



**Universidade  
Federal de  
Uberlândia**

Joaquim Henrique Reis

# **INVESTIGAÇÃO DOS INVERSORES DE PONTO NEUTRO GRAMPEADO EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS CONECTADOS À REDE ELÉTRICA**

**Uberlândia - MG**

**2019**

Joaquim Henrique Reis

**INVESTIGAÇÃO DOS INVERSORES DE PONTO  
NEUTRO GRAMPEADO EM SISTEMAS  
FOTOVOLTAICOS CONECTADOS À REDE ELÉTRICA**

Dissertação de Mestrado apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia, Minas Gerais, como requisito exigido à obtenção do título de Mestre em Ciências.

Orientador: Professor PhD Ernane Antônio Alves Coelho

Universidade Federal de Uberlândia – UFU

Faculdade de Engenharia Elétrica – FEELT

Mestrado em Engenharia Elétrica

Uberlândia - MG

2019

Ficha Catalográfica Online do Sistema de Bibliotecas da UFU  
com dados informados pelo(a) próprio(a) autor(a).

|              |  |
|--------------|--|
| R375<br>2019 | <p>Reis, Joaquim Henrique, 1993-<br/>INVESTIGAÇÃO DOS INVERSORES DE PONTO NEUTRO<br/>GRAMPEADO EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS CONECTADOS À<br/>REDE ELÉTRICA [recurso eletrônico] / Joaquim Henrique Reis.<br/>- 2019.</p> <p>Orientador: Ernane Antônio Alves Coelho.<br/>Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal de<br/>Uberlândia, Pós-graduação em Engenharia Elétrica.<br/>Modo de acesso: Internet.<br/>Disponível em: <a href="http://dx.doi.org/10.14393/ufu.di.2019.2046">http://dx.doi.org/10.14393/ufu.di.<br/>2019.2046</a><br/>Inclui bibliografia.<br/>Inclui ilustrações.</p> <p>1. Engenharia elétrica. I. Coelho, Ernane Antônio Alves,<br/>1962-, (Orient.). II. Universidade Federal de Uberlândia. Pós-<br/>graduação em Engenharia Elétrica. III. Título. CDU: 621.3</p> |
|--------------|--|

Bibliotecários responsáveis pela estrutura de acordo com o AACR2:  
Gizele Cristine Nunes do Couto - CRB6/2091  
Nelson Marcos Ferreira - CRB6/3074

*Dedico este trabalho aos sonhadores que, ao alvorecer, continuam a sonhar, e lutam  
bravamente para tornar seus anseios a mais pura realidade.*



# Agradecimentos

Primeiramente a Deus, que com sua infinita bondade e misericórdia, guiou os meus caminhos, tanto nos momentos gloriosos quanto nas tribulações.

À toda a minha família, que sempre ofereceu suporte incondicional aos meus projetos.

Ao meu orientador, professor Ernane Antônio Alves Coelho, por quem cultivo a mais profunda admiração e respeito, sou grato pelas palavras de sabedoria em todos os momentos da execução deste trabalho.

A quem tive a felicidade de conviver na pós-graduação, colegas, professores e demais membros do NUPEP (Núcleo de Pesquisas em Eletrônica de Potência), bem como a todos aqueles que, de alguma forma, tornaram este trabalho possível.

Ao CNPq (Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico), à CAPES (Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior) e à FAPEMIG (Fundação de Amparo à Pesquisa de Minas Gerais: Processo TEC - APQ- 03554- 16), pelo apoio financeiro fornecido no andamento deste trabalho, para publicações e pela bolsa de estudo.

Joaquim Henrique Reis

# **INVESTIGAÇÃO DOS INVERSORES DE PONTO NEUTRO GRAMPEADO EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS CONECTADOS À REDE ELÉTRICA**

Dissertação de Mestrado apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia, Minas Gerais, como requisito exigido à obtenção do título de Mestre em Ciências.

Banca Examinadora:

Professor PhD Ernane Antônio Alves Coelho (Orientador - UFU)

Professor Dr Eric Nery Chaves (IFG)

Professor Dr Gustavo Brito de Lima (UFU)

A Bolsa de Estudos para esta pesquisa foi concedida pelo CNPq - Brasil.

Uberlândia - MG

*“Quanto mais escura é a noite, mais próxima é a aurora.”*

Provérbio Árabe

# Resumo

Este trabalho trata de sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica. Mais especificamente, do aproveitamento de energias renováveis e controle da corrente injetada. Ao longo da proposta, inicia-se por uma breve apresentação da estrutura da conversão fotovoltaica, do estado da arte de inversores de potência, suas topologias básicas e estruturas de modulação, justificando a escolha do inversor NPC - 3 níveis (*Neutral Point Clamped Inverter*) e do filtro passivo indutivo. Na abordagem do processo de conexão à rede, detalham-se as estruturas de controle da tensão CC, o algoritmo de sincronismo de fase (PLL - *Phase Locked Loop*), o compensador de corrente e as rotinas de proteção, que atuam no domínio da tensão CC, da corrente CA, bem como do estado da rede CA (tensão e frequência) e os mecanismos de proteção das variáveis envolvidas. Em conjunção ao estado da arte, são apresentados elementos e métodos que tornaram possível a implementação prática, situando a característica física de alguns componentes, com enfoque na unidade de processamento (DSP), sensores e circuitos de auxílio à comutação, que efetuam o controle digital. Ao final, uma amostra dos resultados obtidos apresenta alguns sinais internos ao controle, como a operação em malha aberta, tensão e corrente sobre os semicondutores, ganho estático e sincronismo. Na conexão à rede, o destaque deve-se à comparação entre as técnicas de compensação terminal do ganho de modulação, em que as tensões CA e CC, que compõem a ação de controle, são apresentadas sob a forma do valor de referência, ou da respectiva medida (variável sensoriada). O desempenho é visto em termos de aproveitamento de potência, qualidade das formas de onda, destacando desafios e aspectos potenciais do projeto.

**Palavras-chave:** Sistemas Fotovoltaicos, Inversor NPC, Conexão à Rede, Desacoplamento da Tensão, Corrente Injetada

# Abstract

This work presents a photovoltaic energy system connected to the grid. More specifically, the renewable energy and injected current conditioning. Initially, it is presented a brief description about photovoltaic structures, as solar resource, cell's technologies, I-V curves and MPPT algorithms. Then, it follows a state-of-art review about most common topologies and modulation techniques, in which it is stressed the choice of NPC-3L associated with an inductive filter. The control of grid connected systems includes outer voltage loop, Phase Locked Loop, in order to synchronization, inner current loop and protection schemes design. In this case, the under and overvoltage at DC bus , AC overload and anti-islanding strategies are mentioned. About the prototype, it is showed physical components and their limitations, as well as the methods applied, which they became feasible the experimental analysis: DSP, sensors and gate drivers. At last, the results present some internal open-loop signals, as static gain curve, voltage and current waveforms in semiconductors and PLL dynamics. About grid connected systems, it compares the terminal compensation previously to the modulation. In other words, it refers to AC and DC voltage signals that it evaluates control action signal at output current loop. In this case, if the DC voltage is the reference or the instantaneous value, with AC component, the dynamics is not the same. Moreover, there are differences if the AC voltage is the PLL output, without harmonics, or a grid measurement. So, the efficiency, power quality, and steady state waveforms highlight about the potential aspects and limitations of this research.

**Keywords:** Photovoltaic Systems, NPC Inverter, Grid Connected, Voltage Decoupling, Injected Current.

# Lista de figuras

|  |    |
|--|----|
| Figura 1.1 – Dinâmica do recurso solar. . . . .  | 25 |
| Figura 1.2 – Posicionamento do módulo FV <sup>(A)</sup> . . . . .                                    | 26 |
| Figura 1.3 – Efeito da inclinação na superfície coletora <sup>(A)</sup> . . . . .                    | 27 |
| Figura 1.4 – Resumo das tecnologias das células fotovoltaicas. . . . .                               | 29 |
| Figura 1.5 – Circuito equivalente da célula fotovoltaica <sup>(A)</sup> . . . . .                    | 30 |
| Figura 1.6 – Curvas $I - V$ e $P - V$ típicas com e sem sombreamento parcial. . . . .                | 31 |
| Figura 1.7 – Curvas $P - V$ variando temperatura a $1kW/m^2$ e irradiância a $25^{\circ}C$ . . . . . | 31 |
| Figura 1.8 – Algoritmo P&O no modo de tensão <sup>(A)</sup> . . . . .                                | 33 |
| Figura 2.1 – Etapas de operação de um inversor básico <sup>(A)</sup> . . . . .                       | 36 |
| Figura 2.2 – Circuito dos inversores HB e FB <sup>(A)</sup> . . . . .                                | 37 |
| Figura 2.3 – Esquemático da modulação bipolar <sup>(A)</sup> . . . . .                               | 38 |
| Figura 2.4 – Esquemático da modulação unipolar <sup>(A)</sup> . . . . .                              | 39 |
| Figura 2.5 – Esquemático da modulação unipolar híbrida <sup>(A)</sup> . . . . .                      | 40 |
| Figura 2.6 – Circuito básico do inversor NPC <sup>(A)</sup> . . . . .                                | 41 |
| Figura 2.7 – Inversor NPC no semiciclo positivo <sup>(A)</sup> . . . . .                             | 44 |
| Figura 2.8 – Inversor NPC no semiciclo negativo <sup>(A)</sup> . . . . .                             | 44 |
| Figura 2.9 – Esquemático da modulação PD-PWM <sup>(A)</sup> . . . . .                                | 45 |
| Figura 2.10–Diagrama do inversor TNPC <sup>(A)</sup> . . . . .                                       | 46 |
| Figura 2.11–Diagrama do inversor ANPC <sup>(A)</sup> . . . . .                                       | 47 |
| Figura 2.12–Diagrama genérico do inversor com filtro passivo <sup>(A)</sup> . . . . .                | 47 |
| Figura 2.13–Diagrama dos filtros de 1ª e 2ª ordem <sup>(A)</sup> . . . . .                           | 48 |
| Figura 2.14–Diagrama dos filtros de 3ª ordem <sup>(A)</sup> . . . . .                                | 49 |
| Figura 3.1 – Diagrama do inversor de estágio único <sup>(A)</sup> . . . . .                          | 52 |
| Figura 3.2 – Diagrama do inversor de estágio duplo <sup>(A)</sup> . . . . .                          | 52 |
| Figura 3.3 – Resposta em frequência do PI <sup>(A)</sup> . . . . .                                   | 53 |
| Figura 3.4 – Diagrama da malha de tensão CC <sup>(A)</sup> . . . . .                                 | 54 |
| Figura 3.5 – Diagrama do FPB de 1ª ordem <sup>(A)</sup> . . . . .                                    | 55 |
| Figura 3.6 – Respostas características do FPB de 1ª ordem <sup>(A)</sup> . . . . .                   | 56 |
| Figura 3.7 – Diagrama do PLL <sup>(A)</sup> . . . . .  | 57 |
| Figura 3.8 – Resposta em frequência para variações no P+Res ideal <sup>(A)</sup> . . . . .           | 58 |
| Figura 3.9 – Resposta em frequência para variações no P+Res não ideal <sup>(A)</sup> . . . . .       | 59 |
| Figura 3.10–Diagrama do FPF <sup>(A)</sup> . . . . .   | 60 |
| Figura 3.11–Diagrama da malha de corrente <sup>(A)</sup> . . . . .                                   | 61 |
| Figura 3.12–Diagrama geral do controle <sup>(A)</sup> . . . . .                                      | 63 |
| Figura 3.13–Fluxograma de atuação da proteção interna <sup>(A)</sup> . . . . .                       | 65 |
| Figura 3.14–Representação de um subsistema ilhado <sup>(A)</sup> . . . . .                           | 66 |

|   |     |
|---|-----|
| Figura 3.15–Fluxograma de atuação da proteção de rede <sup>(A)</sup> . . . . .                              | 67  |
| Figura 3.16–Fluxograma geral de atuação da proteção <sup>(A)</sup> . . . . .                                | 68  |
| Figura 4.1 – Diagrama do sistema <sup>(A)</sup> . . . . .   | 71  |
| Figura 4.2 – Emulador FV <sup>(A)</sup> . . . . .   | 72  |
| Figura 4.3 – Capacitor do barramento CC <sup>(A)</sup> . . . . .  | 73  |
| Figura 4.4 – Esquemático do barramento CC <sup>(A)</sup> . . . . .  | 74  |
| Figura 4.5 – MOSFET e diodo utilizados <sup>(A)</sup> . . . . .   | 75  |
| Figura 4.6 – Diagrama do circuito de <i>snubber</i> <sup>(A)</sup> . . . . .                                | 75  |
| Figura 4.7 – Indutor utilizado <sup>(A)</sup> . . . . .   | 77  |
| Figura 4.8 – Autotransformador utilizado <sup>(A)</sup> . . . . .   | 77  |
| Figura 4.9 – Diagrama da rede CA <sup>(A)</sup> . . . . .   | 78  |
| Figura 4.10–Representação cíclica do processo de controle <sup>(A)</sup> . . . . .                          | 78  |
| Figura 4.11–Efeito da discretização do sinal analógico <sup>(A)</sup> . . . . .                             | 79  |
| Figura 4.12– <i>Experimenter kit</i> C2000 / DSP TMS320F28335 <sup>(A)</sup> . . . . .                      | 80  |
| Figura 4.13–Arquitetura simplificada da unidade de controle <sup>(A)</sup> . . . . .                        | 81  |
| Figura 4.14–Processos iniciais de calibração <sup>(A)</sup> . . . . .                                       | 82  |
| Figura 4.15–Diagrama da estrutura de calibração <sup>(A)</sup> . . . . .                                    | 83  |
| Figura 4.16–Exemplos da curva de calibração <sup>(A)</sup> . . . . .  | 83  |
| Figura 4.17– <i>Gate driver</i> SKHI 21A(R) <sup>(A)</sup> . . . . .  | 84  |
| Figura 4.18–Placa de conversão lógica $3,3 \leftrightarrow 15V$ <sup>(A)</sup> . . . . .                    | 85  |
| Figura 4.19–Esquemático do circuito de comando <sup>(A)</sup> . . . . .                                     | 85  |
| Figura 4.20–Diagrama de configuração do modulador <sup>(A)</sup> . . . . .                                  | 86  |
| Figura 5.1 – Curva de ganho de tensão do NPC <sup>(A)</sup> . . . . .                                       | 88  |
| Figura 5.2 – Simulação da resposta de tensão sobre os MOSFETs <sup>(A)</sup> . . . . .                      | 89  |
| Figura 5.3 – Simulação da resposta sobre os diodos <sup>(A)</sup> . . . . .                                 | 90  |
| Figura 5.4 – Tensão sobre o interruptor <i>S4</i> sob situações distintas de carga <sup>(A)</sup> . . . . . | 91  |
| Figura 5.5 – Simulação da dinâmica do PLL <sup>(A)</sup> . . . . .  | 92  |
| Figura 5.6 – Simulação do MPPT a $800W/m^2$ <sup>(A)</sup> . . . . .  | 93  |
| Figura 5.7 – Resultado experimental do MPPT a $800W/m^2$ <sup>(A)</sup> . . . . .                           | 94  |
| Figura 5.8 – Resultado experimental da potência CC a $800W/m^2$ <sup>(A)</sup> . . . . .                    | 95  |
| Figura 5.9 – Resultado experimental da potência CA a $800W/m^2$ <sup>(A)</sup> . . . . .                    | 96  |
| Figura 5.10–Transitório de redução da irradiância $800 \rightarrow 200W/m^2$ <sup>(A)</sup> . . . . .       | 97  |
| Figura 5.11–Transitório de elevação da irradiância $200 \rightarrow 800W/m^2$ <sup>(A)</sup> . . . . .      | 97  |
| Figura 5.12–Simulação com desacoplamento convencional <sup>(A)</sup> . . . . .                              | 100 |
| Figura 5.13–Simulação com desacoplamento orientado pela referência <sup>(A)</sup> . . . . .                 | 100 |
| Figura 5.14–Ensaio com desacoplamento convencional <sup>(A)</sup> . . . . .                                 | 101 |
| Figura 5.15–Ensaio com desacoplamento orientado pela referência <sup>(A)</sup> . . . . .                    | 101 |
| Figura B.1 – Ciclo da interrupção com o sistema em modo de espera <sup>(A)</sup> . . . . .                  | 119 |
| Figura B.2 – Ciclo da interrupção com o sistema em operação <sup>(A)</sup> . . . . .                        | 119 |

# Lista de tabelas

|  |     |
|--|-----|
| Tabela 1.1 – Recurso solar: Exemplos do Brasil . . . . .             | 27  |
| Tabela 2.1 – Estados do inversor NPC. . . . .                        | 42  |
| Tabela 2.2 – Análise comparativa dos filtros passivos . . . . .      | 49  |
| Tabela 3.1 – Ganhos dos compensadores. . . . .                       | 62  |
| Tabela 3.2 – Requisitos de rede . . . . .                            | 67  |
| Tabela 4.1 – Módulo Sinosola SA60-36P. . . . .                       | 72  |
| Tabela 5.1 – Parâmetros da corrente injetada: Simulação . . . . .    | 99  |
| Tabela 5.2 – Parâmetros da corrente injetada: Experimental . . . . . | 102 |



# Lista de abreviaturas e siglas

|       |  |
|-------|--|
| (A)   | Figura do autor, própria ou fundamentada em referências da literatura. |
| ADC   | <i>Analog-to-Digital Converter</i>                                     |
| ANEEL | Agência Nacional de Energia Elétrica                                   |
| ANPC  | <i>Active Neutral Point Clamped</i>                                    |
| CA    | Corrente Alternada   |
| CC    | Corrente Contínua  |
| CCM   | <i>Current Controlled-Mode</i>   |
| CSI   | <i>Current Source Inverter</i>   |
| DSP   | <i>Digital Signal Processor</i>  |
| DSSC  | <i>Dye Sensitized Solar Cell</i>                                       |
| FB    | <i>Full-Bridge</i>   |
| FPB   | Filtro Passa-Baixa   |
| FPF   | Filtro Passa-Faixa   |
| FV    | Fotovoltaico(a)  |
| GPIO  | <i>General Purpose Input-Output</i>                                    |
| HB    | <i>Half-Bridge</i>   |
| HC    | <i>Harmonic Compensators</i>   |
| HSP   | Horas de Sol Pleno   |
| IEEE  | <i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>               |
| MPP   | <i>Maximum Power Point</i>   |
| MPPT  | <i>Maximum Power Point Tracking</i>                                    |
| MW    | Mega-Watt  |
| NPC   | <i>Neutral Point Clamped</i>   |

|             |                                     |
|-------------|-------------------------------------|
| OPV         | <i>Organic Photovoltaics</i>        |
| P+Res       | Proporcional-Ressonante             |
| PI          | Proporcional-Integral               |
| PD          | <i>Phase-Disposition</i>            |
| P&O         | Perturba e Observa (MPPT)           |
| PLL         | <i>Phase Locked Loop</i>            |
| PWM         | <i>Pulse Width Modulation</i>       |
| <i>p.u.</i> | Valor por unidade                   |
| RMS         | <i>Root Mean-Square</i>             |
| SFV         | Sistema Fotovoltaico                |
| TNPC        | Inversor NPC do tipo T              |
| UCP         | Unidade de Controle e Processamento |
| US\$        | Dólar                               |
| VCM         | <i>Voltage Controlled Mode</i>      |
| VSI         | <i>Voltage Source Inverter</i>      |
| ZPP         | <i>Zero Power-Points</i>            |

# Lista de símbolos

|                      |   |
|----------------------|---|
| $B$                  | Parâmetro da Banda Ressonante do FPF                  |
| $C_{IN}$             | Capacitâncias do barramento CC                        |
| $C_{SN}$             | Capacitâncias do <i>snubber</i>                       |
| $d\phi, d\phi_{MED}$ | Diferença angular na saída do PLL                     |
| $D+, D-$             | Diodos do inversor NPC                                |
| $D$                  | Razão cíclica   |
| $dB$                 | Decibel   |
| $DHT$                | Distorção Harmônica Total                             |
| $D_{SN}$             | Diodo do <i>snubber</i>                               |
| $D_{PV}$             | Diodo intrínseco ao arranjo FV                        |
| $dV_{PV}$            | Amplitude de variação da referência de Tensão no MPPT |
| $e_{PLL}$            | Erro instantâneo do PLL                               |
| $E_O$                | Tensão máxima sobre a chave                           |
| $f_C$                | Frequência de corte do FPB                            |
| $f_{MPPT}$           | Frequência de execução do MPPT                        |
| $f\_ca$              | Memória de erro da proteção de sobrecarga             |
| $f\_ovcc$            | Memória de erro da proteção de sobretensão            |
| $FP$                 | Fator de Potência                                     |
| $f_{PLL}$            | Frequência de saída do PLL                            |
| $f_{SAMP}$           | Frequência de amostragem e do controle interno        |
| $f_{SW}$             | Frequência de comutação dos interruptores do inversor |
| $\hat{g}$            | Ganho dinâmico de tensão                              |
| $G_{FPB}$            | Função de transferência do FPB                        |

|                  |  |
|------------------|--|
| $G_{I(PR)}$      | Função de transferência do P+Res ideal       |
| $G_{N(HC)}$      | Função de transferência do HC não ideal      |
| $G_{N(PR)}$      | Função de transferência do P+Res não ideal   |
| $G_{PI}$         | Função de transferência do PI                |
| $Hz$             | Hertz  |
| $I_C$            | Corrente da fonte CC, na entrada do inversor |
| $I_{CA}$         | Corrente injetada na rede CA                 |
| $I_{CA^*}$       | Referência da corrente CA                    |
| $I_M$            | Corrente máxima fotogerada                   |
| <b>Imax</b>      | Corrente limiar da proteção de sobrecarga    |
| $I_O$            | Corrente máxima sobre a chave                |
| $I_{PV}$         | Corrente fotovoltaica                        |
| $I_{SC}$         | Corrente de Curto-Circuito                   |
| <b>k</b>         | Contador Interno do MPPT                     |
| $K$              | Ganho do Compensador PI                      |
| $K_F$            | Ganho de um FPB                              |
| $K_P$            | Ganho Proporcional                           |
| $K_M$            | Ganho da Modulação                           |
| $K_R$            | Ganho do Compensador Ressonante              |
| $L, L_F$         | Indutância                                   |
| <b>lim</b>       | Limiar do contador para habilitação do MPPT  |
| $P_{CA}$         | Potência de saída do inversor                |
| $P_{CC}, P_{PV}$ | Potência de entrada do inversor              |
| $P_{MAX}$        | Potência máxima do arranjo FV (MPP)          |
| $\hat{r}$        | <i>Ripple</i> percentual da corrente CA      |
| $\tilde{r}$      | <i>Ripple</i> percentual da tensão CC        |

|                  |   |
|------------------|---|
| $R_{PV}$         | Resistência intrínseca do arranjo FV              |
| $R_S$            | Resistência série do arranjo FV                   |
| $R_{SN}$         | Resistências do <i>snubber</i>                    |
| $R_{ON(S)}$      | Resistências de condução da chave                 |
| $S$              | Irradiância                                       |
| $S1, ..., S4$    | Interruptores do inversor NPC                     |
| $sP$             | Sinal de variação da potência no MPPT             |
| $sV$             | Sinal de variação da tensão no MPPT               |
| $T$              | Temperatura                                       |
| $tec$            | Parâmetro de seleção técnica de desacoplamento    |
| $t_F$            | Tempo de bloqueio da chave                        |
| $T_I$            | Constante de tempo de integração                  |
| $T_{INT}$        | Tempo de execução da rotina de interrupção no DSP |
| $TM-, 0, +$      | Tempo morto na operação do NPC                    |
| $T_{MPPT}$       | Período de execução do MPPT                       |
| $t_{ON(MIN)}$    | Tempo mínimo de condução da chave                 |
| $T_{SAMP}$       | Período-Base do controle interno                  |
| $u_{PWM}$        | Sinal da ação de controle, na entrada do PWM      |
| $v_{CA}, V_{CA}$ | Tensão medida da rede CA                          |
| $V_{CC}$         | Tensão no Barramento CC ( $V_{cc\_inst}$ )        |
| $V_{CC*}$        | Referência de Tensão CC ( $V_{cc\_ref}$ )         |
| $V_{DS}$         | Tensão Dreno- <i>Source</i>                       |
| $\bar{V}_{DX}$   | Tensão média sobre os diodos do NPC               |
| $V_{IN}$         | Tensão de Entrada do Inversor                     |
| $W_{COMP}$       | Peso computacional                                |
| $V_{cc\_med}$    | Valor médio da tensão CC                          |

|                |   |
|----------------|---|
| $V_{inv}$      | Tensão na saída do inversor antes do Filtro             |
| $V_g$          | Tensão para comando de comutação nos interruptores      |
| $V_{OC}$       | Tensão de circuito aberto                               |
| $V_{OUT}$      | Tensão de saída do inversor                             |
| $V_{ref}$      | Tensão de referência na modulação                       |
| $V_{tri}$      | Tensão triangular na modulação                          |
| $W_P$          | Watt-Pico   |
| $Y_C$          | Admitância capacitiva                                   |
| $Y_D$          | Sinal em fase do PLL                                    |
| $Y'_D$         | Sinal de saída do PLL                                   |
| $y_{GI}$       | Sinal de saída da malha de corrente                     |
| $y_{PLL}$      | Erro médio do PLL                                       |
| $Y_Q$          | Sinal em quadratura do PLL                              |
| $Z_B$          | Impedância-Base da rede                                 |
| $Z_L$          | Impedância indutiva                                     |
| $\alpha$       | Ângulo de incidência da luz solar                       |
| $\beta$        | Ângulo ótimo para inclinação de uma superfície coletora |
| $\Delta T$     | Intervalo de tempo                                      |
| $\Delta V$     | Variação de tensão                                      |
| $\theta$       | Ângulo da latitude                                      |
| $\mu$          | Média   |
| $\sigma$       | Desvio padrão   |
| $\phi_o$       | Compensação estática da fase do PLL                     |
| $\phi_{PLL}$   | Fase do PLL   |
| $\Delta\omega$ | Variação da frequência angular, no PLL                  |
| $\omega$       | Frequência angular                                      |

|            |                                     |
|------------|-------------------------------------|
| $\omega_C$ | Frequência angular de corte do FPB  |
| $\omega_G$ | Frequência angular da rede elétrica |
| $\omega_R$ | Frequência ressonante do FPF        |

# Sumário

|          |   |           |
|----------|---|-----------|
|          | <b>INTRODUÇÃO</b>                                     | <b>21</b> |
| <b>1</b> | <b>NOÇÕES DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS</b>               | <b>24</b> |
| 1.1      | Contextualização                                      | 24        |
| 1.2      | Recurso Solar   | 24        |
| 1.3      | Conversão Fotovoltaica                                | 28        |
| 1.4      | Aspectos Operacionais                                 | 30        |
| 1.5      | Revisão   | 34        |
| <b>2</b> | <b>INVERSORES DE POTÊNCIA: ESTADO DA ARTE</b>         | <b>35</b> |
| 2.1      | Contextualização                                      | 35        |
| 2.2      | Princípio de Funcionamento dos Inversores             | 35        |
| 2.3      | Inversores em Ponte                                   | 37        |
| 2.4      | Inversores com Conexão Central                        | 41        |
| 2.5      | Configurações Multiníveis                             | 46        |
| 2.6      | Filtros Passivos                                      | 47        |
| 2.7      | Revisão   | 50        |
| <b>3</b> | <b>FUNDAMENTOS DE CONTROLE PARA SISTEMAS CONECTA-</b> |           |
|          | <b>DOS À REDE</b>                                     | <b>51</b> |
| 3.1      | Contextualização                                      | 51        |
| 3.2      | Balanceamento da Tensão CC                            | 51        |
| 3.3      | Controle de Fase                                      | 55        |
| 3.4      | Controle Interno da Corrente CA                       | 57        |
| 3.5      | Ajuste do Ganho dos Compensadores                     | 61        |
| 3.6      | Composição da Ação de Controle                        | 63        |
| 3.7      | Proteção de Inversores                                | 64        |
| 3.7.1    | Aspectos Internos                                     | 64        |
| 3.7.2    | Estado da Rede  | 66        |
| 3.8      | Revisão   | 68        |
| <b>4</b> | <b>ELEMENTOS E MÉTODOS DE PROJETO</b>                 | <b>70</b> |
| 4.1      | Contextualização                                      | 70        |
| 4.2      | Projeto do Circuito de Potência                       | 70        |
| 4.2.1    | Caracterização Fotovoltaica                           | 70        |
| 4.2.2    | Capacitores CC  | 72        |



|            |   |            |
|------------|---|------------|
| 4.2.3      | Diodos e Transistores . . . . .                           | 73         |
| 4.2.4      | Rede CA . . . . .   | 76         |
| <b>4.3</b> | <b>Controle e Dispositivos de Interface . . . . .</b>     | <b>78</b>  |
| 4.3.1      | Unidade de Controle e Processamento . . . . .             | 79         |
| 4.3.2      | Aquisição e Condicionamento de Sinais . . . . .           | 81         |
| 4.3.3      | Circuito de Auxílio à Comutação . . . . .                 | 83         |
| <b>4.4</b> | <b>Revisão . . . . .</b>                                  | <b>87</b>  |
| <b>5</b>   | <b>RESULTADOS E DISCUSSÃO . . . . .</b>                   | <b>88</b>  |
| <b>5.1</b> | <b>Contextualização . . . . .</b>                         | <b>88</b>  |
| <b>5.2</b> | <b>Relações de Ganho nos Semicondutores . . . . .</b>     | <b>88</b>  |
| <b>5.3</b> | <b>Sincronismo de Fase . . . . .</b>                      | <b>90</b>  |
| <b>5.4</b> | <b>Avaliação em Potência . . . . .</b>                    | <b>92</b>  |
| <b>5.5</b> | <b>Análise de Qualidade . . . . .</b>                     | <b>98</b>  |
| 5.5.1      | Desacoplamento da tensão CA pelo PLL . . . . .            | 98         |
| 5.5.2      | Análise Comparativa . . . . .                             | 99         |
| <b>5.6</b> | <b>Revisão . . . . .</b>                                  | <b>102</b> |
|            | <b>CONCLUSÃO . . . . .</b>                                | <b>103</b> |
|            | <b>REFERÊNCIAS . . . . .</b>                              | <b>104</b> |
|            | <b>APÊNDICE A – CÓDIGO DA SIMULAÇÃO DO CONTROLE . . .</b> | <b>108</b> |
|            | <b>APÊNDICE B – PESO COMPUTACIONAL . . . . .</b>          | <b>118</b> |

# Introdução

Atualmente, a ascensão das fontes renováveis tem culminado no desenvolvimento de tecnologias que condicionam a energia captada aos níveis de tensão e frequência compatíveis com a carga, ou para a rede de um subsistema elétrico.

Em qualquer situação, o circuito que promove a interface entre a fonte primária e a saída deve ser capaz de manter a qualidade das formas de onda, perdas mínimas e atuar mecanismos de proteção em caso de desvios das condições nominais.

Por serem dotados de dispositivos eletrônicos comutados em alta frequência, os inversores normalmente são acoplados a filtros passivos. Além disso, técnicas de controle são combinadas para forçar uma resposta ótima, definida como aquela que alia proteção dinâmica e atende aos critérios normativos (ANEEL, 2014).

Nesse aspecto, o conversor CC/CA utilizado é monofásico, do tipo NPC 3 níveis, cuja escolha deve-se à capacidade da topologia em aliar baixa corrente de modo comum com reduzido estresse de comutação nos semicondutores. Além disso, a configuração é de estágio único, sem a utilização de um conversor CC/CC entre o arranjo fotovoltaico e o barramento CC.

Em linhas gerais, ocorre a implementação do seguidor de máxima potência (MPPT), que dentre as várias estratégias de obter o máximo disponível dos módulos, utiliza-se neste caso a tensão como variável de ajuste via perturbação e observação (P&O). Numa camada intermediária, a referência imposta é alcançada por um compensador de tensão. Mais internamente, e juntamente ao controle de fase do algoritmo de sincronismo, ocorre a compensação de corrente.

Após a saída da malha de corrente, ajustes são feitos na ação de controle para ajustar a ordem de grandeza da razão cíclica, normalmente somando a tensão da rede (CA) e dividindo a resposta pela tensão CC, definindo a etapa de desacoplamento.

## Objetivos

Num sentido mais amplo, busca-se a verificação da referida configuração em um sistema conectado à rede que possibilite a implementação de técnicas alternativas de controle embarcadas numa unidade de controle digital.

### Objetivos específicos

- Compreender os procedimentos que envolvem a proteção e o controle de inversores conectados à rede elétrica;

- Buscar técnicas que conduzam a uma operação eficiente em uma configuração mínima;
- Projetar os compensadores utilizados que promovam o equilíbrio dinâmico das malhas de controle;
- Projetar o conversor, compreendendo suas limitações e explorando o potencial para aperfeiçoar a operação;
- Realizar ensaios experimentais que corroborem com as simulações computacionais e a análise teórica envolvida na proposta.

## Estrutura

A fim de alcançar os objetivos propostos, este trabalho possui a seguinte estrutura:

### **Capítulo 1 - Noções de Sistemas Fotovoltaicos**

Este capítulo apresenta um breve panorama das condições que envolvem os sistemas fotovoltaicos, sobretudo situando o leitor nos conceitos principais deste escopo, como a existência de um ponto ótimo (MPP), curvas características de potência em estruturas fotovoltaicas e menção aos principais algoritmos de rastreamento do MPP, com ênfase no P&O no modo de tensão.

### **Capítulo 2 - Inversores de Potência: Estado da Arte**

A proposta deste capítulo é mostrar o estado da arte, conceitos e funções dos inversores, como são classificados, topologias básicas, técnicas e níveis de modulação, capacidade de processamento de potência, projeto e cascadeamento de filtros passivos.

### **Capítulo 3 - Fundamentos de Controle para Sistemas Conectados à Rede**

Este capítulo é destinado ao detalhamento da estrutura de controle, da malha de tensão, do sincronismo, da malha de corrente e do desacoplamento. Além disso, são discutidos alguns tópicos relacionados à proteção de inversores.

### **Capítulo 4 - Elementos e Métodos de Projeto**

Este capítulo apresenta uma visão geral dos componentes utilizados na implementação prática, tanto no circuito de potência, como na parte de controle. As

características do controle embarcado, sensores e circuitos de disparo também são detalhados.

## **Capítulo 5 - Resultados e Discussão**

Este capítulo apresenta os resultados de simulação e experimentais das técnicas de controle adotadas. A resposta em malha aberta e a conexão à rede são mostradas, tendo em vista a análise de potência e qualidade da corrente injetada na rede.

# 1 Noções de Sistemas Fotovoltaicos

## 1.1 Contextualização

No atual cenário global, uma população que demanda cada vez mais energia para a manutenção das suas atividades diárias contrasta com a crise na oferta de fontes convencionais, como carvão mineral e petróleo, fadados ao esgotamento e enquadrados como agentes nocivos ao meio ambiente devido à emissão de gases que agravam o efeito estufa. (REZENDE et al., 2003).

Em contrapartida, recursos energéticos denominados renováveis exploram elementos e forças da natureza em ciclos relativamente curtos, como a biomassa, a energia eólica e a hidráulica. (BRASIL, 2008).

Em específico, a energia solar fotovoltaica renova-se diariamente, e seus desvios devem-se sobretudo ao sombreamento e à latitude. Comparativamente às outras fontes, trata-se de um recurso acessível e modular, permitindo desde projetos que suprem uma pequena carga até usinas centrais com capacidade instalada da ordem de *MW* (SOLAR, 2013).

## 1.2 Recurso Solar

O recurso solar, apesar de renovável e acessível, é altamente instável e intermitente, impondo sobre a superfície dos módulos variações de temperatura e, sobretudo, irradiância. As condições de instalação, presença de objetos que causam sombreamento, e a situação no tempo e espaço do globo terrestre também são determinantes, conforme ilustrado na Figura 1.1.

Com base nisso, tomando o módulo fotovoltaico sob o modelo de uma superfície coletora, a irradiância incidente máxima ocorrerá predominantemente ao Norte, no hemisfério Sul ( $\theta < 0$ ). Com ângulos que variam na faixa  $\alpha = \theta \pm 23,5^\circ$  entre verão e inverno, respectivamente, sendo  $\theta$  a latitude local.

Dessa forma, se  $\alpha > 0$ , o coletor está com uma trajetória aparente acima da projeção da linha do Equador e o arranjo deveria estar inclinado ao Sul. Em contrapartida, se  $\alpha < 0$ , o coletor está abaixo da projeção da linha do Equador e o arranjo deve estar posicionado ao Norte, afim de captar a máxima irradiância em função da translação.

Nesse aspecto, cabe ressaltar que o ângulo  $\alpha$ , medido entre a luz incidente relativamente ao eixo perpendicular à superfície, ou zênite, é complementar à altura do Sol, observada em relação à linha do horizonte. Em outras palavras, quanto maior a altura solar, fenômeno observado no verão, mais próximo o Sol estará do zênite.

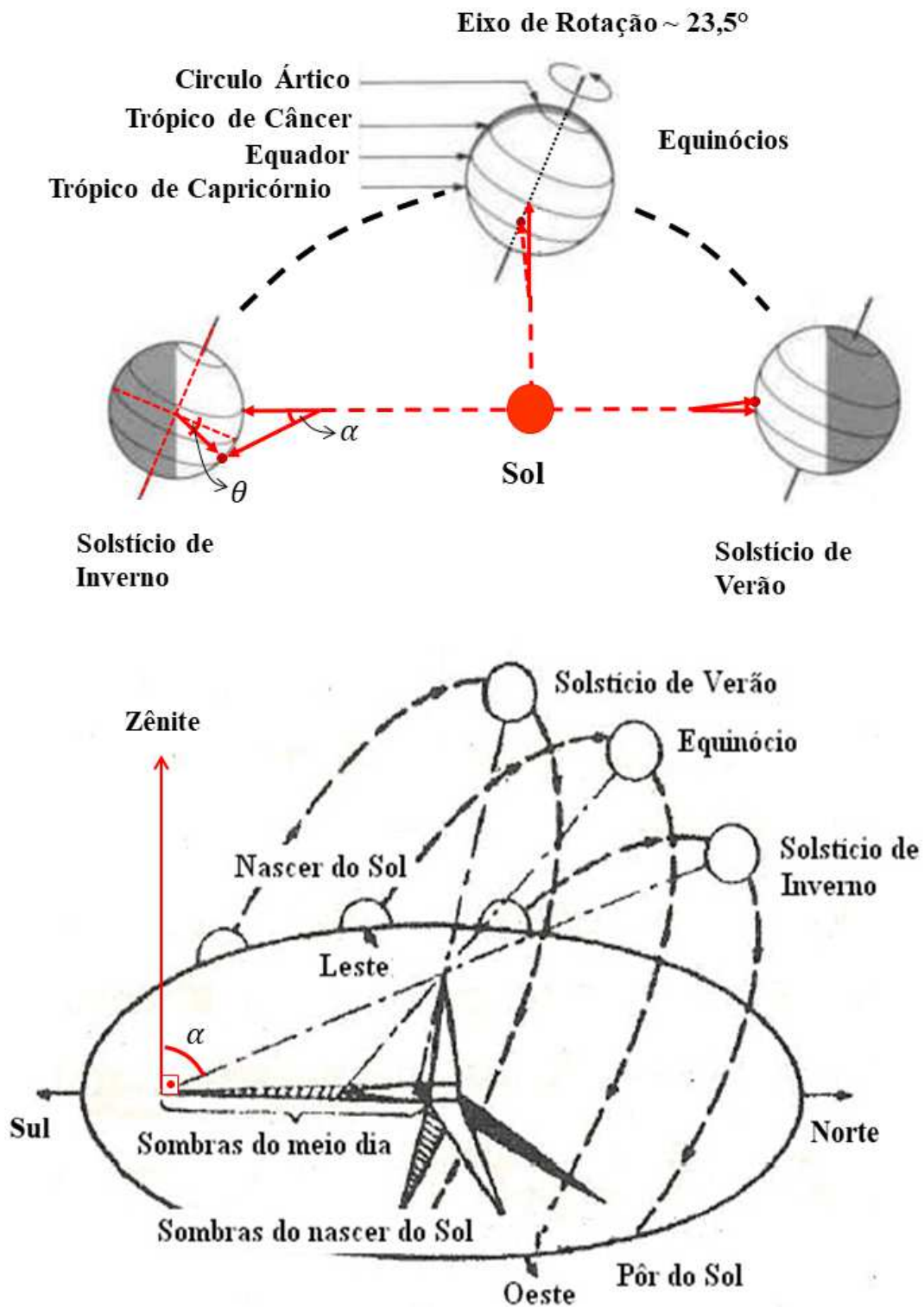


Figura 1.1 – Dinâmica do recurso solar.

