

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL  
ESCOLA DE ENGENHARIA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE MINAS, METALÚRGICA  
E DE MATERIAIS

CRISTIANO LUIZ HENZ

**INVESTIGAÇÃO DE ESTRATÉGIA DE CONTROLE DE UM INVERSOR CC/CA  
MONOFÁSICO ON-GRID ALIMENTADO POR MÓDULOS SOLARES  
UTILIZANDO O SOFTWARE PSCAD/EMTDC**

Porto Alegre

2021

CRISTIANO LUIZ HENZ

**INVESTIGAÇÃO DE ESTRATÉGIA DE CONTROLE DE UM INVERSOR CC/CA  
MONOFÁSICO ON-GRID ALIMENTADO POR MÓDULOS SOLARES  
UTILIZANDO O SOFTWARE PSCAD/EMTDC**

Dissertação submetida ao Programa de Pós Graduação em Engenharia de Minas, Metalúrgica e de Materiais da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia, modalidade Acadêmica.

Orientador: Prof. Dr. Fabiano Perin Gasparin

Porto Alegre  
2021

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL

Reitor: Carlos André Bulhões Mendes

Vice-Reitora: Patrícia Pranke

ESCOLA DE ENGENHARIA

Diretora: Carla Schwengber Ten Caten

Vice-Diretor: Afonso Reguly

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE MINAS, METALÚRGICA  
E DE MATERIAIS

Coordenador: Afonso Reguly

Vice-Coordenadora: Andréa Moura Bernardes

CIP - Catalogação na Publicação

Henz, Cristiano Luiz  
Investigação de estratégia de controle de um  
inversor cc/ca monofásico on-grid alimentado por  
módulos solares utilizando o software pscad/emtbc /  
Cristiano Luiz Henz. -- 2021.  
198 f.  
Orientador: Fabiano Perin Gasparin.

Dissertação (Mestrado) -- Universidade Federal do  
Rio Grande do Sul, Escola de Engenharia, Programa de  
Pós-Graduação em Engenharia de Minas, Metalúrgica e de  
Materiais, Porto Alegre, BR-RS, 2021.

1. Energia Solar. 2. Módulo Fotovoltaico. 3.  
Conversores CC/CA. 4. Conversores CC/CC. 5. Modulação  
por Largura de Pulso (PWM). I. Gasparin, Fabiano  
Perin, orient. II. Título.

CRISTIANO LUIZ HENZ

**INVESTIGAÇÃO DE ESTRATÉGIA DE CONTROLE DE UM INVERSOR CC/CA  
MONOFÁSICO ON-GRID ALIMENTADO POR MÓDULOS SOLARES  
UTILIZANDO O SOFTWARE PSCAD/EMTDC**

Esta dissertação foi analisada e julgada adequada para a obtenção do título de Mestre em Engenharia de Materiais e aprovado em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora designada pelo Programa de Pós Graduação em Engenharia de Minas, Metalúrgica e de Materiais da Universidade Federal do Rio Grande do Sul.

---

Prof. Dr. Fabiano Perin Gasparin  
Universidade Federal do Rio Grande do Sul

BANCA EXAMINADORA:

---

Prof. Dr. Arno Krenzinger  
Universidade Federal do Rio Grande do Sul

---

Prof. Dr. Roberto Petry Homrich  
Universidade Federal do Rio Grande do Sul

---

Prof. Dr. Giuliano Arns Rampinelli  
Universidade Federal de Santa Catarina, Campus Araranguá



*Para os meus pais.*  
*Para meu filho, André Henz.*

## AGRADECIMENTOS

Um agradecimento especial ao professor Dr. Fabiano Perin Gasparin pela orientação e por compartilhar seus conhecimentos e experiências que foram de extrema importância para a realização deste trabalho.

Um agradecimento também especial ao professor Dr. Arno Krenzinger por receber a minha pessoa no Laboratório de Energia Solar (LABSOL) e orientação de todos os trâmites para o início do mestrado acadêmico em Ciências dos Materiais do PPGE3M na UFRGS. Agradeço também ao professor Arno pelas aulas nas cadeiras de Conversão Fotovoltaica da Energia Solar e Propriedades Ópticas de Materiais para Energia Solar, cujos ensinamentos e os materiais didáticos fornecidos foram de fundamental importância para ampliação dos meus conhecimentos sobre energia e conversão fotovoltaica e para a realização deste trabalho.

Obrigado a todos os professores e colegas das cadeiras de Termodinâmica dos Materiais, Análise Instrumental, Ciência dos Materiais e Sustentabilidade na Indústria pelos conhecimentos e troca de experiências, bem como pela socialização.

Um agradecimento a todos os amigos do Departamento de Engenharia Elétrica – DELET, em especial aos professores Drs. Adalberto Schuck Júnior, Roberto Petry Homrich e Ronaldo Husemann por terem contribuído diretamente (e algumas vezes indiretamente) para a realização deste trabalho. Obrigado professor Roberto pelo apoio e incentivo para a realização do mestrado acadêmico.

Agradecimento especial a minha mãe Lurdes da Costa Luiz, ao meu pai Carlos Roberto Castro Henz e ao meu filho André Henz pelos incentivos e pela paciência quando nos momentos mais difíceis e trabalhosos.

Por fim, obrigado à Universidade Federal do Rio Grande do Sul (UFRGS) pelo ensino gratuito e de excelente qualidade que proporcionaram a minha pessoa o transcender de conhecimentos e como pessoa.

## RESUMO

Nas últimas décadas, verifica-se um crescente interesse na utilização da energia elétrica produzida por sistemas fotovoltaicos. Isto se deve ao fato de haver um decréscimo no incentivo quanto ao uso de combustíveis fósseis, tais como o carvão e o petróleo. Desta forma, verifica-se a importância de melhoramentos constantes no tratamento e controle da energia proveniente dos módulos fotovoltaicos, buscando uma melhor eficiência e eficácia de seus sistemas de controle e sistemas conversores CC/CC e CC/CA.

O objetivo deste trabalho é realizar a investigação de uma proposta de estratégia de controle para um inversor CC/CA monofásico, isolado através de transformador de alta frequência (*high frequency*) e conectado à rede elétrica através de um indutor monofásico (*on-grid*) com alimentação proveniente de um conjunto de módulos fotovoltaicos. A estratégia de controle proposta se baseou em um sistema *Phase Locked Loop (PLL)* utilizando a teoria da potência reativa instantânea (*p-q theory*), no qual utilizou dois eixos virtuais pela transformação de Clark e de Park e permitindo uma boa velocidade de resposta, precisão e desacoplamento entre o sistema de controle e o sistema de potência.

Simulações computacionais utilizando o software para Modelagem de Sistemas de Potência e Simulação de Transitórios Eletromagnéticos PSCAD/EMTDC demonstram a eficiência da estratégia proposta para o sistema inversor proposto através dos resultados gráficos das potências de entrada (fornecidas pelo conjunto de módulos fotovoltaicos) bem como pelos resultados das potências de saída (fornecidas pelo inversor monofásico).

A estratégia proposta demonstrou-se simples e possuindo como característica a facilidade de implementação através de um Processador de Sinais Digitais (DSP – *Digital Signal Processor*), proporcionando eficiência e eficácia compatíveis com os obtidos nos inversores CC/CA atuais.

Keywords: Energia Solar, Módulo Fotovoltaico, Conversores CC/CA, Conversores CC/CC, Modulação por Largura de Pulso (PWM).

## ABSTRACT

In the last decades, electric power produced through solar panels is increasing due to the deterrent in the use of fossil fuels like coal and petrol. Constant improvement on treatment and control of solar panel power demands the development of efficient and effective control systems for DC/DC and DC/AC converters.

The goal of this work is to perform an investigation about the control' strategy of a single-phase DC/AC converter, which has an isolation high-frequency transformer and a single-phase inductor (On-Grid) to connect the inverter to the power grid of the electrical system. The control strategy proposed uses the theory of the instantaneous reactive power (p–q theory) and Phase-Locked Loop (PLL). The p-q theory uses two virtual axes in Park Transformation which provide to the control system good velocity response, accuracy and decoupling between the control system and power system.

Computer simulations using electromagnetic transient simulation software PSCAD/EMTDC show the efficiency of the strategy proposed for a single-phase inverter from input power graphics results (from solar panel cluster) as well as the output power graphics results (provided by single-phase inverter).

The control strategy proposed proved to be simple and easy to implement using a Digital Signal Processor (DSP) which contributes to the improvement of present DC/DC converters.

Keywords: DC/DC Converters, DC/AC Converters, Photovoltaic Module, Pulse Width Modulation (PWM), Solar energy.

## LISTA DE FIGURAS

|   |    |
|---|----|
| Figura 1 – Esquema básico de um sistema fotovoltaico <i>on-grid</i> .....   | 26 |
| Figura 2 – Esquema em blocos do sistema fotovoltaico proposto neste trabalho .....  | 28 |
| Figura 3 – Mapa de distribuição das fontes geradoras de energia elétrica dentro do território brasileiro .....  | 32 |
| Figura 4 – Figura com a produtividade fotovoltaica em kWh/kW <sub>p</sub> encontrada no território brasileiro .....                                     | 37 |
| Figura 5 – Incremento anual da potência elétrica instalada total através de sistemas fotovoltaicos isolados e conectados à rede elétrica no mundo ..... | 41 |
| Figura 6 – Estrutura cristalina de silício (Si) dopada com fósforo (P) .....  | 47 |
| Figura 7 – Estrutura cristalina de silício (Si) dopada com Boro (B).....  | 48 |
| Figura 8 – Junção de silício (Si) tipo N e tipo P dando origem a um diodo semiconductor.....  | 49 |
| Figura 9 – Estrutura cristalina de um diodo semiconductor recebendo <i>fótons</i> e resultando no efeito fotovoltaico.....                              | 50 |
| Figura 10 – Exemplos de célula, módulo e arranjo ( <i>array</i> ) fotovoltaico .....  | 50 |
| Figura 11 – Correntes internas de uma célula fotovoltaica sem considerar resistência em série e paralela.....   | 51 |
| Figura 12 – Curva <i>I-V</i> nas STC de uma célula fotovoltaica .....   | 53 |
| Figura 13 – Curva da potência fotovoltaica em função da tensão fotovoltaica ( <i>P-V</i> ) nas STC.....   | 56 |
| Figura 14 – Representação esquemática de uma célula fotovoltaica considerando a resistência em paralelo e série .....                                   | 57 |
| Figura 15 – Influência da resistência série ( $R_s$ ) no arranjo fotovoltaico utilizado neste trabalho .....  | 58 |
| Figura 16 – Influência da resistência paralela ( $R_p$ ) no arranjo fotovoltaico utilizado neste trabalho .....   | 59 |
| Figura 17 – Influência da resistência em série e em paralelo na curva característica <i>I-V</i> de um módulo fotovoltaico .....                         | 60 |
| Figura 18 – Simbologia definida pela norma NBR10899 para um módulo fotovoltaico.....  | 61 |
| Figura 19 – Ligação em série de dois módulos fotovoltaicos .....  | 62 |
| Figura 20 – Curva característica <i>I-V</i> de dois módulos fotovoltaicos ligados em série usados neste trabalho .....                                  | 62 |
| Figura 21 – Ligação em paralelo de dois módulos fotovoltaicos .....   | 63 |

|  |    |
|--|----|
| Figura 22 – Curva característica $I-V$ de dois módulos fotovoltaicos ligados em paralelo usados neste trabalho .....   | 64 |
| Figura 23 – Influência da irradiação solar na curva $I-V$ do arranjo fotovoltaico utilizado neste trabalho e realizado no software PSCAD/EMTDC nas irradiâncias de 1000, 800, 600, 400, 200 e 100 $W/m^2$ .....                                    | 65 |
| Figura 24 – Influência da temperatura na curva $I-V$ do arranjo fotovoltaico utilizado neste trabalho e realizado no software PSCAD/EMTDC na irradiância de 1000 $W/m^2$ e temperaturas de 55°C, 45°C, 35°C, 25°C, 15°C e 5°C .....                | 66 |
| Figura 25 – Efeito do sombreamento na curva característica $I-V$ de quatro módulos fotovoltaicos ligados em série usados neste trabalho e realizado no software PSCAD/EMTDC na irradiância de 1000 $W/m^2$ com e sem o uso de diodo de desvio..... | 69 |
| Figura 26 – Aplicação de diodos de desvio ( <i>bypass</i> ) em módulos fotovoltaicos hipotéticos com 15 ou 30 células fotovoltaicas.....   | 69 |
| Figura 27 – Demonstração da atuação de diodos de desvio ( <i>bypass</i> ) em módulos fotovoltaicos hipotéticos com 15 ou 30 células fotovoltaicas .....  | 70 |
| Figura 28 – Uso de diodos de bloqueio em um arranjo fotovoltaico com módulos fotovoltaicos ligados em <i>string</i> e em paralelo .....  | 71 |
| Figura 29 – Esquema de montagem de um módulo fotovoltaico típico.....  | 71 |
| Figura 30 – Sistemas fotovoltaicos ligados à rede ou conectados ( <i>on-grid</i> ) .....   | 74 |
| Figura 31 – Sistemas fotovoltaicos autônomos ou isolados ( <i>off-grid</i> ) .....   | 75 |
| Figura 32 – Divisão básica de configurações de inversores de estágio único e multiestágios mais encontrados .....  | 76 |
| Figura 33 – Exemplo de um sistema fotovoltaico de único estágio utilizando um conversor CC/CA .....  | 77 |
| Figura 34 – Conversor <i>buck</i> isolado e não isolado da rede elétrica através de um transformador de baixa frequência e formado por comutadores semicondutores ligados em ponte-completa ( <i>full-bridge</i> ).....                            | 78 |
| Figura 35 – Conversor <i>boost</i> isolado e não isolado da rede elétrica através de um transformador de baixa frequência ( <i>low frequency</i> ).....  | 79 |
| Figura 36 – Conversor <i>buck-boost</i> não isolado e isolado da rede elétrica através de um transformador de alta frequência ( <i>high frequency</i> ).....   | 80 |

|  |     |
|--|-----|
| Figura 37 – Exemplo de conversor <i>buck-boost</i> com dois comutadores semicondutores adicionais usados para comutação síncrona em cada meio ciclo da tensão senoidal modulada de saída ..... | 81  |
| Figura 38 – Exemplos de inversores de dois e três estágios mais comumente usados em sistemas fotovoltaicos.....  | 82  |
| Figura 39 – Exemplos de inversores multiestágios em topologia CC/CC/CA não isolados....  | 84  |
| Figura 40 – Exemplo de inversor multiestágios em topologia CC/CA/CC/CA isolado por transformador de alta frequência .....  | 85  |
| Figura 41 – Exemplo de inversor multiestágios em topologia CC/CA/CA isolado por transformador de alta frequência ( <i>high frequency</i> ).....  | 86  |
| Figura 42 – Exemplo de inversor de estágio único usando transformador isolador de baixa frequência ( <i>low frequency</i> ) na saída .....   | 87  |
| Figura 43 – Exemplos de inversores multiestágios com conversor em topologia <i>push-pull</i> ..  | 89  |
| Figura 44 – Exemplos de inversores multiestágios com conversor em topologia meia-ponte ( <i>half-bridge</i> ).....   | 91  |
| Figura 45 – Exemplos de inversores multiestágios com conversor em topologia ponte-completa ( <i>full-bridge</i> ) .....  | 93  |
| Figura 46 – Exemplo de conversor CC/CA conectado à rede elétrica sem uso de transformador de alta frequência ( <i>high frequency</i> ) ou de baixa frequência ( <i>low frequency</i> ) .....   | 95  |
| Figura 47 – Exemplo de conversor CC/CC topologia <i>buck</i> não isolado .....   | 97  |
| Figura 48 – Exemplo de conversor CC/CC topologia <i>boost</i> não isolado .....  | 98  |
| Figura 49 – Exemplo de conversor CC/CC topologia <i>buck-boost</i> não isolado .....   | 99  |
| Figura 50 – Configuração centralizada de inversor CC/CA .....  | 100 |
| Figura 51 – Configuração <i>multistring</i> de inversor CC/CA .....  | 101 |
| Figura 52 – Configuração <i>string</i> de conversor CC/CA .....  | 102 |
| Figura 53 – Configuração microconversor CC/CA .....  | 103 |
| Figura 54 – Estrutura de um controlador PID .....  | 105 |
| Figura 55 – Curva de resposta típica de um controlador PID e algumas constantes principais utilizadas.....   | 106 |
| Figura 56 – Comparação entre as curvas de resposta de um sistema de controle PID com o uso da função derivativa e sem o uso da função derivativa .....   | 107 |
| Figura 57 – Representação fasorial de um sistema trifásico senoidal .....  | 109 |
| Figura 58 – Representação fasorial de um sistema trifásico cossenoidal.....  | 110 |

|   |     |
|---|-----|
| Figura 59 – Representação de três fases no tempo de um sistema trifásico cossenoidal sem adiantamento e com adiantamento $\theta$ .....   | 111 |
| Figura 60 – Representação fasorial de um sistema monofásico cossenoidal .....   | 113 |
| Figura 61 – Representação de uma fase no tempo de um sistema monofásico cossenoidal sem adiantamento e com adiantamento $\theta$ .....  | 114 |
| Figura 62 – Representação fasorial da transformação de Clarke de um sistema trifásico nos eixos estacionários fictícios $\alpha\beta$ (cosseno e seno).....   | 115 |
| Figura 63 – Representação no tempo da transformação de Clarke de um sistema trifásico nos eixos estacionários fictícios $\alpha\beta$ (cosseno e seno) sem adiantamento e com adiantamento $\theta$ .....                     | 116 |
| Figura 64 – Representação fasorial da transformação de Park de um sistema trifásico nos eixos rotacionais fictícios ( $dq$ ).....   | 118 |
| Figura 65 – Representação no tempo da transformação de Park nos eixos rotacionais fictícios ( $dq$ ) de uma transformação de Clarke estacionária fictícia ( $\alpha\beta$ ) quando no início a $0^\circ$ .....                | 119 |
| Figura 66 – Variação dos valores constantes de $v_d$ e $v_q$ quando no adiantamento angular ( $\gamma+\theta$ ) do fasor V.....   | 120 |
| Figura 67 – Representação fasorial da variação dos valores constantes de $v_d$ e $v_q$ quando no adiantamento angular ( $\gamma+\theta$ ) do fasor V .....  | 121 |
| Figura 68 – Representação fasorial da variação dos valores constantes de $v_d$ e $v_q$ quando no atraso angular ( $\theta-\gamma$ ) do fasor V.....   | 122 |
| Figura 69 – Topologia de filtro indutor único tipo L .....  | 125 |
| Figura 70 – Topologia de filtro indutor único tipo LC.....  | 125 |
| Figura 71 – Topologia de filtro indutor duplo tipo LCL.....   | 126 |
| Figura 72 – Configuração do conversor CC/CA e do filtro indutor único utilizado na simulação do sistema inversor proposto deste trabalho.....   | 128 |
| Figura 73 – Diagrama fasorial das tensões por modulação SPWM (VAB) e tensão de rede ( $V_{rede}$ ) e da corrente fornecida à rede elétrica ( $I_{rede}$ ) quando a corrente de rede e a tensão de rede não estão em fase..... | 128 |
| Figura 74 – Diagrama fasorial das tensões por modulação SPWM (VAB) e tensão de rede ( $V_{rede}$ ) e da corrente fornecida à rede elétrica ( $I_{rede}$ ) quando a corrente de rede e a tensão de rede estão em fase.....     | 131 |



|  |     |
|--|-----|
| Figura 75 – Sinal de controle ( $v_{sin}$ ), complemento do sinal de controle ( $-v_{sin}$ ) e sinal transportador ( $v_{tri}$ ) utilizados para gerar o sinal SPWM.....   | 133 |
| Figura 76 – Representação elétrica de um conversor modulado por largura de pulso senoidal (SPWM – <i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i> ) unipolar .....  | 135 |
| Figura 77 – Sinal de controle ( $v_{sin}$ ), complemento do sinal de controle ( $-v_{sin}$ ) e sinal transportador ( $v_{tri}$ ) usado para modulação SPWM unipolar .....  | 136 |
| Figura 78 – Tensão modulada por largura de pulso senoidal (SPWM – <i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i> ) unipolar de saída.....  | 136 |
| Figura 79 – Representação elétrica de um conversor modulado por largura de pulso senoidal (SPWM – <i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i> ) bipolar .....   | 137 |
| Figura 80 – Sinal de controle ( $v_{sin}$ ) e sinal transportador ( $v_{tri}$ ) usado para modulação SPWM bipolar.....   | 138 |
| Figura 81 – Tensão modulada por largura de pulso senoidal (SPWM – <i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i> ) bipolar de saída.....   | 139 |
| Figura 82 – Demonstração das séries de Fourier (harmônicos) até a 9ª harmônica ímpar para um sinal de onda quadrada .....  | 140 |
| Figura 83 – Modulação SPWM unipolar de saída e respectivos ângulos de comutação .....  | 142 |
| Figura 84 – Esquema simplificado do sistema de controle e do sistema de potência propostos neste trabalho .....  | 145 |
| Figura 85 – Diagrama em bloco da etapa A .....   | 146 |
| Figura 86 – Esquemático elétrico da etapa A implementado no software PSCAD/EMTDC   | 146 |
| Figura 87 – Curvas $I-V$ e $P-V$ obtidas do arranjo de módulos fotovoltaicos (somente o arranjo e sem o sistema de potência acoplado) para irradiações solares de 1000, 800, 600, 400, 200 e 100 $W/m^2$ para uma temperatura fixa de 25°C (independente da temperatura do ambiente) obtidas através do software PSCAD/EMTDC ..... | 148 |
| Figura 88 – Diagrama em bloco da etapa B .....   | 149 |
| Figura 89 – Esquemático elétrico da etapa B implementado no software PSCAD/EMTDC.  | 150 |
| Figura 90 – Tensões fornecidas pelo conversor ponte-completa ( <i>full-bridge</i> ) para as irradiações solares de 1000, 800, 600, 400, 200 e 100 $W/m^2$ para uma temperatura fixa de 25°C obtidas através do software PSCAD/EMTDC .....  | 151 |
| Figura 91 – Correntes fornecidas pelo conversor ponte-completa ( <i>full-bridge</i> ) para as irradiações solares de 1000, 800, 600, 400, 200 e 100 $W/m^2$ para uma temperatura fixa de 25°C obtidas através do software PSCAD/EMTDC .....  | 152 |
| Figura 92 – Diagrama em bloco da etapa C .....   | 154 |

|  |     |
|--|-----|
| Figura 93 – Esquemático elétrico da etapa C implementado no software PSCAD/EMTDC   | 154 |
| Figura 94 – Tensões moduladas SPWM unipolares ( $V_{AB}=V_{SPWM}$ ) fornecidas pelo conversor CC/CA ponte-completa ( <i>full-bridge</i> ) para as irradiações solares de 1000, 800, 600, 400, 200 e 100 W/m <sup>2</sup> para uma temperatura fixa de 25°C obtidas através do software PSCAD/EMTDC | 155 |
| Figura 95 – Diagrama em bloco da etapa D   | 156 |
| Figura 96 – Esquemático elétrico da etapa D implementado no software PSCAD/EMTDC   | 157 |
| Figura 97 – Correntes senoidais ( $I_{rede}$ ) fornecidas à rede elétrica ( <i>grid</i> ) para as irradiações solares de 1000, 800, 600, 400, 200 e 100 W/m <sup>2</sup> para uma temperatura fixa de 25°C obtidas através do software PSCAD/EMTDC   | 158 |
| Figura 98 – Atuação dos dois tiristores GTO ( <i>Gate Turn-Off</i> ) utilizados na saída do conversor CC/CA modulado SPWM unipolar e antes do indutor filtro/acoplamento   | 159 |
| Figura 99 – Taxa de distorção harmônica total (THD – <i>Total Harmonic Distortion</i> ) e de trinta e uma harmônicas da tensão de rede ( $V_{rede}$ ) e da corrente de saída ( $I_{rede}$ ) fornecida pelo conversor CC/CA   | 160 |
| Figura 100 – Diagrama em bloco da etapa E  | 161 |
| Figura 101 – Esquemático elétrico da etapa E implementado no software PSCAD/EMTDC  | 161 |
| Figura 102 – Geração do sinal dente de serra da tensão de rede ( $V_{rede}$ )  | 162 |
| Figura 103 – Diagrama em bloco da etapa F  | 163 |
| Figura 104 – Esquemático elétrico da etapa F implementado no software PSCAD/EMTDC  | 163 |
| Figura 105 – Geração do sinal dente de serra da corrente de rede elétrica ( $I_{rede}$ )   | 164 |
| Figura 106 – Sinais $v_{\alpha}$ e $v_{\beta}$ da transformação de Clarke gerados a partir do sinal dente de serra da corrente de rede monofásica ( $I_{rede}$ ) e utilizados pelas entradas $\alpha$ e $\beta$ da transformação de Clarke   | 165 |
| Figura 107 – Diagrama em bloco da etapa G  | 165 |
| Figura 108 – Esquemático elétrico da etapa G implementado no software PSCAD/EMTDC  | 166 |
| Figura 109 – Representação fasorial da tensão de rede ( $v_{a(t)}=V_{rede}$ ), da tensão fornecida pelo conversor CC/CA ( $V_{AB}$ ) e da corrente de rede ( $I_{rede}$ ) quando no <i>start</i> do inversor simulado (momento 0 s)  | 167 |

|   |     |
|---|-----|
| Figura 110 – Representação fasorial da tensão de rede ( $v_{a(t)} = V_{rede}$ ), da tensão fornecida pelo conversor CC/CA (VAB) e da corrente de rede ( $I_{rede}$ ) após $\approx 60$ ms do <i>start</i> do inversor simulado do ponto de vista do conversor CC/CA .....                               | 168 |
| Figura 111 – Representação fasorial da tensão de rede ( $v_{a(t)} = V_{rede}$ ), da tensão fornecida pelo conversor CC/CA (VAB) e da corrente de rede ( $I_{rede}$ ) após $\approx 60$ ms do <i>start</i> do inversor simulado do ponto de vista da rede elétrica ( <i>grid</i> ) .....                 | 169 |
| Figura 112 – Potência reativa indutiva (comparação entre $v_q$ e $Q_{load}$ ) gerada pela etapa G e enviada ao conversor CC/CA (etapa I) de modo a deixar a corrente de rede ( $I_{rede}$ ) em fase com a tensão de rede ( $V_{rede}$ ).....  | 170 |
| Figura 113 – Valores do sinal $v_d$ para as irradiâncias de 100 e 200 W/m <sup>2</sup> causando elevação da taxa de modulação ( $m_a$ ) e da potência ativa fornecida à rede elétrica.....  | 171 |
| Figura 114 – Defasagem entre a tensão modulada SPWM (VAB) fornecida pelo conversor CC/CA e a tensão de rede ( $V_{rede}$ ) para as irradiâncias solares de 1000, 800, 600, 400, 200 e 100 W/m <sup>2</sup> e a amplitude dos sinais de controle ( $v_{\alpha\_out} = Sin\_A$ ) para modulação SPWM..... | 172 |
| Figura 115 – Sincronismo entre a tensão de rede ( $V_{rede}$ ) e a corrente de rede ( $I_{rede}$ ) para as irradiâncias solares de 1000 e 100 W/m <sup>2</sup> quando no <i>start</i> do inversor simulado (primeiros 200 ms).....  | 175 |
| Figura 116 – Diagrama em bloco da etapa H.....  | 176 |
| Figura 117 – Esquemático elétrico da etapa H implementado no software PSCAD/EMTDC .....   | 177 |
| Figura 118 – Diagrama em bloco da etapa I.....  | 178 |
| Figura 119 – Esquemático elétrico da etapa I implementado no software PSCAD/EMTDC   | 178 |
| Figura 120 – Sinal de controle ( $Sin\_A$ ), complemento do sinal de controle ( $Sin\_B$ ) e sinal transportador ( $v_{tri\_I}$ ) usados para modulação SPWM unipolar .....   | 179 |
| Figura 121 – Diagrama em bloco da etapa J .....   | 180 |
| Figura 122 – Esquemático elétrico da etapa J implementado no software PSCAD/EMTDC   | 180 |
| Figura 123 – Perseguição do ponto de máxima transferência de potência (MPPT – <i>Maximum Power Point Tracking</i> ) através do algoritmo de condutância incremental .....   | 181 |
| Figura 124 – Sinais PP1 e PP2 com os seus respectivos <i>duty-cycle</i> ( $D$ ) para as irradiâncias de 1000, 800, 600, 400, 200 e 100 W/m <sup>2</sup> simulados no software PSCAD/EMTDC a uma temperatura fixa de 25°C .....  | 182 |

|  |     |
|--|-----|
| Figura 125 – Tensões fotovoltaicas ( $V_{pv}$ ) fornecidas pelo arranjo de módulos fotovoltaicos para as irradiações solares de 1000, 800, 600, 400, 200 e 100 W/m <sup>2</sup> para uma temperatura fixa de 25°C obtidas através do software PSCAD/EMTDC com ponto MPPT atuando .....   | 183 |
| Figura 126 – Correntes fotovoltaicas ( $I_{pv}$ ) fornecidas pelo arranjo de módulos fotovoltaicos para as irradiações solares de 1000, 800, 600, 400, 200 e 100 W/m <sup>2</sup> para uma temperatura fixa de 25°C obtidas através do software PSCAD/EMTDC com ponto MPPT atuando ..... | 184 |
| Figura 127 – Esquemático elétrico da etapa medições implementada no software PSCAD/EMTDC .....   | 185 |
| Figura 128 – Eficiência do inversor simulado (relação entre potência ativa de saída e de entrada) <i>versus</i> capacidade máxima de fornecimento de potência ativa pelo inversor .....  | 187 |

## LISTA DE TABELAS

|   |     |
|---|-----|
| Tabela 1 – Distribuição das fontes geradoras de energia elétrica dentro do território brasileiro .....  | 33  |
| Tabela 2 – Empreendimentos que utilizam energias renováveis e os que não utilizam energias renováveis de acordo com a porcentagem de potência fiscalizada .....   | 33  |
| Tabela 3 – Potências instaladas por empreendimento e conectados ao sistema interligado nacional (SIN).....  | 36  |
| Tabela 4 – Comparativo de eficiência energética entre as diversas tecnologias empregadas em células fotovoltaicas .....   | 46  |
| Tabela 5 – Comparação entre as topologias microinversor, <i>string</i> , <i>multistring</i> e centralizado .....  | 103 |
| Tabela 6 – Influência de cada ação do controlador PID sobre a variável de saída .....   | 107 |
| Tabela 7 – Comparativo do sentido da potência ativa fornecida à rede elétrica .....   | 130 |
| Tabela 8 – Taxa de distorção harmônica (THD – <i>Total Harmonic Distortion</i> ) da corrente segundo a normativa IEEE Std 929-2000.....   | 144 |
| Tabela 9 – Parâmetros do arranjo fotovoltaico utilizado no software PSCAD/EMTDC.....  | 147 |
| Tabela 10 – Valores de tensão ( $V_{cc}$ ), corrente ( $I_{cc}$ ) e potência ( $P_{cc}$ ) fornecidos pelo conversor CC/CC para cada irradiância solar de 1000, 800, 600, 400, 200 e 100 W/m <sup>2</sup> a uma temperatura fixa de 25°C.....  | 153 |
| Tabela 11 – Valores de defasagem entre a tensão fornecida pelo conversor CC/CA (VAB) e a corrente de rede (Irede) para as irradiâncias solares de 1000, 800, 600, 400, 200 e 100 W/m <sup>2</sup> .....   | 174 |
| Tabela 12 – Larguras de pulso e o <i>duty-cycle</i> ( $D$ ) de cada período para as irradiâncias de 1000, 800, 600, 400, 200 e 100 W/m <sup>2</sup> a uma temperatura fixa de 25°C .....  | 183 |
| Tabela 13 – Valores de tensão fotovoltaica ( $V_{pv}$ ), corrente fotovoltaica ( $I_{pv}$ ), tensão em circuito aberto ( $V_{oc}$ ), corrente em circuito aberto ( $I_{sc}$ ) e fator de forma (FF) fornecidos pelo arranjo fotovoltaico para cada irradiância solar de 1000, 800, 600, 400, 200 e 100 W/m <sup>2</sup> a uma temperatura fixa de 25°C..... | 185 |
| Tabela 14 – Potências ativa, reativa e aparente que foram calculadas de acordo com as correntes ( $I_{rede}$ ) e tensões ( $V_{rede}$ ) e seus ângulos obtidos na etapa D .....   | 186 |

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

|        |  |
|--------|--|
| ABINEE | Associação Brasileira da Indústria Elétrica e Eletrônica   |
| AM     | <i>Air Mass</i> (Massa de Ar)  |
| ANEEL  | Agência Nacional de Energia Elétrica   |
| BNDES  | Banco Nacional de Desenvolvimento Econômico e Social   |
| CFI    | Credenciamento de Fabricantes Informatizado  |
| CHC    | <i>Current Hysteresis Control</i> (Controle por Histerese de Corrente)   |
| CPQC   | <i>Constant P-Q Control</i> (Controle de Potência Ativa–Reativa Instantânea Constante)                                     |
| DHI    | <i>Diffuse Horizontal Irradiance</i> (Irradiação Difusa Horizontal)  |
| DNI    | <i>Direct Normal Irradiance</i> (Irradiação Normal Direta)   |
| DPS    | Dispositivo de Proteção Contra Surtos  |
| DSP    | Processador de Sinais Digitais ( <i>Digital Signal Processor</i> )   |
| EMTDC  | <i>Electromagnetic Transient Design and Control</i> (Desenho e Controle de Transientes Eletromagnéticos)                   |
| EVA    | Etileno Acetato de Vinila  |
| FF     | Fator de Forma   |
| FPGA   | <i>Field Programmable Gate Array</i> (Arranjo de Portas Programáveis em Campo)   |
| GF     | Gerador de Fase  |
| GHI    | <i>Global Horizontal Irradiance</i> (Irradiação Global Horizontal)   |
| GTO    | <i>Gate Turn-Off Thyristor</i>   |
| IGBT   | <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> (Transistor Bipolar de Porta Isolada)   |
| IGCC   | Gaseificação Integrada a Ciclo Combinado   |
| LABSOL | Laboratório de Energia Solar da UFRGS  |
| MATLAB | <i>Matrix Laboratory</i>   |
| MOSFET | <i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i> (Transistor de Efeito de Campo de Semicondutor de Óxido Metálico) |
| MPPT   | <i>Maximum Power Point Tracking</i> (Rastreamento do Ponto de Máxima Potência)   |
| MTBF   | <i>Mean Time Between Failures</i> (Tempo Médio entre Falhas)   |

|        |  |
|--------|--|
| NOCT   | <i>Nominal Operating Cell Temperature</i> (Temperatura Nominal de Funcionamento da Célula)           |
| PBM    | Plano Brasil Maior   |
| PI     | Proporcional-Integral  |
| PID    | Proporcional-Integral-Derivativo   |
| PLL    | <i>Phase Locked Loop</i>   |
| PPGE3M | Programa de Pós Graduação em Engenharia de Minas, Metalúrgica e de Materiais                         |
| PR     | <i>Proportional-Resonant Based Control</i> (Controle Baseado na Ressonância Proporcional)            |
| PSCAD  | <i>Power System Computer Aided Design</i> (Desenho Assistido por Computador de Sistemas de Potência) |
| PWM    | <i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso)                                       |
| RG     | Gerador de Referência  |
| SEC    | Sistema Elétrico de Consumo  |
| SEP    | Sistema Elétrico de Potência   |
| SPWM   | <i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso Senoidal)                   |
| STC    | <i>Standard Test Conditions</i> (Condições Padrão de Teste)  |
| THD    | <i>Total Harmonic Distortion</i> (Taxa de Distorção Harmônica Total)                                 |
| UFRGS  | Universidade Federal do Rio Grande do Sul  |
| VOC    | <i>Voltage-Oriented Control</i> (Controle Orientado por Tensão)                                      |

## LISTA DE SÍMBOLOS

|                          |  |
|--------------------------|--|
| $\theta$                 | Ângulo de Fase   |
| $\Delta i_L$             | Varição da Corrente de Saída   |
| $\Delta I_{pv}$          | Varição da Corrente Fotovoltaica   |
| $\Delta P_{pv}$          | Varição da Potência Fotovoltaica   |
| $\Delta V_{pv}$          | Varição da Tensão Fotovoltaica   |
| $\Delta t$               | Varição do Tempo   |
| CC ou DC                 | Corrente Contínua  |
| CA ou AC                 | Corrente Alternada   |
| D                        | <i>Duty-cycle</i> (ciclo de trabalho)  |
| $\text{dent}_{V_{rede}}$ | Sinal Angular de Referência da Tensão Alternada  |
| $\text{dent}_{I_{rede}}$ | Sinal Angular de Referência da Corrente Alternada  |
| $f_{sin}$                | Frequência de Sinal de Controle  |
| $f_{tri}$                | Frequência de Sinal Transportador  |
| $I_{pv}$                 | Corrente Fotovoltaica  |
| $I_{rede}$               | Corrente Alternada da Rede Elétrica  |
| $I_{rrad}$               | Irradiância Solar  |
| $I_{sc}$                 | Corrente Fotovoltaica quando em Curto-Circuito   |
| L                        | Indutor de Saída   |
| $m_a$                    | Taxa da Modulação de Amplitude   |
| $m_f$                    | Taxa da Modulação da Frequência  |
| mppt                     | Sinal Analógico de Controle de Busca do Ponto de Máxima Transferência de Potência            |
| $N_s$                    | Número de Espiras do Secundário do Transformador   |
| P                        | Potência Ativa   |
| $P_{mppt}$               | Potência Correspondente ao Ponto de Máxima Potência  |
| $P_{ref}$                | Potência Ativa de Referência   |
| Q                        | Potência Reativa   |
| $Q_{ref}$                | Potência Reativa de Referência   |
| $T_{emp}$                | Temperatura  |
| $V_{AB} = V_{pwm}$       | Tensão Modulada por Largura de Pulso Senoidal entre os pontos A-B (saída do conversor CC/CA) |



|                      |   |
|----------------------|---|
| $V_{cc}$ ou $V_{dc}$ | Tensão Contínua                                       |
| $V_o$                | Tensão de Saída                                       |
| $V_{oc}$             | Tensão Fotovoltaica Quando em Circuito-Aberto         |
| $V_p$                | Tensão no Primário do Transformador                   |
| $V_{pv}$             | Tensão Fotovoltaica                                   |
| $V_s$                | Tensão no Secundário do Transformador                 |
| $V_{m,sin}$          | Amplitude do Sinal de Controle                        |
| $V_{m,tri}$          | Amplitude do Sinal Transportador                      |
| $V_{rede}$           | Tensão Alternada da Rede Elétrica                     |
| $v_{sin}$            | Sinal de Controle                                     |
| $v_{tri}$            | Sinal Transportador                                   |
| $Z_{inv}$            | Impedância do Filtro/Acoplamento de Saída do Inversor |

## SUMÁRIO

|              |  |           |
|--------------|--|-----------|
| <b>1</b>     | <b>INTRODUÇÃO .....</b>  | <b>25</b> |
| <b>2</b>     | <b>PROPOSTA DESTE TRABALHO .....</b>   | <b>28</b> |
| <b>3</b>     | <b>MOTIVAÇÃO .....</b>   | <b>30</b> |
| <b>4</b>     | <b>MATRIZ ELÉTRICA DO BRASIL.....</b>  | <b>32</b> |
| <b>4.1</b>   | <b>Energia Fotovoltaica e a Geração Distribuída.....</b>   | <b>34</b> |
| <b>5</b>     | <b>A CÉLULA FOTOVOLTAICA.....</b>  | <b>43</b> |
| <b>5.1</b>   | <b>Gerações de Células Fotovoltaicas.....</b>  | <b>43</b> |
| <b>5.2</b>   | <b>Junção Semicondutora – pn .....</b>   | <b>46</b> |
| <b>5.3</b>   | <b>A Curva Corrente-Tensão (<i>I-V</i>) de uma Célula Fotovoltaica .....</b>   | <b>51</b> |
| <b>5.4</b>   | <b>A Curva Potência-Tensão (<i>P-V</i>) de uma Célula Fotovoltaica .....</b>   | <b>55</b> |
| <b>5.5</b>   | <b>Resistência Série e Paralela Intrínsecas em uma Célula/Módulo Fotovoltaico ..</b>                                     | <b>57</b> |
| <b>5.6</b>   | <b>Associações de Células e Módulos Fotovoltaicos .....</b>  | <b>60</b> |
| <b>5.6.1</b> | <b>Associações Série de Módulos Fotovoltaicos .....</b>  | <b>61</b> |
| <b>5.6.2</b> | <b>Associações Paralelas de Módulos Fotovoltaicos .....</b>  | <b>63</b> |
| <b>5.7</b>   | <b>Influência da Irradiância Solar.....</b>  | <b>64</b> |
| <b>5.8</b>   | <b>Influência da Temperatura.....</b>  | <b>66</b> |
| <b>5.9</b>   | <b>Efeitos do Sombreamento Sobre o Módulo Fotovoltaico e Uso do Diodo de Desvio (<i>Bypass</i>).....</b>                 | <b>68</b> |
| <b>5.10</b>  | <b>Diodo de bloqueio .....</b>   | <b>70</b> |
| <b>5.11</b>  | <b>Estrutura Física de Montagem de um Módulo Fotovoltaico.....</b>   | <b>71</b> |
| <b>6</b>     | <b>COMPONENTES DOS SISTEMAS FOTOVOLTAICOS CONECTADOS À REDE E DE SISTEMAS ISOLADOS .....</b>                             | <b>73</b> |
| <b>6.1</b>   | <b>Introdução Sobre Sistemas Conectados à Rede Elétrica (<i>On-Grid</i>) e Sistemas Isolados (<i>Off-Grid</i>) .....</b> | <b>73</b> |
| <b>7</b>     | <b>TOPOLOGIAS DE CONVERSORES CONECTADOS À REDE ELÉTRICA .....</b>  | <b>76</b> |
| <b>7.1</b>   | <b>Conceito de Topologias de Inversores .....</b>  | <b>76</b> |
| <b>7.2</b>   | <b>Topologias de Inversores que Empregam Estágio Único .....</b>   | <b>77</b> |
| <b>7.2.1</b> | <b>Topologia Estágio Único Tipo <i>Buck</i>.....</b>   | <b>78</b> |
| <b>7.2.2</b> | <b>Topologia Estágio Único Tipo <i>Boost</i> .....</b>   | <b>78</b> |
| <b>7.2.3</b> | <b>Topologia Estágio Único Tipo <i>Buck-Boost</i> .....</b>  | <b>79</b> |

|            |  |           |
|------------|--|-----------|
| <b>7.3</b> | <b>Topologias de Inversores que Empregam Dois ou mais Estágios (Multiestágios)</b>   | <b>82</b> |
| <b>7.4</b> | <b>Topologias de Inversores que Empregam Dois ou Mais Estágios (Multiestágios)</b>   |           |
|            | – Topologia CC/CC/CA.....  | <b>83</b> |
| <b>7.5</b> | <b>Topologias de Inversores que Empregam Dois ou Mais Estágios (Multiestágios)</b>   |           |
|            | – Topologia CC/CA/CC/CA.....   | <b>84</b> |
| <b>7.6</b> | <b>Topologias de Inversores que Empregam Dois ou Mais Estágios (Multiestágios)</b>   |           |
|            | – Topologia CC/CA/CA.....  | <b>85</b> |
| <b>7.7</b> | <b>Topologias de Inversores que Empregam o Uso de Transformador e o Não Uso de Transformador.....</b>  | <b>86</b> |
| 7.7.1      | Topologias de Inversores que Empregam o Uso de Transformador Isolador de 50/60 Hz (Baixa Frequência).....  | 87        |
| 7.7.2      | Topologias de Inversores que Empregam o Uso de Transformador Isolador de Alta Frequência ( <i>High Frequency</i> ).....  | 88        |
| 7.7.2.1    | Topologias de Inversores que Empregam o Uso de Transformador Isolador de Alta Frequência ( <i>High Frequency</i> ) Configuração <i>Push-Pull</i> .....                                       | 89        |
| 7.7.2.2    | Topologias de Inversores que Empregam o Uso de Transformador Isolador de Alta Frequência ( <i>High Frequency</i> ) Configuração Meia-Ponte ( <i>Half-Bridge</i> ).....                       | 90        |
| 7.7.2.3    | Topologias de Inversores que Empregam o Uso de Transformador Isolador de Alta Frequência ( <i>High Frequency</i> ) Configuração Ponte-Completa ( <i>Full-Bridge</i> ).....                   | 92        |
| 7.7.3      | Topologias de Inversores que não Empregam o Uso de Transformador Isolador de Alta Frequência ( <i>High Frequency</i> ).....  | 95        |
| 7.7.4      | Topologias de Inversores que não Empregam o Uso de Transformador Isolador de Alta Frequência ( <i>High Frequency</i> ) - Conversores CC/CC Não Isolados.....                                 | 96        |
| 7.7.4.1    | Topologias de Inversores que Não Empregam o Uso de Transformador Isolador de Alta Frequência ( <i>High Frequency</i> ) – Conversores CC/CC Não Isolados Configuração <i>Buck</i> .....       | 96        |
| 7.7.4.2    | Topologias de Inversores que Não Empregam o Uso de Transformador Isolador de Alta Frequência ( <i>High Frequency</i> ) – Conversores CC/CC Não Isolados Configuração <i>Boost</i> .....      | 97        |
| 7.7.4.3    | Topologias de Inversores que Não Empregam o Uso de Transformador Isolador de Alta Frequência ( <i>High Frequency</i> ) – Conversores CC/CC Não Isolados Configuração <i>Buck-Boost</i> ..... | 98        |

|            |   |            |
|------------|---|------------|
| <b>7.8</b> | <b>Topologias de Configuração Centralizada de Inversores CC/CA, Configuração <i>Multistring</i> de Inversores CC/CA, Configuração <i>String</i> de Inversores CC/CA e Configuração Microinversor CC/CA.....</b> | <b>100</b> |
| 7.8.1      | Topologias de Configuração Centralizada de Inversor CC/CA .....   | 100        |
| 7.8.2      | Topologias de Configuração <i>Multistring</i> de Inversor CC/CA.....  | 100        |
| 7.8.3      | Topologias de Configuração <i>String</i> de Inversor CC/CA.....   | 102        |
| 7.8.4      | Topologias de Configuração Microinversor CC/CA.....   | 102        |
| <b>8</b>   | <b>TEORIA DO CONTROLE PROPORCIONAL-INTEGRAL-DERIVATIVO (PID)</b>  | <b>105</b> |
| <b>9</b>   | <b>SISTEMA ELÉTRICO.....</b>  | <b>109</b> |
| 9.1        | <b>Sistema Elétrico Trifásico.....</b>  | <b>109</b> |
| 9.2        | <b>Sistema Elétrico Monofásico .....</b>  | <b>112</b> |
| 9.3        | <b>Transformação de Clarke e Transformação de Park .....</b>  | <b>114</b> |
| 9.3.1      | Conceito da Transformação de Clarke .....   | 115        |
| 9.3.1.1    | Transformação de Clarke – Transformação Direta .....  | 117        |
| 9.3.1.2    | Transformação de Clarke – Transformação Inversa .....   | 117        |
| 9.4        | <b>Conceito da Transformação de Park.....</b>   | <b>117</b> |
| 9.4.1      | Transformação de Park – Transformação Direta.....   | 119        |
| 9.4.2      | Transformação de Park – Transformação Inversa.....  | 120        |
| 9.5        | <b>Transformação de Park para Sistema Trifásico – Transformação Direta .....</b>  | <b>122</b> |
| 9.6        | <b>Transformação de Park para Sistema Trifásico – Transformação Inversa .....</b>   | <b>123</b> |
| <b>10</b>  | <b>CONEXÃO COM A REDE ELÉTRICA.....</b>   | <b>124</b> |
| 10.1       | <b>Conceito Sobre Filtro de Saída de Conexão com a Rede Elétrica .....</b>  | <b>124</b> |
| 10.1.1     | Conexão com a Rede Elétrica Utilizando o Filtro L.....  | 124        |
| 10.1.2     | Conexão com a Rede Elétrica Utilizando o Filtro LC.....   | 125        |
| 10.1.3     | Conexão com a Rede Elétrica Utilizando o Filtro LCL .....   | 126        |
| 10.2       | <b>Escolha de Filtro Usado Neste Projeto e Teoria de Acoplamento .....</b>  | <b>126</b> |
| <b>11</b>  | <b>CONTROLE PWM DO CONVERSOR CC/CA.....</b>   | <b>133</b> |
| 11.1       | <b>Controle PWM do Conversor CC/CA.....</b>   | <b>133</b> |
| 11.1.1     | Controle PWM do Conversor CC/CA – Modulação por Largura de Pulso Senoidal (SPWM – <i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i> ) Unipolar.....  | 135        |
| 11.1.2     | Controle PWM do Conversor CC/CA – Modulação por Largura de Pulso Senoidal (SPWM – <i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i> ) Bipolar .....  | 137        |
| 11.2       | <b>Transformada de Fourier e Harmônicos .....</b>   | <b>139</b> |

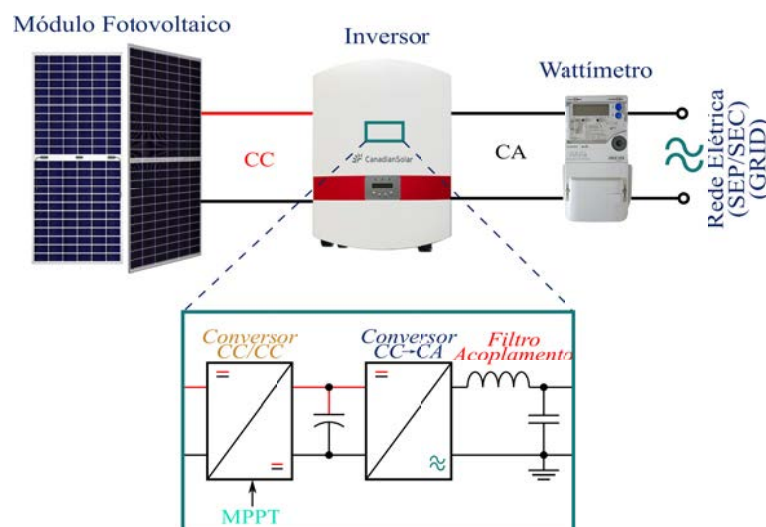
|  |            |
|--|------------|
| 11.2.1 Taxa de Distorção Harmônica (THD – <i>Total Harmonic Distortion</i> ) ..... | 143        |
| <b>12 PROJETO E SIMULAÇÕES.....</b>  | <b>145</b> |
| <b>13 CONCLUSÕES E CONSIDERAÇÕES FINAIS .....</b>                                  | <b>188</b> |
| <b>14 TRABALHOS FUTUROS.....</b>   | <b>190</b> |
| <b>REFERÊNCIAS .....</b>   | <b>191</b> |

## 1 INTRODUÇÃO

Nas últimas décadas, a geração e o consumo de energia elétrica fornecida por sistemas que utilizam energia renovável tem crescido. Um dos fatores principais que tem norteado a utilização destas fontes de energia é o fato de não serem poluidoras e, destacam-se como exemplo, a energia solar e a eólica. Como energia não poluidora, a energia solar tem se destacado como sendo inesgotável na escala terrestre de tempo, acabando por se tornar a alternativa energética mais promissora atualmente. O melhoramento com relação à eficiência da transformação da energia solar em energia elétrica e também um bom retorno financeiro (quando considerado o investimento aplicado ao sistema fotovoltaico como um todo), aliado a baixos custos de manutenção (considerado uma vida útil média de 25 a 30 anos), tornam os módulos fotovoltaicos ideais para geração de eletricidade, tanto para grandes sistemas como para médios e pequenos sistemas.

Paralelamente ao desenvolvimento e aperfeiçoamento dos módulos fotovoltaicos, os componentes complementares utilizados para geração/transformação da energia elétrica também tem recebido aperfeiçoamentos e melhoramentos. Dentre estes, podem ser citados os conversores de potência CC/CA (também denominados de inversores de frequência) utilizados para conversão da tensão contínua (CC) fornecida pelo módulo fotovoltaico em uma tensão alternada (CA) modulável fornecida ao Sistema Elétrico de Potência (SEP) ou ao Sistema Elétrico de Consumo (SEC). Os conversores CC/CA têm passado por melhoramentos constantes, sempre buscando (em relação às suas arquiteturas) uma melhor eficiência de conversão de energia, eliminação de harmônicos gerados na conversão CC/CA, redução do seu tamanho construtivo e ainda um prolongamento da sua vida útil. A maioria dos sistemas de energias renováveis utilizam os conversores CC/CA para adequação da tensão fornecida por módulos fotovoltaicos (CC) para uma tensão alternada senoidal (CA) a ser consumida por cargas isoladas (sistema *off-grid*) ou para conexão com a rede elétrica de potência (sistema fotovoltaico conectado à rede ou *on-grid*).

Na Figura 1, tem-se um exemplo de sistema fotovoltaico *on-grid* usualmente utilizado por diversos autores e fabricantes como configuração básica, e que também foi adotado como modelo de referência neste trabalho.

Figura 1 – Esquema básico de um sistema fotovoltaico *on-grid*

Fonte: adaptado(Canadiansolar, 2021; Itron, 2021)

Conforme a Figura 1, a maioria dos inversores de frequência de potência utilizados em sistemas fotovoltaicos possuem dois estágios internos básicos: um conversor CC/CC e um conversor CC/CA. O primeiro possui por função o recebimento da tensão contínua fotovoltaica proveniente dos módulos fotovoltaicos ( $V_{pv}$ ) e adequá-la para o estágio seguinte (conversor CC/CA). O conversor CC/CA possui por função receber a tensão contínua fotovoltaica adequada e transformá-la em uma tensão alternada senoidal modulável ( $V_{SPWM}$ ) em valor eficaz ou em deslocamento angular, sendo então entregue à rede elétrica (e/ou a cargas elétricas) através de um filtro/acoplamento indutivo, sendo este responsável por controlar o fornecimento de corrente elétrica (potência ativa) à rede elétrica. O filtro/acoplamento indutivo pode estar inserido ou não dentro da estrutura física do inversor de frequência do sistema fotovoltaico.

Para realizar a transferência de energia de forma eficiente e controlável entre o módulo fotovoltaico e a rede elétrica, várias estratégias de controle de potência têm sido propostas por diversos autores e pesquisadores, como exemplos: controle por histerese de corrente (CHC – *current hysteresis control*), controle por tensão orientada (VOC – *voltage-oriented control*), controle baseado na ressonância proporcional (PR – *proportional-resonant-based control*) e controle de potência ativa–reativa instantânea constante (CPQC – *constant P-Q control*). Desta forma, várias configurações de conversores CC/CC, de conversores CC/CA e de estratégias de controle tem sido propostas por diversos autores e pesquisadores, cujo objetivo é obter uma máxima eficiência e eficácia tanto no fornecimento de energia elétrica à rede elétrica (*grid*) quanto uma mínima perda de potência (efeito Joule) nestas etapas de potência,

alinhados a um adequado sistema de controle que seja simples, confiável e de fácil implementação física.

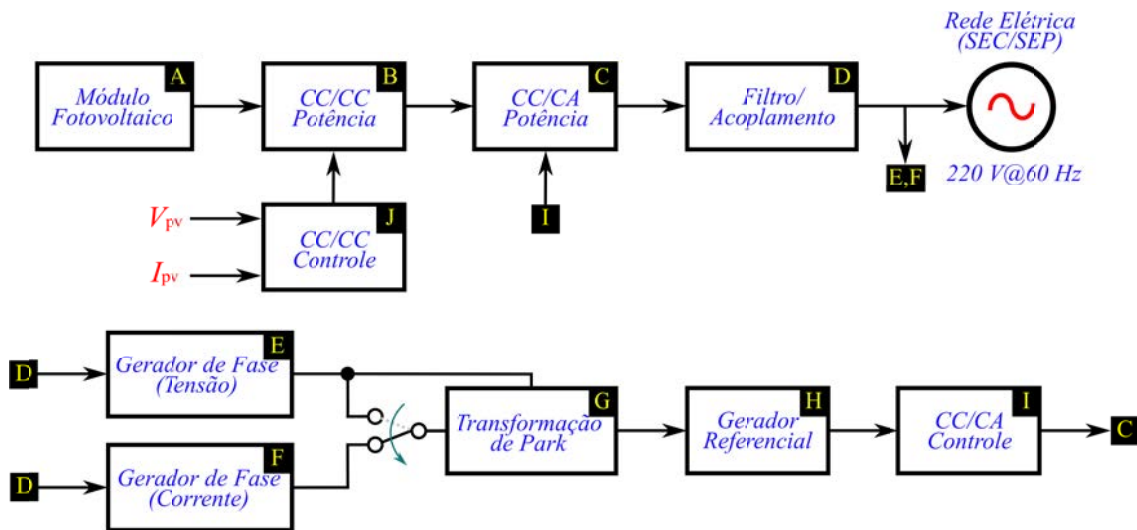


## 2 PROPOSTA DESTE TRABALHO

O objetivo deste trabalho é estudar, projetar e simular uma proposta de estratégia de controle de potência para um sistema fotovoltaico conectado a uma rede elétrica monofásica (*on-grid*) de 220 V<sub>eficaz</sub> com uma frequência de 60 Hz, sendo projetada e simulada em um software para simulação de transitórios eletromagnéticos em sistemas de potência PSCAD/EMTDC, desenvolvido pela empresa *Manitoba HVDC Research Center*, em Manitoba, Canadá.

O sistema fotovoltaico completo apresentado neste trabalho e projetado no software PSCAD/EMTDC foi dividido em etapas para melhor compreensão, e pode ser visto na Figura 2.

Figura 2 – Esquema em blocos do sistema fotovoltaico proposto neste trabalho



Fonte: elaborado pelo autor

A proposta de sistema fotovoltaico utiliza uma etapa de potência de conversão CC/CC (etapas B e J) baseada em uma fonte chaveada em configuração ponte-completa (*full-bridge*) controlada por modulação por largura de pulso (PWM – *Pulse Width Modulation*) de 10 kHz com *duty-cycle* ( $D$ ) variável, o que permite uma grande faixa de transferência de potência entre o arranjo fotovoltaico (utilizado neste trabalho) e a etapa de conversão CC/CA (através do controle da tensão de saída ( $V_{cc}$ )). A modulação em alta frequência permitiu uma redução considerável na tensão de *ripple* entregue à etapa de conversão CC/CA (etapa C).

