode ser explicada, pelas aproximações realizada na modelagem. Além de que, na modelagem, o barramento é considerado totalmente fixo e sem oscilação. Porém, no momento que ocorre o degrau, há uma elevação na tensão do barramento CC. Por esse motivo também, é provocado uma ligeira divergência entre o projetado e o obtido.

Na estratégia de gerenciamento adotada nesse trabalho, não é considerado o despacho de potência reativa. Uma vez que, na tarifa branca (consumidor residencial) somente é cobrado o consumo de potência ativa. Porém, com a estratégia

de controle adotada nesse trabalho é possível realizar o despacho de potência reativa, que depende da corrente do eixo de quadratura. Com isso, plota-se a tensão V_{PCC} (canal 1) e a corrente i_L (canal 2), para as referências de potência: $P^* = 0$ e $Q^* = 1050$.

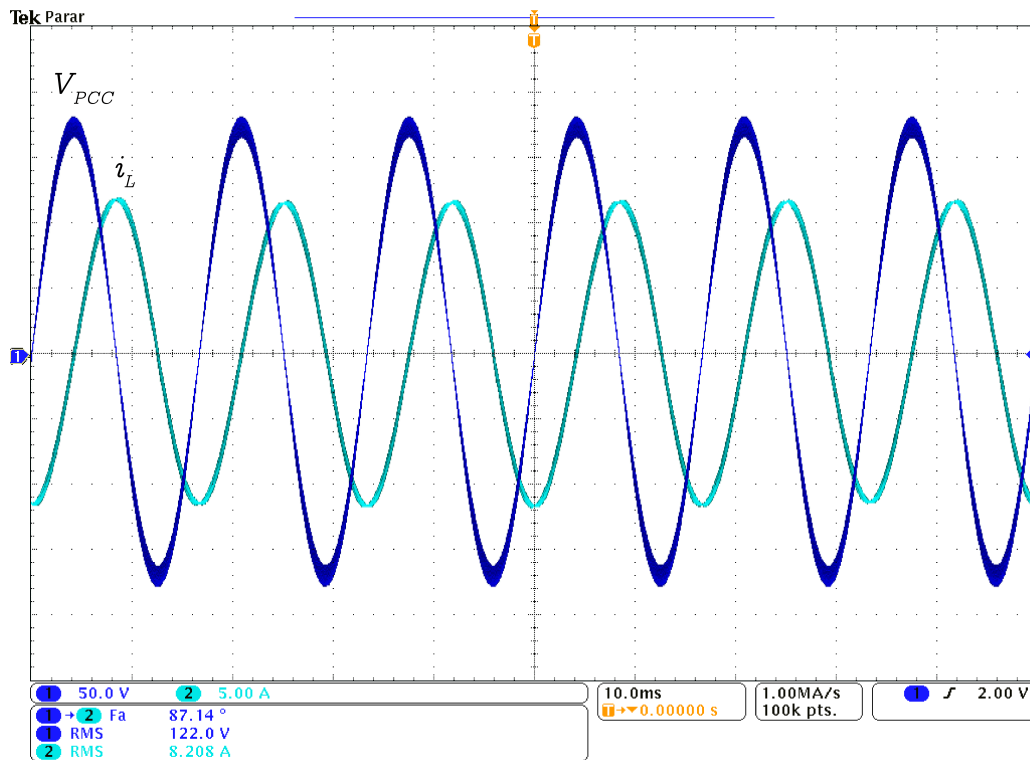


Figura 54: **Despacho nominal de potência reativa**
Fonte: Autoria própria.

Nessa situação obteve-se uma defasagem entre a tensão e corrente de $87,14^\circ$ e fator de potência de 0,05. As potências aparente, ativa e reativa medidas foram: $1001,38 VA$, $49,96 W$ e $1000,13 Var$, respectivamente. Tendo como base a potência nominal do inversor, novamente o erro de potência ativa é próximo de 5%, já o erro de potência reativa é também próximo de 5%, ambos valores considerados baixos.

5.3 RESULTADOS DIÁRIOS

Com o intuito de demonstrar todos os estados e transições do gerenciador, foi considerado dois dias distintos: dia pouco ensolarado e dia muito ensolarado. E para que seja possível plotar as variáveis pertinentes em uma única figura, as transições da máquina de estado foram forçadas para retratar as condições ao longo de um dia. As transições são compreendidas como o estado de carga do BESS e o horário do dia que define o posto tarifário. Além disso, durante a simulação foi alterado a irradiância solar, de acordo com o hora do dia.

- **Dia muito ensolarado**

Na Figura 55 é retratado um dia muito ensolarado. As variáveis plotadas são: V_{PCC} - canal 1, i_L - canal 2, V_{cc} - canal 3 e i_{bat} - canal 4. Na Figura 55 foram adicionados quatro marcos ocasionados por transições da máquina de estados, sendo eles: t_1 , t_2 , t_3 e t_4 . Essas marcações serão detalhadas na sequência.