Fonte: Adaptado de (UFPR, 1999), (LUCCA, 2009)

Sobre a localização em longitude, a inclinação no sentido Leste-Oeste do módulo (azimute) impacta no horário em que haverá o maior potencial de captação, em função do movimento de rotação da Terra. Normalmente, a máxima irradiância diária é obtida no

meio-dia solar, quando o Sol está alinhando com a longitude do local. Em função disso, objetos com a face direcionada a Leste captam mais energia durante a manhã, ao passo que a face voltada a Oeste recebe mais energia durante a tarde.

Para telhados com inclinação azimutal não nula, o ideal é rotacionar o módulo em relação ao telhado para que fique mais ao Norte possível, como mostra a Figura 1.2. O ângulo  $\beta$  representa a inclinação para compensar o desvio zenital, relativo às variações angulares decorrentes da latitude do local. Em geral,  $\beta \approx \theta$ .

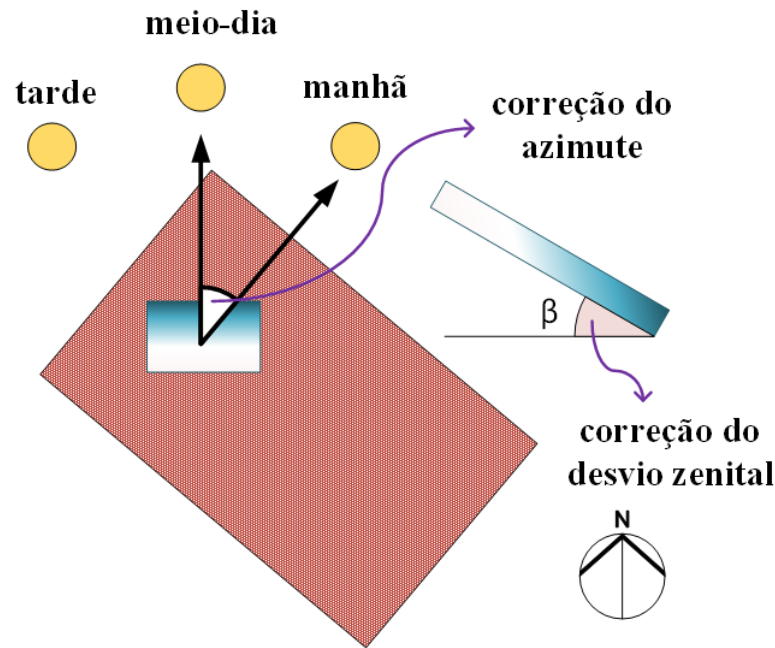
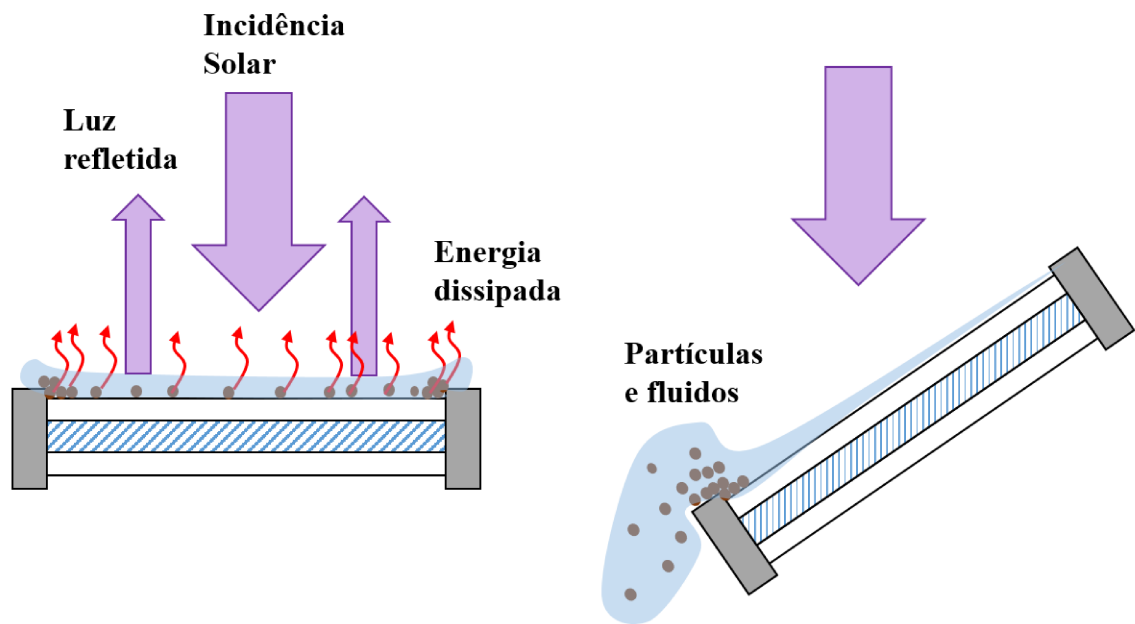


Figura 1.2 – Posicionamento do módulo FV <sup>(A)</sup>.

Adicionalmente, ainda que haja um resultado teórico que oriente os módulos a ficarem inclinados no plano horizontal ( $0^\circ$  N), as perdas térmicas, reflexivas e os esforços mecânicos devido à retenção de materiais que se depositam gradativamente, tornam-se um inconveniente. Por essa razão, módulos devem possuir uma inclinação não nula mínima ( $\beta \approx 10^\circ$ ) para escoar fluidos e partículas que eventualmente acumulam-se e causam opacidade, como ilustrado na Figura 1.3.

Numa determinada região, a energia solar captada em  $1m^2$  define a irradiação, que, em um período, exprime a quantidade de horas de sol pleno (HSP), numericamente igual ao valor acumulado em  $kWh$ , trata-se do tempo que levaria para obter a mesma energia na equivalência de uma irradiância constante de  $1kW/m^2$ , típica da condição de sol pleno.

O Brasil, situado quase todo em uma região tropical, não apresenta grandes alterações do padrão de irradiância ao longo do ano. Como exemplo, a Tabela 1.1 mostra o panorama de irradiação nas cidades de Belém/PA, Palmas/TO, Uberlândia/MG e Florianópolis/SC (CRESESB, 2018).

Figura 1.3 – Efeito da inclinação na superfície coletora <sup>(A)</sup>.

Nesses locais, quase que na mesma localização longitudinal, a latitude varia de muito próxima ao Equador (Belém/PA) até mais ao Sul do país (Florianópolis/SC), destacando que enquanto nesta a diferença sazonal da irradiação média diária pode ser mais que o dobro, naquela o mínimo global corresponde a cerca de 80 % do máximo.

Tabela 1.1 – Recurso solar: Exemplos do Brasil

| Cidade           | Belém/PA                            | Palmas/TO                            | Uberlândia/MG                        | Florianópolis/SC                     |
|------------------|-------------------------------------|--------------------------------------|--------------------------------------|--------------------------------------|
| <b>Longitude</b> | 48, 45° O                           | 48, 35° O                            | 48, 25° O                            | 48, 55° O                            |
| <b>Latitude</b>  | 1, 5° S                             | 10, 2° S                             | 18, 9° S                             | 27, 6° S                             |
| <b>Máximos*</b>  | 5, 39<br>(Set, 3° N)                | 6, 41<br>(Ago, 13° N)                | 6, 35<br>(Ago, 20° N)                | 6, 01<br>(Dez, 0° N)                 |
| <b>Mínimos*</b>  | 4, 36<br>(Fev, 3° N)                | 4, 69<br>(Dez, 13° N)                | 4, 32<br>(Jun, 0° N)                 | 2, 57<br>(Jun, 0° N)                 |
| <b>Médias*</b>   | 4, 87, 3° N<br>( $\sigma = 1, 04$ ) | 5, 31, 10° N<br>( $\sigma = 1, 52$ ) | 5, 47, 19° N<br>( $\sigma = 1, 24$ ) | 4, 47, 22° N<br>( $\sigma = 2, 12$ ) |
| <b>Desvios*</b>  | 0, 95, 2° S<br>( $\mu = 4, 86$ )    | 1, 09, 0° N<br>( $\mu = 5, 22$ )     | 0, 99, 15° N<br>( $\mu = 5, 46$ )    | 1, 09, 40° N<br>( $\mu = 4, 31$ )    |

\*Valores de referência dados em horas de sol pleno (HSP).

Fonte: (CRESESB, 2018)

Em termos de projeto, os sistemas conectados devem considerar as maiores médias anuais de irradiação, pois o mecanismo de troca de energia com a rede compensa os desvios



em um período de 60 meses, por maiores que sejam (ANEEL, 2014).

Por outro lado, sistemas isolados devem atentar-se a uma média de irradiação com os menores desvios, ainda que essa média seja inferior, pois o regime de carga das baterias tende a manter-se constante ao longo do ano. Em particular, observa-se que mesmo Florianópolis, onde determinadas inclinações da superfície coletora resulta em grandes desvios sazonais, permite a instalação com desvio menor, que se equipara às cidades mais ao Norte.

## 1.3 Conversão Fotovoltaica

Resumidamente, a partir da energia solar incidente sobre a superfície dos módulos, segue um processo subatômico de excitação das partículas intrínsecas ao material que forma as células fotovoltaicas. Em linhas gerais, devido ao processo de dopagem do tetravalente silício cristalino, inserem-se compostos tri- e pentavalentes (Boro e Fósforo, por exemplo) para formarem estruturas, cujos portadores de carga majoritários formam cristais do tipo P e N, respectivamente.

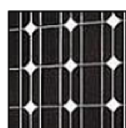
Nesse sentido, os cristais P e N, ao serem colocados juntos, constituem componentes semicondutores, como diodos, mas também formam as células solares. Entre as camadas desses cristais, ocorre uma recombinação dos portadores de carga (elétrons e lacunas), constituindo uma barreira de potencial elétrico, denominada camada de depleção, e apenas a incidência de radiação eletromagnética acima da banda infravermelha é capaz de deslocar as partículas e promover a circulação de corrente elétrica (FALCÃO, 2005).

Atualmente, de toda a energia solar incidente sobre a célula, somente uma pequena fração é efetivamente convertida em eletricidade. A Figura 1.4 resume as principais tecnologias e suas respectivas eficiências e densidades superficiais de potência classificadas ao longo da evolução das células fotovoltaicas.

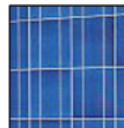
Do ponto de vista tecnológico, módulos de silício cristalino são os mais utilizados comercialmente, sendo diferenciados conforme a pureza do cristal. As estruturas monocristalinas são mais puras, possuem maior eficiência na conversão fotovoltaica, ocupando menos espaço, porém são mais caras. Adversamente, as policristalinas preservam múltiplos cristais oriundos do processo de fundição e fabricação das células, o qual é mais simples, resultando em uma estrutura de menor custo, porém menos eficiente.

Na geração de transição, módulos de filmes finos baseados em silício amorfo (a-Si), telureto de cádmio (CdTe) e seleneto de cobre-índio e gálio (CIS, CIGS), apresentam uma alternativa de baixo custo, estruturas flexíveis e visualmente homogêneas, ampliando as possibilidades de aplicação. Contudo, exigem uma grande área para instalação e, em geral, degradam-se mais rapidamente que os de silício cristalino (PORTAL, 2019).

## Geração Comercial : Silício Cristalino



Silício Monocristalino  
20 ~ 24% \* | 15 ~ 19 % \*\*  
~ 7m<sup>2</sup> / kW



Silício Policristalino  
14 ~ 18% \* | 13 ~ 15 % \*\*  
~ 8m<sup>2</sup> / kW

## Geração de Transição : Filmes Finos



Silício Amorfo  
6 ~ 8% \*  
| 5 ~ 8 % \*\*  
~ 15m<sup>2</sup> / kW



(Dis-) Seleneto de Cobre  
- Índio (- Gálio)  
10 ~ 12% \*  
| 7 ~ 11 % \*\*  
~ 10m<sup>2</sup> / kW

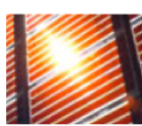


Telureto de  
Cádmio  
8 ~ 10% \*  
| 8 ~ 11 % \*\*  
~ 11m<sup>2</sup> / kW

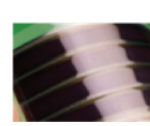
## Geração em Pesquisa e Desenvolvimento



Concentrador  
Fotovoltaico  
36 ~ 41% \* |  
25 ~ 30 % \*\*



Pigmento  
Sintético  
(DSSC)  
< 11%\*



Orgânica ou  
Polimérica  
(OPV)  
~ 7%\*

Dados referentes à célula (\*) e ao módulo (\*\*)

CUSTOS DOS SFV (US\$/W<sub>P</sub>)

2010 2015 2020

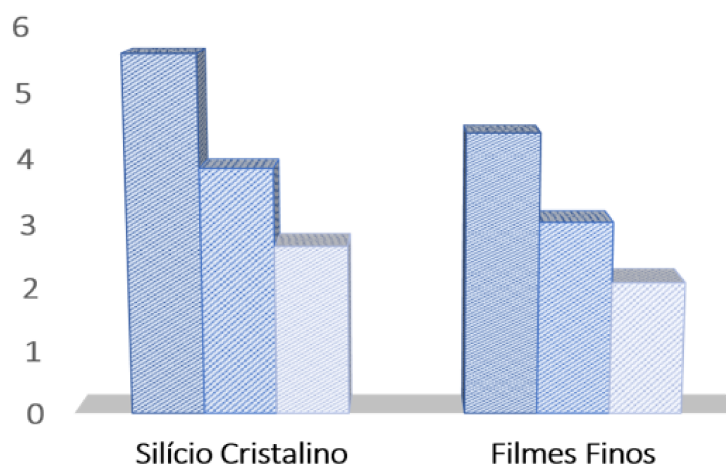


Figura 1.4 – Resumo das tecnologias das células fotovoltaicas.

Fonte: Imagens: Adaptado de (PORTAL, 2019), (SOLARQUOTES, 2009), (SOLAR, 2011), (RENEWABLE, 2008). Dados: (IRENA, 2012)

## 1.4 Aspectos Operacionais

Estruturalmente, uma célula fotovoltaica pode ser representada por meio de um circuito equivalente, apresentado na Figura 1.5. Mais detalhadamente, é composto por uma fonte de corrente controlada por temperatura e irradiância:  $I_M = I_M(S, T)$ . Em paralelo, estão um diodo e uma resistência intrínsecos, respectivamente  $D_{PV}$  e  $R_{PV}$ , os quais delimitam uma resistência série  $R_S$  (MARTINS; COELHO; SANTOS, 2011).

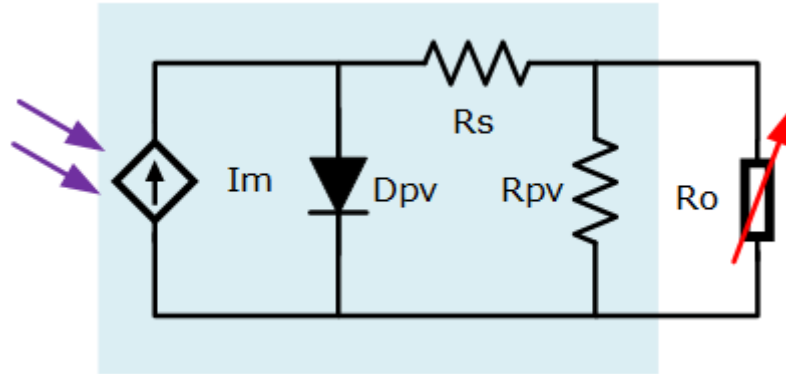


Figura 1.5 – Circuito equivalente da célula fotovoltaica <sup>(A)</sup>.

Do ponto de vista do modelo físico da célula, temperatura e irradiância combinam-se em uma condição particular de corrente-tensão, o que, conforme os parâmetros da carga conectada aos terminais do arranjo, conduz a um ponto operacional específico. Normalmente, as condições de regime em um módulo fotovoltaico são estudadas diante dos seguintes pontos:

- **Zeros de Potência:** São os pontos em que o arranjo retorna potência nula (ZPP - *Zero Power Points*), no qual se enquadram a operação em circuito aberto ( $V_{OC}$ ), e curto-circuito ( $I_{SC}$ ), com corrente e tensão nulas, respectivamente.
- **Máximo(s) de Potência:** É o ponto operacional que corresponde à maior potência de circulação entre o arranjo e a carga conectada em seus terminais. No caso de irradiância uniforme, há apenas um ponto de máxima potência dentro de uma curva monotônica, isto é, todos os valores antes e depois dele variam apenas de forma decrescente. Por outro lado, se a irradiância distribui-se de forma desigual, a associação equivalente formará ondulações e falsos pontos ótimos, ou ótimos locais, que diferem do ótimo global, como ilustrado na Figura 1.6.

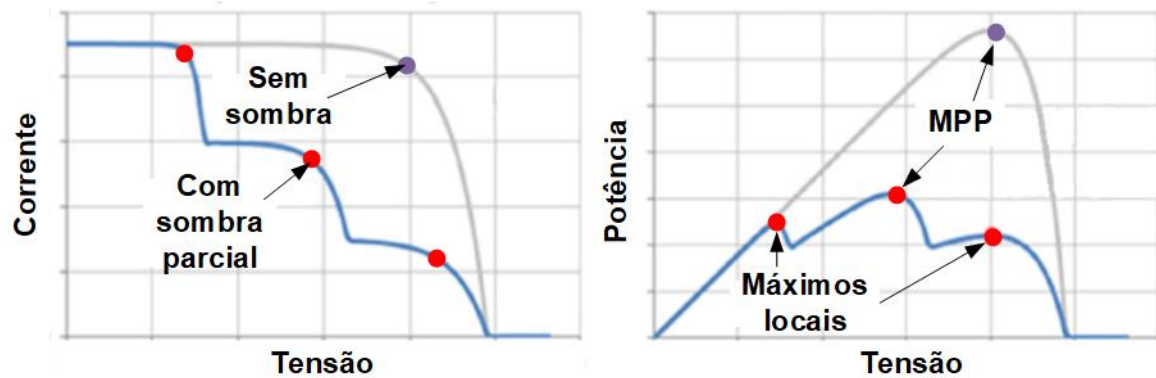


Figura 1.6 – Curvas  $I - V$  e  $P - V$  típicas com e sem sombreamento parcial.

Fonte: Adaptado de (MAGHAMI et al., 2016)

No tocante à dinâmica, variações de irradiância alteram significativamente a corrente máxima de saída, ainda que haja pouco efeito sobre a tensão. Por outro lado, alterações na temperatura modificam a tensão de saída, e pouco influenciam na corrente (MAGHAMI et al., 2016). Em termos de potência, a resposta da variação de irradiância é mais efetiva que a de temperatura, como mostrado na Figura 1.7.

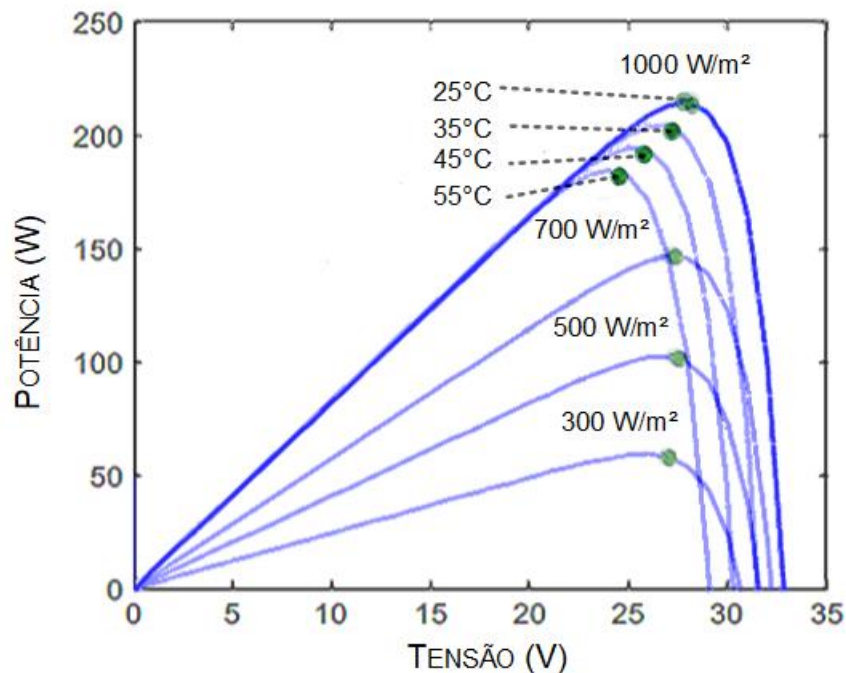


Figura 1.7 – Curvas  $P - V$  variando temperatura a  $1\text{ kW}/\text{m}^2$  e irradiância a  $25^\circ\text{C}$ .

Fonte: Adaptado de (MAGHAMI et al., 2016)

Na literatura, há uma série de algoritmos que, cada um a seu modo, objetivam a operação do arranjo no ponto de máxima potência.

Inicialmente, técnicas estimavam características operacionais constantes, como a razão cíclica dos conversores CC/CC de interface ou a temperatura, mas, apesar da extrema simplicidade, são falhas em muitas condições, as quais desviam das características de projeto.

Num segundo momento, técnicas de aproximação linear forneciam o MPP a partir de parametrizações entre as condições de máxima potência e a corrente de curto-circuito ou a tensão de circuito aberto, mas também contem limitações, sobretudo na aferição dos ZPPs (MARTINS; COELHO; SANTOS, 2011).

Alternativamente, destacam-se as heurísticas baseadas em perturbação e observação, uma vez que equilibram relativa eficiência com simplicidade, falhando apenas em condições de sombra parcial. Em essência, são rotinas que atuam no domínio de uma variável  $X$ , na qual a potência de saída é tal que  $P = P(X)$ , sendo  $X$  a tensão, corrente ou até mesmo a razão cíclica (SOBREIRA et al., 2011).

Neste escopo, não serão detalhadas técnicas mais complexas, que contornam a questão do sombreamento parcial (JÚNIOR et al., 2018), todas as análises consideram o P&O no modo de tensão. Para tanto, assume-se a premissa de ensaios com irradiância uniforme, uma vez que o MPPT não é o foco central da proposta.

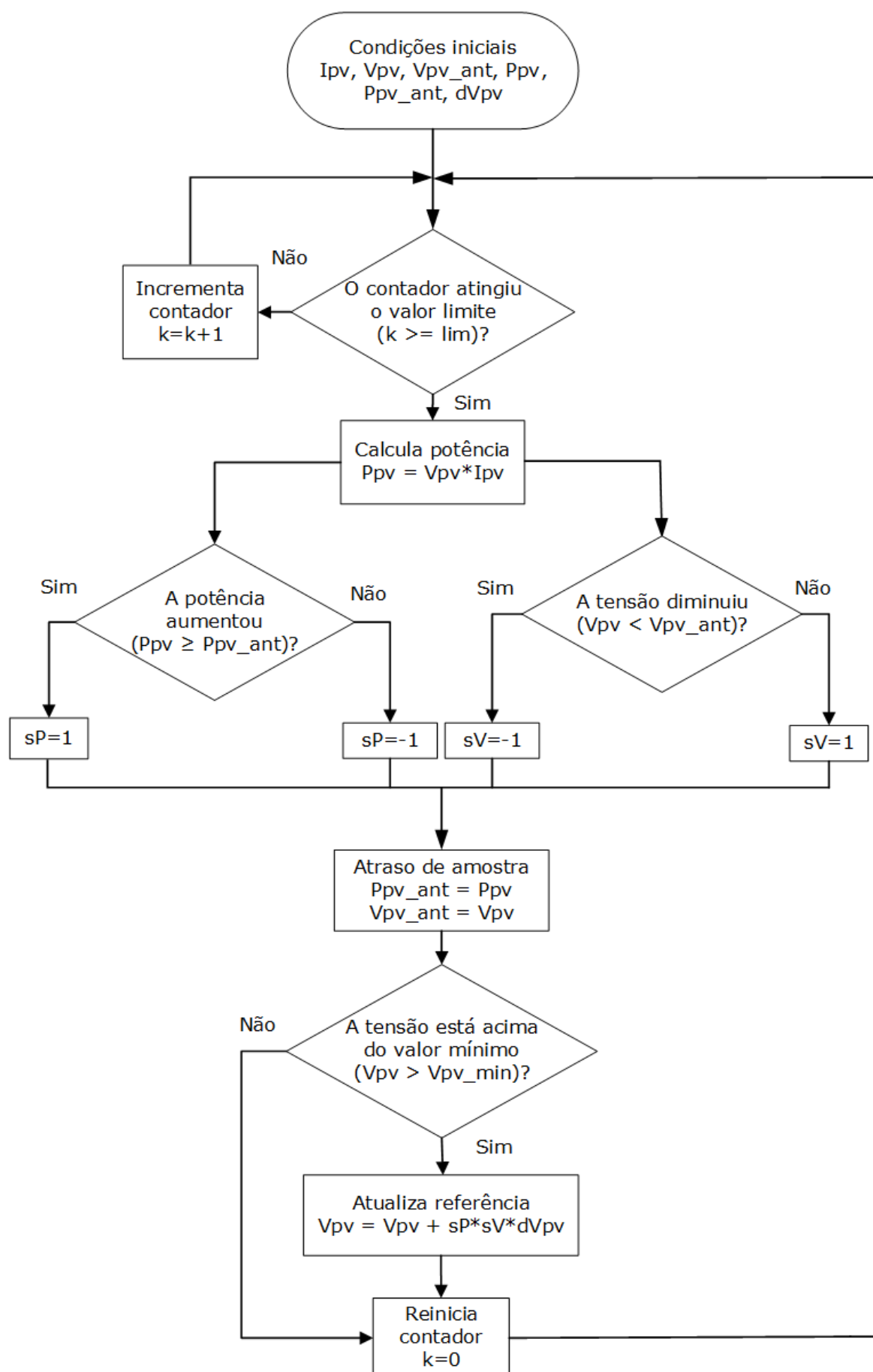
No contexto do controle, o MPPT atua externamente e está representado no fluxograma da Figura 1.8. A rotina ocorre numa dada frequência de atualização da referência de tensão ( $V_{PV}$ ), que deve ser suficientemente baixa para permitir que a tensão controlada atinja a referência imposta antes da nova atualização.

Nesse aspecto, o critério de tempo ocorre segundo um contador ( $k$ ), sendo que caso  $0 < k < \text{lim}$ , o MPPT não é executado. Entretanto, a rotina é habilitada quando  $k \geq \text{lim}$ , sendo  $\text{lim}$  o limiar definido como a razão entre o período do MPPT ( $T_{MPPT}$ ) e a base de tempo do controle ou intervalo de amostragem ( $T_{SAMP}$ ), como apresentado na equação (1.1).

$$\text{lim} = \frac{T_{MPPT}}{T_{SAMP}} = \frac{1s}{31,25\mu s} = 32000 \quad (1.1)$$

Em específico, quando habilitado, o P&O consiste em aferir periodicamente a potência extraída do arranjo fotovoltaico ( $\{P_{PV}, P_{PV\_ANT}\}$ ) e comparar o sentido de variação desta ( $sP$ ) com o da tensão de referência ( $sV$ ). Numericamente, se  $\{sP, sV\}=1$ , isso representa uma variação positiva. Caso contrário, se  $\{sP, sV\}=-1$ , denota-se uma variação negativa.

Com isso, se esse sentido é o mesmo ( $sP = sV$ ), aumenta-se a tensão. Por outro lado, se os sentidos são opostos ( $sP \neq sV$ ), a nova tensão será menor que a anterior ( $V_{PV\_ANT}$ ). A variação da amplitude de referência é sinalizada por  $dV_{PV}$ .

Figura 1.8 – Algoritmo P&O no modo de tensão <sup>(A)</sup>.

## 1.5 Revisão

O presente capítulo apresentou uma visão geral do potencial de aproveitamento do recurso solar. Dessa forma, foi visto que em regiões mais próximas à linha do Equador, a incidência solar diária média tende a ser constante, uma vez que há pouca variação translacional da irradiância e predominam as alterações devido ao movimento rotacional da Terra e aos sombreamentos. Nesses locais, um sistema fotovoltaico é projetado em ciclos curtos. Se autônomo, os requisitos de armazenamento são menores.

Em relação ao funcionamento, a potência é não linear e depende de vários fatores, como irradiância e temperatura, embasando várias técnicas que estimam e forçam a operação no ponto ótimo (MPP), apesar da condição agravante de sombra parcial, que limita muitas das técnicas de MPPT existentes. Ao longo do trabalho, as referências de MPPT tratam da técnica P&O no modo de tensão, que rege a referência imposta sobre os terminais do arranjo.

## 2 Inversores de Potência: Estado da Arte

### 2.1 Contextualização

A natureza de grandezas elétricas, em relação à forma de onda e magnitude dos sinais envolvidos, varia conforme a aplicação. Por exemplo, uma bateria fornece tensão constante no tempo, com magnitude reduzida e polaridade definida. Por outro lado, linhas de transmissão e distribuição do sistema elétrico intercambiam magnitudes elevadas entre si. A polaridade é variante, ditada por normas, um sinal senoidal com uma frequência base estritamente controlada na fonte. Para cada caso, cargas são projetadas numa dada condição de suprimento e tentar conectar algo incompatível quase sempre resulta em mau funcionamento ou avaria.

Nesse aspecto, tais incompatibilidades fonte-carga estão no centro dos estudos em Eletrônica de Potência, e conversores eletrônicos diversos condicionam sinais elétricos em ambos os lados. Os retificadores atuam no quadrante CA/CC e vão desde carregadores de baterias até fontes controladas. Os reguladores de corrente contínua, por sua vez, atribuem ganhos de tensão CC em seus terminais, e normalmente estão associados a um estágio retificador ou inversor (NETO; OLIVEIRA et al., 2018).

Por outro lado, inversores efetuam a conversão CC/CA numa dada frequência, com aplicações em acionamento de máquinas e, mais recentemente, no condicionamento de energias renováveis, seja em sistemas isolados, conectados à rede ou híbridos.

### 2.2 Princípio de Funcionamento dos Inversores

Na sua forma primitiva, a filosofia do circuito inversor trata da conversão de corrente contínua para alternada e tem aplicações diversas, desde a origem no controle de velocidade em um motor de indução (VANDERMEULEN; MAURIN, 2010).

Além disso, a tensão e corrente contínuas podem vir de uma fonte CC, como uma bateria, um arranjo fotovoltaico, ou serem provenientes de uma tensão CA retificada e filtrada, porém com uma frequência, em geral, diferente do sinal CA obtido na saída do inversor, como ocorre nos aerogeradores.

A conversão CC/CA não ocorre naturalmente como a CA/CC nos retificadores não controlados, é necessário que um sistema auxiliar comute os interruptores de um circuito periodicamente, sendo esse período de comutação observado na forma de onda do sinal alternado da saída (AHMED, 2008).

A Figura 2.1 mostra as etapas de operação de um circuito que caracteriza um inversor básico. Nessa situação, os interruptores são comutados de forma que, em uma



determinada configuração, a corrente flui num sentido e, em outra, ela inverte esse sentido. Além disso, em alguns casos, a corrente pode nem fluir no circuito, devido a uma associação de interruptores em bloqueio ou, quando não há etapa de roda-livre, por uma tensão nula sobre os terminais da carga.

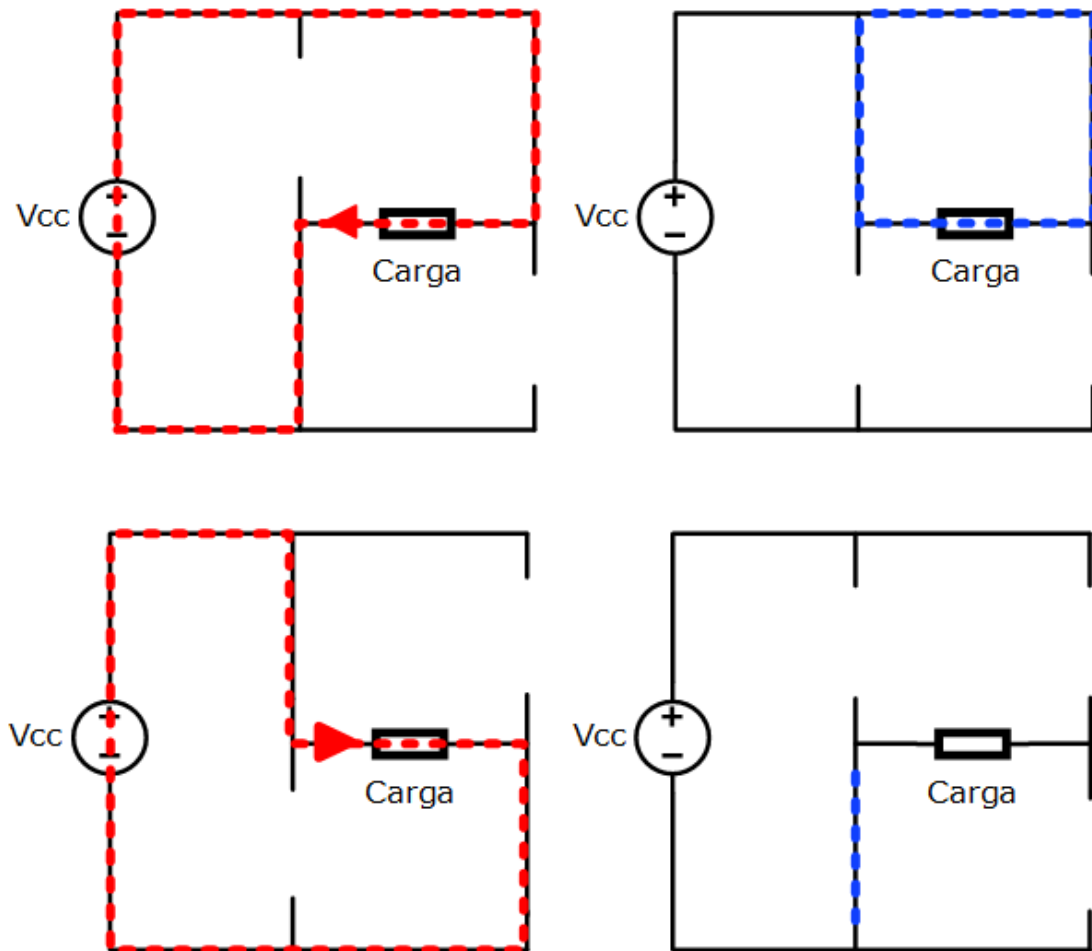


Figura 2.1 – Etapas de operação de um inversor básico <sup>(A)</sup>.

Em relação ao modo como os inversores são classificados, podem ser diferenciados em fonte de tensão (VSI - *Voltage Source Inverter*) ou de corrente (CSI - *Current Source Inverter*), sendo:

- **CSI:** São os inversores que operam como fontes de corrente controlada pela variação da tensão sob uma indutância série. A entrada CC possui alta impedância e a forma de onda da **tensão** na saída depende da carga.
- **VSI:** São os inversores que operam como fontes de tensão controlada tendo uma entrada CC de impedância desprezível. A forma de onda da **corrente** na saída depende da carga.

## 2.3 Inversores em Ponte

Os inversores em ponte (HB - *Half Bridge* e FB - *Full Bridge*), apresentados na Figura 2.2, foram propostos por W. McMurray em 1965. Devido à versatilidade, englobam aplicações em conversores CC/CC e CC/CA, além de permitirem adaptações em suas configurações básicas, como ocorre nos inversores H5, H6, HERIC, dentre outros (TEODORESCU; LISERRE; RODRIGUEZ, 2011).

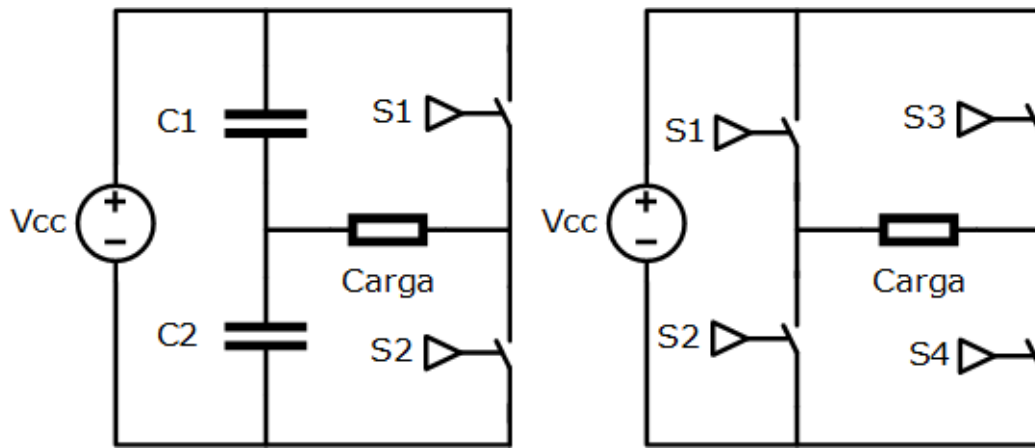


Figura 2.2 – Circuito dos inversores HB e FB <sup>(A)</sup>.

Em relação à modulação, os inversores em ponte mais comuns são comutados, essencialmente, em dois (bipolar) ou três níveis (unipolar), a partir de uma portadora triangular com frequência constante. No caso de haver portadoras nas frequências de chaveamento e da rede, tem-se a modulação híbrida (TEODORESCU; LISERRE; RODRIGUEZ, 2011).

Mais detalhadamente, a modulação bipolar, cujo diagrama e formas de onda são mostrados na Figura 2.3, trata do acionamento transversal da ponte, em que a corrente sempre flui, ora num sentido, e ora no outro. Tal configuração, em teoria, anula as componentes de alta frequência presentes no circuito de modo comum, e reduz interferências eletromagnéticas. Não obstante, há demasiado estresse de comutação, uma vez que as tensões variam instantaneamente entre os níveis  $-V_{CC}$  e  $+V_{CC}$ , aumentando os requisitos de filtro na saída e as perdas.

Alternativamente, a Figura 2.4 mostra a forma unipolar, a qual se atenta apenas em evitar os estados de colapso, relativos à condução simultânea de um braço inversor. Em função disso, qualquer outro estado, incluindo a etapa nula, é considerado. Nesse aspecto, a saída transita entre os níveis  $-V_{CC}$ , 0 e  $+V_{CC}$ , reduzindo estresses de comutação pela metade. Como desvantagem, a componente de alta frequência de modo comum é não-nula e maior nível de ruído é gerado.

Como variante, a modulação unipolar pode ocorrer na forma híbrida, colocada

na Figura 2.5, em que um braço do inversor comuta em alta frequência e o outro na da rede, isto tende a reduzir as perdas no núcleo do filtro e por chaveamento. Contudo, a operação fica limitada a dois quadrantes, com maiores requisitos de filtro, devido à redução da frequência de ondulação na saída, assim como há picos na corrente de fuga que requerem o uso de transformador isolador.