Com vistas em utilizar a máxima potência entregue pelo arranjo de módulos fotovoltaicos, o sistema de controle da etapa de conversão CC/CC (etapa J) utilizou a técnica de condutância incremental para perseguição do ponto de máxima transferência de potência (MPPT – *Maximum Power Point Tracking*). Esta técnica em conjunto com um controle

proporcional-integral-derivativo (PID) permite uma precisa e eficaz localização do ponto de máxima transferência de potência entre o arranjo de módulos fotovoltaicos e a rede elétrica.

A escolha da etapa de potência (etapa C) da conversão CC/CA foi a configuração em ponte-completa (*full-bridge*) controlada por modulação por largura de pulso senoidal (SPWM – *Sinusoidal Pulse Width Modulation*) unipolar. Esta configuração permite um controle preciso da tensão alternada senoidal modulada entregue ao filtro/acoplamento de saída (indutor) e a rede elétrica, controlando assim, a intensidade e a fase da corrente elétrica entregue à rede elétrica.

A estratégia de controle selecionada para a etapa de conversão CC/CA (etapas G, H e I) foi a potência ativa–reativa instantânea constante (CPQC – *constant P-Q control*). Esta estratégia de controle utiliza a transformação de Clarke e de Park, sendo estas adaptadas ao sistema inversor proposto neste trabalho, de modo a estabelecer uma eficiente transferência de potência entre os módulos fotovoltaicos e a rede elétrica, além de permitir uma precisa e eficaz correção de fator de potência.

### 3 MOTIVAÇÃO

A motivação para a realização deste trabalho deve-se ao fato da necessidade de avanços tecnológicos relacionados a técnicas cada vez mais eficientes e eficazes de estratégias de controle de conversão de potência em sistemas fotovoltaicos.

Muitas propostas de estratégias de controle de conversão de potência em sistemas fotovoltaicos têm sido elaboradas e estudadas por diversos autores, cada qual possuindo suas vantagens e desvantagens com relação à eficiência e eficácia. Sistemas grandes e complexos possuem por vantagem um controle preciso e eficiente sobre a potência convertida, tanto em sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica (*on-grid*) como para sistemas fotovoltaicos isolados (*off-grid*). No entanto, verifica-se claramente que quanto mais complexo o sistema de controle, mais difícil é a sua implementação e maiores são os problemas intrínsecos a este, como exemplo problemas de instabilidade. Em sentido contrário, sistemas simples de controle permitem uma fácil implementação e são mais baratos. No entanto, tendem a não permitir um controle eficiente e eficaz da potência convertida.

Com posse destas informações, iniciaram-se estudos de sistemas de controle mais utilizados atualmente, ao qual, foram observadas suas principais vantagens e desvantagens. Baseado nestes estudos, foi proposto uma estratégia de controle enxuta e robusta que permita o controle preciso e rápido da potência de saída do inversor de frequência. Após um vasto estudo das estratégias de controle propostas na literatura especializada, escolheu-se como núcleo base para o sistema proposto neste trabalho, o cálculo matemático realizado pela transformação de Clarke e de Park, por permitir o controle tanto da potência ativa quanto da potência reativa, com precisão e eficácia. Além destas vantagens, pode ser facilmente aplicada tanto em sistemas de potência trifásicos quanto em sistemas de potência monofásicos.

Para pré-avaliação do estudo proposto (do sistema fotovoltaico como um todo), iniciou-se o estudo de um software que permita (de forma precisa e confiável) a fundamentação matemática e estrutural do sistema. Chegou-se a conclusão que dois softwares amplamente conceituados poderiam ser utilizados: PSIM e PSCAD/EMTDC. Ambos os softwares possuem *toolbox* de componentes de potência e elementos matemáticos que permitem igualmente a simulação de sistemas de controle e de potência. No entanto, o software PSIM não permite uma interação dinâmica com o sistema (alteração de irradiância e temperatura quando em simulação, por exemplo). Por outro lado, o software PSCAD/EMTDC permite tal interação de forma dinâmica, permitindo (ao longo do tempo na simulação) a verificação de forma instantânea do comportamento do sistema fotovoltaico (tanto elétrico

quanto o de controle). Além desta vantagem importante, somente este permite a simulação/integração tanto do Sistema Elétrico de Potência (SEP) quanto do Sistema Elétrico de Consumo (SEC), podendo estes últimos serem trifásicos ou monofásicos. O software PSCAD/EMTDC permite também, uma integração com o software MATLAB de simulação matemática, o qual este último permite como complemento uma análise matemática mais profunda (de um arquivo.m, por exemplo) e direcionada do sistema proposto.

Considerando as premissas acima expostas, houve um aumento no interesse quanto à realização de estudos na área de tecnologia de conversão de potência em sistemas fotovoltaicos. Ainda mais, se percebe um crescente interesse nos últimos anos na utilização de formas de energias renováveis que permitam a contribuição e conectividade com o sistema elétrico de distribuição, principalmente do ponto de partida dos sistemas residenciais.

Os sistemas residenciais têm se tornado microgeradores de energia elétrica a partir da energia fotovoltaica, proporcionando como vantagens: ao consumidor da concessionária uma redução da energia comprada (reduzindo o valor de sua fatura de energia elétrica) por ser competitivo e possuir tempo de retorno de investimento atrativo, à concessionária possibilidade de diminuir os custos de ampliação e manutenção das redes de transmissão e distribuição e ao governo e empreendedores privados que poderão, então, reduzir custos de manutenção e construção de novas usinas geradoras (como a hidrelétrica e a termoeletrica). Estas últimas fontes de energia causam impactos ambientais (principalmente a termoeletrica que gera poluição e resíduos) e que desta forma, também beneficiará o planeta.

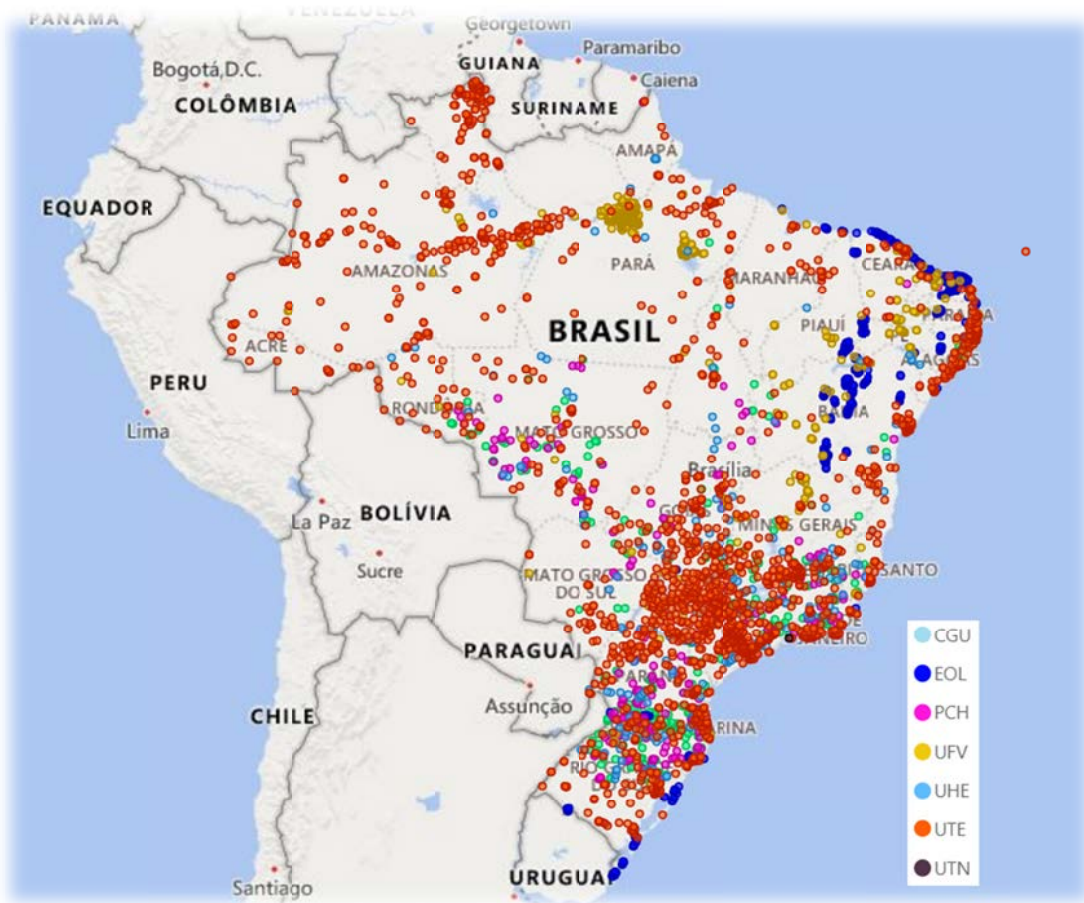
Desta forma, estes foram os principais fatores que motivaram a realização deste trabalho, objetivando a compreensão e contribuição no avanço e/ou melhoramento nos sistemas de conversão fotovoltaicos como fornecedores de energia limpa renovável ao SEC ou SEP.

#### 4 MATRIZ ELÉTRICA DO BRASIL

De acordo com a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), o Brasil possui cerca de 10.344 empreendimentos em operação, responsáveis pela geração de toda a energia elétrica utilizada no país. Estes empreendimentos totalizam uma potência de 217 GW outorgados (autorizados para geração) e uma potência elétrica fiscalizada de 175 GW (em funcionamento) (ANEEL, 2021b; EPE, 2021b; ANEEL, 2021a).

Na Figura 3 e na Tabela 1 são apresentados as distribuições destes empreendimentos dentro do território brasileiro e a sua distribuição por fontes geradoras de acordo com a porcentagem de potência outorgada (ANEEL, 2021b; EPE, 2021b; ANEEL, 2021a).

Figura 3 – Mapa de distribuição das fontes geradoras de energia elétrica dentro do território brasileiro



Fonte: adaptado (ANEEL, 2021c)

Tabela 1 – Distribuição das fontes geradoras de energia elétrica dentro do território brasileiro

| Tipo                                       | Potência Outorgada <sup>1</sup><br>[kW] | Potência Fiscalizada <sup>2</sup><br>[kW] | Quantidade  | Potência Outorgada (%) |
|--|---|---|-------------|------------------------|
| Central Geradora Hidrelétrica (CGH)        | 849.070                                 | 832.111                                   | 747         | 0,39                   |
| Central Geradora Undi-Elétrica (CGU)       | 50                                      | 50  | 1           | 0,00                   |
| Central Geradora Eólica (EOL)              | 29.845.333                              | 17.905.372                                | 1036        | 13,71                  |
| Pequena Central Hidrelétrica (PCH)         | 7.141.625                               | 5.461.081                                 | 542         | 3,28                   |
| <b>Central Geradora Fotovoltaica (UFV)</b> | <b>20.935.916</b>                       | <b>3.291.263<sup>3</sup></b>              | <b>4619</b> | <b>9,61</b>            |
| Usina Hidrelétrica (UHE)                   | 103.394.328                             | 103.026.876                               | 223         | 47,48                  |
| Usina Termelétrica (UTE)                   | 52.251.755                              | 42.793.831                                | 3173        | 24                     |
| Usina Termonuclear (UTN)                   | 3.340.000                               | 1.990.000                                 | 3           | 1,53                   |
| Total                                      | 217.758.080                             | 175.300.587                               | 10344       | 100                    |

Fonte: adaptado (ANEEL, 2021c)

Em comparação com o restante do mundo, o Brasil tem se destacado por possuir um elevado número de usinas que utilizam fontes renováveis. Na Tabela 2, apresenta-se um elenco de empreendimentos que utilizam energias renováveis e os que não utilizam energias renováveis, de acordo com a porcentagem de potência fiscalizada (potência no momento de operação) (ANEEL, 2021b; EPE, 2021b; ANEEL, 2021a).

Tabela 2 – Empreendimentos que utilizam energias renováveis e os que não utilizam energias renováveis de acordo com a porcentagem de potência fiscalizada

| Energias Renováveis → 83,17% |              |                  |             | Energias Não-Renováveis → 16,83% |            |               |      |
|------------------------------|--------------|------------------|-------------|----------------------------------|------------|---------------|------|
|                              | Quantidade   | Potência [kW]    | %           |                                  | Quantidade | Potência [kW] | %    |
| <b>Biomassa</b>              | 580          | 15.288.468       | 8,72        | <b>Petróleo/<br/>outros</b>      | 2.316      | 9.095.818     | 5,19 |
| <b>Hídrica</b>               | 1.385        | 109.320.069      | 62,36       | <b>Gás Natural</b>               | 164        | 14.826.714    | 8,46 |
| <b>Solar</b>                 | <b>4.171</b> | <b>3.291.263</b> | <b>1,88</b> | <b>Carvão</b>                    | 22         | 3.582.830     | 2,04 |
| <b>Eólica</b>                | 710          | 17.905.372       | 10,21       | <b>Mineral</b>                   |            |               |      |
| <b>Undi-Elétrica</b>         | 1            | 50               | 0,00003     | <b>Nuclear</b>                   | 2          | 1.990.000     | 1,14 |

Fonte: adaptado (ANEEL, 2021c)

<sup>1</sup> Potência considerada no Ato de Outorga, ou seja, é a potência que a usina foi autorizada a operar

<sup>2</sup> Potência no momento de operação

<sup>3</sup> Geração centralizada *on-grid*

Conforme os dados da Tabela 2, verifica-se que o Brasil possui 83,17% da potência total fiscalizada correspondente à utilização de energias renováveis, onde se destaca claramente a energia hídrica. Por outro lado, apenas 16,83% de potência total fiscalizada em energias não renováveis, o qual se destacam o gás e o petróleo (utilizados nas usinas termelétricas) (ANEEL, 2021b; EPE, 2021b; ANEEL, 2021a). O petróleo e o gás são amplamente utilizados no setor de transporte (e o gás também é amplamente utilizado para abastecimento de residências e indústrias). Desta forma, estas características transformam-os nas principais fontes de energia do modelo socioeconômico atual. De acordo com relatórios do Conselho Mundial de Energia, no Brasil e no mundo suas reservas são consideradas de médio prazo.

Devido à expansão das fontes renováveis intermitentes (como a eólica e a solar), a termelétrica a gás natural tem sido apontada como uma tecnologia adequada nos períodos de indisponibilidade da geração de energia elétrica a partir dos ventos e do Sol (EPE, 2021b, 2021a; Pinho & Galdino, 2014; Tolmasquim, 2016). Um dos principais desafios ao aproveitamento dessa fonte é a disponibilidade do gás natural e seu preço, podendo então ser direcionado a utilização de outros combustíveis, como o óleo diesel e o carvão mineral (que são fontes de energia menos favoráveis em termos econômicos e ambientais) (EPE, 2021b, 2021a; Pinho & Galdino, 2014; Neves, 2015; Figueiredo, 2017; Tolmasquim, 2016).

#### **4.1 Energia Fotovoltaica e a Geração Distribuída**

A energia fotovoltaica é obtida através da conversão direta da luz (geralmente a solar) em eletricidade e tem como base de funcionamento o efeito fotovoltaico realizado por materiais semicondutores (silício (Si), germânio (Ge) e selênio (Se), como exemplos). Devido às suas características naturais favoráveis (como os altos níveis de insolação), o Brasil é considerado um país de grande potencial para a geração e utilização de energia fotovoltaica, tanto para as escalas pequenas, médias e largas. Sua instalação possui grande flexibilidade de localização (principalmente no caso da geração distribuída), assim como facilidade de instalação, o que lhe confere um curto tempo necessário para execução dos projetos. O custo de geração também recebe destaque. Para geração de um watt de potência no ano de 2000, o custo estava por volta de R\$ 30. Após 20 anos, seu preço decaiu substancialmente para em torno de R\$ 2,50 a R\$ 2,80 por watt. Desta forma, tal fator tem potencializado a atração de investidores nesta modalidade de geração de energia (Sumathi, Ashok Kumar & Surekha, 2015a; Masson *et al.*, 2020; Nowak, 2010; IRENA, 2019; Pinho & Galdino, 2014; EPE, 2012; Esposito & Fuchs, 2013; Gazoli, 2011; Rodrigues, 2017).

Dentre os principais benefícios da utilização de energia fotovoltaica, observa-se que, durante a conversão da energia solar em eletricidade não há emissão de poluentes (por exemplo, materiais particulados (NO<sub>x</sub>, SO<sub>2</sub>, CO)) e tampouco, gases de efeito estufa. Este fato é extremamente positivo ao meio ambiente em escala local e global, além de os módulos fotovoltaicos possuírem uma vida útil em torno de 25 anos. Desta forma, devido ao potencial de aproveitamento dessa energia, a energia fotovoltaica encontra-se no centro de diversas discussões e definições de políticas energéticas de diversos países desenvolvidos e emergentes (Sumathi, Ashok Kumar & Surekha, 2015a; Masson *et al.*, 2020; Nowak, 2010; IRENA, 2019; Pinho & Galdino, 2014; EPE, 2012; Esposito & Fuchs, 2013; Gazoli, 2011; Rodrigues, 2017).

As vantagens e benefícios com relação à utilização da energia fotovoltaica são transversais. Isto porque, com a utilização desta fonte de energia, haverá uma redução na utilização do uso de combustíveis fósseis, redução nas emissões de gases de efeito estufa, geração de empregos qualificados, desenvolvimento tecnológico e criação de valor, sendo estes os vetores da sustentabilidade ambiental, social e econômica (Sumathi, Ashok Kumar & Surekha, 2015a; Masson *et al.*, 2020; Nowak, 2010; IRENA, 2019; Pinho & Galdino, 2014; EPE, 2012; Esposito & Fuchs, 2013; Gazoli, 2011; Rodrigues, 2017).

Toda a matriz elétrica brasileira encontra-se em franca expansão. Considerando as centrais geradoras, usinas geradoras e os pequenos e microgeradores conectados ao Sistema Interligado Nacional (SIN), acredita-se que em 2026 a matriz elétrica brasileira estará dividida de acordo com a Tabela 3 nas seguintes potências instaladas por empreendimento, e conectados ao sistema elétrico de potência (Masson *et al.*, 2020; Nowak, 2010; IRENA, 2019; EPE, 2012; Esposito & Fuchs, 2013; Gazoli, 2011; Rodrigues, 2017; ANEEL, 2021a, 2021b; EPE, 2021b).



Tabela 3 – Potências instaladas por empreendimento e conectados ao sistema interligado nacional (SIN)

| Tipo                               | 2016                                      |                              | 2026                                      |                              |
|------------------------------------|---|------------------------------|---|------------------------------|
|                                    | Previsão de Potência Total Instalada [MW] | Potência Total Instalada [%] | Previsão de Potência Total Instalada [MW] | Potência Total Instalada [%] |
| Usina Hidrelétrica (UHE)           | 89.698                                    | 60                           | 103.466                                   | 52                           |
| Importada                          | 7.000                                     | 5                            | 7.000                                     | 3                            |
| Biomassa                           | 12.881                                    | 9                            | 16.936                                    | 8                            |
| Carvão                             | 3.174                                     | 2                            | 3.514                                     | 2                            |
| Diesel                             | 1.530                                     | 1                            | 612                                       | 0                            |
| Eólica                             | 10.025                                    | 7                            | 28.470                                    | 14                           |
| Gás Natural                        | 12.532                                    | 8                            | 17.339                                    | 9                            |
| Óleo                               | 3.721                                     | 3                            | 1.774                                     | 1                            |
| Pequena Central Hidrelétrica (PCH) | 5.820                                     | 4                            | 8.158                                     | 4                            |
| Fotovoltaica                       | 21  | 0                            | 9.666                                     | 5                            |
| Nuclear                            | 1.990                                     | 1                            | 3.395                                     | 2                            |

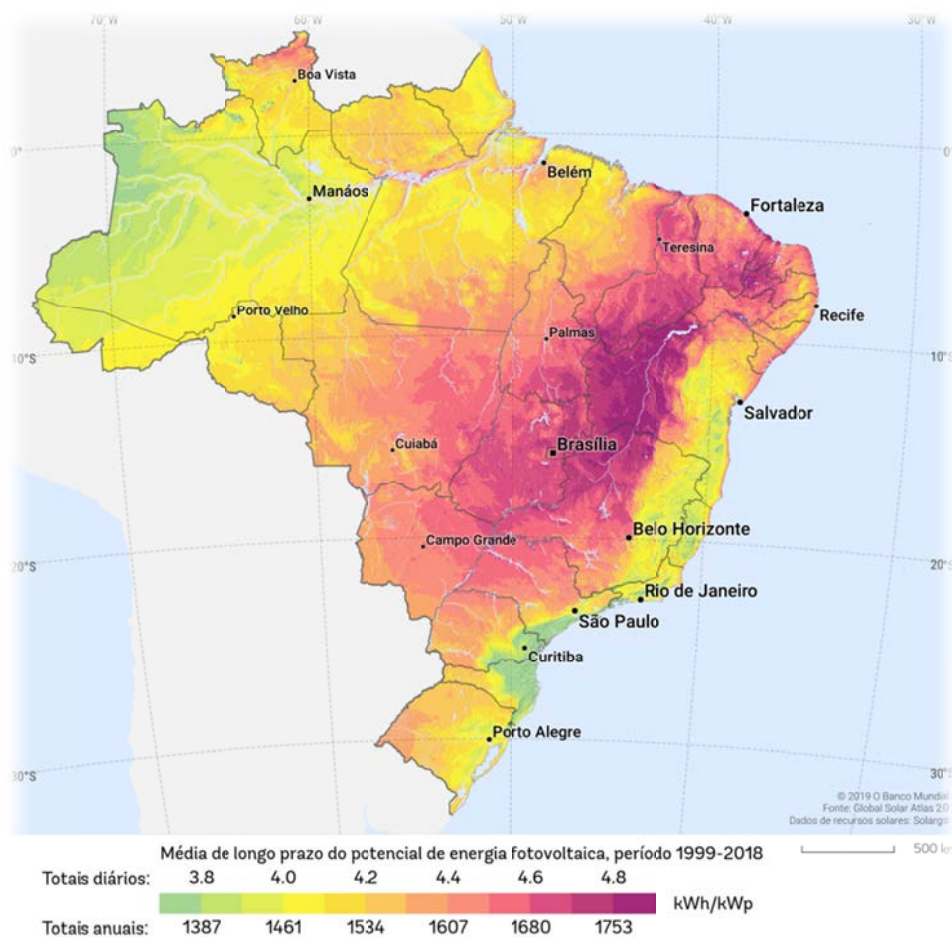
Fonte: adaptado (ANEEL, 2021c)

Conforme a Tabela 3, a energia fotovoltaica tinha uma participação de praticamente 0% em toda a matriz elétrica no ano de 2016, saltando para uma previsão de participação de 5% no ano de 2026. Esse aumento vertiginoso é maior que o crescimento de qualquer empreendimento de geração elétrica no mesmo período (conforme Tabela 3). Isto se deve a redução considerável do preço do custo/watt (o que está relacionado ao melhoramento da eficiência dos módulos fotovoltaicos) e também do melhoramento dos processos de fabricação e de tecnologia de fabricação dos módulos fotovoltaicos e dos inversores, utilizados nos sistemas fotovoltaicos (Masson *et al.*, 2020; Nowak, 2010; IRENA, 2019; EPE, 2012; Esposito & Fuchs, 2013; Gazoli, 2011; Rodrigues, 2017; ANEEL, 2021a, 2021b; EPE, 2021b).

Além dessas qualidades positivas, estima-se que a quantidade de irradiação solar que atinge a superfície do planeta Terra anualmente tenha uma equivalência de 7.500 vezes o consumo de energia primária de toda a população, ou seja, se 0,1% desta irradiação solar incidente fosse convertida com uma eficiência de apenas 10%, a energia elétrica gerada pelo sistema fotovoltaico seria quatro vezes maior que a capacidade mundial total de geração de energia elétrica (Sumathi, Ashok Kumar & Surekha, 2015a).

Na Figura 4 é apresentado a produtividade fotovoltaica em kWh/kW<sub>p</sub> encontrado no território brasileiro tanto em nível diário quanto em nível anual.

Figura 4 – Figura com a produtividade fotovoltaica em kWh/kW<sub>p</sub> encontrada no território brasileiro



Fonte: adaptado (SOLARGIS, 2021)

Conforme a Figura 4, verifica-se que os maiores níveis de potencial de energia fotovoltaica encontram-se entre a região central e a região nordeste do Brasil. Os níveis de irradiância recebidos em todo o território brasileiro superam os níveis encontrados nos países europeus. Desta forma, o potencial energético supera, e muito, os mais avançados países europeus que utilizam esta tecnologia (Pinho & Galdino, 2014; EPE, 2012; Esposito & Fuchs, 2013; Gazoli, 2011; Rodrigues, 2017; ANEEL, 2021a, 2021b; EPE, 2021b).

Com o aumento da demanda por energia elétrica e a necessidade do Brasil em se tornar mais competitivo diante do cenário mundial, a percepção dos formuladores da política energética brasileira tem mudado, verificando-se que se desenham indicações fortes que essa

percepção muda. O primeiro indício desta mudança de paradigma advém do declínio do preço da geração da energia solar para aplicações em geração distribuída, que em alguns estados já se iguala ou se situa abaixo da tarifa final das concessionárias de eletricidade. Isto trará como resultado, uma maior competitividade entre os setores de geração de energia e a consequente redução de tarifas ao consumidor final (Pinho & Galdino, 2014; EPE, 2012; Esposito & Fuchs, 2013; Gazoli, 2011; Rodrigues, 2017; ANEEL, 2021a, 2021b; EPE, 2021b). Outro indício de atratividade da geração solar foi a Chamada Pública Estratégica de número 13/2011 realizada pela Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL). O objetivo desta foi fomentar a aplicação de diversas tecnologias fotovoltaicas de geração de energia elétrica, com a seleção de 18 projetos e correspondendo a cerca de R\$ 400 milhões em investimentos e 25 MW<sub>p</sub> de potência instalada. Outra evidência está relacionada a empresas que tem estruturado seus planos de negócios para comercialização de sistemas fotovoltaicos a consumidores finais de energia elétrica (residenciais e industriais). Estas empresas são, em sua maioria, atores do setor elétrico ou empresas integradoras de sistemas fotovoltaicos. A prova deste movimento é o fato de que foi criado um fórum de discussão no âmbito da Associação Brasileira da Indústria Elétrica e Eletrônica (ABINEE) por um grupo de cerca de quarenta empresas, propondo agendas públicas de fomento à energia solar (EPE, 2012; Esposito & Fuchs, 2013; Gazoli, 2011; Rodrigues, 2017; ANEEL, 2021a, 2021b; EPE, 2021b).

Atualmente no mundo, a demanda por módulos fotovoltaicos tem recebido um incremento a uma taxa de 35% ao ano. Isto tem demonstrado o quão interessante esta tecnologia tem se apresentado. Os maiores fabricantes de módulos fotovoltaicos são: a China, o Japão, a União Europeia e os Estados Unidos. No Brasil, a indústria de energia solar ainda está em construção e desenvolvimento. No início da cadeia produtiva, há atores relevantes que já fabricam silício em grau metalúrgico (Si-GM). Dentre estes atores, pode-se citar: Minas Ligas, Rima, Dow Corning e Ligas de Alumínio S.A.. Dentre esses, destacam-se as iniciativas das brasileiras Minas Ligas (em parceria com o Instituto de Pesquisas Tecnológicas de São Paulo e o Banco Nacional de Desenvolvimento Econômico e Social (BNDES)) e Rima em investirem em pesquisa, desenvolvimento e inovação na rota metalúrgica de produção do silício em grau solar (Si-GS). A Unicamp, em parceria com a produtora brasileira Dya, também está realizando pesquisas, desenvolvimento e inovação na rota metalúrgica, cujo projeto está com crédito aprovado no BNDES com recursos do Fundo Tecnológico (FUNTEC). Existe também, a possibilidade de investimentos por parte de transnacionais da Europa e dos EUA, com interesses na fabricação de módulos fotovoltaicos e também na purificação de silício em grau solar (Si-GS). No entanto, tem-se verificado um certo receio

quanto à vulnerabilidade financeira de boa parte das empresas europeias e americanas (por conta do aumento da concorrência provocada pela China). Em relação à produção local de módulos fotovoltaicos no Brasil, destaca-se a empresa Dya, que atinge o conteúdo local mínimo para o Credenciamento de Fabricantes Informatizado (CFI) do BNDES. A empresa dispõe de uma linha de produção de módulos fotovoltaicos que consegue produzir 25 MW<sub>p</sub>/ano e intenciona expandir sua capacidade produtiva. Apesar do contexto internacional de sobreoferta e de forte competição entre fabricantes de módulos fotovoltaicos, a estrutura industrial mundial ainda não está consolidada, portanto, cabe ao país aproveitar essa janela de oportunidade (EPE, 2012; Esposito & Fuchs, 2013; Gazoli, 2011; Rodrigues, 2017; ANEEL, 2021a, 2021b; EPE, 2021b).

Além das já consagradas centrais e usinas fotovoltaicas, a geração distribuída tem recebido grandes investimentos não só no mundo, como no Brasil também. Isto porque este tipo de geração é localizada próxima ou na própria unidade consumidora, geralmente com potências da ordem de consumo da mesma. Caso haja geração elétrica além da consumida pela unidade consumidora, o excesso de energia elétrica fotogerada pode ser fornecida à concessionária de energia, sendo este excedente pago em forma de pecúlios ou créditos tarifários à unidade consumidora que forneceu a energia. Este tipo de distribuição também apresenta vantagens para a concessionária, como menores custos de transmissão da energia elétrica, menores perdas elétricas e redução do custo de investimentos e de manutenção (EPE, 2012; Esposito & Fuchs, 2013; Gazoli, 2011; Rodrigues, 2017; ANEEL, 2021a, 2021b; EPE, 2021b).

Durante o período noturno, o consumidor final consome a energia elétrica proveniente da concessionária (no caso de sistemas conectados à rede elétrica sem uso de acumuladores). Considerando este último fato, a geração distribuída de energia fotovoltaica possui um custo inferior em relação aos sistemas isolados (*off-grid*). Isto se deve ao fato de que o último sistema necessita de banco de baterias para suprimento de energia ao inversor de frequência, o que causa um incremento de aproximadamente 30% ao custo do sistema fotovoltaico completo (sem considerar os corriqueiros de manutenção). Nos últimos anos, os sistemas de geração distribuída têm apresentado cada vez mais interesse nos consumidores residenciais, comerciais e industriais. Isto devido às suas vantagens econômicas e por permitir a instalação em qualquer tipo de edificação (demandando pouco espaço para sua instalação), além de ser isenta de resíduos e de ruídos. A comprovação para este fato pode ser observado com o aumento de instalação destes sistemas como parte integrante da arquitetura nas construções prediais (por exemplo, revestindo paredes de edifícios ou telhados de prédios residenciais,

industriais e públicos com módulos fotovoltaicos) (Sumathi, Ashok Kumar & Surekha, 2015a; Masson *et al.*, 2020; Nowak, 2010; IRENA, 2019; Esposito & Fuchs, 2013; Gazoli, 2011; Rodrigues, 2017).

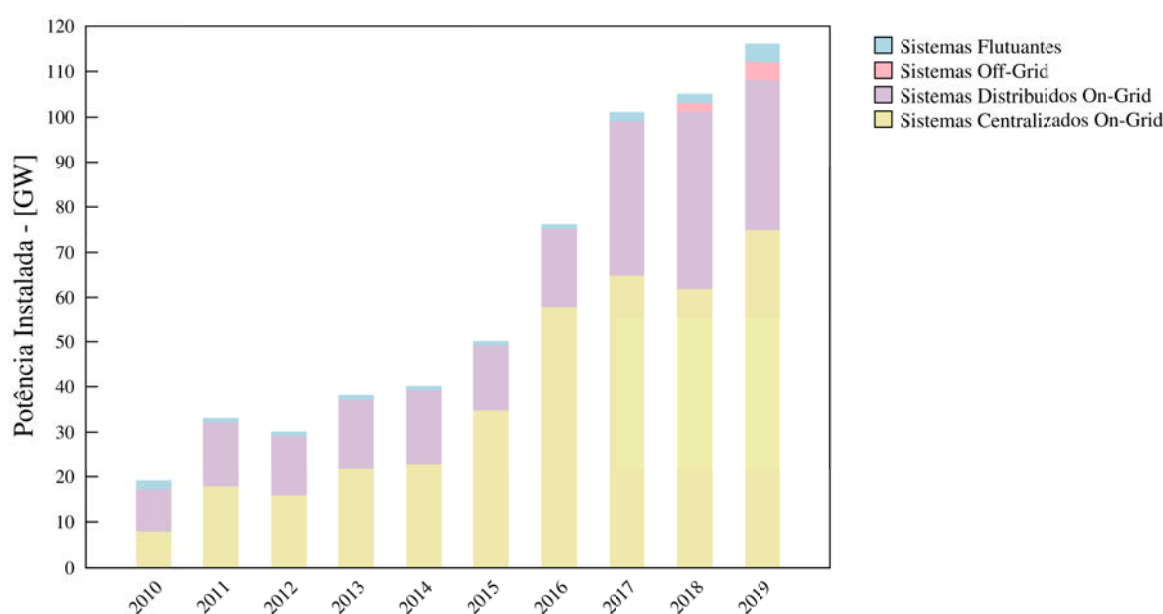
Para aplicações dos sistemas fotovoltaicos, encontram-se duas principais categorias de instalação: os não conectados à rede elétrica (sistemas *off-grid*) e os sistemas conectados à rede elétrica (sistemas *on-grid*). A primeira configuração necessita de um sistema acumulador de energia (por exemplo, baterias), diferentemente da segunda configuração em que geralmente não se utiliza. Historicamente, os sistemas fotovoltaicos são encontrados em quatro principais aplicações, de acordo com a condição de estarem isolados ou conectados à rede elétrica (Sumathi, Ashok Kumar & Surekha, 2015a; Masson *et al.*, 2020; Nowak, 2010; IRENA, 2019; Esposito & Fuchs, 2013; Gazoli, 2011; Rodrigues, 2017):

- Sistemas fotovoltaicos domésticos/não-domésticos isolados (sistema autônomos) – fornecem eletricidade às residências e não estão conectados à rede elétrica de distribuição. Geralmente atendem comunidades isoladas e que utilizam cargas baixas de energia (por exemplo, iluminação, refrigeração, etc.). Já os sistemas não domésticos foram as primeiras aplicações comerciais, fornecendo energia para uma ampla escala de aplicações, como por exemplo, na utilização em telecomunicações, refrigeração de medicamentos e vacinas em postos de saúde, bombeamento de água entre outras aplicações;
- Sistemas fotovoltaicos distribuídos conectados à rede elétrica – nestes sistemas, o consumidor pode compensar a energia gerada pelo seu sistema de geração fotovoltaico com a distribuidora (Concessionária) nos casos em que sua demanda por energia seja menor que a energia fornecida pelo sistema fotovoltaico. Na situação em que o consumidor demande mais energia que o fornecido pelo sistema fotovoltaico, acaba por consumir da rede elétrica;
- Sistemas fotovoltaicos centralizados conectados à rede elétrica – são usinas centralizadas fornecedoras de energia elétrica e geralmente não estão associadas a nenhum cliente em particular. Estes sistemas são tipicamente instalados em terrenos ou campos, e funcionam normalmente a uma certa distância do ponto de consumo;
- Sistemas fotovoltaicos flutuantes – grandes usinas que buscam o aproveitamento de áreas disponíveis sobre lagos e represas. Possuem características semelhantes aos sistemas fotovoltaicos centralizados conectados à rede elétrica. Este tipo de instalação tem apresentado vantagens como: redução da temperatura dos módulos fotovoltaicos, redução da evaporação de lagos e a queda na proliferação de algas (em função de uma

menor luminosidade na água). Porém, estes sistemas apresentam as desvantagens de uma maior complexidade de instalação (ao qual necessitam de estruturas flutuantes e sistemas de ancoragem) e degradação no fornecimento de potência fotovoltaica por parte das células fotovoltaicas devido à umidade do ambiente.

A Figura 5 apresenta o incremento anual da potência elétrica instalada total através de sistemas fotovoltaicos isolados (*off-grid*) e sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica (*on-grid*) no mundo todo (Masson *et al.*, 2020).

Figura 5 – Incremento anual da potência elétrica instalada total através de sistemas fotovoltaicos isolados e conectados à rede elétrica no mundo



Fonte: adaptado (Masson *et al.*, 2020)

Conforme Figura 5, verifica-se um aumento expressivo da potência fotovoltaica total acumulada ao longo dos últimos anos, refletindo o interesse crescente por parte de empreendedores por sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica (*on-grid*), o qual é justificado pelo interesse econômico que os mesmos proporcionam, tanto em termos de redução de tarifas, baixa manutenção ao longo dos anos e pela sua facilidade de instalação.

No mundo todo, diversos laboratórios e fabricantes têm desenvolvido pesquisas e inovações com objetivo do desenvolvimento tecnológico dos módulos fotovoltaicos e dos componentes eletrônicos dos inversores de frequência utilizados nos sistemas fotovoltaicos, diminuindo os custos de implantação, redução de perdas elétricas e aumento da confiabilidade desses sistemas. Com relação aos módulos fotovoltaicos, o objetivo tem sido desenvolver células de semicondutores multijunção com o objetivo de atingir um eficiência mínima de

conversão de 36% e com uma vida útil de 30 anos (atualmente eficiência encontra-se em 21% aproximadamente e a vida útil média garantida pelo fabricante do módulo fotovoltaico é de 25 anos), com operação satisfatória sob agentes climáticos. Com relação aos equipamentos eletrônicos de conversão e controle da potência gerada pelos módulos fotovoltaicos, objetiva-se reduzir o tempo médio entre falhas (MTBF – *Mean Time Between Failures*), de modo que tais equipamentos tenham uma durabilidade superior a 30 anos e, também, reduzir as perdas elétricas por efeito Joule de seus sistemas conversores internos (que acabam por reduzir o fornecimento de potência de saída total entregue pelo sistema inversor, reduzindo assim, a eficiência) (Sumathi, Ashok Kumar & Surekha, 2015a; Masson *et al.*, 2020; Nowak, 2010; Gazoli, 2011; Rodrigues, 2017).

## 5 A CÉLULA FOTOVOLTAICA

### 5.1 Gerações de Células Fotovoltaicas

De acordo com as tecnologias que foram aplicadas para fabricar as células fotovoltaicas, pode-se dividir em três momentos (ISE Fraunhofer,2020; Energy Education,2018; Jannuzzi, 2009; Sánchez Juárez, 2017; Zeman, 2006):

- Primeira geração – formada pelo desenvolvimento do silício monocristalino (m-Si) e do silício policristalino (p-Si). Estes elementos são utilizados em mais de 95% dos módulos fotovoltaicos do mercado, pois é uma tecnologia consolidada e confiável e possui a melhor eficiência energética comercial disponível no momento;
- Segunda geração – denominada de filmes finos, sendo dividida em três cadeias produtivas: silício amorfo (a-Si), disseleneto de cobre e índio (CIS) ou disseleneto de cobre, índio e gálio (CIGS) e telureto de cádmio (CdTe). Proporcionam uma menor eficiência energética que as tecnologias empregadas na primeira geração. Participam de uma pequena parte do mercado de módulos fotovoltaicos e competem diretamente com a tecnologia de silício cristalino (c-Si). Existem dificuldades associadas à disponibilidade dos materiais, vida útil e eficiência das células. Por utilizarem elementos tóxicos (por exemplo, o cádmio), não são usualmente fabricados em larga escala;
- Terceira geração – esta geração de módulos fotovoltaicos ainda encontra-se em fase de pesquisa e desenvolvimento (P&D), sendo dividida em três cadeias produtivas principais: célula fotovoltaica multijunção e célula fotovoltaica para concentração (CPV – *Concentrated Photovoltaics*), células sensibilizadas por corante (DSSC – *Dye-Sensitized Solar Cell*) e células orgânicas ou poliméricas (OPV – *Organic Photovoltaics*). A tecnologia CPV, por exemplo, demonstrou ter um potencial para produção de módulos fotovoltaicos com altas eficiências, embora o seu custo ainda não seja competitivo com as tecnologias que atualmente dominam o mercado.

O silício monocristalino é um dos principais elementos utilizados na fabricação de módulos fotovoltaicos usados atualmente. Ao natural, este elemento possui como característica uma baixa absorção da irradiação solar, havendo a necessidade de o mesmo possuir um elevado grau de pureza (99,9999999% - chamado 9 noves usado em *microchips* ou 99,9999% - chamado 6 noves usado em células fotovoltaicas) quando se deseja que seja utilizado para aplicações de conversão de energia solar em energia elétrica (elevando-se o grau de purificação, eleva-se a eficiência). A célula de silício monocristalino é obtida por



corte em lâminas finas (com espessura em torno de 200  $\mu\text{m}$ ) proveniente de barras cilíndricas de silício monocristalino, e que são produzidos em fornos especiais (Jannuzzi, 2009; Zeman, 2006).

Como já mencionado, os primeiros módulos fotovoltaicos utilizando silício monocristalino foram utilizados para geração de energia elétrica em satélites artificiais, obtendo-se com estes uma eficiência de até 15% na conversão de energia solar em energia elétrica. Atualmente, a eficiência de módulos fotovoltaicos que utilizam silício monocristalino não ultrapassa 26,7% (ISE Fraunhofer,2020; Energy Education,2018; Jannuzzi, 2009; Zeman, 2006).

Com o objetivo de melhorar a eficiência e reduzir seu custo de produção, diversos estudos e tecnologias começaram a se desenvolver em torno do silício (e até de busca por novos materiais) para a utilização em células fotovoltaicas. O silício policristalino trouxe um excelente equilíbrio entre custo/eficiência (mesmo sendo menos eficiente que o silício monocristalino) e possuindo um custo relativamente menor, permitindo que os módulos fotovoltaicos deixassem de ser de uso exclusivo em satélites. Estas células fotovoltaicas são produzidas a partir de barras cilíndricas de silício e que são obtidos por fusão de porções de silício puro em moldes especiais. Dentro destes moldes, o silício resfria lentamente e solidifica-se. Resfriando lentamente, os átomos de silício tendem a não se organizarem em um único cristal, formando-se uma estrutura policristalina com superfícies de separação entre os cristais. As superfícies de separação entre os vários cristais tendem a reduzir a eficiência destas células e que é menor do que as de silício monocristalino, variando de 14% a 21,9% (ISE Fraunhofer,2020; Energy Education,2018; Jannuzzi, 2009; Zeman, 2006).

Dentre os materiais utilizados na fabricação das células fotovoltaicas, encontram-se o silício amorfo (Si-a), telureto de cádmio (CdTe) e disseleneto de cobre e índio (CIS). As células fotovoltaicas que utilizam estes elementos são denominadas células fotovoltaicas de filmes finos. Isto porque elas permitem a deposição destes elementos em camadas finas, o que lhes confere uma maior capacidade em absorção de *fótons* com energias diferentes de um espectro eletromagnético. Esta característica traz como consequência, uma maior eficiência por parte das células fotovoltaicas de filmes finos, podendo chegar a níveis superiores a 40% (Jannuzzi, 2009; Chen, 2009; Sánchez Juárez, 2017; Zeman, 2006).

As células de silício amorfo (a-Si) não apresentam estrutura cristalina e possuem um alto grau de desordem da estrutura atômica. O silício amorfo pode ser empregado em substratos rígidos ou flexíveis, e necessitam de uma menor quantidade de material. Estas células apresentam vantagens em relação às células cristalinas por serem: flexíveis, leves, semitransparentes e baixo

custo por metro quadrado. No entanto, possuem baixa eficiência variando em torno de 5% a 9%. As células fotovoltaicas de telureto de cádmio (CdTe) são fabricadas em um substrato flexível, cujo contato frontal é revestido com uma finíssima camada de sulfeto de cádmio (CdS), sendo este um semiconductor do tipo N. Logo após é colocado uma camada de telureto de cádmio (CdTe), que é um semiconductor tipo P. O procedimento todo é realizado por uma espécie de impressão em tela em camadas finíssimas. A principal barreira para sua comercialização é a alta toxicidade e baixa abundância do Cádmio (Jannuzzi, 2009; Chen, 2009; Sánchez Juárez, 2017; Zeman, 2006).

A tecnologia baseada nos compostos disseleneto de cobre e índio e disseleneto de cobre, gálio e índio utilizam o óxido de zinco dopado com alumínio, que é um semiconductor tipo N. A camada do tipo P pode ser fabricada pela vaporização simultânea dos elementos cobre, índio, gálio e/ou selênio (Se). No entanto, os elementos utilizados para sua fabricação são tóxicos ou raros (Jannuzzi, 2009; Sánchez Juárez, 2017; Zeman, 2006).

Nos últimos anos, tem-se verificado um crescente interesse por células de filmes finos de silício, sem o uso de outros semicondutores adicionais. O interesse em desenvolver a tecnologia em torno do silício, se deve ao fato de que o mesmo encontra-se em abundância na natureza, o que resulta em baixo custo de obtenção e processamento e permitindo que sua eficiência seja aumentada com o desenvolvimento de células fotovoltaicas multijunção (Jannuzzi, 2009; Zeman, 2006).

As chamadas células fotovoltaicas orgânicas também tem despertado um interesse crescente em pesquisas de conversão fotovoltaica. Estas células especiais utilizam basicamente polímeros e outros materiais em conjunto com um material semiconductor (geralmente silício). Como o processo de fabricação de polímeros é relativamente simples e barato, as células orgânicas tem chamado a atenção ao seu custo final. No entanto, pesquisas relacionadas a estas células fotovoltaicas ainda estão em desenvolvimento, e sua comercialização em larga escala ainda não é possível devido a sua baixa eficiência de conversão fotovoltaica (Jannuzzi, 2009; Chen, 2009; Zeman, 2006).

Na Tabela 4 é apresentado um comparativo de eficiência energética entre as diversas tecnologias empregas nas células fotovoltaicas (ISE Fraunhofer,2020; Energy Education,2018;Jannuzzi, 2009; Sánchez Juárez, 2017; Zeman, 2006; Pinho & Galdino, 2014).

Tabela 4 – Comparativo de eficiência energética entre as diversas tecnologias empregadas em células fotovoltaicas

| Tecnologia  |   | Eficiência [%] |
|---|---|----------------|
| <b>Silício</b>                                    | <i>Monocristalino</i>   | 26,7±0,5       |
|   | <i>Policristalino</i>   | 22,8±0,5       |
|   | <i>Filmes Finos Transferidos</i>  | 21,2±0,4       |
| <b>Compostos IIIA – VA</b>                        | <i>GaAs (filme fino)</i>  | 29,1±0,9       |
|   | <i>GaAs (policristalino)</i>  | 18,4±0,5       |
|   | <i>InP (monocristalino)</i>   | 24,2±0,7       |
| <b>Calcogênios Compostos IIB-VIA</b>              | <i>CIGS (CuIn<sub>x</sub>Ga<sub>(1-x)</sub>Se<sub>2</sub>) (filme fino)</i> | 23,3±0,6       |
|   | <i>CdTe (filme fino)</i>  | 21,0±0,5       |
| <b>Silício Amorfo/ Nanocristalino</b>             | <i>Amorfo (a-Si) (filme fino)</i>   | 10,2±0,3       |
|   | <i>Nanocristalino (nc-Si)</i>   | 11,9±0,2       |
| <b>Células Sensibilizadas por Corantes (DSSC)</b> |   | 11,9±0,4       |
| <b>Células Orgânicas (filme fino)</b>             |   | 15,2±0,3       |
| <b>Multijunção</b>                                | <i>InGaP/GaAs/InGaAs</i>  | 41,7±1,2       |
|   | <i>a-Si/nc-Si (filme fino)</i>  | 13,4±0,4       |

Fonte: ( ISE Fraunhofer,2020; Energy Education,2018; Pinho & Galdino, 2014)

Conforme a Tabela 4, pode-se verificar que as células multijunção são as que apresentam maior eficiência de 41,7%. Isto se deve ao fato de que estas células possuem uma maior combinação de materiais, o que lhe permite absorver um espectro maior de luz solar.

O Brasil é um país que possui grandes reservas de quartzo de qualidade (matéria-prima do silício) permitindo que sejam produzidos silícios de alto grau de pureza, sendo este uma vantagem competitiva para o país. Além deste, o país possui também altos níveis de insolação, que é uma característica natural vantajosa para o desenvolvimento da produção de energia fotovoltaica no Brasil. Estes fatores são fundamentais para que justifique o investimento e o desenvolvimento do mercado interno, e cabe aos órgãos federais incentivar o desenvolvimento de pesquisas e da cadeia produtiva dos sistemas fotovoltaicos como um todo, para que haja o desenvolvimento econômico e da sustentabilidade da matriz energética brasileira (Jannuzzi, 2009; Zeman, 2006).

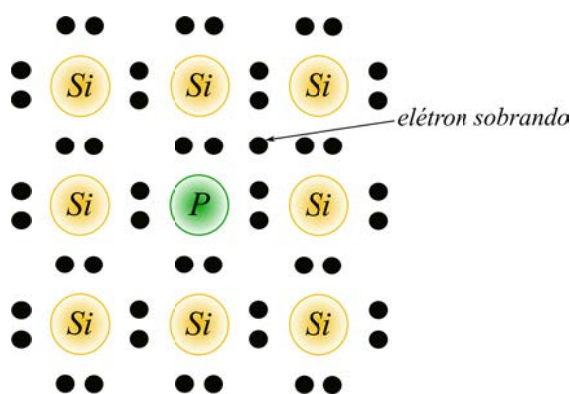
## 5.2 Junção Semicondutora – pn

Como já explicado, basicamente 95% dos módulos fotovoltaicos comercializados atualmente utilizam o silício (Si) como elemento central para conversão fotovoltaica. Os

átomos do silício (Si) possuem quatro elétrons que se ligam aos seus vizinhos, criando dessa forma, uma rede cristalina. O silício (Si) é um elemento semiconductor e este apresenta duas bandas de energia – banda de valência e banda de condução. A primeira caracteriza-se por permitir a presença de elétrons e a segunda caracteriza-se por estar praticamente vazia de elétrons (Chen, 2009; Sánchez Juárez, 2017; Zeman, 2006).

O ato de dopagem de um semiconductor refere-se à adição de átomos “estranhos” à estrutura cristalina do silício (Si). Em um módulo fotovoltaico, cada célula fotovoltaica representa um diodo semiconductor formado pela junção de dois elementos dopados – semiconductor tipo N (dopado N) e semiconductor tipo P (dopado P). O semiconductor tipo N é formado por uma estrutura cristalina de silício (Si) onde são adicionados átomos de fósforo (P). O átomo de fósforo (P) possui em sua última camada de valência cinco elétrons, e como são necessários apenas quatro elétrons para ligação ao átomo de silício (Si), um elétron da ligação silício-fósforo (P) fica sobrando (são necessários oito elétrons para uma ligação estável). Este elétron que sobrou tende a ficar fracamente ligado ao núcleo do átomo de fósforo (P) (e também do silício (Si)) de modo que qualquer pequena energia térmica (também elétrica e eletromagnética) tende a tirá-lo da camada de valência em torno átomo de fósforo (P). Na Figura 6 é apresentado a situação (Jannuzzi, 2009; Chen, 2009; Sánchez Juárez, 2017; Zeman, 2006).

Figura 6 – Estrutura cristalina de silício (Si) dopada com fósforo (P)

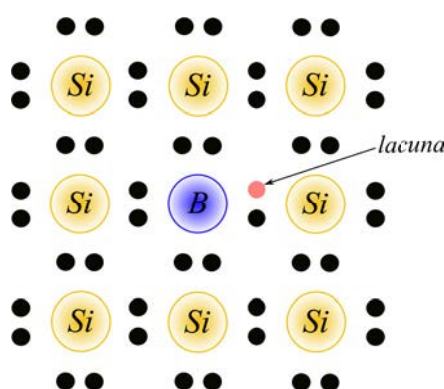


Fonte: elaborado pelo autor

Neste fato, diz-se que o átomo de fósforo (P) é um dopante doador de elétrons e denomina-se dopante N ou impureza N. O semiconductor tipo P também é formado por uma estrutura cristalina de silício (Si) onde são adicionados átomos de boro (B), por exemplo. O átomo de boro (B) possui em sua última camada de valência apenas três elétrons e, sendo necessários apenas quatro elétrons para ligação ao átomo de silício (Si), um elétron da ligação

silício-boro fica faltando para haver uma ligação estável. Este elétron que faltou na ligação silício-boro gera uma lacuna (também denominado buraco) na ligação. Qualquer pequena energia térmica (também elétrica e eletromagnética) que “arranque” um elétron de um átomo vizinho pode fazer com que este supra o elétron faltante na ligação silício-boro, fazendo que esta lacuna se desloque dentro da estrutura cristalina (Jannuzzi, 2009; Chen, 2009; Sánchez Juárez, 2017; Zeman, 2006). Na Figura 7 é apresentado esta situação.

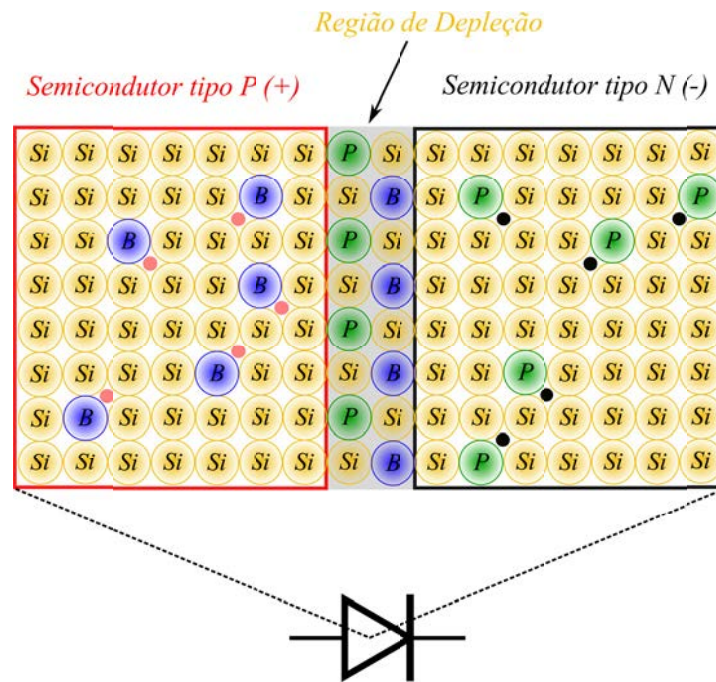
Figura 7 – Estrutura cristalina de silício (Si) dopada com Boro (B)



Fonte: elaborado pelo autor

Neste fato, diz-se que o átomo de boro (B) é um dopante receptor de elétrons e denomina-se dopante P ou impureza P. Em uma “bolacha” de silício de 200  $\mu\text{m}$  são introduzidos em um lado, átomos de fósforo (P) e no lado contrário, átomos de boro (B), formando uma junção PN. Uma única junção PN é conhecida como diodo. No momento em que há a criação da junção PN, alguns elétrons livres no semiconductor N suprem algumas lacunas do semiconductor P. Da mesma forma, algumas lacunas do semiconductor P se deslocam em direção ao semiconductor N, acabando por absorver alguns elétrons. Desta forma, cria-se uma pequena região neutra de cargas elétricas, chamada de região de depleção. Esta região neutra possui cargas aprisionadas, possuindo um campo elétrico permanente que impede que haja a transferência de elétrons do semiconductor N para o semiconductor P e também o contrário (Jannuzzi, 2009; Chen, 2009; Sánchez Juárez, 2017; Zeman, 2006). Na Figura 8 pode-se visualizar a região de depleção em um diodo.

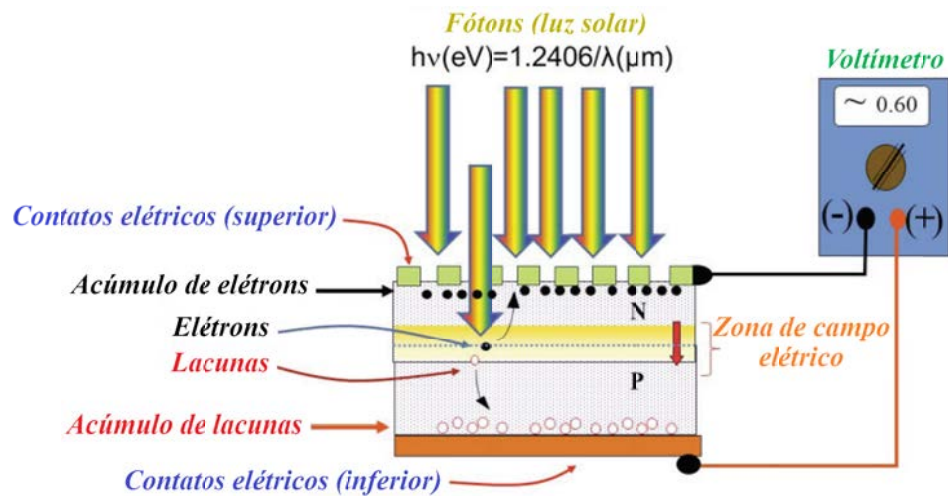
Figura 8 – Junção de silício (Si) tipo N e tipo P dando origem a um diodo semiconductor



Fonte: elaborado pelo autor

Quando a bolacha dopada é exposta a *fótons* (luz solar, por exemplo) que tenham energia suficiente para fornecer aos elétrons do semicondutor P e também aos elétrons da região de depleção, estes acabam por ir em direção ao semicondutor N. Este último acaba por ficar com acúmulo de elétrons em suas placas de contato. Por sua vez, como houve o deslocamento de elétrons, também houve a geração de lacunas na região de depleção e no semicondutor P. Este último acaba por ficar com excesso de lacunas em suas placas de contato (isto porque os elétrons foram para o semicondutor N). Desta forma, como cada placa de contato ficou com acúmulo de portadores, existirá uma diferença de potencial entre ambas (Jannuzzi, 2009; Chen, 2009; Sen, 2008; Sánchez Juárez, 2017; Zeman, 2006). A Figura 9 demonstra esse processo.