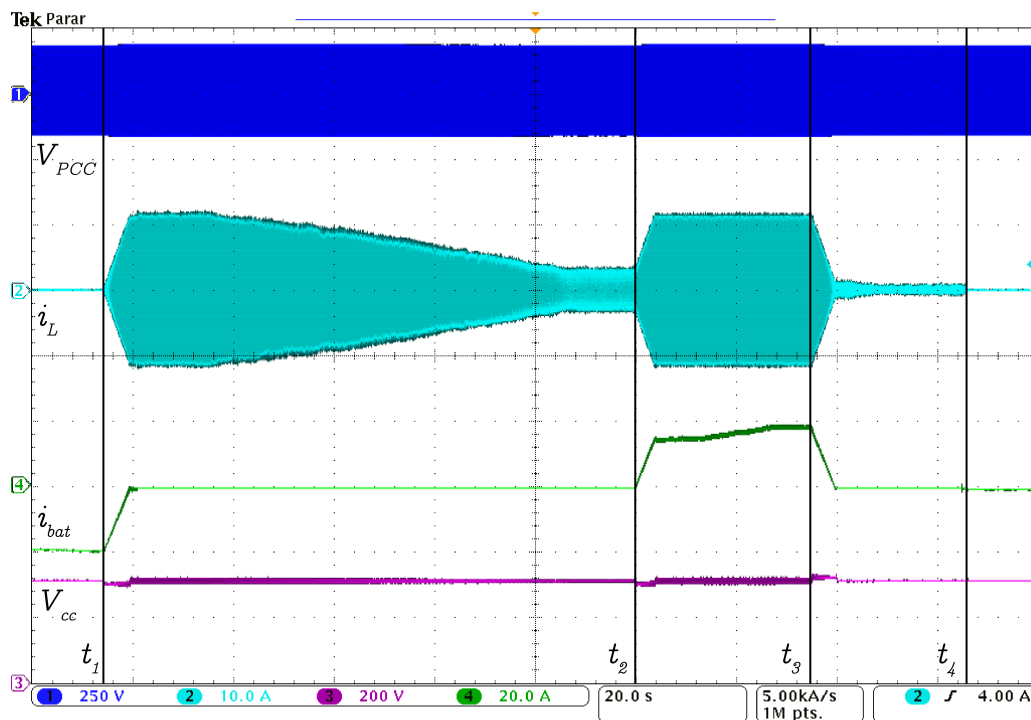


Figura 55: Janela de tempo para um dia muito ensolarado
Fonte: Autoria própria.

No início da janela temporal (antes de t_1), o BESS é abastecido enquanto que o inversor está desconectado da rede, horário fora de ponta. No momento que o BESS é totalmente carregado, o inversor é conectado em rampa (em t_1) até o valor de geração do arranjo solar do momento. Já no final da rampa o BESS é desabilitado.

Após a conexão total do inversor, percebe-se que a amplitude da corrente i_L diminui gradativamente. Isso ocorre porque no início da simulação atribuiu-se o valor nominal de irradiância e ao longo da simulação realizou-se pequenos decrementos. Essa diminuição na irradiância solar foi para retratar ao que ocorre com a irradiância solar ao longo de um dia (após o pico de incidência).

O marco t_2 é indicado pelo início do horário de ponta. Por esse motivo, o BESS é habilitado e o inversor é acionado até sua potência nominal. Já em t_3 , o BESS estava totalmente descarregado e por esse motivo é feito o desacionamento em rampa do inversor até a potência gerada do momento (potência baixa devido ao

horário noturno). Após o término da rampa, o BESS é desabilitado.

Finalmente em t_4 , o inversor é desconectado da rede enquanto que o BESS é habilitado. Essa situação é na ocorrência do horário fora de ponta. A partir desse ponto, o BESS é recarregado pela energia convertida pelos painéis solares.

- **Dia pouco ensolarado**

Na Figura 56 é retratado um dia pouco ensolarado. As variáveis plotadas são: V_{PCC} - canal 1, i_L - canal 2, V_{cc} - canal 3 e i_{bat} - canal 4. Na Figura 56 foram adicionados três marcos ocasionados por transições da máquina de estados, sendo eles: t_1 , t_2 e t_3 . Essas marcações serão detalhadas na sequência.