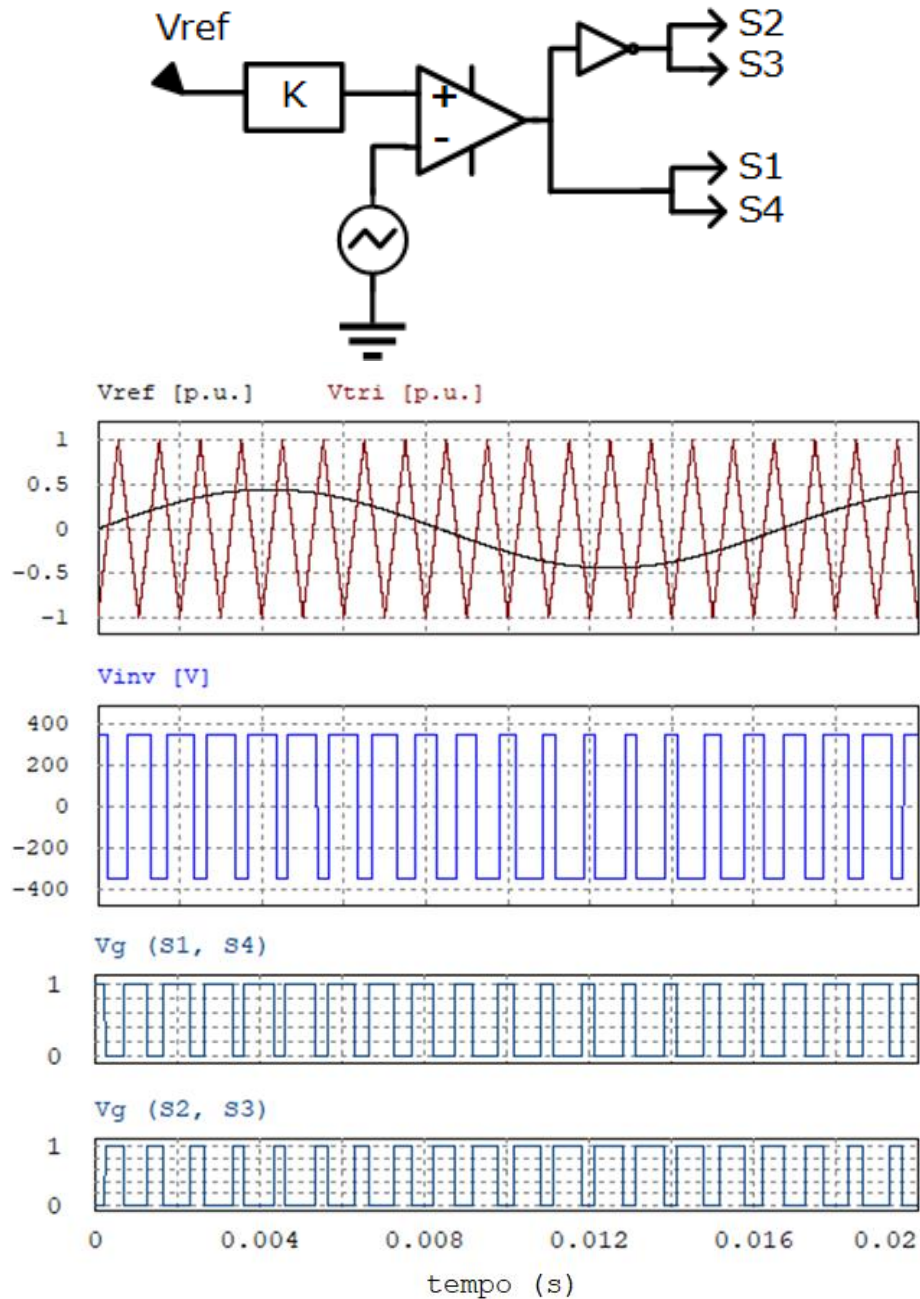
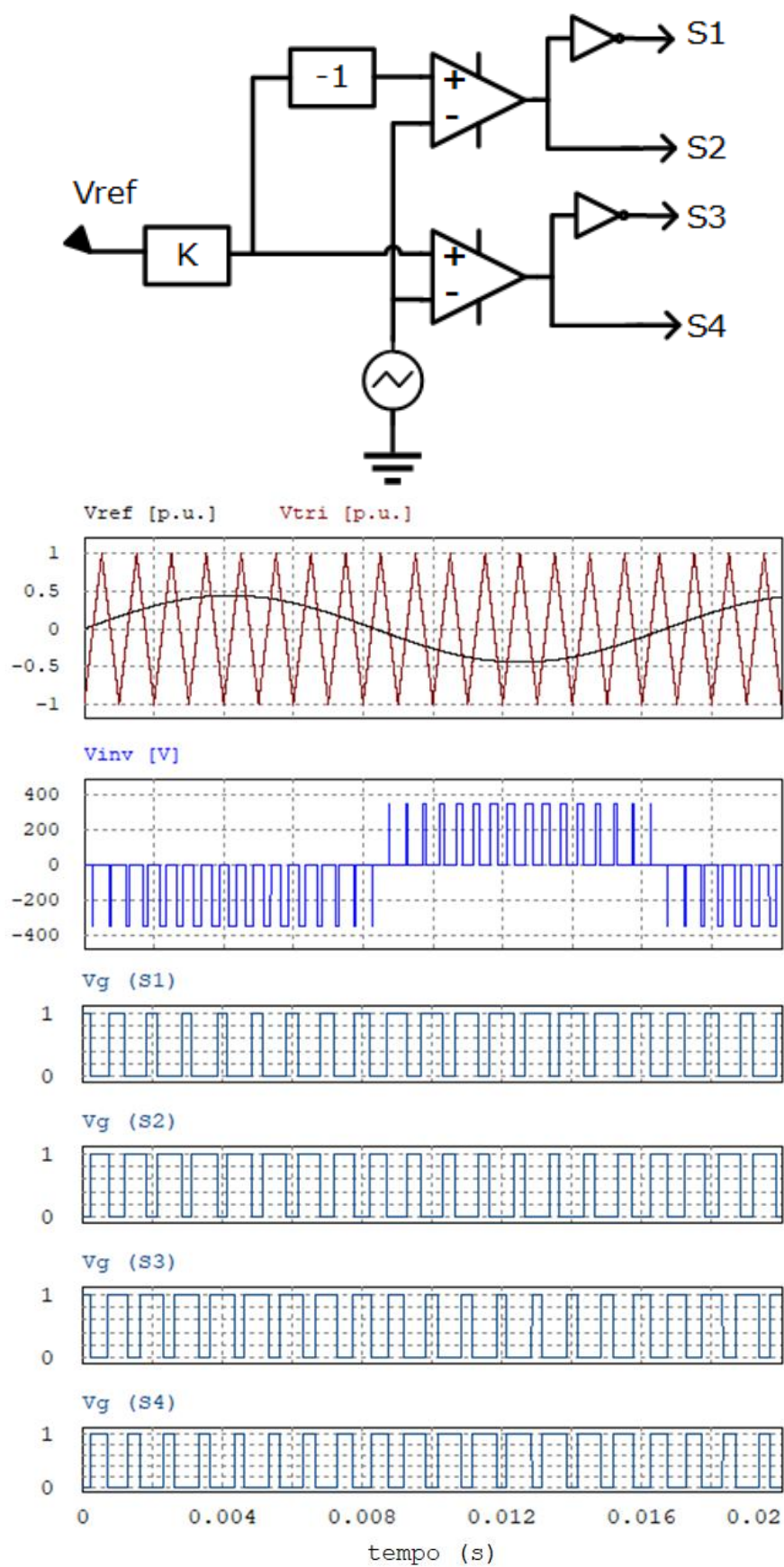


Figura 2.3 – Esquemático da modulação bipolar <sup>(A)</sup>.

Figura 2.4 – Esquemático da modulação unipolar <sup>(A)</sup>.

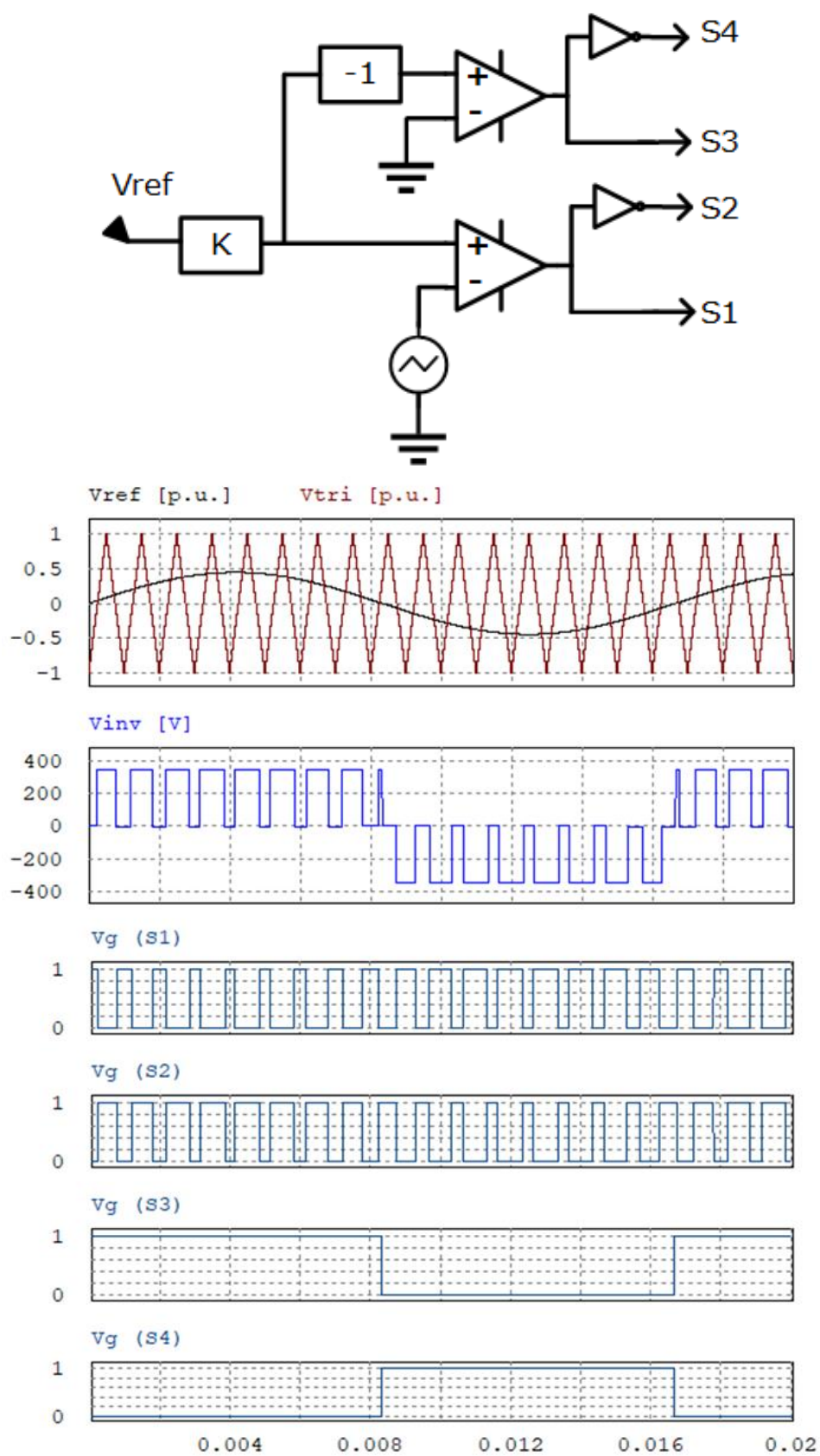


Figura 2.5 – Esquemático da modulação unipolar híbrida <sup>(A)</sup>.

## 2.4 Inversores com Conexão Central

Os inversores com conexão central são aqueles com ponto neutro grampeado (NPC - *Neutral Point Clamped*), e juntamente aos inversores em ponte, fundamentam a maior parte dos circuitos inversores.

Inicialmente, as topologias NPC datam de 1981 desenvolvidas por Nabae, Akagi e Takahashi (NABAE; TAKAHASHI; AKAGI, 1981), e seu diferencial está na conexão do neutro da rede em um ponto central do barramento CC. Por óbvio, este ponto deve estar acessível no circuito, e dele constitui-se o nó principal, que também enlaça uma associação série entre os diodos auxiliares  $D+$  e  $D-$ , tal como apresentado na Figura 2.6.

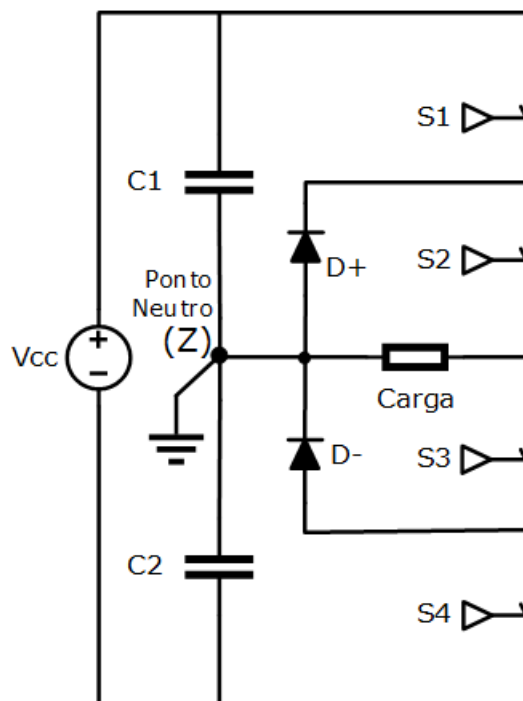


Figura 2.6 – Circuito básico do inversor NPC <sup>(A)</sup>.

As características inerentes à operação do NPC combinam a reduzida corrente de fuga da modulação bipolar com a formação de três níveis na saída, típico da unipolar. Além disso, a associação série dos interruptores reduz o estresse de comutação a  $\frac{1}{4}$ , o que não só permite, como também exige, trabalhar com tensões maiores na entrada. Em algumas aplicações, como a utilização em sistemas fotovoltaicos, esta característica pode representar uma desvantagem, limitando o uso da topologia aos sistemas de médio a grande porte.

Segundo o padrão de comutação do inversor NPC apresentado na Tabela 2.1, posto os 16 estados oriundos da combinação dos interruptores  $S1$  a  $S4$ , estes são classificados em três categorias (NOTE, 2011):



- **Normal:** Configurações em que o inversor opera normalmente, sem risco à integridade em função de correntes de falta provocadas por condução simultânea no braço.
- **Risco:** Apesar de não provocarem necessariamente uma condição de falta, as situações de risco podem causá-la, sobretudo se houver interação com os estados operacionais de outros braços (configurações bi- ou trifásicas).
- **Falta:** É o estado operacional crítico causado pela condução simultânea em pelo menos três interruptores. Por isso, tais configurações devem ser evitadas, uma vez que normalmente avariam os semicondutores numa condição de curto-circuito.

Com o propósito de evitar os estados de falta, as técnicas de modulação são agregadas a uma condição extra de proteção: a atribuição de um **tempo morto** ( $TM$ ) na condução. Mais detalhadamente, é um pequeno período em bloqueio simultâneo tomado entre dois interruptores que atuam com lógica complementar (DOLGUNTSEVA et al., 2015).

Nesse intervalo, enquanto um interruptor está descarregando sua capacitância intrínseca para consumir o estado de bloqueio, o seu complementar ainda permanece aguardando o comando para entrar em condução. Normalmente, o tempo morto varia na ordem de alguns  $\mu s$ , atentando-se para não envolver muito do período total de chaveamento. Na Tabela 2.1, a notação  $TM\{0\}$  indica a existência de tempo morto na mudança de semiciclos, ao passo que  $TM\{+\}$  e  $TM\{-\}$  referem-se ao  $TM$  nos semiciclos positivo e negativo, respectivamente.

Tabela 2.1 – Estados do inversor NPC.

| Estado | S1 | S2 | S3 | S4 | Classificação | Nível         |
|--------|----|----|----|----|---------------|---------------|
| 00     | 0  | 0  | 0  | 0  | Normal        | $0 + TM\{0\}$ |
| 01     | 0  | 0  | 0  | 1  | Risco         |               |
| 02     | 0  | 0  | 1  | 0  | Normal        | $0 + TM\{-\}$ |
| 03     | 0  | 0  | 1  | 1  | Normal        | $-V_{CC}/2$   |
| 04     | 0  | 1  | 0  | 0  | Normal        | $0 + TM\{+\}$ |
| 05     | 0  | 1  | 0  | 1  | Risco         |               |
| 06     | 0  | 1  | 1  | 0  | Normal        | 0             |
| 07     | 0  | 1  | 1  | 1  | Falta         |               |
| 08     | 1  | 0  | 0  | 0  | Risco         |               |
| 09     | 1  | 0  | 0  | 1  | Risco         |               |
| 10     | 1  | 0  | 1  | 0  | Risco         |               |
| 11     | 1  | 0  | 1  | 1  | Falta         |               |
| 12     | 1  | 1  | 0  | 0  | Normal        | $+V_{CC}/2$   |
| 13     | 1  | 1  | 0  | 1  | Falta         |               |
| 14     | 1  | 1  | 1  | 0  | Falta         |               |
| 15     | 1  | 1  | 1  | 1  | Falta         |               |

Sobre a operação, esta é dividida conforme a polaridade. As Figuras 2.7 e 2.8 mostram a operação nos semiciclos positivo e negativo, respectivamente. Na sequência, entende-se por operação em baixa frequência aquela que ocorre na do sinal modulante, em seus ciclos e semiciclos. Por outro lado, a alta frequência presume o período de comutação, geralmente em  $kHz$ .

Além disso, afim de obter um padrão normal de comutação descrito na Tabela 2.1, será utilizada a técnica PWM por disposição de fase (PD - *Phase Disposition*), cujo esquemático é mostrado na Figura 2.9, e que consiste em alinhar duas portadoras triangulares em fase, uma para cada polaridade (MENDOZA-MENDOZA et al., 2015).

No caso da referência ( $V_{ref}$ : modulante) ser positiva, como ilustrado na Figura 2.7, alternar-se-ão os estados de conexão com a fonte por meio da condução do interruptor  $S1$ , com o nível de zero, pelo seu respectivo bloqueio, caracterizando uma etapa de roda-livre em alta frequência através do diodo  $D+$ . Em todo o semiciclo, o interruptor  $S2$  permanece em condução e  $S4$  em bloqueio.

Além disso, o interruptor  $S3$  deve operar em bloqueio quando  $S1$  conduz. Eventualmente, é admissível que operem em bloqueio simultâneo, no estado  $TM\{+\}$ , embora a característica da modulação fundamental que a operação entre  $S1$  e  $S3$  seja complementar em todas as etapas, afim de minimizar o ruído de modo comum.

Na mudança dos semiciclos, a operação complementar em alta frequência entre  $S1$  e  $S3$  também resulta numa transição suave para o semiciclo negativo. Nesse instante, pode ocorrer bloqueio simultâneo em todos os interruptores, caracterizando o estado  $TM\{0\}$ .

Após a transição, o semiciclo negativo, ilustrado na Figura 2.8, passa a ser regido, em alta frequência, pela operação de  $S4$  e  $S2$ . No caso, a transferência de potência ocorre pela comutação do interruptor  $S4$ . Em todo o semiciclo negativo, o interruptor  $S1$  permanece em bloqueio, e  $S3$  em condução.

A etapa de roda-livre, vista em alta frequência, ocorre através do diodo  $D-$ , e eventualmente há o bloqueio simultâneo de  $S4$  e  $S2$ , caracterizando o estado  $TM\{-\}$ . Em baixa frequência, o interruptor  $S2$  atua como roda-livre na transição para o semiciclo positivo.

Em suma, a saída intercala a operação complementar de  $S1$  e  $S3$  no semi-ciclo positivo e  $S2$  e  $S4$  no semi-ciclo negativo. Na análise em baixa frequência,  $S1$  e  $S4$  são os interruptores externos, em que prevalece o bloqueio, e  $S2$  e  $S3$  os internos, predominando a condução (MA et al., 2015).

Em termos funcionais, o inversor NPC pode ser arranjado topologicamente no tipo T (TNPC), como ilustrado na Figura 2.10 com a vantagem de utilizar dois diodos a menos, ainda que o estresse de tensão na comutação seja o dobro da configuração NPC convencional (NOTE, 2011). O desdobramento do TNPC está fora deste escopo.



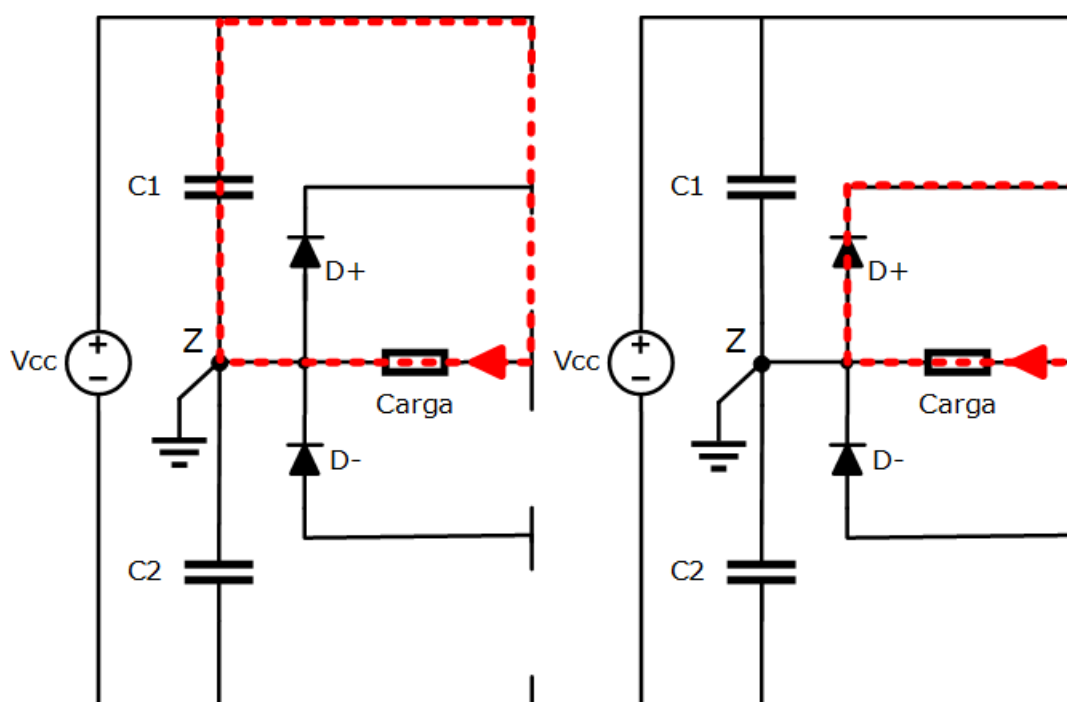


Figura 2.7 – Inversor NPC no semiciclo positivo <sup>(A)</sup>.

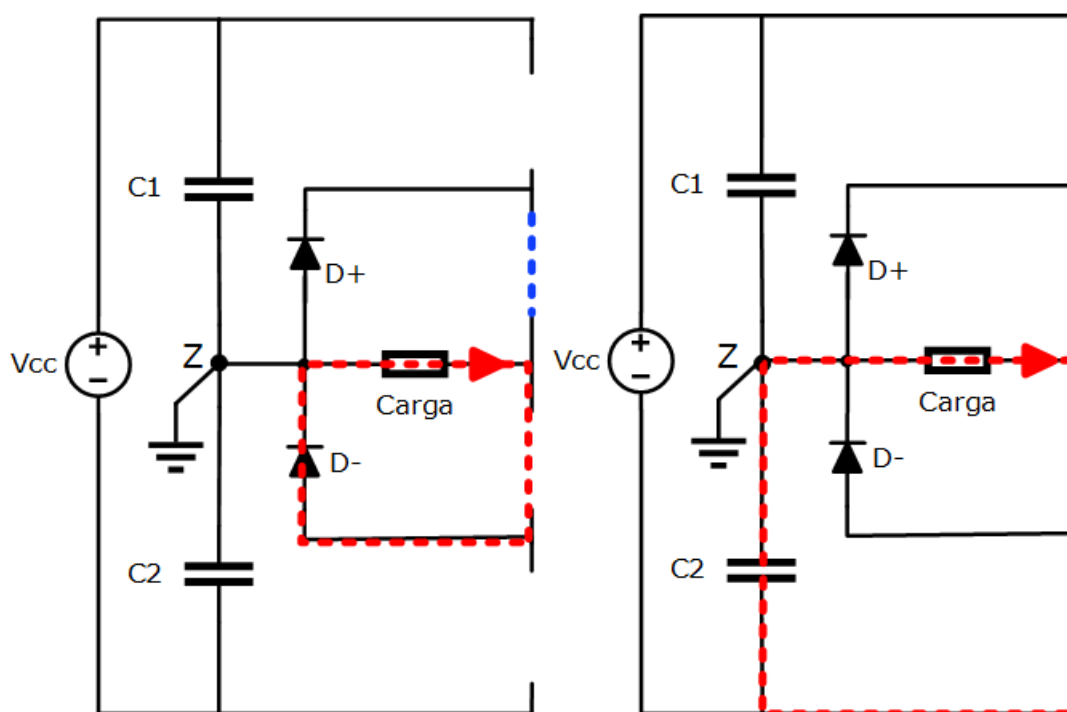


Figura 2.8 – Inversor NPC no semiciclo negativo <sup>(A)</sup>.

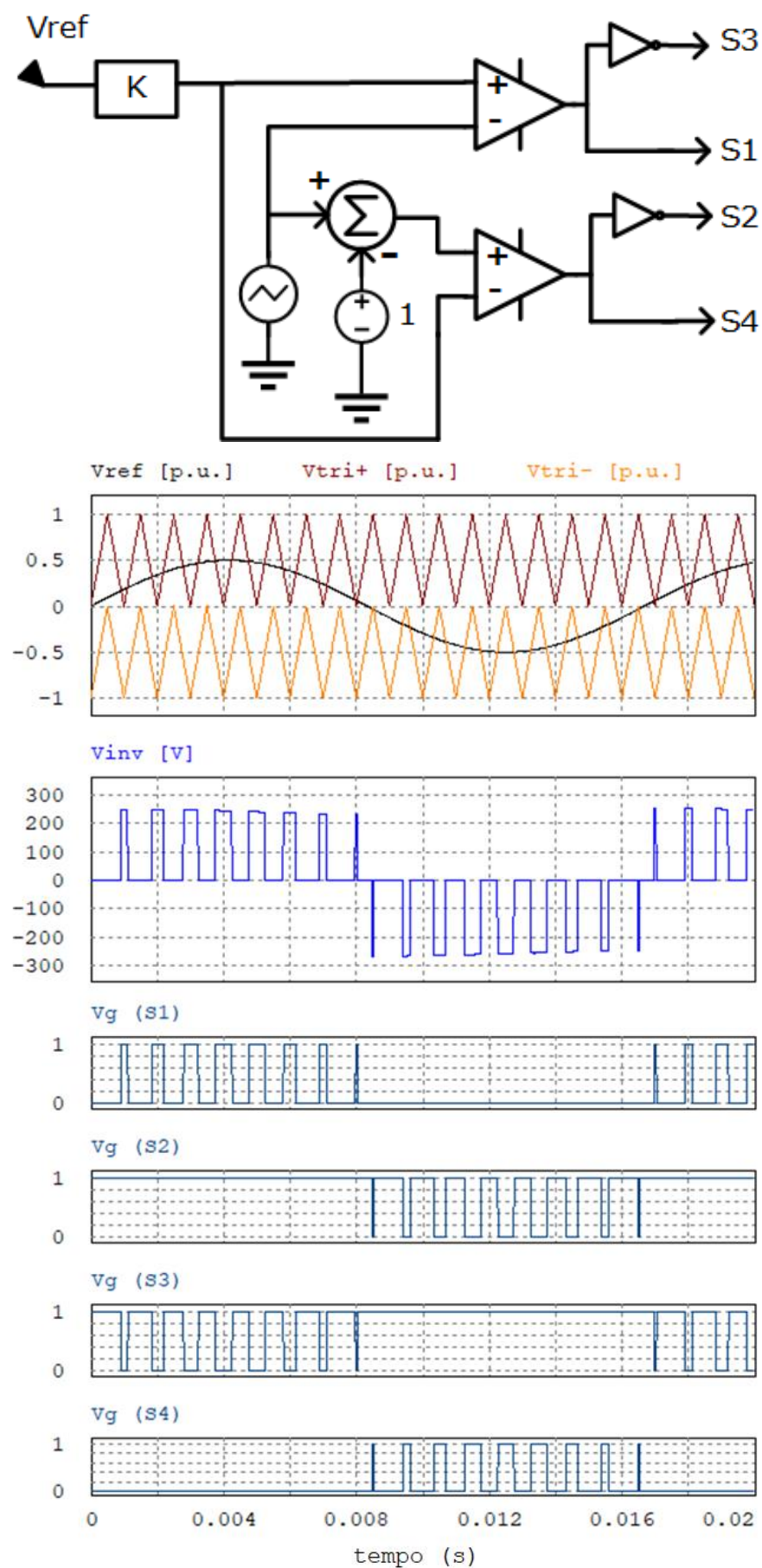
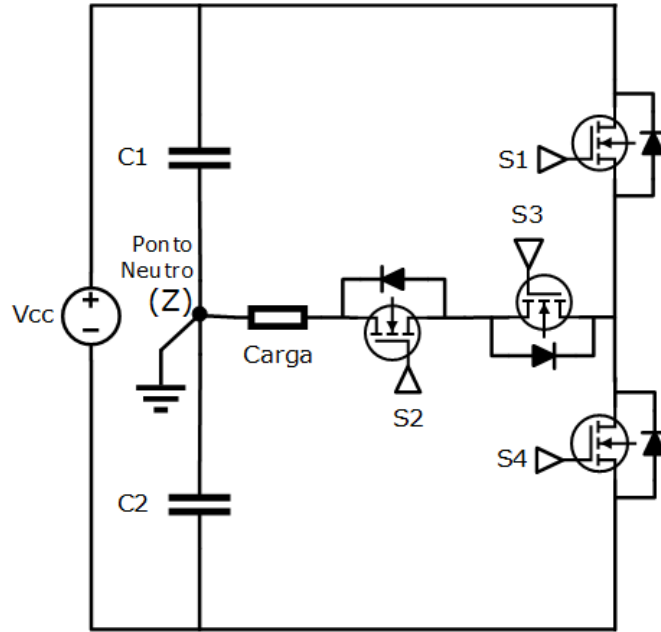


Figura 2.9 – Esquemático da modulação PD-PWM <sup>(A)</sup>.

Figura 2.10 – Diagrama do inversor TNPC <sup>(A)</sup>.

## 2.5 Configurações Multiníveis

Os inversores multiníveis são concepções que visam compor uma tensão CA a partir de múltiplas etapas de operação. Por meio de uma associação de fontes CC independentes, o sinal de saída é modulado tanto em alta frequência (no domínio da razão cíclica), como em frequências mais baixas (no domínio da amplitude).

A aplicação dos inversores multiníveis é destinada sobretudo a tensões mais elevadas na entrada. As suas vantagens resumem-se em menor distorção harmônica, uma vez que o aumento do número de níveis reduz as componentes de alta frequência e faz a tensão modulada semelhante, em forma, à senoide filtrada. Por consequência, os requisitos de filtros passivos também são menores (MALATHY; RAMAPRABHA, 2016).

Como desvantagens, configurações multiníveis necessitam de mais dispositivos semicondutores e a complexidade do controle aumenta de acordo com a topologia e exponencialmente em relação ao número de níveis na saída. Nesse aspecto, algumas topologias, como aquelas derivadas da expansão de configurações NPC ou em ponte, vão possuir múltiplos estados redundantes, que são modos de operação que resultam na mesma tensão de saída. A observação desses estados permite uma operação mais eficiente e comutações apenas nos instantes necessários, objetivando uniformidade e minimização das perdas ao longo dos semicondutores (PARK; KU; KIM, 2015).

Em alguns casos, as topologias multiníveis são minimizadas ou configuradas em formas híbridas, o que diminui estados redundantes explorando assimetrias e permitindo gerar mais níveis na saída com menor número de semicondutores (LÓPEZ-SANCHEZ et al., 2016). Nesses casos, o projeto deve atentar-se aos diferentes níveis de tensão impostos

sobre cada semicondutor, bem como às particularidades de cada topologia. Por exemplo, a Figura 2.11 ilustra a topologia de ponto neutro ativo grampeado (ANPC), composto por 8 interruptores, na qual é possível compor 5 níveis na modulação (ITURRIAGA-MEDINA et al., 2016).

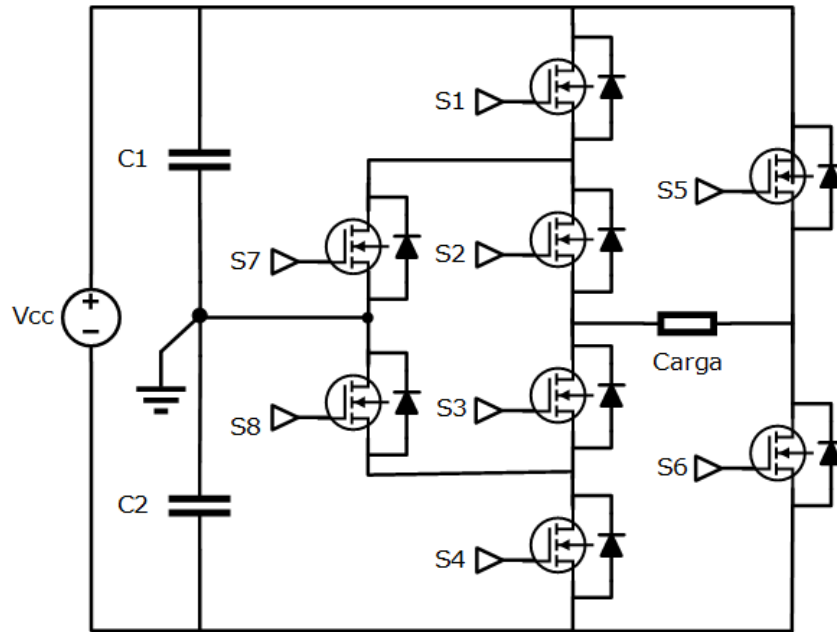


Figura 2.11 – Diagrama do inversor ANPC <sup>(A)</sup>.

## 2.6 Filtros Passivos

A tensão de saída dos inversores modulada em alta frequência, tal como apresentada nas Figs. 2.3 a 2.5 e em 2.9, é dotada de alto conteúdo harmônico. Por essa razão, afim de atenuar esse ruído da comutação, filtros passivos são inseridos num estágio de saída. O diagrama que situa um filtro passivo no contexto do circuito inversor é apresentado na Figura 2.12.

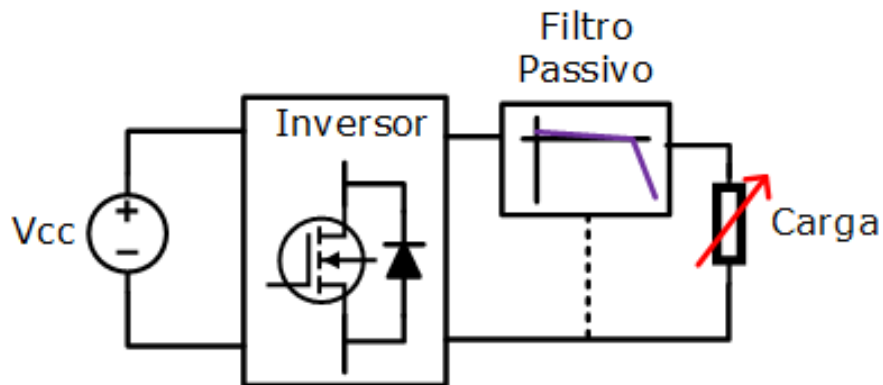


Figura 2.12 – Diagrama genérico do inversor com filtro passivo <sup>(A)</sup>.

De acordo com a literatura, o projeto de um filtro passivo deve ser orientado pelas seguintes características:

- **Seletividade:** A capacidade de manter ou amplificar sinais nas frequências da banda passante e atenuar aqueles que estão além da frequência de corte;
- **Robustez:** Invariância operacional diante de distúrbios nos parâmetros da rede e do próprio filtro, ao longo do tempo;
- **Minimização:** Redução das características paramétricas, tendo em vista minimização da queda de tensão, da energia reativa armazenada e do impacto no FP;
- **Eficiência:** O projeto deve considerar o mínimo de perdas nas suas resistências intrínsecas;
- **Estabilidade:** A concepção e operação em frequência devem ocorrer de forma a evitar pontos de ressonância;

Basicamente, os indutores são os primeiros filtros em um VSI, pois, em essência, não respondem instantaneamente às variações abruptas de corrente. Ao invés disso, são um caminho de baixa impedância para as frequências menores, e conforme as suas características paramétricas, limitam a banda de frequência da corrente de saída (NARDI et al., 2015).

Nesse aspecto, se um capacitor for colocado após o indutor, forma-se uma associação  $LC$ , em que o filtro atua não só como caminho de alta impedância série, mas também drenando as altas frequências em uma derivação à montante da carga. Em função disso, e por ser de segunda ordem, a capacidade de atenuação é, em  $dB$ , o dobro do filtro  $L$ . A Figura 2.13 ilustra os diagramas dos filtros descritos, associando a indutância e capacitância em termos de impedância ( $Z_L$ ) e admitância ( $Y_C$ ), respectivamente.

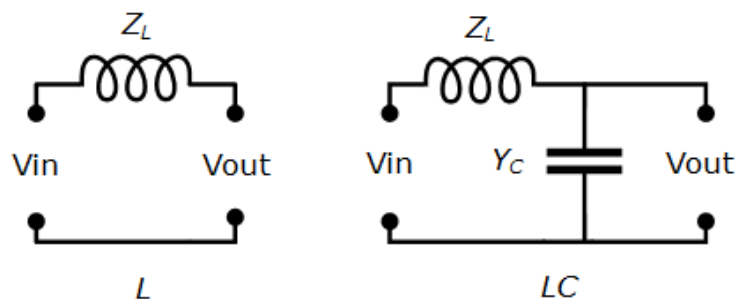


Figura 2.13 – Diagrama dos filtros de 1<sup>a</sup> e 2<sup>a</sup> ordem <sup>(A)</sup>.

Em última instância, se o filtro  $LC$  for conectado a um segundo indutor, forma-se um do tipo  $LCL$ , em que a capacidade de atenuação é ainda maior, porém o aumento

da complexidade devido à existência de pontos de ressonância na resposta em frequência podem tornar essa configuração operacionalmente instável (JAYALATH; HANIF, 2017).

Como alternativa, um fator de amortecimento pode ser inserido no ramo do capacitor afim de mitigar as ressonâncias. Na forma passiva, utiliza-se um resistor que drena parte da energia de circulação, limitando a corrente.

Por outro lado, é possível medir a corrente do capacitor e agregar em técnicas específicas de controle que emulam o amortecimento, constituindo as técnicas ativas. De qualquer forma, é necessário um modelo preciso da planta, considerando sobretudo a relação entre a frequência de comutação e a de ressonância, bem como entre as indutâncias do lado do inversor e da rede. A Figura 2.14 mostra a configuração de um *LCL* e suas variações. As indutâncias do lado do inversor e da rede foram denotadas em função de suas respectivas impedâncias,  $Z_{L1}$  e  $Z_{L2}$ .

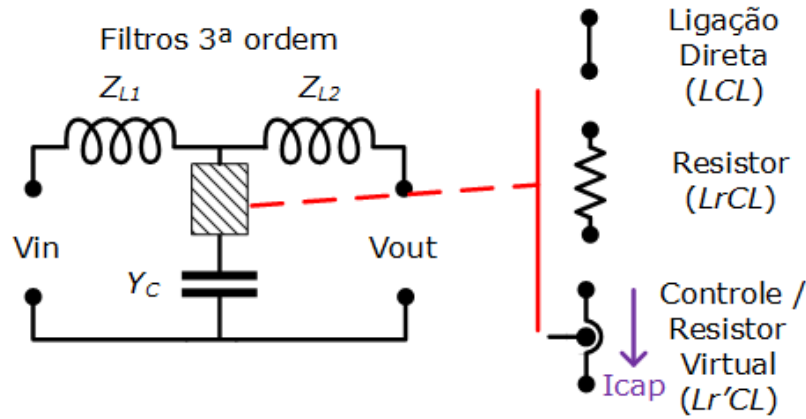


Figura 2.14 – Diagrama dos filtros de 3ª ordem <sup>(A)</sup>.

Em resumo, a Tabela 2.2 destaca os diferenciais de cada filtro segundo os critérios de projeto, relativizando as vantagens e desvantagens de cada configuração.

Tabela 2.2 – Análise comparativa dos filtros passivos

| Característica | $L$         | $LC$        | $LCL$       | $LrCL$             |
|----------------|-------------|-------------|-------------|--------------------|
| Seletividade   | Baixa       | Média       | Muito Alta  | Alta               |
| Atenuação      | $-20dB/dec$ | $-40dB/dec$ | $-60dB/dec$ | $-60dB/dec$        |
| Robustez       | Alta        | Média       | Muito Baixa | Baixa              |
| Minimização    | Ruim        | Boa         | Média       | Média              |
| Eficiência     | Baixa       | Média       | Alta        | Condicionada a $r$ |
| Estabilidade   | Excelente   | Razoável    | Crítica     | Condicionada a $r$ |

## 2.7 Revisão

Neste capítulo, foram abordados tópicos que tratam da essência da conversão CC/CA. Com diversas aplicações, sobretudo no contexto do processamento de potência, são circuitos que necessitam de interruptores que comutam conforme uma lógica pré-definida. Operacionalmente, o comando permeia num subconjunto dos estados possíveis, responsáveis por resultar tensão e corrente na carga de modo alternado.

Além disso, o acionamento de inversores segue um padrão com modulação em alta frequência, codificado a partir de um modulador específico, que fornece a sequência de pulsos regente dos períodos de condução e bloqueio em cada interruptor, são as formas unipolar, bipolar e híbrida no caso dos inversores em ponte.

Em relação à topologia, há uma série de configurações, como as multiníveis, que efetuam a modulação com dois graus de liberdade, em amplitude e razão cíclica, necessitando maior número de interruptores e diodos. Nesse contexto, o tipo NPC - 3 níveis monofásico permite, em sua forma de modulação, agregar as vantagens das formas uni- e bipolar, apesar dos requisitos em relação ao número de semicondutores e ao nível duas vezes maior da tensão de entrada.

Como forma de suavizar as componentes de alta frequência e decodificar a modulação, em níveis de potência, filtros passivos são projetados e conectados previamente à carga. Em cada configuração, prós e contras são ponderados, afim de obter a forma de onda mais adequada à operação da carga.