Figura 9 – Estrutura cristalina de um diodo semiconductor recebendo *fótons* e resultando no efeito fotovoltaico

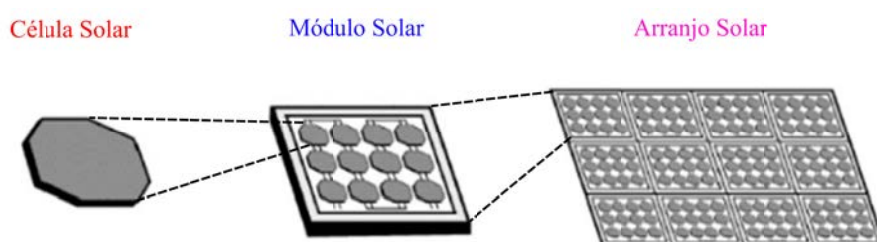


Fonte: adaptado (Sánchez Juárez, 2017)

Caso seja colocada uma carga nos terminais do diodo semiconductor, haverá a circulação de uma corrente elétrica entre as extremidades da junção PN e a carga. Este é o princípio básico do efeito fotovoltaico (Sánchez Juárez, 2017).

Em um sistema fotovoltaico, um diodo semiconductor dopado PN representa uma célula fotovoltaica. No entanto, uma célula fotovoltaica única não é suficiente para gerar energia elétrica para a maioria dos sistemas elétricos (cargas elétricas). Desta forma, adota-se realizar “grupos” de células fotovoltaicas em uma mesma estrutura, de modo a elevar tanto a capacidade de corrente fotovoltaica quanta a tensão fotovoltaica. A este “grupo” de células fotovoltaicas é denominado de módulo fotovoltaico. Pode-se ainda, realizar agrupamentos de módulos fotovoltaicos para suprir grandes quantidades de corrente e tensão fotovoltaicas, sendo este agrupamento denominado de arranjos fotovoltaicos (Pereira, 2019). A Figura 10 ilustra as células, módulos e arranjos (*array*) fotovoltaicos.

Figura 10 – Exemplos de célula, módulo e arranjo (*array*) fotovoltaico

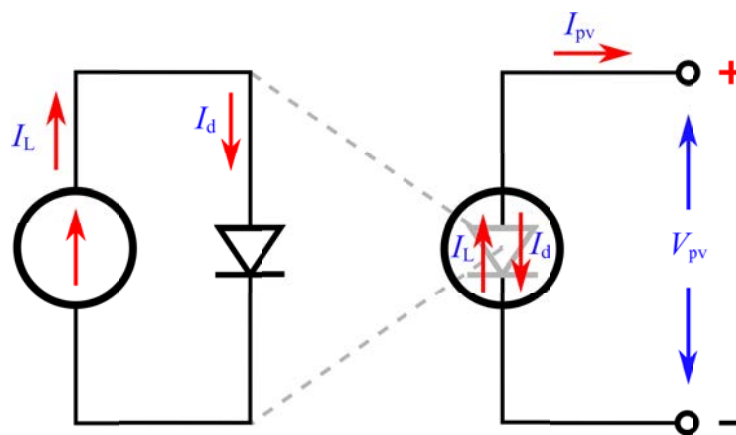


Fonte: adaptado (Chen, 2009)

### 5.3 A Curva Corrente-Tensão ( $I$ - $V$ ) de uma Célula Fotovoltaica

A curva de corrente-tensão ( $I$ - $V$ ) de uma célula fotovoltaica é representada como uma função característica entre a corrente e a tensão de saída da célula fotovoltaica. A corrente fornecida na saída de uma célula fotovoltaica (sem considerar resistência em série e paralela) é dada pela Equação 1 e pela Figura 11 (Chen, 2009; Xiao, 2017; Sánchez Juárez, 2017; Duffie, Beckman & McGowan, 2013; Zeman, 2006; Pinho & Galdino, 2014).

Figura 11 – Correntes internas de uma célula fotovoltaica sem considerar resistência em série e paralela



Fonte: elaborado pelo autor

$$I_{pv} = I_L - \underbrace{I_0 \cdot \left[ e^{\frac{q \cdot V_{pv}}{n \cdot k \cdot T}} - 1 \right]}_{I_d} \quad (1)$$

onde  $I_{pv}$  é corrente fotovoltaica [A];  $V_{pv}$  é a tensão de saída fotovoltaica [V];  $I_L$  é a corrente fotogerada [A];  $I_0$  é a corrente de saturação reversa do diodo [A];  $I_d$  é a corrente direta do diodo;  $n$  é o fator de idealidade do diodo (valor numérico entre 1 e 2);  $q$  é a carga de um elétron [ $1,6 \times 10^{-19}$ C];  $k$  é a constante de Boltzmann [ $1,38 \times 10^{-23}$ J/K] e  $T$  é a temperatura absoluta [K].

A Equação 1 é proveniente da equação de Shockley do diodo ideal e pode-se verificar que a corrente de saída da célula fotovoltaica é uma soma da corrente em uma junção PN no escuro ( $I_d$ ) e com a corrente gerada pelos *fótons* que atingem a junção PN ( $I_L$ ). Quando na condição de escuridão (ou nenhum *fóton* atravessando a junção semicondutora) a corrente fotogerada será zero ( $I_L=0$ ), a célula fotovoltaica possuirá um comportamento igual a um diodo retificador ou diodo de sinal. O elemento  $I_0$  refere-se a corrente de saturação reversa,



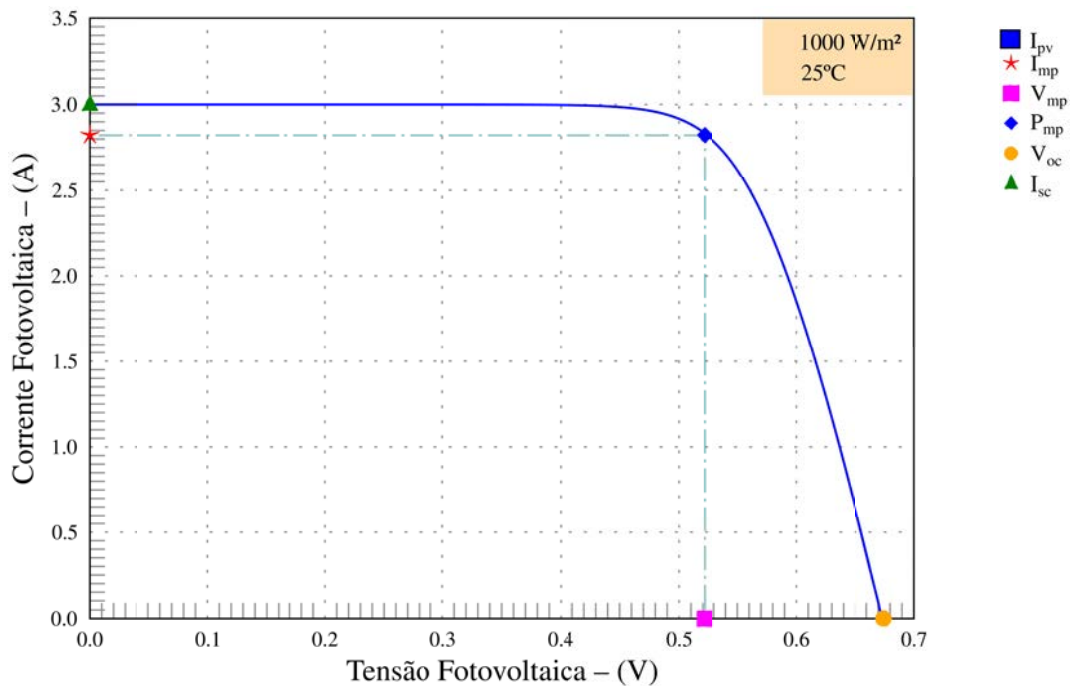
sendo calculada de acordo com as propriedades intrínsecas e de construção da junção PN. A corrente de saturação reversa pode ser calculada conforme Equação 2 (Chen, 2009; Xiao, 2017; Zeman, 2006; Pinho & Galdino, 2014).

$$I_0 = q \cdot A \cdot n_i^2 \cdot \left( \frac{D_p}{L_p \cdot N_d} + \frac{D_n}{L_n \cdot N_a} \right) \quad (2)$$

onde  $I_0$  é a corrente de saturação reversa do diodo [A];  $A$  é a área da célula fotovoltaica;  $n_i$  é a concentração de portadores intrínsecos no material;  $N_d$  e  $N_a$  são a concentração dos dopantes tipo N e tipo P, respectivamente;  $D_p$  e  $D_n$  são coeficientes de difusão de lacunas e elétrons;  $L_p$  e  $L_n$  são os comprimentos de difusão de lacunas e de elétrons e  $q$  é a carga do elétron [ $1,6 \times 10^{-19}$  C].

A corrente de saturação reversa  $I_0$  pode ser verificada aplicando-se uma tensão  $V_{oc}$  entre os terminais da junção PN em um ambiente de total escuridão, ou pode-se ainda, obtê-la numericamente por meio de ajuste de uma curva experimental medida (Chen, 2009; Xiao, 2017; Zeman, 2006; Pinho & Galdino, 2014).

A curva de corrente-tensão de célula fotovoltaica ( $I-V$ ) normalmente é elaborada e apresentada em condições-padrão de ensaio (STC – *Standard Test Conditions*), onde se considera uma irradiância de  $1.000 \text{ W/m}^2$  sobre a célula fotovoltaica, o espectro solar AM1,5 e temperatura na célula fotovoltaica de  $25^\circ\text{C}$ . Na Figura 12 é apresentada uma curva  $I-V$  nas STC de uma célula fotovoltaica (Chen, 2009; Xiao, 2017; Duffie, Beckman & McGowan, 2013; Pinho & Galdino, 2014; Eltawil & Zhao, 2013).

Figura 12 – Curva  $I-V$  nas STC de uma célula fotovoltaica

Normalmente, em um diodo normal (retificador, de sinal, etc.), a corrente elétrica entra pelo diodo através do semicondutor P e sai pelo semicondutor N (considerando o sentido convencional da corrente), desta forma o diodo é um componente passivo no circuito. Já funcionando como uma célula fotovoltaica, a mesma passa a ser um gerador de corrente (ativo) onde a corrente fotovoltaica sai pelo semicondutor P, atravessa o circuito fechado e entra pelo semicondutor N novamente (considerando o sentido convencional da corrente).

Considerando esta situação, a corrente elétrica fornecida por uma célula fotovoltaica encontra-se no quarto quadrante (negativa). Porém, para facilitar o entendimento da curva  $I-V$  fotovoltaica, adota-se que o diodo funcione como um gerador ativo (por exemplo, uma bateria) e então, inverte-se a curva  $I-V$ , deixando-a no primeiro quadrante para melhor interpretá-la, conforme Figura 12. A curva  $I-V$  de uma célula, módulo ou arranjo fotovoltaico possui o mesmo formato padrão característico, diferenciando-se uma da outra apenas com relação ao fornecimento de corrente e tensão elétrica máximas (Chen, 2009; Xiao, 2017; Sánchez Juárez, 2017; Duffie, Beckman & McGowan, 2013; Zeman, 2006; Pinho & Galdino, 2014).

A curva característica  $I-V$  apresenta algumas informações importantes referentes às células fotovoltaicas (e/ou também dos módulos fotovoltaicos) e que são parâmetros

importantes para o dimensionamento de sistemas fotovoltaicos. São eles (Chen, 2009; Xiao, 2017; Duffie, Beckman & McGowan, 2013; Zeman, 2006; Pinho & Galdino, 2014):

- Tensão de circuito aberto ( $V_{oc}$ ) – tensão que se apresenta nos terminais da célula fotovoltaica (ou módulo fotovoltaico) quando em circuito aberto ( $I_{pv}=0$  A). É a máxima tensão elétrica que pode ser produzida sob determinadas condições de irradiância solar e temperatura. Deste modo, depende diretamente da corrente de saturação ( $I_0$ ), da corrente elétrica fotogerada ( $I_L$ ) e da temperatura. A Equação 3 representa a tensão de saída em circuito aberto.

$$V_{pv} = V_{oc} = \frac{k \cdot T}{q} \cdot \ln\left(\frac{I_L}{I_0} + 1\right) \quad (3)$$

onde na equação  $V_{oc}$  é a tensão fotovoltaica em circuito aberto [V];  $I_L$  é a corrente fotogerada [A];  $I_0$  é a corrente de saturação reversa do diodo [A];  $q$  é a carga de um elétron [ $1,6 \times 10^{-19}$ C];  $k$  é a constante de Boltzmann [ $1,38 \times 10^{-23}$ J/K] e  $T$  é a temperatura absoluta [K].

Normalmente na curva  $I$ - $V$ ,  $V_{oc}$  é apresentada nas STC e varia de valor conforme a tecnologia utilizada nas células fotovoltaicas: c-Si (0,5 V–0,7 V), CdTe (0,857 V), a-Si (0,886 V), DSSC (0,744 V), InGaP/GaAs/InGaAs (3,014 V);

- Corrente de curto-circuito ( $I_{sc}$ ) – esta é a corrente máxima que pode ser obtida de uma célula fotovoltaica (ou módulo fotovoltaico) quando em seus terminais for realizado um curto-circuito.  $I_{sc}$  depende de algumas características, tais como: a área da célula fotovoltaica, irradiância solar e de sua distribuição espectral, propriedades ópticas e da probabilidade de coleta dos pares elétron-lacuna formados na junção PN. A Equação 4 representa a corrente de saída quando a célula fotovoltaica em curto-circuito.

$$I_{pv} = I_{sc} = I_L \quad (4)$$

onde na equação  $V_{pv}$  é a tensão fotovoltaica [V];  $I_{sc}$  é a corrente de curto-circuito [A];  $I_L$  é a corrente fotogerada [A];  $I_0$  é a corrente de saturação reversa do diodo [A];  $q$  é a carga de um elétron [ $1,6 \times 10^{-19}$ C];  $k$  é a constante de Boltzmann [ $1,38 \times 10^{-23}$ J/K] e  $T$  é a temperatura absoluta [K].

A densidade de corrente de curto-circuito ( $I_{sc}$ ) de cada célula fotovoltaica é calculada dividindo-se  $I_{sc}$  pela área do dispositivo, variando conforme a tecnologia empregada na mesma para construção. Pode-se encontrar valores como: c-Si (38 mA/cm<sup>2</sup>–42,7 mA/cm<sup>2</sup>),

CdTe (26,95 mA/cm<sup>2</sup>), a-Si (16,75 mA/cm<sup>2</sup>), InGaP/GaAs/InGaAs (14,57 mA/cm<sup>2</sup>), DSSC (22,47 mA/cm<sup>2</sup>);

- Fator de forma ( $FF$ ) – representa uma relação entre o produto da tensão fotovoltaica ( $V_{mp}$ ) e a corrente fotovoltaica ( $I_{mp}$ ) (encontrados no ponto de máxima potência fornecida pela célula fotovoltaica (ou módulo)) e o produto da corrente de curto-circuito ( $I_{sc}$ ) e a tensão de circuito aberto ( $V_{oc}$ ), sendo definido pela Equação 5.

$$FF = \frac{V_{mp} \cdot I_{mp}}{V_{oc} \cdot I_{sc}} \quad (5)$$

onde  $FF$  é o fator de forma (adimensional);  $V_{mp}$  é a tensão elétrica no ponto de máxima potência [V];  $I_{mp}$  é a corrente elétrica no ponto de máxima potência [A];  $V_{oc}$  é a tensão elétrica em circuito aberto [V] e  $I_{sc}$  é a corrente de curto-circuito [A].

O fator de forma está relacionado com  $V_{oc}$  e as resistências em série e em paralelo de uma célula fotovoltaica (ou do módulo fotovoltaico) que acabam por alterá-lo. Quanto mais próximo do valor unitário, melhor é a eficiência de transferência de potência pela célula fotovoltaica. Valores de  $FF$  dependem da tecnologia usada, como por exemplo: c-Si (80,9% – 82,8%), CdTe (77%), a-Si (67,8%), DSSC (71,2%), InGaP/GaAs/InGaAs (86%).

- Eficiência ( $\eta$ ) – nada mais é do que a relação na transformação de energia solar em energia elétrica pelo célula/módulo fotovoltaico, e pode ser calculada conforme Equação 6.

$$\eta = \frac{I_{sc} \cdot V_{oc} \cdot FF}{A \cdot G} \cdot 100 \quad (6)$$

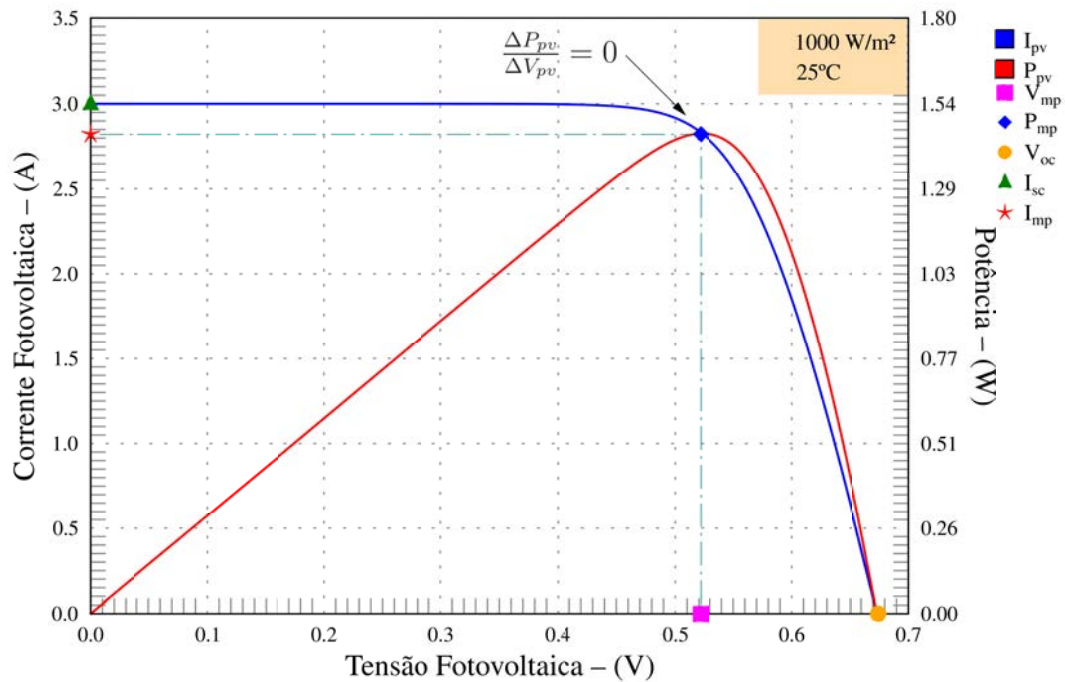
onde  $A$  é a área da célula fotovoltaica (ou do módulo) em metros quadrados [m<sup>2</sup>];  $G$  é a irradiância incidente na célula fotovoltaica (ou no módulo) [W/m<sup>2</sup>];  $FF$  é o fator de forma (adimensional);  $V_{oc}$  é a tensão fotovoltaica em circuito aberto [V] e  $I_{sc}$  é a corrente fotovoltaica de curto-circuito [A].

#### 5.4 A Curva Potência-Tensão ( $P$ - $V$ ) de uma Célula Fotovoltaica

A curva da potência fotovoltaica em função da tensão fotovoltaica ( $P$ - $V$ ) pode ser determinada através dos valores encontrados na curva  $I$ - $V$  (Chen, 2009; Xiao, 2017; Duffie, Beckman & McGowan, 2013; Zeman, 2006; Pinho & Galdino, 2014; Eltawil & Zhao, 2013).

Na Figura 13 ilustra-se esta curva representada.

Figura 13 – Curva da potência fotovoltaica em função da tensão fotovoltaica ( $P$ - $V$ ) nas STC



Fonte: elaborado pelo autor

Tanto na curva  $I$ - $V$  quanto na curva  $P$ - $V$ , pode-se encontrar o ponto de máxima potência ( $P_{mp}$ ) de transferência de energia entre a célula fotovoltaica (ou o módulo fotovoltaico) e a carga conectada em seus terminais, ou seja, quando há o casamento de impedâncias entre ambas. O ponto  $P_{mp}$  encontra-se na mesma abscissa tanto na curva  $I$ - $V$  quanto na curva  $P$ - $V$ . Na curva  $I$ - $V$ , este ponto representa os valores de tensão fotovoltaica ( $V_{mp}$ ) e de corrente fotovoltaica ( $I_{mp}$ ) que correspondem à máxima transferência de energia para a carga. O ponto de máxima potência ( $P_{mp}$ ) possui sua derivada nula em relação à tensão elétrica ( $\frac{\Delta P}{\Delta V} = 0$ ) na curva  $P$ - $V$ , podendo ser calculado apenas de modo aproximado numericamente (Eltawil & Zhao, 2013). Tanto a célula fotovoltaica quanto o módulo fotovoltaico possuem curvas de  $I$ - $V$  e  $P$ - $V$  semelhantes, sendo a diferença apenas na capacidade de fornecimento de tensão e corrente, que são maiores para o caso do módulo fotovoltaico. A unidade da potência da célula fotovoltaica (e do módulo fotovoltaico) é o watt-pico ( $W_p$ ) e está associada às STC. O produto entre a tensão de máxima potência ( $V_{mp}$ ) e a corrente de máxima potência ( $I_{mp}$ ) no ponto de máxima transferência de potência, informam a máxima potência de pico ( $W_p$ ) que a célula ou módulo pode fornecer sob determinadas condições de irradiância e temperatura (Xiao, 2017; Sánchez Juárez, 2017; Zeman, 2006; Pinho & Galdino, 2014; Eltawil & Zhao, 2013).

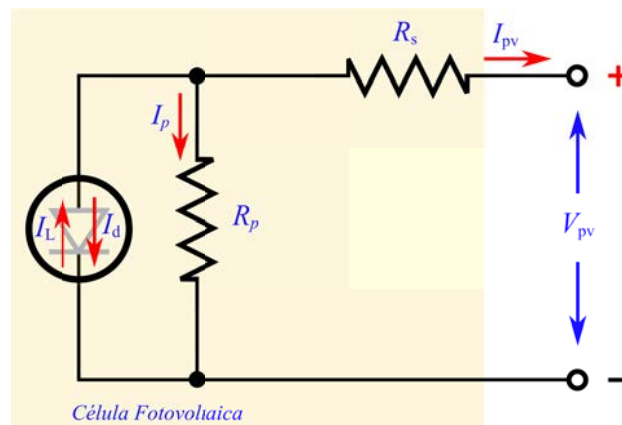
A partir deste ponto neste trabalho, todos os gráficos referentes às tensões e correntes fotovoltaicas serão usados como referência um arranjo de dois conjuntos conectados em paralelo, sendo cada conjunto de oito módulos fotovoltaicos ligados em série. Cada módulo fotovoltaico possuindo 72 células fotovoltaicas ligadas em série. Este arranjo fotovoltaico foi o utilizado nesta dissertação de mestrado.

### 5.5 Resistência Série e Paralela Intrínsecas em uma Célula/Módulo Fotovoltaico

A célula fotovoltaica costuma ser representada (além do diodo que é o elemento principal) também pelas suas resistências intrínsecas. A resistência em série caracteriza-se por se apresentar entre a junção metal-semicondutor, entre as malhas de contato da célula (superior e inferior), regiões dopadas nos semicondutores, etc. Já a resistência em paralelo é representada por impurezas na junção semicondutora e capacitâncias parasitas intrínsecas à célula fotovoltaica, gerando correntes de fuga interna à mesma (Xiao, 2017; Sánchez Juárez, 2017; Duffie, Beckman & McGowan, 2013; Zeman, 2006; Pinho & Galdino, 2014).

Na Figura 14 demonstra a representação esquemática da célula fotovoltaica, considerando a resistência em paralelo e série.

Figura 14 – Representação esquemática de uma célula fotovoltaica considerando a resistência em paralelo e série



Fonte: elaborado pelo autor

O modelo apresentado na Figura 14 também equivale para os módulos fotovoltaicos. Considerando-se as resistências em série e paralela, a equação da curva característica de uma célula/módulo fotovoltaico (equação de Shockley) passa a ser a Equação 7 (Sánchez Juárez, 2017; Duffie, Beckman & McGowan, 2013; Zeman, 2006; Pinho & Galdino, 2014).

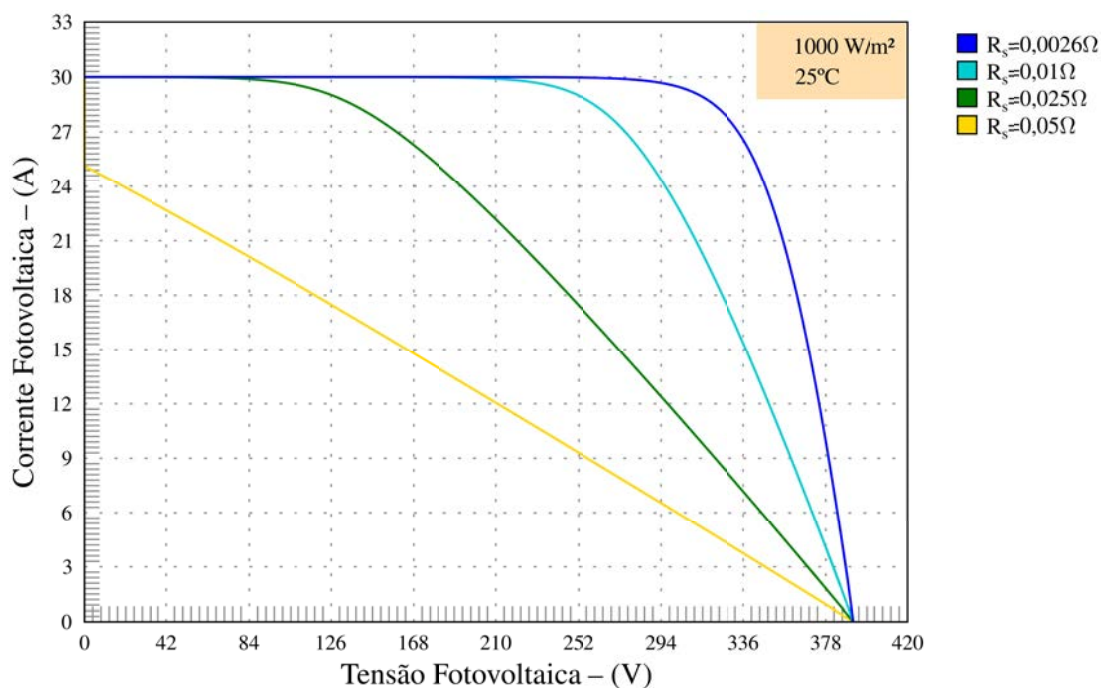
$$I_{pv} = I_L - \underbrace{I_0 \cdot \left[ e^{\left( \frac{q \cdot (V_{pv} + I_{pv} \cdot R_s)}{n \cdot k \cdot T} \right)} - 1 \right]}_{I_d} - \underbrace{\left( \frac{V_{pv} + I_{pv} \cdot R_s}{R_p} \right)}_{I_p} \quad (7)$$

onde  $I_{pv}$  é a corrente fotovoltaica [A];  $V_{pv}$  é a tensão de saída fotovoltaica [V];  $I_L$  é a corrente fotogerada [A];  $I_0$  é a corrente de saturação reversa do diodo [A];  $n$  é o fator de idealidade do diodo (valor numérico entre 1 e 2);  $q$  é a carga de um elétron [ $1,6 \times 10^{-19}$ C];  $k$  é a constante de Boltzmann [ $1,38 \times 10^{-23}$ J/K];  $T$  é a temperatura absoluta [K];  $R_s$  é a resistência série e  $R_p$  é a resistência paralela.

A resistência série e paralela intrínseca em um módulo fotovoltaico influenciam diretamente a curva  $I-V$ , reduzindo o fator de forma ( $FF$ ) do módulo fotovoltaico e, de acordo com a equação da eficiência (Equação 6), a eficiência total da mesma (Xiao, 2017; Duffie, Beckman & McGowan, 2013; Zeman, 2006; Pinho & Galdino, 2014).

A influência da resistência série ( $R_s$ ) no arranjo fotovoltaico utilizado neste trabalho pode ser verificado na Figura 15.

Figura 15 – Influência da resistência série ( $R_s$ ) no arranjo fotovoltaico utilizado neste trabalho



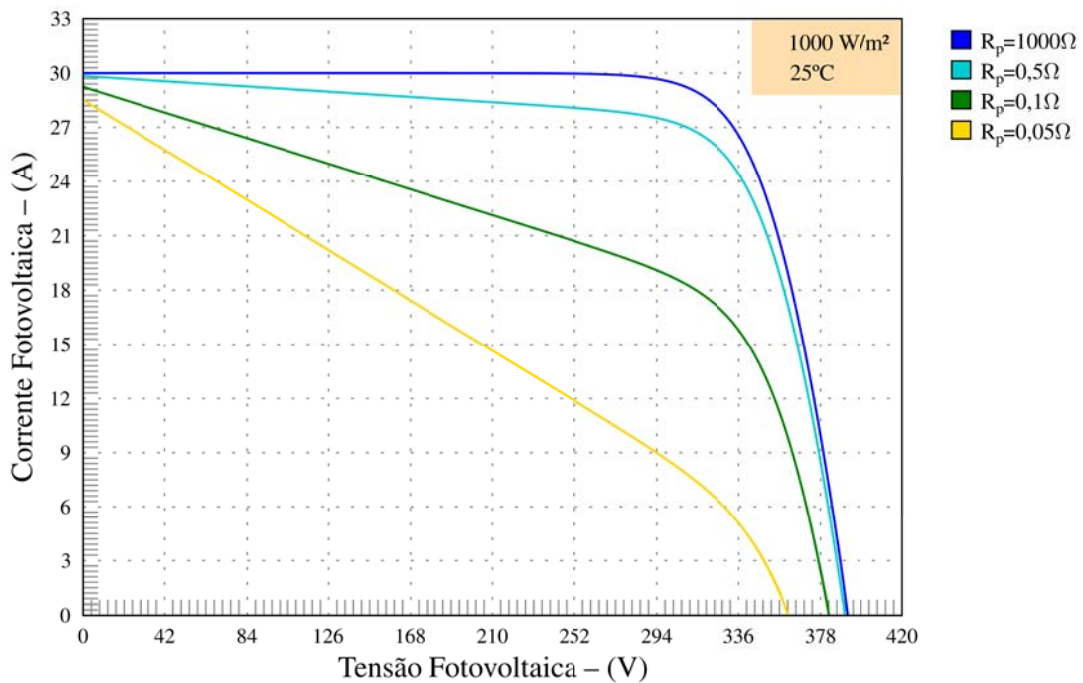
Fonte: elaborado pelo autor

Verifica-se claramente que a resistência série contribui para a redução de corrente de curto-circuito ( $I_{sc}$ ), e conseqüentemente com o fator de forma ( $FF$ ). Os valores de tensão em circuito aberto ( $V_{oc}$ ) não são afetados. Quanto maiores os valores de resistência série ( $R_s$ ),

mais a curva característica  $I-V$  perde o formato característico, tendendo a uma reta de inclinação  $1/R_p$  (considerando a resistência paralela ( $R_p$ ) infinita) (Xiao, 2017; Duffie, Beckman & McGowan, 2013; Zeman, 2006; Pinho & Galdino, 2014).

A resistência em paralelo tende a reduzir o valor da tensão em circuito aberto ( $V_{oc}$ ) e consequentemente o fator de forma ( $FF$ ) (Xiao, 2017; Duffie, Beckman & McGowan, 2013; Zeman, 2006; Pinho & Galdino, 2014). O efeito da resistência paralela ( $R_p$ ) no arranjo fotovoltaico utilizado neste trabalho é apresentada na Figura 16.

Figura 16 – Influência da resistência paralela ( $R_p$ ) no arranjo fotovoltaico utilizado neste trabalho



Fonte: elaborado pelo autor

Os valores de corrente de curto-circuito ( $I_{sc}$ ) não são afetados praticamente, sofrendo uma pequena redução. Quanto menores os valores de ( $R_p$ ), mais a curva característica  $I-V$  perde o formato característico, tendendo a uma reta de inclinação  $1/R_p$  (considerando a resistência série ( $R_s$ ) praticamente zero) (Xiao, 2017; Duffie, Beckman & McGowan, 2013; Zeman, 2006).

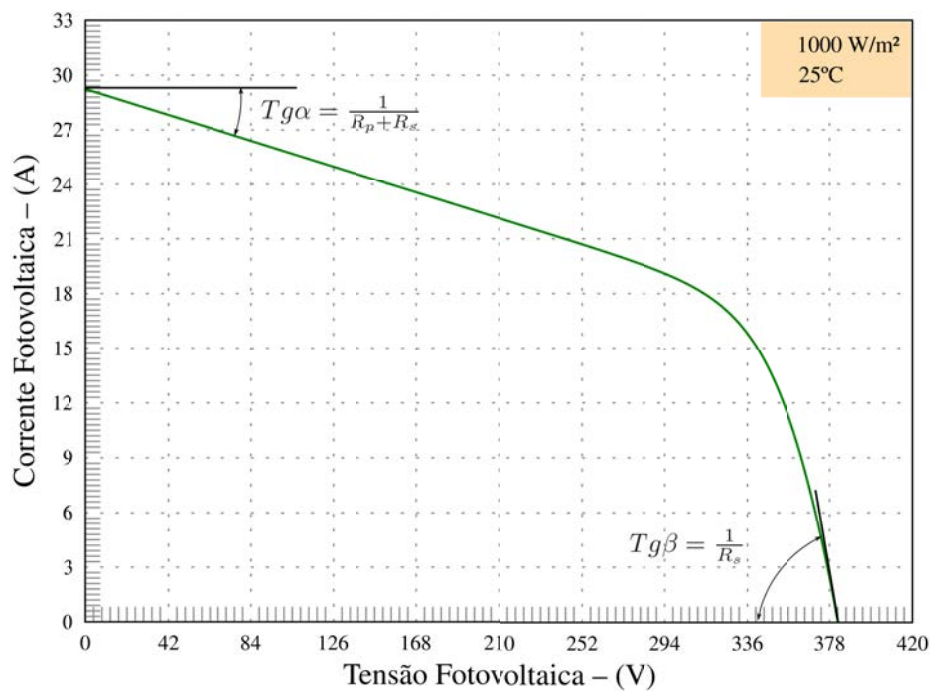
A resistência em série possui uma influência muito maior no fator de forma ( $FF$ ) e no ponto de máxima transferência de potência ( $P_{mp}$ ) do que a resistência em paralelo, sendo decisivo que a resistência série tenha os valores mínimos possíveis. Desta forma, são imprescindíveis os melhoramentos, tanto da dopagem do semicondutor da célula fotovoltaica



quanto sua estrutura física (módulo) ao qual são montadas (Xiao, 2017; Duffie, Beckman & McGowan, 2013; Zeman, 2006; Pinho & Galdino, 2014).

A Figura 17 demonstra a influência da resistência em série e em paralelo na curva característica  $I-V$  de um módulo fotovoltaico, apresentando seus respectivos ângulos de inclinação ( $\tan \alpha = \frac{1}{R_p + R_s}$  e  $\tan \beta = \frac{1}{R_s}$ ) com a influência de ambas (Pinho & Galdino, 2014).

Figura 17 – Influência da resistência em série e em paralelo na curva característica  $I-V$  de um módulo fotovoltaico

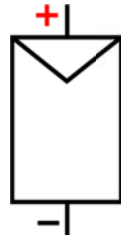


## 5.6 Associações de Células e Módulos Fotovoltaicos

O módulo fotovoltaico normalmente é constituído por um conjunto de células fotovoltaicas ligadas normalmente em série, cujo objetivo é gerar corrente elétrica disponível em seus terminais quando na recepção de energia solar (Sousa, 2018; Pinho & Galdino, 2014).

Na Figura 18 temos a simbologia definida pela norma NBR 10899 para um módulo fotovoltaico (Pinho & Galdino, 2014).

Figura 18 – Simbologia definida pela norma NBR10899 para um módulo fotovoltaico



Fonte: elaborado pelo autor

Muitos sistemas fotovoltaicos necessitam fornecer correntes e tensões bastantes elevados aos sistemas elétricos que alimentam. Para tal situação, costuma-se associar em paralelo, em série ou mista os módulos fotovoltaicos, formando-se então um arranjo fotovoltaico. Desta forma, existe o fornecimento de uma saída única de tensão e corrente (Sousa, 2018; Pinho & Galdino, 2014).

As células de silício normalmente apresentam uma tensão fotovoltaica da ordem de 0,5 a 0,8V. Devido a terem uma baixa tensão para cada célula fotovoltaica, os módulos fotovoltaicos são compostos por várias células fotovoltaicas conectadas em arranjos (série e/ou paralelo) de modo a produzirem tensões e correntes mais elevadas do que normalmente uma célula fotovoltaica única forneceria. Normalmente os módulos fotovoltaicos são encontrados em arranjos de 36, 60 ou 72 células fotovoltaicas ligadas em série (Pinho & Galdino, 2014).

### 5.6.1 Associações Série de Módulos Fotovoltaicos

Na associação série de módulos fotovoltaicos, os mesmos são conectados em série ligando-se o terminal negativo ao terminal positivo do módulo subsequente, de modo que sejam conectados tantos módulos necessários para a obtenção da tensão elétrica desejada. Na ligação série, a tensão disponível entre o terminal positivo do primeiro módulo e o terminal negativo do último é a soma das tensões de cada módulo fotovoltaico individualmente. Como todos os módulos estão em série, a corrente é única para todos os módulos fotovoltaicos, sendo este o valor da corrente de um módulo único (Xiao, 2017; Duffie, Beckman & McGowan, 2013; Pinho & Galdino, 2014).

A Equação 8 representa a tensão total ( $V_{pvtotal}$ ) e Equação 9 a corrente total ( $I_{pvtotal}$ ) em uma ligação série de módulos fotovoltaicos.

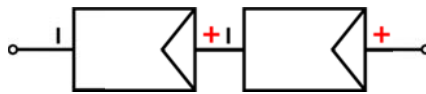
$$V_{pvtotal} = V_{pv1} + V_{pv2} + \dots + V_{pvn} \quad (8)$$

$$I_{pvtotal} = I_{pv1} = I_{pv2} = \dots = I_{pvn} \quad (9)$$

onde  $V_{pvtotal}$  é a tensão elétrica fotovoltaica total [V] e a  $I_{pvtotal}$  é a corrente elétrica fotovoltaica total [A].

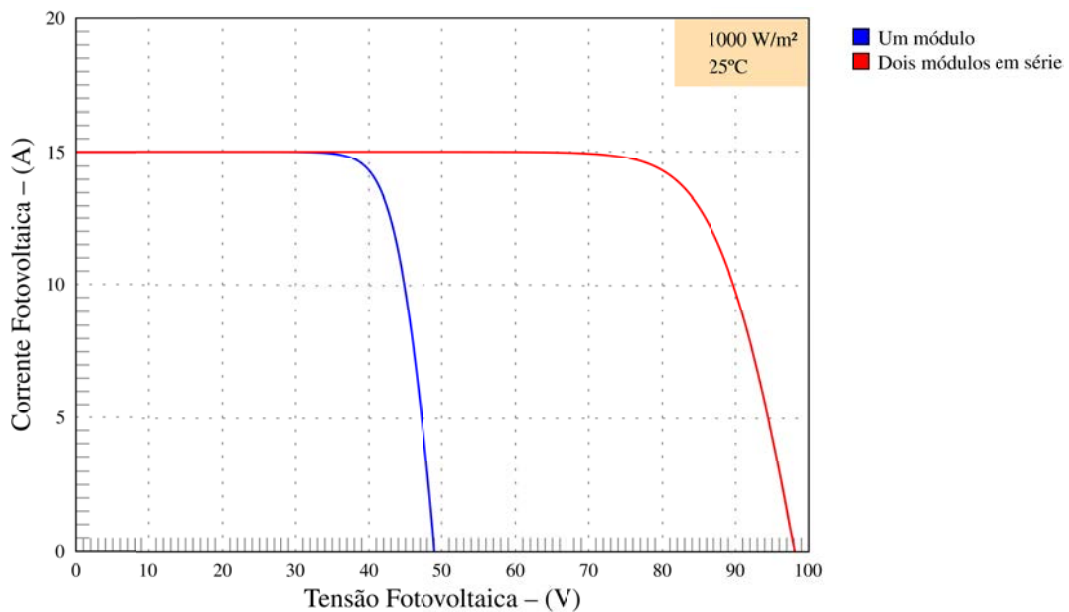
Na Figura 19 apresenta-se a ligação em série e na Figura 20 a sua curva característica  $I-V$ .

Figura 19 – Ligação em série de dois módulos fotovoltaicos



Fonte: elaborado pelo autor

Figura 20 – Curva característica  $I-V$  de dois módulos fotovoltaicos ligados em série usados neste trabalho



Fonte: elaborado pelo autor

Pode-se observar que a curva  $I-V$  característica é semelhante à curva encontrada para um módulo fotovoltaico único, diferenciando-se apenas na capacidade de tensão fotovoltaica.

A associação de módulos com capacidade de fornecimento de correntes diferentes não é recomendada na prática, pois pode causar superaquecimento. É importante que os módulos fotovoltaicos tenham as mesmas características elétricas, pois células fotovoltaicas de menor

fotocorrente acabam por limitar o desempenho do conjunto, reduzindo a eficiência global do módulo fotovoltaico. Efeito este chamado de descasamento (*mismatch*) (Xiao, 2017; Pinho & Galdino, 2014).

### 5.6.2 Associações Paralelas de Módulos Fotovoltaicos

Na associação paralela de módulos fotovoltaicos, os mesmos são colocados em paralelo conectando-se o terminal positivo com o terminal positivo do módulo subsequente. O mesmo faz-se com o terminal negativo. São conectados em paralelo tantos módulos quanto necessários para se obter o valor da corrente desejada, ou seja, a corrente total é a soma da corrente contribuída por cada módulo fotovoltaico. A tensão fotovoltaica entre o terminal positivo e negativo é praticamente a mesma de um módulo fotovoltaico único (Xiao, 2017; Duffie, Beckman & McGowan, 2013; Pinho & Galdino, 2014).

A Equação 10 representa a tensão total ( $V_{pvtotal}$ ) e a Equação 11 a corrente total ( $I_{pvtotal}$ ) em uma ligação em paralelo.

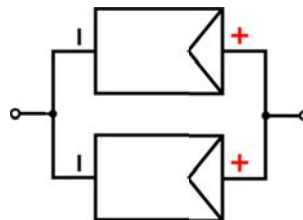
$$V_{pvtotal} = V_{pv1} = V_{pv2} = \dots = V_{pvn} \quad (10)$$

$$I_{pvtotal} = I_{pv1} + I_{pv2} + \dots + I_{pvn} \quad (11)$$

onde  $V_{pvtotal}$  é a tensão elétrica fotovoltaica total [V] e a  $I_{pvtotal}$  é a corrente elétrica fotovoltaica total [A].

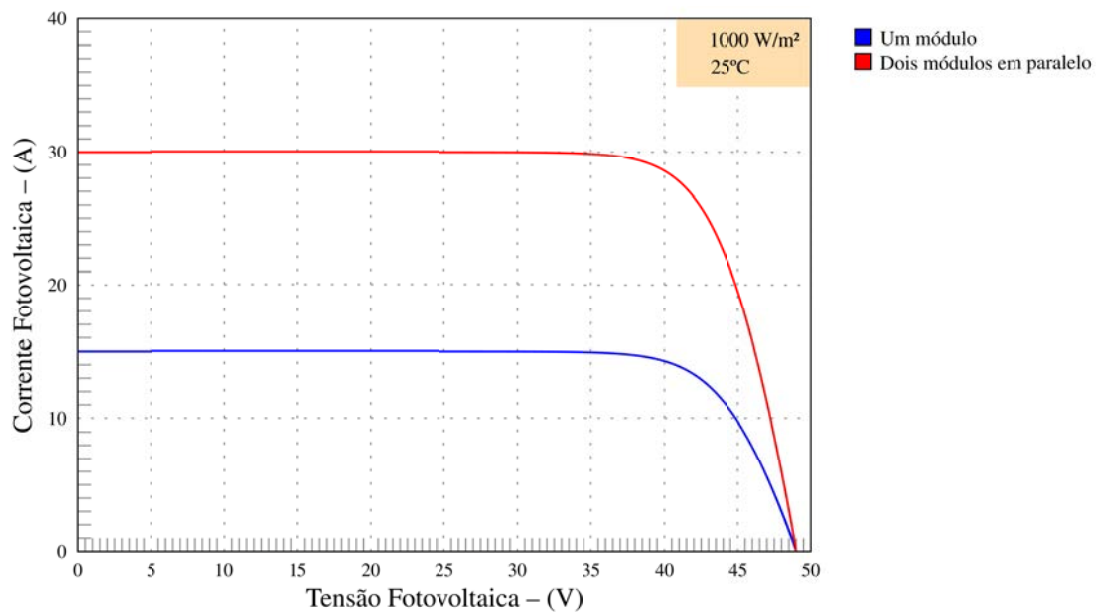
Na Figura 21 apresenta-se a ligação em paralelo de módulos fotovoltaicos e na Figura 22 sua curva característica  $I-V$ .

Figura 21 – Ligação em paralelo de dois módulos fotovoltaicos



Fonte: elaborado pelo autor

Figura 22 – Curva característica  $I-V$  de dois módulos fotovoltaicos ligados em paralelo usados neste trabalho



Fonte: elaborado pelo autor

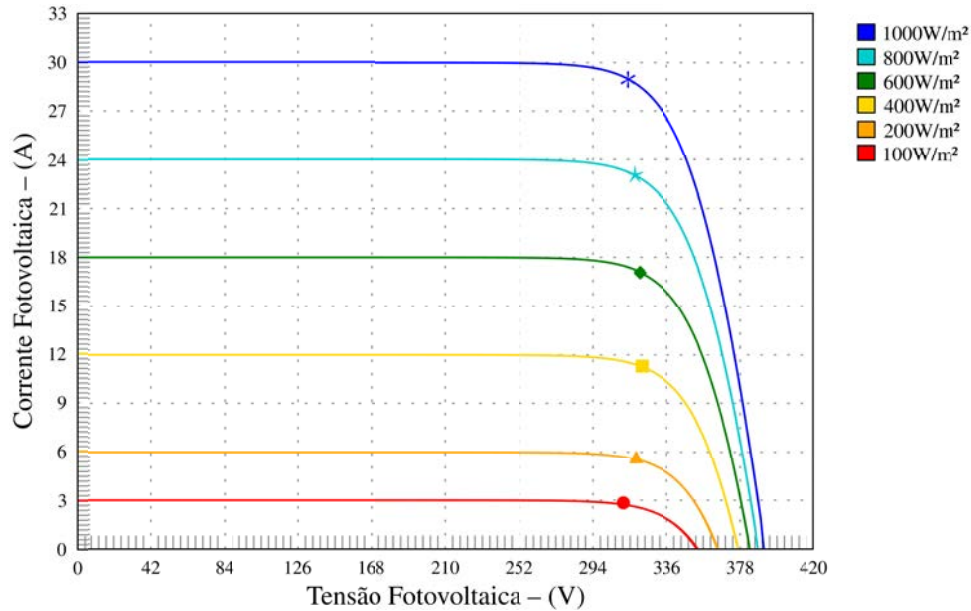
Pode-se observar que a curva  $I-V$  característica é semelhante à curva encontrada para um módulo fotovoltaico único, diferenciando-se apenas na capacidade de corrente fotovoltaica.

### 5.7 Influência da Irradiância Solar

A curva característica  $I-V$  de um módulo fotovoltaico é diretamente afetada pelas variações na irradiância solar (Xiao, 2017; Sánchez Juárez, 2017; Duffie, Beckman & McGowan, 2013; Pinho & Galdino, 2014).

A Figura 23, apresenta a influência da irradiação solar no arranjo fotovoltaico simulado neste trabalho nas irradiâncias de 1000, 800, 600, 400, 200 e 100 W/m<sup>2</sup>.

Figura 23 – Influência da irradiação solar na curva  $I-V$  do arranjo fotovoltaico utilizado neste trabalho e realizado no software PSCAD/EMTDC nas irradiâncias de 1000, 800, 600, 400, 200 e 100  $\text{W}/\text{m}^2$



Fonte: elaborado pelo autor

Considerando uma temperatura fixa ( $25^{\circ}\text{C}$ ), verifica-se que a corrente fotovoltaica ( $I_{pv}$ ) varia proporcionalmente conforme a irradiância solar sobre o módulo fotovoltaico, e a tensão de circuito aberto ( $V_{oc}$ ) varia logaritmicamente conforme a mesma irradiância. A corrente máxima de curto-circuito ( $I_{sc}$ ) está relacionada com a irradiância solar conforme a Equação 12 (Xiao, 2017; Sánchez Juárez, 2017; Duffie, Beckman & McGowan, 2013; Pinho & Galdino, 2014).

$$I_{sc} = I_{sc_{stc}} \cdot \frac{G}{1000} \quad (12)$$

onde  $I_{sc}$  é a corrente de curto-circuito do módulo fotovoltaico para uma irradiância  $G$  e uma temperatura de  $25^{\circ}\text{C}$  [A];  $I_{sc_{stc}}$  é a corrente de curto-circuito do módulo nas STC [A];  $G$  é a irradiância incidente sobre o módulo [ $\text{W}/\text{m}^2$ ].

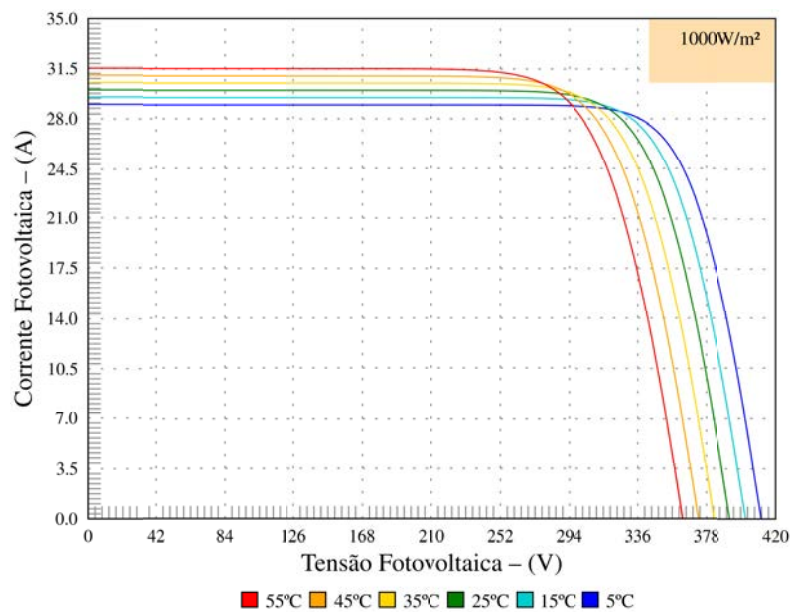
Normalmente as curvas características são elaboradas na condição-padrão de irradiância a  $1000 \text{ W}/\text{m}^2$  e temperatura de  $25^{\circ}\text{C}$ . Porém, com uso de espelhos e refletores, pode-se aumentar a intensidade de irradiância sobre o módulo fotovoltaico. Porém, isto traz algumas consequências com relação à resistência em série ( $R_s$ ) do módulo fotovoltaico, reduzindo a eficiência do mesmo. Valores muito baixos de irradiância solar trazem

consequências com relação à resistência em paralelo ( $R_p$ ), reduzindo em muito a potência fotovoltaica gerada (Xiao, 2017; Sánchez Juárez, 2017; Duffie, Beckman & McGowan, 2013; Pinho & Galdino, 2014).

### 5.8 Influência da Temperatura

A temperatura também influencia a curva característica  $I-V$  de um módulo fotovoltaico. Na Figura 24 pode-se observar a influência da temperatura no arranjo fotovoltaico simulado neste trabalho (Xiao, 2017; Sánchez Juárez, 2017; Duffie, Beckman & McGowan, 2013; Pinho & Galdino, 2014).

Figura 24 – Influência da temperatura na curva  $I-V$  do arranjo fotovoltaico utilizado neste trabalho e realizado no software PSCAD/EMTDC na irradiância de  $1000 \text{ W/m}^2$  e temperaturas de  $55^\circ\text{C}$ ,  $45^\circ\text{C}$ ,  $35^\circ\text{C}$ ,  $25^\circ\text{C}$ ,  $15^\circ\text{C}$  e  $5^\circ\text{C}$



Fonte: elaborado pelo autor

A temperatura ambiente e a irradiância solar incidente sobre o módulo fotovoltaico influenciam na temperatura do mesmo. Como consequência do aumento da temperatura, a eficiência do módulo tende a diminuir, devido à diminuição da tensão fotovoltaica de saída ( $V_{pv}$ ) do módulo. A corrente fotovoltaica de saída ( $I_{pv}$ ) sofre um pequeno aumento (Xiao, 2017; Sánchez Juárez, 2017; Duffie, Beckman & McGowan, 2013; Pinho & Galdino, 2014).

Normalmente, os fabricantes informam o quanto existe de variação da tensão em circuito aberto ( $V_{oc}$ ) e da corrente de curto-circuito ( $I_{sc}$ ) em forma de coeficientes de acordo

com a variação de temperatura sobre o módulo fotovoltaico, conforme apresentados a seguir (Pinho & Galdino, 2014):

- Coeficiente  $\beta$  – variação da tensão de circuito aberto ( $V_{oc}$ ) em relação à variação de temperatura, conforme Equação 13.

$$\beta = \frac{\Delta V_{oc}}{\Delta T} \quad (13)$$

onde  $\Delta V_{oc}$  é a variação da tensão em circuito aberto [V] para uma variação de temperatura de célula  $\Delta T$  [°C].

- Coeficiente  $\alpha$  – variação da corrente de curto-circuito ( $I_{sc}$ ) em relação à variação de temperatura, conforme Equação 14.

$$\alpha = \frac{\Delta I_{sc}}{\Delta T} \quad (14)$$

onde  $\Delta I_{sc}$  é a variação da corrente de curto-circuito [A] para uma variação de temperatura de célula  $\Delta T$  [°C].

- Coeficiente  $\gamma$  – variação da potência máxima (potência de pico –  $P_{mp}$ ) em relação à variação de temperatura, conforme Equação 15.

$$\gamma = \frac{\Delta P_{mp}}{\Delta T} \quad (15)$$

onde  $\Delta P_{mp}$  é a variação da potência máxima [W] para uma variação de temperatura de célula  $\Delta T$  [°C].

Quanto menores forem os valores de  $\beta$  e  $\gamma$ , menores serão as perdas de potência por parte do módulo fotovoltaico com a variação da temperatura.

As STC de um módulo fotovoltaico representam as condições ideais (em laboratório), usando uma irradiância padrão de 1000 W/m<sup>2</sup> sob uma distribuição espectral padrão para AM 1,5 e temperatura de 25°C. No entanto, não são estas as condições ideais que são encontradas em campo, onde o módulo normalmente é instalado. Um módulo fotovoltaico é geralmente identificado pela sua potência elétrica de pico ( $W_p$ ), mas um conjunto de características compatíveis com a aplicação específica deve ser observado. A definição da potência de pico de um módulo fotovoltaico é feita nas condições-padrão de ensaio. Uma vez que as STC não representam, na maioria dos casos, condições operacionais reais, as normas definem uma



temperatura nominal para a operação das células nos módulos, na qual as características elétricas podem se aproximar mais das características efetivas verificadas em campo. Desta forma, costuma-se utilizar um padrão em condições reais de operação ao qual é denominado de Temperatura Nominal de Funcionamento da Célula (NOCT – *Nominal Operating Cell Temperature*). Esta condição de operação considera o módulo fotovoltaico exposto em ambiente aberto, sob uma irradiância de  $800 \text{ W/m}^2$ , a uma temperatura de  $20^\circ\text{C}$  e recebendo uma ventilação com velocidade de  $1 \text{ m/s}$ . Geralmente o valor de NOCT encontra-se entre  $40$  e  $50^\circ\text{C}$ . Quanto menor o valor dado para a NOCT da célula, melhor será o desempenho do módulo fotovoltaico sob estas condições (Xiao, 2017; Sánchez Juárez, 2017; Pinho & Galdino, 2014).

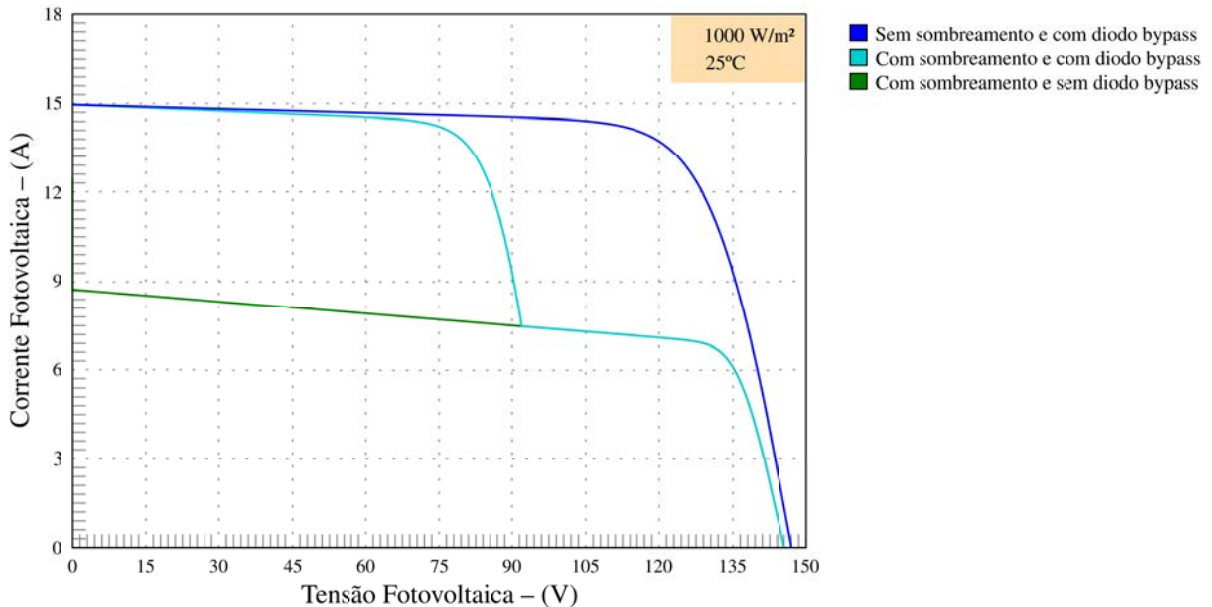
### **5.9 Efeitos do Sombreamento Sobre o Módulo Fotovoltaico e Uso do Diodo de Desvio (*Bypass*)**

Um módulo fotovoltaico pode ter uma redução no fornecimento de sua corrente de saída caso ocorra um sombreamento de uma de suas células fotovoltaicas ou, no caso de um arranjo fotovoltaico, em um de seus módulos fotovoltaicos. O sombreamento parcial pode ser causado por concentração de sujeira em parte do módulo fotovoltaico, o que pode interromper a incidência de irradiância solar sobre uma de suas células fotovoltaicas, o que acaba por limitar a corrente de todo o conjunto série (Xiao, 2017; Sánchez Juárez, 2017; Pinho & Galdino, 2014).