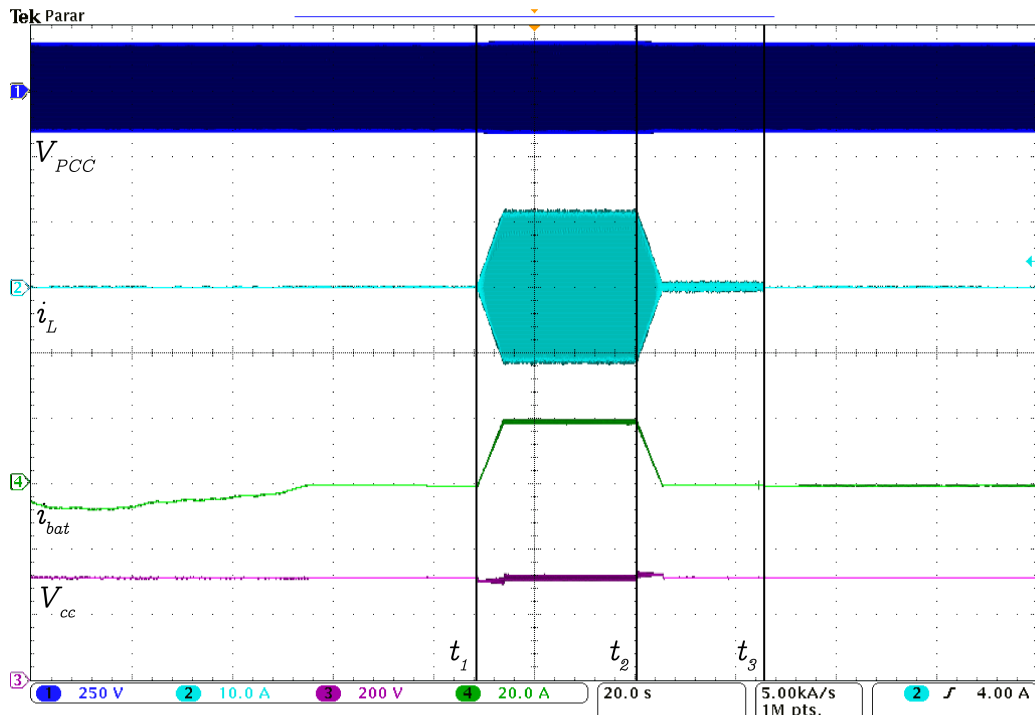


Figura 56: **Janela de tempo para um dia pouco ensolarado**
Fonte: Autoria própria.

Por ser um dia pouco ensolarado, pouca energia é gerada e armazenada no BESS durante o horário fora de ponta (anterior a t_1). Na situação abordada, o BESS não é carregado totalmente e o inversor só é conectado à rede quando passar a valer o horário de ponta (em t_1).

Em t_2 , o BESS está descarregado e por esse motivo deve ser desabilitado. Após isso, o inversor passa a despachar a potência gerada pelos painéis. Já em t_3 ocorre o início do horário fora de ponta, dessa forma o inversor é desconectado e o BESS habilitado.

5.4 RESULTADOS ILHADO

Conforme comentado no início desse capítulo, o acionamento do inversor ilhado foi realizado em malha aberta, ou seja, calcula-se o valor de comando a cada interrupção de controle, sem um uso de uma malha de controle tradicional, com referência e controlador. Isso foi realizado de maneira simples, devido a possibilidade do cálculo da função seno/cosseno com a inclusão da biblioteca “math.h”.

Na simulação as cargas foram fixas e resistivas, com potência nominal de 525 W, cada (primária e secundária). Em relação ao arranjo solar, foi considerado o cenário nominal. As transições entre os estados ocorreram de maneira forçada. Durante a simulação ignorou-se o valor informado pelo emulador de tempo real e atribuiu-se um valor específico para o SoC do banco de baterias, sendo assim, de maneira rápida foi possível averiguar a transição de estados do gerenciador, assim como, o efeito do corte e entrada de carga. Se não fosse realizado dessa maneira, deveria-se esperar a ocorrência dos eventos para então observar o efeito da transição de estados.

Na Figura 57 é mostrado o início do abastecimento de potência para as cargas locais. As variáveis medidas são: i_L (canal 2), V_{cc} (canal 3) e i_{bat} (canal 4). Observa-se que anteriormente à partida do inversor, a potência gerada era absorvida pelo BESS, i_{bat} negativa.

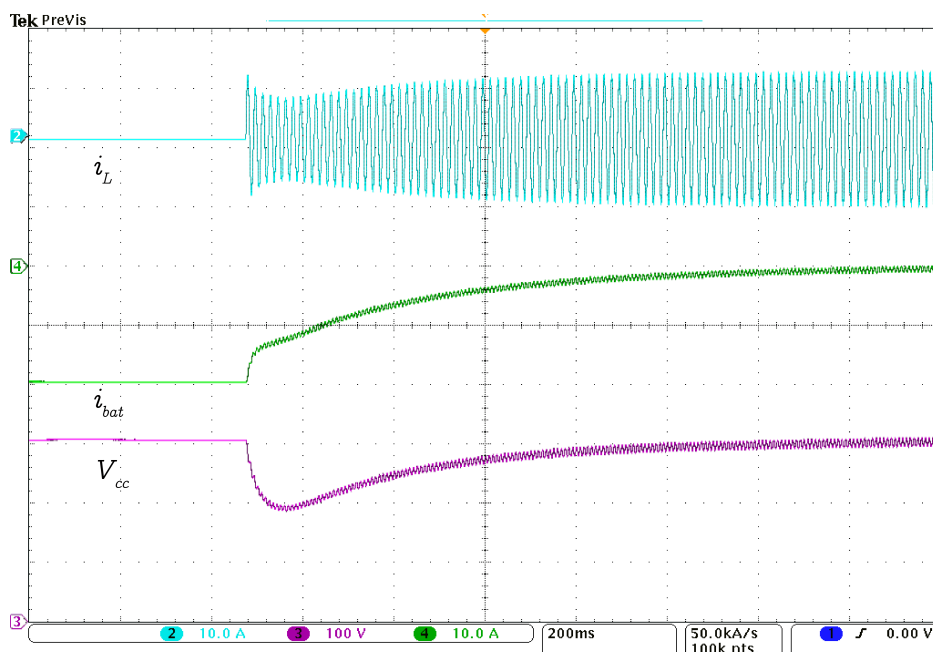


Figura 57: Início do abastecimento para as cargas no modo ilhado
Fonte: Autoria própria.

Nesse cenário hipotético, o SoC valia um valor maior a 50%, sendo assim, o abastecimento ocorreu para as duas cargas locais. Visto pelo barramento CC, isso é considerado como um degrau de potência. Por esse motivo, o valor da tensão sofre um afundamento, próximo a 100 V.