## 3 Fundamentos de Controle para Sistemas Conectados à Rede

### 3.1 Contextualização

A energia que vem da rede elétrica em nada lembra a que é observada nos terminais dos módulos fotovoltaicos, enquanto esta é intermitente e de polaridade contínua, aquela é perene e de polaridade variável.

Em essência, a proposta de conexão à rede elétrica, ainda que simplifique o projeto e reduza custos em relação aos sistemas autônomos, exige controle e proteção. Afinal, a tensão da rede é como uma força que resiste à injeção de corrente, e qualquer elemento que se propõe a gerador deve possuir tensão em um limiar mínimo, capaz de reverter o fluxo de potência para, apenas assim, estar apto a impor corrente (KJAER; PEDERSEN; BLAABJERG, 2005).

Além disso, a rede possui uma forma de onda característica, padronizada, em que além do ajuste da forma senoidal na mesma frequência, o alinhamento de fase deve ser observado. Nesse caso, um fator de potência baixo pode sobrecarregar o inversor devido à parcela de energia reativa, podendo resultar numa corrente além da nominal, prenunciando a instabilidade.

Por essa razão, e sob qualquer condição de operação indevida, mecanismos de proteção devem abortar o funcionamento e desligar o equipamento, afim de preservar sua integridade física.

### 3.2 Balanceamento da Tensão CC

O controle de inversores, nas suas várias características, destinam-se a aplicações em dois contextos, os que atuam sobre a tensão (VCM - *Voltage Controlled Mode*) e aqueles que regulam a corrente (CCM - *Current Controlled Mode*), sendo:

- **VCM:** São os inversores que operam, tipicamente, em sistemas autônomos e dispõem de uma fonte CC despachável. Dessa forma, são responsáveis por controlar a tensão na saída e reger a sua magnitude e frequência, numa microrrede, de acordo com as variações da demanda de potência.
- **CCM:** São os inversores destinados a sistemas conectados que operam com uma tensão pré-regulada na saída, e a partir dessa referência, impõem corrente numa dada magnitude e fase.



Nesse escopo, serão abordados inversores do tipo CCM, que condicionam as intermitências de fontes renováveis, como a solar fotovoltaica. Em função disso, não há um compromisso em suprir instantaneamente demandas locais, direcionando o controle a outros pontos do sistema.

Logo, a primeira instância de atuação é sobre a tensão do elo CC ( $V_{CC}$ ), que direta ou indiretamente relaciona-se com a tensão sobre os terminais do arranjo fotovoltaico ( $V_{PV}$ ). No caso de configurações em **estágio único**, ilustrada na Figura 3.1,  $V_{PV} = V_{CC}$  e a referência de tensão está condicionada à saída do algoritmo de MPPT.

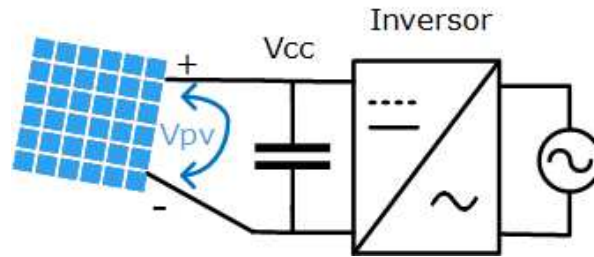


Figura 3.1 – Diagrama do inversor de estágio único <sup>(A)</sup>.

Por outro lado, a Figura 3.2 mostra uma configuração de **estágio duplo**, em que há um conversor CC/CC entre o arranjo fotovoltaico e o barramento,  $V_{PV} = \hat{g}V_{CC}$ , sendo  $\hat{g}$  um ganho dinâmico de tensão. Nesse caso, normalmente é imposta uma referência de valor constante para  $V_{CC}$ , esta controlada pelo inversor, sendo função do conversor CC/CC ajustar o ganho para que o arranjo fotovoltaico opere no MPP (KOURO et al., 2014).

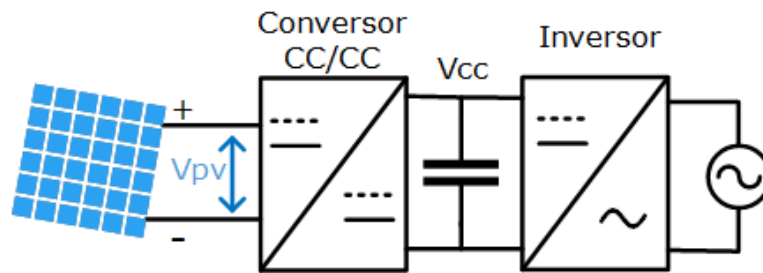


Figura 3.2 – Diagrama do inversor de estágio duplo <sup>(A)</sup>.

De qualquer forma, se há uma maior potência disponível na fonte, a tensão CC é mantida constante aumentando a magnitude da corrente injetada na rede. Caso contrário, o barramento pode acumular energia, e ocorrer uma sobretensão. Por outro lado, se a capacidade de geração declina, o equilíbrio da tensão CC ocorre por meio de uma corrente de menor magnitude. No caso, despachar uma corrente CA além das condições de geração, descarrega a energia do barramento, provocando uma subtensão.

Em função dessa dinâmica, há uma relação inversa que rege o balanceamento entre o nível da tensão CC e o da magnitude da corrente injetada. Em termos práticos, esse balanço é comumente efetuado por um compensador do tipo Proporcional-Integral (PI), numa sintonia que ajuste velocidade e precisão, sendo suficientemente lento para permitir a resposta da malha interna de corrente, mas em tempo hábil para compensar, sem prejuízo, variações da tensão CC.

Matematicamente, o PI pode ser representado na sua forma canônica como descrito em (3.1), sendo  $K$  o ganho global do compensador e  $T_I$ , a constante de tempo de integração.

$$G_{PI}(s) = K \frac{1 + sT_I}{sT_I} \quad (3.1)$$

Em relação à sintonia, a Figura 3.3 mostra os diagramas de resposta em frequência, conforme variações nos parâmetros do compensador. Inicialmente, a mudança no valor do ganho  $K$  apenas deslocou a magnitude, aumentando-a de forma proporcional.

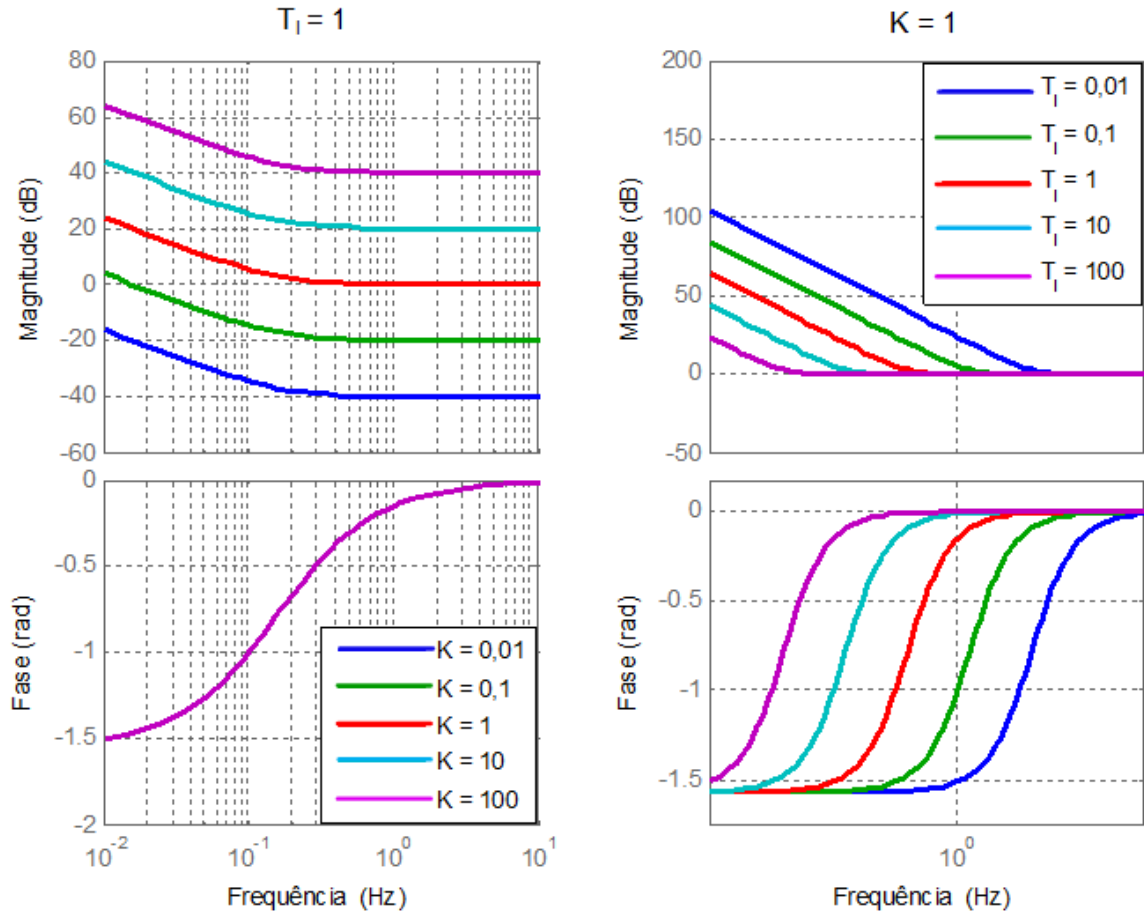


Figura 3.3 – Resposta em frequência do PI <sup>(A)</sup>.

Numa análise de baixa frequência, característica associada à precisão e à minimização do erro de regime permanente, predomina o efeito do integrador, faixa em que estão situadas as maiores magnitudes do espectro.

No outro extremo, a magnitude em frequências mais elevadas mantém-se num nível constante devido à ação proporcional, relacionada ao zero da função de transferência. Com essa característica, o sistema cessa a ação do integrador puro, cuja magnitude decai monotonicamente a uma taxa de  $20dB/dec$ .

Como consequência, o filtro é capaz de reconhecer e propagar os distúrbios da entrada que contém componentes em frequências maiores, como a função degrau. Na prática, isso pode manifestar-se tanto como aumento da velocidade de resposta transitória, como em maior nível de ruído ou até mesmo instabilidade.

Paralelamente, a Figura 3.3 ainda apresenta os efeitos do incremento na constante de integração, mas sem alterar o valor de  $K$ . Nesse caso, o aumento no valor de  $T_I$  faz  $G_{PI} \rightarrow K$ , no sentido de anular a dinâmica da função pela aproximação do zero com o polo, na origem.

Ao contrário, a redução de  $T_I$  aumenta a magnitude da resposta nas frequências menores, bem como expande a banda passante do integrador, retardando, no espectro, o limiar entre a atuação integral e a proporcional, ponto em que também ocorre a inversão de fase. Nessas condições, se o valor de  $K > 1$ , o sinal de entrada será amplificado em todos os valores de frequência, o que pode tornar o sistema instável.

Em suma, a Figura 3.4 mostra o diagrama de controle externo, que atua na entrada do inversor. Após o sensoriamento da tensão CC, **a medida é subtraída do valor de referência**, que nesse caso é fornecido periodicamente pelo algoritmo de MPPT (vide Figura 1.8). Ao passar pelo PI, a saída reflete a magnitude da referência de corrente.

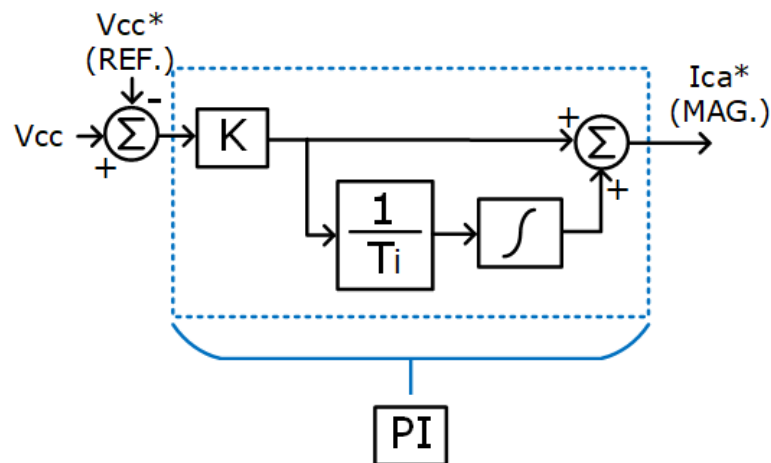


Figura 3.4 – Diagrama da malha de tensão CC <sup>(A)</sup>.

### 3.3 Controle de Fase

A partir da definição da magnitude, a fase da corrente injetada na rede deve ser determinada. Nesse propósito, a literatura apresenta uma série de algoritmos para sincronismo de fase (PLL - *Phase Locked Loop*).

Em essência, os algoritmos PLL sintetizam, a partir de um sinal senoidal de referência na entrada, um sinal em fase e outro em quadratura na saída. Além disso, é possível explicitar a frequência da rede.

Matematicamente, o PLL explora o produto de dois sinais senoidais. Por definição, e para amplitudes não nulas, o valor médio do produto de ambos será nulo se, e somente se, eles possuírem a mesma frequência, e a diferença de fase for igual a  $90^\circ$ .

Nesse contexto, uma forma de estabelecer o valor médio é utilizar um Filtro Passa-Baixa (FPB), como o apresentado no diagrama da Figura 3.5. Isto ocorre porque o produto de dois sinais alternados de frequências  $\omega_1$  e  $\omega_2$  é uma composição de sinais nas frequências  $\omega_1 + \omega_2$  e  $\omega_1 - \omega_2$ . Se  $\omega_1 \approx \omega_2 \approx \omega$ , os resultados serão em frequência nula (valor médio) e no dobro da original ( $2\omega$ ). Dessa forma, como  $2\omega > 0$ , se projetado um FPB com frequência de corte ao menos uma década inferior a  $2\omega$  ( $\omega_C < 0,2\omega$ ), extrai-se o sinal de valor médio no domínio do tempo.

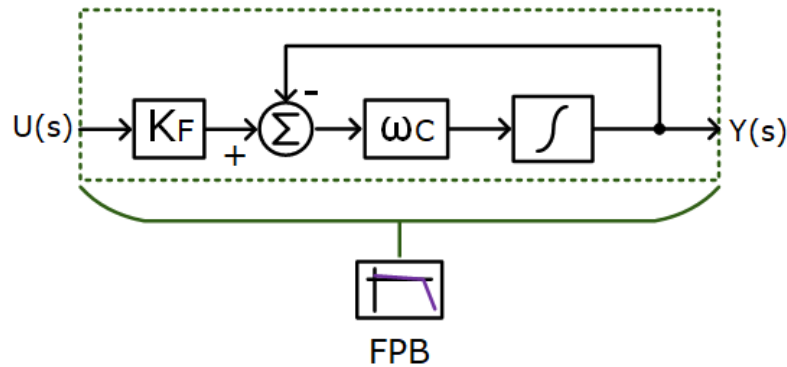


Figura 3.5 – Diagrama do FPB de 1ª ordem <sup>(A)</sup>.

Em relação ao projeto, a função de transferência genérica do FPB de primeira ordem é apresentado na equação (3.2), sendo  $K_F$  o ganho do filtro e  $\omega_C$  a frequência de corte. A partir disso, a Figura 3.6 mostra as respectivas respostas em frequência para variações nos parâmetros  $f_C \propto \omega_C$  e  $K_F$ .

Conforme ilustrado na Figura 3.6, destaca-se que a alteração na frequência de corte impacta sobretudo a transição entre a banda passante e a de atenuação, mantendo constantes a taxa de decaimento ( $-20dB/dec$ ) nesta e a magnitude naquela. A respeito do ganho, há um deslocamento vertical da curva, sobretudo se  $K_F > 1$ , adentrando o

semiplano positivo da magnitude, o que pode instabilizar a dinâmica do FPB.

$$G_{FPB}(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = K_F \frac{\omega_C}{s + \omega_C} \quad (3.2)$$

Dessa forma, uma vez extraído o valor médio, o sinal entra num compensador interno, normalmente PI, cuja saída é um incremento de frequência  $\Delta\omega$ , que é somado à da rede ( $\omega_G = 2\pi f_G$ ). Na sequência, a integração da frequência compõe a fase ( $\phi_{PLL}$ ), que é inserida como argumento para  $Y_Q = \cos(\phi_{PLL})$ , o sinal de quadratura que realimenta o PLL.

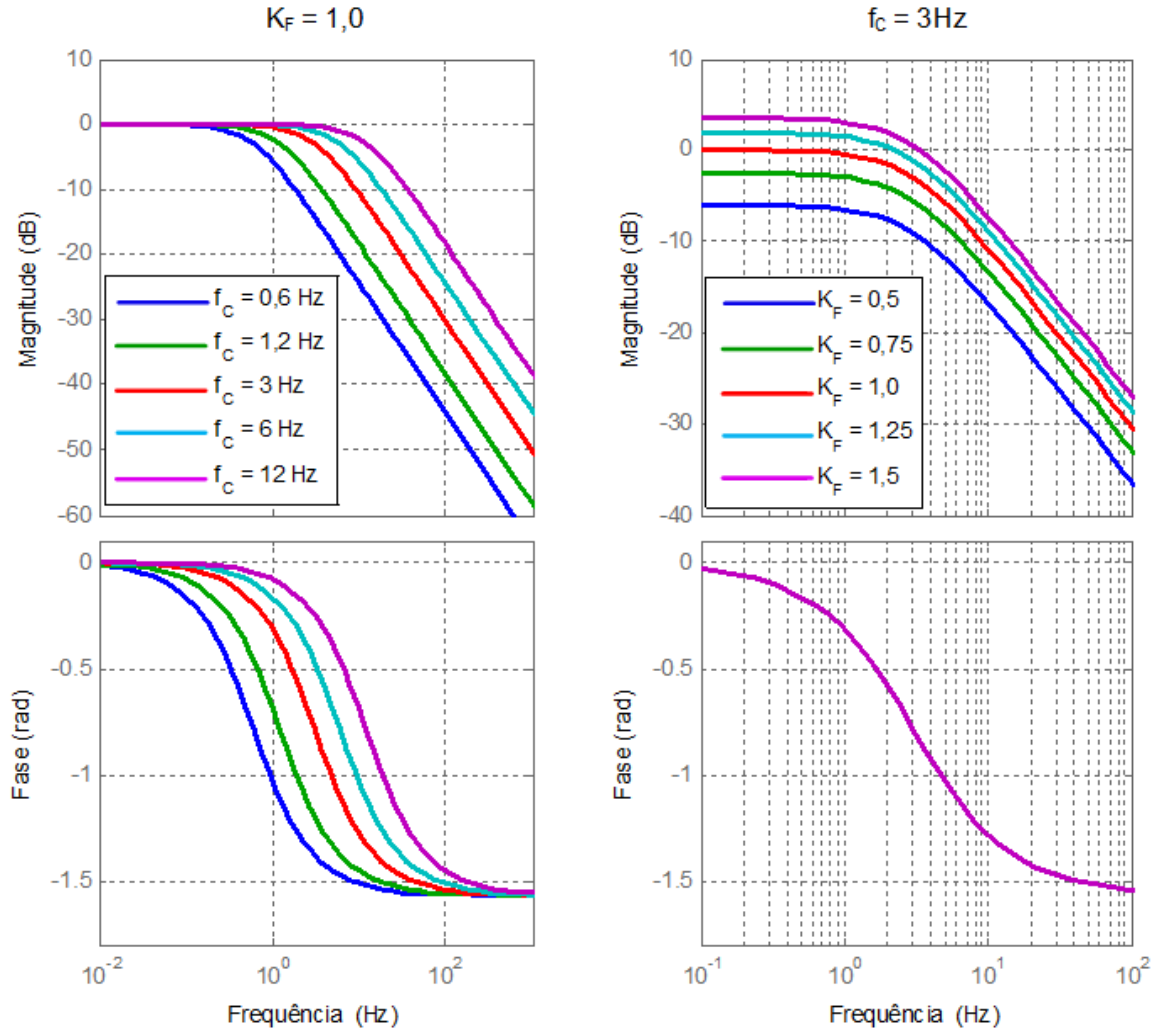


Figura 3.6 – Respostas características do FPB de 1ª ordem <sup>(A)</sup>.

Além disso, como apresentado na Figura 3.7, a estrutura também fornece  $\sin(\phi_{PLL})$ , o sinal direto que, juntamente à magnitude, compõe a referência de corrente. Nesse sentido, ressalta-se que um ajuste de fase  $\phi_o$  pode ser acrescido especificamente ao sinal direto  $Y_D$ , convertendo-se em  $Y'_D = \sin(\phi_{PLL} + \phi_o)$ . Tal característica permite

ajustes estáticos na fase da corrente, mas sem alterar a dinâmica interna do PLL (GAO; BARNES, 2016).

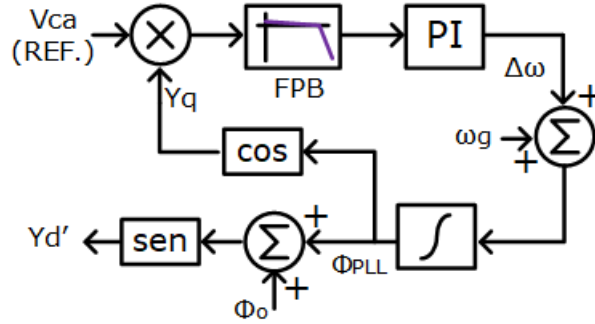


Figura 3.7 – Diagrama do PLL <sup>(A)</sup>.

### 3.4 Controle Interno da Corrente CA

A definição de uma referência para a corrente injetada na rede é apenas uma etapa inicial, pois entre o resultado esperado e aquele efetivamente obtido, é necessário um compensador que convirja em termos matemáticos, como um seguidor de referência. Além disso, é necessário um filtro passivo que responda à altura no circuito de potência, limitando a banda passante da corrente na saída do inversor.

No que se refere ao projeto do compensador, algumas configurações prevalecem o PI, sobretudo em sistemas trifásicos que condicionam o PLL à transformada de Park e os sinais envolvidos na malha estão em nível CC. Entretanto, para uma referência que oscila numa frequência  $\omega_R > 0$ , o PI atua fora da região de ganho máximo, e o ajuste tendo em vista a estabilidade pode depreciar o ganho do compensador na frequência principal do sinal, como mostra a Figura 3.3, resultando quase sempre em um sinal distorcido. (TEODORESCU; LISERRE; RODRIGUEZ, 2011).

Alternativamente, compensadores do tipo Proporcional-Ressonante (P+Res), são capazes de fazer um controle seletivo, provendo ganho apenas em torno de uma frequência à qual estão sintonizados, esta denominada frequência de centro.

Nesse aspecto, um P+Res é dito ideal quando provém ganho infinito na frequência de centro, decaindo bruscamente no seu entorno, como mostra Figura 3.8, relativa à resposta em frequência da função descrita em (3.3). No caso,  $K_P$  e  $K_R$  denotam os parâmetros de ganho proporcional e ressonante, respectivamente.

$$G_{I(PR)}(s) = K_P + K_R \frac{s}{s^2 + \omega_R^2} \quad (3.3)$$

De acordo com a Figura 3.8, observa-se que aumentar  $K_P$  desloca a resposta em magnitude, no sentido de aumentá-la nas frequências fora da banda de ressonância. Por outro lado, como a magnitude tende ao infinito no valor exato da frequência de centro,

o aumento de  $K_R$  modifica apenas a banda em torno dessa frequência, provocando o aumento do ganho e reduzindo a seletividade do filtro.

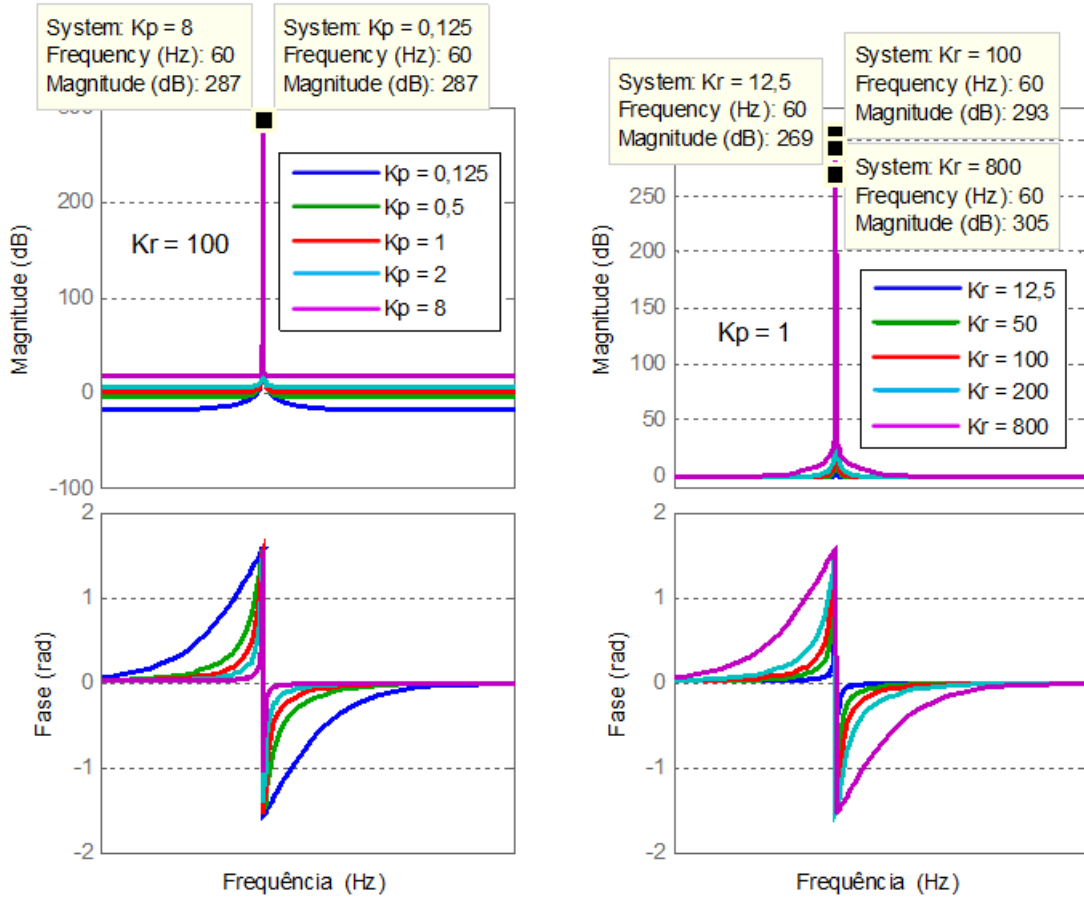
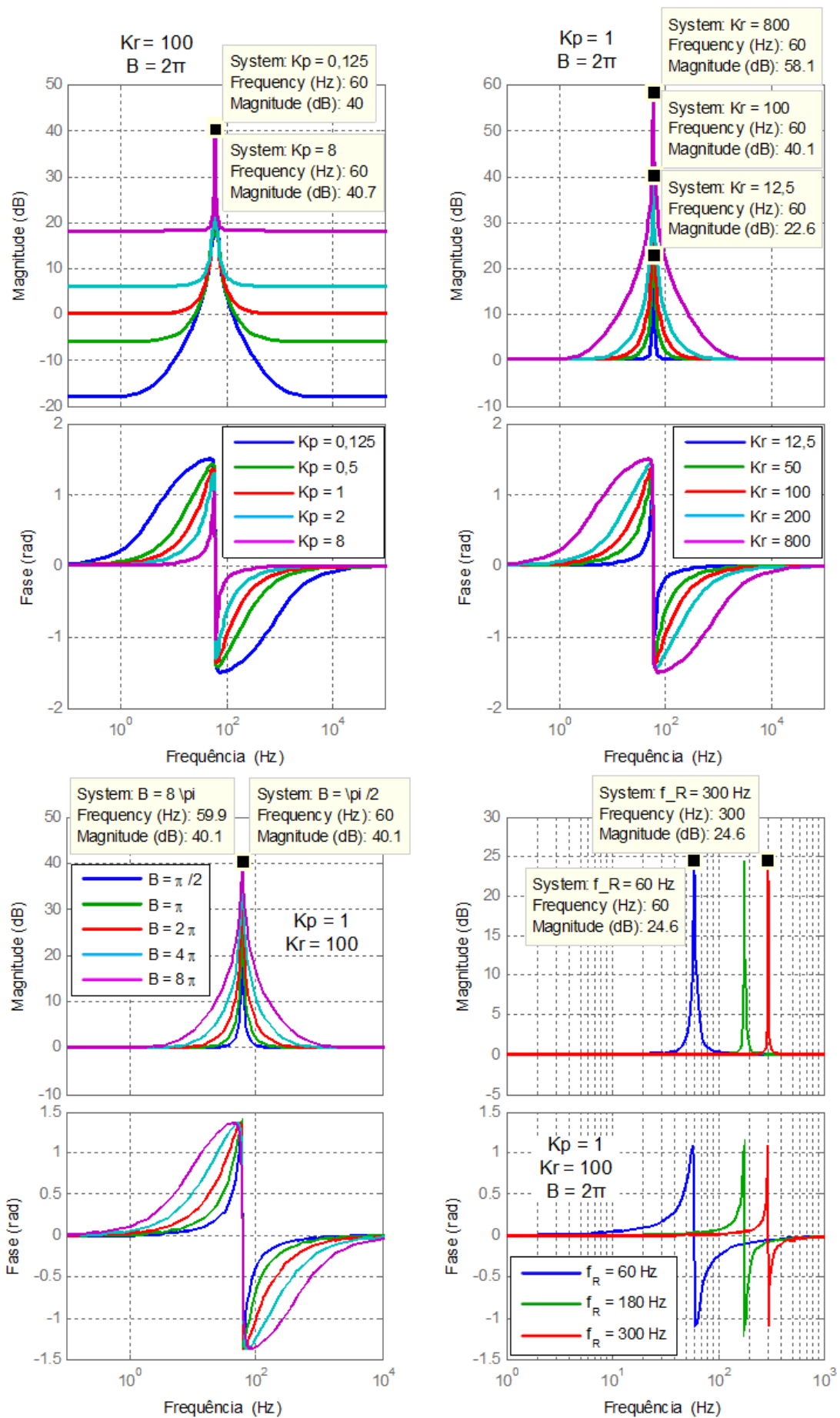


Figura 3.8 – Resposta em frequência para variações no P+Res ideal <sup>(A)</sup>.

Nesse contexto, apesar do sistema elétrico brasileiro quase não apresentar variações de frequência, em torno de  $60\text{Hz}$ , ainda assim, a sintonia do P+Res pode minimizar o efeito prático de eventuais desvios, colocando um fator de atenuação ( $B$ ) por meio da alteração na função de transferência para a forma apresentada em (3.4). Como consequência, parte do ganho da frequência de centro é distribuído nas adjacências, definindo um P+Res do tipo não-ideal. A Figura 3.9 ilustra essa característica.

$$G_{N(PR)}(s) = K_P + K_R \frac{Bs}{s^2 + Bs + \omega_R^2} \quad (3.4)$$

Analogamente ao P+Res ideal, observa-se na Figura 3.9 que o aumento de  $K_P$  eleva a magnitude apenas fora da banda de ressonância, mas também influencia na largura desta, reduzindo-a. Em relação ao aumento de  $K_R$ , a função apresentada age duplamente na banda ressonante, tanto por expandi-la, como por aumentar o ganho em torno da frequência de centro.

Figura 3.9 – Resposta em frequência para variações no P+Res não ideal <sup>(A)</sup>.



Sobre o parâmetro  $B$ , verifica-se que ele permite uma atuação exclusiva na largura da banda ressonante e no decaimento, mas mantendo constante a magnitude de centro. Dessa forma, é possível ajustar a seletividade do filtro. A variação em  $f_R \propto \omega_R$  altera a região de máximo ganho no espectro.

A respeito da estrutura de malha, a equação (3.4) trata do diagrama ilustrado na Figura 3.10, em que a estrutura do P+Res é resumida a um Filtro Passa-Faixa (FPF).

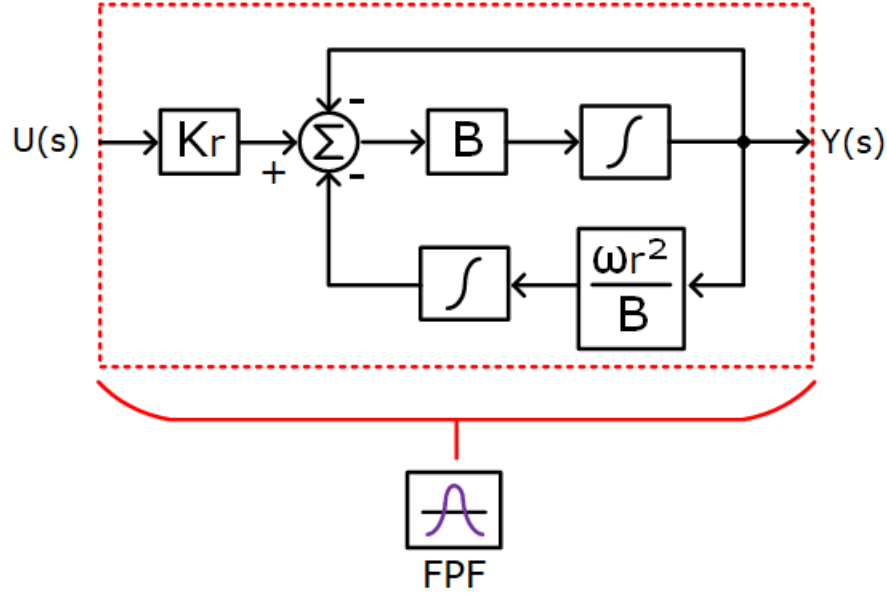


Figura 3.10 – Diagrama do FPF <sup>(A)</sup>.

No contexto do inversor, uma estratégia adicional de controle consiste em inserir múltiplos polos ressonantes, em frequências harmônicas à fundamental, especialmente as de ordem ímpar, como 3ª e 5ª; trata-se da compensação seletiva (HC - *Harmonic Compensation*).

Em essência, o HC impõe uma corrente em oposição de fase àquela que flui na operação normal do inversor, anulando-a, e minimizando a distorção total, aumentando a complexidade do controle, à medida que mais polos vão sendo incluídos na análise.

Matematicamente, o compensador HC pode ser representado pela equação (3.5), cuja função de transferência está associada ao compensador ressonante não ideal, em sua formulação genérica. No caso,  $h$  é um índice relativo à frequência harmônica incluída em um conjunto  $H = \{3, 5, 7, \dots\}$ . Para cada frequência, são independentes os parâmetros  $K_{R(h)}$  e  $B_{(h)}$ , relativos ao ganho e à seletividade, respectivamente.

$$G_{N(HC)}(s) = \sum_{h \in H} \frac{K_{R(h)} B_{(h)} s}{s^2 + B_{(h)} s + (h\omega_R)^2} \quad (3.5)$$

A Figura 3.11 mostra o diagrama da malha interna com o P+Res+HC, no qual a parcela ressonante é representada por Filtros Passa-Faixa (FPF). No presente traba-

lho, os compensadores de natureza ressonante seguem o modelo não ideal, ilustrado na Figura 3.10 e a saída representa a ação dos compensadores, previamente ao estágio de desacoplamento.

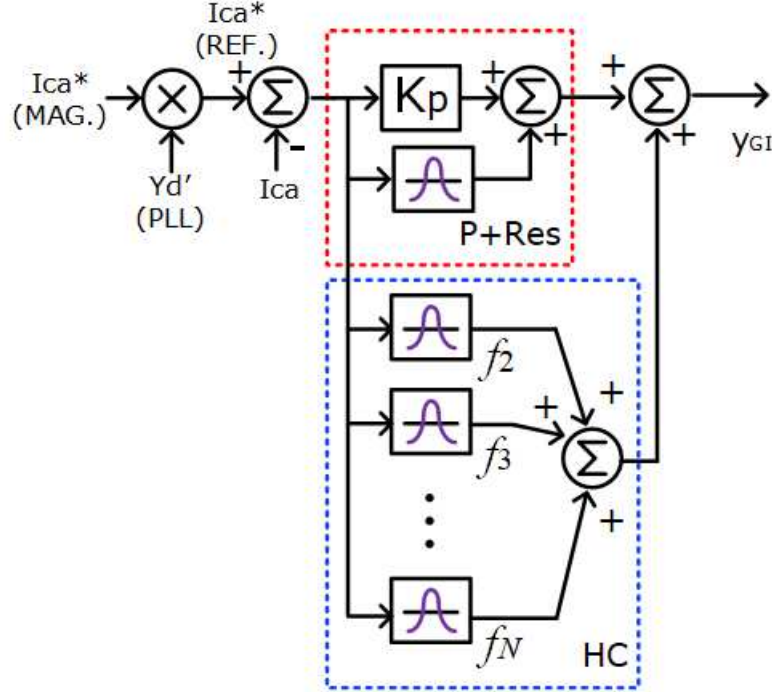


Figura 3.11 – Diagrama da malha de corrente <sup>(A)</sup>.

### 3.5 Ajuste do Ganho dos Compensadores

Ao longo do projeto, o ajuste dos compensadores foi empírico, baseado em testes sucessivos, e resultou em alguns parâmetros distintos entre a simulação e o experimental, sobretudo envolvendo ganhos proporcionais. Entretanto, para este tipo específico de inversor, monofásico, conectado à rede, alguns fatores orientaram o ajuste, são eles:

- Na malha de tensão,  $K < 1$  e, normalmente,  $T_I \approx 1$ ;
- Se necessário desalecerar a resposta da malha de tensão,  $K \rightarrow 0$ , fazer  $T_I > 10K$ ;
- No FPB do PLL, utilizar  $f_C < 6Hz$ ;
- No PI do PLL, para o projeto com uma entrada normalizada  $u_{CA} \propto v_{CA}$ , tal que  $|u_{CA}| \approx 1$ , considerar  $50 < K_{PLL} < 100$  e  $0,1 < T_{I(PLL)} < 0,5$ ;
- Na malha de corrente, considerar  $K_P < 0,1K_R$ . No caso do sistema tender à instabilidade, fazer  $K_P \rightarrow 0$ ;
- A redução de  $K_P$  deve ser tal que  $K_P > 10K$ ;

- Normalmente,  $10 < K_R < 100$  confere uma operação estável. No caso de  $K_R > 100$ , o sistema pode até oferecer um desempenho melhor numa dada condição de teste, mas tem pouca margem de estabilidade, sobretudo se a corrente aumentar. Com isso, o ajuste deve ser feito próximo à condição nominal, e terá desempenho depreciado em condições de carga leve;
- Para um sistema conectado à rede, pode-se adotar uma seletividade baixa na frequência fundamental. Em geral,  $10 < B < 20 \text{ rad/s}$ ;
- Na inserção do HC, considerar estritamente as frequências mais críticas, pois, a inclusão de novos polos, com ganhos distintos, compromete a estabilidade. Por exemplo,  $K_{R(1)} \approx K_{R(3)} \approx K_{R(5)}$  resulta numa maior redução da  $DHT_{ICA}$ , porém diminui a precisão e aumenta o erro de regime permanente. Alternativamente, pode-se reduzir progressivamente  $K_{R(h \neq 1)}$ , em relação a  $K_{R(1)}$ , quando o sistema apresenta problema de instabilidade;
- No HC, usualmente admite-se um aumento incremental da seletividade  $B_{(h)}$  à medida que a frequência aumenta. Em geral, a variação da seletividade é não linear e ocorre numa taxa inferior ao aumento da frequência.

A partir dos critérios referidos acima, a Tabela 3.1 resume os principais valores dos ganhos, tanto para a simulação, como para o experimental.

Tabela 3.1 – Ganhos dos compensadores.

| Malha | Parâmetro    | Valor                           |
|-------|--------------|---------------------------------|
| MPPT  | $f_{MPPT}$   | 1 Hz                            |
|       | $dV_{PV}$    | 3,5 V*   2,5 V**                |
| PI    | $K$          | 0,1*   3,125.10 <sup>-6**</sup> |
|       | $T_I$        | 1,0*   3,125.10 <sup>-4**</sup> |
| PLL   | $K_F$        | 1,0                             |
|       | $f_C$        | 1,2 Hz                          |
|       | $K_{PLL}$    | 92                              |
|       | $T_{I(PLL)}$ | 0,348                           |
| P+Res | $K_P$        | 1,0*   3,125.10 <sup>-5**</sup> |
|       | $K_{R(1)}$   | 90,0                            |
|       | $B_{(1)}$    | 3π                              |
| HC    | $K_{R(3)}$   | 45,0                            |
|       | $K_{R(5)}$   | 30,0                            |
|       | $B_{(3)}$    | 6π                              |
|       | $B_{(5)}$    | 9π                              |

Valores de referência da simulação (\*) e do experimental (\*\*), itens não marcados possuem os mesmos valores em ambos os casos.