A célula fotovoltaica sombreada acaba por ser um elemento passivo ao circuito série, e acaba por dissipar uma parte da potência gerada pelas outras células fotovoltaicas. Como consequência, cria-se o chamado ponto quente (*hotspot*) na célula afetada, que acaba por sobreaquecer e causar a ruptura do vidro e a fusão dos polímeros constituintes do módulo fotovoltaico (Xiao, 2017; Sánchez Juárez, 2017; Pinho & Galdino, 2014).

Na Figura 25, demonstra-se o efeito do sombreamento na curva característica de um módulo fotovoltaico.

Figura 25 – Efeito do sombreamento na curva característica  $I-V$  de quatro módulos fotovoltaicos ligados em série usados neste trabalho e realizado no software PSCAD/EMTDC na irradiância de  $1000 \text{ W/m}^2$  com e sem o uso de diodo de desvio

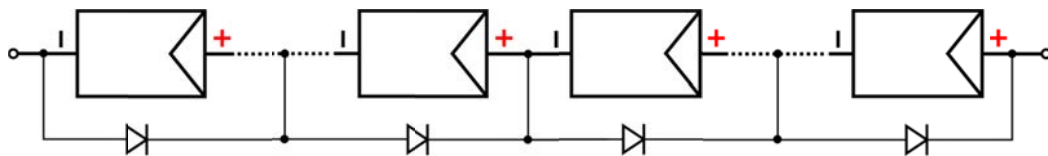


Fonte: elaborado pelo autor

Com o objetivo de se evitar os pontos quentes (*hotspot*) em um módulo fotovoltaico, normalmente os fabricantes colocam diodos de desvio (*bypass*) em antiparalelo a cada 15 ou 30 células fotovoltaicas de um módulo fotovoltaico (Pinho & Galdino, 2014).

A Figura 26 ilustra a aplicação de diodos de desvio (*bypass*) em módulos fotovoltaicos hipotéticos com 15 ou 30 células fotovoltaicas.

Figura 26 – Aplicação de diodos de desvio (*bypass*) em módulos fotovoltaicos hipotéticos com 15 ou 30 células fotovoltaicas

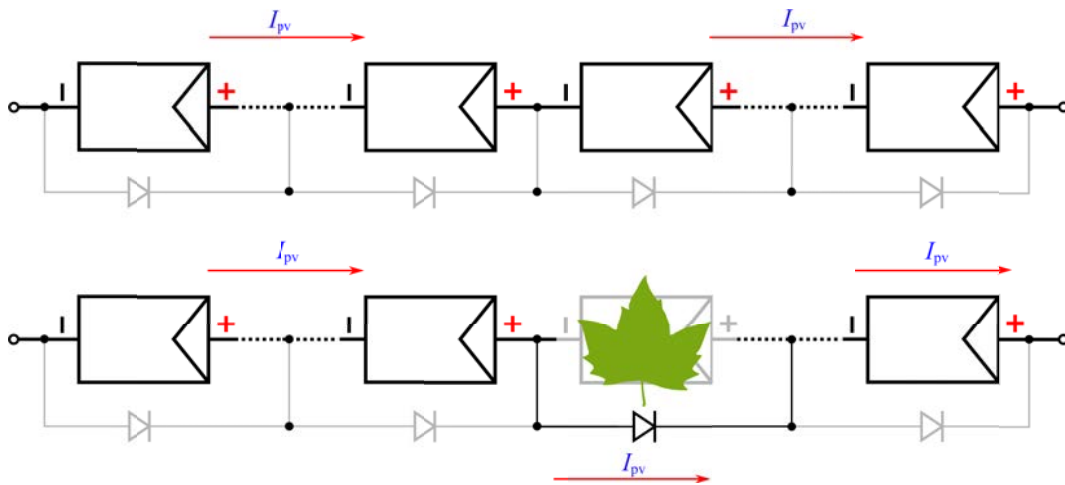


Fonte: elaborado pelo autor

Os diodos de desvio acabam por desviar a corrente fotovoltaica para os casos em que uma das células fotovoltaicas (do módulo fotovoltaico) acaba por ser sombreada ou até mesmo danificada, evitando que se danifique por completo o módulo fotovoltaico ou caia a eficiência de todo o conjunto de módulos fotovoltaicos.

A Figura 27 demonstra como o diodo de desvio atua no circuito.

Figura 27 – Demonstração da atuação de diodos de desvio (*bypass*) em módulos fotovoltaicos hipotéticos com 15 ou 30 células fotovoltaicas



Fonte: elaborado pelo autor

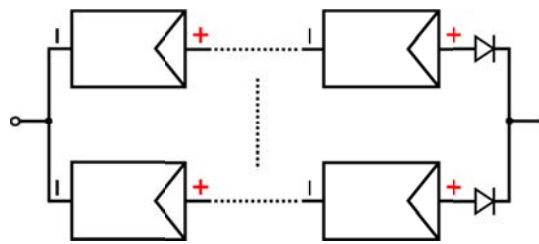
Como pode ser visto na Figura 27, quando um módulo é parcialmente sombreado, acaba que o diodo de desvio remaneja a potência que seria “colocada” sobre a célula sombreada para a carga de saída, evitando-se o sobreaquecimento por efeito Joule no módulo fotovoltaico sombreado.

### 5.10 Diodo de bloqueio

Normalmente os módulos fotovoltaicos possuem características intrínsecas diferentes, mesmo sendo de modelos iguais e lotes de fabricação iguais. Neste fato, a tensão fotovoltaica é uma característica que costuma ter pequenas diferenças de um módulo fotovoltaico para outro. Esta diferença se torna um problema quando módulos fotovoltaicos são ligados em paralelo, momento em que o módulo com maior tensão fotovoltaica de saída torna-se o elemento ativo e o módulo de menor tensão passa a ser o elemento passivo. Desta forma, é de uso comum colocar diodos de bloqueio no terminal positivo em cada módulo fotovoltaico em paralelo (Xiao, 2017; Sánchez Juárez, 2017; Pinho & Galdino, 2014).

A Figura 28 demonstra a aplicação de diodos de bloqueio em módulos fotovoltaicos em paralelo.

Figura 28 – Uso de diodos de bloqueio em um arranjo fotovoltaico com módulos fotovoltaicos ligados em *string* e em paralelo



Fonte: elaborado pelo autor

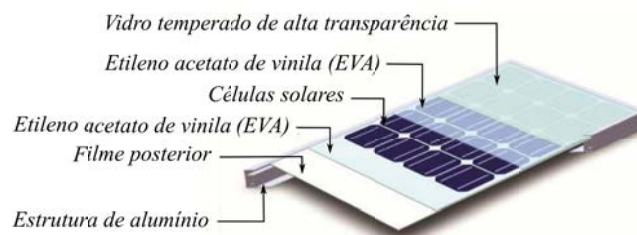
O diodo de bloqueio também é utilizado em sistemas isolados (*off-grid*) que utilizam baterias para suprimento de energia, de modo que, quando os módulos fotovoltaicos tornam-se elementos passivos no período noturno, deixem de consumir energia das baterias (Xiao, 2017; Sánchez Juárez, 2017; Pinho & Galdino, 2014).

### 5.11 Estrutura Física de Montagem de um Módulo Fotovoltaico

Muitos fabricantes tem adotado fabricar módulos fotovoltaicos de silício com 36 a 216 células fotovoltaicas, montadas dependendo dos parâmetros elétricos (tensão, corrente e potência). Estes módulos fotovoltaicos representam o segmento de módulos montados em estruturas rígidas. Cada célula fotovoltaica representa uma bolacha de silício que é extremamente frágil (quebradiça). Os módulos fotovoltaicos rígidos possuem suas células fotovoltaicas montadas em sanduíche entre duas bases sólidas de Etileno Acetato de Vinila (EVA) e coberta por uma ou mais lâminas de vidro com baixo teor de ferro em sua composição (para melhorar sua transmitância à irradiação solar) e temperado (para proteção mecânica contra intempéries), estas na parte superior (Pinho & Galdino, 2014; Jannuzzi, 2009).

A Figura 29 demonstra o esquema de montagem de um módulo fotovoltaico típico.

Figura 29 – Esquema de montagem de um módulo fotovoltaico típico



Fonte: adaptado (Pinho & Galdino, 2014; Jannuzzi, 2009)

Os módulos fotovoltaicos rígidos podem possuir uma moldura de alumínio (para facilitar sua instalação em um painel) ou não (para sua utilização como parte de uma construção ou como revestimento).

Normalmente as células de c-Si (depois de realizadas suas conexões elétricas) são fixadas ao vidro com uma laminação usando polímeros, sendo fundidos para preencher o espaço que acomoda as células fotovoltaicas entre uma lâmina posterior (em geral de Tedlar<sup>®</sup>) e o vidro na face frontal. Células de filmes finos são depositadas diretamente sobre o vidro (ou outro substrato) ocorrendo a fabricação das células e dos módulos em uma única etapa (Pinho & Galdino, 2014; Jannuzzi, 2009).

O tempo de garantia contra defeitos de fabricação e desempenho insuficiente (abaixo de um mínimo aceito como padrão para os módulos fotovoltaicos) é de 3 a 5 anos, dependendo do fabricante.

Considera-se que o decaimento do fornecimento de potência de módulos fotovoltaicos de c-Si está entre 0,5% e 1,0% por ano. Desta forma, garante-se geralmente uma potência mínima de 90% da potência de pico nominal ( $W_p$ ) para o período entre 10 a 12 primeiros anos de operação e de 80 % da potência de pico nominal ( $W_p$ ) para o período entre 20 a 25 primeiros anos de operação. Alguns fabricantes informam a degradação da potência ao longo dos anos de outra forma, garantindo por 5 anos pelo menos 95% da potência de pico nominal, durante 12 anos pelo menos 90%, durante 18 anos pelo menos 85% e durante 25 anos pelo menos 80%. Há ainda outros que garantem uma degradação da eficiência anual linear de 0,7-0,8% por ano, durante 25 anos (Pinho & Galdino, 2014; Jannuzzi, 2009).

## 6 COMPONENTES DOS SISTEMAS FOTOVOLTAICOS CONECTADOS À REDE E DE SISTEMAS ISOLADOS

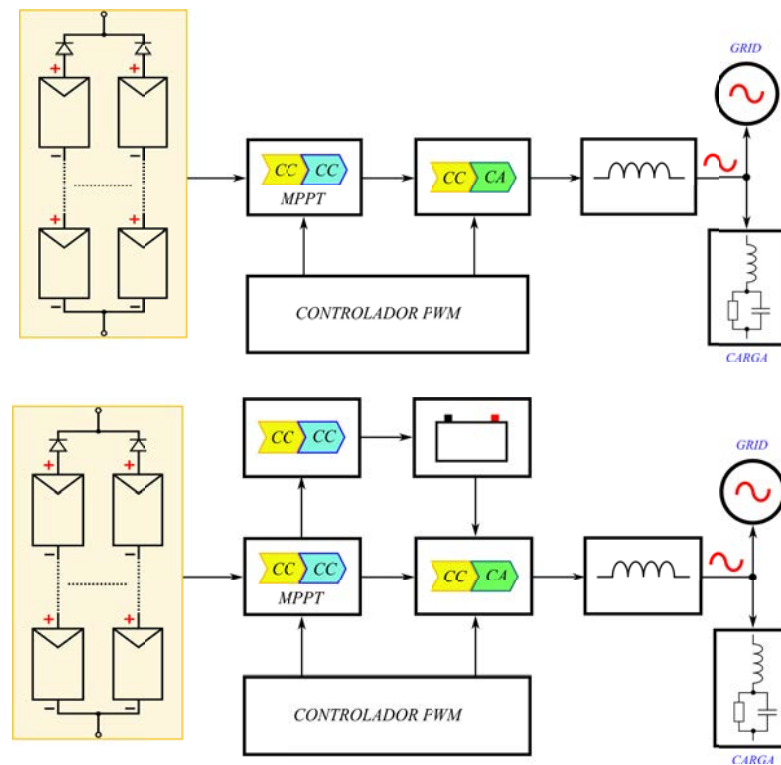
### 6.1 Introdução Sobre Sistemas Conectados à Rede Elétrica (*On-Grid*) e Sistemas Isolados (*Off-Grid*)

Os sistemas fotovoltaicos de fornecimento de energia são projetados para trabalharem de forma mais eficiente e eficaz possível. Para isso, componentes eletroeletrônicos são utilizados para controlar o nível adequado de tensão e corrente elétrica, converter e distribuir as mesmas e ainda, armazenar a energia produzida pelos módulos fotovoltaicos. Entre esses componentes do sistema fotovoltaico, pode-se citar: banco de baterias, controladores de carga para baterias, conversores CC/CC e CC/CA, fusíveis, disjuntores de sobrecorrente, dispositivos de proteção contra surtos (DPS), etc. A necessidade de uso destes componentes no sistema fotovoltaico dependerá de questões funcionais e operacionais de cada sistema (Pinho & Galdino, 2014; Xiao, 2017; Natividade, 2017; Macêdo, 2006).

Os sistemas fotovoltaicos são classificados em duas classes principais: sistemas fotovoltaicos ligados à rede ou conectados (*on-grid*) e sistemas fotovoltaicos autônomos ou isolados (*off-grid*) (Pinho & Galdino, 2014; Xiao, 2017; Natividade, 2017; Macêdo, 2006). Estes são explicados a seguir.

- Sistemas fotovoltaicos ligados à rede ou conectados (*on-grid*) – estes sistemas fotovoltaicos são projetados para trabalharem em paralelo com a rede elétrica, transferindo energia gerada pelo arranjo fotovoltaico para a mesma através de uma unidade de condicionamento de potência. Estes sistemas podem ser unidades distribuídas que fornecem energia elétrica à uma unidade de consumo pontual (por exemplo uma residência) ou unidades centralizadas que fornecem energia elétrica à matriz elétrica (SEP). A unidade de condicionamento de energia geralmente possui um sistema buscador de MPPT (pode-se usar um conversor CC/CC, por exemplo), um conversor CC/CA, uma interface com a rede elétrica (geralmente um indutor) e um sistema de controle para o desempenho eficiente do sistema (analógico ou digital). Nos sistemas fotovoltaicos on-grid, pode-se encontrar duas ramificações: sistemas que interagem com a rede de energia e não possuem backup de bateria e sistemas que interagem com a rede de energia e possuem backup de bateria. A Figura 30 ilustra estas duas configurações.

Figura 30 – Sistemas fotovoltaicos ligados à rede ou conectados (*on-grid*)



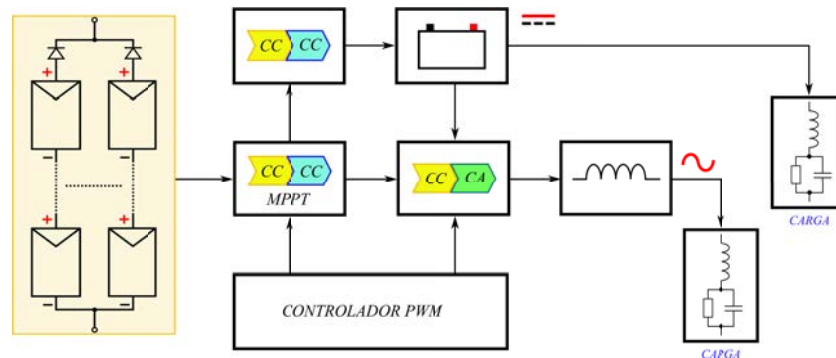
Fonte: adaptado (Pinho & Galdino, 2014; Xiao, 2017; Natividade, 2017; Macêdo, 2006)

O primeiro sistema (sem bateria de backup) somente fornece energia à rede elétrica durante o dia, não fornecendo energia elétrica à mesma durante o período noturno ou quando há uma redução expressiva irradiação solar para geração de energia pelos módulos fotovoltaicos (por exemplo, dias nublados). Sendo neste caso, haverá a necessidade de o consumidor utilizar energia da rede para seu suprimento nos momentos faltantes ou de baixa produção de energia elétrica pelos módulos fotovoltaicos. No segundo sistema (com bateria de backup), o banco de baterias acaba por suprir o consumidor no período noturno (quando na falta de energia elétrica da rede elétrica) ou quando há deficiência no fornecimento de irradiação solar, complementando o fornecimento de energia elétrica através do banco de baterias. Neste sistema, pode ocorrer a carga das baterias através da rede elétrica nos casos em que ocorre muitos dias nublados e a carga completa das baterias não ocorre.

- Sistemas fotovoltaicos autônomos ou isolados (*off-grid*) – estes sistemas fotovoltaicos são projetados para não trabalharem conectados à rede elétrica, e sua principal vantagem é a sua flexibilidade de implementação em locais remotos, onde a conexão à

rede elétrica de distribuição é impossível ou é muito custosa de se executar. A Figura 31 ilustra esta configuração.

Figura 31 – Sistemas fotovoltaicos autônomos ou isolados (*off-grid*)



Fonte: adaptado (Pinho & Galdino, 2014; Xiao, 2017; Natividade, 2017; Macêdo, 2006)

Sua unidade de condicionamento de energia geralmente possui um sistema buscador de MPPT (pode-se usar um controlador de carga, por exemplo), um conversor CC/CC, banco de baterias e um sistema de controle para o desempenho eficiente do sistema (analógico ou digital). Quando a carga a ser alimentada for de corrente alternada, inclui-se na unidade de condicionamento de energia um conversor CC/CA. Um controlador de carga para as baterias se faz necessário para evitar a sobrecarga e descarga elevada (*overdischarging*) das baterias, o que acabam por reduzir o tempo de vida útil do banco de baterias. As baterias são frequentemente utilizadas em sistemas fotovoltaicos para armazenar energia produzida pelos módulos fotovoltaicos durante o dia e passam a fornecer a energia elétrica armazenada às cargas sempre que for necessário durante a noite ou em tempo nublado.

Ambos os sistemas fotovoltaicos *on-grid* e *off-grid* possuem dois condicionadores de potência que se destacam por sua importância: o conversor CC/CC e o conversor CC/CA. Ambos conversores são a chave para o bom funcionamento do sistema fotovoltaico, sendo o conversor CC/CA considerado o *hardware* mais complexo. Estes elementos devem operar em uma ampla gama de tensão de entrada, e serem capazes de regular a tensão de saída entregue. O conversor CC/CA deve fornecer uma tensão alternada de saída, garantindo que esta última tenha uma boa qualidade, com alto fator de potência (preferencialmente unitário) e uma baixa distorção harmônica. Também deve apresentar uma boa eficiência e eficácia para a maior gama possível de irradiância solar (Pinho & Galdino, 2014; Xiao, 2017; Natividade, 2017; Macêdo, 2006).

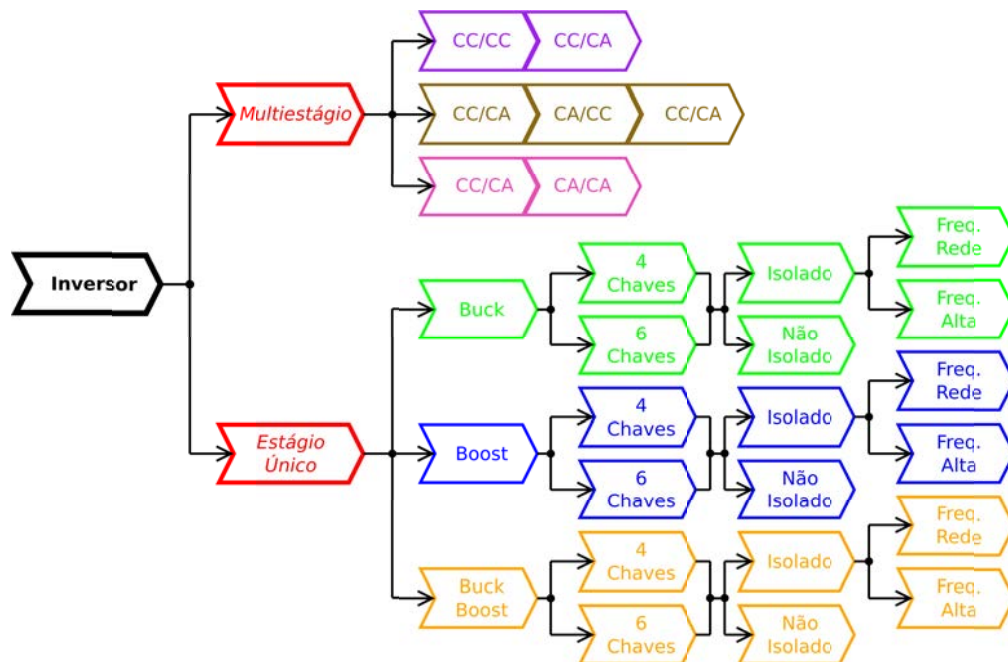


## 7 TOPOLOGIAS DE CONVERSORES CONECTADOS À REDE ELÉTRICA

### 7.1 Conceito de Topologias de Inversores

Diversas configurações de inversores são apresentadas na literatura. Estas topologias são agrupadas conforme o número de estágios de conversão e o uso ou não de transformador nos estágios de conversão. A Figura 32 ilustra a divisão básica de configurações de inversores de estágio único e multiestágios (Xiao, 2017; ZHANG, 2013; Yang & Blaabjerg, 2015; Rashayi, 2006; Baharudin *et al.*, 2017; Shayestegan, 2018; Nema, Nema & Agnihotri, 2011).

Figura 32 – Divisão básica de configurações de inversores de estágio único e multiestágios mais encontrados



Fonte: elaborado pelo autor

Quanto mais estágios conversores um inversor possuir, maior será o número de dispositivos semicondutores de chaveamento e sua complexidade. Com relação ao uso de transformador, pode-se classificar ainda nas operações em alta frequência (*high frequency*) ou na frequência da rede (*low frequency*), sendo que no segundo modo de operação os transformadores são mais robustos (Xiao, 2017; ZHANG, 2013; Yang & Blaabjerg, 2015; Rashayi, 2006; Baharudin *et al.*, 2017; Shayestegan, 2018; Nema, Nema & Agnihotri, 2011).

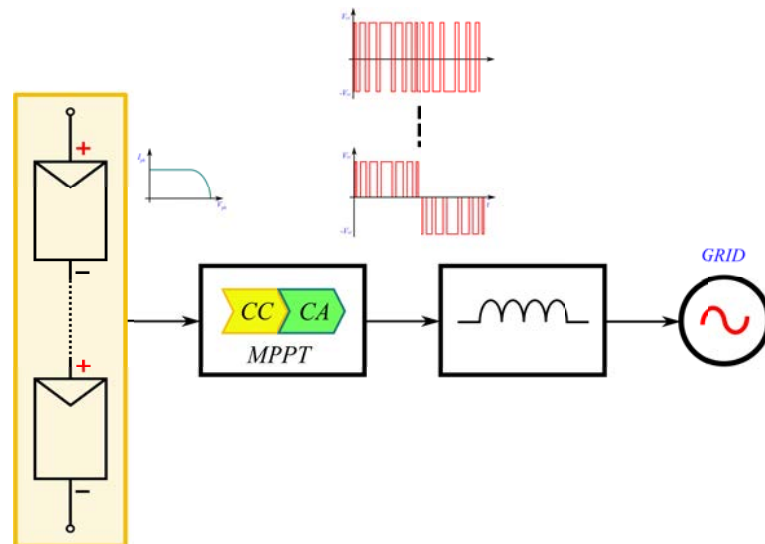
Neste trabalho, serão apresentados apenas as topologias mais usuais conforme Figura 32.

## 7.2 Topologias de Inversores que Empregam Estágio Único

São inversores utilizados em sistemas fotovoltaicos que possuem apenas um conversor CC/CA, ou seja, apenas um estágio de adequação da tensão contínua (recebida pelos módulos fotovoltaicos) em tensão alternada e conexão com a rede elétrica. Deve ser capaz de simultaneamente buscar o ponto de máxima transferência de potência entre o módulo fotovoltaico e a rede elétrica, e ainda realizar a modulação PWM necessária.

Na Figura 33, apresenta-se o exemplo de um sistema fotovoltaico de único estágio utilizando um conversor CC/CA (Xiao, 2017; ZHANG, 2013; Yang & Blaabjerg, 2015; Rashayi, 2006; Baharudin *et al.*, 2017; Shayestegan, 2018; Nema, Nema & Agnihotri, 2011).

Figura 33 – Exemplo de um sistema fotovoltaico de único estágio utilizando um conversor CC/CA



Fonte: elaborado pelo autor

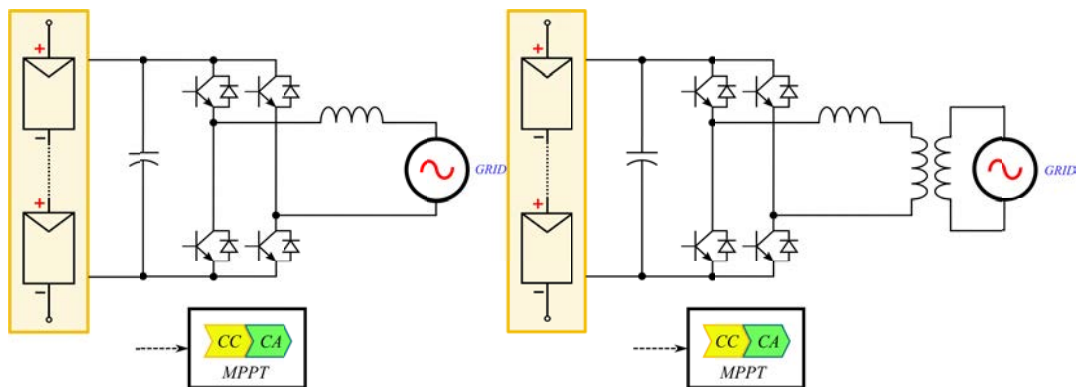
Com apenas um estágio de conversão, a estrutura eletrônica do inversor utilizando apenas um conversor CC/CA torna-se mais compacta. Porém, há um sobrecarregamento de funções por parte deste último, o que acarreta uma perda de eficiência devido à necessidade de comutadores semicondutores (transistores, tiristores, etc.) com tensões e correntes de comutação maiores que os utilizados em inversores com mais estágios. Também há a necessidade de um maior número de capacitores de filtragem para eliminação de componentes alternadas (harmônicas) durante conversão de tensão contínua (CC) para tensão alternada senoidal (CA) (Xiao, 2017; ZHANG, 2013; Yang & Blaabjerg, 2015; Rashayi, 2006; Baharudin *et al.*, 2017; Shayestegan, 2018; Nema, Nema & Agnihotri, 2011).

Os inversores que possuem um conversor CC/CA de estágio único podem ser classificados como: inversor *buck*, inversor *boost* e inversor de *buck-boost*.

### 7.2.1 Topologia Estágio Único Tipo *Buck*

O conversor *buck* pode ser formado por comutadores semicondutores (transistores, tiristores, etc.) ligados em ponte-completa (*full-bridge*) conforme Figura 34 (Xiao, 2017; ZHANG, 2013; Yang & Blaabjerg, 2015; Rashayi, 2006; Baharudin *et al.*, 2017; Shayestegan, 2018; Nema, Nema & Agnihotri, 2011).

Figura 34 – Conversor *buck* isolado e não isolado da rede elétrica através de um transformador de baixa frequência e formado por comutadores semicondutores ligados em ponte-completa (*full-bridge*)



Fonte: elaborado pelo autor

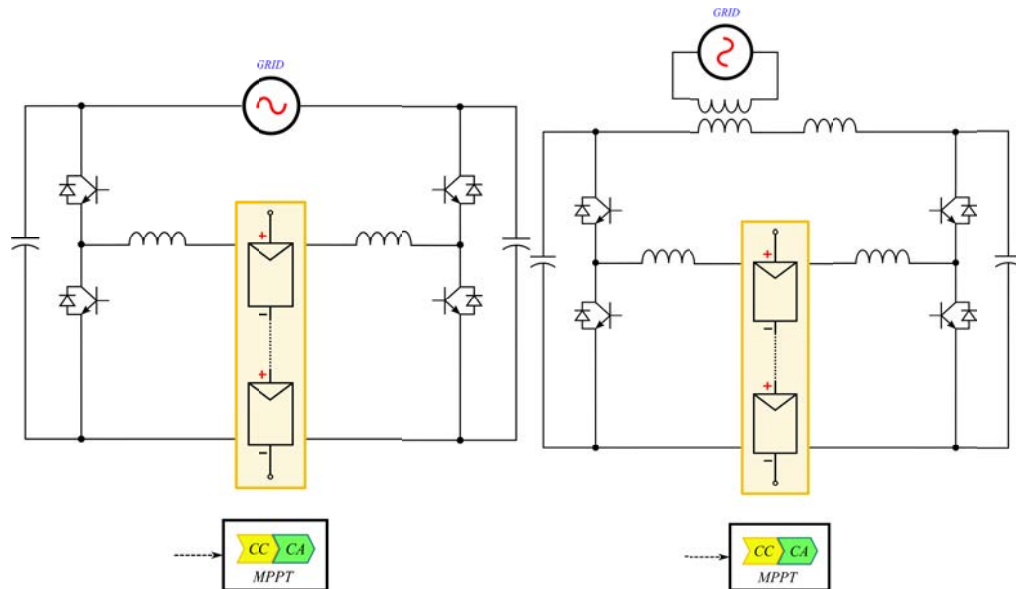
No conversor *buck*, a tensão de saída é sempre menor do que a tensão de entrada. A tensão de saída é alternada e modulada sendo esta filtrada por um filtro indutivo (L) passa-baixa (pode-se usar também filtro indutivo-capacitivo (LC) ou indutivo-capacitivo-indutivo (LCL)) para “suavizar” a tensão senoidal de saída. Pode-se também, usar o conversor *buck* de um estágio em topologia não conectada à rede elétrica (*off-grid*), sendo então, ligado diretamente à carga de alimentação. O acoplamento de um transformador de baixa frequência (frequência da rede) na saída do conversor *buck* de um estágio deixando-o isolado da rede (Xiao, 2017; ZHANG, 2013; Yang & Blaabjerg, 2015; Rashayi, 2006; Baharudin *et al.*, 2017; Shayestegan, 2018; Nema, Nema & Agnihotri, 2011).

### 7.2.2 Topologia Estágio Único Tipo *Boost*

O inversor *boost* é capaz de gerar tensão senoidal modulada de saída maior que a tensão de entrada recebida pelos módulos fotovoltaicos, e é apresentado na Figura 35 (Xiao,

2017; ZHANG, 2013; Yang & Blaabjerg, 2015; Rashayi, 2006; Baharudin *et al.*, 2017; Shayestegan, 2018; Nema, Nema & Agnihotri, 2011).

Figura 35 – Conversor *boost* isolado e não isolado da rede elétrica através de um transformador de baixa frequência (*low frequency*)



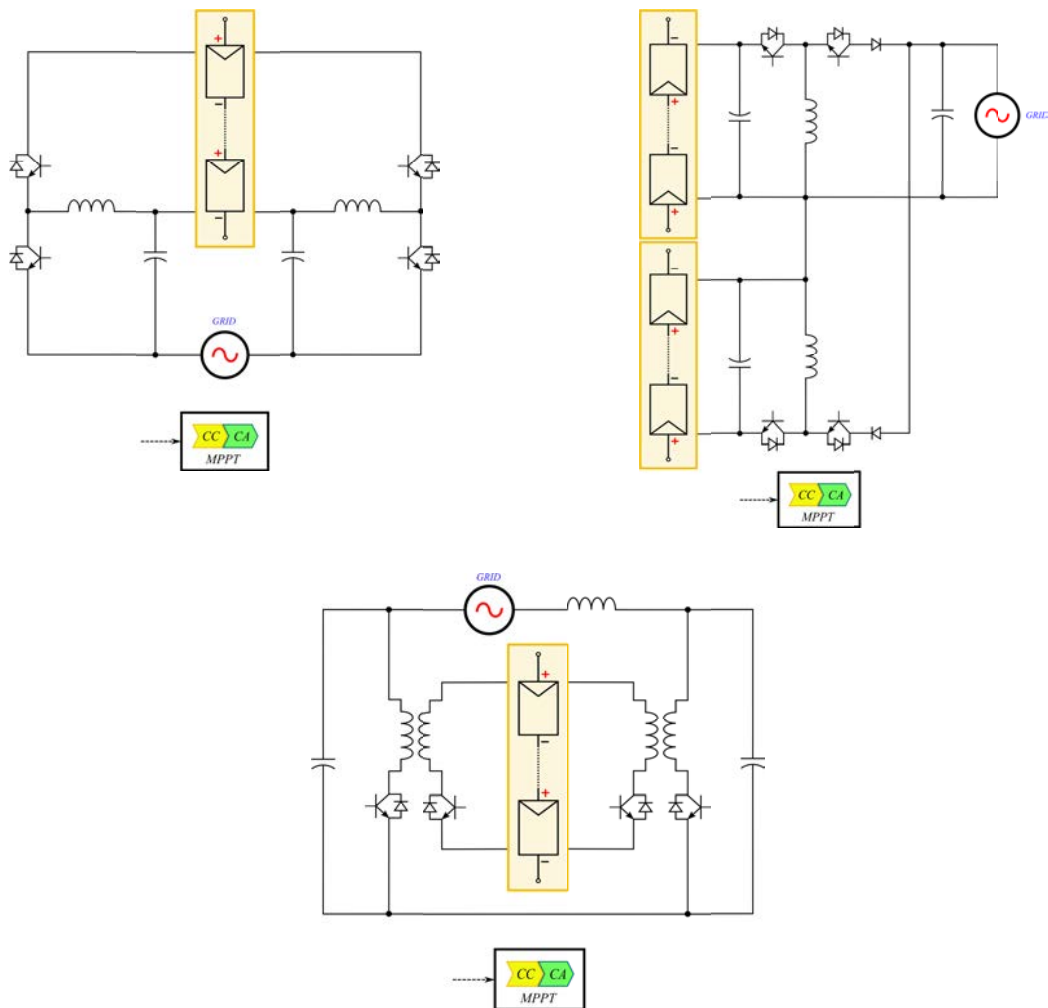
Fonte: elaborado pelo autor

Este conversor é constituído por dois conversores *boost* bidirecionais, e a rede elétrica está conectada diferencialmente entre eles. Cada conversor *boost* é modulado para produzir um semiciclo da tensão senoidal de  $180^\circ$ , de forma que sobre a rede elétrica, a tensão de saída será de onda senoidal pura. Pode-se também, usar o conversor *boost* de um estágio em topologia não conectado à rede elétrica (*off-grid*), sendo então, ligado diretamente à carga de alimentação (Xiao, 2017; ZHANG, 2013; Yang & Blaabjerg, 2015; Rashayi, 2006; Baharudin *et al.*, 2017; Shayestegan, 2018; Nema, Nema & Agnihotri, 2011).

### 7.2.3 Topologia Estágio Único Tipo *Buck-Boost*

O inversor *buck-boost* gera uma tensão senoidal modulada inferior ou superior à tensão de entrada recebida pelos módulos fotovoltaicos (Xiao, 2017; ZHANG, 2013; Yang & Blaabjerg, 2015; Rashayi, 2006; Baharudin *et al.*, 2017; Shayestegan, 2018; Nema, Nema & Agnihotri, 2011). Na Figura 36 é apresentado alguns exemplos de conversores *buck-boost*.

Figura 36 – Conversor *buck-boost* não isolado e isolado da rede elétrica através de um transformador de alta frequência (*high frequency*)

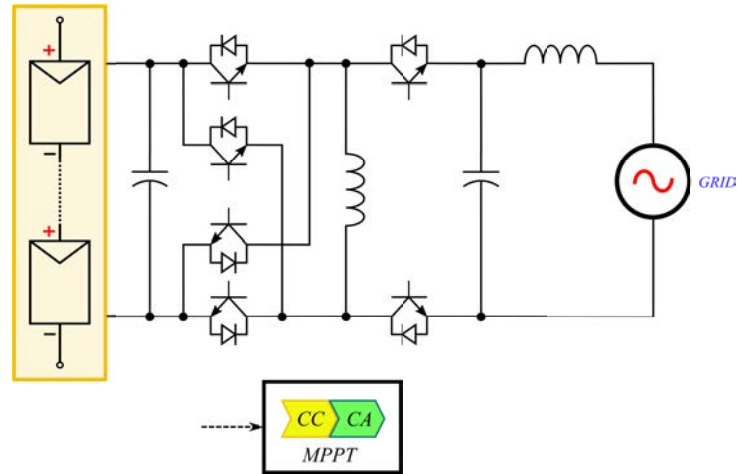


Fonte: elaborado pelo autor

Todos os inversores *buck-boost* apresentados na Figura 36 pertencem à categoria que utilizam no máximo quatro comutadores semicondutores. No entanto, há também topologias de inversor *buck-boost* que fazem uso de seis comutadores semicondutores. Dois comutadores semicondutores adicionais são usados para a comutação síncrona em cada meio ciclo da tensão senoidal modulada de saída ou para fins de aterramento da rede elétrica (*grid*) e o módulo fotovoltaico (Xiao, 2017; ZHANG, 2013; Yang & Blaabjerg, 2015; Rashayi, 2006; Baharudin *et al.*, 2017; Shayestegan, 2018; Nema, Nema & Agnihotri, 2011).

Estas topologias são mostradas na Figura 37.

Figura 37 – Exemplo de conversor *buck-boost* com dois comutadores semicondutores adicionais usados para comutação síncrona em cada meio ciclo da tensão senoidal modulada de saída



Fonte: elaborado pelo autor

Como observação final, as seguintes características dos conversores *buck-boost* podem ser observadas:

- ✓ Design compacto devido à eliminação do transformador de baixa frequência (*low frequency*);
- ✓ Boa eficiência e baixo custo;
- ✓ Capacidade de potência limitada;
- ✓ Qualidade de saída comprometida (devido às oscilações de tensão na alimentação);
- ✓ Faixa de operação limitada imposta pela fonte de alimentação;
- ✓ Corrente no comutador semicondutor principal é um pulso triangular descontínuo;
- ✓ Correntes e tensões de pico excessivas em comutadores semicondutores de potência com capacidade de potência crescente.

Todos esses circuitos de potência são conversores de comutação em que o dispositivo semicondutor comuta a uma taxa considerada rápida em comparação com a variação das formas de onda de entrada e saída. A comutação suave em alta frequência (*high frequency*) empregada com estas topologias de conversor é uma forma promissora de reduzir o tamanho do conversor. Com maior frequência de comutação, o tamanho dos indutores e capacitores fica reduzido. Porém, perdas por efeito Joule devido à comutação aumentam, o que pode ser reduzido através de métodos de suavização como, por exemplo, controle de tensão zero ou a comutação de corrente zero. O objetivo primário de topologias de estágio único é minimizar a

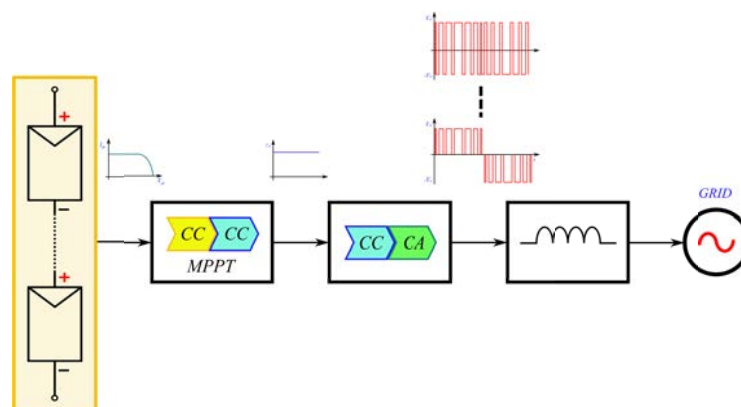
contagem de componentes de modo a ter melhor eficiência com relação ao tamanho e redução de custos. Quase todos os conversores CC/CA usados na topologia de um estágio único podem usar um transformador de baixa frequência (*low frequency*) em conjunto com um indutor de filtro em sua saída (Xiao, 2017; ZHANG, 2013; Yang & Blaabjerg, 2015; Rashayi, 2006; Baharudin *et al.*, 2017; Shayestegan, 2018; Nema, Nema & Agnihotri, 2011).

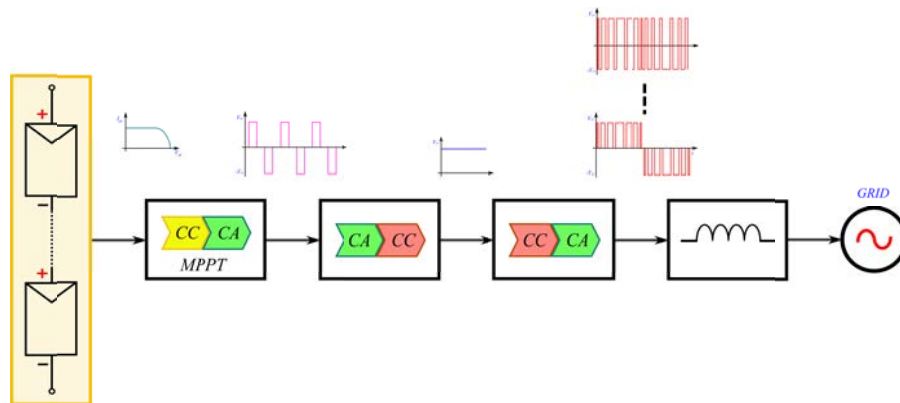
### 7.3 Topologias de Inversores que Empregam Dois ou mais Estágios (Multiestágios)

Inversores que possuem dois ou mais estágios conversores (por exemplo, com um conversor CC/CC e um conversor CC/CA) permitem que o conversor CC/CC realize a adequação da tensão contínua proveniente dos módulos fotovoltaicos para o fornecimento ao conversor CC/CA, ao mesmo tempo em que realiza o ajuste do ponto de máxima transferência de potência. Ficando a cargo do conversor seguinte (CC/CA) realizar a modulação SPWM necessária de transformação da tensão contínua regulada (proveniente do conversor CC/CC) em tensão alternada disponível à rede elétrica (através de um filtro/acoplamento). Devido às limitações dos conversores com estágio único, conversores com múltiplos estágios estão sendo frequentemente usados em aplicações onde alta potência, alto desempenho e ampla tensão de entrada de alimentação quando necessários (Xiao, 2017; ZHANG, 2013; Yang & Blaabjerg, 2015; Rashayi, 2006; Baharudin *et al.*, 2017; Shayestegan, 2018; Nema, Nema & Agnihotri, 2011).

Na Figura 38, temos dois exemplos de inversores de dois e três estágios mais comumente usados em sistemas fotovoltaicos.

Figura 38 – Exemplos de inversores de dois e três estágios mais comumente usados em sistemas fotovoltaicos





Fonte: elaborado pelo autor

A vantagem do uso de dois ou mais estágios de conversão se dá no fato de que, cada estágio conversor possui suas próprias chaves semicondutoras de acionamento, o que acaba por não sobrecarregá-las de corrente e tensão. Existe também o uso de um menor número de capacitâncias de desacoplamento e eliminação de componentes alternadas (tensões de *ripple*), devido à alta frequência (*high frequency*) de chaveamento das chaves semicondutoras por parte do conversor CC/CC (Xiao, 2017; ZHANG, 2013; Yang & Blaabjerg, 2015; Rashayi, 2006; Baharudin *et al.*, 2017; Shayestegan, 2018; Nema, Nema & Agnihotri, 2011).

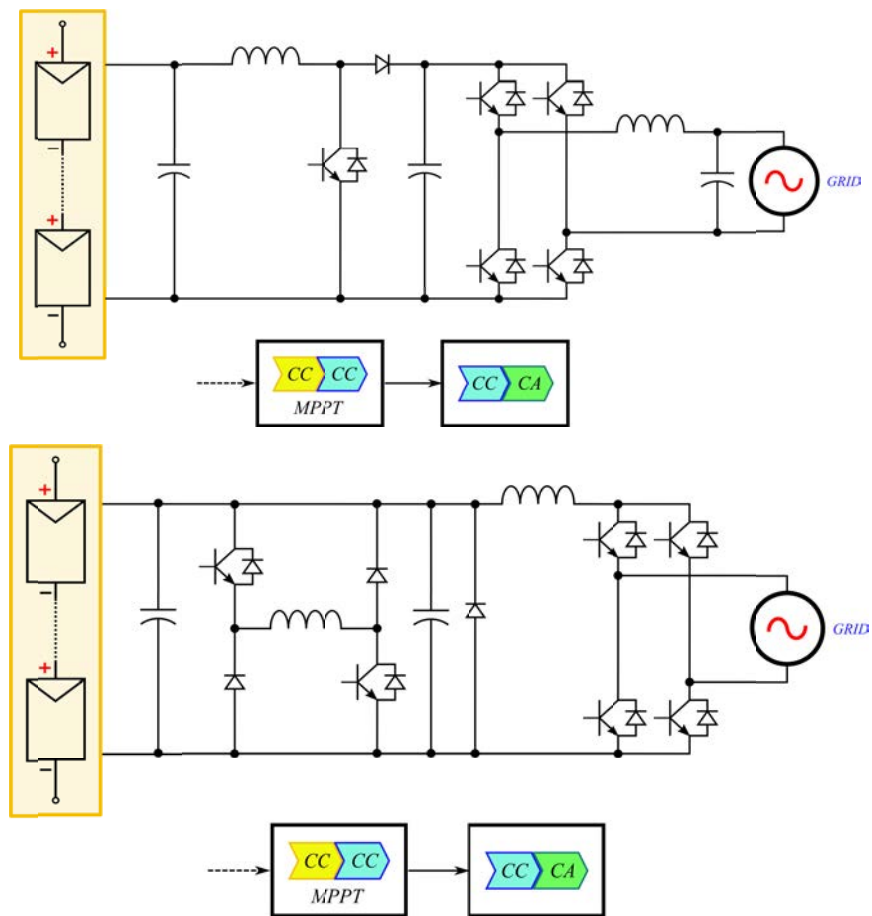
Em termos gerais, os sistemas fotovoltaicos que utilizam inversores com múltiplos estágios conversores podem ser classificados como topologias CC/CC/CA, topologias CC/CA/CC/CA e topologias CC/CA/CA.

#### 7.4 Topologias de Inversores que Empregam Dois ou Mais Estágios (Multiestágios) – Topologia CC/CC/CA

A Figura 39 ilustra dois exemplos de inversores multiestágios com um conversor CC/CC e um conversor CC/CA (Xiao, 2017; ZHANG, 2013; Yang & Blaabjerg, 2015; Rashayi, 2006; Baharudin *et al.*, 2017; Shayestegan, 2018; Nema, Nema & Agnihotri, 2011).



Figura 39 – Exemplos de inversores multiestágios em topologia CC/CC/CA não isolados



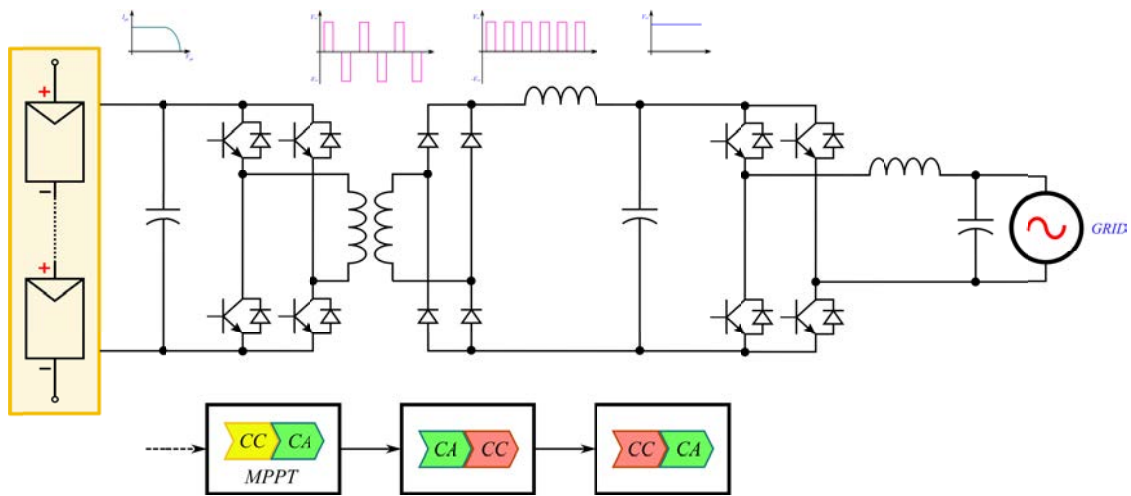
Fonte: elaborado pelo autor

As topologias apresentadas na Figura 39 utilizam um conversor CC/CC *booster* para elevação da tensão fotovoltaica de entrada e, em seguida, fornecê-la a um conversor CC/CA *buck* para modulação para tensão alternada senoidal. Ambos os conversores não precisam estar sincronizados, e a potência de saída é geralmente controlada ou pelo conversor CC/CC (com perseguição do ponto de máxima transferência de potência) ou pelo conversor CC/CA *buck* (também com perseguição do ponto de máxima transferência de potência) (Xiao, 2017; ZHANG, 2013; Yang & Blaabjerg, 2015; Rashayi, 2006; Baharudin *et al.*, 2017; Shayestegan, 2018; Nema, Nema & Agnihotri, 2011).

## 7.5 Topologias de Inversores que Empregam Dois ou Mais Estágios (Multiestágios) – Topologia CC/CA/CC/CA

Na Figura 40 é ilustrado um exemplo de inversores multiestágios em topologia CC/CA/CC/CA.

Figura 40 – Exemplo de inversor multiestágios em topologia CC/CA/CC/CA isolado por transformador de alta frequência



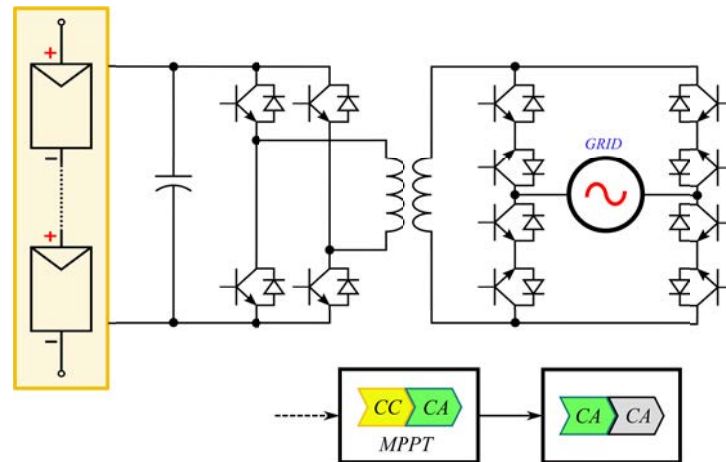
Fonte: elaborado pelo autor

Esta topologia normalmente utiliza um conversor CC/CA/CC tipo *push-pull*, meia-ponte (*half-bridge*) e ponte-completa (*full-bridge*) para elevação ou redução da tensão fotovoltaica de entrada recebida. Em seguida, a tensão recebida por este conversor é fornecida a um conversor CC/CA *buck* (ou também ao um *buck-boost*) para modulação para tensão alternada. Ambos os conversores não precisam estar sincronizados e a potência de saída é geralmente controlada pelo conversor CC/CA/CC com perseguição do ponto de máxima transferência de potência (Xiao, 2017; ZHANG, 2013; Yang & Blaabjerg, 2015; Rashayi, 2006; Baharudin *et al.*, 2017; Shayestegan, 2018; Nema, Nema & Agnihotri, 2011).

## 7.6 Topologias de Inversores que Empregam Dois ou Mais Estágios (Multiestágios) – Topologia CC/CA/CA

Na Figura 41 é ilustrado um exemplo desta topologia de inversores multiestágios.

Figura 41 – Exemplo de inversor multiestágios em topologia CC/CA/CA isolado por transformador de alta frequência (*high frequency*)



Fonte: elaborado pelo autor

Nesta topologia de inversores multiestágios, há um conversor CC/CA que é responsável por receber a tensão contínua fotovoltaica e transformá-la em uma tensão alternada modulada que será amplificada por um transformador de alta frequência (*high frequency*). A tensão alternada modulada proveniente do transformador será então processada pelo segundo conversor CA/CA que é bidirecional, ou seja, tanto pode fornecer potência à rede elétrica quanto pode receber potência da rede elétrica e fornecê-lo ao primeiro conversor CC/CA (para alimentar baterias, por exemplo) (Xiao, 2017; ZHANG, 2013; Yang & Blaabjerg, 2015; Rashayi, 2006; Baharudin *et al.*, 2017; Shayestegan, 2018; Nema, Nema & Agnihotri, 2011).

Esta configuração apresenta baixo custo e a tensão senoidal de saída apresenta distorção harmônica inferior a 2% com uma boa regulação de tensão de saída. Sua eficiência atinge 85% em uma faixa de potência de saída de 75–200 W.

### 7.7 Topologias de Inversores que Empregam o Uso de Transformador e o Não Uso de Transformador

Outro aspecto importante com relação às topologias utilizadas em sistemas fotovoltaicos com uso de inversores seria com relação ao uso ou não uso de transformador de isolamento.

Existem basicamente três configurações diferentes com relação ao uso de transformador ou o não uso de transformador em sistemas fotovoltaicos (Xiao, 2017;

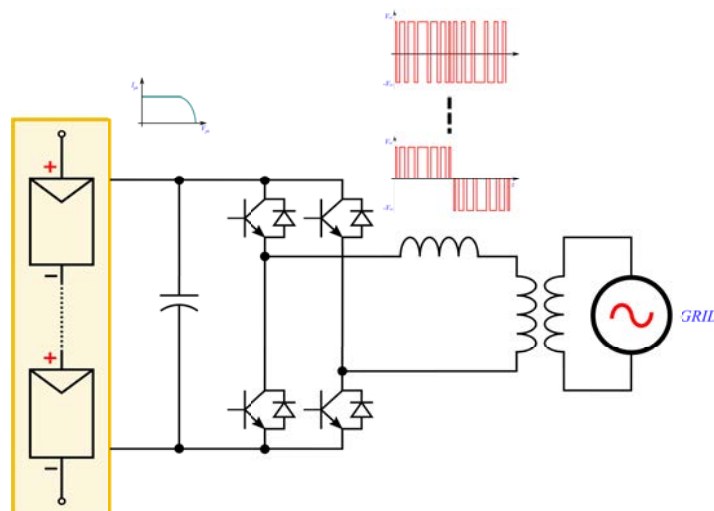
ZHANG, 2013; Yang & Blaabjerg, 2015; Rashayi, 2006; Baharudin *et al.*, 2017; Shayestegan, 2018; Nema, Nema & Agnihotri, 2011):

- Sistemas fotovoltaicos com uso de inversores com transformador isolador de 50/60Hz (baixa frequência (*low frequency*));
- Sistemas fotovoltaicos com uso de inversores com transformador isolador de alta frequência (*high frequency*);
- Sistemas fotovoltaicos com uso de inversores sem transformador isolador.

### 7.7.1 Topologias de Inversores que Empregam o Uso de Transformador Isolador de 50/60 Hz (Baixa Frequência)

O uso de transformador permite a separação galvânica entre o sistema de aterramento do módulo fotovoltaico e o sistema de aterramento da rede elétrica, evitando o surgimento de correntes de fuga e oscilações causadas pela interação entre a capacitância do módulo fotovoltaico (0,1 nF~10 nF) e o sistema de aterramento. O uso de transformador isolador nos sistemas fotovoltaicos pode ser encontrado em situações distintas (em várias topologias). Na Figura 42, tanto o conversor CC/CA quanto o transformador filtro/isolador operam na frequência da rede elétrica (Xiao, 2017; ZHANG, 2013; Yang & Blaabjerg, 2015; Rashayi, 2006; Baharudin *et al.*, 2017; Shayestegan, 2018; Nema, Nema & Agnihotri, 2011).

Figura 42 – Exemplo de inversor de estágio único usando transformador isolador de baixa frequência (*low frequency*) na saída



Fonte: elaborado pelo autor

Nesta configuração, a tensão contínua proveniente do módulo fotovoltaico é convertida para uma tensão alternada de 50 ou 60 Hz através de comutadores semicondutores

em configuração em ponte-completa (*full-bridge*). A tensão alternada modulada é então transmitida através de um transformador de baixa frequência (*low frequency*) (50 ou 60 Hz) para ser então inserida na rede elétrica em fase.

Esta configuração apresenta algumas vantagens como: elevado grau de confiabilidade (devido ao uso de poucos componentes eletrônicos) e segurança contra choques elétricos (devido ao uso de isolamento galvânico entre o módulo fotovoltaico e a rede elétrica). Porém existem algumas desvantagens como: um baixo grau de eficiência energética (devido a elevadas perdas no transformador) e um grande volume e peso do transformador de baixa frequência (*low frequency*) (Xiao, 2017; ZHANG, 2013; Yang & Blaabjerg, 2015; Rashayi, 2006; Baharudin *et al.*, 2017; Shayestegan, 2018; Nema, Nema & Agnihotri, 2011).

Quase todos os conversores CC/CA usados em topologias multiestágios podem usar em sua saída um transformador de baixa frequência (*low frequency*) juntamente com um indutor de filtro/acoplamento (Xiao, 2017; ZHANG, 2013; Yang & Blaabjerg, 2015; Rashayi, 2006; Baharudin *et al.*, 2017; Shayestegan, 2018; Nema, Nema & Agnihotri, 2011).