Com relação a corrente que flui do inversor para as cargas, há um transitório inicial, que é causado pela resposta natural do circuito RL, indutor do filtro L e cargas resistivas.

Ao final da janela temporal, percebe-se que a corrente i_{bat} converge para próximo de zero, isso porque o arranjo solar é capaz de suprir a potência demandada pelas cargas. É possível verificar com maior facilidade na Figura 58, sendo que foi plotado as variáveis em regime permanente, além de acrescentar também a tensão do ponto de conexão comum (canal 1), que se encontra em fase com a corrente i_L , já que as cargas são resistivas.

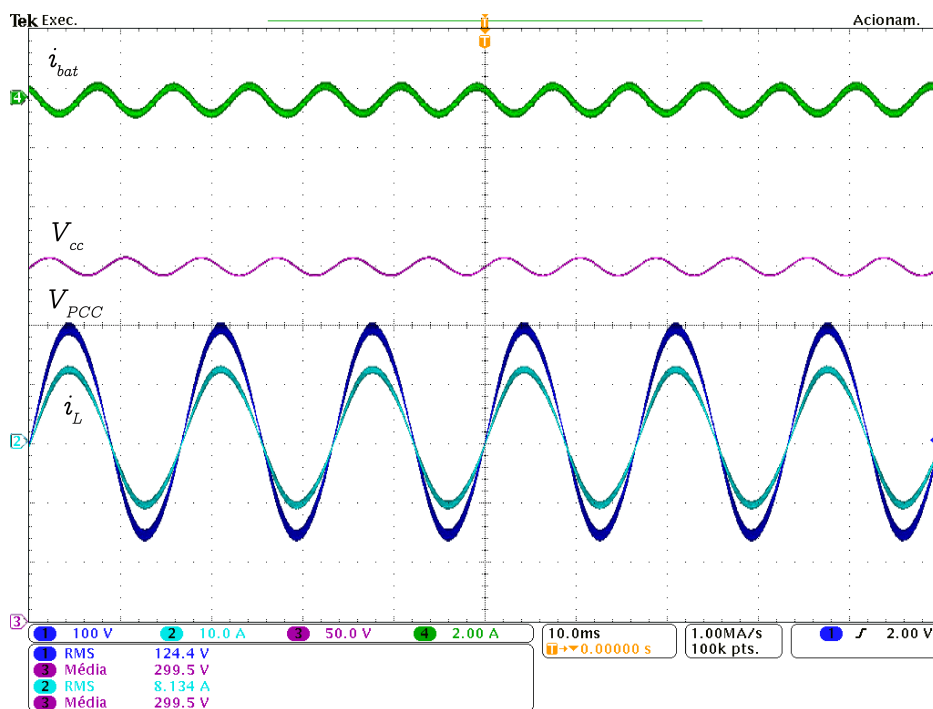


Figura 58: Abastecimento para as cargas no modo ilhado
Fonte: Autoria própria.

Pelos valores obtidos, confirma-se que o barramento está controlado e a corrente i_{bat} está próxima de zero. Já a tensão V_{PCC} tem um valor eficaz de 124,4 V, o que significa que o acionamento do inversor em malha aberta, pode trazer um resultado muito próximo ao nominal (127 V), com erro relativo de 2,05%, além de ser de fácil implementação.

A próxima curva obtida é mostrada na Figura 59, que é quando o SoC é

menor que 50% e realiza-se o corte de carga secundário. Constata-se que há uma pico de elevação em V_{cc} , próximo a 70 V. Isso ocorre pelo corte instantâneo da carga secundária, logo um degrau de potência negativo. Dessa forma, essa potência que iria fluir para a carga secundária respondem em um incremento de tensão, ou seja, em um acúmulo de potência. Após o transitório da tensão, a energia excedente gerada é armazenada no BESS.