### 3.6 Composição da Ação de Controle

As várias etapas do controle de inversores podem ser resumidas na Figura 3.12. Mais externamente, o MPPT define a referência de tensão, a partir de variações na potência despachada. Paralelamente, as rotinas da malha de tensão e do PLL compõem magnitude e fase da referência de corrente, respectivamente.

Internamente, a corrente CA é comparada com a referência e passa por um conjunto de compensadores do sinal de erro ( $G_{N(PR)} + G_{N(HC)}$ ). A partir disso, segue a última etapa antes da modulação: o desacoplamento.

Usualmente, o desacoplamento tem como função ponderar o sinal de controle na dimensão da razão cíclica, cuja amplitude é unitária. Nesse ponto, o primeiro aspecto é somar a tensão da rede pois, como ela atua em oposição à injeção de corrente, maior será o esforço de controle se a tensão aumenta. Ao contrário, uma rede com tensão reduzida implica uma menor ação de controle.

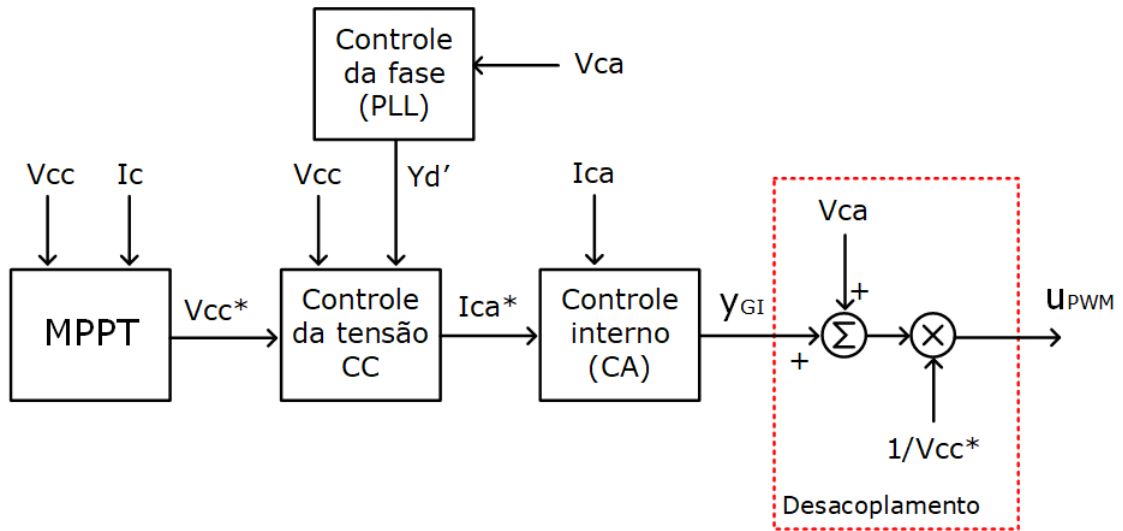


Figura 3.12 – Diagrama geral do controle <sup>(A)</sup>.

Na literatura, o estágio de desacoplamento da tensão da rede é denominado estratégia *feedforward*, pois antecipa, na ação de controle, um evento de rede antes que ele seja processado pelos compensadores de erro, agregando velocidade. Tal configuração simboliza uma resposta à força contra eletromotriz das máquinas elétricas, *Back EMF*, e torna o modelo do sistema independente de variações na impedância da rede (CHAVES et al., 2016).

Na sequência, a ação de controle passa por uma ponderação inversa à tensão CC, uma vez que se esta aumenta, maior será o diferencial sobre a da rede, e menor a ação de controle. Por outro lado, se a tensão CC diminui, a razão cíclica deve aumentar para compensar tal queda e permitir a injeção de corrente. Nessa análise, assume-se que  $V_{CC*} \approx V_{CC}$ , constituindo uma compensação estimada pela referência, como mostra a

equação (3.6), em que  $u_{PWM}$  é a ação de controle,  $y_{GI}$  a saída dos compensadores de erro,  $v_{CA}$  e  $V_{CC*}$ , as tensões da rede e da saída do MPPT, respectivamente.

$$u_{PWM} = \frac{y_{GI} + v_{CA}}{V_{CC*}} \quad (3.6)$$

Alternativamente, se realimentado o sinal medido  $V_{CC}$ , tal desacoplamento ocorre em tempo real, de forma dinâmica. Matematicamente, a saída é definida em (3.7).

$$u_{PWM} = \frac{y_{GI} + v_{CA}}{V_{CC}} \quad (3.7)$$

## 3.7 Proteção de Inversores

Eventualmente, a operação em malha fechada de um inversor pode levá-lo à instabilidade, resultando em falha. Nesse sentido, uma vez projetado o controle, redundâncias e limitadores devem atuar em situações críticas.

### 3.7.1 Aspectos Internos

Nos sistemas conectados à rede, o elemento chave é a tensão. Por isso, há uma cautela quanto aos seus desvios. A sobretensão, por exemplo, certamente pode desencadear uma avaria se ultrapassar os limites dos capacitores, muitas vezes eletrolíticos, que formam o barramento CC. Além disso, os semicondutores tem limites claros definidos pelo fabricante tanto para a tensão como para a corrente e, de um modo geral, a estrutura toda entra em colapso se o sistema operar muito além das condições nominais.

Adversamente, a subtensão também é prejudicial ao desempenho. No lado do barramento CC, uma tensão inferior ao valor de pico da rede ou ao dobro deste, no caso do NPC, desabilita por completo a função de gerador, pois o sistema já não é capaz de impor corrente e, sob essas condições, ocorre a reversão do fluxo de potência (HU et al., 2015).

No que se refere à corrente de saída, alguns inversores são intencionalmente configurados para operar como compensadores de reativo, em que, quando não há energia solar para ser processada, o circuito permanece operando a vazio e há apenas uma troca de energia com a rede. Nessa situação, o PLL é ajustado para defasar a forma de onda da corrente em relação à tensão (BRAUN, 2007).

Nesses casos, os sistemas podem sofrer uma sobrecarga quando o fator de potência é baixo na saída. Diante disso, o MPPT força a injeção de uma parcela de potência ativa, mas se há reativo em excesso, a potência aparente resultante pode ultrapassar a nominal do inversor.

Em geral, sobrecarga e sobretensão estão diretamente relacionados ao colapso da estrutura, seja forçando a dissipação de potência em um patamar que as partes não estão

preparadas para suportá-lo, seja rompendo a barreira dos dielétricos ou ainda desestabilizando a rotina de controle associada aos compensadores de tensão e corrente.

A Figura 3.13 mostra um fluxograma básico de proteção embarcada no controle. Na ocorrência de um evento extremo, o sistema sensibiliza uma variável de erro, `state_ovcc` para sobretensão e `state_load` para sobrecarga, em que o valor `zero` é uma condição suficiente para interromper o funcionamento do circuito. Ao final, como as variáveis de proteção são multiplicadas, é necessário que todas retornem o valor `um` para que as rotinas do controle interno sejam executadas e, por consequência, a razão cíclica seja não-nula.

Além disso, as variáveis de memória de erro, `f_ovcc` e `f_ca`, atuam como um intertravamento, evitando que o sistema oscile entre os modos de operação normal e erro, pois, uma vez alterados, travam o estado de erro até a reinicialização do controle.

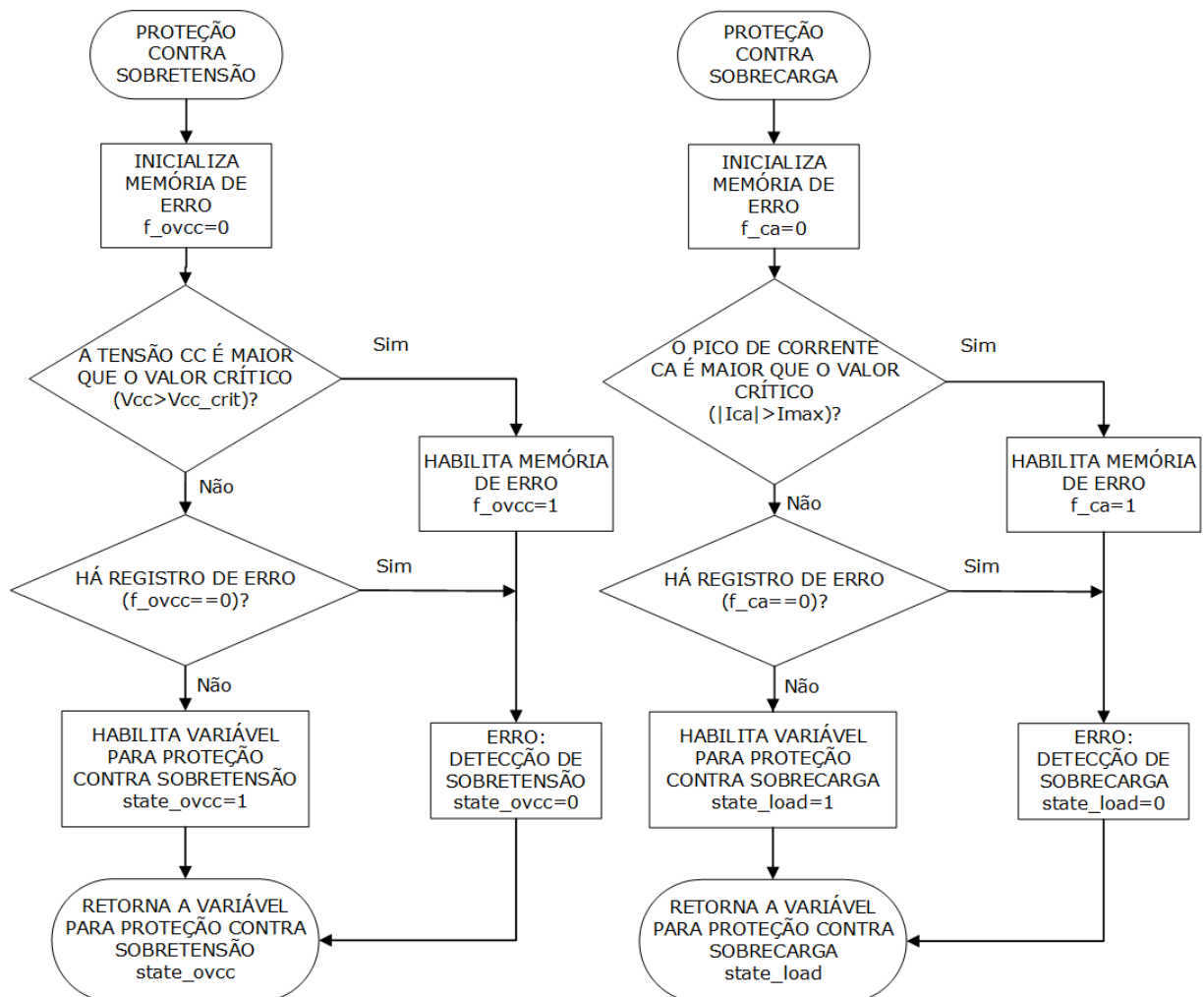


Figura 3.13 – Fluxograma de atuação da proteção interna <sup>(A)</sup>.

### 3.7.2 Estado da Rede

Além de toda a proteção que envolve a tensão CC e corrente CA, variáveis centrais do controle de um sistema conectado, há uma preocupação adicional com a tensão da rede. Nesse caso, a rede é que provém uma referência rígida na forma de onda, e sobre a qual a corrente é sintetizada e despachada. Ao contrário, toda a proposta envolvida no controle se perde e o sistema fica ilhado.

Por consequência, um ilhamento súbito também impacta na tensão, pois a geração local quase sempre não está preparada para a demanda de todas as cargas do subsistema elétrico afetadas pela interrupção no fornecimento. Além disso, há uma questão de segurança operacional, pois um circuito que deveria estar desenergizado continua recebendo corrente da geração fotovoltaica. Nessas condições, a proteção de anti-ilhamento deve atuar desconectando a rede, como mostra a Figura 3.14.

Segundo a norma IEEE STD 1547, um sistema conectado deve operar nas condições apresentadas na Tabela 3.2. No caso, se o padrão de tensão e frequência for alterado, a proteção deve detectar isso em tempo hábil e cessar a operação (GUHA; HADDAD; KALAANI, 2015).

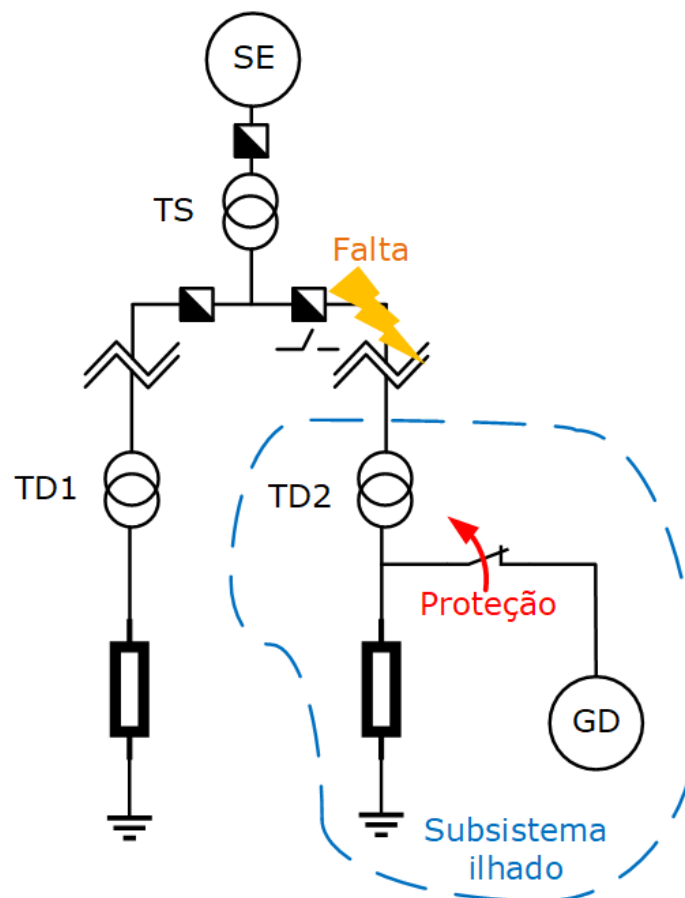
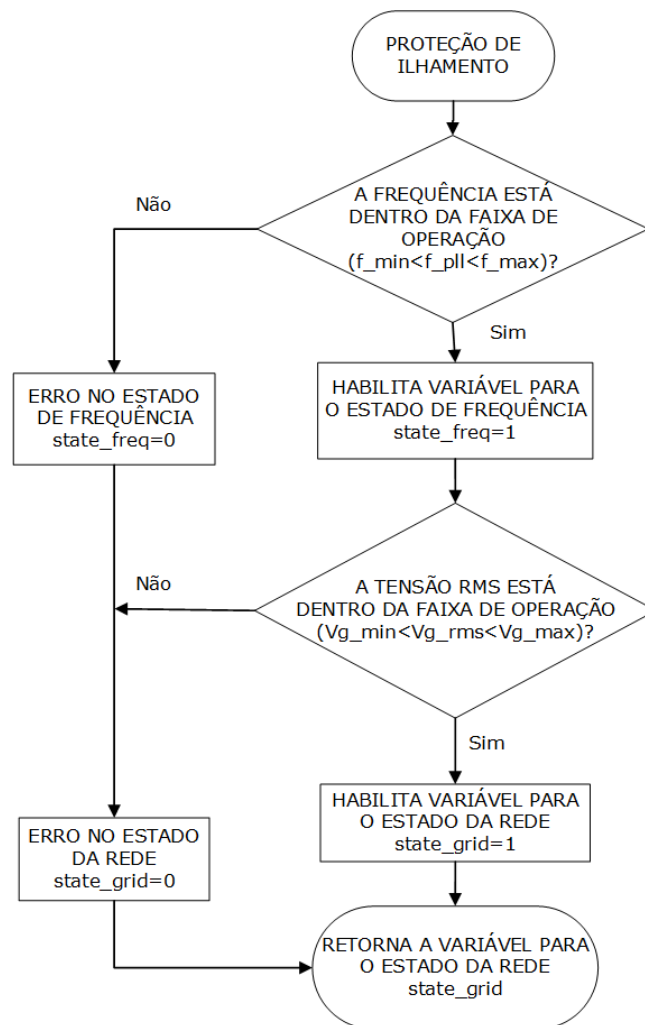


Figura 3.14 – Representação de um subsistema ilhado <sup>(A)</sup>.

Tabela 3.2 – Requisitos de rede

| Parâmetro           | Valor                       |
|---------------------|-----------------------------|
| Tensão CA [p.u.]    | $0,88 \leq V \leq 1,1$      |
| Frequência          | $59,3Hz \leq f \leq 60,5Hz$ |
| Distorção Harmônica | $\leq 5\%$                  |
| Tempo de Detecção   | $\leq 2s$                   |

A partir dos requisitos de rede para a operação do sistema conectado, a Figura 3.15 mostra o fluxograma da proteção de ilhamento, basicamente constituída pelo monitoramento da frequência e do valor RMS da tensão da rede. Para a sensibilização da proteção, basta que apenas um parâmetro desvie dos limites especificados. Ao final, o sistema retorna a variável `state_grid`, que indica o estado da rede CA. Na ocorrência de `state_grid = 0`, o inversor é comandado a desligar, caso contrário, ele segue na avaliação da proteção retornando `state_grid = 1`.

Figura 3.15 – Fluxograma de atuação da proteção de rede <sup>(A)</sup>.



Em conjunção aos parâmetros de proteção interna, a Figura 3.16 ilustra o fluxograma que rege as principais proteções do inversor, atestando o seu estado operacional ou de erro. A lógica consiste em uma avaliação de simultaneidade da condição normal. Ao contrário, o sistema fica inoperante.

Mais especificamente, o estabelecimento de condições operacionais dentro dos patamares para sobretensão, sobrecarga, desvios de frequência e da tensão CA, a estes parâmetros procede o modo de espera pela tensão CC de partida, no patamar mínimo para injeção de potência na rede, trata-se de uma proteção contra subtensão. Em qualquer tempo, a magnitude da corrente de referência é positiva, sendo limitada inferiormente por zero ( $I_{CA(MAG.)} \geq 0$ ).

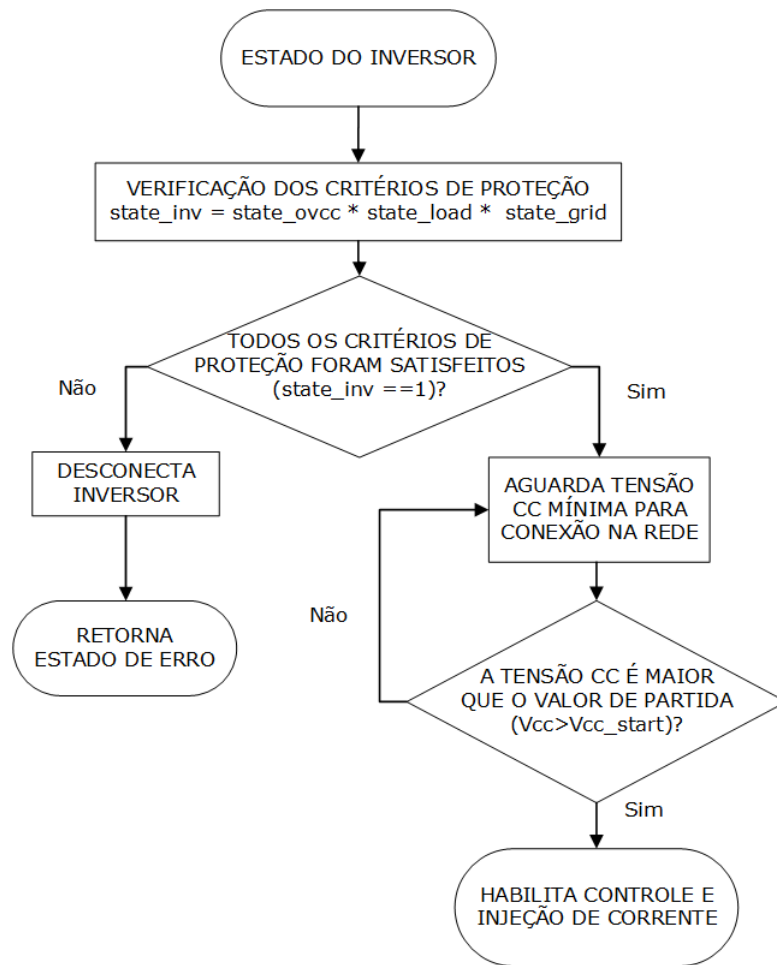


Figura 3.16 – Fluxograma geral de atuação da proteção <sup>(A)</sup>.

### 3.8 Revisão

A proposta do capítulo foi abordar conceitos relacionados aos procedimentos de conexão com a rede elétrica. Nesse aspecto, dentro da filosofia de controle, condicionar a potência fotovoltaica intermitente, sem armazenamento, situa o inversor do tipo CCM.

Dentre as variáveis de atuação do controle, os inversores CCM prezam pela regulação da tensão no barramento CC, pois o equilíbrio desta está intimamente relacionado com a disponibilidade de energia e a magnitude de corrente a ser injetada.

Orientada pelo compensador PI, a malha de tensão deve ser suficientemente lenta para permitir a atuação da malha de corrente, sendo que esta atua internamente sob a regência do P+Res. Na característica de forma, o sinal CA na referência de corrente é fornecido pelo PLL.

O processamento do erro na malha interna prioriza componentes na frequência fundamental e harmônicas de ordem ímpar, às quais busca-se a minimização da taxa de distorção. Na saída, as tensões CA e CC são incorporadas no ajuste final da ação de controle, expressa pela razão cíclica, cuja dimensão é unitária e precede diretamente o modulador.

Após sintonizados os compensadores para não recair em instabilidades, rotinas complementares encerram a proteção, por meio do monitoramento e atuação diante de eventos críticos. Dentre os problemas mais comuns, listam-se a sobretensão CC, a sobrecarga, o ilhamento e a reversão de fluxo, e sobre os quais estruturas são projetadas afim de minimizar os efeitos de tais ocorrências.

## 4 Elementos e Métodos de Projeto

### 4.1 Contextualização

O projeto de um sistema conectado à rede passa por várias etapas. A primeira delas é conhecer os pormenores da topologia utilizada, desde os esforços de tensão sobre os interruptores nas etapas de operação, bem como os requisitos dos filtros passivos até a estimativa da resposta dinâmica.

A partir de uma observação do sistema em malha aberta, tendo técnicas de modulação pré-definidas, segue o projeto de controle envolvido, em que compensadores são dimensionados. Dado um modelo canônico, a função de transferência no domínio da frequência contínua encerra-se na equação de diferenças associada a uma taxa de amostragem, no domínio do tempo discreto.

Dessa forma, é possível traduzir os passos de controle em uma rotina recursiva que pode ser embarcada em um controlador digital. Para tanto, variáveis precisam ser condicionadas tanto no sensoriamento quanto na lógica de disparo, em periféricos que dão suporte e tornam possível esta modalidade de controle. Todavia, mesmo com complexidade inicial, o controle digital destaca-se pela versatilidade e capacidade de ajuste, via programação, dos compensadores e limiares de proteção a qualquer tempo, de forma instantânea.

### 4.2 Projeto do Circuito de Potência

Em termos práticos, a concepção do inversor NPC, tal como apresentado nos capítulos 2 e 3, deve considerar aspectos além da teoria discutida no estado da arte, como as características físicas dos componentes. Nesta seção, serão apresentados os principais elementos que compõem o presente escopo, desde a representação da entrada CC até a saída, conectada à rede.

A Figura 4.1 mostra um diagrama completo do sistema implementado, sinalizando os componentes a serem dimensionados, bem como a configuração global do controle. As variáveis referenciadas tratam dos resultados (vide Capítulo 5).

#### 4.2.1 Caracterização Fotovoltaica

A representação da fonte primária ocorreu por um circuito emulador de módulos fotovoltaicos **REGATRON**® - *TopCon Quadro Programmable DC Power Supply*, o qual permitiu embarcar diferentes condições de irradiância e temperatura.

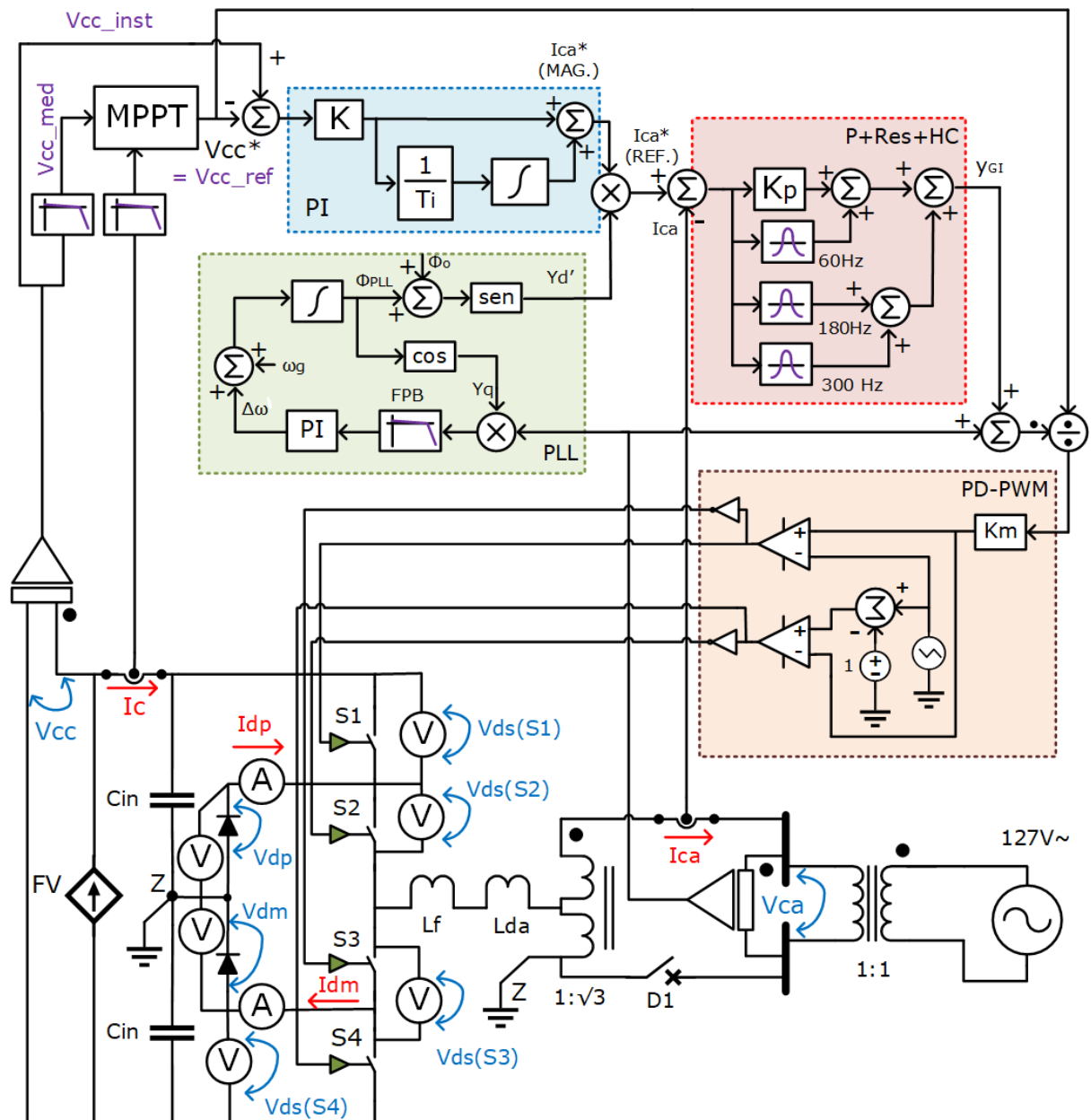


Figura 4.1 – Diagrama do sistema <sup>(A)</sup>.

Basicamente, o modelo embarcado foi uma *string* com 18 unidades dos módulos **Sinosola**<sup>®</sup>, cujas informações estão detalhadas na Tabela 4.1. Na sequência, a Figura 4.2 retrata o referido módulo e o respectivo emulador, na composição da fonte de entrada do inversor.

Mais detalhadamente, devido às condições de tensão de máxima potência e de circuito aberto, destaca-se que o arranjo utilizado, no presente trabalho, considerou injeção de corrente em uma rede CA com tensão reduzida (vide subseção 4.2.4).

Tabela 4.1 – Módulo Sinosola SA60-36P.

| Parâmetro | Módulo   | Arranjo    |
|-----------|----------|------------|
| $P_{MPP}$ | 60 $W_P$ | 1080 $W_P$ |
| $V_{MPP}$ | 19,0 $V$ | 342 $V$    |
| $I_{MPP}$ | 3,2 $A$  | 3,2 $A$    |
| $V_{OC}$  | 22,5 $V$ | 405 $V$    |
| $I_{SC}$  | 3,3 $A$  | 3,3 $A$    |

Figura 4.2 – Emulador FV <sup>(A)</sup>.

#### 4.2.2 Capacitores CC

O projeto dos capacitores CC considerou duas características, a tensão nominal e a sua variação. Matematicamente, em (4.1) mostra-se que a variação média da tensão sobre o capacitor ( $\Delta V$ ) depende da corrente de carga e descarga ( $I_C$ ), da capacitância ( $C_{IN}$ ) e do período ( $\Delta T$ ).

$$\Delta V = \frac{I_C}{C_{IN}} \Delta T \quad (4.1)$$

A partir de uma análise CA, equacionada em (4.2), tem-se uma componente de ondulação na entrada do inversor, que ocorre em função da variação da corrente de saída a uma frequência  $\omega$ . No caso da tensão, o pico de tal ondulação pode ser expresso como uma fração  $\tilde{r}$  da tensão total nominal. De (4.2), obtêm-se em (4.3) a função que define o projeto da capacitância CC.

$$2\tilde{r}V_{CC} = \frac{I_C}{\omega C_{IN}} \quad (4.2)$$

$$C_{IN} = \frac{I_C}{2\tilde{r}\omega V_{CC}} \quad (4.3)$$

Com base nas características do arranjo fotovoltaico, assumindo uma corrente máxima no capacitor sendo 10A, a tensão  $V_{CC} = 500V$ , a magnitude da ondulação  $2\tilde{r} = 4\%$  e

a frequência  $377\text{rad/s}$ , resulta de (4.3) que  $C_{IN} \approx 1325\mu\text{F}$ . A partir disso, utilizou-se uma associação série-paralelo 2 x 12 com capacitores de aproximadamente  $220\mu\text{F}/400\text{V}$  cada, resultando em um barramento que, do ponto de vista da entrada, equivale a  $1320\mu\text{F}/800\text{V}$ . A Figura 4.3 retrata uma unidade do capacitor utilizado.

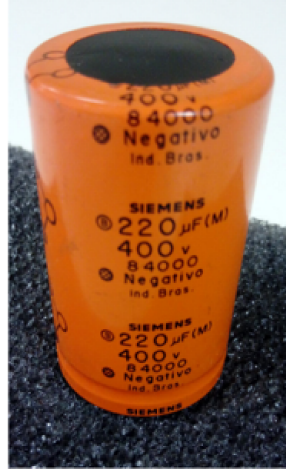


Figura 4.3 – Capacitor do barramento CC <sup>(A)</sup>.

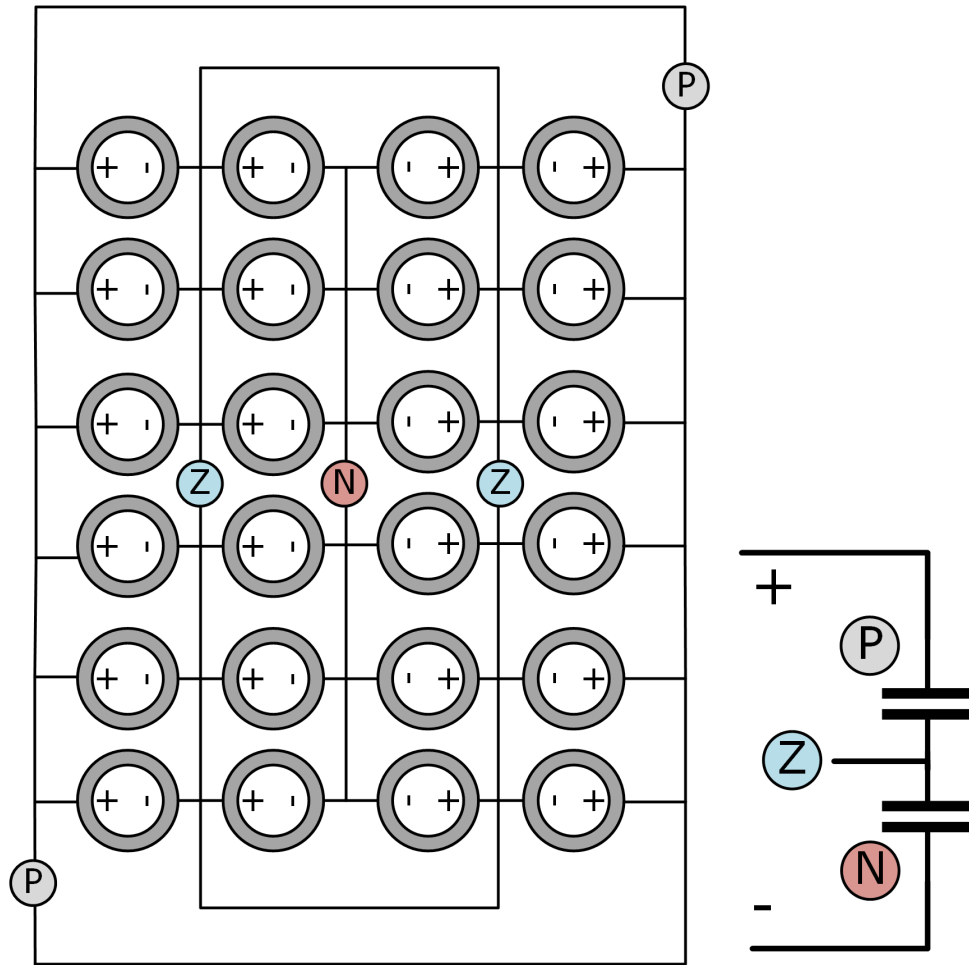
Estruturalmente, a composição das unidades, vista na Figura 4.3, para formar o barramento CC, ocorreu conforme o esquemático ilustrado na Figura 4.4, situando os pontos de conexão positivo ( $P$ ), negativo ( $N$ ) e neutro ( $Z$ ).

### 4.2.3 Diodos e Transistores

No âmbito dos semicondutores, a seleção considerou os valores de tensão e corrente a que cada um estará submetido. No caso dos interruptores, poderão assumir, em média, até metade da tensão do barramento CC, que resulta em  $250\text{V}$ . Entretanto, este valor pode atingir picos de 2 a 3 vezes nos transitórios, sendo necessário um modelo que suporte, no mínimo,  $500\text{V}$ .

A corrente é obtida como uma função da potência nominal e da tensão, calculados segundo a equação (4.4), em que  $V_{CC}$  e  $I_C$  denotam tensão e corrente contínuas, e  $V_{CA}$ , a tensão Fase-Neutro da rede.

$$I_{CA} \leq \frac{\frac{V_{CC}}{2} I_C}{V_{CA}} \longrightarrow I_{CA} \leq \frac{250 * 10}{127} \approx 20\text{A} \quad (4.4)$$

Figura 4.4 – Esquemático do barramento CC <sup>(A)</sup>.

No que diz respeito ao diodo, as considerações são similares, uma vez que ele complementa a ação com os interruptores externos. Em outras palavras, se  $S1$  ou  $S4$  estiverem em condução, a tensão sobre eles será nula, e caberá ao diodo suportar a tensão da entrada.

Matematicamente, a equação (4.5) define essa condição, em que  $\bar{V}_{DX}$  é a tensão sobre qualquer um dos dois diodos, respectivamente conjugados com a tensão sobre os interruptores externos ( $V_{(S1,S4)}$ ).

$$\bar{V}_{DX} = \frac{V_{CC}}{2} - V_{(S1,S4)} \leq 250V \longrightarrow V_{(S1,S4)} = 0 \quad (4.5)$$

Na etapa de roda-livre, quando  $S1$  ou  $S4$  estão em bloqueio, a tensão sobre o diodo é nula, e ele estará em condução. Em relação à corrente, o nível será equivalente ao dos interruptores, limitado em  $20A$ .

A partir disso, e por questões de disponibilidade, foram selecionados o MOSFET do tipo **FDH44N50** e o diodo **APT30D100B**, ambos retratados na Figura 4.5. Além disso, permitem operar na frequência de projeto, definida em  $16kHz$ .



Figura 4.5 – MOSFET e diodo utilizados <sup>(A)</sup>.

Devido ao  $dv/dt$  elevado (vide Figura 5.4), segue o projeto de um circuito de *snubber*, afim de amortecer os transitórios de tensão na chave. Nesse sentido, utilizou-se um do tipo RCD, cujo esquemático está ilustrado na Figura 4.6, sendo  $R_{SN}$ ,  $C_{SN}$  e  $D_{SN}$ , respectivamente, a resistência, a capacitância e o diodo do *snubber*.

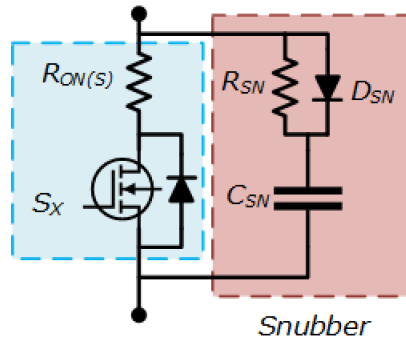


Figura 4.6 – Diagrama do circuito de *snubber* <sup>(A)</sup>.

Matematicamente, a capacitância do *snubber* foi dimensionada conforme a equação (4.6), sendo  $I_O = 20\sqrt{2} \approx 28A$ , a máxima corrente na chave,  $t_F = 79ns$ , o tempo de decaimento até o bloqueio total, e  $E_O = 250V$ , a máxima tensão considerada. Nessas condições, resulta  $C_{SN} \approx 4,4nF$ , adotando-se  $C_{SN} = 5nF$

$$C_{SN} = \frac{I_O t_F}{2E_O} \longrightarrow \frac{28A * 79ns}{500V} \approx 4,42nF \quad (4.6)$$

O resistor, por outro lado, considera o menor tempo de condução da chave, a partir da razão cíclica e da frequência de comutação. No caso, definindo  $C_{SN} = 5nF$  e



$t_{ON(MIN)} = \frac{1\%}{16kHz} = 625ns$ , obteve-se  $R_{SN} \approx 42\Omega$ . Na prática, foi utilizado  $R_{SN} = 47\Omega$ .

$$R_{SN} = \frac{t_{ON(MIN)}}{3C_{SN}} \longrightarrow \frac{625ns}{3 * 5nF} \approx 42\Omega \quad (4.7)$$

O diodo utilizado ( $D_{SN}$ ), foi do tipo **HFA15TB60**, que suporta  $600V$ . A potência dissipada no resistor é definida em (4.8) e resultou, na média, em  $2,5W$ . O resistor adotado suporta até  $5W$ .

$$P_{R(SN)} = \frac{C_{SN}E_O^2f_{SW}}{2} \longrightarrow \frac{5nF * (250V)^2 * 16kHz}{2} \approx 2,5W \quad (4.8)$$

No caso, considerou-se, na simulação, resistências parasitas em cada interruptor  $R_{ON(S)} = 120m\Omega$  e, nos diodos do NPC,  $80m\Omega$ , a queda de tensão em condução é  $1,0V$  para todos os semicondutores do NPC, exceto  $D_{SN}$ .

#### 4.2.4 Rede CA

De acordo com a Tabela 2.2, optou-se pela utilização de um filtro  $L$ , priorizando a estabilidade do sistema. Além disso, a modulação em 3 níveis tem como um de seus propósitos simplificar o projeto do filtro e, para aplicações do inversor conectado à rede, dispensa o acoplamento do capacitor CA para regulação da tensão.

Em relação ao projeto, utilizou-se o critério da potência, definido a partir da impedância base do sistema ( $Z_B$ ), descrito em (4.9). Na sequência, tem-se em (4.10) que a indutância pode ser estimada pelo percentual de *ripple* ( $\hat{r}$ ) da corrente de saída, e pela frequência de comutação ( $f_{SW}$ ).

$$Z_B = \frac{V_{RMS}}{I_{RMS}} = \frac{127}{20} = 6,35\Omega \quad (4.9)$$

$$L_F = \frac{V_{RMS}}{2\sqrt{2}f_{SW}\Delta I_O} = \frac{V_{RMS}}{2\sqrt{2}f_{SW}(\sqrt{2}\hat{r}I_{RMS})} = \frac{Z_B}{4f_{SW}\hat{r}} \quad (4.10)$$

Assumindo que  $\hat{r} = 4\%$  e  $f_{SW} = 16kHz$ , obtém-se  $L_F \approx 2,48mH$ . A partir do resultado de (4.10), e por critérios de disponibilidade, utilizou-se  $L_F \approx 3mH$ , em uma associação série ( $2 \times 1,5mH$ ). A Figura 4.7 retrata um indutor utilizado.