### **7.7.2 Topologias de Inversores que Empregam o Uso de Transformador Isolador de Alta Frequência (*High Frequency*)**

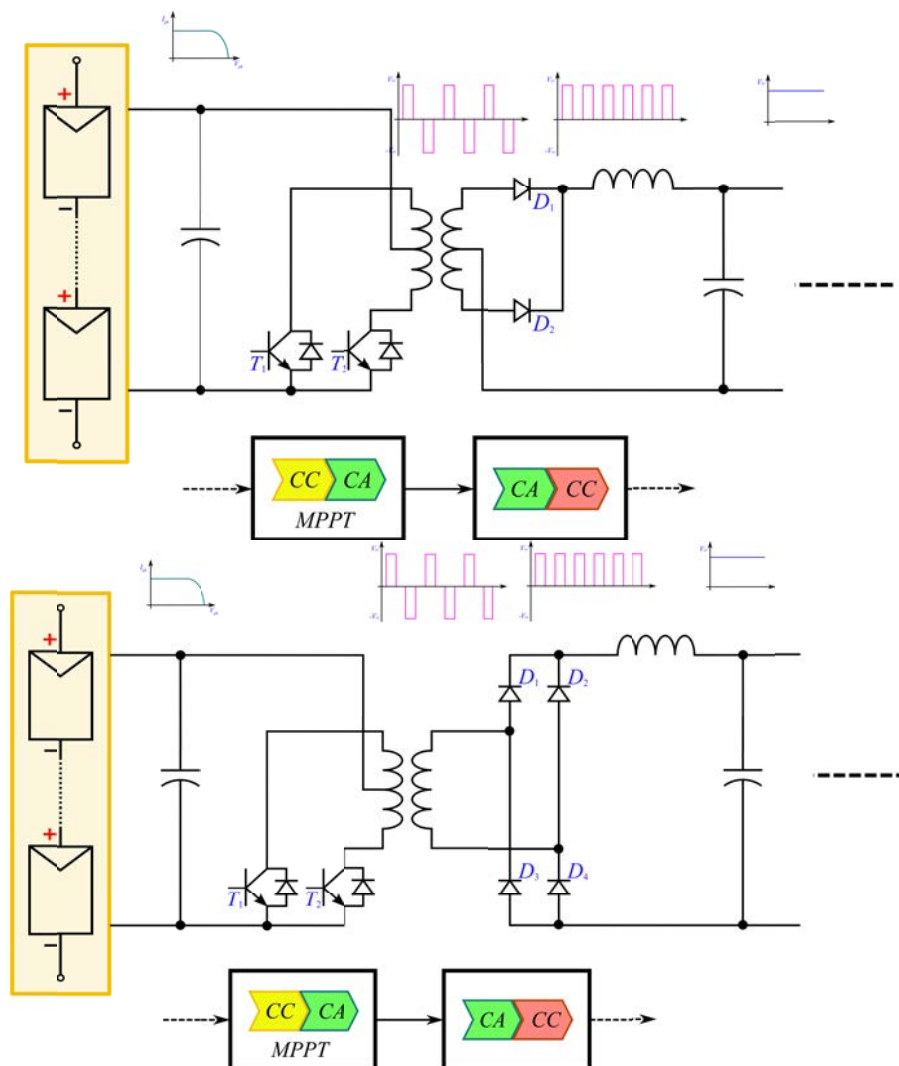
Sistemas fotovoltaicos que trabalham com arranjos fotovoltaicos com tensão inferior a 50 V necessitam de uso de transformadores de elevação de tensão. Seus conversores CC/CC necessitam de pelo menos uma razão 20:1 para elevação da tensão recebida pelos módulos fotovoltaicos e permitir uma modulação SPWM de 127/220 V<sub>ef</sub> pelo conversor CC/CA. Sem o uso de transformador elevador, a eficiência na conversão de elevação (ou redução) e adequação da tensão modulada alternada acaba por ser prejudicada, principalmente com relação a tensões elevadas sobre transistores e diodos (Xiao, 2017; ZHANG, 2013; Yang & Blaabjerg, 2015; Rashayi, 2006; Baharudin *et al.*, 2017; Shayestegan, 2018; Nema, Nema & Agnihotri, 2011).

O conversor CC/CC que utiliza transformador de alta frequência (*high frequency*) pode ser classificado em três tipos básicos com relação à configuração dos comutadores semicondutores e do transformador: *push-pull*, meia-ponte (*half-bridge*) e o conversor ponte-completa (*full-bridge*). A escolha de qual configuração dependerá dos requisitos de potência em kVA do sistema fotovoltaico como um todo (Xiao, 2017; ZHANG, 2013; Yang & Blaabjerg, 2015; Rashayi, 2006; Baharudin *et al.*, 2017; Shayestegan, 2018; Nema, Nema & Agnihotri, 2011).

### 7.7.2.1 Topologias de Inversores que Empregam o Uso de Transformador Isolador de Alta Frequência (*High Frequency*) Configuração *Push-Pull*

A topologia de conversão *push-pull* é formada basicamente por um conversor *forward* com dois primários e dois elementos comutadores ( $T_1$  e  $T_2$ ) que, conforme seus acionamentos, irão modular a tensão fotovoltaica e gerar uma tensão alternada quadrada em alta frequência (na faixa de 10-100 kHz) e que é transmitido ao primário do transformador de potência de alta frequência (*high frequency*). Esta configuração é utilizada no conversor CC/CC (CC/CA/CA/CC  $\rightarrow$  CC/CC) e pode ser visto na Figura 43 com e sem derivação central no secundário (Xiao, 2017; ZHANG, 2013; Yang & Blaabjerg, 2015; Rashayi, 2006; Baharudin *et al.*, 2017; Shayestegan, 2018; Nema, Nema & Agnihotri, 2011).

Figura 43 – Exemplos de inversores multiestágios com conversor em topologia *push-pull*



Fonte: elaborado pelo autor

Os comutadores semicondutores (transistores)  $T_1$  e  $T_2$  são comutados alternadamente sobre seus respectivos enrolamentos primários. Tanto o primário quanto o secundário do transformador possuem derivação central (a segunda configuração não possui derivação no secundário), sendo que nem  $T_1$  e nem  $T_2$  são comutados simultaneamente, e como consequência, os diodos de retificação no secundário  $D_1$  e  $D_2$  (ou  $D_1, D_4$  e  $D_2, D_3$ ) também não.

Devido à comutação ora de  $D_1$  e ora  $D_2$  (ou  $D_1, D_4$  e  $D_2, D_3$ ), a frequência da tensão contínua sobre o capacitor de filtragem torna-se elevada, reduzindo a tensão de *ripple* sobre o capacitor e conseqüentemente, diminuindo o valor do capacitor necessário para filtragem. O *duty-cycle* ( $D$ ) do sinal de modulação PWM do conversor *push-pull* deve ser menor do que 0,5. Conforme o *duty-cycle* ( $D$ ) do sinal de modulação PWM e a relação de espiras do transformador, a tensão no secundário do transformador poderá elevar-se ou reduzir-se, sendo encaminhada aos diodos retificadores que irão retificar a tensão alternada quadrada recebida no secundário em uma tensão contínua. A equação abaixo demonstra as relações de tensão de saída do conversor *push-pull* (Xiao, 2017; ZHANG, 2013; Yang & Blaabjerg, 2015; Rashayi, 2006; Baharudin *et al.*, 2017; Shayestegan, 2018; Nema, Nema & Agnihotri, 2011).

$$V_S = V_E \cdot D \cdot \frac{N_S}{N_P} \cdot 2 \quad (16)$$

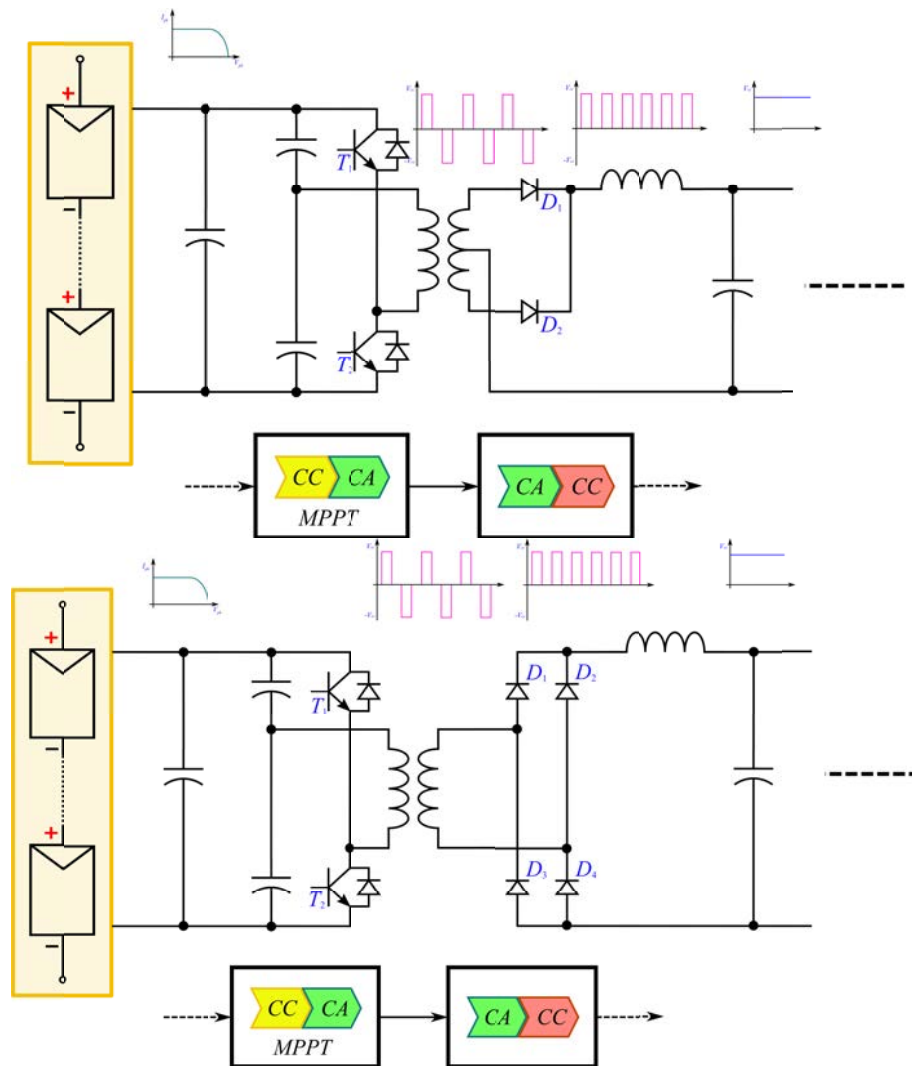
onde  $V_S$  é a tensão de saída [V];  $V_E$  é a tensão de entrada [V];  $D$  é o *duty-cycle* do sinal de modulação PWM de chaveamento dos transistores [%];  $N_S$  é o número de espiras do secundário [adimensional] e  $N_P$  é o número de espiras do primário [adimensional].

#### 7.7.2.2 Topologias de Inversores que Empregam o Uso de Transformador Isolador de Alta Frequência (*High Frequency*) Configuração Meia-Ponte (*Half-Bridge*)

A topologia de conversão em meia-ponte (*half-bridge*) é muito semelhante ao conversor *push-pull*, mas não necessita de derivação central no primário do transformador e pode usar derivação no secundário ou não (como a configuração *push-pull*). Possui também dois elementos comutadores  $T_1$  e  $T_2$  que, conforme seus acionamentos, irão modular a tensão fotovoltaica e gerar uma tensão alternada quadrada em alta frequência (na faixa de 10-100 kHz), que é transmitido ao primário do transformador de potência em alta frequência (*high frequency*). Esta configuração é utilizada no conversor CC/CC (CC/CA/CA/CC  $\rightarrow$  CC/CC) e pode ser visto na Figura 44, onde a configuração meia-ponte (*half-bridge*) é apresentada com

e sem derivação central no secundário (Xiao, 2017; ZHANG, 2013; Yang & Blaabjerg, 2015; Rashayi, 2006; Baharudin *et al.*, 2017; Shayestegan, 2018; Nema, Nema & Agnihotri, 2011).

Figura 44 – Exemplos de inversores multiestágios com conversor em topologia meia-ponete (*half-bridge*)



Fonte: elaborado pelo autor

Os comutadores semicondutores (transistores)  $T_1$  e  $T_2$  são comutados alternadamente sobre o enrolamento primário. O primário possui dois capacitores que são utilizados para gerar um “terra virtual” para o enrolamento primário, o que acaba por reduzir o número de espiras do mesmo e a necessidade de derivação central. Assim como na configuração *push-pull*, nem  $T_1$  e nem  $T_2$  são comutados simultaneamente na configuração meia-ponete (*half-bridge*) e, como consequência, os diodos de retificação no secundário  $D_1$  e  $D_2$  (ou  $D_1, D_4$  e  $D_2, D_3$ ) também não.



Devido à comutação ora de  $D_1$  e ora  $D_2$  (ou  $D_1, D_4$  e  $D_2, D_3$ ), a frequência da tensão contínua sobre o capacitor de filtragem torna-se elevada, reduzindo a tensão de *ripple* sobre o capacitor e conseqüentemente, diminuindo o valor do capacitor necessário para filtragem. O *duty-cycle* ( $D$ ) do sinal de modulação PWM do conversor meia-ponte (*half-bridge*) deve ser menor do que 0,5. Conforme o *duty-cycle* ( $D$ ) do sinal de modulação PWM e a relação de espiras do transformador, a tensão no secundário do transformador poderá elevar-se ou reduzir-se, sendo encaminhada aos diodos retificadores que irão retificar a tensão alternada quadrada recebida no secundário em uma tensão contínua (Xiao, 2017; ZHANG, 2013; Yang & Blaabjerg, 2015; Rashayi, 2006; Baharudin *et al.*, 2017; Shayestegan, 2018; Nema, Nema & Agnihotri, 2011). A Equação 17 demonstra as relações de tensão de saída do conversor meia-ponte (*half-bridge*).

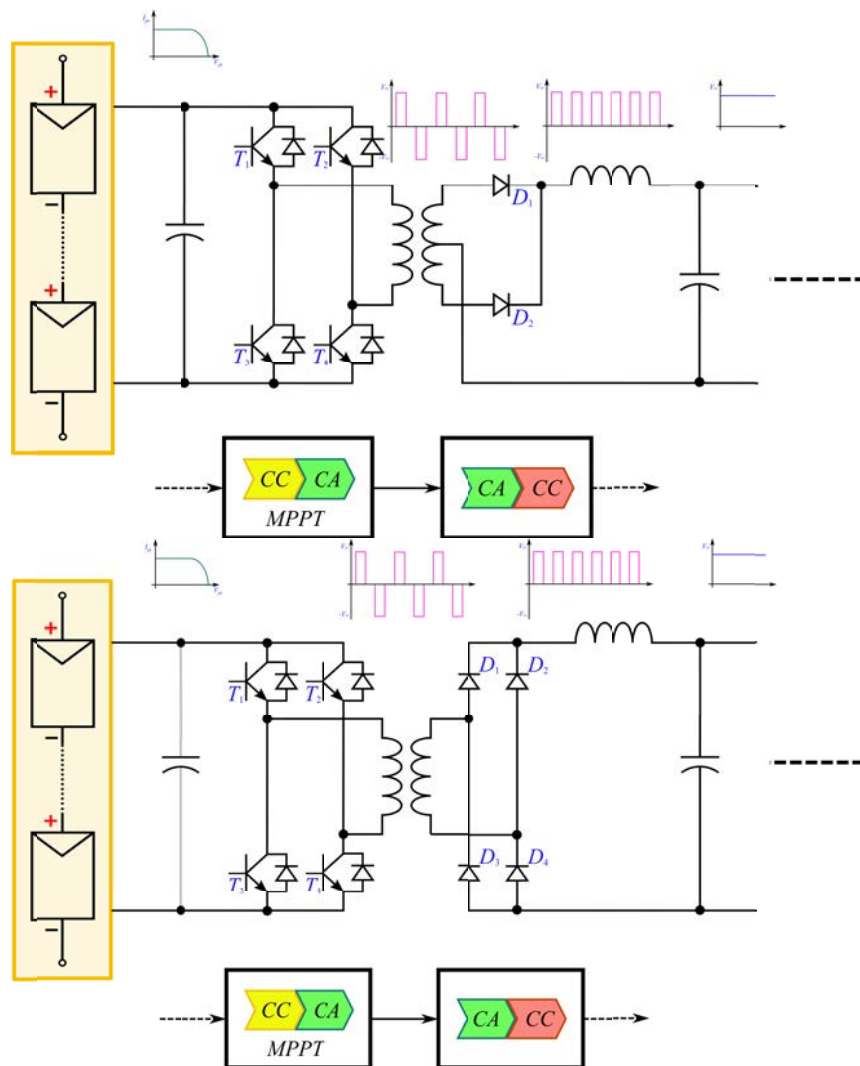
$$V_S = V_E \cdot D \cdot \frac{N_S}{N_P} \quad (17)$$

onde  $V_S$  é a tensão de saída [V];  $V_E$  é a tensão de entrada [V];  $D$  é o *duty-cycle* do sinal de modulação PWM de chaveamento dos transistores [%];  $N_S$  é o número de espiras do secundário [adimensional] e  $N_P$  é o número de espiras do primário [adimensional].

#### 7.7.2.3 Topologias de Inversores que Empregam o Uso de Transformador Isolador de Alta Frequência (*High Frequency*) Configuração Ponte-Completa (*Full-Bridge*)

A configuração em ponte-completa (*full-bridge*) utiliza quatro comutadores semicondutores ( $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$  e  $T_4$ ) que conforme seus acionamentos irão modular a tensão fotovoltaica e gerar uma tensão alternada quadrada em alta frequência (na faixa de 10-100 kHz), que é transmitido ao primário do transformador de potência em alta frequência (*high frequency*). Esta configuração é utilizada no conversor CC/CC (CC/CA/CA/CC → CC/CC) e pode ser visto na Figura 45, onde demonstra a configuração em ponte-completa (*full-bridge*) com e sem derivação no secundário (Xiao, 2017; ZHANG, 2013; Yang & Blaabjerg, 2015; Rashayi, 2006; Baharudin *et al.*, 2017; Shayestegan, 2018; Nema, Nema & Agnihotri, 2011).

Figura 45 – Exemplos de inversores multiestágios com conversor em topologia ponte-completa (*full-bridge*)



Fonte: elaborado pelo autor

Os comutadores semicondutores (transistores)  $T_1, T_4$  e  $T_2, T_3$  são comutados alternadamente sobre o enrolamento primário. Sendo acionados simultaneamente  $T_1$  e  $T_4$ , enquanto  $T_2$  e  $T_3$  não são comutados e vice-versa. Esta configuração é bastante semelhante à configuração *push-pull*, com exceção de que não necessita de derivação central no primário. Conforme a comutação dos transistores, os diodos de retificação no secundário  $D_1$  e  $D_2$  (ou  $D_1, D_4$  e  $D_2, D_3$ ) ora são comutados ora não. Desta forma, a frequência da tensão contínua sobre o capacitor de filtragem torna-se elevada, reduzindo a tensão de *ripple* sobre o capacitor e conseqüentemente, diminuindo o valor do capacitor necessário para filtragem. O *duty-cycle* ( $D$ ) do sinal de modulação PWM do conversor ponte-completa (*full-bridge*) deve ser menor

do que 0,5. Conforme o *duty-cycle* ( $D$ ) do sinal de modulação PWM e a relação de espiras do transformador, a tensão no secundário do transformador poderá elevar-se ou reduzir-se, sendo encaminhada aos diodos retificadores que irão retificar a tensão alternada quadrada recebida no secundário em uma tensão contínua (Xiao, 2017; ZHANG, 2013; Yang & Blaabjerg, 2015; Rashayi, 2006; Baharudin *et al.*, 2017; Shayestegan, 2018; Nema, Nema & Agnihotri, 2011). A Equação 18 demonstra as relações de tensão de saída do conversor ponte-completa (*full-bridge*).

$$V_S = V_E \cdot D \cdot \frac{N_S}{N_P} \cdot 2 \quad (18)$$

onde  $V_S$  é a tensão de saída [V];  $V_E$  é a tensão de entrada [V];  $D$  é o *duty-cycle* do sinal de modulação PWM de chaveamento dos transistores [%];  $N_S$  é o número de espiras do secundário [adimensional] e  $N_P$  é o número de espiras do primário [adimensional].

As configurações vistas apresentam benefícios com relação ao transformador de alta frequência (*high frequency*) ser menor e mais leve que o transformador de baixa frequência (*low frequency*), elevado grau de eficiência (devido à redução das perdas no transformador de alta frequência), segurança através do isolamento galvânico entre o módulo fotovoltaico e a rede elétrica e é adequado para todas as tecnologias de módulos fotovoltaicos, sendo possível a ligação à terra dos módulos fotovoltaicos (Xiao, 2017; ZHANG, 2013; Yang & Blaabjerg, 2015; Rashayi, 2006; Baharudin *et al.*, 2017; Shayestegan, 2018; Nema, Nema & Agnihotri, 2011).

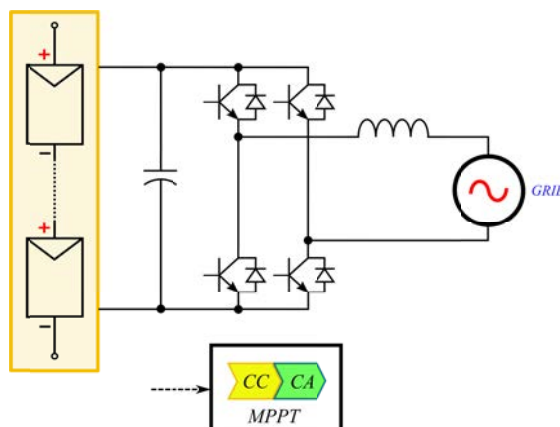
A escolha da topologia de conversor CC/CC (CC/CA/CA/CC  $\rightarrow$  CC/CC) com uso de transformador de alta frequência (*high frequency*), entre as três discutidas, depende do requisito da potência exigida pela carga do sistema fotovoltaico. As topologias *push-pull* e meia-ponte exigem dois comutadores semicondutores, enquanto a topologia ponte completa requer quatro comutadores semicondutores. Geralmente, a capacidade de fornecimento de potência aumenta de *push-pull* para meia-ponte e para o ponte-completa. Para aplicações visando 1 kVA para mais, o conversor ponte-completa é a escolha ideal (Xiao, 2017; ZHANG, 2013; Yang & Blaabjerg, 2015; Rashayi, 2006; Baharudin *et al.*, 2017; Shayestegan, 2018; Nema, Nema & Agnihotri, 2011).

Os conversores CC/CC isolados são utilizados quando há a necessidade de isolar o arranjo fotovoltaico e a rede elétrica.

### 7.7.3 Topologias de Inversores que não Empregam o Uso de Transformador Isolador de Alta Frequência (*High Frequency*)

O uso de transformador de alta frequência (*high frequency*) ou de baixa frequência (*low frequency*) não são itens obrigatórios para o funcionamento de um inversor. Isto se aplica tanto em topologia único estágio quanto na topologia multiestágio. A Figura 46 ilustra um conversor CC/CA conectado à rede elétrica sem uso de transformador de alta frequência (*high frequency*) ou de baixa frequência (*low frequency*) (Xiao, 2017; ZHANG, 2013; Yang & Blaabjerg, 2015; Rashayi, 2006; Baharudin *et al.*, 2017; Shayestegan, 2018; Nema, Nema & Agnihotri, 2011).

Figura 46 – Exemplo de conversor CC/CA conectado à rede elétrica sem uso de transformador de alta frequência (*high frequency*) ou de baixa frequência (*low frequency*)



Fonte: elaborado pelo autor

Nesta topologia, a tensão fotovoltaica é diretamente convertida em uma tensão SPWM em 50/60 Hz através dos comutadores semicondutores em ponte completa ( $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$  e  $T_4$ ). Normalmente se usa como filtro/acoplamento de saída com configuração: indutor (L), indutor-capacitor (LC) e indutor-capacitor-indutor (LCL). O uso de filtro indutivo na saída do conversor CC/CA realiza a filtragem da tensão SPWM para uma tensão alternada senoidal e então fornece à rede elétrica. O não uso de transformador isolador acarreta em algumas vantagens como: deixar a etapa de conversão CC/CA compacta e leve (por não usar o transformador) e um elevado grau de eficiência de conversão entre a potência de entrada (módulo fotovoltaico) e potência de saída (rede elétrica), isso porque não há uso de transformador ocasionando perdas por efeito Joule. Porém, comutadores semicondutores e diodos ficam sobrecarregados tanto em questão de controle quanto eletricamente. Esta configuração possui algumas desvantagens como: a necessidade de disjuntores residuais de

proteção contra corrente de fuga (alguns países exigem uso de transformador isolador), difícil proteção contra descargas elétricas e esta configuração não é compatível com os módulos fotovoltaicos ligados à terra. Acoplando-se um transformador de baixa frequência (*low frequency*) na saída, este sistema inversor passa a ser isolado da rede elétrica (Xiao, 2017; ZHANG, 2013; Yang & Blaabjerg, 2015; Rashayi, 2006; Baharudin *et al.*, 2017; Shayestegan, 2018; Nema, Nema & Agnihotri, 2011).

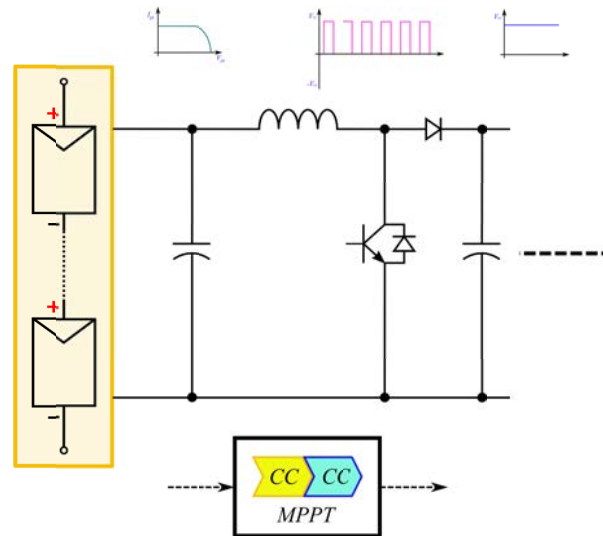
#### **7.7.4 Topologias de Inversores que não Empregam o Uso de Transformador Isolador de Alta Frequência (*High Frequency*) - Conversores CC/CC Não Isolados**

Alguns conversores CC/CA necessitam de elevação ou redução da sua tensão de entrada. Como já visto nas configurações *push-pull*, meia-ponte e ponte-completa, estes utilizam transformador de alta frequência isolador. No entanto, existem algumas configurações de conversores CC/CC que não necessitam de transformador isolador para elevação ou redução de sua tensão de saída. Normalmente, esta configuração de conversor CC/CC é utilizado em conjunto com um conversor CC/CA, tornando deste modo, o sistema em topologia multiestágio. Com já explicado, colocando-se um transformador de baixa frequência (*low frequency*) na saída do conversor CC/CA, a topologia passa a ser isolada da rede elétrica (Xiao, 2017; ZHANG, 2013; Yang & Blaabjerg, 2015; Rashayi, 2006; Baharudin *et al.*, 2017; Shayestegan, 2018; Nema, Nema & Agnihotri, 2011). A seguir são apresentadas as principais configurações de conversores CC/CC mais usados.

##### **7.7.4.1 Topologias de Inversores que Não Empregam o Uso de Transformador Isolador de Alta Frequência (*High Frequency*) – Conversores CC/CC Não Isolados Configuração *Buck***

A topologia de conversor CC/CC *buck* deve ser utilizada para as condições em que a tensão fornecida pelo módulo fotovoltaico for maior que a tensão fornecida ao próximo estágio (conversor CC/CA) (Xiao, 2017; ZHANG, 2013; Yang & Blaabjerg, 2015; Rashayi, 2006; Baharudin *et al.*, 2017; Shayestegan, 2018; Nema, Nema & Agnihotri, 2011). A Figura 47 ilustra esta configuração *buck*.

Figura 47 – Exemplo de conversor CC/CC topologia *buck* não isolado



Fonte: elaborado pelo autor

Esta configuração possui apenas um elemento semiconductor de chaveamento (transistor) e o *duty-cycle* ( $D$ ) do sinal de modulação PWM de seu chaveamento pode variar de aproximadamente 0% até aproximadamente 100% (Xiao, 2017; ZHANG, 2013; Yang & Blaabjerg, 2015; Rashayi, 2006; Baharudin *et al.*, 2017; Shayestegan, 2018; Nema, Nema & Agnihotri, 2011). A tensão de saída de um conversor CC/CC *buck* é dada pela Equação 19.

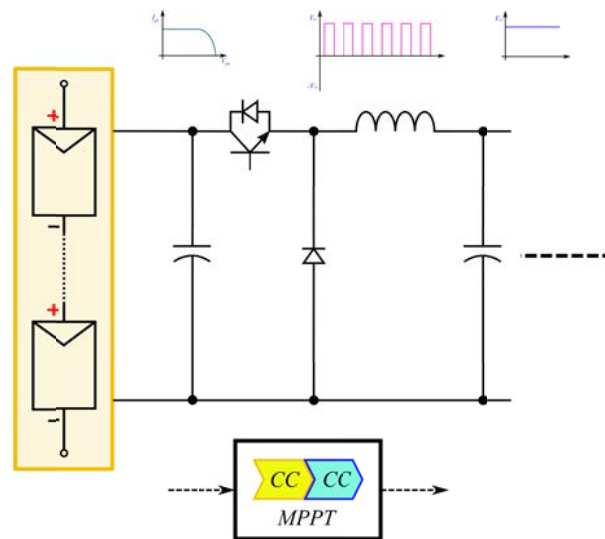
$$V_S = V_E \cdot D \quad (19)$$

onde  $V_S$  é a tensão de saída [V];  $V_E$  é a tensão de entrada [V];  $D$  é o *duty-cycle* do sinal de modulação PWM de chaveamento do transistor [%].

#### 7.7.4.2 Topologias de Inversores que Não Empregam o Uso de Transformador Isolador de Alta Frequência (*High Frequency*) – Conversores CC/CC Não Isolados Configuração *Boost*

A topologia de conversor CC/CC *boost* deve ser utilizada para a condição em que a tensão fornecida pelos módulos fotovoltaicos for menor que a tensão a ser fornecida ao próximo estágio (conversor CC/CA) (Xiao, 2017; ZHANG, 2013; Yang & Blaabjerg, 2015; Rashayi, 2006; Baharudin *et al.*, 2017; Shayestegan, 2018; Nema, Nema & Agnihotri, 2011). Esta configuração geralmente é a utilizada em sistemas configuração *string* e pode ser visualizada na Figura 48.

Figura 48 – Exemplo de conversor CC/CC topologia *boost* não isolado



Fonte: elaborado pelo autor

Esta configuração possui apenas um elemento semiconductor de chaveamento (transistor) e o *duty-cycle* ( $D$ ) do sinal de modulação PWM de seu chaveamento pode variar de aproximadamente 0% até aproximadamente 100% (Xiao, 2017; ZHANG, 2013; Yang & Blaabjerg, 2015; Rashayi, 2006; Baharudin *et al.*, 2017; Shayestegan, 2018; Nema, Nema & Agnihotri, 2011). A tensão de saída de um conversor CC/CC *boost* é dada pela Equação 20.

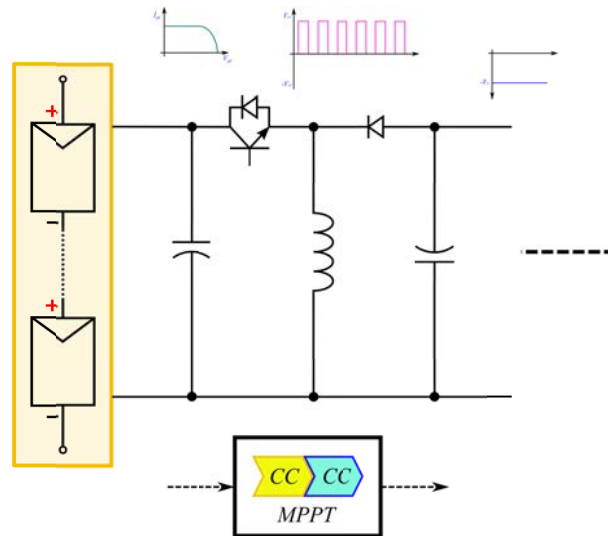
$$V_s = \frac{V_E}{1 - D} \quad (20)$$

onde  $V_s$  é a tensão de saída [V];  $V_E$  é a tensão de entrada [V];  $D$  é o *duty-cycle* do sinal de modulação PWM de chaveamento do transistor [%].

#### 7.7.4.3 Topologias de Inversores que Não Empregam o Uso de Transformador Isolador de Alta Frequência (*High Frequency*) – Conversores CC/CC Não Isolados Configuração *Buck-Boost*

A topologia de conversor CC/CC *buck-boost* deve ser utilizada para as condições em que as tensões de entrada (ou de saída) sofrem aumento ou diminuição devido às oscilações de fornecimento de corrente à saída (Xiao, 2017; ZHANG, 2013; Yang & Blaabjerg, 2015; Rashayi, 2006; Baharudin *et al.*, 2017; Shayestegan, 2018; Nema, Nema & Agnihotri, 2011). A Figura 49 ilustra esta configuração de conversor CC/CC.

Figura 49 – Exemplo de conversor CC/CC topologia *buck-boost* não isolado



Fonte: elaborado pelo autor

Esta configuração possui apenas um elemento semiconductor de chaveamento (transistor) e o *duty-cycle* ( $D$ ) do sinal de modulação PWM de seu chaveamento pode variar de aproximadamente 0% até aproximadamente 100%. Importante se atentar que, nesta configuração, a tensão de saída é invertida sua polaridade em relação a tensão de entrada, ou seja, se a tensão de entrada for positiva, a tensão de saída será de polaridade negativa. A tensão de saída de um conversor CC/CC *buck-boost* é dada pela Equação 21 (Xiao, 2017; ZHANG, 2013; Yang & Blaabjerg, 2015; Rashayi, 2006; Baharudin *et al.*, 2017; Shayestegan, 2018; Nema, Nema & Agnihotri, 2011).

$$V_s = -V_E \cdot \left( \frac{D}{1-D} \right) \quad (21)$$

onde  $V_s$  é a tensão de saída [V];  $V_E$  é a tensão de entrada [V];  $D$  é o *duty-cycle* do sinal de modulação PWM de chaveamento do transistor [%].

A decisão de qual conversor CC/CC deverá ser selecionado para um sistema fotovoltaico, baseia-se no nível de tensão fotovoltaica disponível e da ligação CC. Os conversores CC/CC são o elo entre o arranjo fotovoltaico (ou módulo fotovoltaico) e o conversor CC/CA. Possuem incorporados em seu sistema de controle, o rastreamento do ponto de máxima transferência de potência do arranjo fotovoltaico (ou do módulo fotovoltaico).



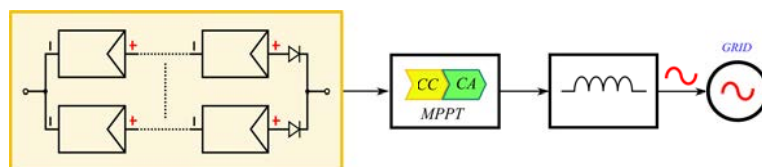
## 7.8 Topologias de Configuração Centralizada de Inversores CC/CA, Configuração *Multistring* de Inversores CC/CA, Configuração *String* de Inversores CC/CA e Configuração Microinversor CC/CA

Com relação à configuração de arranjos fotovoltaicos e inversores CC/CA usados, existem basicamente quatro tipos de configurações: configuração centralizada de inversor CC/CA, configuração *multistring* de inversor CC/CA, configuração *string* de inversor CC/CA e configuração microinversor CC/CA (Xiao, 2017; ZHANG, 2013; Yang & Blaabjerg, 2015; Rashayi, 2006; Baharudin *et al.*, 2017; Shayestegan, 2018; Nema, Nema & Agnihotri, 2011; Chakraborty, Hasan & Abdur Razzak, 2017; Kjaer, Pedersen & Blaabjerg, 2005; Meinhardt *et al.*, 2001; Xiao *et al.*, n.d.; Hassaine *et al.*, 2014; Jose, 2012).

### 7.8.1 Topologias de Configuração Centralizada de Inversor CC/CA

Utiliza-se apenas um inversor CC/CA para condicionar a tensão proveniente do arranjo fotovoltaico para tensão alternada à rede elétrica. A desvantagem é que o inversor será mais robusto devido a um condicionamento de corrente maior fornecido pelo arranjo fotovoltaico e caso haja falha do inversor (ou um sombreamento sob o arranjo fotovoltaico), o fornecimento de energia à rede elétrica (ou à carga) é interrompido. A operação sobre o ponto MPPT é realizado pelo conversor CC/CA (Xiao, 2017; ZHANG, 2013; Yang & Blaabjerg, 2015; Rashayi, 2006; Baharudin *et al.*, 2017; Shayestegan, 2018; Nema, Nema & Agnihotri, 2011; Chakraborty, Hasan & Abdur Razzak, 2017; Kjaer, Pedersen & Blaabjerg, 2005; Meinhardt *et al.*, 2001; Xiao *et al.*, n.d.; Hassaine *et al.*, 2014; Jose, 2012). Na Figura 50, apresenta-se esta configuração.

Figura 50 – Configuração centralizada de inversor CC/CA



Fonte: elaborado pelo autor

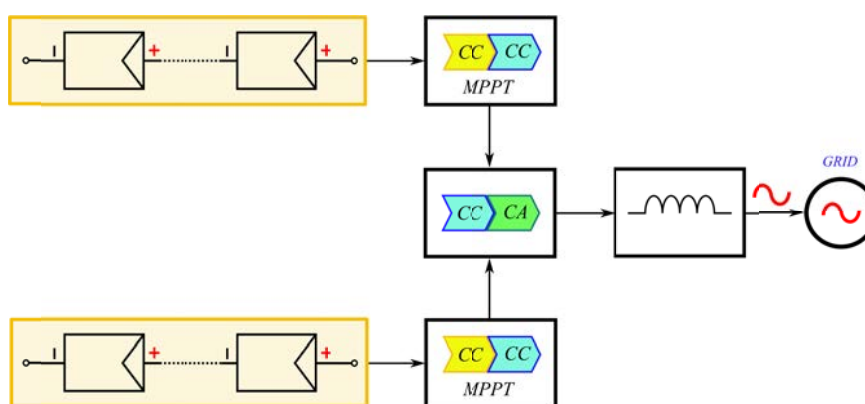
### 7.8.2 Topologias de Configuração *Multistring* de Inversor CC/CA

Esta configuração possui dois ou mais conversores CC/CC individuais, em que cada um é alimentado por um arranjo fotovoltaico independente. Esta configuração possui por vantagem a elevação da tensão proveniente dos arranjos fotovoltaicos e permite que os

mesmos sejam orientados em direções diferentes (por exemplo, um para o leste e o outro para oeste), tendo-se sempre o conversor CC/CA alimentado por um arranjo fotovoltaico. A operação sobre o ponto MPPT é realizado pelos conversores CC/CC individualmente, ou seja, cada qual faz o ajuste para o seu arranjo fotovoltaico (Xiao, 2017; ZHANG, 2013; Yang & Blaabjerg, 2015; Rashayi, 2006; Baharudin *et al.*, 2017; Shayestegan, 2018; Nema, Nema & Agnihotri, 2011; Chakraborty, Hasan & Abdur Razzak, 2017; Kjaer, Pedersen & Blaabjerg, 2005; Meinhardt *et al.*, 2001; Xiao *et al.*, n.d.; Hassaine *et al.*, 2014; Jose, 2012).

Na Figura 51, apresenta-se esta configuração.

Figura 51 – Configuração *multistring* de inversor CC/CA



Fonte: elaborado pelo autor

Os sistemas com localização do ponto de potência máxima centralizados apresentam um problema com relação à geração desequilibrada de energia por parte dos módulos fotovoltaicos. Esse desequilíbrio na geração de energia ocorre devido ao efeito de nuvens, sombras de árvores e edifícios, cobertura de poeiras, diferenças de temperatura, envelhecimento e até imperfeições de fabricação. Isso causa um impacto desproporcional no desempenho do sistema, devido a uma célula sombreada ou danificada do módulo limitar a corrente de saída fotovoltaica (Xiao, 2017; ZHANG, 2013; Yang & Blaabjerg, 2015; Rashayi, 2006; Baharudin *et al.*, 2017; Shayestegan, 2018; Nema, Nema & Agnihotri, 2011; Chakraborty, Hasan & Abdur Razzak, 2017; Kjaer, Pedersen & Blaabjerg, 2005; Meinhardt *et al.*, 2001; Xiao *et al.*, n.d.; Hassaine *et al.*, 2014; Jose, 2012).

Sistemas com localização do ponto de potência máxima distribuída têm sido amplamente aceitos em configuração *multistring* com objetivo de se evitar os problemas que ocorrem nos sistemas com localização do ponto de potência máxima centralizados. Ao contrário dos sistemas com localização do ponto de potência máxima centralizados, o conversor CC/CA é alimentado por diversos conversores CC/CC ligados em paralelo

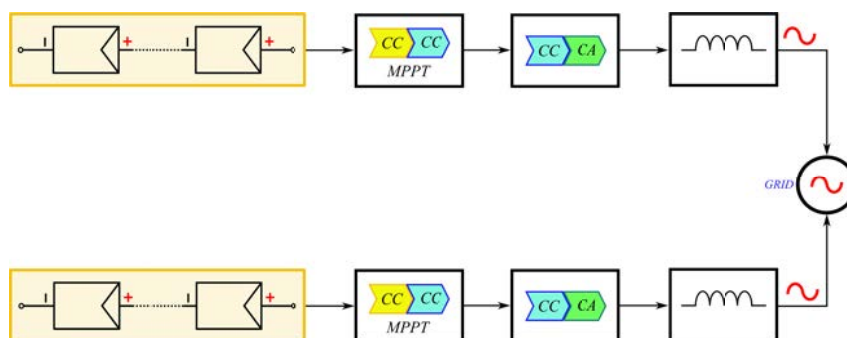
(configuração *string*). O conversor CC/CC de cada *string* possui seu próprio rastreamento de ponto de máxima transferência de potência e, como benefício, a degradação da potência total gerada pelo sistema (causada por qualquer problema sobre o *array* de módulos) é minimizado (Xiao, 2017; ZHANG, 2013; Yang & Blaabjerg, 2015; Rashayi, 2006; Baharudin *et al.*, 2017; Shayestegan, 2018; Nema, Nema & Agnihotri, 2011; Chakraborty, Hasan & Abdur Razzak, 2017; Kjaer, Pedersen & Blaabjerg, 2005; Meinhardt *et al.*, 2001; Xiao *et al.*, n.d.; Hassaine *et al.*, 2014; Jose, 2012).

### 7.8.3 Topologias de Configuração *String* de Inversor CC/CA

Esta configuração possui apenas um conversor CC/CC alimentado por um arranjo fotovoltaico independente e a operação sobre o ponto MPPT é realizado pelo mesmo. Esta configuração é amplamente utilizada para aplicações monofásicas (Xiao, 2017; ZHANG, 2013; Yang & Blaabjerg, 2015; Rashayi, 2006; Baharudin *et al.*, 2017; Shayestegan, 2018; Nema, Nema & Agnihotri, 2011; Chakraborty, Hasan & Abdur Razzak, 2017; Kjaer, Pedersen & Blaabjerg, 2005; Meinhardt *et al.*, 2001; Xiao *et al.*, n.d.; Hassaine *et al.*, 2014; Jose, 2012).

Na Figura 52, apresenta-se esta configuração.

Figura 52 – Configuração *string* de conversor CC/CA



Fonte: elaborado pelo autor

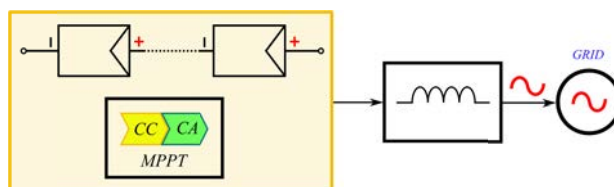
### 7.8.4 Topologias de Configuração Microinversor CC/CA

Esta configuração utiliza apenas um inversor CC/CA para condicionar a tensão proveniente do arranjo fotovoltaico para tensão CA da rede elétrica. O microinversor CC/CA está embutido no próprio módulo fotovoltaico e a operação sobre o ponto MPPT é realizado pelo próprio conversor CC/CA (Xiao, 2017; ZHANG, 2013; Yang & Blaabjerg, 2015; Rashayi, 2006; Baharudin *et al.*, 2017; Shayestegan, 2018; Nema, Nema & Agnihotri, 2011;

Chakraborty, Hasan & Abdur Razzak, 2017; Kjaer, Pedersen & Blaabjerg, 2005; Meinhardt *et al.*, 2001; Xiao *et al.*, n.d.; Hassaine *et al.*, 2014; Jose, 2012).

Na Figura 53, apresenta-se esta configuração.

Figura 53 – Configuração microconversor CC/CA



Fonte: elaborado pelo autor

Na Tabela 5, mostra-se uma comparação entre as quatro topologias apresentadas, conforme capacidade de fornecimento de potência.

Tabela 5 – Comparação entre as topologias microinversor, *string*, *multistring* e centralizado

|                    |                          |                              |                               |   |
|--------------------|--------------------------|------------------------------|-------------------------------|---|
|                    |                          |                              |                               |   |
| <b>Denominação</b> | <i>Microinversor</i>     | <i>String</i>                | <i>Multistring</i>            | <i>Centralizado</i>                     |
| <b>Aplicação</b>   | <i>Pequenos Sistemas</i> | <i>Residencial</i>           | <i>Residencial/ Comercial</i> | <i>Comercial/ Plantas Fotovoltaicas</i> |
| <b>Saída</b>       | <i>Monofásica</i>        | <i>Monofásica/ Trifásica</i> | <i>Monofásica/ Trifásica</i>  | <i>Trifásica</i>                        |
| <b>Potência</b>    | <i>~300 W</i>            | <i>1 kW~10 kW</i>            | <i>10 kW~30 kW</i>            | <i>&gt;30 kW</i>                        |

Fonte: adaptado (Xiao, 2017; Yang & Blaabjerg, 2015; Kjaer, Pedersen & Blaabjerg, 2005)

Os sistemas fotovoltaicos ligados à rede (*on-grid*) são tradicionalmente classificados por sua capacidade de processamento de potência, sendo considerados: sistemas de pequena escala, sistemas de escala intermediária e sistemas de grande escala. Sistemas fotovoltaicos que processam potências menores que 50 kW são considerados sistemas fotovoltaicos de

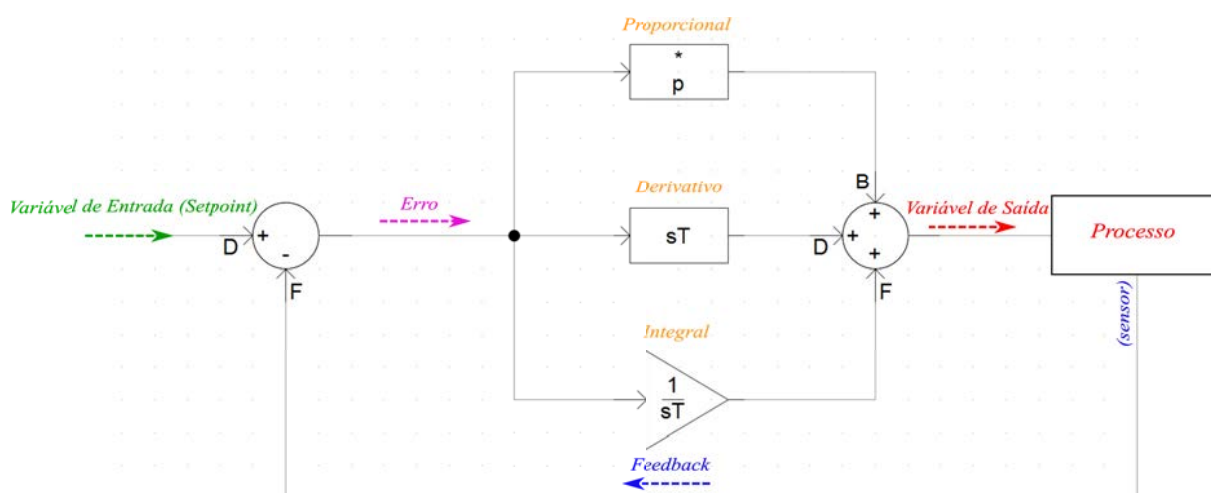
pequena escala. Sistemas que processam potências maiores que 1 MW são considerados sistemas fotovoltaicos de grande escala (esta categoria pode cobrir dezenas ou até mesmo centenas de MW). Sistemas fotovoltaicos que processam potências entre 50 kW e 1 MW são designados como sistemas fotovoltaicos de escala intermediária.

A evolução de dispositivos de estado sólido (como transistores de efeito de campo de semicondutores de óxido metálico (MOSFET – *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) e transistores bipolares de porta isolada (IGBT – *Insulated Gate Bipolar Transistor*)), microprocessadores, circuitos integrados de modulação PWM têm permitido melhorias nos inversores, garantindo uma melhor qualidade, confiabilidade e menor custo, uma vez que os inversores são fundamentais para uma energia fotovoltaica sustentável (Xiao, 2017; ZHANG, 2013; Yang & Blaabjerg, 2015; Rashayi, 2006; Baharudin *et al.*, 2017; Shayestegan, 2018; Nema, Nema & Agnihotri, 2011; Chakraborty, Hasan & Abdur Razzak, 2017; Kjaer, Pedersen & Blaabjerg, 2005; Meinhardt *et al.*, 2001; Xiao *et al.*, n.d.; Hassaine *et al.*, 2014; Jose, 2012).

## 8 TEORIA DO CONTROLE PROPORCIONAL-INTEGRAL-DERIVATIVO (PID)

O controlador PID é um sistema de controle em circuito fechado amplamente utilizado em sistemas de controle industrial. Este controlador permite calcular qual valor de saída será necessário para o controle de um processo, de acordo com a diferença de erro entre um valor pré-determinado (*setpoint*) e o valor real na saída (lido por um sensor). Ou seja, o mesmo tenta minimizar o erro entre a entrada e a saída do processo, ajustando as entradas de controle de processo físico. A Figura 54 ilustra um controlador PID (Mao *et al.*, 2014; Xiao, 2017; Bayer & Araújo, 2011; Domingues, 2007).

Figura 54 – Estrutura de um controlador PID



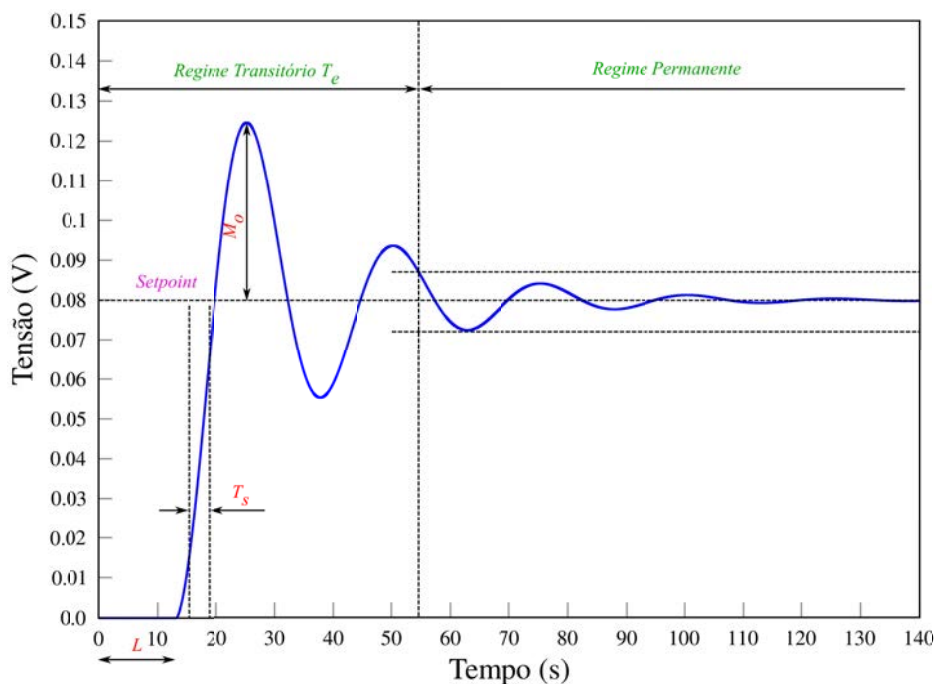
Fonte: elaborado pelo autor

O controlador PID é composto por três partes distintas denominadas de: proporcional (P), integral (I) e derivada (D). A etapa proporcional possui o mesmo significado que relação ou razão e a sua ação atua conforme o valor do erro. A etapa integral atua no valor da variável de saída ao longo do tempo, enquanto existir uma diferença entre o valor pré-determinado (*setpoint*) e o valor real na saída. A etapa derivada permite uma previsão de erros futuros, permitindo uma correção antecipada do desvio, do qual, quando há uma tendência súbita de aumento no desvio, a ação derivativa acaba atuando de forma preventiva e diminuindo o tempo de resposta (Mao *et al.*, 2014; Xiao, 2017; Bayer & Araújo, 2011; Domingues, 2007).

Para o controle de um sistema específico, deve-se realizar o ajuste dos três parâmetros, de modo que, seja atingido uma estabilidade ótima para a variável de saída. Esta estabilidade ótima pode ser considerada quanto à capacidade de resposta do controlador a um erro em particular, o quanto o controlador ultrapassa o valor pré-determinado (*setpoint*) e o quanto a

variável de saída oscila em volta deste valor pré-determinado. Na Figura 55, apresenta-se uma curva de resposta típica de um controlador PID e algumas constantes principais utilizadas (Mao *et al.*, 2014; Xiao, 2017; Bayer & Araújo, 2011; Domingues, 2007).

Figura 55 – Curva de resposta típica de um controlador PID e algumas constantes principais utilizadas



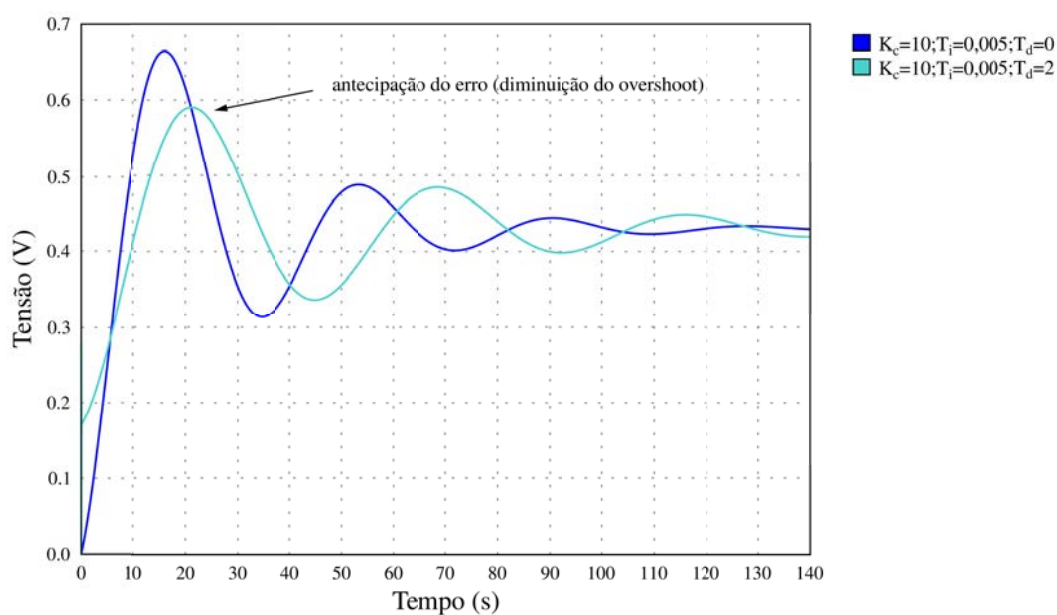
Fonte: elaborado pelo autor

Na Figura 55, pode-se identificar as seguintes características (Mao *et al.*, 2014; Xiao, 2017; Bayer & Araújo, 2011; Domingues, 2007):

- Pico da resposta ou *overshoot* ( $M_o$ ) – este valor geralmente é expresso em percentuais em relação ao valor pré-determinado (*setpoint*) e representa o quanto a variável de saída ultrapassa o valor pré-determinado no primeiro ciclo de oscilação;
- Tempo de estabilização ou acomodação ( $T_e$ ) – este tempo representa o quanto a variável de saída demora em alcançar 95% de seu valor em relação ao regime permanente da variável pré-determinada (*setpoint*);
- Tempo de subida ( $T_s$ ) – este tempo representa o quanto a variável de saída demora entre os valores de 10% indo até 90% do valor da variável pré-determinada;
- Atraso ou tempo morto ( $L$ ) – este tempo representa o quanto o processo demora em começar a responder a uma variação na variável de entrada do sistema PID.

Na Figura 56 apresenta-se uma comparação entre as curvas de resposta de um sistema de controle PID com o uso da função derivativa e sem o uso da função derivativa, usada como parâmetro para melhoramento da resposta do sinal *mppt* de perseguição ao ponto de máxima transferência de potência neste trabalho (Mao *et al.*, 2014; Xiao, 2017; Bayer & Araújo, 2011; Domingues, 2007).

Figura 56 – Comparação entre as curvas de resposta de um sistema de controle PID com o uso da função derivativa e sem o uso da função derivativa



Pode-se observar que o controlador PID possui um melhor tempo de estabilização devido ao acoplamento da ação derivativa, permitindo antever o erro e corrigir o sinal de saída.

Na Tabela 6, apresenta-se a influência de cada ação do controlador PID sobre a variável de saída (Mao *et al.*, 2014; Xiao, 2017; Bayer & Araújo, 2011; Domingues, 2007).