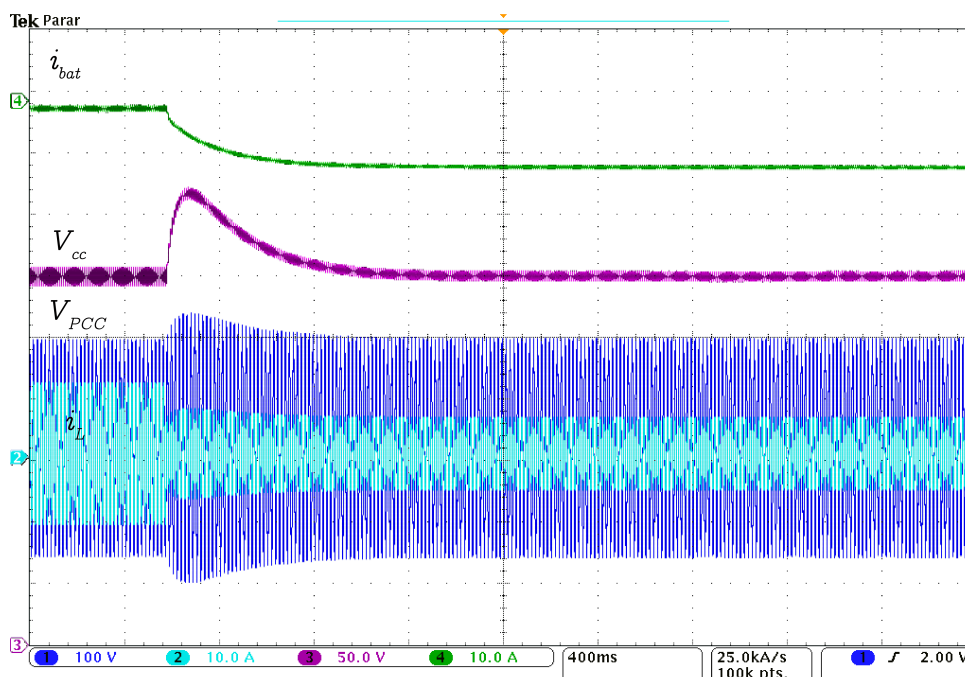


Figura 59: Corte de carga secundária
Fonte: Autoria própria.

Caso o BESS seja alimentado constantemente e o SoC passar a valer um valor maior a 80%, a carga secundária é introduzida ao abastecimento pelo inversor. Essa situação é mostrada na Figura 60. Como as cargas são resistivas, omitiu-se V_{PCC} , já que tem o mesmo formato de onda de i_L , diferindo apenas por um ganho escalar.

Já na situação que o BESS é descarregado totalmente, estado de carga menor a 20%, realiza-se o corte de carga primária. Para tal, primeiramente, desacionou o inversor em rampa, como visto na Figura 61, pois foi verificado que ao abrir a chave instantaneamente, ocorria um grande pico de tensão do barramento CC.

Realizando o desacionamento dessa forma, o pico de tensão no barramento CC é baixo, de maneira suavizada. O pico registrado é em torno de 70 V, ou seja, 23% de sobressinal.

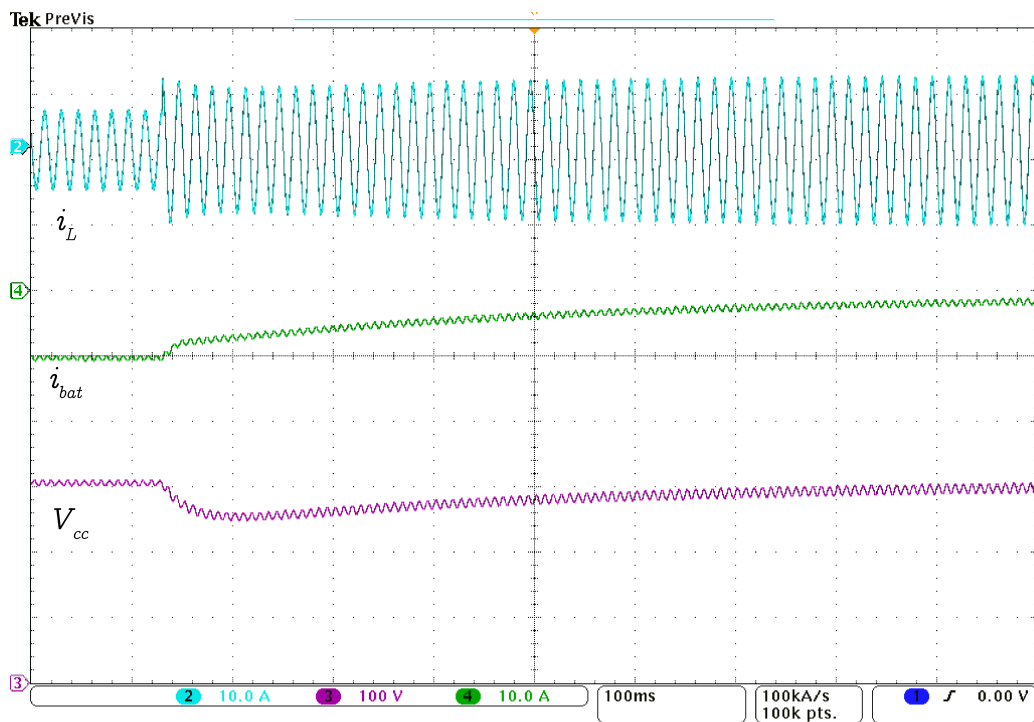


Figura 60: Retorno da carga secundária
Fonte: Autoria própria.