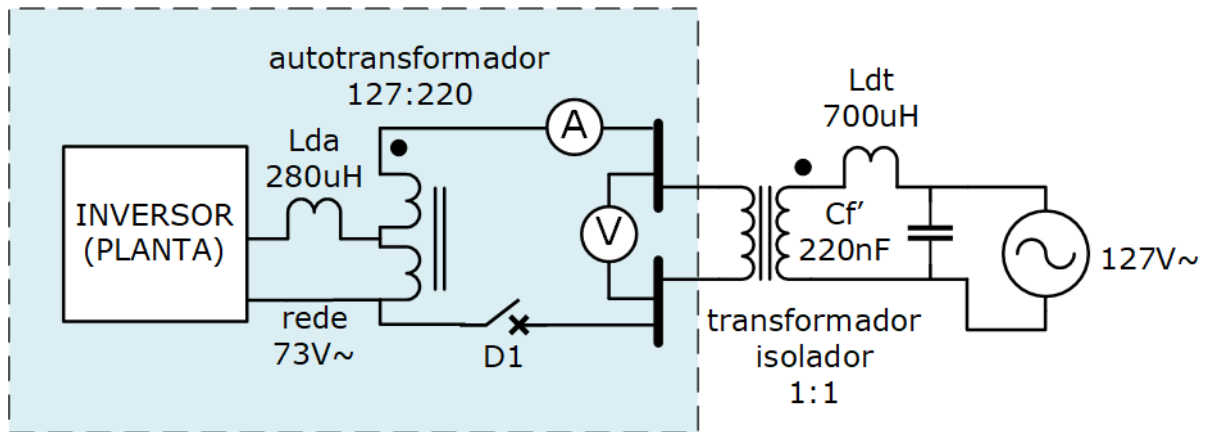
Após o indutor de filtro, foram efetuadas algumas modificações em vista da injeção de corrente na rede. Inicialmente, as limitações do emulador FV ( $V_{CC} < 600V$ ) e dos interruptores ( $V_{DS} < 500V$ ), bem como as relações de ganho do NPC (vide seção 5.2), todos estes fatores requisitaram, no atual desenvolvimento do projeto, a operação com tensão CA reduzida.

Figura 4.7 – Indutor utilizado <sup>(A)</sup>.

Para que tal aplicação fosse possível, utilizou-se um autotransformador, retratado na Figura 4.8, acoplado à saída do indutor, que permitiu a configuração em uma rede com  $73V_{RMS}$ . Nesse caso, os efeitos da indutância série provocados pelo fluxo de dispersão são desprezíveis se comparados com a indutância de filtro. Por meio de ensaios,  $L_{(DA)} \approx 280\mu H$  no lado de baixa tensão.

Figura 4.8 – Autotransformador utilizado <sup>(A)</sup>.

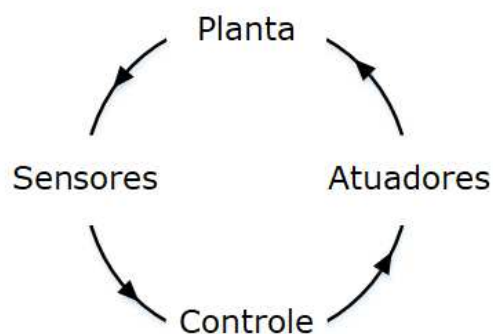
No lado de alta tensão, foram incorporadas as medições do controle, bem como um disjuntor, destinado à manobra. Como fator de segurança, o respectivo sistema foi conectado em uma rede isolada galvanicamente por meio de um transformador 1:1. O diagrama desse circuito é apresentado na Figura 4.9, com destaque para o fato de que a medição da tensão da rede, e consequentemente o PLL, ocorrem de forma independente da conexão do circuito, sendo um pré-requisito para tal, como mostrado nas Figs. 3.15 e 3.16.

Figura 4.9 – Diagrama da rede CA <sup>(A)</sup>.

### 4.3 Controle e Dispositivos de Interface

A sistemática do controle de inversores requer uma estrutura em hardware capaz de executá-la. Nesse aspecto, optou-se pela utilização do controle digital, no qual é possível embarcar a lógica por meio de uma interface programável. Entretanto, o universo do controle, sobretudo nos níveis de tensão envolvidos, é incompatível com o da potência, sendo necessário um condicionamento bidirecional.

Por um lado, os sinais de potência são convertidos para o controle por meio de uma placa que efetua o sensoramento, filtra, reduz e ajusta o nível. No outro extremo, a lógica de disparo é condicionada, incorporada à proteção e atua no pino de *gate* dos interruptores. Dessa forma, é possível enlaçar a dinâmica da planta com as malhas de controle e realimentar o processo, como mostra a Figura 4.10.

Figura 4.10 – Representação cíclica do processo de controle <sup>(A)</sup>.

### 4.3.1 Unidade de Controle e Processamento

Na teoria de controle, os sistemas podem ter seus compensadores realizáveis em um contexto analógico ou digital. Inicialmente, circuitos baseados em amplificadores operacionais eram largamente utilizados com funções de integrador, somador, diferenciador, dentre outros. O custo reduzido e a relativa simplicidade são atrativos, permitindo a consolidação de estruturas básicas de controle. Além disso, grandezas analógicas representam fielmente o sinal real, tal como ele é, agregando precisão (NISE, 2012).

Por outro lado, circuitos analógicos são fortemente dependentes das características de projeto, falham com o envelhecimento e desgaste, quando os parâmetros dos componentes sofrem alterações, e quase sempre dificultam ajustes ainda na fase de testes e desenvolvimento.

Comparativamente, o advento de tecnologias de processadores digitais culminou na pesquisa e consolidação de estratégias mais sofisticadas de controle, agregando nuances até então de difícil implementação no contexto analógico (ZHANG et al., 2004).

Do ponto de vista tecnológico, as unidades de processamento de sinais digitais (DSP - *Digital Signal Processor*) lidam com um delicado equilíbrio entre custo e desempenho. Na prática, isto ocorre porque as grandezas embarcadas são, antes de tudo, discretizadas, tomadas em intervalos de amostras numa dada frequência.

Mais detalhadamente, frequências maiores de amostragem resultam num controle mais efetivo, rápido e preciso. Entretanto, a janela de tempo que o processador tem para executar a rotina de controle é limitada nesse período entre amostras ( $T_{SAMP}$ ). Logo, ou taxa de amostragem, ou a complexidade da rotina ou a capacidade de processamento são minimizados no controle digital (CHEN, 1993). A Figura 4.11 mostra um sinal amostrado, ressaltando que informação é perdida nas frequências mais altas do sinal analógico, sobretudo quando ultrapassam metade da de amostragem.

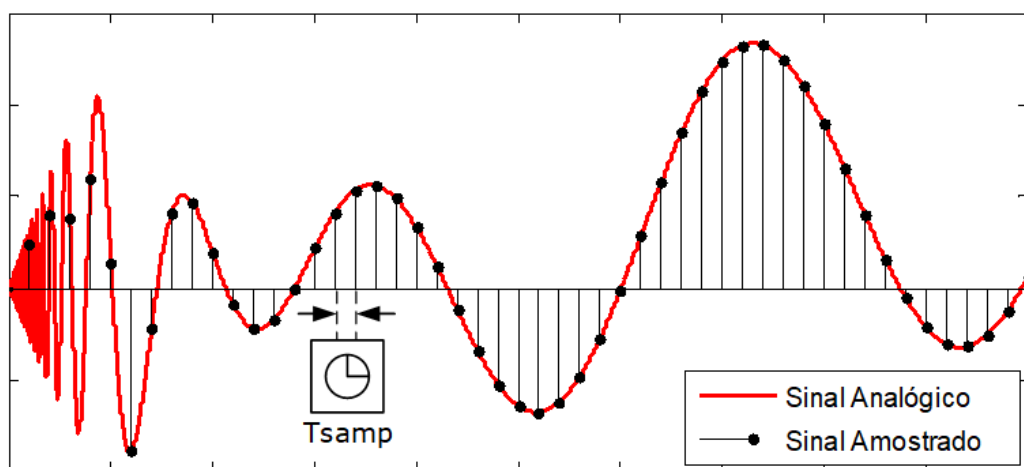


Figura 4.11 – Efeito da discretização do sinal analógico <sup>(A)</sup>.

A Figura 4.12 retrata o processador utilizado, um chip da **Texas Instruments**®

do modelo TMS320F28335. Dotado de uma vasta gama de funções e periféricos, muitos dos quais alheios a este escopo, destacar-se-ão três principais: o conversor analógico digital (ADC - *Analog-to-Digital Converter*), a UCP (Unidade de Controle e Processamento) e o PWM.

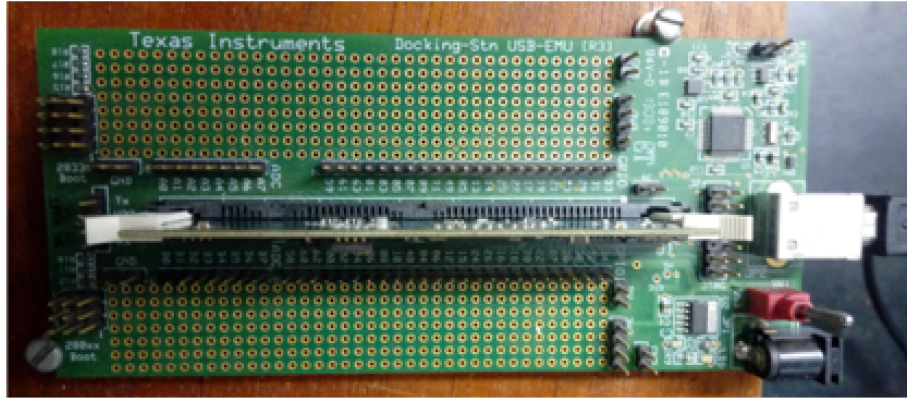


Figura 4.12 – *Experimenter kit C2000 / DSP TMS320F28335* <sup>(A)</sup>.

Mais especificamente, a Figura 4.13 ilustra o diagrama simplificado da arquitetura do DSP. Primeiramente, o ADC é a estrutura responsável por converter os sinais analógicos, limitados de 0 a 3 V, em uma palavra digital de 12 bits (4096 níveis), já incluindo um eventual bit de sinal, quando há polaridade na medição. Nesse processo, normalmente a amostragem é sincronizada com a ação de controle, ocorrendo no dobro da frequência de comutação. Neste trabalho,  $f_{SAMP} = \frac{1}{T_{SAMP}} = 32kHz$ .

Após a leitura da palavra digital, o valor da medida está apto a ser processado no código. A UCP compreende, de um modo genérico, todas as funções intrínsecas à rotina de controle. Por exemplo, destacam-se o suporte a operações em ponto flutuante, bibliotecas de funções matemáticas, memória de armazenamento de variáveis e vetores, e marcadores de interrupção por tempo.

Ao final, os principais cálculos e rotinas que a UCP efetuou encerram num valor de razão cíclica, que expressa a ação de controle, tal valor é parâmetro de um contador que decide quando e como alterar o nível de um pulso retangular. Nesse estágio, é concebido o próprio sinal do PWM, na faixa de 0 a 3,3V. Em algumas aplicações, sobretudo envolvendo inversores, o complementar também é utilizado como um subproduto do mesmo processo de contagem.

Ao final, os pulsos são emitidos por portas GPIO (*General Purpose Input-Output*), as quais são previamente configuradas como PWM. Na arquitetura do DSP, uma GPIO também pode assumir outras funções, não-simultâneas, como entrada e saída de sinais digitais.

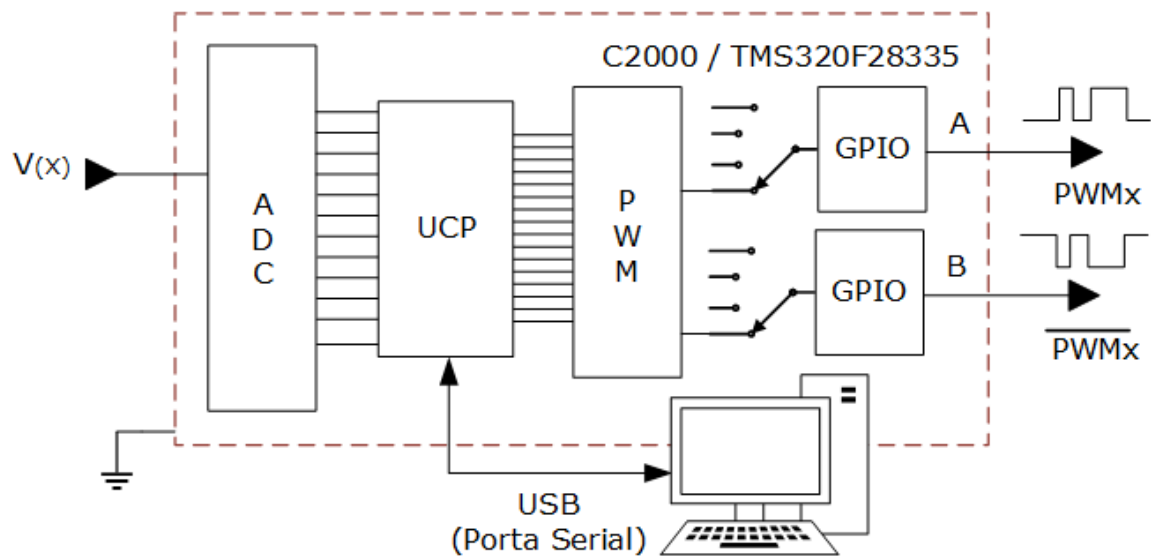


Figura 4.13 – Arquitetura simplificada da unidade de controle <sup>(A)</sup>.

### 4.3.2 Aquisição e Condicionamento de Sinais

Na subseção anterior, foi destacado que o ADC embutido no DSP utilizado opera na faixa de tensão 0 a 3V, ainda que os sinais no nível de potência extrapolem esse patamar. Por essa razão, foi utilizada uma placa de condicionamento de sinais como a apresentada na Figura 4.14 que destaca as etapas iniciais do processo de calibração.

Inicialmente, estima-se o fundo de escala das medições. Sobre o sensor de tensão ( $V$ ), é colocado um resistor *shunt* ( $R$ ), dimensionado para até 10mA. Em relação à corrente ( $I$ ), o limite é determinado em função da densidade de corrente no núcleo do sensor, definindo uma função inversa com o número de voltas ( $N$ ).

Em relação ao funcionamento, o sinal é sensoriado por efeito *hall*, que isola galvanicamente a potência do controle. Na sequência, há um filtro *anti-aliasing* com a redução da banda de frequência do sinal de saída. Ao final, a soma do ajuste de um nível CC (*offset*) e a limitação em 3V completam o condicionamento.

Conforme ilustra a Figura 4.14, após os testes iniciais no regulador de tensão, efetua-se um procedimento que define a correspondência entre a medida real e aquela fornecida pelo DSP : a calibração. Tal processo requisita um instrumento auxiliar de medição e ações são tomadas no seguinte sentido:

- **Ajuste de *offset*:** Com entrada nula e o condicionamento habilitado, o valor que retorna pelo DSP é o coeficiente linear da calibração, normalmente relativo a 1, 5V ou metade do fundo de escala. Na referida placa, o *offset* é ajustado por meio de três trimpots, sendo um para cada canal e outro que altera ambos, simultaneamente.

- **Ajuste de ganho:** A partir de um ou mais valores, estima-se qual a variação da resposta do DSP em relação àquela observada no valor real, o coeficiente escalar. Por exemplo, se 20V resulta em um aumento de 0,1V na saída do condicionamento, o fundo de escala será  $20 * \frac{1,5}{0,1} = 300V$ . No âmbito da corrente, se 1A aumentar a tensão nos mesmos 0,1V, o respectivo fundo de escala será  $1 * \frac{1,5}{0,1} = 15A$ .

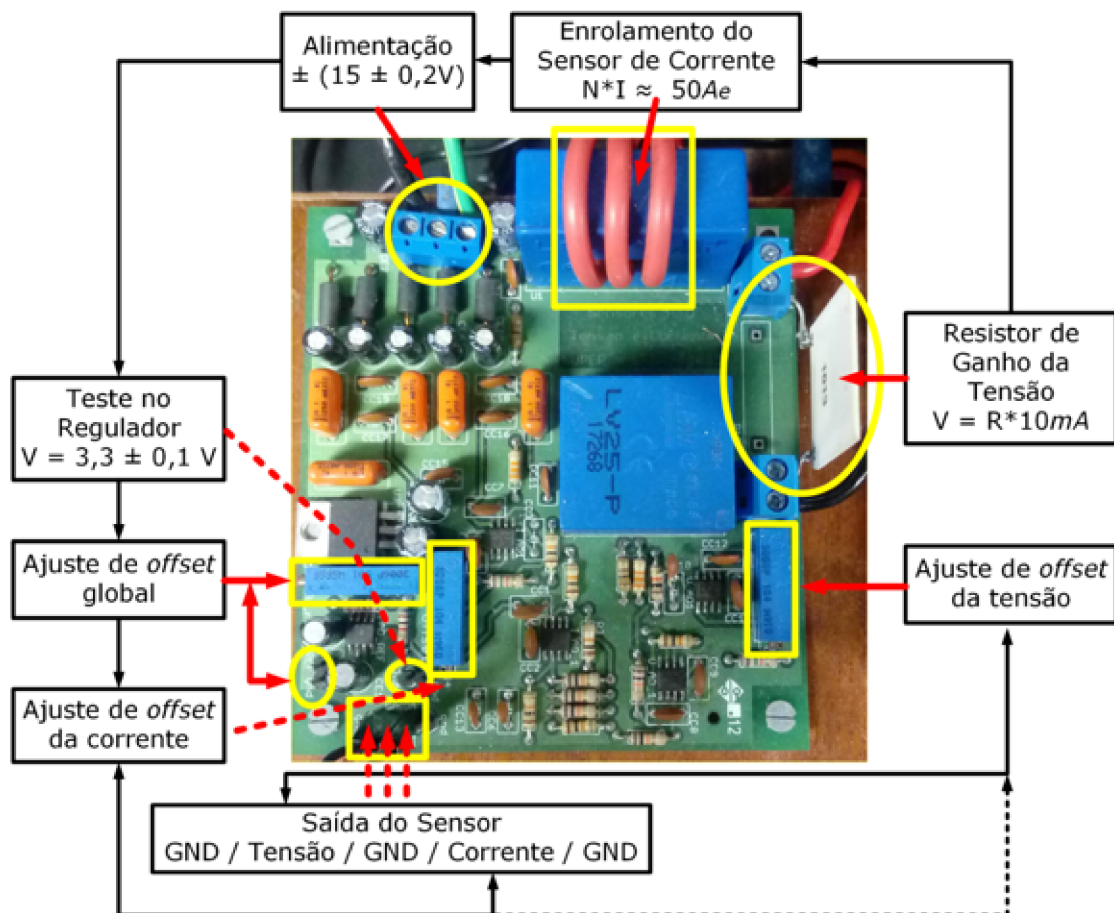


Figura 4.14 – Processos iniciais de calibração <sup>(A)</sup>.

A Figura 4.15 esquematiza o processo de calibração na forma analógica. Nesse caso, a equivalência é feita entre os sinais de entrada e saída da placa, previamente à conexão com o DSP. Em uma etapa inicial, testes como esse asseguram que a placa de condicionamento está funcionando adequadamente, e não oferece riscos à porta do ADC.

Além dos limites de tensão, que devem ser compatíveis, devem ser observadas outras questões em relação à integridade do condicionamento, como a linearidade na medida do sensor na faixa de média escala. Ao contrário, é esperado que pequenos sinais não sensibilizem adequadamente o núcleo do *hall*, ao passo que no fundo de escala, a medida entra na região de saturação.



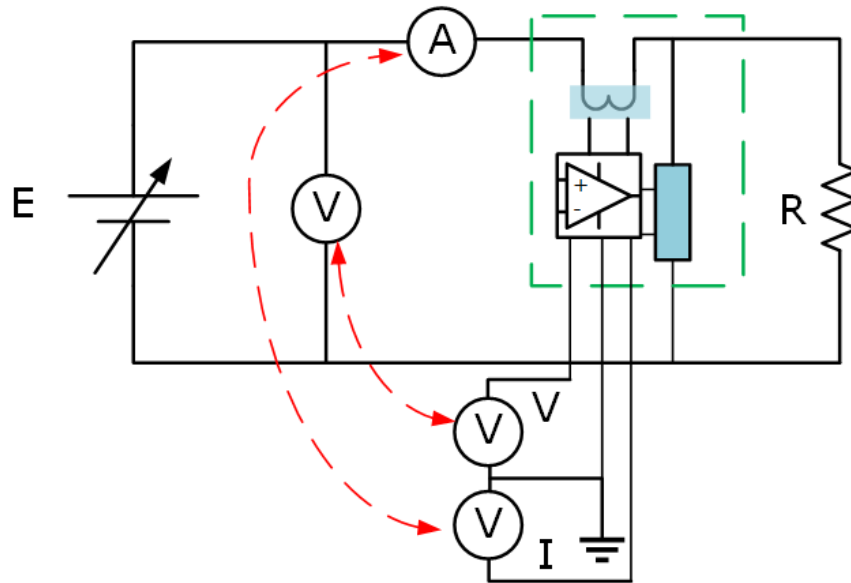


Figura 4.15 – Diagrama da estrutura de calibração <sup>(A)</sup>.

A Figura 4.16 mostra um exemplo de calibração efetuado segundo o diagrama da Figura 4.15, em que é possível verificar a relação de linearidade, tanto para o sensor de corrente, quanto para o de tensão. No caso, a medida do valor real ocorre em função da saída do sensor, em *p.u.*, podendo o fundo de escala atingir  $\pm 1p.u.$ .

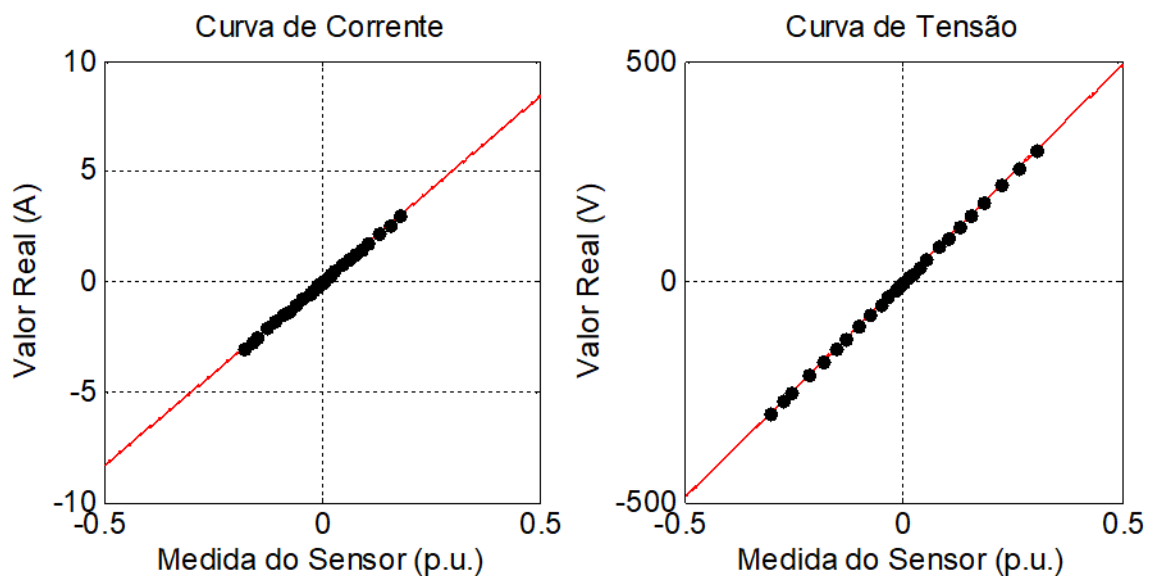


Figura 4.16 – Exemplos da curva de calibração <sup>(A)</sup>.

### 4.3.3 Circuito de Auxílio à Comutação

Após a execução da rotina de controle, todo o processo resume-se em tomar a decisão de habilitar a condução ou o bloqueio em um conjunto de interruptores. Com



isso, as funções do PWM retornam a razão cíclica modulada.

A partir disso, se o pulso for compatível com a entrada de *gate* do interruptor, a ligação pode ser direta, mas quase sempre não é isso que ocorre. Na interface da atuação, circuitos promovem o ajuste do pulso, em nível de tensão, além de agregarem proteções complementares, sobretudo em relação à sobretensão e tempo morto, são os denominados *gate drivers*.

No caso, foi utilizado um do tipo SKHI 21A(R) da **Semikron**<sup>®</sup>, mostrado na Figura 4.17, que recebe uma entrada pulsante em 15V e converte para um pulso isolado também em 15V na saída, suficiente para forçar o estado de condução do interruptor utilizado.

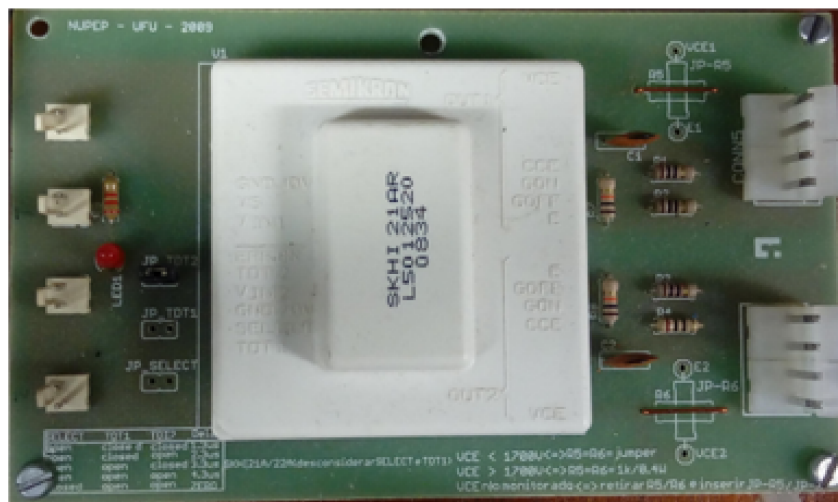


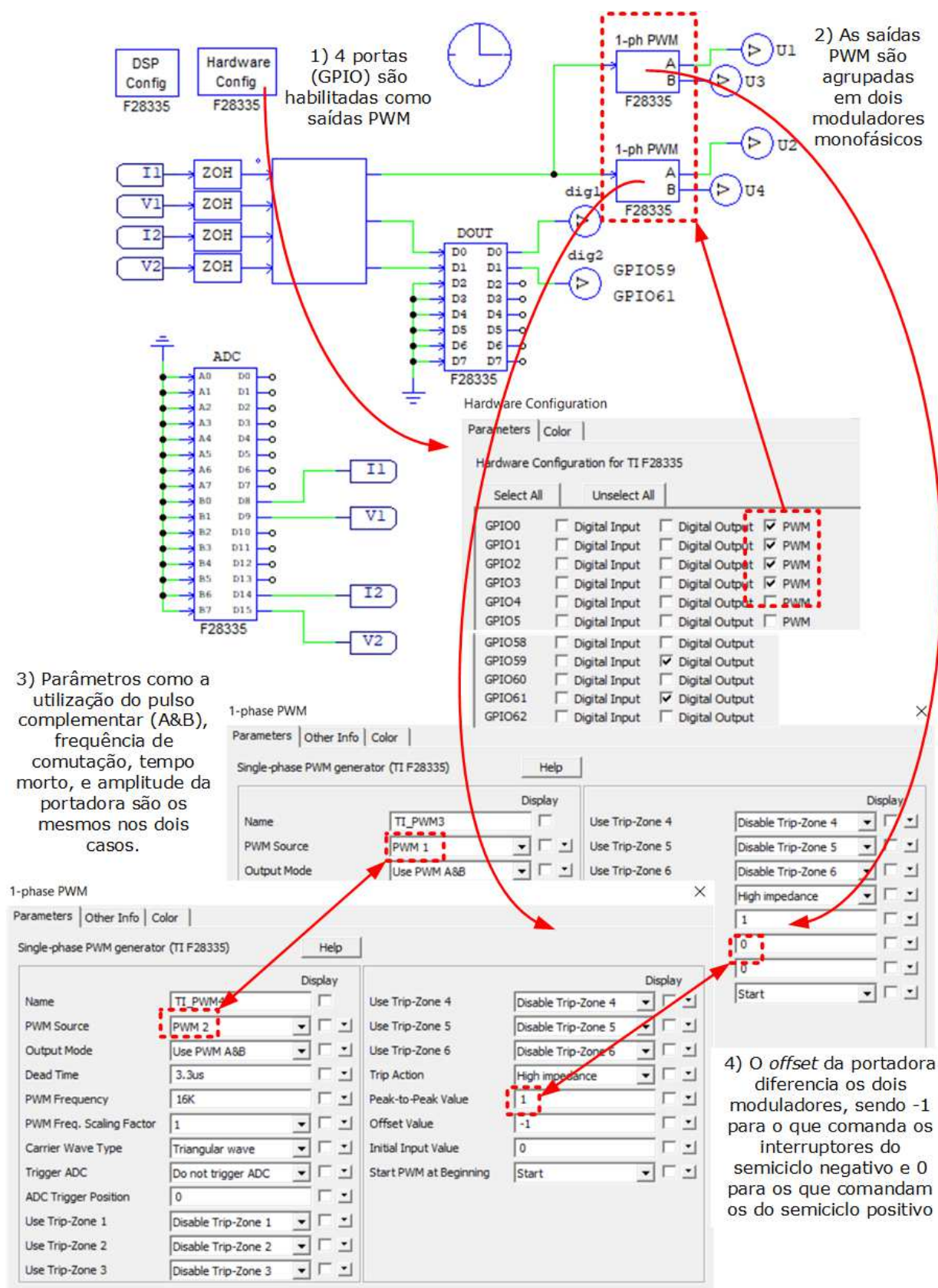
Figura 4.17 – Gate driver SKHI 21A(R) <sup>(A)</sup>.

Contudo, o DSP especificado emite o sinal em 3,3V. Por essa razão, fez-se necessária a utilização de uma placa de conversão lógica, retratada na Figura 4.18. Em relação à função, tal circuito intercambia níveis de tensão entre os sinais lógicos do DSP e do *gate driver*, de forma bidirecional. Neste trabalho, a conversão 15 → 3,3V não foi utilizada.

De um modo geral, a Figura 4.19 mostra o esquemático do circuito de comando, desde a emissão do PWM pelo DSP até a ligação no circuito de potência. Os *gate drivers* utilizados são duplos, e condicionam sinais que atuam de forma complementar no circuito inversor. No caso, os interruptores *S1* e *S3* por um lado, e *S2* e *S4*, por outro.

Em relação à configuração, a Figura 4.20 mostra o diagrama com as etapas de configuração do modulador utilizado. A partir da interface com o DSP, foram definidas portas PWM, e ajustados os parâmetros em dois blocos monofásicos, sendo o *offset* da portadora a única diferença entre eles.



Figura 4.20 – Diagrama de configuração do modulador <sup>(A)</sup>.

## 4.4 Revisão

Com o objetivo de elucidar sobre as características que permeiam a fronteira entre o estado da arte e a implementação prática, o presente capítulo tratou de materiais e métodos que foram utilizados.

No contexto da potência, os módulos fotovoltaicos foram emulados em uma fonte que permite a configuração de diferentes estados operacionais. Na sequência, o barramento CC foi formado por uma associação que suportasse os níveis de tensão máximos, definidos em projeto, e ainda preservando a baixa amplitude relativa da componente CA. Os semicondutores, por sua vez, alinharam suas especificações àquelas definidas para os demais componentes.

Em relação ao controle, este ocorreu na modalidade digital, ponderando-se prós e contras. O hardware permitiu a operação das equações dos compensadores, a partir das variáveis amostradas. Entre potência e controle, a placa de aquisição e condicionamento de sinais fez com que variações em potência fossem escalonadas e perceptíveis ao controlador, e este ao processar tais informações, emitia o sinal de comando, que era condicionado ao pino de *gate* dos interruptores, em potência, atuando no processo.

## 5 Resultados e Discussão

### 5.1 Contextualização

Diante de toda a metodologia desenvolvida nos capítulos anteriores, a consolidação da proposta ocorre pela verificação em uma série de resultados, tanto em simulação computacional, como em plataforma experimental, estes limitados ao contexto da montagem e mais restritos em relação às variáveis apresentadas.

Tendo em vista um vasto número de combinações de ensaios, inicialmente a discussão permeará sobretudo a normalidade da operação, com o atestado de que, em malha aberta não constata-se nenhuma instabilidade. Na sequência, o desempenho do controle na conexão à rede será apresentado.

### 5.2 Relações de Ganho nos Semicondutores

Inicialmente, observa-se que o inversor NPC implementado possui um ganho de tensão elevado da saída CA para a entrada CC, em testes de malha aberta. Quantitativamente, a Figura 5.1 mostra, tanto por meio de resultados de simulação, como experimentais, o ganho de tensão em função da razão cíclica.

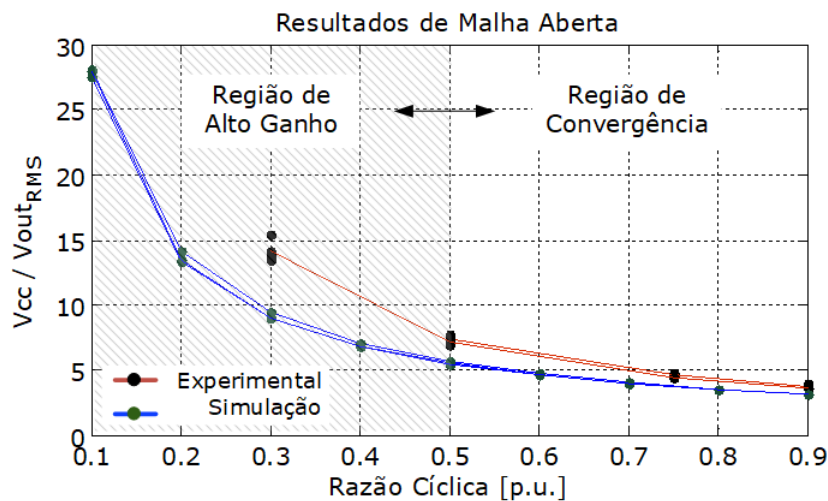


Figura 5.1 – Curva de ganho de tensão do NPC <sup>(A)</sup>.

Em termos matemáticos, a partir dos dados expostos na Figura 5.1, foi obtida empiricamente, via análise numérica, uma relação de ganho estático definida em (5.1), sendo  $D$  a razão cíclica e as tensões CC e  $CA_{(RMS)}$  são denotadas por  $V_{CC}$  e  $V_{OUT_{RMS}}$ ,



respectivamente.

$$\frac{V_{CC}}{V_{OUT_{RMS}}} = \frac{2\sqrt{2}}{D} \quad (5.1)$$

Com base nisso, a razão cíclica é projetada para operar, na média, em torno de 50%, o que se traduz, para uma rede em  $127V_{RMS}$ , no patamar de  $718V_{CC}$ . Em contrapartida, o elo CC está aquém dessa capacidade, e os resultados subsequentes tratam de uma rede CA com tensão reduzida por transformador. Como desvantagem, ocorre uma depreciação da potência, em função da limitação de corrente no lado de baixa tensão.

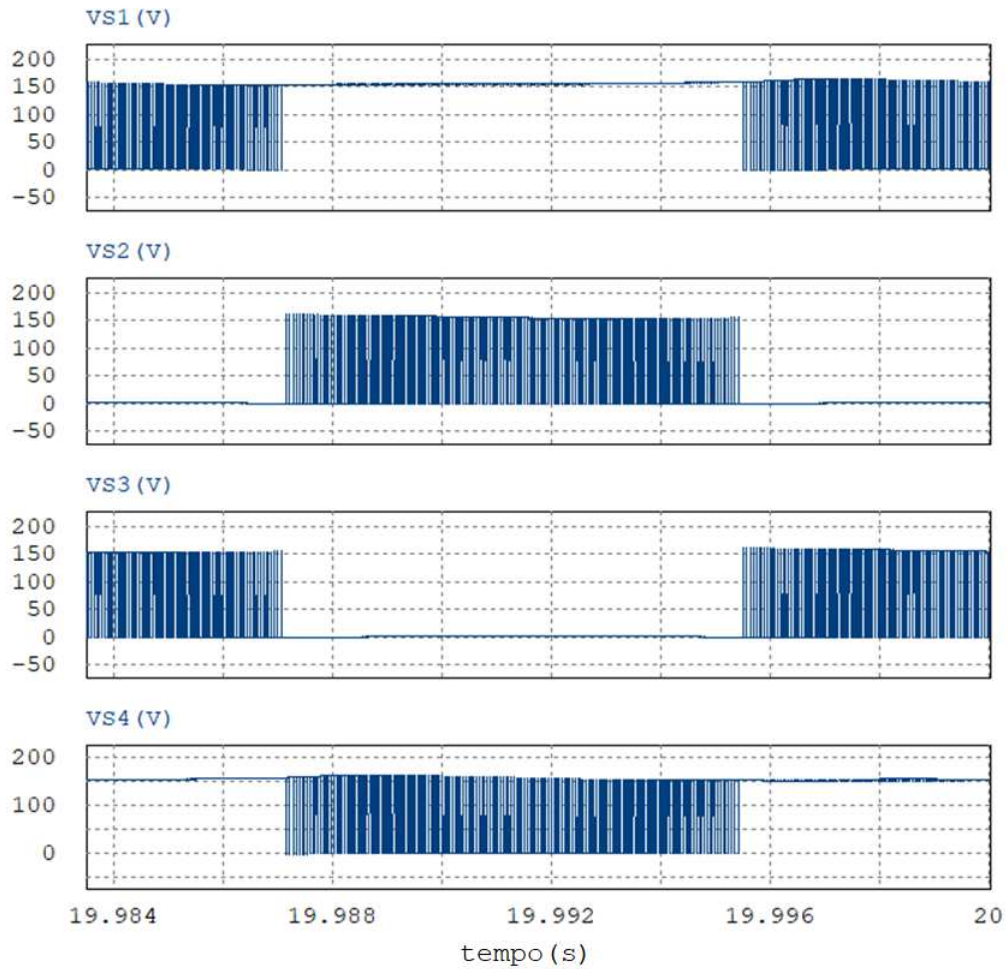


Figura 5.2 – Simulação da resposta de tensão sobre os MOSFETs <sup>(A)</sup>.

Nos semicondutores, a Figura 5.2 mostra as tensões nos interruptores sobre os terminais de potência ( $V_{DS}$ ) para uma rede de  $73V_{RMS}$ . Nesse caso, a tensão foi modulada em torno de  $150V \approx \frac{V_{CC}}{2} > 73\sqrt{2}V$

Em relação aos diodos, a Figura 5.3 apresenta as formas de onda para corrente e tensão. Nesse ponto, destacam-se a tensão complementar aos interruptores internos,

modulada em torno de um valor de tensão mais constante. De forma alinhada com a tensão, a corrente flui modulada em alta frequência, mas sob um contorno senoidal.

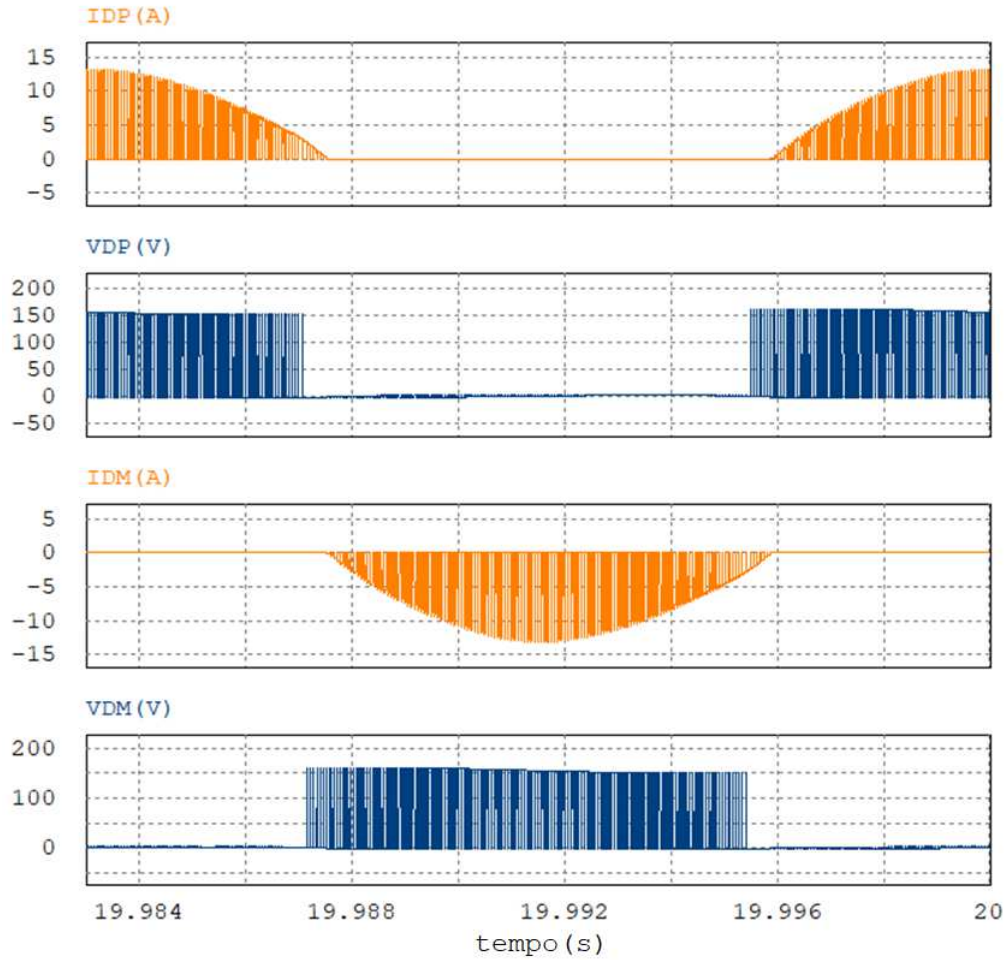


Figura 5.3 – Simulação da resposta sobre os diodos <sup>(A)</sup>.