Tabela 6 – Influência de cada ação do controlador PID sobre a variável de saída

| <b>Ação Controle</b> | <b>Tempo de Subida</b> | <b>Overshoot</b> | <b>Tempo de Estabilização</b> | <b>Erro no Regime Estacionário</b> |
|----------------------|------------------------|------------------|-------------------------------|------------------------------------|
| <b>P</b>             | <i>Diminui</i>         | <i>Aumenta</i>   | <i>Não altera</i>             | <i>Diminui, mas não elimina</i>    |
| <b>I</b>             | <i>Diminui</i>         | <i>Aumenta</i>   | <i>Aumenta</i>                | <i>Elimina</i>                     |
| <b>D</b>             | <i>Não altera</i>      | <i>Diminui</i>   | <i>Diminui</i>                | <i>Não altera</i>                  |

Fonte: (Mao *et al.*, 2014; Xiao, 2017; Bayer & Araújo, 2011; Domingues, 2007)



O controlador PID possui três parâmetros de ajuste principais para o funcionamento: ganho ou faixa proporcional ( $K_c$ ), tempo integral ( $T_i$ ) e tempo derivativo ( $T_d$ ). Na Equação 22 apresenta-se a equação de resposta da variável de saída ( $m(t)$ ) em um controlador PID (Mao *et al.*, 2014; Xiao, 2017; Bayer & Araújo, 2011; Domingues, 2007).

$$m(t) = K_c \cdot e(t) + \frac{K_c}{T_i} \int_0^t e(t) \cdot dt + K_c \cdot T_d \cdot \frac{de(t)}{dt} \quad (22)$$

onde  $K_c$  é a constante proporcional [adimensional];  $T_i$  é o tempo de integração [s] e  $T_d$  é o tempo de derivação [s].

Com o uso destes parâmetros, existem dois métodos de ajuste do controlador PID em malha fechada: ajuste manual (tentativa e erro) e o método de J. G. Ziegler e B. B. Nichols.

Neste trabalho será descrito apenas o método de ajuste manual de tentativa e erro que foi o utilizado, possuindo as seguintes etapas como referência (Mao *et al.*, 2014; Xiao, 2017; Bayer & Araújo, 2011; Domingues, 2007):

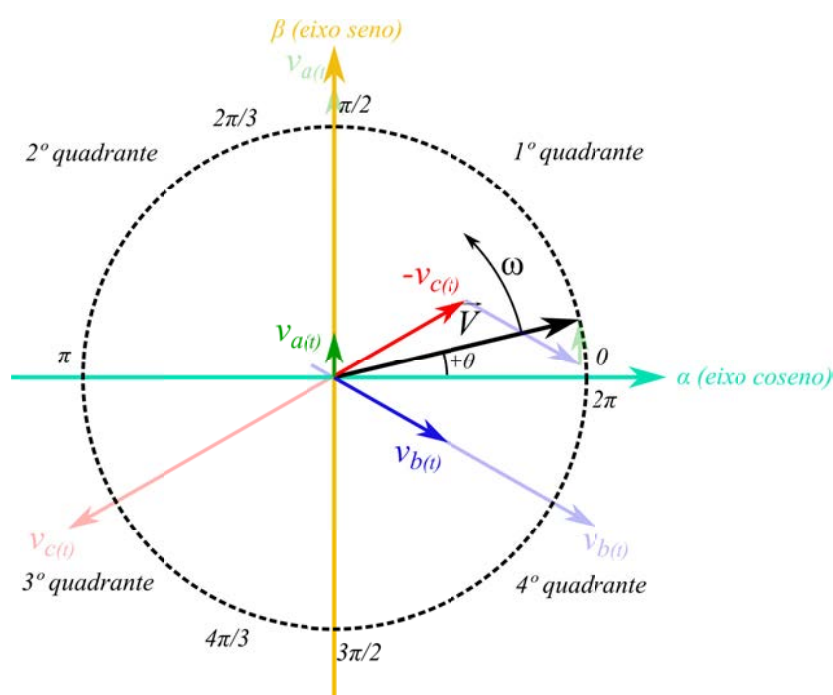
- a) os valores das ações integral e derivada de ser eliminados, fazendo-se  $T_i$  em seu valor máximo e  $T_d$  em seu valor mínimo;
- b) colocar a ação proporcional  $K_c$  em um valor baixo;
- c) com o sistema em funcionamento, aumentar o valor de  $K_c$  lentamente até que haja uma oscilação estável com amplitude constante;
- d) reduzir o valor de  $K_c$  pela metade;
- e) diminuir o valor de  $T_i$  lentamente até que seja observado novamente a oscilação estável com amplitude constante. Fixar o valor de  $T_i$  em 3 vezes;
- f) aumentar o valor de  $T_d$  lentamente até que seja observado novamente a oscilação estável com amplitude constante. Fixar o valor de  $T_d$  igual a 1/3 deste valor.

## 9 SISTEMA ELÉTRICO

### 9.1 Sistema Elétrico Trifásico

O sistema elétrico mais utilizado para geração, transmissão e distribuição de energia elétrica em sistema de corrente alternada é o sistema trifásico. Este sistema é constituído de três tensões alternadas denominadas de fases, sendo no sistema trifásico denominadas –  $v_a(t)$ ,  $v_b(t)$  e  $v_c(t)$ . Estas três fases estão defasadas em  $120^\circ$  e, quando consideradas senoidais, sua representação fasorial é mostrada na Figura 57.

Figura 57 – Representação fasorial de um sistema trifásico senoidal



Fonte: elaborado pelo autor

Os valores instantâneos de tensão das três fases variam no tempo, ou seja, existe uma variação da frequência angular (ou velocidade angular) em relação ao tempo, sendo dada pela Equação 23.

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f \quad (23)$$

onde  $\omega$  é a velocidade angular [rad/s] e  $f$  é a frequência [Hz]. A frequência utilizada neste trabalho é de 60 Hz.

Como resultado da variação angular no tempo das três fases, é gerado um fasor  $\vec{V}$  que possui exatamente a mesma velocidade que a variação angular no tempo.

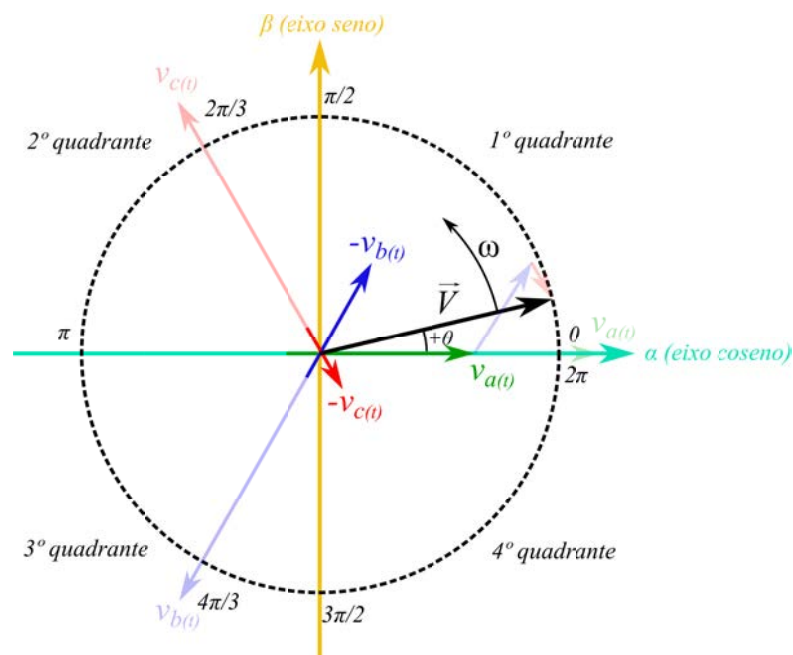
Desta forma, o valor instantâneo da tensão de cada fase individualmente é dada pela Equação 24.

$$\begin{aligned}v_{a(t)} &= V_m \cdot \sin(\omega \cdot t + 0) \\v_{b(t)} &= V_m \cdot \sin(\omega \cdot t - 2\pi/3) \\v_{c(t)} &= V_m \cdot \sin(\omega \cdot t - 4\pi/3)\end{aligned}\quad (24)$$

onde  $V_m$  é o valor da tensão de pico [V] da tensão senoidal;  $\omega$  é a velocidade angular [rad/s];  $f$  é a frequência [Hz] e  $t$  é o tempo [s].

A Equação 24, por usar uma função seno, considera que a tensão  $v_{a(t)}$  começa inicialmente em zero volt a um ângulo de  $0^\circ$ . Porém, sistemas eletroeletrônicos (por exemplo, o conversor CC-CA e os cicloconversores) permitem o adiantamento (ou atraso) ou a mudança de referência de início de geração de tensão de cada fase. Desta forma, a rede elétrica utilizada neste trabalho é uma função senoidal, porém, quando no *start* do sistema inversor, este considerou a rede elétrica como sendo uma função cossenoidal e considerando que a rede elétrica inicia em  $90^\circ$  da função senoidal da mesma. Sendo então, o uso das três fases como uma função cosseno e suas três fases defasadas em  $120^\circ$ . Quando no *start* do sistema inversor, o mesmo entende as três fases como representadas no diagrama fasorial da Figura 58 e sua Equação 25 (Simões & Farret, 2017; Akagi, Watanabe & Aredes, 2017).

Figura 58 – Representação fasorial de um sistema trifásico cossenoidal



Fonte: elaborado pelo autor

$$\begin{aligned}
 v_{a(t)} &= V_m \cdot \cos(\omega \cdot t + 0) \\
 v_{b(t)} &= V_m \cdot \cos(\omega \cdot t - 2\pi/3) \\
 v_{c(t)} &= V_m \cdot \cos(\omega \cdot t - 4\pi/3)
 \end{aligned}
 \tag{25}$$

onde  $V_m$  é o valor da tensão de pico [V] da tensão cossenoidal;  $\omega$  é a velocidade angular [rad/s];  $f$  é a frequência [Hz] e  $t$  é o tempo [s].

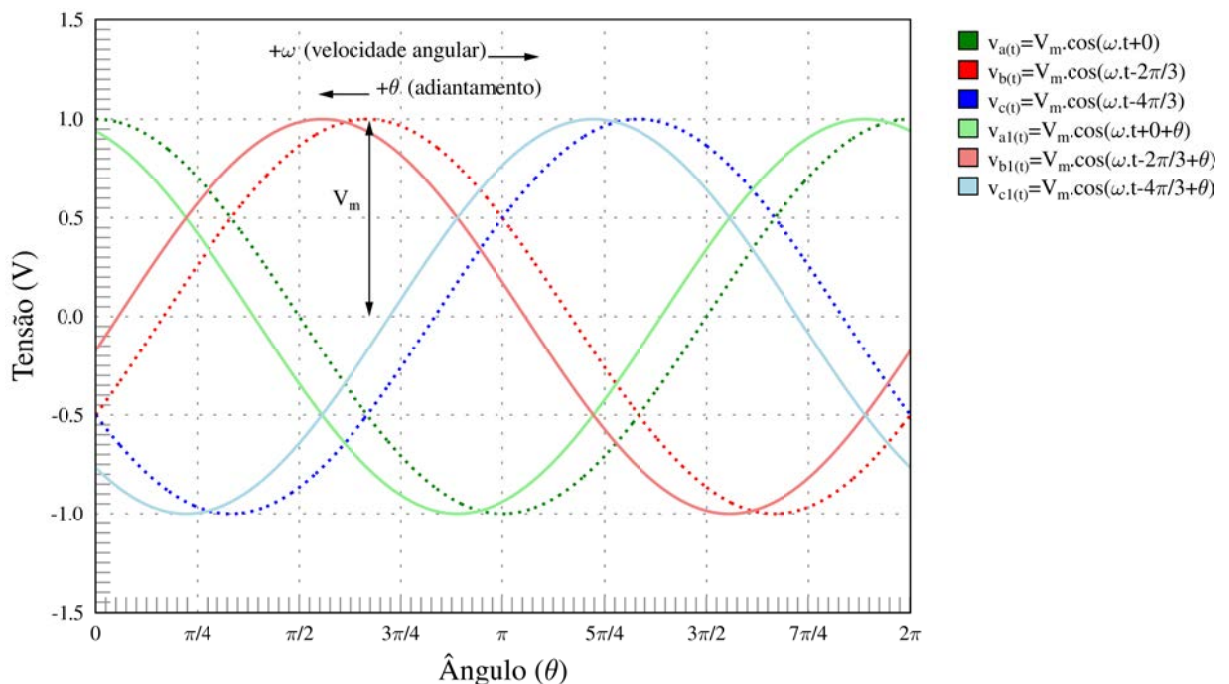
Neste referencial, considera-se que a fase  $v_{a(t)}$  inicia com valor de amplitude máximo ( $V_m$ ) em  $0^\circ$  (novo referencial angular). Em relação a este instante de início, as três fases podem ser adiantadas ou atrasadas (em relação ao  $0^\circ$  de início, ou seja, no tempo zero) com o aumento ou diminuição do ângulo de referência ( $\theta$ ). A Equação 26 demonstra esta condição.

$$\begin{aligned}
 v_{a(t)} &= V_m \cdot \cos(\omega \cdot t + 0 \pm \theta) \\
 v_{b(t)} &= V_m \cdot \cos(\omega \cdot t - 2\pi/3 \pm \theta) \\
 v_{c(t)} &= V_m \cdot \cos(\omega \cdot t - 4\pi/3 \pm \theta)
 \end{aligned}
 \tag{26}$$

onde  $V_m$  é o valor da tensão de pico [V] da tensão cossenoidal;  $\omega$  é a velocidade angular [rad/s];  $f$  é a frequência [Hz];  $\theta$  o ângulo de adiantamento ou atraso e  $t$  é o tempo [s].

A Figura 59 demonstra as três fases de um sistema trifásico cossenoidal sem o adiantamento e a condição com adiantamento ( $+\theta$ ).

Figura 59 – Representação de três fases no tempo de um sistema trifásico cossenoidal sem adiantamento e com adiantamento  $\theta$



Fonte: elaborado pelo autor

A tensão de pico ( $V_m$ ) é o valor instantâneo máximo que a tensão alternada de cada fase pode alcançar. Como a tensão é considerada alternada (ou seja, variante no tempo), a tensão verificada entre cada fase e o neutro (tensão de fase) é uma média quadrática e definida pela Equação 27.

$$v_{a_{eficaz}} = \frac{V_m}{\sqrt{2}}; v_{b_{eficaz}} = \frac{V_m}{\sqrt{2}}; v_{c_{eficaz}} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \quad (27)$$

onde  $V_m$  é o valor da tensão de pico [V] da tensão senoidal e  $v_{a_{eficaz}}$ ;  $v_{b_{eficaz}}$  e  $v_{c_{eficaz}}$  é tensão média quadrática da tensão fase-neutro (cada fase) [ $V_{eficaz}$ ].

A tensão entre duas fases (tensão de linha) pode ser obtida pela Equação 28.

$$\begin{aligned} v_{a-b_{eficaz}} &= \sqrt{3} \cdot v_{a_{eficaz}} \text{ ou } \sqrt{3} \cdot v_{b_{eficaz}} \\ v_{b-c_{eficaz}} &= \sqrt{3} \cdot v_{b_{eficaz}} \text{ ou } \sqrt{3} \cdot v_{c_{eficaz}} \\ v_{a-c_{eficaz}} &= \sqrt{3} \cdot v_{a_{eficaz}} \text{ ou } \sqrt{3} \cdot v_{c_{eficaz}} \end{aligned} \quad (28)$$

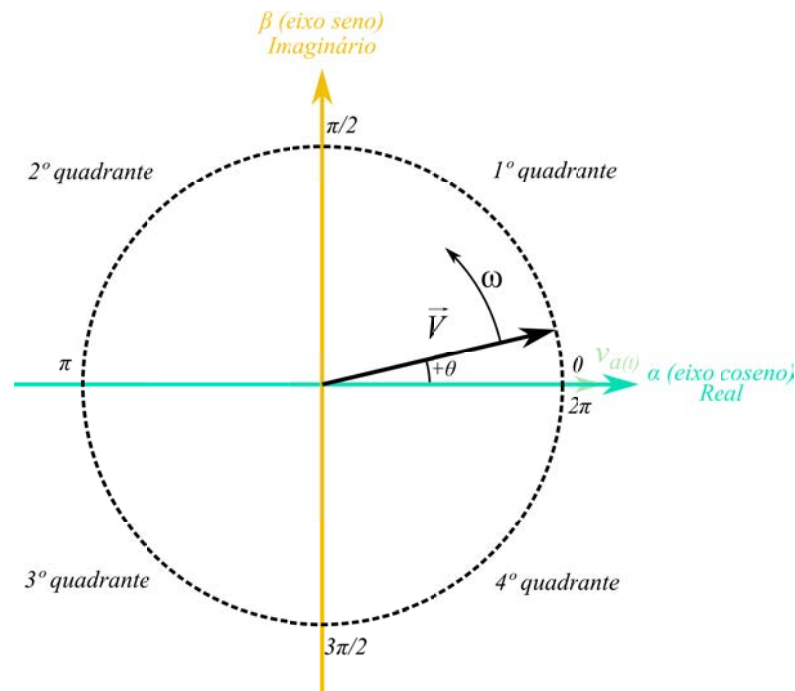
onde  $v_{a-b_{eficaz}}$ ;  $v_{b-c_{eficaz}}$  e  $v_{a-c_{eficaz}}$  é tensão média quadrática da tensão fase-fase [ $V_{eficaz}$ ].

Os sistemas elétricos trifásicos podem utilizar o neutro ou não em sistemas equilibrados, e são considerados sistema eficientes em comparação aos sistemas que utilizam cada um dos seus três circuitos individualmente (sistemas monofásicos), quando considerados no acionamento de cargas.

## 9.2 Sistema Elétrico Monofásico

Como já mencionado, o sistema elétrico trifásico é utilizado para geração, transmissão e distribuição de energia elétrica. No entanto, em sistemas residenciais são utilizadas duas fases do sistema trifásico ou pode-se utilizar apenas uma fase e o neutro. Neste trabalho adotou-se o sistema monofásico e a fase escolhida como referência do sistema trifásico foi a fase  $v_a(t)$  (Simões & Farret, 2017; Akagi, Watanabe & Aredes, 2017). Sua representação fasorial individual é mostrada na Figura 60.

Figura 60 – Representação fasorial de um sistema monofásico cossenoidal



Fonte: elaborado pelo autor

Desta forma o valor instantâneo da tensão da fase  $v_{a(t)}$  cossenoidal é dada pela Equação 29.

$$v_{a(t)} = V_m \cdot \cos(\omega \cdot t + 0) \quad (29)$$

onde  $\omega$  é a velocidade angular [rad/s];  $V_m$  é o valor da tensão de pico [V] e  $t$  é o tempo [s]

Como no sistema trifásico, a variação angular no tempo da fase  $v_{a(t)}$  gera um fasor  $\vec{V}$  que possui exatamente a mesma velocidade que a variação angular.

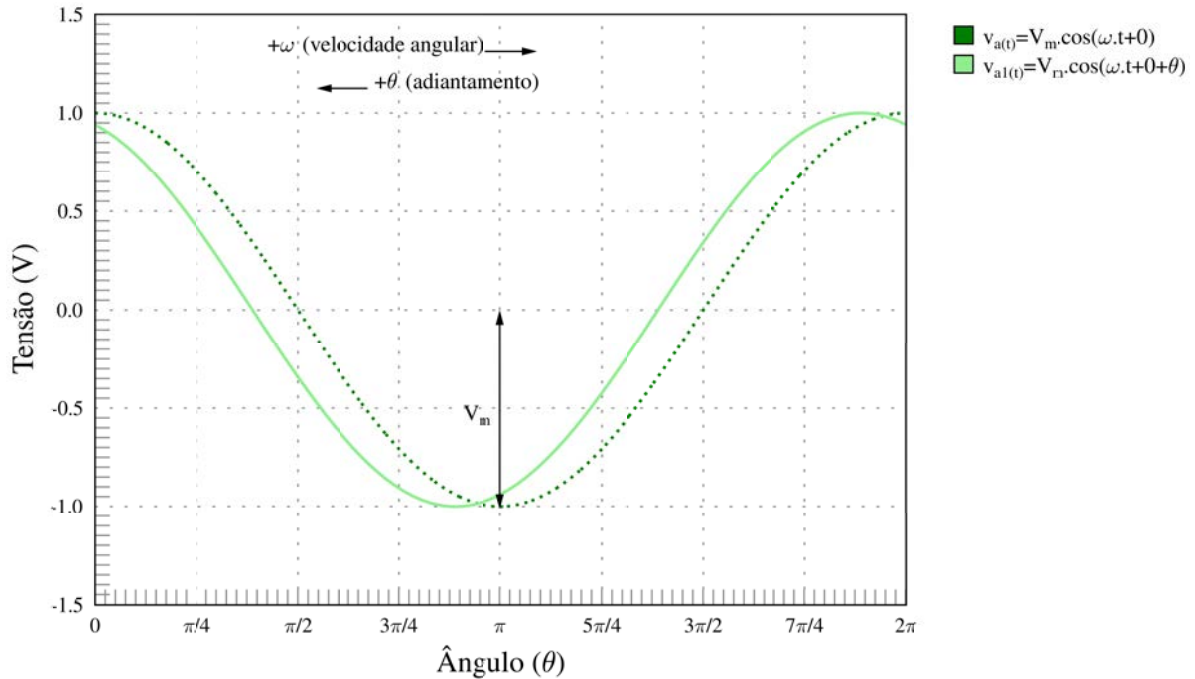
Neste referencial, considera-se que a fase  $v_{a(t)}$  inicia com valor de amplitude máximo ( $V_m$ ) em  $0^\circ$ . Em relação a este instante de início, esta fase pode ser adiantada ou atrasada (em relação ao  $0^\circ$  de início, ou seja, no tempo zero) com o aumento ou diminuição do ângulo de referência ( $\theta$ ) (Simões & Farret, 2017; Akagi, Watanabe & Aredes, 2017). A Equação 30 demonstra esta condição.

$$v_{a(t)} = V_m \cdot \cos(\omega \cdot t + 0 \pm \theta) \quad (30)$$

onde  $\omega$  é a velocidade angular [rad/s];  $\theta$  o ângulo de adiantamento ou atraso [graus] e  $V_m$  é o valor da tensão de pico [V].

A Figura 61 demonstra a fase  $v_{a(t)}$  sem o adiantamento e a condição com adiantamento ( $+\theta$ ).

Figura 61 – Representação de uma fase no tempo de um sistema monofásico cossenoidal sem adiantamento e com adiantamento  $\theta$



Fonte: elaborado pelo autor

A tensão de pico  $V_m$  é o valor instantâneo máximo que a tensão alternada da fase  $v_{a(t)}$  pode alcançar. Como a tensão é considerada alternada (ou seja, variante no tempo), a tensão verificada entre cada fase e o neutro (sistema monofásico) é uma média quadrática e definida pela Equação 31.

$$v_{aeficaz} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \quad (31)$$

onde  $v_{aeficaz}$  é tensão média quadrática da tensão fase-neutro [ $V_{eficaz}$ ] e  $V_m$  é o valor da tensão de pico [V].

### 9.3 Transformação de Clarke e Transformação de Park

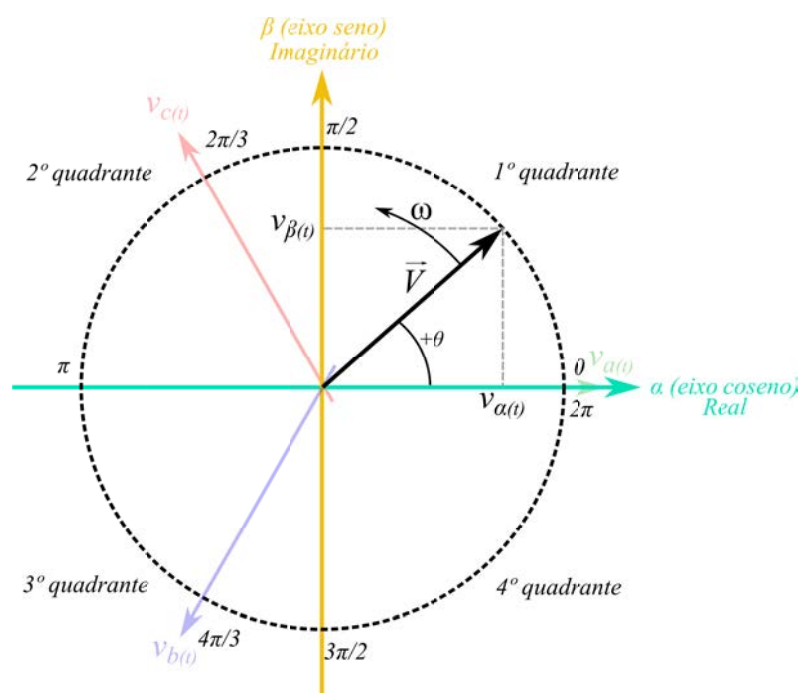
Quando na análise dos sistemas fasoriais em sistemas elétricos trifásicos (ou monofásicos), estes podem se tornar muito complexos. Desta forma, pode-se recorrer a transformações matemáticas que permitem a redução do número de variáveis de análise matemática e fasorial, e como consequência, uma melhor forma de analisar os sistemas.

Assim, as transformadas de Clarke e de Park são utilizadas para representação fasorial em dois eixos (real e imaginário) do fasor  $\vec{V}$  tanto de um sistema monofásico quanto de um sistema trifásico (Muljadi, Singh & Gevorgian, 2013; Simões & Farret, 2017; Isen, 2016; Hojo *et al.*, 2014; Akagi, Watanabe & Aredes, 2017; Modesto, 2008; Arun & Selvajyothi, 2013).

### 9.3.1 Conceito da Transformação de Clarke

A transformada de Clarke permite a transformação de um sistema trifásico estacionário de referência em um sistema bifásico estacionário de referência de coordenadas  $\alpha\beta$  fictício. A Figura 62 ilustra a transformada de Clarke para um sistema trifásico.

Figura 62 – Representação fasorial da transformação de Clarke de um sistema trifásico nos eixos estacionários fictícios  $\alpha\beta$  (cosseno e seno)



Fonte: elaborado pelo autor

Na transformação de Clarke, a abscissa é denominada de eixo real ( $\alpha$ ) e a ordenada é denominada de eixo imaginário ( $\beta$ ). Assim, o sistema de coordenadas  $\alpha\beta$  é um sistema cartesiano de números complexos, sendo  $\alpha$  e  $\beta$  números reais. As equações 32 representam os fasores dos eixos real e imaginário.



Identidade de Euler  $\rightarrow e^{j\alpha} = \cos(\alpha) + j\text{sen}(\alpha)$

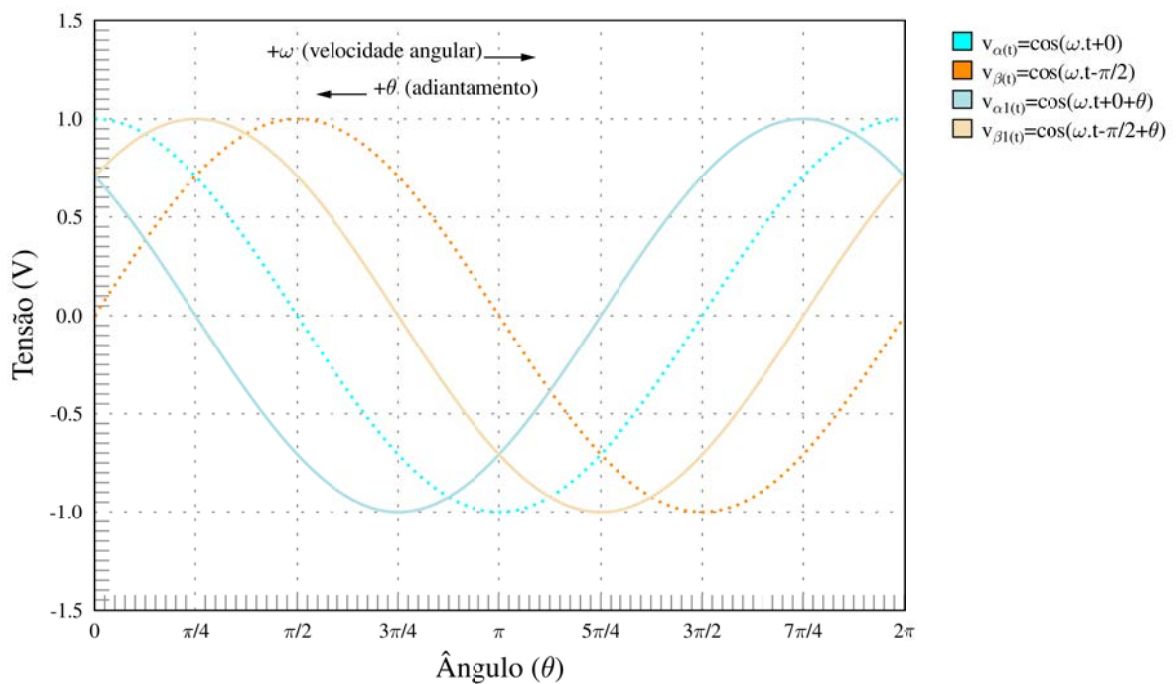
$$\vec{V}_{(t)} = |\vec{V}| \cdot e^{j(\omega.t+\theta)} \rightarrow \vec{V}_{(t)} = |\vec{V}| \cdot \left\{ \underbrace{\cos(\omega.t+\theta)}_{\text{eixo real (Re)}} + \underbrace{j\text{sen}(\omega.t+\theta)}_{\text{eixo imaginário (Im)}} \right\} \quad (32)$$

$$\text{Re}\{\vec{V}_{(t)}\} = \text{Re}\{\vec{V} \cdot e^{j(\omega.t+\theta)}\} \rightarrow |\vec{V}| \cdot \cos(\omega.t+\theta)$$

$$\text{Im}\{\vec{V}_{(t)}\} = \text{Im}\{\vec{V} \cdot e^{j(\omega.t+\theta)}\} \rightarrow |\vec{V}| \cdot \text{sen}(\omega.t+\theta) \text{ ou } |\vec{V}| \cdot \cos\left(\omega.t - \frac{\pi}{2} + \theta\right)$$

A Figura 63 demonstra a transformação de Clarke para uma transformação com amplitude invariável de um sistema trifásico.

Figura 63 – Representação no tempo da transformação de Clarke de um sistema trifásico nos eixos estacionários fictícios  $\alpha\beta$  (cosseno e seno) sem adiantamento e com adiantamento  $\theta$



Pode-se observar que o sistema de coordenadas  $\alpha\beta$  mostra formas de ondas cossenoidais desfasadas  $90^\circ$  entre as componentes  $v_{\alpha(t)}$  e  $v_{\beta(t)}$  que variam com o tempo.

### 9.3.1.1 Transformação de Clarke – Transformação Direta

Para transformar um sistema de coordenada trifásico estacionário em um sistema bifásico estacionário nos eixos estacionários fictícios  $\alpha\beta$  (cosseno e seno) de forma direta, utiliza-se a Equação 33.

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha(t)} \\ v_{\beta(t)} \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}}_{T_{\alpha\beta}} \cdot \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} \quad (33)$$

onde  $v_{\alpha(t)}$  é a tensão senoidal do eixo real;  $v_{\beta(t)}$  é a tensão senoidal do eixo imaginário e  $v_a(t)$ ,  $v_b(t)$  e  $v_c(t)$  são as tensões das três fase de um sistema trifásico.

### 9.3.1.2 Transformação de Clarke – Transformação Inversa

Para transformar o sistema bifásico estacionário fictício  $\alpha\beta$  (cosseno e seno) em um sistema de coordenada trifásico estacionário de forma direta, utiliza-se a Equação 34.

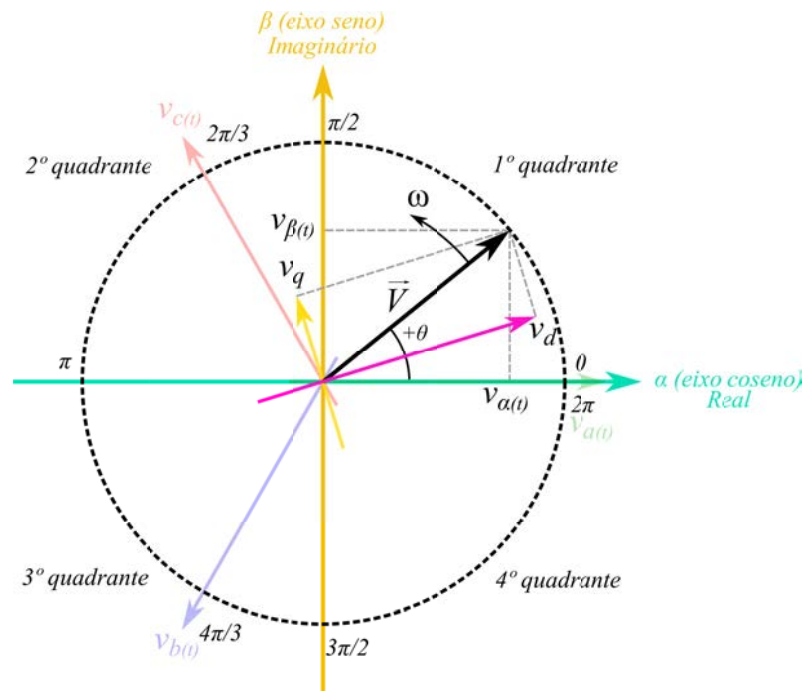
$$\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix}}_{T_{\alpha\beta}^{-1}} \cdot \begin{bmatrix} v_{\alpha(t)} \\ v_{\beta(t)} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (34)$$

onde  $v_{\alpha(t)}$  é a tensão senoidal do eixo real;  $v_{\beta(t)}$  é a tensão senoidal do eixo imaginário e  $v_a(t)$ ,  $v_b(t)$  e  $v_c(t)$  são as tensões das três fase de um sistema trifásico.

## 9.4 Conceito da Transformação de Park

Pode-se dizer que a transformada de Park ( $dq$ ) é um complemento à transformada de Clarke ( $\alpha\beta$ ). Onde, ao invés de ser utilizado um sistema bifásico estacionário de referência nas coordenadas  $\alpha\beta$ , utiliza-se um sistema bifásico rotacional de referência de coordenadas  $dq$  fictício. A transformada de Park para o fasor  $\vec{V}$  rotacional pode ser vista na Figura 64.

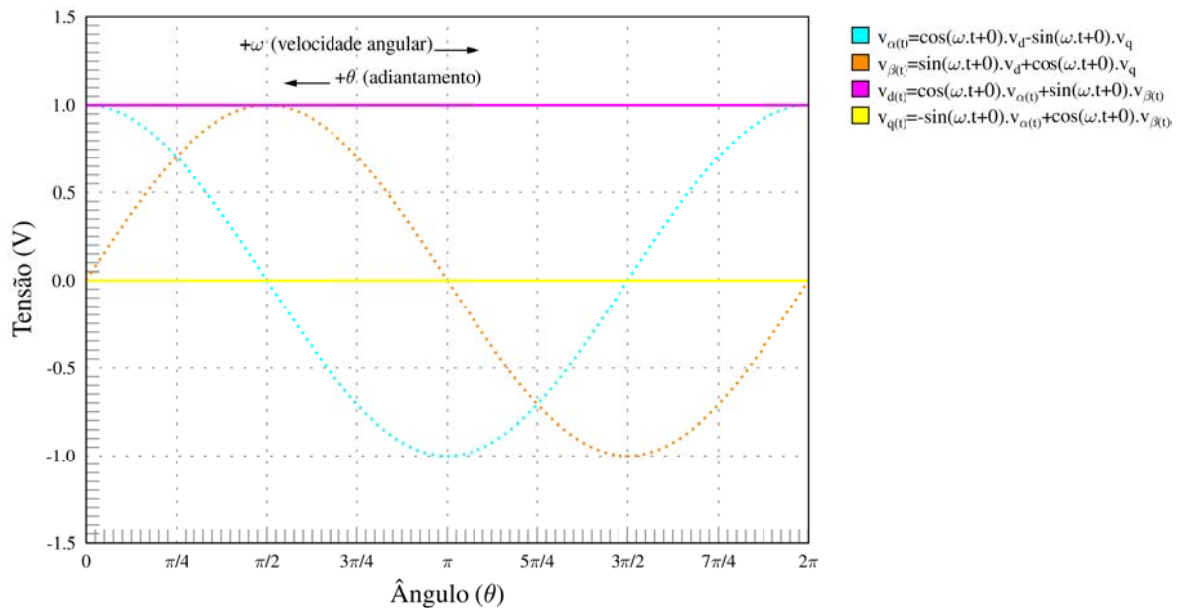
Figura 64 – Representação fasorial da transformação de Park de um sistema trifásico nos eixos rotacionais fictícios ( $dq$ )



Fonte: elaborado pelo autor

O sistema de coordenadas  $dq$  possui duas componentes constantes (não se alteram em amplitude) que provêm ortogonalmente do fasor  $\vec{V}$  e giram na mesma velocidade angular que este. De acordo com o triângulo das potências (Figura 74), verifica-se claramente que o eixo  $v_d$  refere-se ao eixo da potência ativa e o eixo  $v_q$  refere-se ao eixo da potência reativa, quando no controle de potência em um sistema rotacional. A Figura 65 demonstra a transformada de Park em função do tempo.

Figura 65 – Representação no tempo da transformação de Park nos eixos rotacionais fictícios ( $dq$ ) de uma transformação de Clarke estacionária fictícia ( $\alpha\beta$ ) quando no início a  $0^\circ$



Conforme se pode verificar, os valores das componentes rotacionais  $d$  e  $q$  são constantes no tempo. Desta forma, a transformada de Park permite eficientemente e eficazmente o controle da potência ativa e da potência reativa de máquinas elétricas trifásicas através da leitura dos valores das componentes  $d$  e  $q$ . Este é o princípio básico e método de controle vetorial em sistemas elétricos trifásicos (Muljadi, Singh & Gevorgian, 2013; Simões & Farret, 2017; Isen, 2016; Hojo *et al.*, 2014; Akagi, Watanabe & Aredes, 2017; Modesto, 2008; Arun & Selvajothi, 2013).

#### 9.4.1 Transformação de Park – Transformação Direta

Para transformar um sistema bifásico estacionário fictício de coordenadas  $\alpha\beta$  em um sistema rotacional fictício nas coordenadas  $dq$ , utiliza-se a Equação 35.

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha(t)} \\ v_{\beta(t)} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\omega.t + \theta) & -\text{sen}(\omega.t + \theta) \\ \text{sen}(\omega.t + \theta) & \cos(\omega.t + \theta) \end{bmatrix}}_{T_{\theta}} \cdot \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (35)$$

onde  $v_{\alpha(t)}$  é a tensão senoidal do eixo real estacionário da coordenada  $\alpha$ ;  $v_{\beta(t)}$  é a tensão senoidal do eixo imaginário estacionário da coordenada  $\beta$ ;  $v_d$  é a tensão do sistema rotacional

fictício da coordenada  $d$ ;  $v_q$  é a tensão do sistema rotacional fictício da coordenada  $q$ ;  $\omega$  é a velocidade angular [rad/s] e  $\theta$  o ângulo de adiantamento ou atraso [graus].

#### 9.4.2 Transformação de Park – Transformação Inversa

Para transformar um sistema rotacional fictício de coordenadas  $dq$  em um sistema bifásico estacionário fictício de coordenadas  $\alpha\beta$ , utiliza-se a Equação 36.

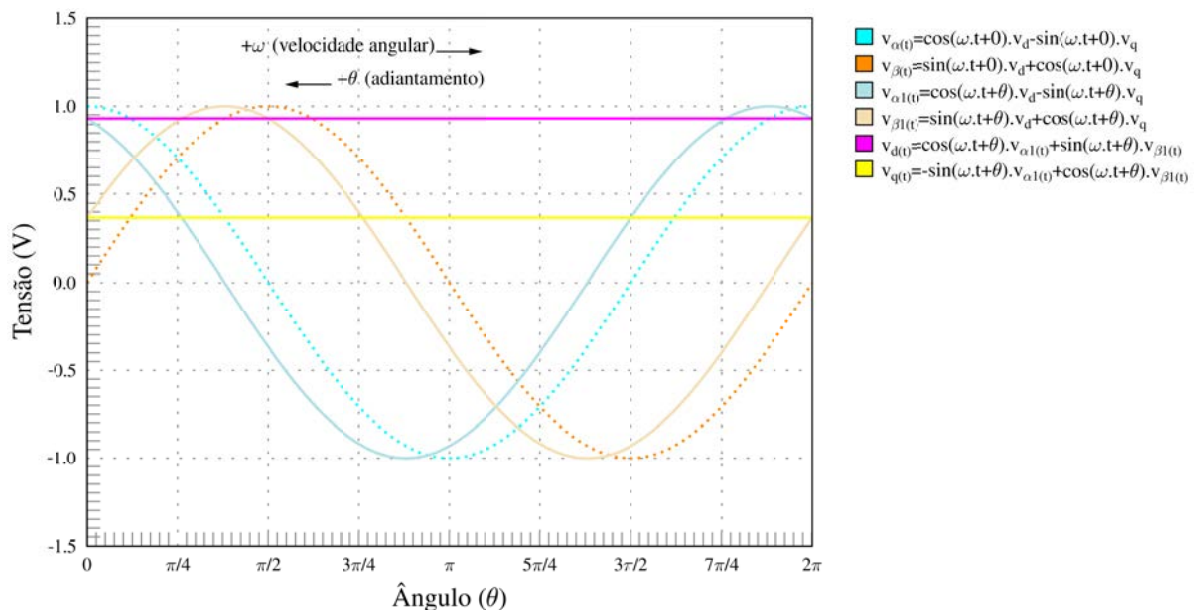
$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\omega.t + \theta) & \text{sen}(\omega.t + \theta) \\ -\text{sen}(\omega.t + \theta) & \cos(\omega.t + \theta) \end{bmatrix}}_{T_\theta^{-1}} \cdot \begin{bmatrix} v_{\alpha(t)} \\ v_{\beta(t)} \end{bmatrix} \quad (36)$$

onde  $v_{\alpha(t)}$  é a tensão senoidal do eixo real estacionário da coordenada  $\alpha$ ;  $v_{\beta(t)}$  é a tensão senoidal do eixo imaginário estacionário da coordenada  $\beta$ ;  $v_d$  é a tensão do sistema rotacional fictício da coordenada  $d$ ;  $v_q$  é a tensão do sistema rotacional fictício da coordenada  $q$ ;  $\omega$  é a velocidade angular [rad/s] e  $\theta$  o ângulo de adiantamento ou atraso [graus].

Na

Figura 66, pode-se verificar a variação dos valores constantes de  $v_d$  e  $v_q$  quando no adiantamento angular do fasor  $\vec{V}$ , ou seja, adiantamento angular das fases trifásicas  $v_{a(t)}$ ,  $v_{b(t)}$  e  $v_{c(t)}$  e conseqüentemente do sistema bifásico estacionário fictício de coordenadas  $\alpha\beta$ .

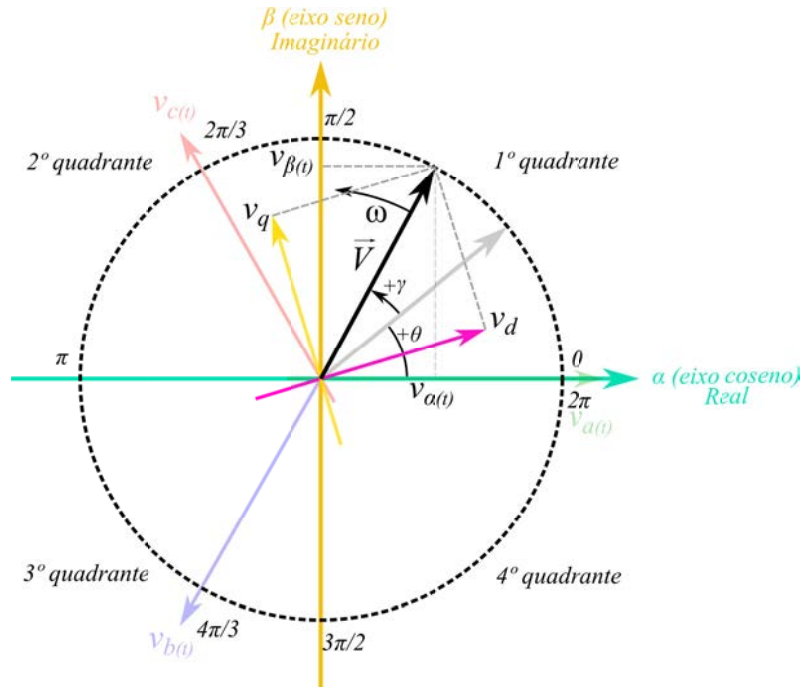
Figura 66 – Variação dos valores constantes de  $v_d$  e  $v_q$  quando no adiantamento angular ( $\gamma + \theta$ ) do fasor  $\vec{V}$



Fonte: elaborado pelo autor

Na Figura 67 tem-se a representação fasorial desta condição.

Figura 67 – Representação fasorial da variação dos valores constantes de  $v_d$  e  $v_q$  quando no adiantamento angular ( $\gamma + \theta$ ) do fasor  $\vec{V}$

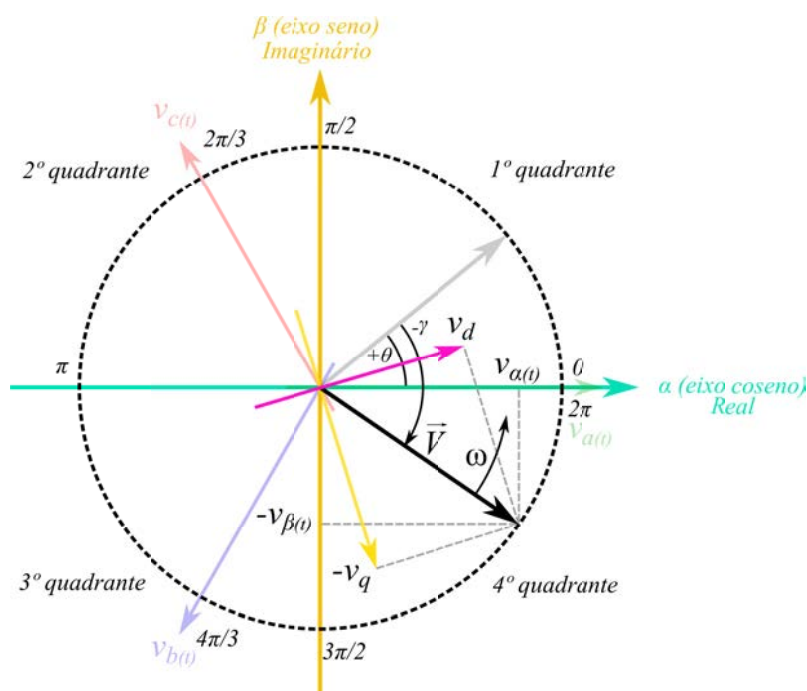


Fonte: elaborado pelo autor

Na Figura 67, verifica-se claramente que o valor de  $v_d$  diminuiu e o valor de  $v_q$  aumentou quando houve o adiantamento ( $\theta + \gamma$ ) do fasor  $\vec{V}$ .

Na Figura 68, pode-se verificar a variação dos valores constantes de  $v_d$  e  $v_q$  quando no atraso angular ( $\theta - \gamma$ ) do fasor  $\vec{V}$  do primeiro quadrante para o quarto quadrante, ou seja, atrasamento angular das fases trifásicas  $v_{a(t)}$ ,  $v_{b(t)}$  e  $v_{c(t)}$  (Muljadi, Singh & Gevorgian, 2013; Simões & Farret, 2017; Isen, 2016; Hojo *et al.*, 2014; Akagi, Watanabe & Aredes, 2017; Modesto, 2008; Arun & Selvajyothi, 2013).

Figura 68 – Representação fasorial da variação dos valores constantes de  $v_d$  e  $v_q$  quando no atraso angular ( $\theta - \gamma$ ) do fasor  $\vec{V}$



Fonte: elaborado pelo autor

Pode-se verificar claramente que o valor de  $v_q$  ficou negativo e o valor de  $v_d$  teve uma diminuição de valor quando houve o atraso angular ( $\theta - \gamma$ ) do fasor  $\vec{V}$  (neste caso foi realizado o complementar do fasor  $\vec{V}$ ).

Estas diferenças de valor escalar de  $v_d$  e  $v_q$  são percebidas por um sistema de controle, que por sua vez, pode atrasar ou adiantar a posição angular das fases  $v_a(t)$ ,  $v_b(t)$  e  $v_c(t)$  através da tensão controlada por modulação SPWM do conversor CC/CA (Muljadi, Singh & Gevorgian, 2013; Simões & Farret, 2017; Isen, 2016; Hojo *et al.*, 2014; Akagi, Watanabe & Aredes, 2017; Modesto, 2008; Arun & Selvajothi, 2013).

## 9.5 Transformação de Park para Sistema Trifásico – Transformação Direta

Para transformar o sistema trifásico estacionário para um sistema rotacional fictício de coordenadas  $dq$  de forma direta, utiliza-se a Equação 37.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\omega.t + \theta) & \cos\left(\omega.t - \frac{2\pi}{3} + \theta\right) & \cos\left(\omega.t - \frac{4\pi}{3} + \theta\right) \\ \sin(\omega.t + \theta) & \sin\left(\omega.t - \frac{2\pi}{3} + \theta\right) & \sin\left(\omega.t - \frac{4\pi}{3} + \theta\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}}_{T_\theta} \cdot \begin{bmatrix} v_{a(t)} \\ v_{b(t)} \\ v_{c(t)} \end{bmatrix} \quad (37)$$

onde  $v_{a(t)}$ ,  $v_{b(t)}$  e  $v_{c(t)}$  são as tensões das três fases de um sistema trifásico;  $v_d$  é a tensão do sistema rotacional fictício da coordenada  $d$ ;  $v_q$  é a tensão do sistema rotacional fictício da coordenada  $q$ ;  $\omega$  é a velocidade angular [rad/s] e  $\theta$  o ângulo de adiantamento ou atraso [graus].

### 9.6 Transformação de Park para Sistema Trifásico – Transformação Inversa

Para transformar o sistema rotacional fictício de coordenadas  $dq$  para o sistema trifásico estacionário de forma direta, utiliza-se a Equação 38.

$$\begin{bmatrix} v_{a(t)} \\ v_{b(t)} \\ v_{c(t)} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\omega.t + \theta) & \sin(\omega.t + \theta) & 1 \\ \cos\left(\omega.t - \frac{2\pi}{3} + \theta\right) & \sin\left(\omega.t - \frac{2\pi}{3} + \theta\right) & 1 \\ \cos\left(\omega.t - \frac{4\pi}{3} + \theta\right) & \sin\left(\omega.t - \frac{4\pi}{3} + \theta\right) & 1 \end{bmatrix}}_{T_\theta^{-1}} \cdot \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ 0 \end{bmatrix} \quad (38)$$

onde  $v_{a(t)}$ ,  $v_{b(t)}$  e  $v_{c(t)}$  são as tensões das três fases de um sistema trifásico;  $v_d$  é a tensão do sistema rotacional fictício da coordenada  $d$ ;  $v_q$  é a tensão do sistema rotacional fictício da coordenada  $q$ ;  $\omega$  é a velocidade angular [rad/s] e  $\theta$  o ângulo de adiantamento ou atraso [graus].

Tanto a transformada de Clarke quanto a transformada de Park possuem uma terceira componente chamada de componente de sequência zero ou componente homopolar. Como os sistemas trifásicos e monofásicos tratados neste trabalho são equilibrados, a componente homopolar pode ser desprezada.



## 10 CONEXÃO COM A REDE ELÉTRICA

### 10.1 Conceito Sobre Filtro de Saída de Conexão com a Rede Elétrica

A tensão modulada SPWM gerada pelo conversor CC/CA pode gerar correntes harmônicas indesejáveis. Para eliminá-las (e realizar a suavização da tensão alternada modulada proveniente deste conversor para uma tensão alternada senoidal pura) é necessária a utilização de filtros passa-baixa que permitam passar apenas a frequência fundamental de 60 Hz e atenuar frequências que sejam de valores superiores a fundamental. Desta forma, os filtros de rede possuem fundamentalmente duas funções básicas (Massawe, 2013; Marangoni, 2012; Lee & Lee, 2013; Sumathi, Ashok Kumar & Surekha, 2015b; Liu, 2016; Bao *et al.*, 2014; Hassaine, 2014; Oruganti *et al.*, 2018; Guo *et al.*, 2019; Natividade, 2017; Gkountaras, 2017):

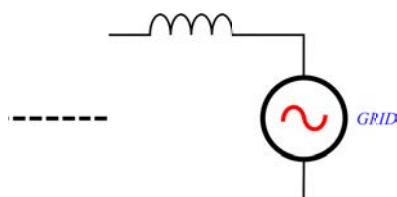
- Ser um filtro passa-baixa que elimina os harmônicos de alta frequência (*high frequency*) realizados pela comutação da tensão CC (proveniente do conversor CC/CC ou diretamente dos módulos fotovoltaicos) pelos transistores do conversor CC/CA, objetivado desta forma entregar uma corrente senoidal pura para a rede elétrica; e
- Ser uma impedância de ligação entre o conversor CC/CA e a rede elétrica, objetivando entregar a máxima potência e permitir uma correção do fator de potência através do adiantamento ou atraso da corrente fornecida à rede elétrica.

Existem diversas topologias de filtros passa-baixa que podem ser utilizados para conexão entre o conversor CC/CA e a rede elétrica, e características como eficiência, peso e volume são considerados quando na escolha da topologia a ser utilizada. Assim, os principais filtros que podem ser encontrados são: L, LC e LCL (Massawe, 2013; Marangoni, 2012; Lee & Lee, 2013; Sumathi, Ashok Kumar & Surekha, 2015b; Liu, 2016; Bao *et al.*, 2014; Hassaine, 2014; Oruganti *et al.*, 2018; Guo *et al.*, 2019; Natividade, 2017; Gkountaras, 2017).

#### 10.1.1 Conexão com a Rede Elétrica Utilizando o Filtro L

Esta topologia possui um filtro indutor único e na Figura 69 é apresentada esta topologia.

Figura 69 – Topologia de filtro indutor único tipo L



Fonte: elaborado pelo autor

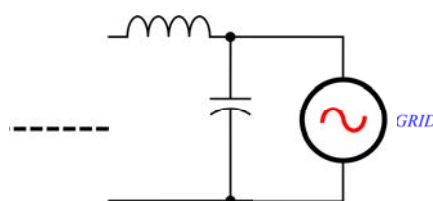
É considerado um filtro de primeira ordem permitindo uma atenuação das frequências superiores a ordem de  $-20$  dB/dec., assim, a frequência da modulação SPWM dos transistores do conversor CC/CA deve ser suficientemente alta para que haja uma boa atenuação dos harmônicos e com um tamanho razoável da indutância/filtro (Massawe, 2013; Marangoni, 2012; Lee & Lee, 2013; Sumathi, Ashok Kumar & Surekha, 2015b; Liu, 2016; Bao *et al.*, 2014; Hassaine, 2014; Oruganti *et al.*, 2018; Guo *et al.*, 2019; Natividade, 2017; Gkountaras, 2017).

O uso de um único indutor L apresenta-se simples e mais robusto, com indutâncias maiores que a configuração LCL.

### 10.1.2 Conexão com a Rede Elétrica Utilizando o Filtro LC

Esta topologia possui um filtro indutor único e mais um capacitor, e na Figura 70 é apresentado esta topologia.

Figura 70 – Topologia de filtro indutor único tipo LC



Fonte: elaborado pelo autor

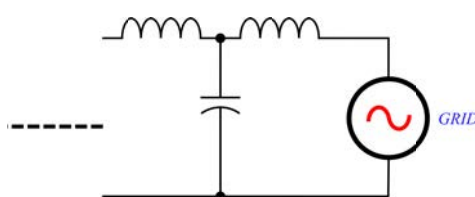
É considerado um filtro de segunda ordem, permitindo uma atenuação das frequências superiores a ordem de  $-40$  dB/dec. O cálculo deste filtro é bastante simples e uma de suas maiores vantagens é o fato de se usar um valor de capacitância elevado, cujo objetivo é reduzir o valor da indutância. No entanto, apresenta a desvantagem de elevar a corrente reativa quando na frequência fundamental, e sua frequência de ressonância dependerá da impedância da rede elétrica. Este filtro é recomendado para inversores que sejam independentes,

devido ao seu tamanho compacto e bom desempenho de atenuação (Massawe, 2013; Marangoni, 2012; Lee & Lee, 2013; Sumathi, Ashok Kumar & Surekha, 2015b; Liu, 2016; Bao *et al.*, 2014; Hassaine, 2014; Oruganti *et al.*, 2018; Guo *et al.*, 2019; Natividade, 2017; Gkountaras, 2017).

### 10.1.3 Conexão com a Rede Elétrica Utilizando o Filtro LCL

Esta topologia possui dois filtros indutores e mais um capacitor, configurados na topologia em “T”, e na Figura 71 é apresentado esta topologia.

Figura 71 – Topologia de filtro indutor duplo tipo LCL



Fonte: elaborado pelo autor

É considerado um filtro de terceira ordem permitindo uma atenuação das frequências superiores a ordem de -60 dB/dec., permitindo a mesma atenuação para frequências superiores que com uma mesma indutância equivalente usada na topologia L. Assim como na topologia LC, o capacitor desta topologia também acaba por gerar potência reativa e apresentar as mesmas desvantagens que aquela. Em comparação com a topologia L, a topologia LCL exige uma seleção mais complicada de seus componentes, e também, exige algoritmos e sistemas de controle mais robustos e complexos.

A configuração LCL tem se mostrado mais eficaz na eliminação de harmônicos que em comparação com a configuração L, apresentando valores de indutores menores (Massawe, 2013; Marangoni, 2012; Lee & Lee, 2013; Sumathi, Ashok Kumar & Surekha, 2015b; Liu, 2016; Bao *et al.*, 2014; Hassaine, 2014; Oruganti *et al.*, 2018; Guo *et al.*, 2019; Natividade, 2017; Gkountaras, 2017).

## 10.2 Escolha de Filtro Usado Neste Projeto e Teoria de Acoplamento

A topologia escolhida para este trabalho foi a topologia L. Como já mencionado, esta topologia é facilmente implementada e necessita de uma alta frequência (*high frequency*) de comutação dos transistores, permitindo uma boa atenuação das harmônicas geradas em sistemas de baixa potência (como o sistema monofásico), além de não exigir sistemas complexos de controle. Em relação ao sistema de controle como um todo, o fato de se usar um

único indutor em um conversor CC/CA, permite uma taxa de erro praticamente zero quando o sistema estável, baixa taxa de distorção harmônica (THD – *Total Harmonic Distortion*) na corrente de saída para a rede elétrica, rápida resposta dinâmica e boa robustez contra variações e distúrbios externos (Massawe, 2013; Marangoni, 2012; Lee & Lee, 2013; Sumathi, Ashok Kumar & Surekha, 2015b; Liu, 2016; Bao *et al.*, 2014; Hassaine, 2014; Oruganti *et al.*, 2018; Guo *et al.*, 2019; Natividade, 2017; Gkountaras, 2017).