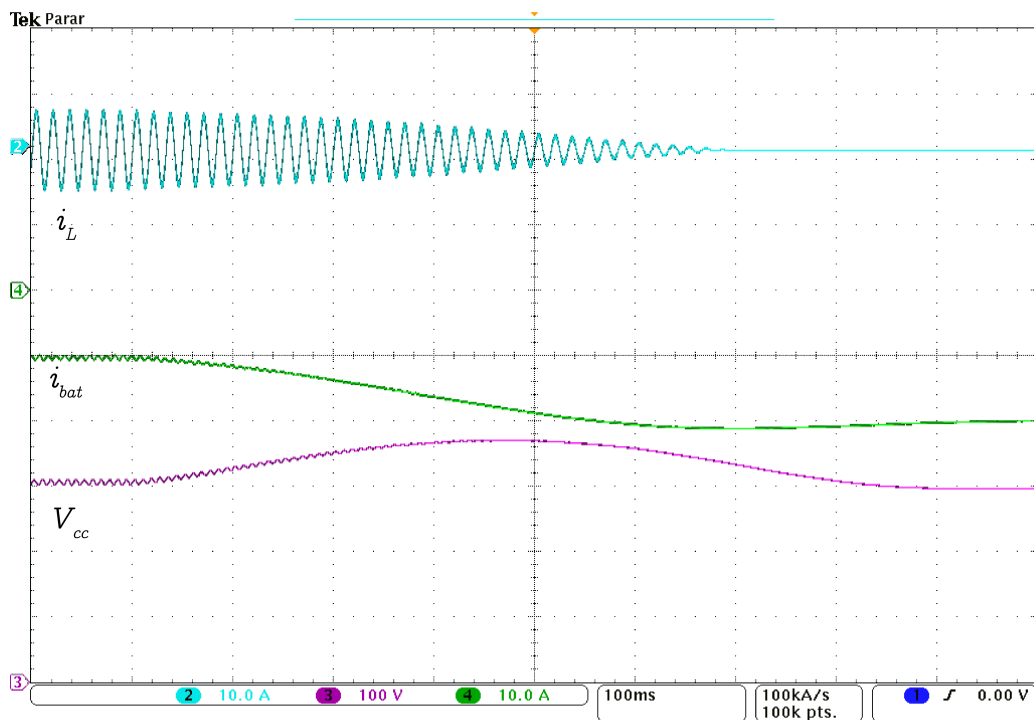


Figura 61: Corte de carga primária
Fonte: Autoria própria.

6 CONCLUSÕES

Nesse trabalho foi apresentado um gerenciador de energia para um sistema de geração fotovoltaico. O módulo fotovoltaico foi constituído por três painéis solares totalizando 1050 W de potência nominal. O condicionamento da potência gerada foi realizado pelo conversor *boost*. Para aumentar a autonomia do sistema foi considerado a utilização de um sistema de armazenamento de energia, que fornece e absorve potência, dependendo do momento do dia e do seu estado de carga. Para realizar o despacho e acoplamento do lado CC e lado CA, utilizou-se de um inversor de potência *full-bridge*. O sistema proposto foi simulado no emulador Typhoon HIL. Já as malhas de controle foram implementadas em DSP.

Um conversor *boost* foi utilizado para realizar o condicionamento da potência gerada pelo arranjo fotovoltaico. Sendo assim, além de elevar a tensão gerada, pode-se controlar o ponto de operação do arranjo de painéis, isto é, controlar a potência extraída, com base no controle da tensão PV. A referência de tensão, para se aproveitar a geração solar de forma maximizada, foi gerada por um algoritmo de rastreamento do ponto de máxima potência. O algoritmo foi implementado com uma perturbação e frequência baixa. Observou-se que a lei de controle com o bloco gerador de referência implementados puderam rastrear a máxima potência, de maneira satisfatória. Dessa forma, para irradiância solar e temperatura nominal, o módulo fotovoltaico forneceu potência próxima a máxima possível.

O sistema de armazenamento de energia foi composto por baterias de lítio. O acoplamento ao barramento CC foi realizado por um conversor *half-bridge* e filtro LC. O indutor do filtro estabeleceu-se uma dinâmica de corrente, para que seja possível realizar o controle da corrente que flua pelo sistema de armazenamento. A geração da referência dessa corrente foi gerado por uma malha lenta de tensão, responsável pelo controle da tensão do barramento CC. Sendo assim, percebeu-se que o BESS pode regular o barramento CC, ou seja, indiretamente equilibrar o fluxo de potência nessa região.

Na situação que o inversor de potência estava desabilitado, o BESS absorvia a potência gerada pelo arranjo fotovoltaico. Isso é atingido com o equilíbrio da tensão do barramento CC. Como a tensão permaneceu fixa, controlada, conclui-

se que toda a potência convertida pela incidência solar foi absorvida pelo BESS. Com isso, concluiu-se que a malha de controle para a tensão do barramento CC é satisfatória.

De maneira similar, a estrutura de controle para o barramento CC também foi suficiente para manter a tensão regulada, quando o inversor estava conectado à rede. Nesse cenário, o BESS forneceu ou absorveu a diferença de potência do valor gerado pelo valor despachado para as cargas locais e rede.

A estrutura de controle do inversor adotada foi no referencial síncrono $d-q$. Nesse domínio, as grandezas senoidais são valores constantes e por esse motivo, viabiliza-se a escolha de controladores simples, como o PI. Na estrutura de controle, há parcelas *feedforward* para realizar o desacoplamento entre os eixos direto e de quadratura, além de inicializar o controlador com um valor diferente de zero.

A estrutura de controle do inversor se mostrou eficaz quando o inversor despachou potência nominal para à rede. Porém, para valores baixos de potência, a forma de onda da corrente obtida foi altamente distorcida. O fato pela escolha de um filtro de potência de primeira ordem contribuiu por essa alta distorção. Isso inviabilizou que o inversor permaneça conectado com à rede para valores de referência de potências baixas, seja essa referência determinada pelo gerenciador, ou até mesmo, quando o BESS se encontrava desabilitado e o inversor despachava a potência gerada pelos painéis solares.