A Figura 5.4 mostra um resultado prático para  $V_{DS}$  em um dos interruptores ( $S_4$ ) sob duas situações, relativo ao valor instantâneo da corrente. Em magnitudes menores, o bloqueio é relativamente suave, e a tensão de pico supera em 33% o valor médio.

Em contrapartida, para uma corrente instantânea de 10A, a sobretensão transitória atinge quase o dobro do valor médio, o que restringe a uma potência aquém dos valores nominais de projeto.

### 5.3 Sincronismo de Fase

O sincronismo do sistema foi verificado por meio de simulações com o PLL, tal como apresentado na Figura 5.5. No caso, partindo de um atraso de fase extremo igual a  $90^\circ$ , a dinâmica segue um perfil subamortecido que, após sucessivas oscilações, converge para a diferença de fase cujo valor médio é nulo ( $d\phi_{MED} = 0$ ).

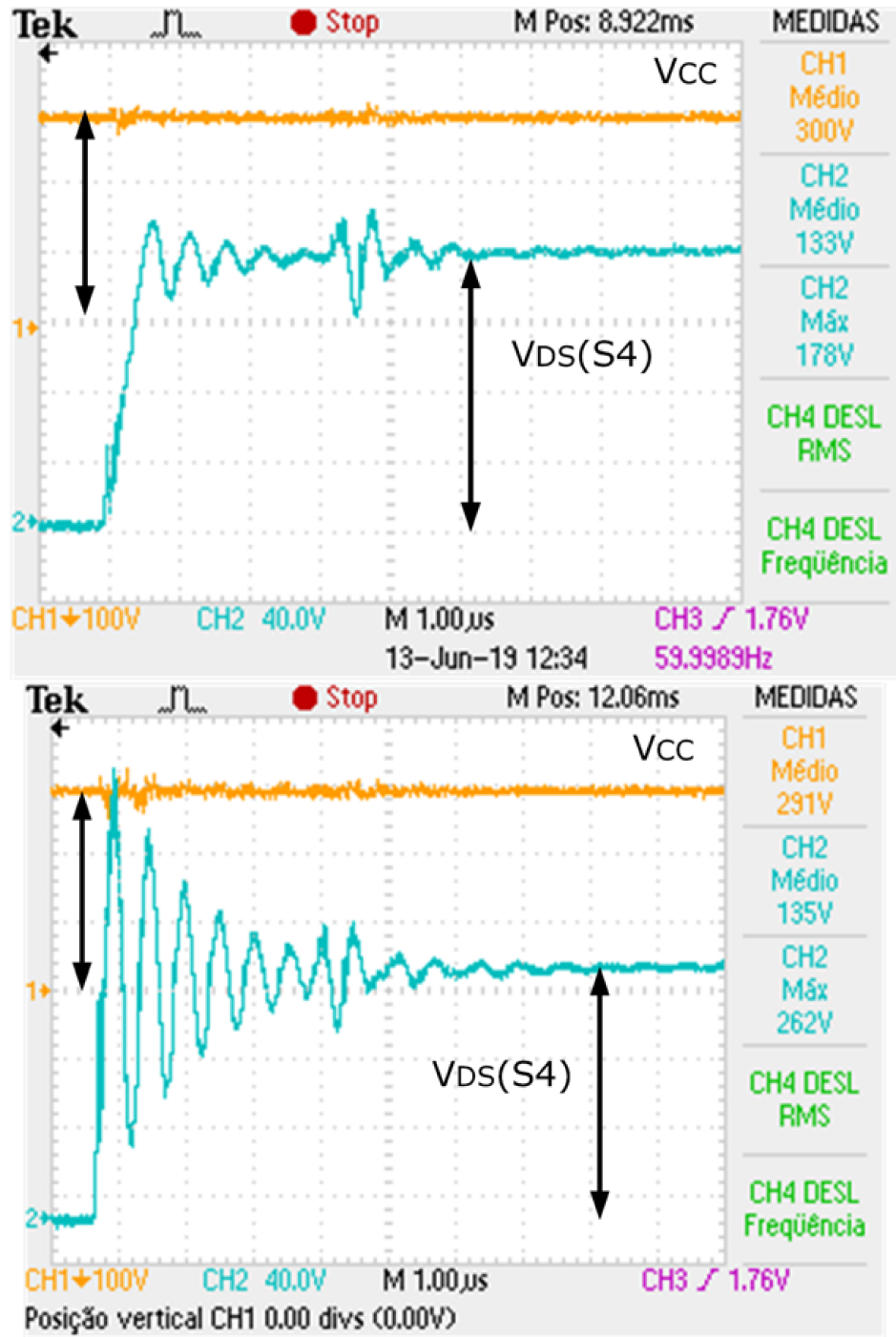
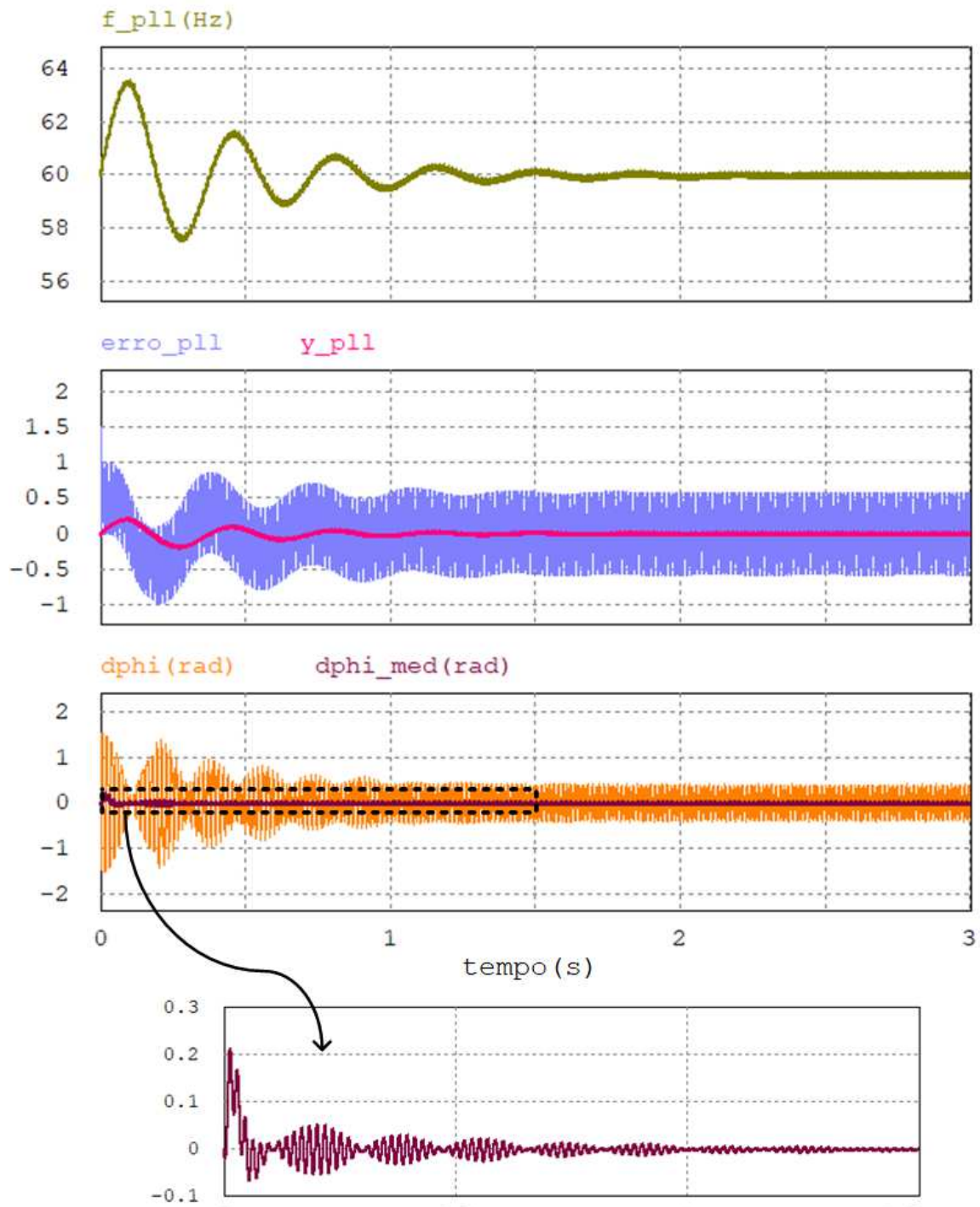


Figura 5.4 – Tensão sobre o interruptor  $S4$  sob situações distintas de carga <sup>(A)</sup>.

Sobre o ruído observado em  $d\phi$ , destaca-se o efeito da distorção na tensão da rede simulada desconsiderando as não idealidades (vide seção 5.5), com impacto na métrica de extração da fase e, por consequência, no valor obtido instantaneamente.

Internamente, o processamento do sinal de erro ( $e_{PLL}$ ) envolve um filtro passa-baixa, que atenua a componente alternada em 40dB. A saída ( $y_{PLL}$ ) exprime apenas o valor médio, que entra no PI.



Figura 5.5 – Simulação da dinâmica do PLL <sup>(A)</sup>.

## 5.4 Avaliação em Potência

Inicialmente, seguem os resultados observados nas potências máxima ( $P_{MAX}$ ), de entrada ( $P_{PV}$ ) e de saída ( $P_{CA}$ ), bem como nas variáveis de entrada ( $V_{CC}$  e  $I_C$ ), confrontando a simulação e o experimental.

Em relação à simulação, a Figura 5.6 mostra resultados com a dinâmica do MPPT,

tanto em termos das potências, como da tensão CC. O degrau de irradiância força a variação da tensão até o MPP em torno de 20s, sob uma frequência de 1Hz e passo de 3,5V. No caso, a diferença entre a potência CC e a CA, em torno de 100W, deve-se aos elementos parasitas considerados, basicamente resistências e quedas de tensão em semicondutores e magnéticos. Na simulação, não foram inseridos circuitos de *snubber*.

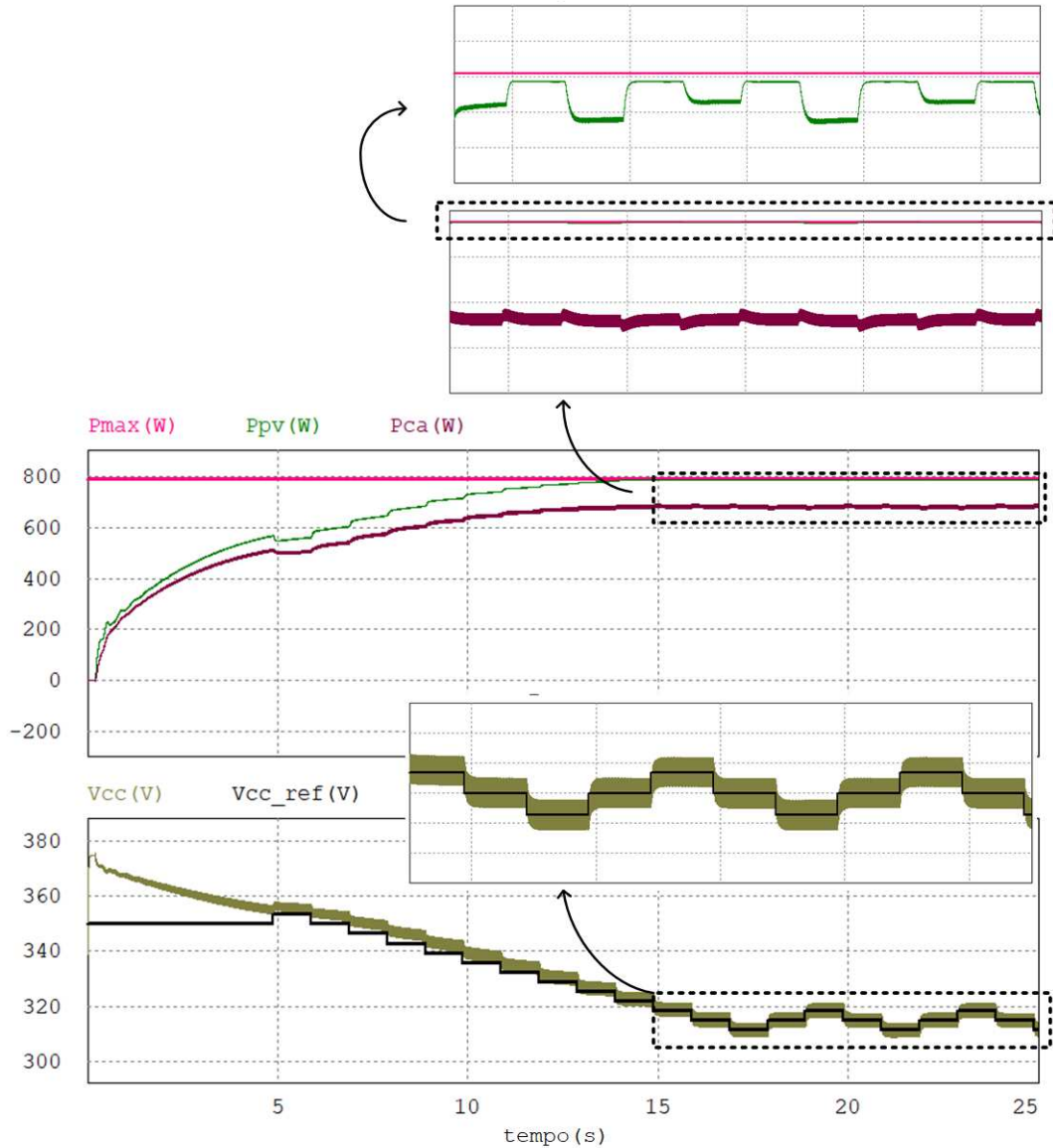
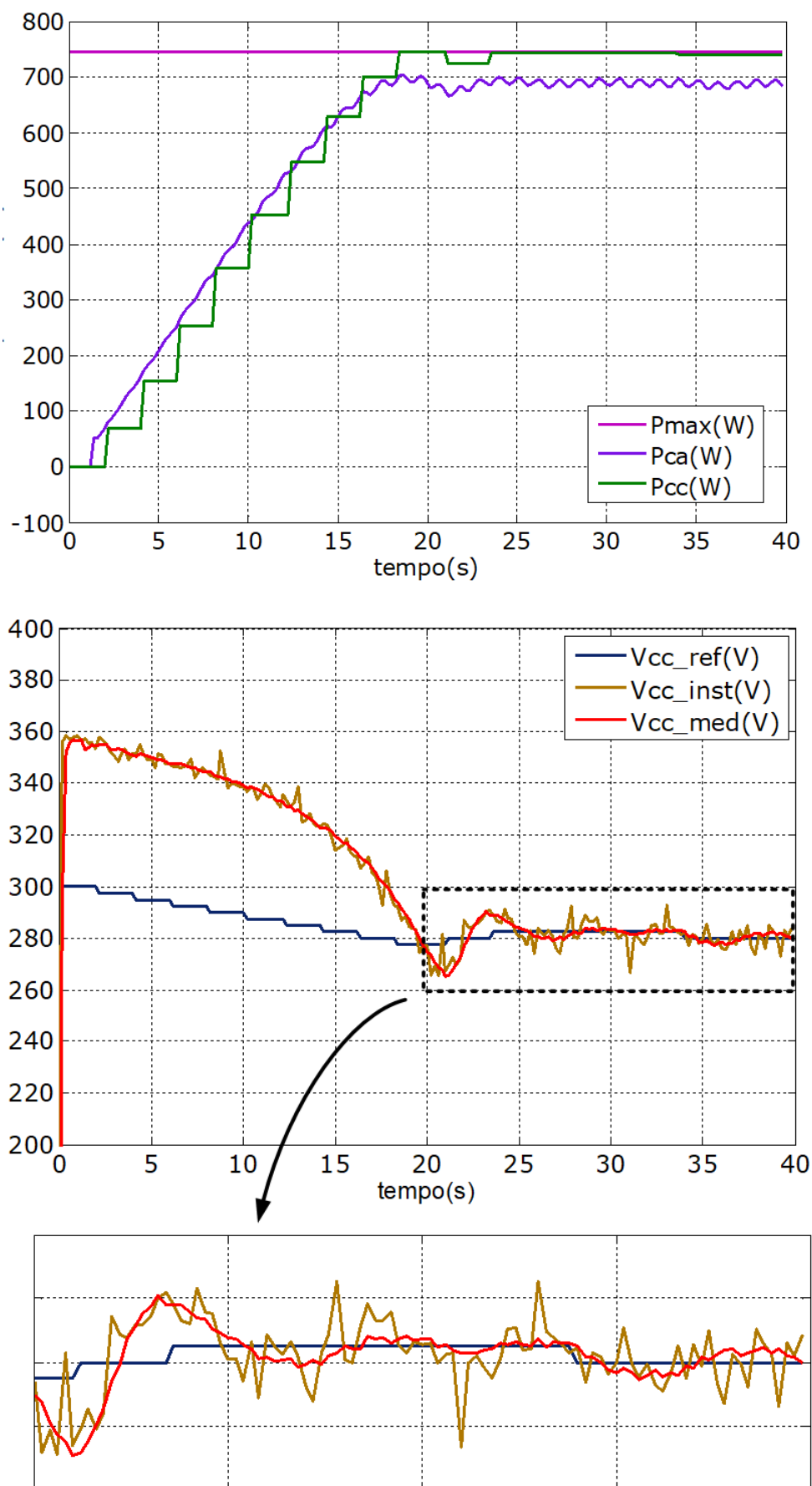


Figura 5.6 – Simulação do MPPT a  $800W/m^2$  <sup>(A)</sup>.

Comparativamente, a Figura 5.7 mostra o resultado experimental onde se pode verificar a dinâmica da tensão e da potência para o degrau nominal de irradiância, sob a temperatura de  $45^{\circ}C$ , destacando os detalhes de regime permanente. Nesse caso, a diferença entre as potências CC e CA foi menor, em torno de 60W.

Figura 5.7 – Resultado experimental do MPPT a  $800W/m^2$  <sup>(A)</sup>.

Mais especificamente, a tensão CC em nível experimental conteve um ruído que afetou o processo de aquisição. No âmbito do controle, o sinal instantâneo  $V_{cc\_inst}$  foi aplicado ao compensador de tensão, uma vez que sua dinâmica é mais rápida e, apesar do ruído, a própria ação do PI já atua como FPB.

Em relação ao sinal de valor médio  $V_{cc\_med}$ , estabelecido por um FPB com uma frequência de corte de  $2Hz$ , este foi empregado no MPPT, que permite uma ação mais lenta, priorizando a precisão. Na prática, a amplitude do incremento de tensão foi reduzida a  $2,5V$ .

Adicionalmente, a Figura 5.8 mostra o estado do sistema com destaque para a potência de entrada ( $P_{CC}$ ), situada em torno de  $730W$ . Nesse caso, observa-se a ondulação no dobro da frequência da rede na corrente que flui da fonte ( $I_C$ ), apesar de tal ondulação ser aparentemente desprezível para a tensão.

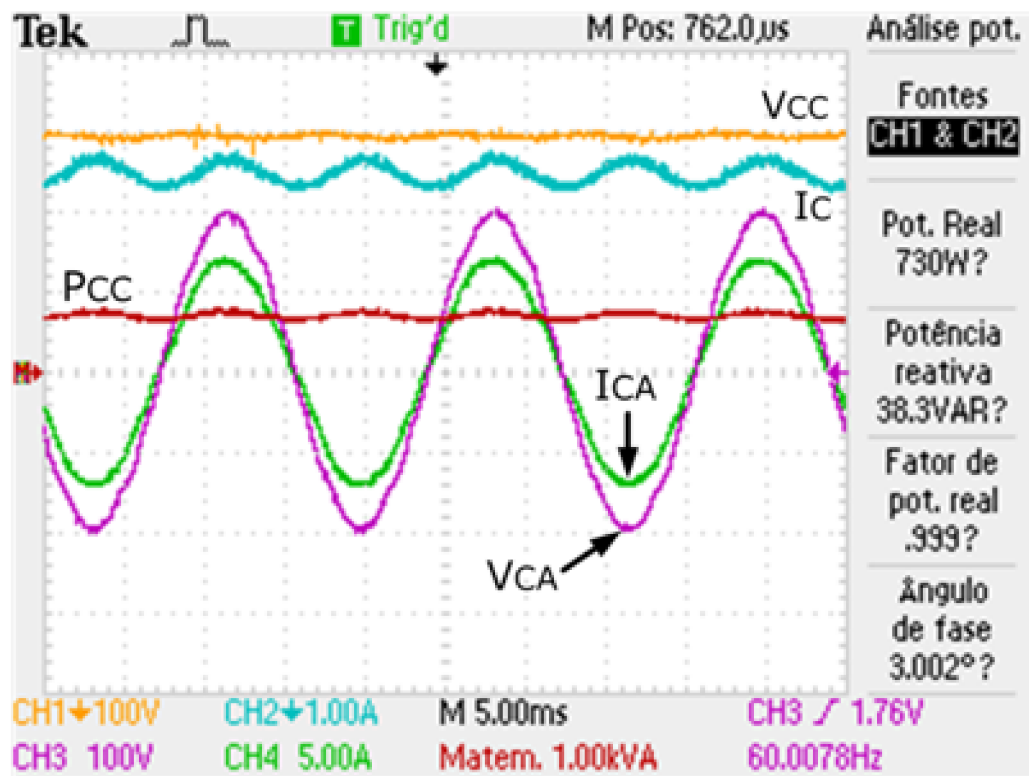


Figura 5.8 – Resultado experimental da potência CC a  $800W/m^2$  <sup>(A)</sup>.

Por outro lado, um resultado é mostrado na Figura 5.9 enfatizado o despacho de potência na rede na faixa de  $670W$  com  $FP > 0,99$ . A partir desses resultados, estima-se perdas no conversor na faixa de 10%, desconsiderando a parcela de suprimento do circuito de controle, que ocorre de forma independente.

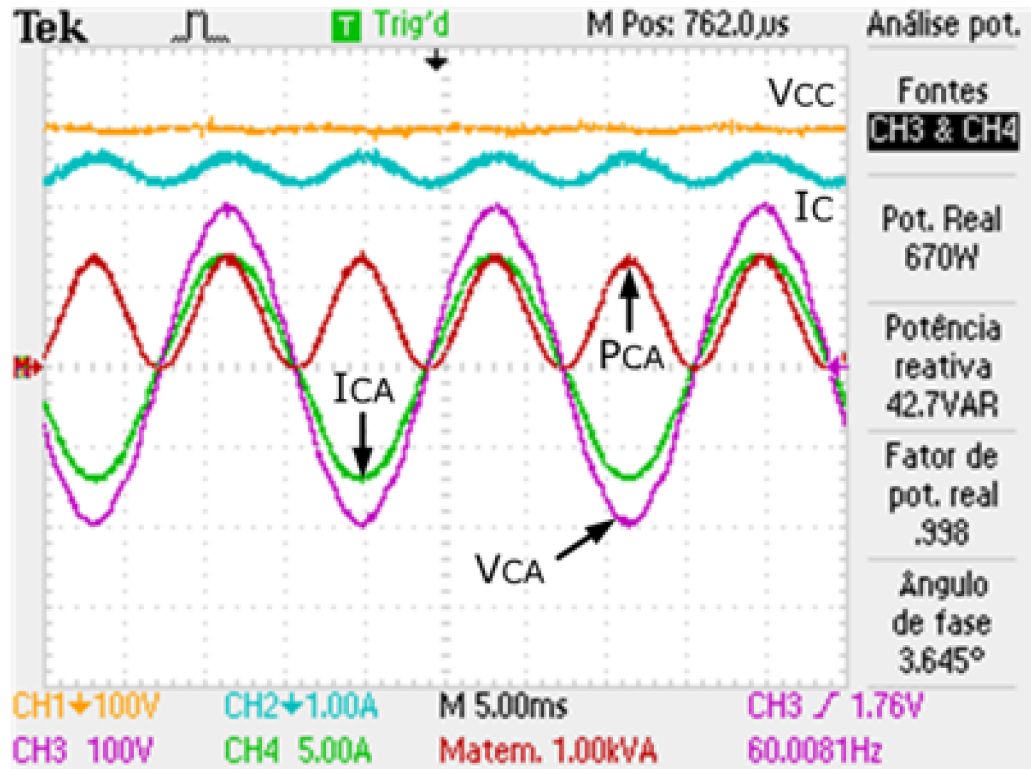


Figura 5.9 – Resultado experimental da potência CA a  $800W/m^2$  <sup>(A)</sup>.

Em relação aos testes dinâmicos, um último resultado no âmbito das variáveis CC mostra a evolução da corrente de entrada em transitórios de irradiância entre 800 e  $200W/m^2$ .

Num primeiro momento, a irradiância varia em degrau de 800 para  $200W/m^2$  (*step-down*), mostrado na Figura 5.10. Como a corrente inicial é elevada, há uma tendência de descarga no capacitor, reduzindo a tensão. Eventualmente, a magnitude da queda de tensão CC pode ser suficiente para acarretar uma subtensão. Após a recarga dos capacitores, o controle estabiliza, mas o fluxo de corrente é menor. Em função da descarga súbita, o degrau de redução da irradiância é o evento transitório mais crítico para a estabilidade do sistema.

Na sequência, o segundo evento consistiu no degrau de subida da irradiância de 200 para  $800W/m^2$  (*step-up*), mostrado na Figura 5.11. Ao contrário do teste anterior, a corrente inicial é baixa, e há uma tendência de carga do capacitor, elevando a tensão. Entretanto, a elevação da tensão reduz a corrente, conforme as características da curva  $I - V$ . Por essa razão, a subida da corrente ocorre em rampa pela ação do MPPT, e a tensão decai até a estabilização da corrente. Nessas condições, o sistema deve estar dimensionado para que, em geral, a sobretensão transitória não atinja o valor crítico, definido no projeto dos componentes e na configuração da proteção.

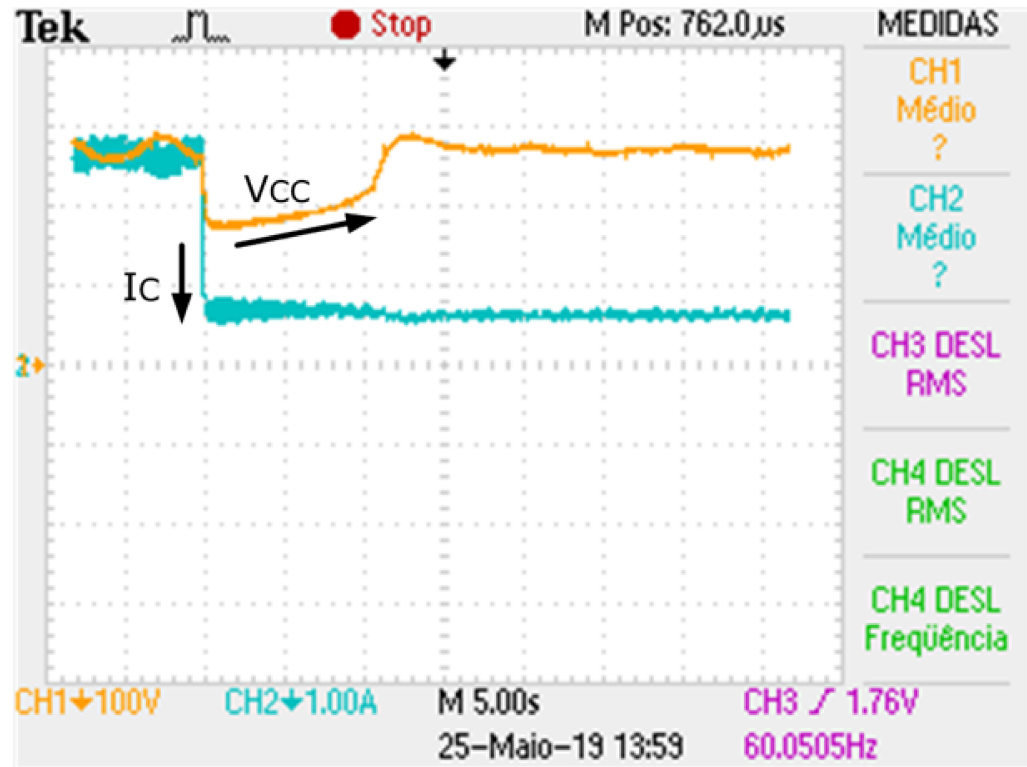


Figura 5.10 – Transitório de redução da irradiância  $800 \rightarrow 200 \text{ W/m}^2$  <sup>(A)</sup>.

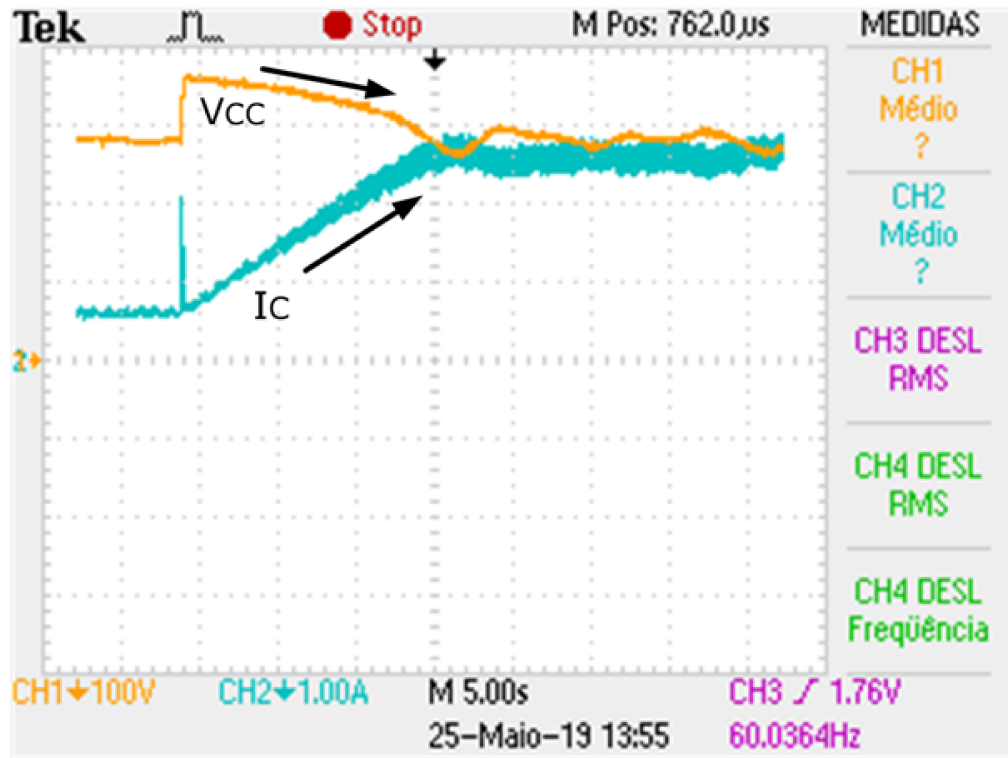


Figura 5.11 – Transitório de elevação da irradiância  $200 \rightarrow 800 \text{ W/m}^2$  <sup>(A)</sup>.



## 5.5 Análise de Qualidade

Em relação à forma de onda da corrente injetada na rede, os resultados foram obtidos empregando diferentes técnicas de desacoplamento (vide seção 3.6). Além das formulações apresentadas em (3.6) e (3.7), que orientam o desacoplamento da tensão CC, segue duas formulações adicionais, relativas ao desacoplamento da tensão da rede.

### 5.5.1 Desacoplamento da tensão CA pelo PLL

Mais detalhadamente, se uma rede CA é ideal, e a distorção sobre a tensão é desprezível, isso terá pouco efeito sobre o PLL, que traduzirá a frequência da rede com relativa precisão. Além disso, a medição que referencia o desacoplamento CA será semelhante, em forma, à saída do PLL.

Por outro lado, quando a tensão CA é afetada pela queda sobre a impedância série do sistema, resulta em dois cenários:

- **PLL:** Se a tensão CA é levemente distorcida ( $DHT_V < 10\%$ ), o algoritmo de PLL irá operar, porém com maior imprecisão e ruído, como verificado na Figura 5.5;
- **Desacoplamento:** Como um PLL estável converge para apenas um valor de frequência, ele não conterà, em sua formulação convencional, toda a informação do espectro para reconstituir a tensão CA na ação de controle. Nesse ponto, surgem divergências no processo, tanto na imposição da forma de onda da referência corrente, como no desacoplamento da tensão CA.

Nesse aspecto, considera-se a substituição da tensão  $v_{CA}$  por uma função  $f = f(Y'_D)$ , eliminando a distorção harmônica do desacoplamento CA.

Em relação à estratégia *feedforward*, a ideia é também antecipar a ação de controle diante de variações na magnitude da tensão. Assumindo que, em uma rede CA ideal, o valor de pico é definido como  $V_{CA(RMS)}\sqrt{2}$ , pode-se compor a ação de controle, alternativamente, segundo (5.2) e (5.3). A determinação de  $V_{CA(RMS)}$  ocorre pela aplicação de um FPB ao sinal  $v_{CA}^2$ , e posterior extração da raiz quadrada do sinal de saída.

$$u_{PWM} = \frac{y_{GI} + V_{CA(RMS)}\sqrt{2}Y'_D}{V_{CC*}} \quad (5.2)$$

$$u_{PWM} = \frac{y_{GI} + V_{CA(RMS)}\sqrt{2}Y'_D}{V_{CC}} \quad (5.3)$$

### 5.5.2 Análise Comparativa

No âmbito da simulação, resultados são resumidos na Tabela 5.1. Nesse caso, a técnica de desacoplamento **convencional** ( $\text{tec} = 0$ ) refere-se à (3.6), a **orientada pela referência** ( $\text{tec} = 1$ ) relaciona-se à (5.2), por tratar de sinais processados como valores de referência no controle, a **orientada pela dinâmica** ( $\text{tec} = 2$ ) à (3.7), por tratar exclusivamente de sinais oriundos da medição. Por fim, a técnica **inversa** ( $\text{tec} = 3$ ) define (5.3), por ter características contrárias à formulação convencional.

Tabela 5.1 – Parâmetros da corrente injetada: Simulação

| $\text{tec}$ | $DHT_{I_{CA}}(\%)$ | $DHT_{I_{REF}}(\%)*$ | $DHT_V(\%)$ | $I_{CA}(A_{RMS})$ | $I_{CA} * (A_{RMS})$ |
|--------------|--------------------|----------------------|-------------|-------------------|----------------------|
| 0            | 3,35               | 1,50                 | 9,72        | 5,26              | 5,73                 |
| 1            | 2,07               | 1,51                 | 10,1        | 5,21              | 5,67                 |
| 2            | 3,24               | 1,48                 | 9,86        | 5,21              | 5,68                 |
| 3            | 1,85               | 1,52                 | 10,0        | 5,21              | 5,68                 |

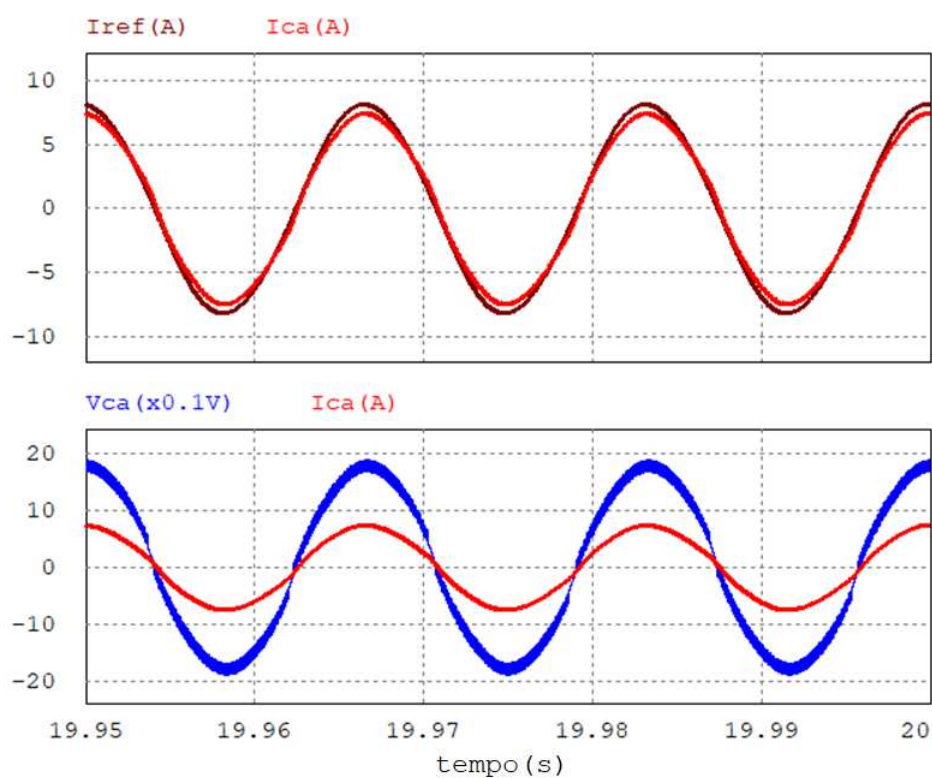
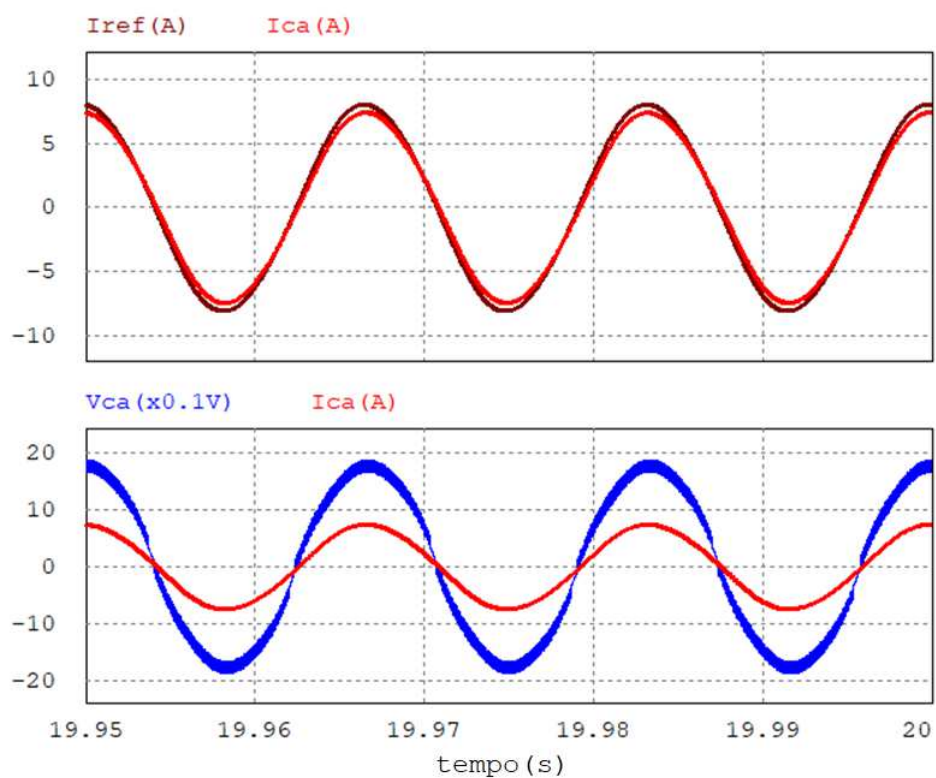
Quantitativamente, uma análise preliminar mostra que a utilização da medida no desacoplamento da tensão CC ( $\text{tec} = \{2, 3\}$ ) reduz minimamente a distorção harmônica da corrente injetada, e muito deve-se à potência processada, pois a corrente que flui pelo capacitor está diretamente relacionada à componente CA da tensão de saída, que difere o sinal medido da referência, em regime permanente.