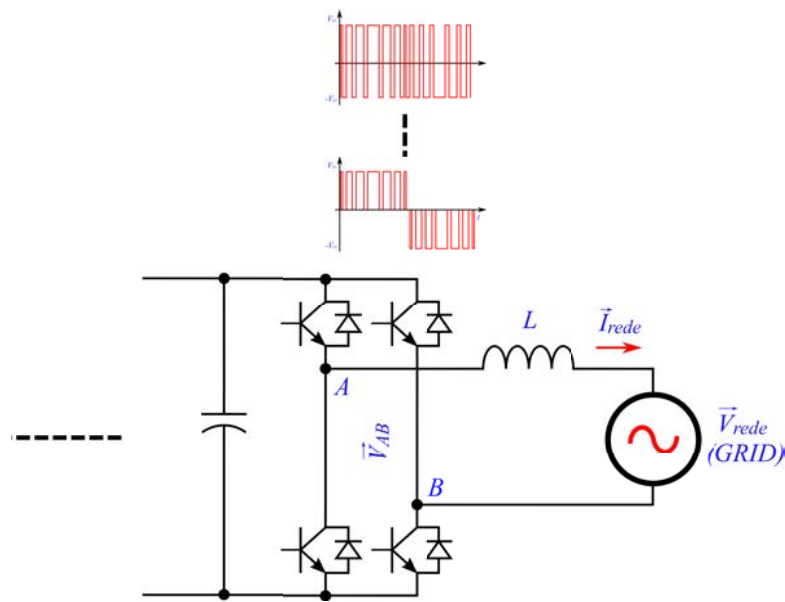
O uso do filtro de saída e o inversor CC/CA devem ser capazes de regular a tensão de saída fornecida à rede elétrica, objetivando o controle da corrente de saída fornecida a mesma (tanto em valor eficaz quanto em deslocamento angular). Desta forma, para regular a tensão sobre o indutor mais a rede elétrica, pode-se fazer das seguintes maneiras (Marangoni, 2012; Massawe, 2013; Hassaine, 2014; Natividade, 2017; Gkountaras, 2017):

- Regulando a tensão CC fornecida ao conversor CC/CA (tensão do barramento de tensão contínua);
- Variando o ângulo de fase da tensão modulada SPWM;
- Controlar a modulação PWM do conversor CC/CA;
- Regular a tensão de saída fornecida à rede elétrica através de um autotransformador.

A maioria dos conversores CC/CA de baixa potência e conectados à rede elétrica utilizam uma modulação SPWM de alta frequência (*high frequency*) de comutação, resultando em um alto fator de potência e baixa distorção harmônica e permitindo injetar a máxima potência ativa e praticamente nenhuma potência reativa. Um controle efetivo da potência ativa e reativa é de fundamental importância para um perfeito funcionamento dos sistemas de distribuição ao qual o sistema fotovoltaico está inserido (Marangoni, 2012; Massawe, 2013; Hassaine, 2014; Natividade, 2017; Gkountaras, 2017; Xiao, 2017).

Na Figura 72 é mostrado a configuração do conversor CC/CA e do filtro indutor utilizados na simulação do sistema inversor proposto neste trabalho.

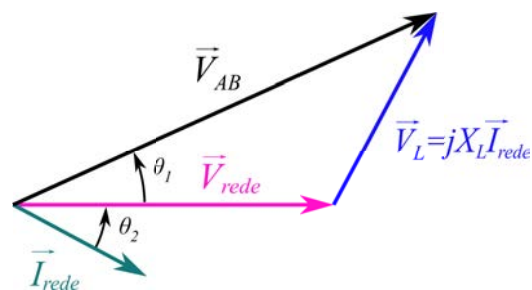
Figura 72 – Configuração do conversor CC/CA e do filtro indutor único utilizado na simulação do sistema inversor proposto deste trabalho



Fonte: elaborado pelo autor

Neste trabalho, a resistência ôhmica do filtro indutor não foi considerada nas demonstrações matemáticas por ser de valor muito pequeno. Na Figura 73 apresenta-se o diagrama fasorial das tensões por modulação SPWM ( $\vec{V}_{AB}$ ), tensão de rede ( $\vec{V}_{rede}$ ) e da corrente fornecida à rede elétrica ( $\vec{I}_{rede}$ ).

Figura 73 – Diagrama fasorial das tensões por modulação SPWM ( $\vec{V}_{AB}$ ) e tensão de rede ( $\vec{V}_{rede}$ ) e da corrente fornecida à rede elétrica ( $\vec{I}_{rede}$ ) quando a corrente de rede e a tensão de rede não estão em fase



Fonte: elaborado pelo autor

onde  $\vec{V}_{AB}$  representa a tensão eficaz da tensão modulada SPWM fornecida pelo conversor CC/CA [ $V_{eficaz}$ ];  $\vec{V}_{rede}$  representa a tensão eficaz da rede elétrica [ $V_{eficaz}$ ];  $\vec{I}_{rede}$  é a corrente

eficaz fornecida à rede elétrica [ $I_{eficaz}$ ];  $\theta_1$  representa o ângulo de defasagem entre a tensão modulada SPWM fornecida pelo conversor CC/CA ( $\vec{V}_{AB}$ ) e a tensão de rede ( $\vec{V}_{rede}$ ) [graus] e  $\theta_2$  representa o ângulo de defasagem entre a corrente de rede ( $\vec{I}_{rede}$ ) e a tensão de rede ( $\vec{V}_{rede}$ ) [graus].

Para realizar a troca de potência entre módulo fotovoltaico e a rede elétrica de forma eficiente e controlável, várias estratégias de controle de potência tem sido propostas por diversos autores, como exemplos: controle por histerese de corrente (CHC – *current hysteresis control*), controle por tensão orientada (VOC – *voltage-oriented control*), controle baseado na ressonância proporcional (PR – *proportional-resonant-based control*) e controle de potência ativa–reativa instantânea constante (CPQC – *constant P-Q control*) (Simões & Farret, 2017).

A estratégia de controle de potência ativa–reativa instantânea constante (CPQC – *constant P-Q control*) permite que os componentes de potência ativa e reativa da corrente medidos na rede elétrica através de um wattímetro sejam comparados com os sinais provenientes da transformação de Park da mesma corrente de rede ( $\vec{I}_{rede}$ ) e da mesma tensão de rede ( $\vec{V}_{rede}$ ) (Marangoni, 2012; Massawe, 2013; Hassaine, 2014; Natividade, 2017; Gkountaras, 2017; Xiao, 2017).

As potência ativa e reativa do diagrama fasorial da Figura 73 pode ser calculado de acordo com a Equação 39.

$$\vec{S} = P + jQ = \underbrace{\frac{|\vec{V}_{rede}| \cdot |\vec{V}_{AB}|}{X_L} \cdot \text{sen}(\theta_1)}_{\text{potência ativa}} + j \underbrace{\frac{|\vec{V}_{rede}|}{X_L} \cdot \left( (|\vec{V}_{AB}| \cdot \text{cos}(\theta_1)) - |\vec{V}_{rede}| \right)}_{\text{potência reativa}} \quad (39)$$

onde  $\vec{S}$  é a potência aparente fornecida à rede elétrica [VA];  $P$  é a potência ativa fornecida à rede elétrica [W] e  $jQ$  é a potência reativa fornecida à rede elétrica [var].

De acordo com o valor eficaz da tensão fornecida pelo conversor CC/CA ( $\vec{V}_{AB}$ ), o sentido da corrente de rede ( $\vec{I}_{rede}$ ) pode mudar, alterando conseqüentemente o sentido e o valor da potência ativa ( $P$ ) fornecida à rede elétrica (Marangoni, 2012; Massawe, 2013; Hassaine, 2014; Natividade, 2017; Gkountaras, 2017; Xiao, 2017).

A Tabela 7 apresenta o comportamento geral deste efeito.

Tabela 7 – Comparativo do sentido da potência ativa fornecida à rede elétrica

| Potência Ativa da Rede<br>( $P$ ) | Tensão Fornecida pelo Inversor<br>( $\vec{V}_{AB}$ )                 | Tensão da Rede Elétrica<br>( $\vec{V}_{rede}$ ) |
|-----------------------------------|--|---|
| Sentido Positivo                  | $(\vec{V}_{AB} > \vec{V}_{rede}) \rightarrow$ Inversor               | Absorve energia elétrica do conversor CC/CA     |
| Sentido Negativo                  | $(\vec{V}_{AB} < \vec{V}_{rede}) \rightarrow$ Retificador Controlado | Entrega energia elétrica para o conversor CC/CA |

Fonte: adaptado (Hassaine, 2014)

Pode-se também atuar na potência reativa, e consequentemente na potência aparente ( $S$ ). Desta forma, o conversor CC/CA pode controlar a potência reativa ( $jQ$ ), deixando-a indutiva ou capacitiva (do ponto de vista da rede elétrica) (Marangoni, 2012; Massawe, 2013; Hassaine, 2014; Natividade, 2017; Gkountaras, 2017; Xiao, 2017).

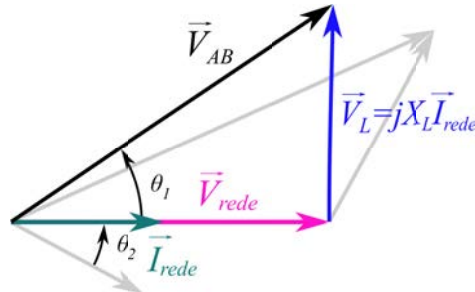
De acordo com a Equação 39, o controle das potências ativa e reativa se dá alterando-se o valor da tensão fornecida pelo conversor CC/CA ( $\vec{V}_{AB}$ ) e pelo valor do ângulo entre a tensão fornecida pelo conversor CC/CA ( $\vec{V}_{AB}$ ) e a tensão de rede ( $\vec{V}_{rede}$ ) ( $\theta_I$ ). A modificação da tensão ( $\vec{V}_{AB}$ ) pode ser obtida alterando-se os índices de amplitude ( $m_a$ ) dos sinais moduladores de geração do sinal modulado SPWM do conversor CC/CA ou alterando-se o valor da tensão contínua fornecida a este conversor. O ângulo de defasagem entre a tensão fornecida pelo conversor CC/CA ( $\vec{V}_{AB}$ ) e a tensão de rede ( $\vec{V}_{rede}$ ) ( $\theta_I$ ) pode ser obtido alterando-se o ângulo de fase dos mesmos sinais de geração da tensão modulada SPWM do conversor CC/CA.

Desta forma, com relação ao sentido das potências ativa e reativa, pode-se concluir (Marangoni, 2012; Massawe, 2013; Hassaine, 2014; Natividade, 2017; Gkountaras, 2017; Xiao, 2017):

- $P > 0 \rightarrow$  inversor;
- $P < 0 \rightarrow$  retificador;
- $Q > 0 \rightarrow$  indutivo; e
- $Q < 0 \rightarrow$  capacitivo.

Partindo da condição que o conversor CC/CA precisa trabalhar em fator de potência unitário, ou seja, a tensão de rede ( $\vec{V}_{rede}$ ) deve estar em fase com a corrente de rede ( $\vec{I}_{rede}$ ), o diagrama fasorial da Figura 73 torna-se a estrutura conforme Figura 74.

Figura 74 – Diagrama fasorial das tensões por modulação SPWM ( $\vec{V}_{AB}$ ) e tensão de rede ( $\vec{V}_{rede}$ ) e da corrente fornecida à rede elétrica ( $\vec{I}_{rede}$ ) quando a corrente de rede e a tensão de rede estão em fase



Fonte: elaborado pelo autor

onde  $\vec{V}_{AB}$  representa a tensão eficaz da tensão modulada SPWM fornecida pelo conversor CC/CA [ $V_{eficaz}$ ];  $\vec{V}_{rede}$  representa a tensão eficaz da rede elétrica [ $V_{eficaz}$ ];  $\vec{I}_{rede}$  é a corrente eficaz fornecida à rede elétrica [ $I_{eficaz}$ ];  $\theta_1$  representa o ângulo de defasagem entre a tensão modulada SPWM fornecida pelo conversor CC/CA ( $\vec{V}_{AB}$ ) e a tensão de rede ( $\vec{V}_{rede}$ ) [graus] e  $\theta_2$  representa o ângulo de defasagem entre a corrente de rede ( $\vec{I}_{rede}$ ) e a tensão de rede ( $\vec{V}_{rede}$ ) [graus].

Considerando que o fator de potência é unitário (ou seja, tensão de rede ( $\vec{V}_{rede}$ ) e a corrente de rede ( $\vec{I}_{rede}$ ) em fase), a equação que relaciona as variáveis de controle da tensão fornecida pelo conversor CC/CA e os ângulos de defasagem entre a tensão da rede elétrica e a corrente de rede elétrica é dada Equação 40.

$$PF = \cos(\theta_2) = \frac{|\vec{V}_{AB}| \cdot \text{sen}(\theta_1)}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot L \cdot |\vec{I}_{rede}|} = \frac{\overbrace{m_a \cdot V_{cc}}^{|\vec{V}_{AB}|} \cdot \text{sen}(\theta_1)}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot L \cdot |\vec{I}_{rede}|} \quad (40)$$

onde  $PF$  é o fator de potência (adimensional);  $f$  é a frequência da tensão da rede elétrica (Hz);  $L$  é o valor da indutância do filtro de acoplamento (H);  $m_a$  é a taxa de modulação de amplitude [adimensional] e  $V_{cc}$  tensão contínua que alimenta o conversor CC/CA (proveniente do conversor CC/CC ou diretamente do módulo fotovoltaico) [ $V_{cc}$ ].

Conforme o diagrama fasorial da Figura 74 e a Equação 40, verifica-se que o ângulo de defasagem entre a tensão de rede ( $\vec{V}_{rede}$ ) e a corrente de rede ( $\vec{I}_{rede}$ ) podem ser alterados



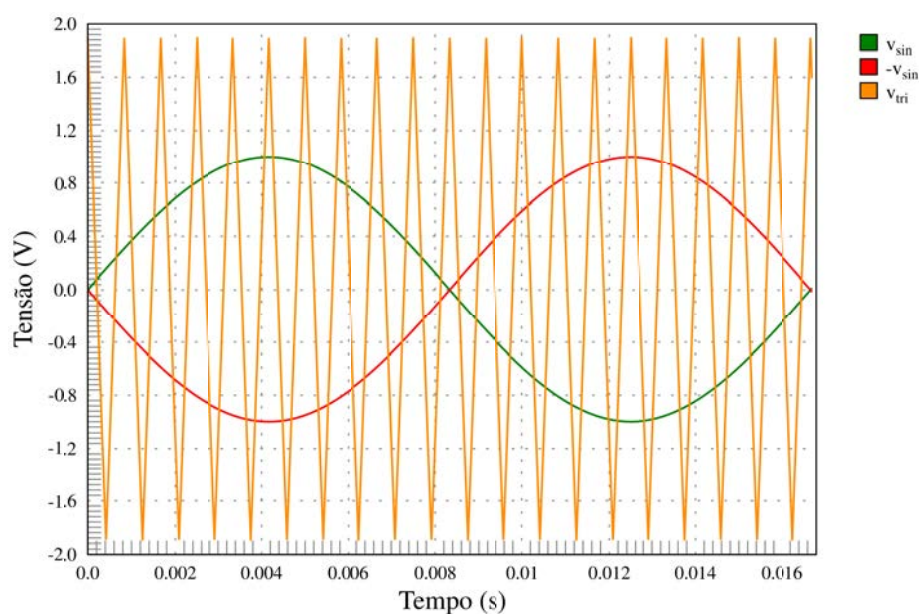
conforme mudança dos valores de tensão eficaz de saída do conversor CC/CA ( $\vec{V}_{AB}$ ) e também pelo ângulo de defasagem entre a tensão de rede ( $\vec{V}_{rede}$ ) e a tensão de saída do conversor CC/CA ( $\vec{V}_{AB}$ ) (Marangoni, 2012; Massawe, 2013; Hassaine, 2014; Natividade, 2017; Gkountaras, 2017; Xiao, 2017). Este é o princípio de funcionamento ao qual este trabalho se baseou.

## 11 CONTROLE PWM DO CONVERSOR CC/CA

### 11.1 Controle PWM do Conversor CC/CA

A modulação SPWM na saída do conversor CC/CA é obtida através da comparação de um sinal senoidal chamado sinal modulador ou sinal de controle ( $v_{sin}$ ) e um segundo sinal de formato triangular utilizado para o chaveamento em alta frequência (*high frequency*) chamado de sinal transportador ( $v_{tri}$ ). A Figura 75 demonstra esses dois sinais sendo comparados.

Figura 75 – Sinal de controle ( $v_{sin}$ ), complemento do sinal de controle ( $-v_{sin}$ ) e sinal transportador ( $v_{tri}$ ) utilizados para gerar o sinal SPWM



Fonte: elaborado pelo autor

A frequência do sinal de controle ( $v_{sin}$ ) determina a frequência fundamental da tensão de saída (neste trabalho foi escolhido a frequência de 60 Hz) e a frequência do sinal transportador ( $v_{tri}$ ) determina o número de pulsos (ângulos). Para realização do sinal por modulação SPWM, duas taxas são importantes – taxa de modulação de amplitude ( $m_a$ ) e taxa de frequência de modulação ( $m_f$ ). Estas duas taxas consideram a frequência e a amplitude dos sinais de controle e do transportador (Hart, 2010; Rashayi, 2006; Hassaine & Mraoui, 2017; Xiao, 2017; Muljadi, Singh & Gevorgian, 2013; Akeyo, 2017; Guedes, 2015; Cruz, 2011; Hassaine & Bengourina, 2020; Hassaine, 2014).

A taxa de modulação de amplitude ( $m_a$ ) é importante para a determinação da tensão de amplitude na frequência fundamental de saída do conversor CC/CA, sendo dada pela Equação 41.

$$m_a = \frac{V_{m,sin}}{V_{m,tri}} \quad (41)$$

onde  $V_{m,sin}$  é o valor da tensão de pico máxima do sinal de controle [ $V_p$ ] e  $V_{m,tri}$  é o valor da tensão de pico máxima do sinal transportador [ $V_p$ ].

A taxa de modulação de amplitude ( $m_a$ ) está intimamente relacionada com o valor máximo ( $V_m$ ) da primeira componente harmônica (harmônica fundamental) da tensão de saída do conversor CC/CA ( $V_{AB}$ ), podendo ser calculada de acordo com a Equação 42:

$$|\vec{V}_{AB}| = m_a \cdot V_{cc} \geq |\vec{V}_{rede}| \cdot \sqrt{2} \quad (42)$$

onde  $V_{AB}$  é a tensão de pico da tensão modulada SPWM de saída proveniente do conversor CC/CA [ $V_p$ ];  $V_{cc}$  tensão contínua que alimenta o conversor CC/CA (proveniente do conversor CC/CC ou diretamente do módulo fotovoltaico) [ $V_{cc}$ ] e  $\vec{V}_{rede}$  tensão eficaz da rede elétrica [ $V_{eficaz}$ ].

A tensão  $V_{cc}$  deverá ter um nível suficientemente alto para que a tensão modulada SPWM de saída ( $V_{AB}$ ) tenha um valor superior ao valor da tensão eficaz da rede elétrica. Assim, o valor de taxa de modulação de amplitude ( $m_a$ ) deverá ser menor ou igual a 1, e com isso, atuando em uma região linear proporcional com relação a tensão modulada SPWM de saída ( $V_{AB}$ ) (Hart, 2010; Rashayi, 2006; Hassaine & Mraoui, 2017; Xiao, 2017; Muljadi, Singh & Gevorgian, 2013; Akeyo, 2017; Guedes, 2015; Cruz, 2011; Hassaine & Bengourina, 2020; Hassaine, 2014).

A taxa de frequência de modulação ( $m_f$ ) é importante para a determinação de harmônicas e escolha da melhor configuração do filtro de saída do inversor, podendo ser calculado pela Equação 43.

$$m_f = \frac{f_{tri}}{f_{sin}} \quad (43)$$

onde  $f_{sin}$  é o valor da frequência do sinal de controle [Hz] e  $f_{tri}$  é o valor da frequência do sinal transportador [Hz].

A partir da taxa de modulação de amplitude ( $m_a$ ) e da taxa de frequência de modulação ( $m_f$ ), pode-se controlar a tensão de saída do inversor, tanto se variando a sua amplitude (alterando-se a tensão eficaz de saída) quanto a sua frequência (alternando-se a frequência

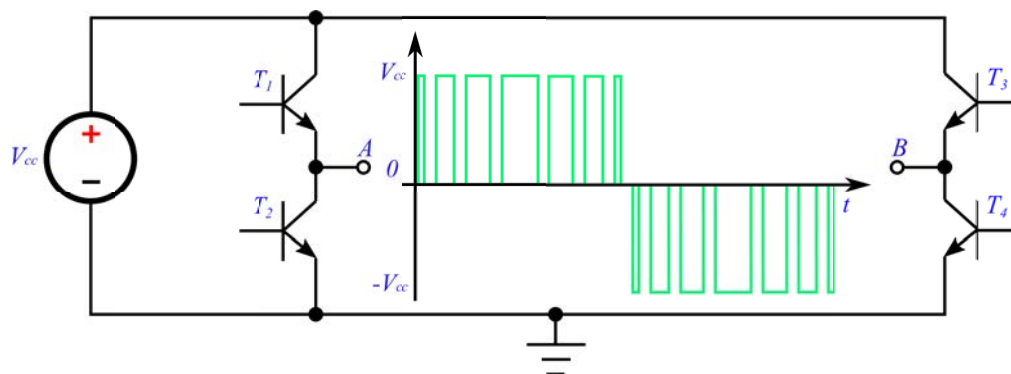
fundamental de saída). Com relação ao sinal de controle ( $v_{sin}$ ), pode-se ainda alterar o deslocamento angular da tensão de saída do conversor CC/CA ( $V_{AB}$ ), adiantando-a (ou atrasando-a) em relação à corrente ou a tensão da rede elétrica (Hart, 2010; Rashayi, 2006; Hassaine & Mraoui, 2017; Xiao, 2017; Muljadi, Singh & Gevorgian, 2013; Akeyo, 2017; Guedes, 2015; Cruz, 2011; Hassaine & Bengourina, 2020; Hassaine, 2014).

### 11.1.1 Controle PWM do Conversor CC/CA – Modulação por Largura de Pulso Senoidal (SPWM – *Sinusoidal Pulse Width Modulation*) Unipolar

Nesta configuração de modulação, a tensão modulada SPWM gerada pelo transistores em ponte-completa (*full-bridge*) varia de dois modos: para o semiciclo positivo, a variação é de zero volt para a tensão máxima (fonte CC) e para o semiciclo negativo, a variação é da tensão máxima (fonte CC) para o zero volt (Hart, 2010; Rashayi, 2006; Hassaine & Mraoui, 2017; Xiao, 2017; Muljadi, Singh & Gevorgian, 2013; Akeyo, 2017; Guedes, 2015; Cruz, 2011; Hassaine & Bengourina, 2020; Hassaine, 2014).

A Figura 76 e a lógica seguinte de chaveamento dos transistores demonstram o funcionamento deste controle por modulação SPWM (Hart, 2010).

Figura 76 – Representação elétrica de um conversor modulado por largura de pulso senoidal (SPWM – *Sinusoidal Pulse Width Modulation*) unipolar

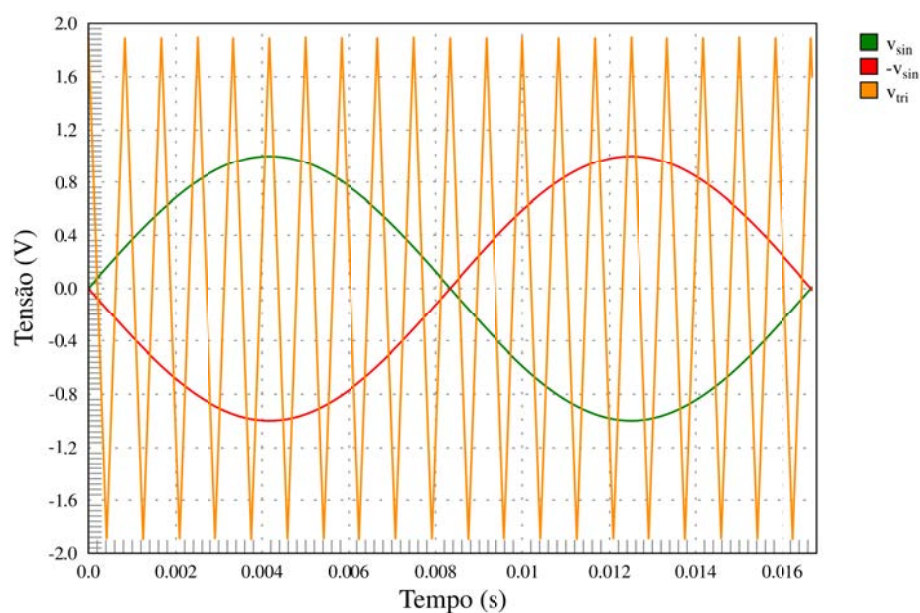


Fonte: elaborado pelo autor

$$\begin{cases} \text{se } v_{sin} > v_{tri} \text{ então } T_1 \rightarrow "1" \text{ senão } T_1 \rightarrow "0" \\ \text{se } -v_{sin} < v_{tri} \text{ então } T_4 \rightarrow "1" \text{ senão } T_4 \rightarrow "0" \\ \text{se } -v_{sin} > v_{tri} \text{ então } T_3 \rightarrow "1" \text{ senão } T_3 \rightarrow "0" \\ \text{se } v_{sin} < v_{tri} \text{ então } T_2 \rightarrow "1" \text{ senão } T_2 \rightarrow "0" \end{cases}$$

Neste controle por modulação SPWM, os transistores  $T_1$  e  $T_2$  e os transistores  $T_3$  e  $T_4$  não são acionados simultaneamente, e seguem a lógica de chaveamento usando dois sinais de controle ( $v_{sin}$ ) opostos conforme mostrado na Figura 77.

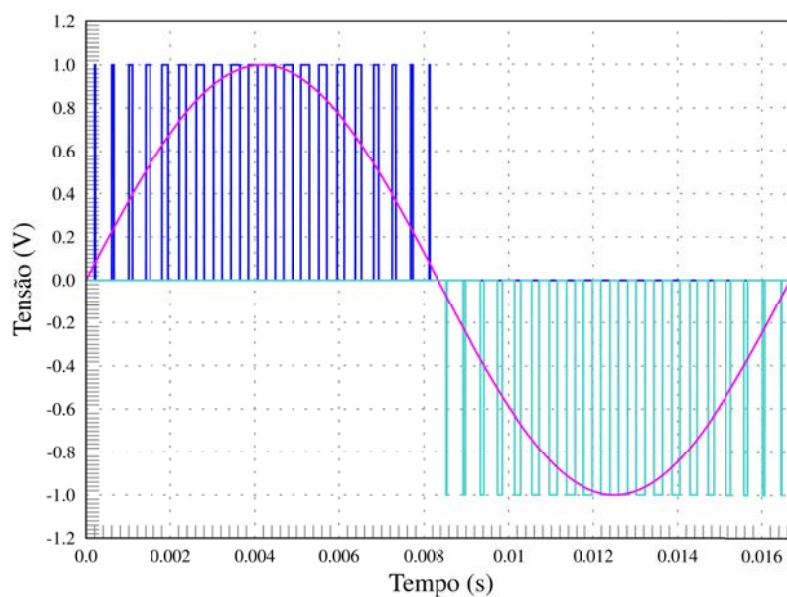
Figura 77 – Sinal de controle ( $v_{sin}$ ), complemento do sinal de controle ( $-v_{sin}$ ) e sinal transportador ( $v_{tri}$ ) usado para modulação SPWM unipolar



Fonte: elaborado pelo autor

Conforme a lógica de chaveamento dos transistores é gerando a tensão modulada SPWM unipolar de saída, conforme Figura 78 (Hart, 2010; Rashayi, 2006; Hassaine & Mraoui, 2017; Xiao, 2017; Muljadi, Singh & Gevorgian, 2013; Akeyo, 2017; Guedes, 2015; Cruz, 2011; Hassaine & Bengourina, 2020; Hassaine, 2014).

Figura 78 – Tensão modulada por largura de pulso senoidal (SPWM – *Sinusoidal Pulse Width Modulation*) unipolar de saída



Fonte: elaborado pelo autor

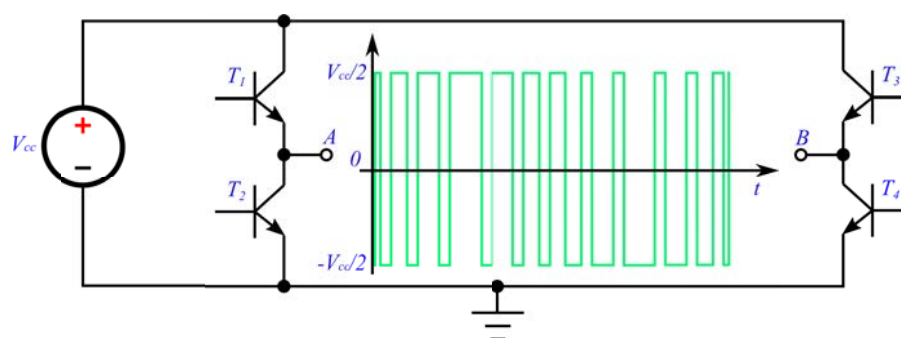
A tensão de saída modulada SPWM unipolar possui o dobro da frequência de comutação que em relação a tensão de saída modulada SPWM bipolar, onde as componentes harmônicas irão aparecer como múltiplos do dobro da frequência de comutação (Hart, 2010; Rashayi, 2006; Hassaine & Mraoui, 2017; Xiao, 2017; Muljadi, Singh & Gevorgian, 2013; Akeyo, 2017; Guedes, 2015; Cruz, 2011; Hassaine & Bengourina, 2020; Hassaine, 2014).

### 11.1.2 Controle PWM do Conversor CC/CA – Modulação por Largura de Pulso Senoidal (SPWM – *Sinusoidal Pulse Width Modulation*) Bipolar

Nesta configuração de modulação, a tensão modulada SPWM gerada pelos transistores em ponte-completa (*full-bridge*) varia em apenas um modo, onde a alternância dos semiciclos positivo e negativo da tensão fornecida pelo conversor CC/CA se dá através do chaveamento dos transistores de zero volt para a tensão máxima fornecida pelo conversor CC/CC ou pelos módulos fotovoltaicos (Hart, 2010; Rashayi, 2006; Hassaine & Mraoui, 2017; Xiao, 2017; Muljadi, Singh & Gevorgian, 2013; Akeyo, 2017; Guedes, 2015; Cruz, 2011; Hassaine & Bengourina, 2020; Hassaine, 2014).

A Figura 79 e a lógica seguinte de chaveamento dos transistores demonstram o funcionamento deste controle por modulação por largura de pulso senoidal (SPWM – *Sinusoidal Pulse Width Modulation*) (Hart, 2010).

Figura 79 – Representação elétrica de um conversor modulado por largura de pulso senoidal (SPWM – *Sinusoidal Pulse Width Modulation*) bipolar

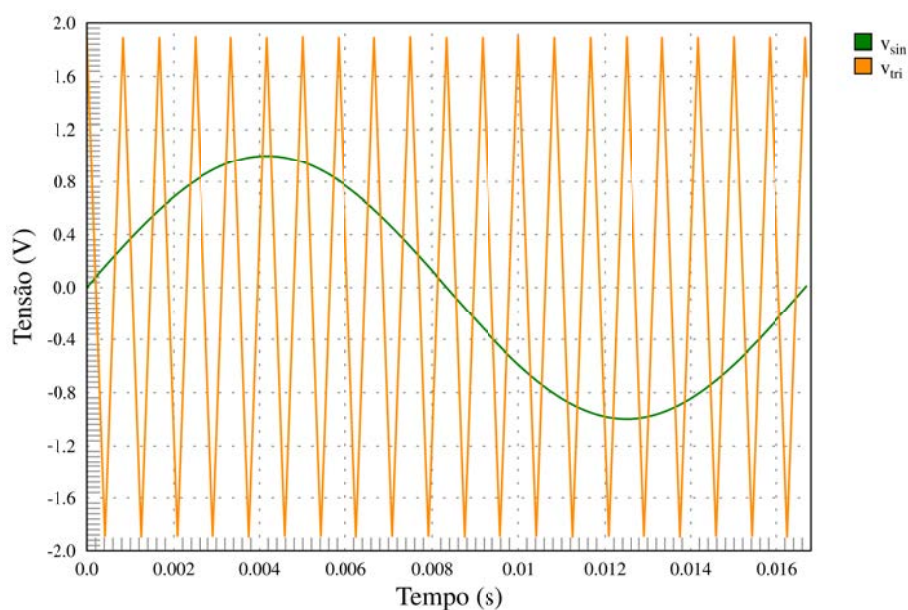


Fonte: elaborado pelo autor

$$\begin{cases} \text{se } v_{sin} > v_{tri} \text{ então } T_1 \text{ e } T_4 \rightarrow "1" \text{ senão } T_1 \text{ e } T_4 \rightarrow "0" \\ \text{se } v_{sin} < v_{tri} \text{ então } T_2 \text{ e } T_3 \rightarrow "1" \text{ senão } T_2 \text{ e } T_3 \rightarrow "0" \end{cases}$$

Neste controle modulado SPWM (assim como no controle unipolar), os transistores  $T_1$  e  $T_2$  e os transistores  $T_3$  e  $T_4$  não são acionados simultaneamente e seguem a lógica de chaveamento usando apenas um sinal de controle ( $v_{sin}$ ) conforme mostrado na Figura 80.

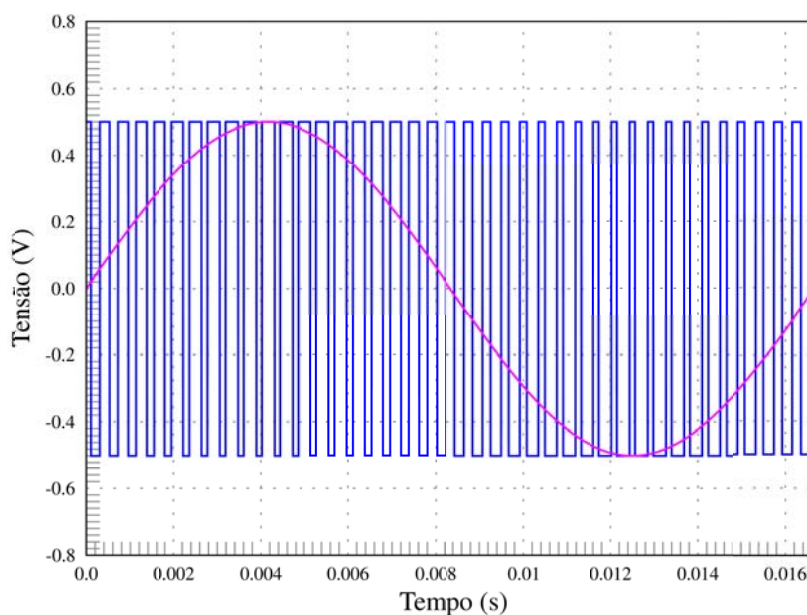
Figura 80 – Sinal de controle ( $v_{sin}$ ) e sinal transportador ( $v_{tri}$ ) usado para modulação SPWM bipolar



Fonte: elaborado pelo autor

Conforme a lógica de chaveamento realizada pelos transistores  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$  e  $T_4$ , será gerada uma tensão modulada SPWM bipolar de saída, apresentada na Figura 81.

Figura 81 – Tensão modulada por largura de pulso senoidal (SPWM – *Sinusoidal Pulse Width Modulation*) bipolar de saída



Fonte: elaborado pelo autor

Neste trabalho, a topologia de modulação SPWM utilizada foi a unipolar.

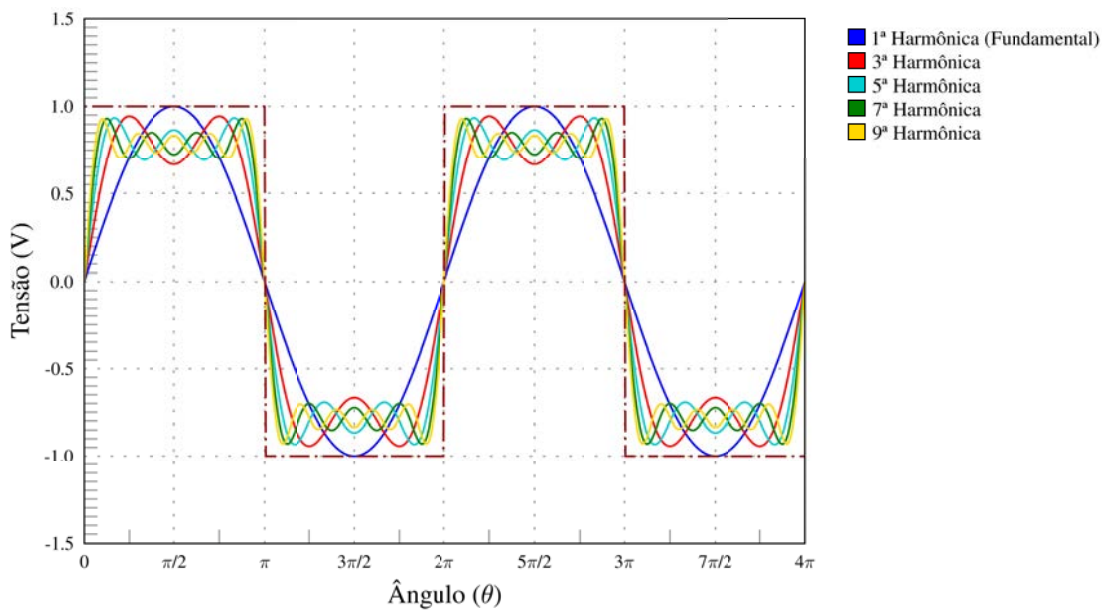
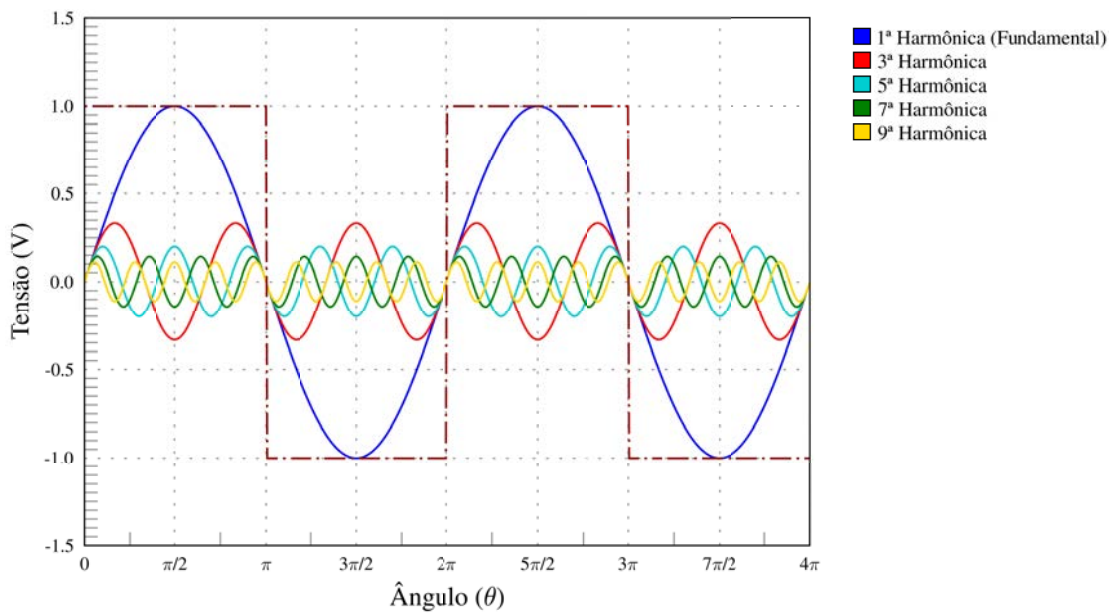
## 11.2 Transformada de Fourier e Harmônicos

Os conversores CC/CA que utilizam a modulação SPWM fornecem em sua saída uma tensão senoidal modulada que não se apresenta perfeita. Por ser modulada, esta possui componentes harmônicas de tensão que acabam por prejudicar a tensão senoidal resultante de saída. Pode-se dizer que, as harmônicas são compostas por uma componente senoidal com frequência fundamental e seus múltiplos de frequência. O físico-matemático Francês Joseph Fourier conseguiu demonstrar que qualquer função periódica pode ser representada como um somatório de funções senoidais e/ou cossenoidais com frequências definidas e de diferentes valores, múltiplos de uma frequência fundamental.

Na Figura 82 demonstra-se a séries de Fourier até a 9ª harmônica ímpar para um sinal de onda quadrada.



Figura 82 – Demonstração das séries de Fourier (harmônicos) até a 9ª harmônica ímpar para um sinal de onda quadrada



Fonte: elaborado pelo autor

A equação fundamental que representa a função periódica pelo somatório de senoides é dada pela Equação 44.

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cdot \cos(n \cdot \omega \cdot t) + b_n \cdot \sin(n \cdot \omega \cdot t)) \quad (44)$$

onde  $a_0$ ,  $a_n$  e  $b_n$  são conhecidas como coeficientes da série de Fourier;  $n$  é a ordem da harmônica e  $\omega$  é a velocidade angular [rad/s].

O termo constante  $a_0$  pode ser calculado conforme Equação 45.

$$a_0 = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T f(t) \cdot dt \quad (45)$$

O coeficiente  $a_n$  pode ser calculado conforme Equação 46.

$$a_n = \frac{2}{T} \cdot \int_0^T f(t) \cdot \cos(n \cdot \omega \cdot t) \cdot dt \quad (46)$$

O coeficiente  $b_n$  pode ser calculado conforme Equação 47.

$$b_n = \frac{2}{T} \cdot \int_0^T f(t) \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t) \cdot dt \quad (47)$$

Considerando que a série de Fourier da tensão de saída modulada SPWM seria  $V_o(\omega \cdot t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cdot \cos(n \cdot \omega \cdot t) + b_n \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t))$  e considerando uma simetria ímpar para a  $\frac{1}{4}$  de semiciclo, pode-se considerar:

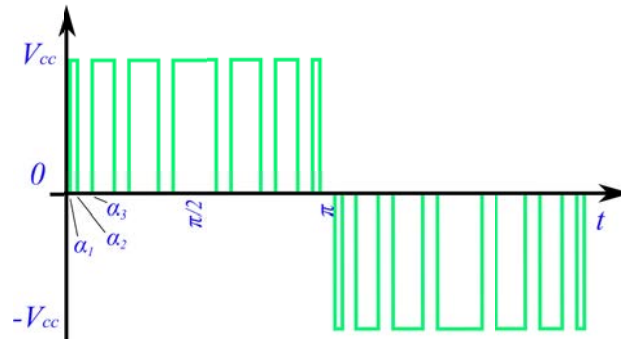
$$a_0 = 0; a_n = 0$$

Desta forma,  $b_n$  torna-se a Equação 48 para  $\frac{1}{4}$  de semiciclo da tensão de saída da tensão modulada SPWM.

$$b_n = \begin{cases} \frac{4}{\pi} \cdot \int_0^{\frac{\pi}{2}} v_o \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t) \cdot d(\omega \cdot t) \rightarrow \text{para } n \text{ ímpar} \\ 0 \rightarrow \text{para } n \text{ par} \end{cases} \quad (48)$$

Para a modulação SPWM de saída unipolar, as séries de Fourier (harmônicas ímpares) podem ser calculadas considerando a Figura 83 e a Equação 49.

Figura 83 – Modulação SPWM unipolar de saída e respectivos ângulos de comutação



Fonte: elaborado pelo autor

$$\begin{aligned}
 b_n &= \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} v_o \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t) \cdot d(\omega \cdot t) \\
 &= \frac{4}{\pi} \cdot \left[ \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} v_{cc} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t) \cdot d(\omega \cdot t) + \int_{\alpha_3}^{\frac{\pi}{2}} v_{cc} \cdot \text{sen}(n \cdot \omega \cdot t) \cdot d(\omega \cdot t) \right] \quad (49) \\
 &= \frac{4 \cdot v_{cc}}{n \cdot \pi} \cdot \left\{ [-\cos(n \cdot \omega \cdot t)]_{\alpha_1}^{\alpha_2} + [-\cos(n \cdot \omega \cdot t)]_{\alpha_3}^{\frac{\pi}{2}} \right\} \\
 &= \frac{4 \cdot v_{cc}}{n \cdot \pi} \cdot [\cos(n \cdot \alpha_1) + \cos(n \cdot \alpha_3) - \cos(n \cdot \alpha_2)]
 \end{aligned}$$

onde  $v_{cc}$  é tensão contínua de alimentação [ $V_{cc}$ ];  $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n$  são os ângulos de comutação da tensão modulada SPWM [rad] e  $n$  é o harmônico ímpar da série de Fourier.

Como a Equação 49 pode possuir diversos ângulos de comutação ( $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n$ ), deve-se optar por usar software de cálculo matemático (por exemplo, MATLAB, Scilab, Maple, etc.) para determinação do coeficiente  $b_n$ . Assim a tensão instantânea na saída do conversor CC/CA é dada pela Equação 50.

$$\begin{aligned}
 v_o(\omega \cdot t) &= \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4 \cdot v_{cc}}{n \cdot \pi} \cdot [\cos(n \cdot \alpha_1) + \cos(n \cdot \alpha_3) - \cos(n \cdot \alpha_2) \dots] \\
 &= \frac{4 \cdot v_{cc}}{n \cdot \pi} \cdot \left[ 1 + 2 \sum_{k=1}^k (-1)^k \cdot \cos(n \cdot \alpha_k) \right] \quad (50)
 \end{aligned}$$

onde  $k$  é o número de ângulos por  $\frac{1}{4}$  de ciclo (0 até  $\pi/2$ );  $v_{cc}$  é a tensão de alimentação [ $V_{cc}$ ];  $n$  é a ordem da harmônica (número ímpares) e  $\alpha_k$  é o ângulo de comutação ( $\alpha_1 < \alpha_2 < \alpha_3 < \dots < \alpha_k$ ) [rad].

Para a primeira harmônica (fundamental), a Equação 50 equivale à taxa de modulação de amplitude ( $m_a$ ) multiplicada pela tensão de alimentação ( $v_{cc}$ ) conforme Equação 51.

$$v_o(\omega. t) = \frac{4. v_{cc}}{n. \pi} \cdot \left[ 1 + 2 \sum_{k=1}^k (-1)^k \cdot \cos(n. \alpha_k) \right] = m_a \cdot v_{cc} \quad (51)$$

onde  $k$  é o número de ângulos por  $\frac{1}{4}$  de ciclo (0 até  $\pi/2$ );  $v_{cc}$  é a tensão de alimentação [ $V_{cc}$ ];  $n$  é a ordem da harmônica (número ímpares) e  $\alpha_k$  é o ângulo de comutação ( $\alpha_1 < \alpha_2 < \alpha_3 < \dots < \alpha_k$ ) [rad].

### 11.2.1 Taxa de Distorção Harmônica (THD – *Total Harmonic Distortion*)

Os conversores CC/CA devem ser projetados para injetar o mínimo possível de componentes harmônicos à rede elétrica e estes são medidos conforme a THD. A THD está relacionada ao grau de distorção de uma senoide em relação a uma senoide pura (rede elétrica neste caso). Desta forma, a frequência de comutação dos transistores de saída do conversor CC/CA e a escolha correta do filtro/acoplamento de saída são de fundamental importância para atenuação dos harmônicos de alta frequência (*high frequency*) (causados pela comutação dos transistores do conversor CC/CA) que, caso contrário, podem causar baixa atenuação e aumento de distorções devido a oscilações ressonantes no sistema elétrico (Hart, 2010; Rashayi, 2006; Hassaine, 2014; Chiasson *et al.*, 2004).

O valor mínimo da indutância a ser utilizada como filtro está relacionada à atenuação mínima dos harmônicos de alta frequência (*high frequency*) da corrente elétrica de saída e pode-se utilizar normativas como a IEC e IEEE para desenhar e escolher os filtros de saída (Hart, 2010; Rashayi, 2006; Hassaine, 2014; Chiasson *et al.*, 2004).

A normativa mais utilizada é a IEEE Std 929–2000 (*Recommended Practice for Utility Interface of Photovoltaic (PV) Systems*) que determina níveis de harmônicos ou fator de distorção através da THD para a corrente elétrica injetada na rede elétrica. Para a senoide de frequência fundamental, a THD apresenta-se em valor nulo (IEEE Std. 929, 2000).

A THD para tensão é definida pela Equação 52 (Hart, 2010).

$$THD_V = \frac{1}{V_1} \cdot \left( \sqrt{\sum_{h=2,3,4,\dots}^{\infty} V_h^2} \right) \cdot 100 \quad (52)$$

onde  $V_1$  é o valor em pico ou eficaz da senoide fundamental [ $V_p/V_{\text{eficaz}}$ ],  $V_h$  é o valor em pico ou eficaz de cada harmônica [ $V_p/V_{\text{eficaz}}$ ] e  $\text{THD}_V$  é a Taxa de Distorção Harmônica (THD – *Total Harmonic Distortion*) da tensão [%].

A THD para corrente é definida pela Equação 53 e é semelhante a THD da tensão (Hart, 2010).

$$\text{THD}_I = \frac{1}{I_1} \cdot \left( \sqrt{\sum_{h=2,3,4,\dots}^{\infty} I_h^2} \right) \cdot 100 \quad (53)$$

onde  $I_1$  é o valor em pico ou eficaz da senoide fundamental [ $I_p/I_{\text{eficaz}}$ ] e  $I_h$  é o valor em pico ou eficaz de cada harmônica [ $I_p/I_{\text{eficaz}}$ ] e  $\text{THD}_I$  é a Taxa de Distorção Harmônica (THD – *Total Harmonic Distortion*) da corrente [%].

Na Tabela 8, apresenta-se os valores máximos de taxa de distorção harmônica ímpar segundo a normativa IEEE Std 929-2000 (IEEE Std. 929, 2000).

Tabela 8 – Taxa de distorção harmônica (THD – *Total Harmonic Distortion*) da corrente segundo a normativa IEEE Std 929-2000

| Harmônicas Ímpares<br>(Individuais) | Limite de Distorção<br>(Individuais) |
|-------------------------------------|--------------------------------------|
| 3° até 9°                           | < 4,0%                               |
| 11° até 15°                         | < 2,0%                               |
| 17° até 21°                         | < 1,5%                               |
| 23° até 33°                         | < 0,6%                               |
| Acima de 33°                        | < 0,3%                               |

Fonte: (IEEE Std. 929, 2000)

Segundo a normativa IEEE Std 929–2000, a taxa de distorção harmônica total não pode ser maior do 5% (IEEE Std. 929, 2000).

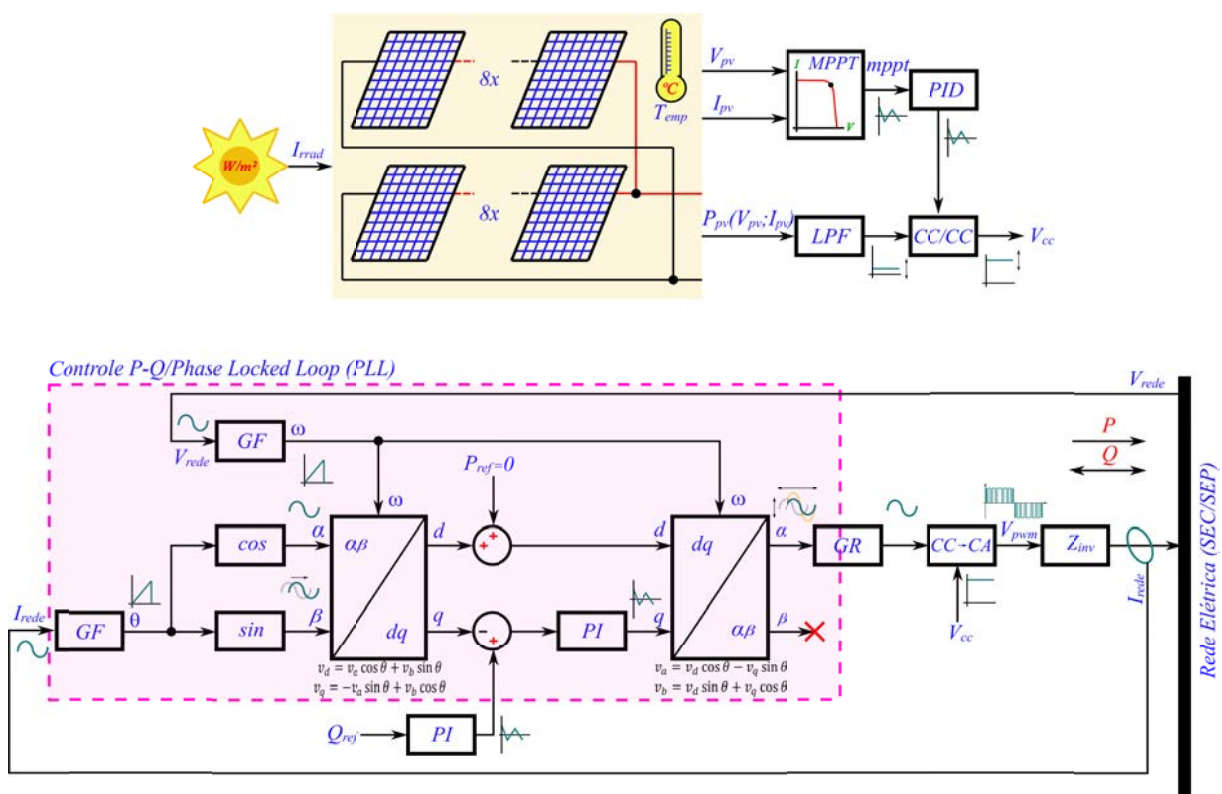
## 12 PROJETO E SIMULAÇÕES

Neste trabalho, a estratégia de controle utilizada como referência para estabelecer a máxima transferência de potência entre os módulos fotovoltaicos e a rede elétrica foi o controle de potência ativa-reativa instantânea constante (CPQC – *constant P-Q control*), utilizando a transformação de Clarke e de Park.

Todos os dados apresentados neste trabalho foram retirados das simulações realizadas através do software PSCAD/EMTDC pelo caminho: *PSCAD* → *Project* → *Runtime Settings* → *Output File* →  $\$(Namespace).out$ . A maior parte das simulações foram realizadas a partir de 25 s (quando os capacitores foram carregados e atingiu-se a estabilidade do sistema) com base de *Time* de leitura de 1,2  $\mu$ s, salvo exceções.

Na Figura 84 apresenta-se um esquema simplificado do sistema de controle e do sistema de potência propostos.

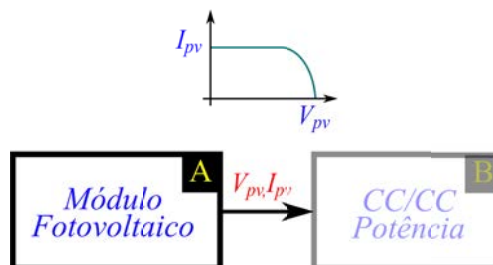
Figura 84 – Esquema simplificado do sistema de controle e do sistema de potência propostos neste trabalho



A seguir, cada etapa (de controle e de potência) será explicada e demonstrados os seus resultados na simulação realizada no software PSCAD/EMTDC.

**Etapa A** – refere-se ao arranjo de módulos fotovoltaicos que alimentarão o conversor CC/CC da etapa B e pode ser visto no diagrama em blocos parcial da Figura 85.

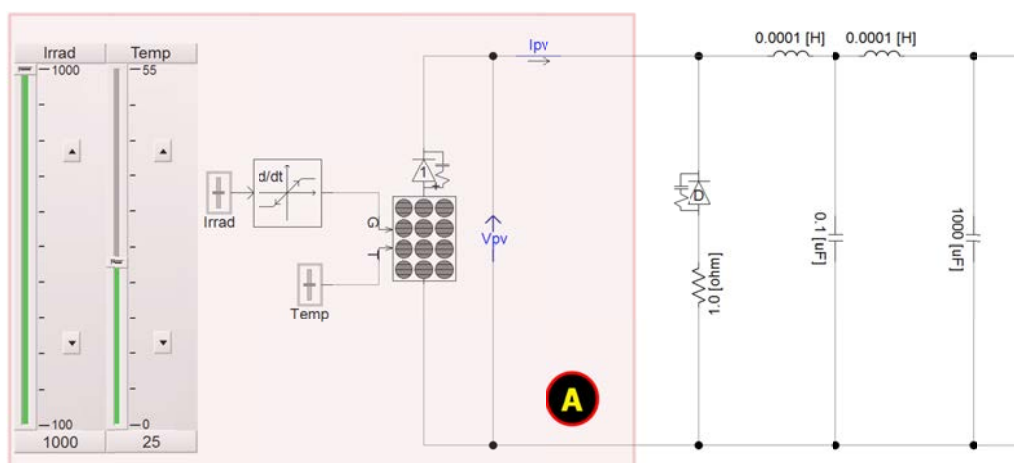
Figura 85 – Diagrama em bloco da etapa A



Fonte: elaborado pelo autor

A etapa A implementada no software PSCAD/EMTDC pode ser vista no esquemático elétrico da Figura 86.

Figura 86 – Esquemático elétrico da etapa A implementado no software PSCAD/EMTDC



Fonte: elaborado pelo autor

Um potenciômetro deslizante permite controlar a irradiância solar ( $I_{rrad}$ ) sobre o arranjo de módulos fotovoltaicos em um range de 1000–100 W/m<sup>2</sup> e um outro potenciômetro deslizante permite o controle da temperatura ( $T_{emp}$ ) sobre os mesmos em uma faixa de 0 a 55 °C.