Durante a simulação percebeu-se que em transições que envolviam degraus de potências, quanto mais abrupta a variação, maior era o surto da tensão do barramento CC. Por esse motivo, tomou-se a devida precaução em algumas transições. A conexão do inversor com a rede foi feita em rampa, justamente por esse motivo, assim como a transição da potência nominal até a potência do arranjo solar no horário de ponta e também no desligamento do inversor para realizar o corte da carga primária. Essas transições em rampa suavizaram os surtos no barramento CC.

A estratégia de gerenciamento proposta para o modo conectado com à rede foi elaborada com base na tarifa branca de energia. Por esse motivo, foi priorizado o despacho de potência no horário que a energia é mais cara, ou seja, horário de ponta. Sendo assim, primeiramente os painéis alimentaram o sistema de armazenamento para que a venda ocorresse futuramente, já que, no horário de ponta a energia produzida é baixa.

Dito isso, a estratégia de gerenciamento de energia poderia ser facilmente utilizada em um sistema híbrido de geração, com sistema fotovoltaico e eólico. No horário de ponta, o despacho seria majoritariamente pelas baterias e pelo gerador eólico, caso as condições sejam favoráveis. A rentabilidade dessa proposta pode ser considerada em trabalhos futuros.

Quando o sistema operou ilhado, foi verificado que o acionamento do inversor em malha aberta foi suficiente para alimentar as cargas locais, com uma baixa queda de tensão no indutor do filtro L.

Já a estratégia de gerenciamento para o modo ilhado é indispensável para a operação do sistema. Pois, poderia ocorrer um sobrecarregamento ou subcarregamento no sistema de armazenamento. Porém, o gerenciador evita que o BESS opere em regiões extremas. A priorização de carga determinou um maior abastecimento de energia para a carga primária.

A desvantagem do gerenciador de energia tanto para o modo conectado e ilhado é a dependência do estado de carga do sistema de armazenamento. A forma com que o SoC é gerado deve ter uma alta confiabilidade, para que o BESS seja aproveitado de maneira otimizada. Nesse trabalho não foi investigado quão confiável é o SoC que o emulador estima. E também em um protótipo ou no sistema real seria imprescindível a geração do estado de carga, caso seja utilizado a forma de gerenciamento proposto nesse trabalho.

Como sugestão para trabalhos futuros, realizar a implementação do sistema proposto em protótipo de escala reduzida ou escala real. Com isso, também deve-se propor uma estrutura que gere o estado de carga do sistema de armazenamento. Também pode ser sugerido para trabalhos futuros a escolha de um filtro de potência de maior ordem, para que o *ripple* da corrente de saída do inversor seja menor, implicando em uma THD baixa, mesmo para pequenos valores de amplitude de corrente.

Ainda como sugestão para trabalhos futuros, realizar a análise de qualidade energia, para verificar se o inversor está apto para ser conectado com à rede, no que se refere a THD individual e total.

Outra sugestão é permitir que o usuário final possa personalizar a estratégia de gerenciamento de acordo seu critério. Por exemplo, se o usuário desejar realizar a venda por um período maior ou menor de tempo, durante o horário de ponta, ele possa ter esse acesso, por uma interface homem máquina, que seja o mais

intuitiva possível. Ou ainda, em relação a priorização de carga, o usuário possa ter a possibilidade de priorizar mais ou menos a carga primária, ou ainda que não ocorra a priorização de cargas.

REFERÊNCIAS

- AGUIAR, Everton Luiz de. **Análise, projeto e implementação de um sistema monofásico de geração distribuída conectado a redes fracas**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2014.
- ANDRES, Bernardo. **Projeto e implementação de um conversor módulo integrado para conexão de geração fotovoltaica à rede elétrica**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2018.
- ANEEL. **Matriz de Energia Elétrica**. [S.l.], 2019. Disponível em: <<http://www2.aneel.gov.br/aplicacoes/capacidadebrasil/OperacaoCapacidadeBrasil.-cfm>>. Acesso em: 22 set. 2019.
- BARBI, Ivo. **Modelagem de conversores CC-CC empregando modelo médio em espaço de estados**. [S.l.: s.n.], 2015.
- BARCELLONA, Simone; BRENNNA, Morris; FOIADELLI, Federica; LONGO, Michela; PIEGARI, Luigi. Analysis of ageing effect on li-polymer batteries. **The Scientific World Journal**, Hindawi, v. 2015, 2015.
- BOYLESTAD, Robert; NASHELKY, Louis. **Dispositivos Eletrônicos e teoria de circuitos**. [S.l.]: São Paulo: Pearson, 2013.
- BRANDÃO, Danilo Iglesias; MARAFÃO, Fernando Pinhabel; FARRET, Felix Alberto; SIMÕES, M Godoy. Proposta de metodologia para o gerenciamento automático de sistemas fotovoltaicos de geração distribuída. **Eletrônica de Potência**, v. 18, n. 4, 2013.
- BRENNNA, Morris; FOIADELLI, Federica; LONGO, Michela; ZANINELLI, Dario. Energy storage control for dispatching photovoltaic power. **IEEE Transactions on Smart Grid**, IEEE, v. 9, n. 4, p. 2419–2428, 2016.
- CHA, Hanju; VU, Trung-Kien. Comparative analysis of low-pass output filter for single-phase grid-connected photovoltaic inverter. In: IEEE. **2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. [S.l.], 2010. p. 1659–1665.
- CHEN, SX; GOOI, HB; WANG, MQ. Solar radiation forecast based on fuzzy logic and neural networks. **Renewable Energy**, Elsevier, v. 60, p. 195–201, 2013.
- FARANDA, Roberto; LEVA, Sonia. Energy comparison of mppt techniques for pv systems. **WSEAS transactions on power systems**, v. 3, n. 6, p. 446–455, 2008.
- FREEMAN, Dave. Introduction to photovoltaic systems maximum power point tracking. **Texas Instruments Application Report SLVA446**, 2010.