Em relação ao desacoplamento da tensão CA, verifica-se que a utilização do PLL ( $\text{tec} = \{1, 3\}$ ) teve uma contribuição mais efetiva na redução da  $DHT_{I_{CA}}$ , muito em função do alto índice de  $DHT_V$ , atribuído à configuração mostrada na Figura 4.9, cujas indutâncias são simuladas idealmente, acarretando numa superestimação sobre os efeitos da tensão CA.

Com base nisso, formas de onda relativas à composição convencional da ação de controle são apresentadas na Figura 5.12. Comparativamente, a Figura 5.13 apresenta a estratégia orientada pela referência. De acordo com a Tabela 5.1, as demais técnicas não apresentam diferenças aparentes, sendo as estratégias orientada pela dinâmica e inversa semelhantes, respectivamente, à convencional e à orientada pela referência.

Em relação aos resultados experimentais, estes são apresentados na Figura 5.14 para a técnica convencional, e na Figura 5.15 para o desacoplamento orientado pela referência. Nesses casos, foram coletadas algumas amostras de resultados, apresentados na Tabela 5.2, que demonstram uma equivalência prática das duas técnicas, tendo em vista que a rede possui uma distorção muito inferior à observada na simulação.



Figura 5.12 – Simulação com desacoplamento convencional <sup>(A)</sup>.Figura 5.13 – Simulação com desacoplamento orientado pela referência <sup>(A)</sup>.

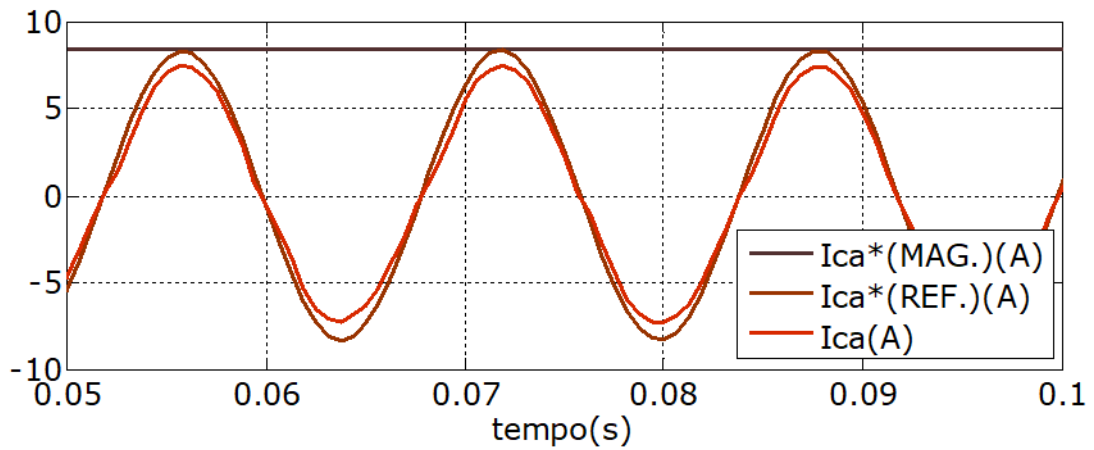


Figura 5.14 – Ensaio com desacoplamento convencional <sup>(A)</sup>.

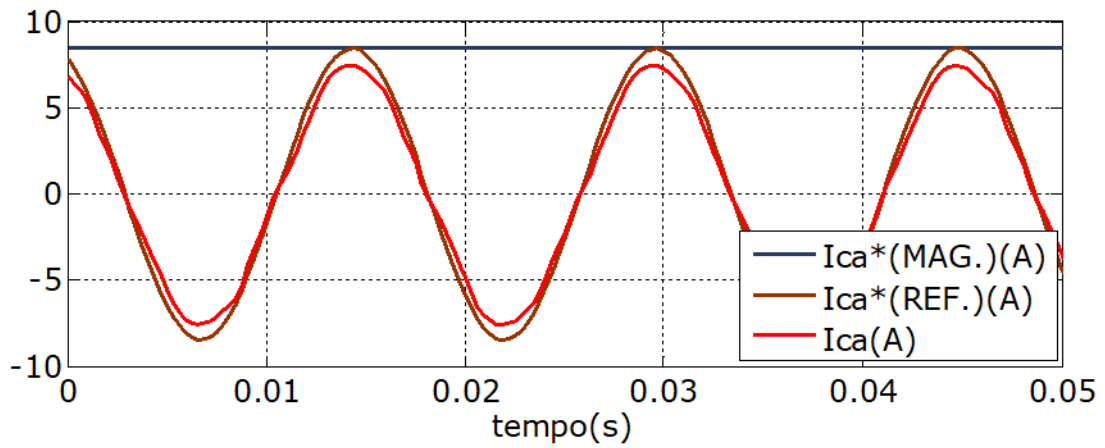


Figura 5.15 – Ensaio com desacoplamento orientado pela referência <sup>(A)</sup>.

Nesse ponto, destaca-se que os dados da Tabela 5.2 foram mensurados a partir de cálculos do osciloscópio a uma taxa de  $2GHz$ . Por outro lado, as Figuras 5.14 e 5.15 foram traçadas com uma amostragem numa frequência de  $2kHz$ , cujo propósito central é demonstrar a convergência com a forma de onda da referência, não possuindo ligação direta com os dados da Tabela 5.2.

Tabela 5.2 – Parâmetros da corrente injetada: Experimental

| tec | $DHT_{I_{CA}}(\%)$ | $DHT_V(\%)$ | $I_{CA}(A_{RMS})$ | $I_{60Hz}(A_{RMS})$ |
|-----|--------------------|-------------|-------------------|---------------------|
| 0   | 4,00               | 2,25        | 4,733             | 4,730               |
|     | 3,71               |             | 4,771             | 4,768               |
|     | 3,88               |             | 4,826             | 4,823               |
| 1   | 3,59               | 2,40        | 4,887             | 4,883               |
|     | 3,63               |             | 4,893             | 4,889               |
|     | 3,55               |             | 4,941             | 4,938               |

## 5.6 Revisão

Os ensaios envolvendo a topologia NPC 3 níveis monofásica, com modulação por disposição de fase, evidenciou a maior barreira dessa configuração: a magnitude da tensão requerida no barramento CC para forçar a injeção de corrente na rede, e na faixa de busca do MPPT, que tem impacto direto sobre o pico de tensão dos semicondutores. Por consequência, a rede operou com tensão reduzida.

A verificação do sincronismo foi feita com a rotina de PLL, e os resultados, tanto no domínio da potência, como no da qualidade da corrente injetada, corroboram a aplicação da topologia em alguns casos. Relativamente ao controle, as diferenças no desacoplamento das tensões CA e CC combinaram-se em resultados praticamente equivalentes, mas que podem divergir conforme a distorção da tensão da rede CA e a corrente do capacitor CC.

# Conclusão

O trabalho proposto encerra com a obtenção dos principais resultados em relação à proposta inicial, após uma análise de toda a estrutura básica de sistemas fotovoltaicos, circuitos inversores e controle.

No atual estágio de desenvolvimento, os resultados foram obtidos em uma potência parcial, para consolidar a estratégia de controle, mas atentando-se aos limites de tensão nos semicondutores, causados pela sobretensão transitória em função da corrente que flui pelos indutores.

A utilização de técnicas de controle digital embarcado permitiu com que compensadores das malhas de tensão e corrente fossem modificados até a operação estável do sistema, com parâmetros de desempenho dentro das condições normativas.

Além disso, o ajuste da ação de controle na etapa de desacoplamento entrou numa nuance que gerou efeitos distintos na resposta do sistema, sobretudo no que se refere à distorção harmônica da corrente injetada relativamente às tensões CA e CC.

Ao final, destacam-se vantagens da topologia implementada: A integração do MPPT no processo de controle por meio do estágio único; A possibilidade de intercambiar as grandezas do desacoplamento entre valores sensorizados e tomados como referência; A minimização do filtro passivo, do tipo  $L$ .

Não obstante, a influência controversa do requisito de uma tensão CC elevada coloca o NPC à mercê do porte do sistema FV e da rede CA, exigindo semicondutores que suportem essas tensões, geralmente na ordem de  $1kV$ , além de limitar, por tensão, a região de busca do MPPT na curva  $I - V$ .

## Trabalhos Futuros

Para a proposta de trabalhos futuros, destacam-se:

- Implementação do conversor na tensão plena da rede, sem o autotransformador;
- Estudo de técnicas alternativas de controle, que otimizam o desempenho, tanto na extração de potência, como na qualidade da corrente injetada;
- Estudo com variações topológicas multiníveis, como o TNPC e ANPC;
- Implementação de otimizadores de potência, para operação de MPPTs independentes e com sombreamento parcial;
- Implementação de um sistema que ensaia o circuito de modo comum e verifica os efeitos práticos na corrente de fuga para a referida topologia.

## Referências

- AHMED, A. Eletrônica de potência. Pearson Education do Brasil, 2008.
- ANEEL, C. T. Micro e minigeração distribuída. *Sistema de Compensação de Energia Elétrica. Brasília, DF, Brasil: Centro de Documentação-Cedoc*, 2014.
- BRASIL, A. d. E. E. do. Agência nacional de energia elétrica. *ANEEL, Brasília, Brasil. 3aEd*, 2008.
- BRAUN, M. Reactive power supplied by pv inverters–cost-benefit-analysis. In: *22nd European Photovoltaic Solar Energy Conference and Exhibition*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 3–7.
- CHAVES, E. N. et al. Otimização meta heurística e controle baseado no modelo interno aplicados em sistemas de geração fotovoltaica conectados à rede elétrica monofásica. Universidade Federal de Uberlândia, 2016. Disponível em: <<https://repositorio.ufu.br/handle/123456789/17965>>.
- CHEN, C.-T. *Analog and digital control system design: transfer-function, state-space, and algebraic methods*. [S.l.]: Saunders College Pub., 1993.
- CRESESB. *Potencial Solar - SunData*. 2018. Disponível em: <<http://www.cresesb.cepel.br/index.php?section=sundata&>>. Acesso em: 25 jun. 2019.
- DOLGUNTSEVA, I. et al. Contour-based dead-time harmonic analysis in a three-level neutral-point-clamped inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 62, n. 1, p. 203–210, 2015. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TIE.2014.2327579>>.
- FALCÃO, V. D. Fabricação de células solares de cds/cdte. *Instituto Militar de Engenharia*, 2005.
- GAO, S.; BARNES, M. Phase-locked loops for grid-tied inverters: comparison and testing. *IET*, 2016. Disponível em: <<https://doi.org/10.1049/cp.2016.0304>>.
- GUHA, B.; HADDAD, R. J.; KALAANI, Y. Anti-islanding techniques for inverter-based distributed generation systems-a survey. In: IEEE. *SoutheastCon 2015*. 2015. p. 1–9. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/SECON.2015.7133045>>.
- HU, Y. et al. Dc-link voltage control strategy for reducing capacitance and total harmonic distortion in single-phase grid-connected photovoltaic inverters. *IET Power Electronics*, IET, v. 8, n. 8, p. 1386–1393, 2015. Disponível em: <<https://doi.org/10.1049/iet-pel.2014.0453>>.
- IRENA. Renewable energy technologies: Cost analysis series. *International Renewable Energy Agency*, v. 1, 2012.
- ITURRIAGA-MEDINA, S. et al. A comparative analysis of grid-tied single-phase transformerless five-level npc-based inverters for photovoltaic applications. In: IEEE. *2016 13th International Conference on Power Electronics (CIEP)*. 2016. p. 323–328. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/CIEP.2016.7530778>>.

- JAYALATH, S.; HANIF, M. Generalized lcl-filter design algorithm for grid-connected voltage-source inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 64, n. 3, p. 1905–1915, 2017. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TIE.2016.2619660>>.
- JÚNIOR, C. et al. Algoritmo de seguimento do ponto de máxima potência global para inversores solares multistring em condições de sombreamento parcial. SOBRAEP, 2018.
- KJAER, S. B.; PEDERSEN, J. K.; BLAABJERG, F. A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules. *IEEE transactions on industry applications*, IEEE, v. 41, n. 5, p. 1292–1306, 2005. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TIA.2005.853371>>.
- KOURO, S. et al. Photovoltaic energy conversion systems. *Power Electronics for Renewable Energy Systems, Transportation and Industrial Applications*, Wiley Online Library, p. 160–198, 2014. Disponível em: <<https://doi.org/10.1002/9781118755525.ch7>>.
- LÓPEZ-SANCHEZ, M. et al. A single-phase asymmetrical npc inverter topology. In: IEEE. *Power Electronics (CIEP), 2016 13th International Conference on*. 2016. p. 253–258. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/CIEP.2016.7530766>>.
- LUCCA, G. F. L., *Imagens da Física*. 2009. Disponível em: <<http://imagensdafisica.blogspot.com>>. Acesso em: 25 jun. 2019.
- MA, L. et al. A new pwm strategy for grid-connected half-bridge active npc converters with losses distribution balancing mechanism. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 30, n. 9, p. 5331–5340, 2015. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TPEL.2014.2387152>>.
- MAGHAMI, M. R. et al. Power loss due to soiling on solar panel: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Elsevier, v. 59, p. 1307–1316, 2016. Disponível em: <<https://doi.org/10.1016/j.rser.2016.01.044>>.
- MALATHY, S.; RAMAPRABHA, R. A new single phase multilevel inverter topology with reduced number of switches. In: IEEE. *Electrical Energy Systems (ICEES), 2016 3rd International Conference on*. 2016. p. 139–144. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/ICEES.2016.7510631>>.
- MARTINS, D.; COELHO, R.; SANTOS, W. Minicurso-técnicas de rastreamento de máxima potência para sistemas fotovoltaicos: Revisão e novas propostas. In: *Proc. of COBEP*. [S.l.: s.n.], 2011.
- MENDOZA-MENDOZA, J. et al. A modulation scheme for a 3l-npc converter in transformerless pv applications. In: IEEE. *Power, Electronics and Computing (ROPEC), 2015 IEEE International Autumn Meeting on*. 2015. p. 1–6. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/ROPEC.2015.7395150>>.
- NABAE, A.; TAKAHASHI, I.; AKAGI, H. A new neutral-point-clamped pwm inverter. *IEEE Transactions on industry applications*, IEEE, n. 5, p. 518–523, 1981. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TIA.1981.4503992>>.

- NARDI, C. et al. A methodology of lcl filter design for grid-tied power converters. In: IEEE. *Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC), 2015 IEEE 13th Brazilian*. 2015. p. 1–5. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/COBEP.2015.7420101>>.
- NETO, C.; OLIVEIRA, A. de et al. Análise e desenvolvimento de um retificador trifásico de 12 pulsos com autotransformador e conversores sepic isolados. Universidade Federal de Uberlândia, 2018. Disponível em: <<https://repositorio.ufu.br/handle/123456789/20804>>.
- NISE, N. S. *Engenharia de Sistemas de Controle*. [S.l.]: LTC. Sexta Edição, 2012.
- NOTE, S. A. 3l npc & tnpc topology. *AN-11001*, 2011.
- PARK, D.-H.; KU, N.-J.; KIM, R.-Y. A novel switching loss minimization method for single-phase flying-capacitor multilevel inverter. In: IEEE. *Future Energy Electronics Conference (IFEEC), 2015 IEEE 2nd International*. 2015. p. 1–6. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/IFEEC.2015.7361592>>.
- PORTAL. *Solar - Tipos de Paineis Solar Fotovoltaico*. 2019. Disponível em: <<https://www.portalsolar.com.br/tipos-de-painel-solar-fotovoltaico.html>>. Acesso em: 25 jun. 2019.
- RENEWABLE. *Energy Focus - Can dye-sensitised solar cells deliver low-cost PV?* 2008. Disponível em: <<http://www.renewableenergyfocus.com/view/3304/can-dye-sensitised-solar-cells-deliver-low-cost-pv/>>. Acesso em: 25 jun. 2019.
- REZENDE, M. et al. Importância da compreensão dos ciclos biogeoquímicos para o desenvolvimento sustentável. *Instituto de química de São Carlos, Universidade de São Paulo*, 2003.
- SOBREIRA, P. de A. et al. Comparative analysis of current and voltage-controlled photovoltaic maximum power point tracking. In: IEEE. *Power Electronics Conference (COBEP), 2011 Brazilian*. [S.l.], 2011. p. 858–863.
- SOLAR. *Tribune - Concentrated Photovoltaics*. 2011. Disponível em: <<https://solartribune.com/cpv/>>. Acesso em: 25 jun. 2019.
- SOLAR, G. d. T. de E. Fotovoltaica (cresesb/cepel)-. *Manual de Engenharia para Sistemas Fotovoltaicos*, 2013. Disponível em: <<http://www.cresesb.cepel.br/index.php>>.
- SOLARQUOTES. *Dye Sensitised Solar Cells*. 2009. Disponível em: <<https://www.solarquotes.com.au/panels/photovoltaic/dye-sensitised-cells/>>. Acesso em: 25 jun. 2019.
- TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRIGUEZ, P. *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*. John Wiley & Sons, 2011. v. 29. Disponível em: <<https://doi.org/10.1002/9780470667057>>.
- UFPR. *Movimentos da Terra, Estações*. 1999. Disponível em: <<http://fisica.ufpr.br/grimm/aposmeteo/cap2/cap2-1.html>>. Acesso em: 25 jun. 2019.
- VANDERMEULEN, A.; MAURIN, J. Current source inverter vs. voltage source inverter topology. *Technical Data TD02004004E, Eaton*, 2010.

ZHANG, W. et al. A digital power factor correction (pfc) control strategy optimized for dsp. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 19, n. 6, p. 1474–1485, 2004. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TPEL.2004.836675>>.



# APÊNDICE A – Código da Simulação do Controle

```
//CONSTANTES DO SISTEMA
#define k 1000
#define m 0.001
#define mi m*m
#define pi 3.1415927
#define fgrid 60
#define fsamp 32000.0
#define wgrid 2*pi*fgrid
```

```
// LIMITADOR DA CORRENTE
#define Isc_fv 33.0
```

```
//CONSTANTES DE FILTRO
#define K_vc 1.0
#define wc_vc 2*pi*6
```

```
#define K_ic 1.0
#define wc_ic 2*pi*6
```

```
#define K_vgr 1.0
#define wc_vgr 2*pi*1.2
#define vgrn 127.0
```

```
//CONSTANTES DO PLL
#define K_epll 1.0
#define wc_epll 2*pi*1.2
#define Tpll 0.348
#define Kpll 92.0
#define angq 0.0
```

```
//CONSTANTES DA MALHA DE TENSÃO
#define Txcc 1.0
#define K_xcc 0.1
```

```

//CONSTANTES DA MALHA DE CORRENTE
#define B_gi_1 3*pi
#define B_gi_3 6*pi
#define B_gi_5 9*pi

#define K_gi_1 90.0
#define K_gi_3 45.0
#define K_gi_5 30.0

#define P_gi 1.0

//CONSTANTES DO FILTRO PARA CALCULAR POTÊNCIA
#define K_pg 1.0
#define wc_pg 2*pi*1.2

// CONTADORES
static int j=0, u=0, limj=16, limt=0;
static int p_calc=0, lim_pcalc=32*k;
static int h=0;

// VARIÁVEIS DOS FILTROS DA MEDIÇÃO
static float vca, vc[2]={0.0, 0.0}, Vc[2]={0.0, 0.0};
static float A_vc[2]={(wc_vc-2*fsamp)/(wc_vc + 2*fsamp),
K_vc*wc_vc/(wc_vc + 2*fsamp)};

static float ic[2]={0.0, 0.0}, Ic[2]={0.0, 0.0};
static float A_ic[2]={(wc_ic-2*fsamp)/(wc_ic + 2*fsamp),
K_ic*wc_ic/(wc_ic + 2*fsamp)};

static float vg_rms[2]={0.0, 0.0}, Vg_rms[2]={0.0, 0.0};
static float A_vgr[2]={(wc_vgr-2*fsamp)/(wc_vgr + 2*fsamp),
K_vgr*wc_vgr/(wc_vgr + 2*fsamp)};

// VARIÁVEIS DO PLL
static float vgrid, yd=0.0, yq=1.0, yz, vd;
static float angx=0.0;
static float Av_pll=5.57*m, Az_pll=1.0,
Bz_pll[2]={(1/(2*fsamp*Tpll))-1, (1/(2*fsamp*Tpll)) + 1};

```

```

static float y_pll[2]={0.0, 0.0};
static float A_epll[2]={(wc_epll-2*fsamp)/(wc_epll+ 2*fsamp),
K_epll*wc_epll/(wc_epll + 2*fsamp)};
static float erro_pll[2]={1.0, 1.0}, dw[2]={0.0, 0.0}, wpll,
fpll, theta, vphi, vphi_ant, gphi, dphi, dphi_ant;

// VARIÁVEIS DA MALHA DE TENSÃO
static float A_xcc=1.0, Bz_xcc[2]={(1/(2*fsamp*Txcc))-1,
(1/(2*fsamp*Txcc)) + 1};
static float erro_xcc[2]={0.0, 0.0}, Icm, Icm_ant=0.0, Vcc_ant;
static float Vcc_ref=350.0, Vcc_min=190.0, Vcc_crit=500.0;

// VARIÁVEIS DO MPPT
static float Pmp[2]={0.0, 0.0};
static float spmp, svmp, simp, dVcc_ref=3.5;

// MALHA DE CORRENTE
static float iref[2]={0.0, 0.0}, ica, erro_gi[3]={0.0, 0.0,0.0},
yr_gi[3][3]={0.0, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0}, y_gi;

static float A_gi[3][2]={(-4*B_gi_1*fsamp)/((4*fsamp*fsamp) +
(2*B_gi_1*fsamp) + (wgrid*wgrid)) + 1, ((2*wgrid*wgrid) -
(8*fsamp*fsamp))/((4*fsamp*fsamp) + (2*B_gi_1*fsamp) +
(wgrid*wgrid)),
(-4*B_gi_3*fsamp)/((4*fsamp*fsamp) + (2*B_gi_3*fsamp) +
(9*wgrid*wgrid)) + 1, ((2*9*wgrid*wgrid) -
(8*fsamp*fsamp))/((4*fsamp*fsamp) + (2*B_gi_3*fsamp) +
(9*wgrid*wgrid)),
(-4*B_gi_5*fsamp)/((4*fsamp*fsamp) + (2*B_gi_5*fsamp) +
(25*wgrid*wgrid)) + 1, ((2*25*wgrid*wgrid) -
(8*fsamp*fsamp))/((4*fsamp*fsamp) + (2*B_gi_5*fsamp) +
(25*wgrid*wgrid))};

static float Z_gi[3]={ (2*K_gi_1*B_gi_1*fsamp)/((4*fsamp*fsamp) +
(2*B_gi_1*fsamp) + (wgrid*wgrid)),
(2*K_gi_3*B_gi_3*fsamp)/((4*fsamp*fsamp) +
(2*B_gi_3*fsamp) + (9*wgrid*wgrid)),
(2*K_gi_5*B_gi_3*fsamp)/((4*fsamp*fsamp) +
(2*B_gi_5*fsamp) + (25*wgrid*wgrid))};

```

```

// VARIÁVEIS DO FILTRO DE POTÊNCIA
static float Pcc, pca_inst[2]={0.0, 0.0}, Pca_med[2]={0.0, 0.0};
static float A_pg[2]= {(wc_pg-2*fsamp)/(wc_pg + 2*fsamp),
K_pg*wc_pg/(wc_pg + 2*fsamp)};

// VARIÁVEIS DE PROTEÇÃO
static int state_freq=0;
static int state_vcc=0;
static int state_grid=0;
static int state_inv=0, finv=0;

//SELEÇÃO DA TÉCNICA
// tec==0 | CONVENCIONAL
// tec==1 | ORIENTADA PELA REFERÊNCIA
// tec==2 | ORIENTADA PELA DINÂMICA
// tec==3 | INVERSA
static int tec=0;

// RAZÃO CÍCLICA
float u_pwm;
// 1) FILTRO DA MEDIÇÃO
// 1.1) TENSÃO CC
vc[0]=vc[1];
vc[1]=x1;
Vc[0]=Vc[1];
Vc[1]=(-A_vc[0]*Vc[0]) + A_vc[1]*(vc[1]+vc[0]);

// 1.2) CORRENTE CC
ic[0]=ic[1];
ic[1]=x2;
Ic[0]=Ic[1];
Ic[1]=(-A_ic[0]*Ic[0]) + A_ic[1]*(ic[1]+ic[0]);

// 1.3) TENSÃO CA
vgrid=x3;

vg_rms[0]=vg_rms[1];
vg_rms[1]=x3*x3;

```

```
Vg_rms[0]=Vg_rms[1];
Vg_rms[1]=sqrt((-A_vgr[0]*pow(Vg_rms[0],2)) +
A_vgr[1]*(vg_rms[1]+vg_rms[0]));

// 1.4) CORRENTE CA
ica=x4;

// 2) ROTINA DO PLL
// 2.1) DEFINIÇÃO DO ERRO
erro_pll[0]=erro_pll[1];
erro_pll[1]=(Av_pll*vgrid)*yq;

// 2.2) EXTRAÇÃO DO VALOR MÉDIO
y_pll[0]=y_pll[1];
y_pll[1]=(-A_epll[0]*y_pll[0]) +
A_epll[1]*(erro_pll[1]+erro_pll[0]);

// 2.3) COMPENSAÇÃO NO PI
dw[0]=dw[1];
dw[1]= (Az_pll*dw[0]) + Kp11*((Bz_pll[1]*y_pll[1]) +
(Bz_pll[0]*y_pll[0]));

// 2.4) COMPOSIÇÃO DO SINAL DE FREQUÊNCIA
wpll=wgrid + dw[1];
fp11=wpll/(2*pi);

// 2.5) INTEGRAÇÃO E DETERMINAÇÃO DA FASE
theta=theta + (wpll/fsamp);

// 2.6) LIMITAÇÃO DA FASE
if(theta>2*pi){theta=theta-(2*pi);}
if(theta<-2*pi) {theta=theta+(2*pi);}

// 2.6) SAÍDA DO PLL
yd=sin(theta + angx);
yq=cos(theta);

// 3) ROTINAS DE PROTEÇÃO
```

```

// 3.1) PROTEÇÃO DE FREQUÊNCIA
if(fp11>59.3 && fp11<60.5) {state_freq=1;}
else {state_freq=0;}

// 3.2) PROTEÇÃO DE TENSÃO CC
if(Vc[1]>0.8*Vcc_min&&Vc[1]<Vcc_crit){state_vcc=1;}
else{state_vcc=0;}

// 3.3) PROTEÇÃO PARA EVENTOS DE REDE
if(Vg_rms[1]>0.88*vgrn && Vg_rms[1]<1.1*vgrn){state_grid=1;}
else{state_grid=0;}

state_inv=state_freq*state_vcc*state_grid;

/*
NOTA: NA SIMULAÇÃO, A FUNÇÃO DA "PROTEÇÃO" É APENAS INSERIR
UM ATRASO PARA QUE A TENSÃO RMS SEJA DEFINIDA PELO FILTRO.
NESSE CASO, UMA VEZ HABILITADO, O INVERSOR PERMANECE
OPERANDO PELA ALTERAÇÃO DA VARIAÇÃO DE finv.
*/

// 4) COMPENSADORES DO ERRO
if(state_inv==1 || finv==1){
if(finv==0){
finv=1;
}

// 4.1) MALHA DE TENSÃO
erro_xcc[0]=erro_xcc[1];
erro_xcc[1]=vc[1] -Vcc_ref;
iref[0]=iref[1];
iref[1]=(A_xcc*iref[0]) + K_xcc*((Bz_xcc[1]*erro_xcc[1]) +
(Bz_xcc[0]*erro_xcc[0]));

// 4.2) MALHA DE CORRENTE
// 4.2.1) LIMITAÇÃO DA MAGNITUDE DA REFERÊNCIA
if(iref[1]>Isc_fv){iref[1]=Isc_fv;}
elseif(iref[1]<0){iref[1]=0.0;}

```

```

// 4.2.2) FLUXO NOS COMPENSADORES
else{
erro_gi[0]=erro_gi[1];
erro_gi[1]=erro_gi[2];
erro_gi[2]=(iref[1]*yd) - ica;

y_gi=(P_gi*erro_gi[2]) ;

for(h=0; h<3; h++){
yr_gi[h][0]=yr_gi[h][1];
yr_gi[h][1]=yr_gi[h][2];
yr_gi[h][2]= - A_gi[h][1]*yr_gi[h][1] -
A_gi[h][0]*yr_gi[h][0] + Z_gi[h]*(erro_gi[2] - erro_gi[0]);
y_gi=y_gi+yr_gi[h][2];
}
}

// 5) ESTÁGIO DE DESACOPLAMENTO EM FUNÇÃO DA TÉCNICA (tec)
// ORIENTADA PELA REFERÊNCIA
if(tec==1){
if(Vcc_ref>Vcc_min){
u_pwm= (y_gi + Vg_rms[1]*sqrt(2)*yd)/ Vcc_ref;
}
elseif(Vcc_ref<=Vcc_min){
u_pwm= (y_gi + Vg_rms[1]*sqrt(2)*yd)/ Vcc_min;
}
}
// ORIENTADA PELA DINÂMICA
elseif(tec==2){

if(vc[1]>Vcc_min){
u_pwm= (y_gi + vgrid)/ vc[1];
}
elseif(vc[1]<=Vcc_min){
u_pwm= (y_gi + vgrid)/ Vcc_min;
}
}
// INVERSA
elseif(tec==3){

```

```

if(vc[1]>Vcc_min){
u_pwm= (y_gi + Vg_rms[1]*sqrt(2)*yd)/ vc[1];
}
elseif(vc[1]<=Vcc_min){
u_pwm= (y_gi + Vg_rms[1]*sqrt(2)*yd)/ Vcc_min;
}
}

// CONVENCIONAL
else{
if(Vcc_ref>Vcc_min){
u_pwm= (y_gi + vgrid)/ Vcc_ref;
}
elseif(Vcc_ref<=Vcc_min){
u_pwm= (y_gi + vgrid)/ Vcc_min;
}
}

// 6) CÁLCULO DE POTÊNCIA
// 6.1) POTÊNCIA CC
Pcc=Vc[1]*Ic[1];

// 6.1) POTÊNCIA CA
pca_inst[0]=pca_inst[1];
pca_inst[1]=vgrid*ica;
Pca_med[0]=Pca_med[1];
Pca_med[1]= (-A_pg[0]*Pca_med[0]) +
A_pg[1]*(pca_inst[1]+pca_inst[0]);

// 7) MPPT
// 7.1) CONDIÇÃO DE HABILITAÇÃO DO MPPT
if(p_calc>=lim_pcalc&& (erro_xcc[1]<dVcc_ref&&erro_xcc[1]>-dVcc_ref)){

// 7.2) ATRASO DE POTÊNCIA
Pmp[0]=Pmp[1];
Pmp[1]=Pcc;

```



```
// 7.3) ANÁLISE DA VARIAÇÃO DE POTÊNCIA
if(Pmp[1]>=Pmp[0]){spmp=1;}
else {spmp=-1;}

// 7.4) ANÁLISE DA VARIAÇÃO DE TENSÃO
if(Vcc_ref<Vcc_ant&&Vcc_ref>Vcc_min){svmp=-1;}
else {svmp=1;}

// 7.5) ATRASO DA AMOSTRA DE TENSÃO
Vcc_ant=Vcc_ref;

// 7.6) ATUALIZAÇÃO DA REFERÊNCIA
if ( Vcc_ref>Vcc_min){Vcc_ref=Vcc_ref +
spmp*svmp*dVcc_ref;}
else{Vcc_ref=Vcc_min;}

// 7.7) REINICIALIZAÇÃO DO CONTADOR
p_calc=0;
}

// 7.7) SE NÃO HABILITADO O MPPT, INCREMENTA O CONTADOR
elseif(p_calc<lim_pcalc) {p_calc++;}
}

// CONDIÇÃO DE ERRO OU PARTIDA (AÇÃO DE CONTROLE NULA)
else {u_pwm=0.0;}

// 8) DEFINIÇÃO DAS VARIÁVEIS DE SAÍDA
// 8.1) GERAÇÃO DE GRÁFICOS
y1=vc[1];
y2=Vcc_ref;
y3=iref[1]*yd;
y4=Pcc;
y5=Pca_med[1];
y6=tec;

// 8.2) COMANDO PARA PARTIDA DO INVERSOR
y7=finv;
```

```
// 8.3) SATURADOR DA AÇÃO DE CONTROLE
```

```
if(u_pwm>-0.95 &&u_pwm<0.95){  
y8=u_pwm;}
```

```
elseif(u_pwm>=0.95){  
y8=0.95;}
```

```
else{  
y8=-0.95;}  
//
```

## APÊNDICE B – Peso Computacional

A execução de todas as rotinas do controle, incluindo compensadores, filtros digitais, estruturas de verificação e amostragem, todas elas demandam um conjunto de instruções baseadas no período de *clock* do DSP. No caso, a frequência de *clock* é  $150\text{MHz}$  para o DSP TMS320F28335.

Nesse aspecto, o tempo de execução da subrotina da interrupção ( $T_{INT}$ ) deve ser inferior àquele definido no ciclo base da amostragem ( $T_{SAMP}$ ), de acordo com (B.1). Preferencialmente, deve ser no máximo 50%. Dessa forma, o peso computacional ( $W_{COMP}$ ) é definido em (B.2).

$$T_{INT} < T_{SAMP} \longrightarrow \frac{T_{INT}}{T_{SAMP}} < 1 \quad (\text{B.1})$$

$$W_{COMP} = \frac{T_{INT}}{T_{SAMP}} \quad (\text{B.2})$$

Afim de mensurar os valores de  $T_{INT}$  e  $T_{SAMP}$ , foram utilizados marcadores no código da seguinte forma:

- O período  $T_{INT}$  foi mensurado por meio de um comando `set_bit` no início da rotina e um `clear_bit`, ao final. Nesse caso, durante todo o tempo em que o bit permanece em nível lógico alto (`set`), a interrupção está em execução. Ao final, o tempo restante, ou latente, atribui ao bit o nível lógico baixo (`clear`)
- O período  $T_{SAMP}$  foi mensurado por meio de um comando `toggle_bit` toda vez que o código passa por um determinado ponto da interrupção, não contido em nenhuma estrutura condicional. Nesse caso, os ciclos de amostragem alternam-se em níveis lógicos alto e baixo.

A partir disso, o peso computacional foi determinado em duas situações distintas. Inicialmente, para o sistema em modo de espera, com a execução da amostragem, filtros e do PLL. Entretanto, a estrutura dos compensadores está desabilitada. Nesse caso, a Figura B.1 mostra que  $T_{INT} \approx 9,5\mu\text{s}$  para  $T_{SAMP} \approx 31\mu\text{s}$ , resultando em  $W_{COMP} \approx 31\%$ .

Na sequência, o peso computacional foi avaliado com o sistema em operação, e a planta em funcionamento. Nesse momento, todos os compensadores estão atuantes e, de acordo com a Figura B.2, tem-se  $T_{INT} \approx 13\mu\text{s}$  para  $T_{SAMP} \approx 31\mu\text{s}$ , resultando em  $W_{COMP} \approx 41\%$ . Além disso, foi observado que, em alguns momentos, como quando o MPPT é habilitado,  $T_{INT}$  excepcionalmente atinge picos de  $20\mu\text{s}$ .

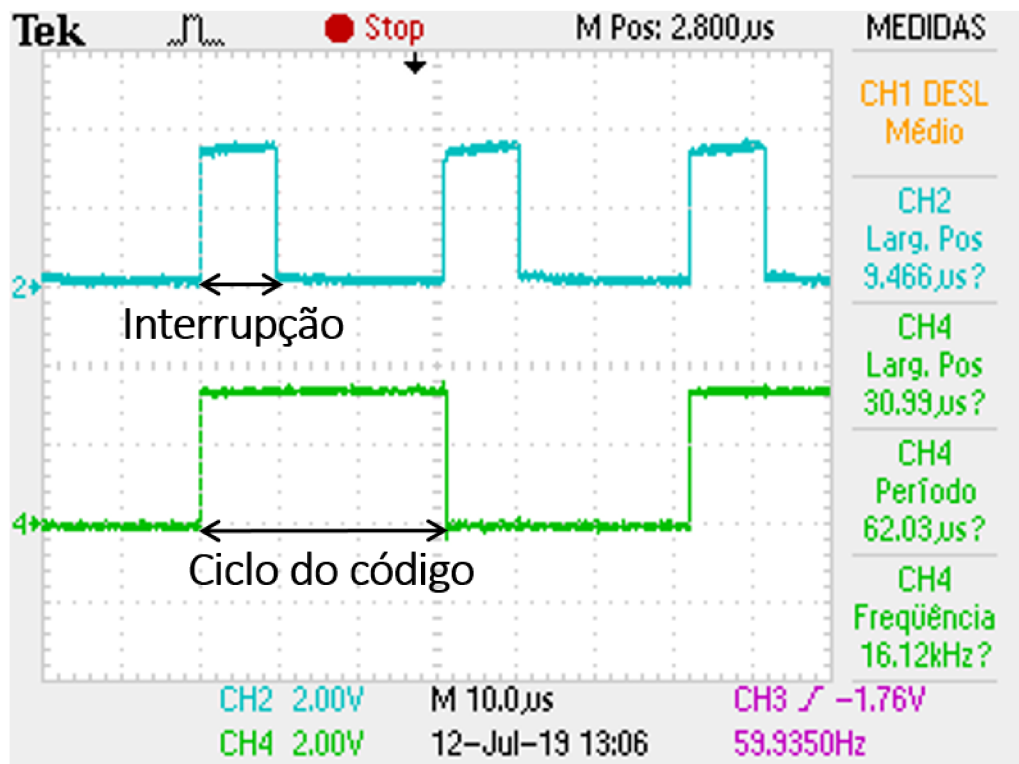


Figura B.1 – Ciclo da interrupção com o sistema em modo de espera <sup>(A)</sup>.

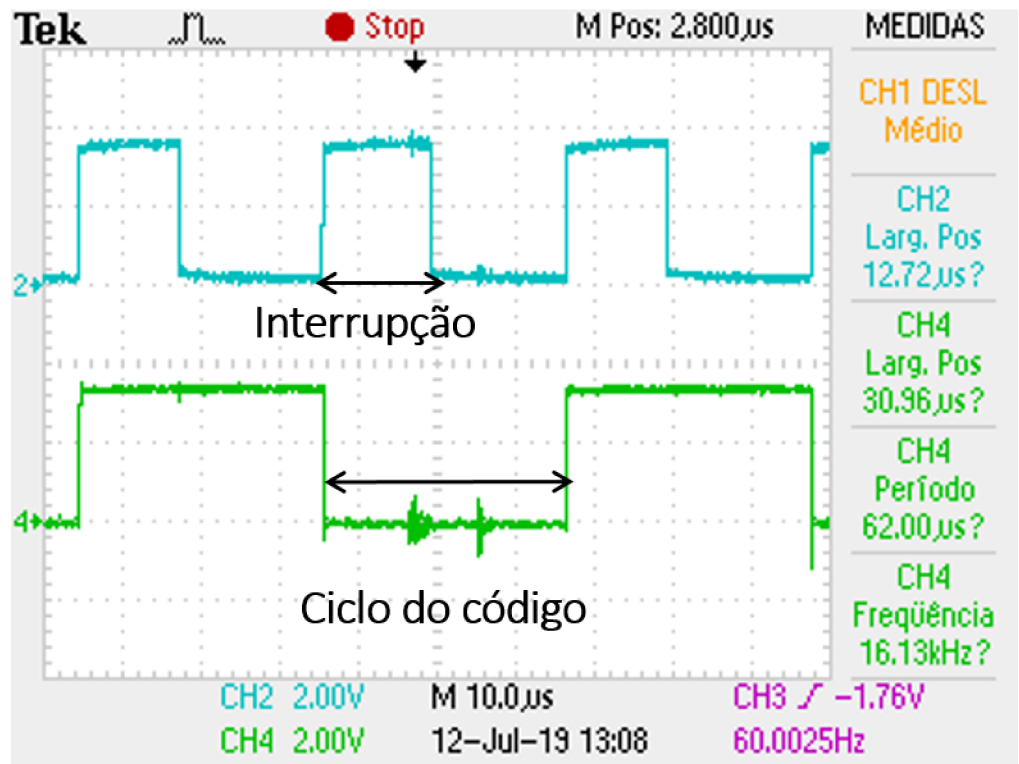


Figura B.2 – Ciclo da interrupção com o sistema em operação <sup>(A)</sup>.