HART, Daniel W. **Eletrônica de potência: análise e projetos de circuitos**. [S.l.]: McGraw Hill Brasil, 2012.

IRENA. **Solar Energy**. 2018. Disponível em: <<https://www.irena.org/solar>>. Acesso em: 23 set. 2019.

KENSKI, Diogo Duarte. **Inversor monofásico aplicado ao processamento de energia proveniente de fontes renováveis: estudo dos modos de operação conectado à rede e ilhado**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2017.

LISTON JUNIOR, Roner André. **Sistema de controle para conversores estáticos de energia aplicados em geração híbrida distribuída**. 2015. Monografia (Bacharel em Engenharia Elétrica), Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Pato Branco, 2015.

MACCARINI, Mateus Costa. **Inversor monofásico sincronizado para a conexão de um gerador eólico a rede elétrica: estudo, projeto e implementação**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2009.

MARANGONI, Filipe. **Inversores monofásicos para conexão de sistemas fotovoltaicos à rede**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2012.

MOTAHHR, Saad; ABDELAZIZ, el ghzizal; SEBTI, Souad; DEROUICH, Aziz. Modeling of photovoltaic system with modified incremental conductance algorithm for fast changes of irradiance. **International Journal of Photoenergy**, v. 2018, p. 1–13, 03 2018.

NOVAIS, Hiago Henrique Borigoto de. **Análise e implementação de técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência para sistemas fotovoltaicos**. 2016. Monografia (Bacharel em Engenharia Elétrica), Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Pato Branco, 2016.

OGATA, Katsuhiko; YANG, Yanjuan. **Modern control engineering**. [S.l.]: Prentice hall Upper Saddle River, NJ, 2010.

POULLIKKAS, Andreas. A comparative overview of large-scale battery systems for electricity storage. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, Elsevier, v. 27, p. 778–788, 2013.

PUPO, Andres Dal. **Estudo de metodologias de projetos para filtros de saída de inversores**. 2015. Monografia (Bacharel em Engenharia Elétrica), Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Pato Branco, 2015.

SOUZA, Carlos Antônio de; PEDROSO, Douglas Araújo; SCHERER, Lucas Giuliani; FRACARO, Marcelo; CAMARGO, Robinson Figueiredo de; PIVETTA, Raul. Desenvolvimento e controle de um sistema hídrico e fotovoltaico para a geração de energia elétrica. **VII Congresso Brasileiro de Energia Solar**, 2018.

TEODORESCU, Remus; LISERRE, Marco; RODRIGUEZ, Pedro. **Grid converters for photovoltaic and wind power systems**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2011.

- TESTON, Silvio Antonio. **Projeto, implementação e análise de um conversor CC-CC de alto ganho e alto rendimento para aplicações fotovoltaicas**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2016.
- VIEIRA, Rômulo Navega. **Estudo de um Conversor CC-CC Bidirecional na Conexão de uma Microrrede CC a um Dispositivo de Armazenamento**. 2019. Monografia (Bacharel em Engenharia Elétrica), Universidade Federal da Paraíba, João Pessoa, 2019.
- VILELA, Afrânio Ornelas Ruas. **Projeto e construção de um conversor boost controlado em modo de tensão**. 2011. Monografia (Bacharel em Engenharia Elétrica), Universidade Federal de Viçosa, Viçosa, 2011.
- VILLALVA, Marcelo Gradella. **Conversor eletrônico de potência trifásico para sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica**. Tese (Doutorado), 2010.
- VILLALVA, Marcelo Gradella; ESPINDOLA, Marcos Fernando; SIQUEIRA, Thais Gama de; RUPPERT, Ernesto. Modeling and control of a three-phase isolated grid-connected converter for photovoltaic applications. **Sba: Controle & Automação Sociedade Brasileira de Automatica**, SciELO Brasil, v. 22, n. 3, p. 215–228, 2011.
- VILLALVA, Marcelo Gradella; GAZOLI, Jonas Rafael; FILHO, Ernesto Ruppert. Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays. **IEEE Transactions on power electronics**, v. 24, n. 5, p. 1198–1208, 2009.
- XIAO, Weidong; DUNFORD, William G; PALMER, Patrick R; CAPEL, Antoine. Regulation of photovoltaic voltage. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, IEEE, v. 54, n. 3, p. 1365–1374, 2007.
- YAO, Wenxi; LU, Zhengyu; LONG, Huang; LI, Bin. Research on grid-connected interleaved inverter with L filter. In: IEEE. **2013 1st International Future Energy Electronics Conference (IFEEC)**. [S.l.], 2013. p. 87–92.
- ZHANG, Richard; CARDINAL, Mark; SZCZESNY, Paul; DAME, Mark. A grid simulator with control of single-phase power converters in dq rotating frame. In: IEEE. **2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings (Cat. No. 02CH37289)**. [S.l.], 2002. v. 3, p. 1431–1436.