Para demonstração da estratégia de controle aplicada ao inversor deste trabalho, foram utilizadas irradiâncias solares de 1000, 800, 600, 400, 200 e 100 W/m<sup>2</sup> considerando-se a temperatura do módulo fotovoltaico de 25°C fixa (independente da temperatura do ambiente). Simulações realizadas com outras temperaturas também foram realizadas com sucesso,

porém, optou-se por usar somente uma temperatura fixa de 25°C do módulo fotovoltaico para as simulações realizadas neste trabalho.

A Tabela 9 apresenta todos os parâmetros utilizados para configuração do arranjo de módulos fotovoltaicos simulado no software PSCAD/EMTDC:

Tabela 9 – Parâmetros do arranjo fotovoltaico utilizado no software PSCAD/EMTDC

|                        | <i>PV array name (optional)</i>                                | <i>Pvarray1</i> |
|------------------------|--|-----------------|
| PV Array<br>Parameters | <i>Nº. of modules connected in series/array</i>                | 8               |
|                        | <i>Nº. of module strings in parallel/array</i>                 | 2               |
|                        | <i>Nº. of cells connected in series/module</i>                 | 72              |
|                        | <i>Nº. of cell strings in parallel/module</i>                  | 1               |
|                        | <i>Reference irradiation [W/m<sup>2</sup>]</i>                 | 1000            |
|                        | <i>Reference cell temperature [°C]</i>                         | 25              |
| PV Cell<br>Parameters  | <i>Effective area/cell [m<sup>2</sup>]</i>                     | 0,01            |
|                        | <i>Series resistance/cell [Ω]</i>                              | 0,0026          |
|                        | <i>Shunt resistance/cell [Ω]</i>                               | 1000            |
|                        | <i>Diode ideality fator</i>                                    | 1,130           |
|                        | <i>Band gap energy [eV]</i>                                    | 1,103           |
|                        | <i>Saturation current at reference conditions/cell [kA]</i>    | 1e-12           |
|                        | <i>Short circuit current at reference conditions/cell [kA]</i> | 0,015           |
|                        | <i>Temperature coefficient of photo current [A/K]</i>          | 0,0017          |
| Monitoring             | <i>Photo current/module [A]</i>                                | ----            |
|                        | <i>Internal diode current/module [A]</i>                       | ----            |
|                        | <i>Internal diode voltage/module [V]</i>                       | ----            |
|                        | <i>Internal power loss/module [W]</i>                          | ----            |
|                        | <i>Output power/module [W]</i>                                 | ----            |
|                        | <i>PV array output current [A]</i>                             | ----            |
|                        | <i>PV array output voltage [V]</i>                             | ----            |

Fonte: elaborado pelo autor

As configurações apresentadas na Tabela 9 permitem ao arranjo de módulos fotovoltaicos fornecer uma corrente de curto-circuito máxima ( $I_{sc}$ ) de 30A e uma tensão fotovoltaica máxima em circuito aberto ( $V_{oc}$ ) de 400Vcc para irradiância de 1000 W/m<sup>2</sup>. Esses são os valores máximos de corrente fotovoltaica ( $I_{pv}$ ) e tensão fotovoltaica ( $V_{pv}$ ) que podem ser obtidos do arranjo de módulos fotovoltaicos utilizado neste trabalho.

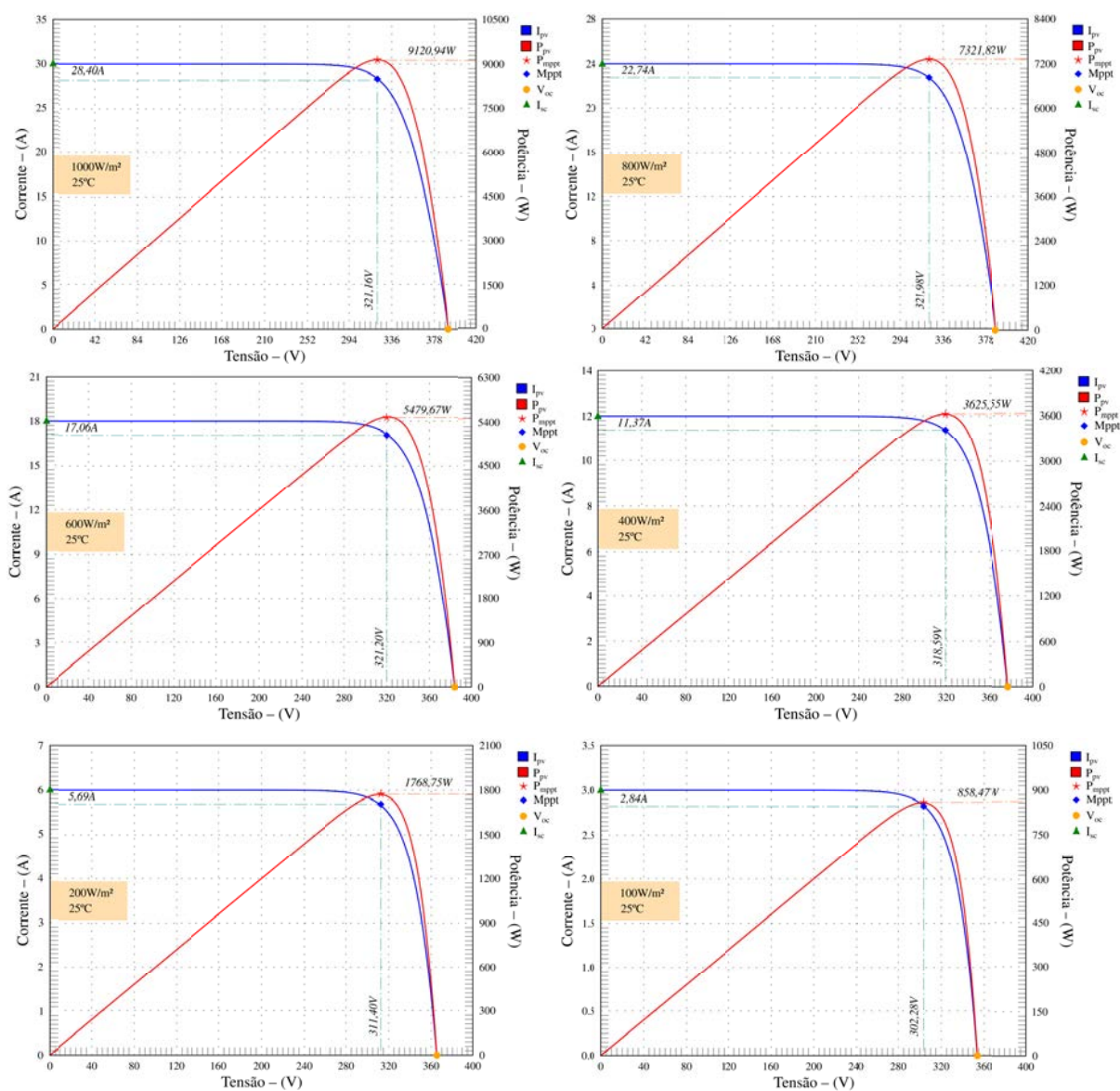
O módulo solar usado como referência para configuração dos parâmetros dos módulos fotovoltaicos neste trabalho foi o CS6W-550MS (na STC →  $V_{oc}=49,6V$ ;  $I_{sc}=14A$ ) produzido pela empresa CanadianSolar. Para uma adequada representatividade dos gráficos gerados e uma facilidade nos cálculos neste trabalho, adotou-se como referência uma tensão fotovoltaica em circuito aberto ( $V_{oc}$ ) de 48,5 V e corrente fotovoltaica em curto-circuito



máxima ( $I_{sc}$ ) de 15 A, sendo estes nas STC com irradiância de  $1000 \text{ W/m}^2$  a uma massa de ar óptica de AM 1,5 e temperatura de  $25^\circ\text{C}$ .

Na Figura 87 tem-se as simulações realizadas individualmente do arranjo de módulos fotovoltaicos (somente o arranjo e sem o sistema de potência acoplado) para irradiações solares de 1000, 800, 600, 400, 200 e  $100 \text{ W/m}^2$  para uma temperatura fixa de  $25^\circ\text{C}$  (independente da temperatura do ambiente), obtidas através do software PSCAD/EMTDC.

Figura 87 – Curvas  $I-V$  e  $P-V$  obtidas do arranjo de módulos fotovoltaicos (somente o arranjo e sem o sistema de potência acoplado) para irradiações solares de 1000, 800, 600, 400, 200 e  $100 \text{ W/m}^2$  para uma temperatura fixa de  $25^\circ\text{C}$  (independente da temperatura do ambiente) obtidas através do software PSCAD/EMTDC



Fonte: elaborado pelo autor

Entre a saída do arranjo de módulos fotovoltaicos e a próxima etapa B, foi colocado um filtro passa-baixa padrão tipo “T” (LPF – *Low-Pass Filter*) para eliminação de eventuais componentes (tensões) harmônicas geradas pela comutação dos transistores da etapa B e que pudessem ser refletidos ao arranjo de módulos fotovoltaicos, danificando-o. Da mesma forma, um diodo de potência em antiparalelo (com um resistor em série) foi colocado nos terminais de saída do arranjo de módulos fotovoltaicos, caso algum dos harmônicos tenha polaridade negativa em relação ao terra do arranjo fotovoltaico, também com potencial de danificar o arranjo de módulos fotovoltaicos.

O capacitor de link entre o arranjo de módulos fotovoltaicos (etapa A) e o conversor CC/CC (etapa B) foi calculado segundo a Equação 54 (Xiao, 2017).

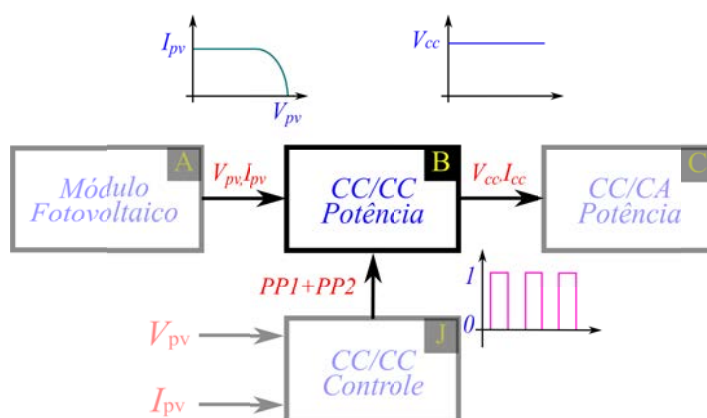
$$C = \frac{I_{mpp} \cdot (1 - D)}{\Delta V_{pv} \cdot f} \quad (54)$$

onde  $I_{mpp}$  é a corrente fornecida pelo arranjo de módulos fotovoltaicos quando no ponto de máxima potência [A],  $D$  é o *duty-cycle* do chaveamento dos transistores de potência [%],  $\Delta V_{pv}$  é variação da tensão (amplitude) fornecida pelo arranjo fotovoltaico [ $V_{pp}$ ] e  $f$  é a frequência de chaveamento dos transistores de potência [Hz].

A variação da corrente (amplitude) admitida e fornecida pelo arranjo de módulos fotovoltaicos ( $\Delta V_{pv}$ ) foi de 1  $V_{pp}$  máximo.

**Etapa B** – nesta etapa, tem-se a adequação da tensão recebida pelo arranjo de módulos fotovoltaicos ( $V_{pv}$ ) para alimentação dos transistores do conversor CC/CA da etapa C ( $V_{cc}$ ) e pode ser visto no diagrama em blocos parcial da Figura 88.

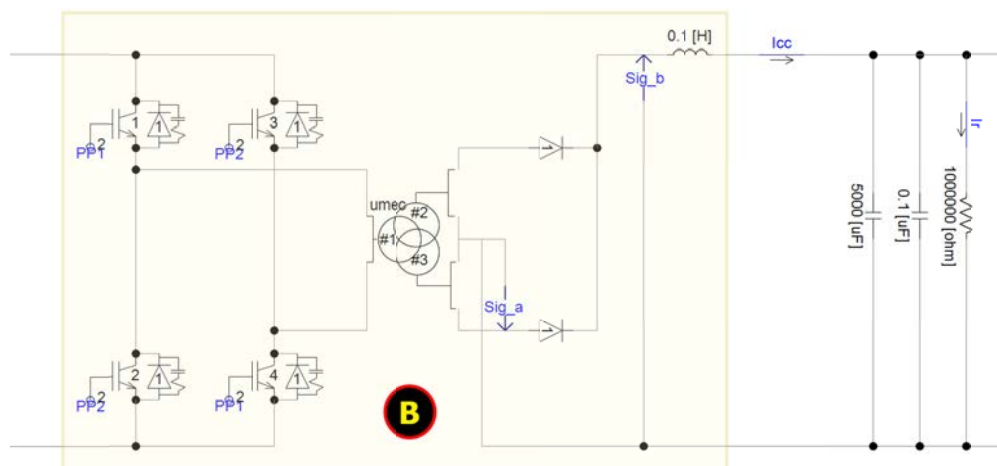
Figura 88 – Diagrama em bloco da etapa B



Fonte: elaborado pelo autor

A etapa B implementada no software PSCAD/EMTDC, pode ser vista no esquemático elétrico da Figura 89.

Figura 89 – Esquemático elétrico da etapa B implementado no software PSCAD/EMTDC



Fonte: elaborado pelo autor

A topologia utilizada para o conversor CC/CC foi o de ponte-completa (*full-bridge*). Esta técnica de conversão utiliza um transformador chaveado a uma alta frequência (*high frequency*) por transistores em ponte-completa, permitindo assim, uma alta eficiência de isolamento entre primário e o secundário e tornando o transformador menor que em relação aos transformadores convencionais (que não usam chaveamento a transistor). A frequência de chaveamento escolhida foi de 20 kHz, o que possibilitou uma boa filtragem das componentes harmônicas geradas pela comutação dos transistores de potência, bem como a possibilidade de redução considerável do valor do indutor e do capacitor de filtro na saída do conversor CC/CC. O *duty-cycle* ( $D$ ) possui uma variação de aproximadamente 0% até o máximo de 50%.

O transformador chaveado permite diversas relações de transformação, o que lhe confere elevar ou reduzir a tensão do secundário em uma grande faixa de acordo com o *duty-cycle* ( $D$ ) de chaveamento dos transistores no primário. A relação de transformação do transformador utilizado foi de 14:1.

A tensão fornecida pelo conversor CC/CC ponte-completa (*full-bridge*) é dada pela Equação 55 (Hart, 2010; Xiao, 2017):

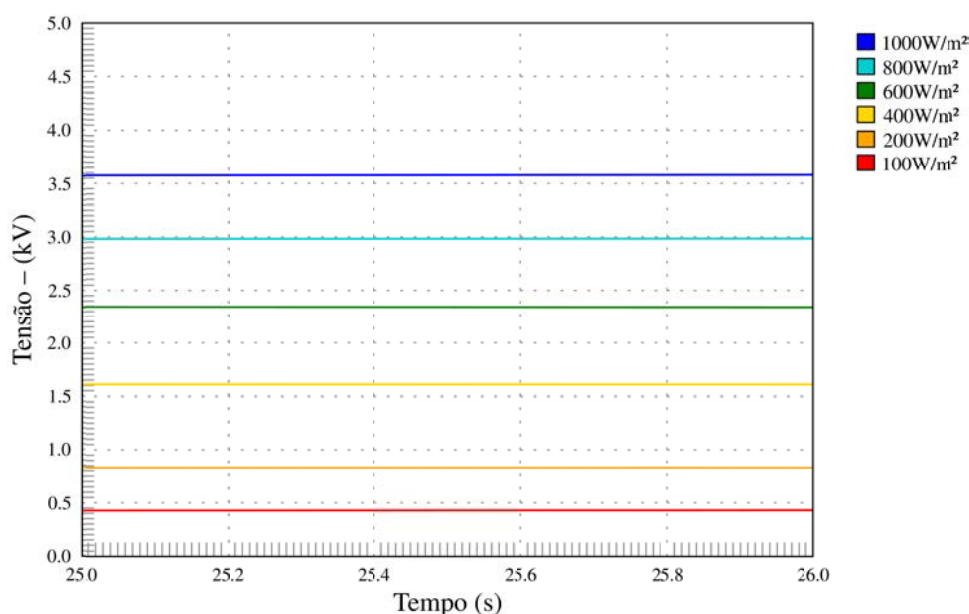
$$V_{cc} = 2 \cdot V_{pv} \cdot \left( \frac{N_s}{N_p} \right) \cdot D \quad (55)$$

onde  $V_{cc}$  é a tensão de saída do conversor CC/CC [ $V_{cc}$ ];  $V_{pv}$  é a tensão fotovoltaica fornecida à entrada do conversor CC/CC [V];  $N_s$  é o número de espiras no secundário [adimensional];  $N_p$  é o número de espiras no primário [adimensional] e  $D$  é o *duty-cycle* de chaveamento dos transistores de potência [%].

Através dos sinais PP1 e PP2 provenientes do circuito de controle (etapa J), o circuito da etapa B consegue (através da regulação do *duty-cycle* ( $D$ ) destes sinais) controlar o nível de tensão de saída ( $V_{cc}$ ), podendo-se então controlar a potência entregue ao conversor CC/CA (etapa C), de modo que seja a mesma potência máxima entregue pelo arranjo de módulos fotovoltaicos (considerando-se também a perda por efeito Joule por parte do transformador de alta frequência (*high frequency*)).

A Figura 90 demonstra as tensões fornecidas pelo conversor ponte-completa (*full-bridge*) para as irradiâncias de 1000, 800, 600, 400, 200 e 100  $W/m^2$ .

Figura 90 – Tensões fornecidas pelo conversor ponte-completa (*full-bridge*) para as irradiações solares de 1000, 800, 600, 400, 200 e 100  $W/m^2$  para uma temperatura fixa de 25°C obtidas através do software PSCAD/EMTDC

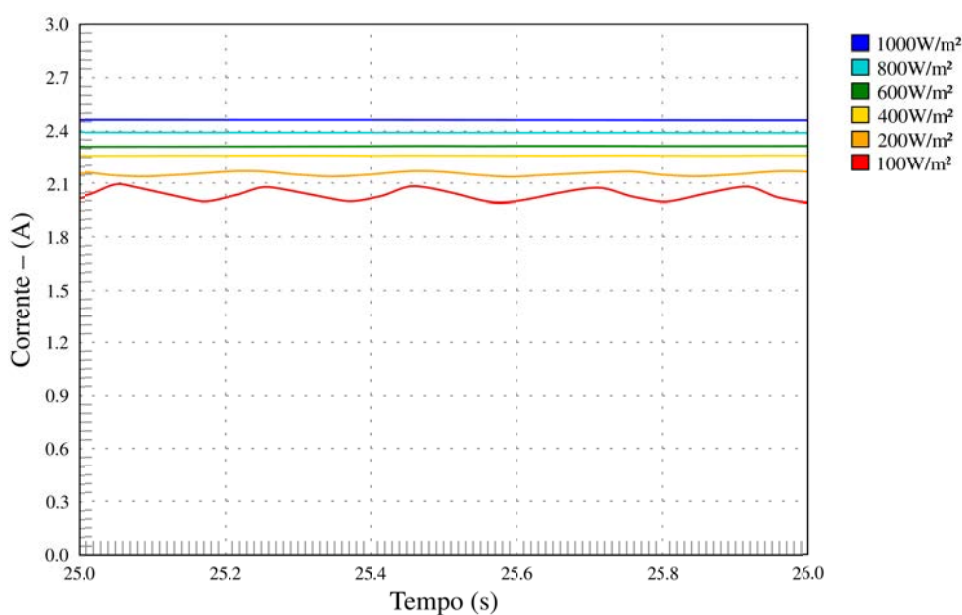


Fonte: elaborado pelo autor

Devido à escolha de uma frequência alta (na faixa de kHz) e de um indutor de valor adequado na saída do conversor CC/CC, a tensão de saída praticamente não apresentou tensão de *ripple*, o que foi ótimo para a próxima etapa de conversão CC/CA (etapa C).

A Figura 91 demonstra as correntes fornecidas pelo conversor ponte-completa (*full-bridge*) para as irradiâncias de 1000, 800, 600, 400, 200 e 100 W/m<sup>2</sup>.

Figura 91 – Correntes fornecidas pelo conversor ponte-completa (*full-bridge*) para as irradiações solares de 1000, 800, 600, 400, 200 e 100 W/m<sup>2</sup> para uma temperatura fixa de 25°C obtidas através do software PSCAD/EMTDC



Fonte: elaborado pelo autor

Devido à escolha de uma frequência alta e de um capacitor adequado na saída, a corrente de saída praticamente não apresentou corrente de *ripple* até a irradiância mínima de 200 W/m<sup>2</sup>. Porém, para a irradiância de 100 W/m<sup>2</sup> houve o surgimento de uma pequena corrente de *ripple* devido a um baixo *duty-cycle* ( $D$ ) de controle dos transistores de potência nesta irradiância ( $duty-cycle = 6\%$ ). No entanto, este não foi um problema para as etapas seguintes ao conversor CC/CC devido à boa filtragem realizada por estas etapas.

A Tabela 10 demonstra os valores de tensão contínua ( $V_{cc}$ ), corrente contínua ( $I_{cc}$ ) e potência contínua ( $P_{cc}$ ) fornecidos pelo conversor CC/CC para cada irradiância solar de 1000, 800, 600, 400, 200 e 100 W/m<sup>2</sup> a uma temperatura fixa de 25°C.

Tabela 10 – Valores de tensão ( $V_{cc}$ ), corrente ( $I_{cc}$ ) e potência ( $P_{cc}$ ) fornecidos pelo conversor CC/CC para cada irradiância solar de 1000, 800, 600, 400, 200 e 100 W/m<sup>2</sup> a uma temperatura fixa de 25°C

| <b>Irradiância Solar (<math>I_{rrad}</math>)</b><br><b>[W/m<sup>2</sup>]</b> | <b>Tensão (<math>V_{cc}</math>)</b><br><b>[kV]</b> | <b>Corrente (<math>I_{cc}</math>)</b><br><b>[A]</b> | <b>Potência (<math>P_{cc}</math>)</b><br><b>[W]</b> |
|--|--|---|---|
| 1000   | 3,670  | 2,47  | 9065  |
| 800  | 3,028  | 2,39  | 7237  |
| 600  | 2,330  | 2,30  | 5359  |
| 400  | 1,590  | 2,25  | 3577,5  |
| 200  | 0,816  | 2,13  | 1738  |
| 100  | 0,422  | 2,02  | 852,5   |

Fonte: elaborado pelo autor

O conversor CC/CC opera em modo contínuo de condução (CCM), desta forma, a indutância na saída do conversor foi calculada de acordo com a Equação 56 (Xiao, 2017).

$$L = \frac{(V_{cc} \cdot (1 - D))}{\Delta I_L \cdot f} \quad (56)$$

onde  $V_{cc}$  é a tensão de saída do conversor CC/CC desejada [V];  $D$  é o *duty-cycle* do chaveamento dos transistores de saída do conversor CC/CC [%];  $\Delta I_L$  é a variação máxima da corrente de saída [ $I_{pp}$ ] e  $f$  é a frequência de chaveamento dos transistores de potência [Hz].

A variação máxima (amplitude) da corrente de saída ( $\Delta I_L$ ) desejada foi de 0,3A.

O capacitor de link entre o conversor CC/CC (etapa B) e o conversor CC/CA (etapa C) pode ser calculado segundo a Equação 57 (Xiao, 2017).

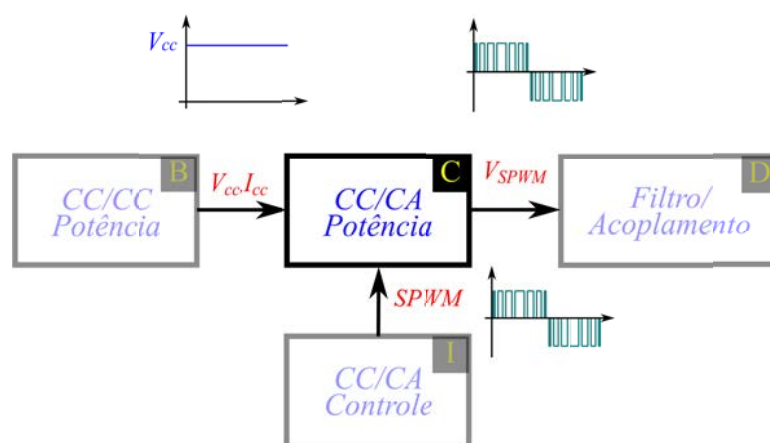
$$C_{link} = \frac{P_{cc}}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot V_{cc} \cdot \Delta V_{cc}} \quad (57)$$

onde  $P_{cc}$  é a potência de saída que será fornecida pelo conversor CC/CC [W];  $V_{cc}$  é a tensão de saída do conversor CC/CC [V<sub>cc</sub>];  $I_{cc}$  é a tensão de saída do conversor CC/CC [I<sub>cc</sub>];  $f$  é a frequência da tensão modulada SPWM de saída do conversor CC/CA [Hz] e  $\Delta V_{cc}$  é a amplitude da tensão de *ripple* desejada da tensão  $V_{cc}$  de saída do conversor CC/CC [V<sub>pp</sub>].

A amplitude da tensão de *ripple* ( $\Delta V_{cc}$ ) desejada da tensão contínua de saída ( $V_{cc}$ ) do conversor CC/CC foi de 10 V máximo.

**Etapa C** – este estágio possui por função a conversão da tensão contínua regulada proveniente do conversor CC/CC (etapa B) em tensão modulada SPWM monofásica unipolar que será fornecida ao estágio de acoplamento/filtro (etapa D) e pode ser visto no diagrama em blocos parcial da Figura 92.

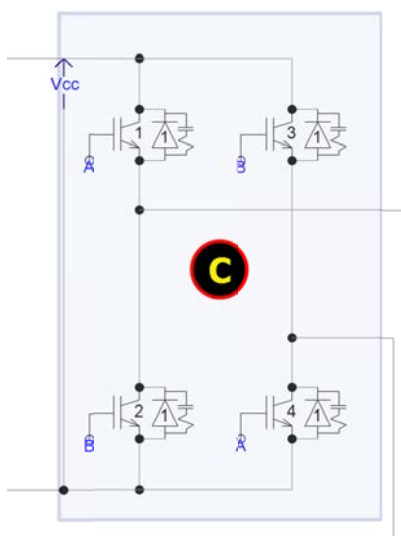
Figura 92 – Diagrama em bloco da etapa C



Fonte: elaborado pelo autor

A etapa C implementada no software PSCAD/EMTDC pode ser vista no esquemático elétrico da Figura 93 e corresponde a etapa de potência do conversor CC/CA.

Figura 93 – Esquemático elétrico da etapa C implementado no software PSCAD/EMTDC



Fonte: elaborado pelo autor



A topologia de potência escolhida foi a de ponte-completa (*full-bridge*) com modulação unipolar. A Figura 94 apresenta os resultados das tensões moduladas SPWM unipolares ( $V_{AB}=V_{SPWM}$ ), para as irradiâncias solares de 1000, 800, 600, 400, 200 e 100 W/m<sup>2</sup>.

Figura 94 – Tensões moduladas SPWM unipolares ( $V_{AB}=V_{SPWM}$ ) fornecidas pelo conversor CC/CA ponte-completa (*full-bridge*) para as irradiações solares de 1000, 800, 600, 400, 200 e 100 W/m<sup>2</sup> para uma temperatura fixa de 25°C obtidas através do software PSCAD/EMTDC



Fonte: elaborado pelo autor

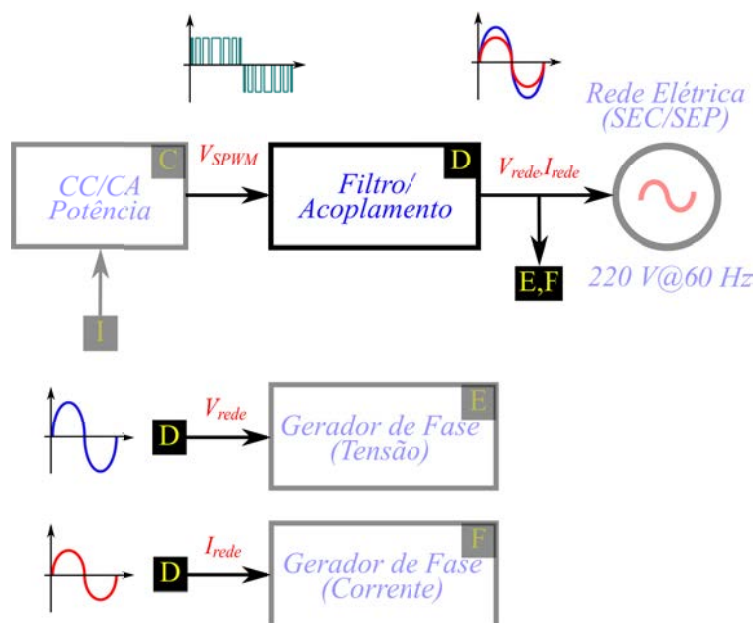


Conforme resultados das simulações da Figura 94, todas as tensões moduladas SPWM unipolares ( $V_{AB}=V_{SPWM}$ ) não apresentaram deformações em sua estrutura. Desta forma, fica comprovado a escolha certa da arquitetura escolhida para os transistores de potência. As tensões de *ripple* apresentaram valores mínimos (abaixo de 10 V), comprovando a eficiência dos filtros (indutor e capacitores) do conversor CC/CC e praticamente não foram prejudiciais para a etapa filtro/acoplamento (etapa D).

Nas literaturas especializadas e específicas, diversas estruturas de configuração são apresentadas para os componentes ativos de potência (dispositivos comutadores como transistores, tiristores, etc.). A seleção da estrutura ideal para o inversor depende de diversos fatores com relação aos dispositivos utilizados, como custo, potência, esforços térmicos, facilidade de aquisição, tamanho, etc. As perdas por efeito Joule das etapas C e D foram consideradas como uma só sendo apresentadas na Tabela 14.

**Etapa D** – este estágio possui por função o acoplamento conversor CC/CA ↔ rede elétrica (*grid*) através do indutor filtro/acoplamento e pode ser visto no diagrama em blocos parcial da Figura 95.

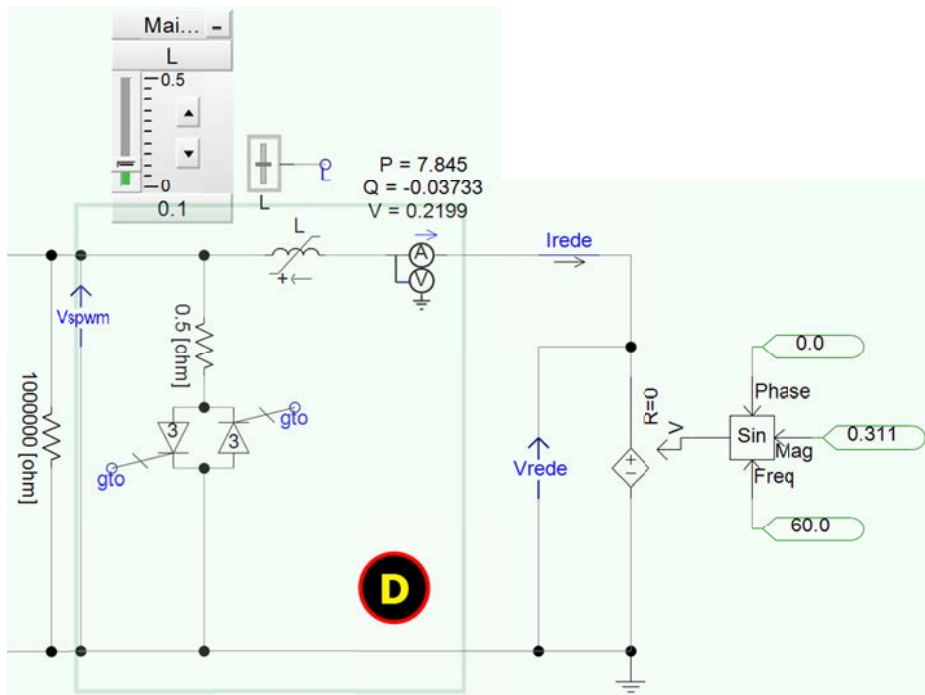
Figura 95 – Diagrama em bloco da etapa D



Fonte: elaborado pelo autor

A etapa D implementada no software PSCAD/EMTDC pode ser vista no esquemático elétrico da Figura 96.

Figura 96 – Esquemático elétrico da etapa D implementado no software PSCAD/EMTDC



Fonte: elaborado pelo autor

O controle da corrente fornecida à rede elétrica é realizado através regulação da tensão entre os pontos A-B ( $V_{AB}=V_{SPWM}$ ) aplicada entre o indutor de acoplamento e a rede elétrica.

O cálculo do indutor filtro/acoplamento pode ser calculado conforme Equação 58 (Xiao, 2017):

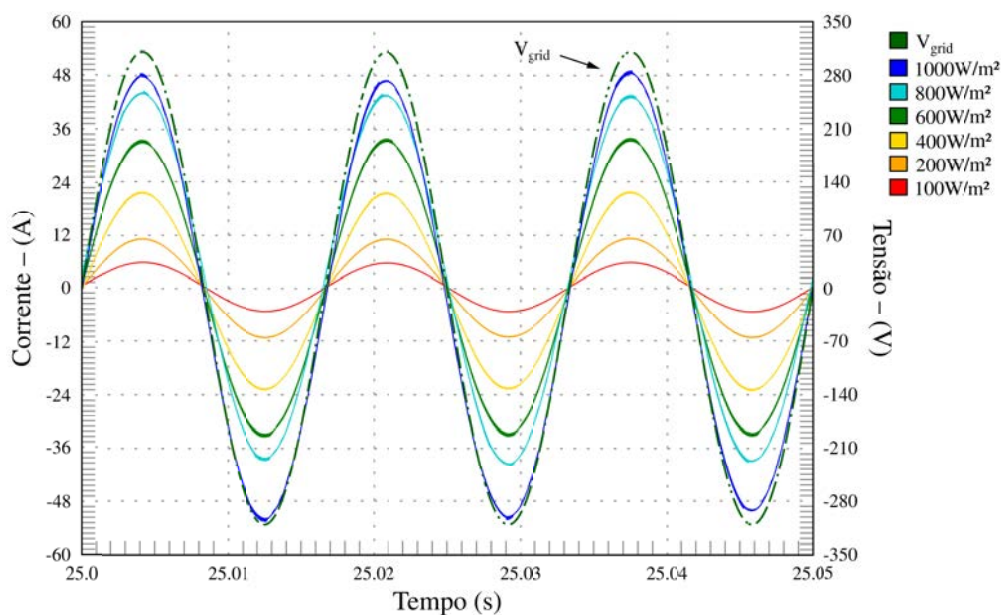
$$L \cdot \frac{\Delta i_L}{\Delta t} = |\vec{V}_{AB}| - |\vec{V}_{rede}| \rightarrow L = \frac{(|\vec{V}_{AB}| - |\vec{V}_{rede}|)}{\left(\frac{\Delta i_L}{\Delta t}\right)} \quad (58)$$

onde  $L$  é o filtro indutor de conexão conversor CC/CA e a rede elétrica [H];  $\Delta i_L$  é a variação da corrente de rede ( $I_{rede}$ ) entregue à rede elétrica [ $I_{pp}$ ];  $\Delta t$  é a variação no tempo da corrente de rede ( $I_{rede}$ ) entregue à rede elétrica [s];  $\vec{V}_{AB}$  é a tensão eficaz de saída do conversor CC/CA [ $V_{eficaz}$ ] e  $\vec{V}_{rede}$  é a tensão eficaz da rede elétrica [ $V_{eficaz}$ ].

A Equação 40 foi utilizada para dimensionamento do sistema de controle do ângulo da tensão modulada SPWM ( $V_{AB}=V_{SPWM}$ ) e o indutor calculado através da Equação 58 mostrou-se adequado devido a alta frequência (*high frequency*) de chaveamentos dos transistores e a escolha da modulação SPWM unipolar.

Na Figura 97 são apresentadas as correntes de rede ( $I_{rede}$ ) fornecidas à rede elétrica quando em fase com a tensão de rede elétrica ( $V_{rede} = V_{grid}$ ) para as irradiâncias de 1000, 800, 600, 400, 200 e 100  $W/m^2$ .

Figura 97 – Correntes senoidais ( $I_{rede}$ ) fornecidas à rede elétrica ( $grid$ ) para as irradiações solares de 1000, 800, 600, 400, 200 e 100  $W/m^2$  para uma temperatura fixa de 25°C obtidas através do software PSCAD/EMTDC



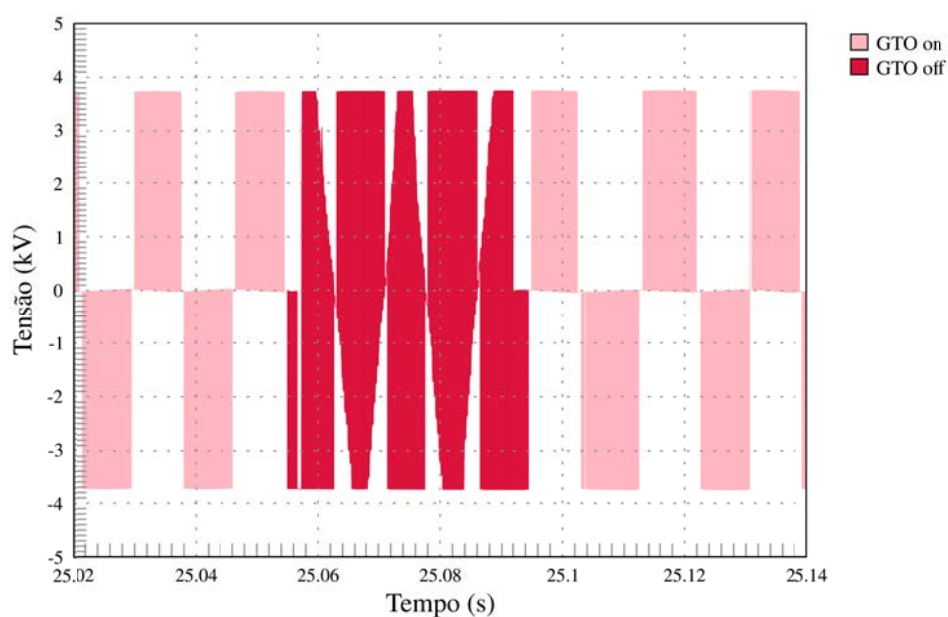
Fonte: elaborado pelo autor

Pode-se também controlar a defasagem da corrente em relação à tensão de rede ( $V_{rede}$ ) através da defasagem da tensão modulada SPWM fornecida pelo conversor CC/CA e o indutor filtro/acoplamento, deixando assim o sistema indutivo ou capacitivo, o qual permitirá a correção do fator de potência como será explicado na etapa de controle de potência ativa-reativa instantânea constante (CPQC – *constant P-Q control*) na etapa G.

Antes da conexão do indutor à rede elétrica, dois tiristores GTO (*Gate Turn-Off*) foram colocados em antiparalelo com o objetivo de prover um estágio de zero volt, descarregando a energia eletromagnética armazenada pelo indutor durante a comutação dos transistores  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$  e  $T_4$ .

Na Figura 98, apresenta-se a atuação dos dois tiristores GTO.

Figura 98 – Atuação dos dois tiristores GTO (*Gate Turn-Off*) utilizados na saída do conversor CC/CA modulado SPWM unipolar e antes do indutor filtro/acoplamento



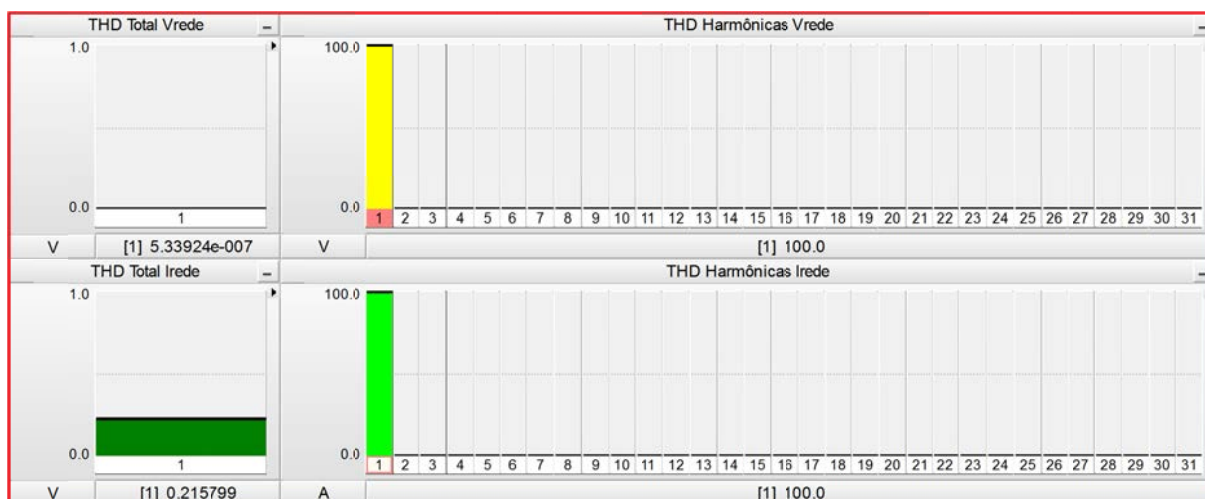
Fonte: elaborado pelo autor

Conforme Figura 98, o uso dos tiristores GTOs é de necessidade para a eliminação da energia eletromagnética armazenada pelo indutor filtro/acoplamento durante a condução dos transistores  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$  e  $T_4$ . O acionamento dos dois tiristores GTOs se dá conforme lógica apresentada abaixo.

$$\begin{cases} \text{se } \text{Sin}_A > 0 \text{ e } T_1, T_4 = "0" \text{ então } GTO_1, GTO_2 = "1" \\ \text{se } \text{Sin}_A > 0 \text{ e } T_1, T_4 = "1" \text{ então } GTO_1, GTO_2 = "0" \\ \text{se } \text{Sin}_A < 0 \text{ e } T_2, T_3 = "0" \text{ então } GTO_1, GTO_2 = "1" \\ \text{se } \text{Sin}_A < 0 \text{ e } T_2, T_3 = "1" \text{ então } GTO_1, GTO_2 = "0" \end{cases}$$

Na Figura 99 apresenta a Taxa de Distorção Harmônica Total (THD – *Total Harmonic Distortion*) e trinta e uma harmônicas da tensão de rede ( $V_{rede}$ ) e da corrente de saída ( $I_{rede}$ ) fornecida pelo conversor CC/CA.

Figura 99 – Taxa de distorção harmônica total (THD – *Total Harmonic Distortion*) e de trinta e uma harmônicas da tensão de rede ( $V_{rede}$ ) e da corrente de saída ( $I_{rede}$ ) fornecida pelo conversor CC/CA

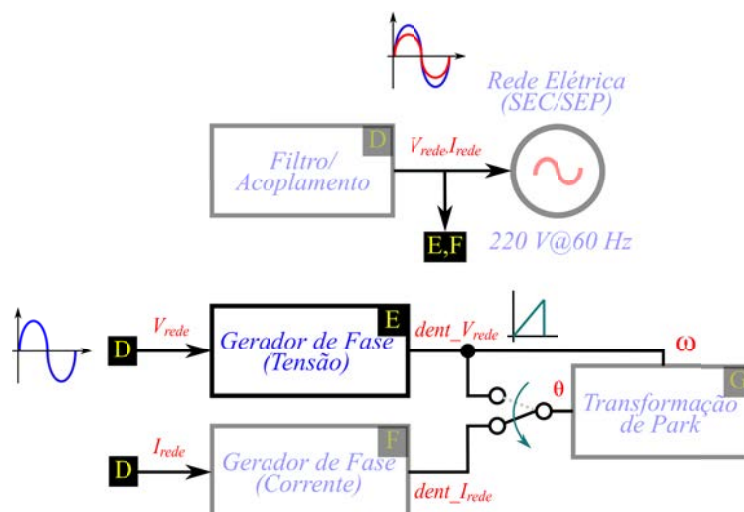


Fonte: elaborado pelo autor

Conforme Figura 99, as taxas de distorção harmônica total da tensão de rede e da corrente de saída fornecida pelo conversor CC/CA ficaram em  $5,33 \times 10^{-7}\%$  para a tensão de rede ( $V_{rede}$ ) e  $2,15 \times 10^{-1}\%$  para a corrente de rede ( $I_{rede}$ ), assim como todas as trinta e uma harmônicas parciais. Exceto a fundamental ( $1^a$ ) que naturalmente ficou em 100%. Desta forma, comprova-se a escolha correta tanto do valor do indutor quanto da configuração do filtro/acoplamento, além de uma frequência de chaveamento elevada e aliada a uma correta modulação SPWM que permitiram atenuar consideravelmente as harmônicas parciais.

**Etapa E** – este estágio é um gerador de fase da tensão da rede elétrica ( $V_{rede}$ ) e pode ser visto no diagrama em blocos parcial da Figura 100.

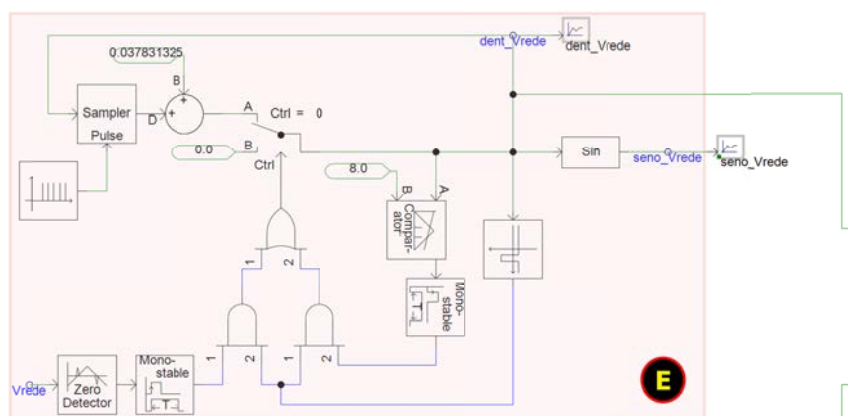
Figura 100 – Diagrama em bloco da etapa E



Fonte: elaborado pelo autor

A etapa E implementada no software PSCAD/EMTDC pode ser vista no esquemático elétrico da Figura 101.

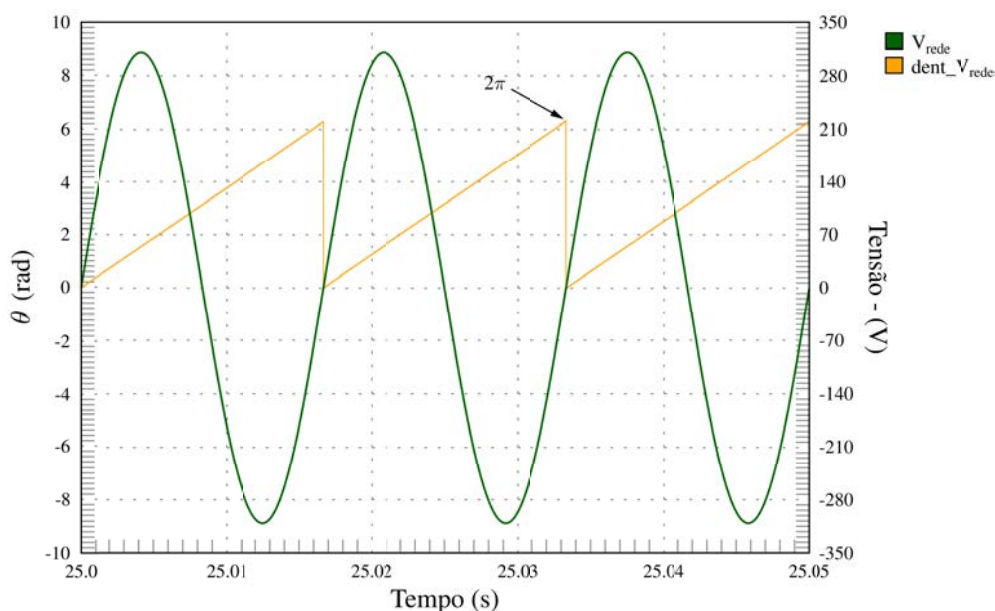
Figura 101 – Esquemático elétrico da etapa E implementado no software PSCAD/EMTDC



Fonte: elaborado pelo autor

O gerador de fase possui por função transformar a cada ciclo completo do sinal de tensão senoidal de 60 Hz da rede elétrica em um sinal tipo dente de serra ( $dent\_V_{rede}$ ) com uma faixa angular (a cada ciclo completo) em um ângulo  $\theta$  de 0 a  $2\pi$ . A Figura 102 ilustra a geração do sinal dente de serra da tensão de rede ( $V_{rede}$ ).

Figura 102 – Geração do sinal dente de serra da tensão de rede ( $V_{rede}$ )



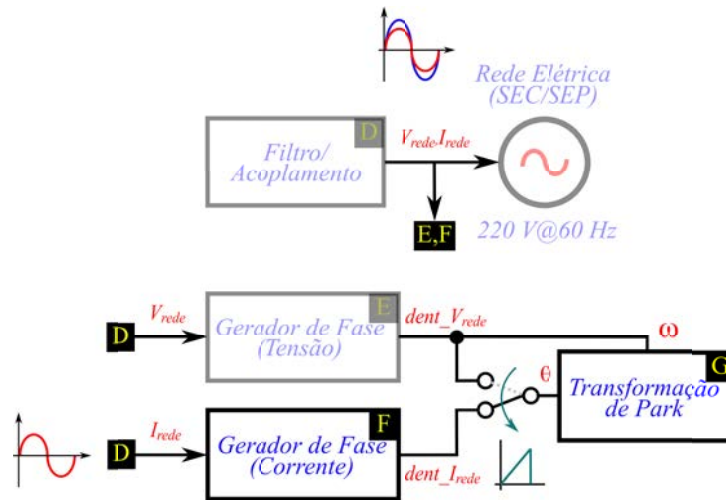
Fonte: elaborado pelo autor

O circuito implementado no PSCAD/EMTDC baseou-se em um contador em rampa e portas lógicas que permitiram a geração e o *reset* do sinal a cada ciclo completo. O gerador de fase da tensão da rede elétrica é utilizado para sincronismo pela transformação de Park (referência da velocidade angular ( $\omega$ )) e também pela transformação de Park inversa (referência da velocidade angular ( $\omega$ )), ambas implementadas na etapa G.

Este gerador é utilizado apenas alguns milissegundos (até 60 ms quando no *start* do sistema) pela entrada  $v_\alpha$  e  $v_\beta$  (transformação de Clarke na etapa G), devido à necessidade da etapa G localizar a posição angular da tensão de rede ( $\vec{V}_{rede}$ ) e da corrente de rede ( $\vec{I}_{rede}$ ) no diagrama fasorial. É usado permanentemente na posição angular de referência pela transformação de Park ( $\omega$ ) na etapa G.

**Etapa F** – este estágio é um gerador de fase da corrente da rede elétrica ( $\vec{I}_{rede}$ ) e pode ser visto no diagrama em blocos parcial da Figura 103.

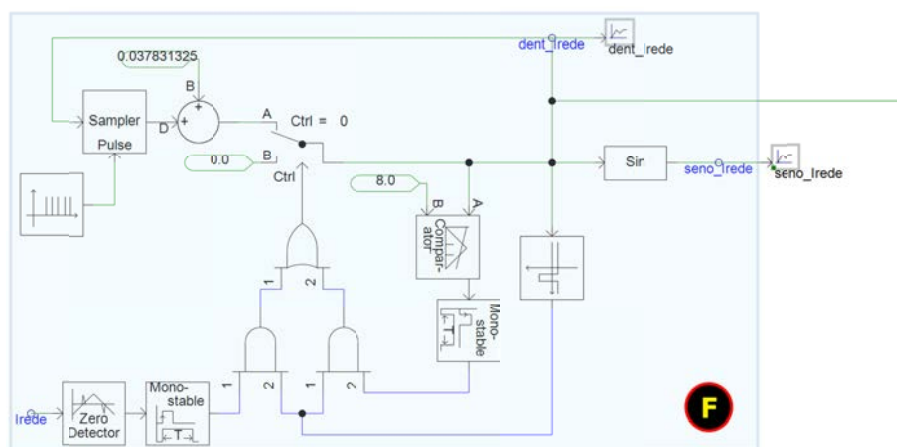
Figura 103 – Diagrama em bloco da etapa F



Fonte: elaborado pelo autor

A etapa F implementada no software PSCAD/EMTDC pode ser vista no esquemático elétrico da Figura 104.

Figura 104 – Esquemático elétrico da etapa F implementado no software PSCAD/EMTDC

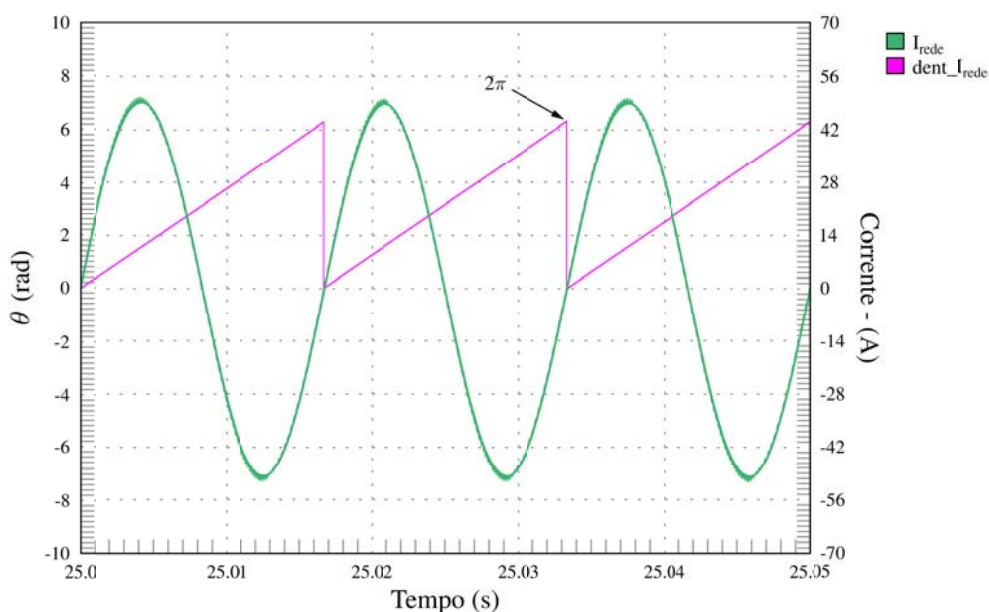


Fonte: elaborado pelo autor

O gerador de fase possui por função transformar cada ciclo completo do sinal de corrente senoidal de 60 Hz da rede elétrica em um sinal tipo dente de serra ( $dent_{I_{rede}}$ ) com uma faixa angular (a cada ciclo completo) em um ângulo  $\theta$  de 0 a  $2\pi$ . A Figura 105 ilustra a geração do sinal dente de serra da corrente da rede elétrica ( $\vec{I}_{rede}$ ).



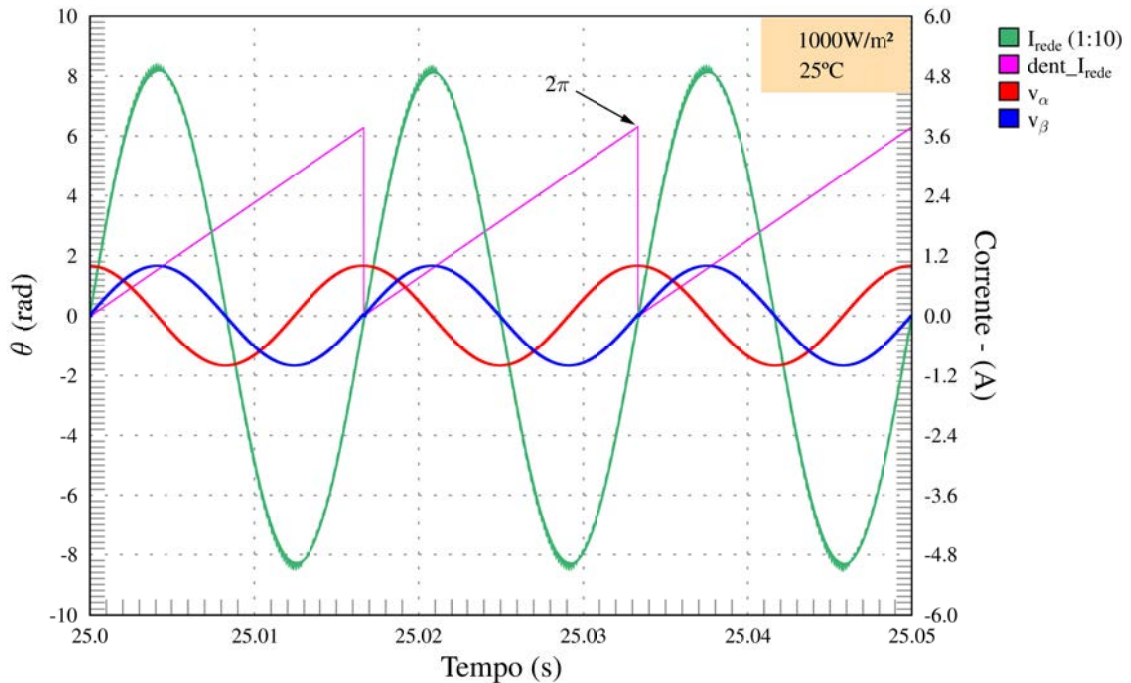
Figura 105 – Geração do sinal dente de serra da corrente de rede elétrica ( $\vec{I}_{rede}$ )



Fonte: elaborado pelo autor

O circuito implementado no PSCAD/EMTDC baseou-se em um contador em rampa e portas lógicas que permitiram a geração e o *reset* do sinal a cada ciclo completo. O gerador de fase da corrente de rede ( $\vec{I}_{rede}$ ) é utilizado para sincronismo pela transformação de Park (implementada na etapa G) após 60 ms, quando já ocorreu o posicionamento da corrente de rede ( $\vec{I}_{rede}$ ) no diagrama fasorial e realizado pela etapa E. O sinal tipo dente de serra ( $dent\_I_{rede}$ ) será utilizado para gerar dois sinais senoidais (pela transformação de Clarke): um para a entrada  $\alpha$  da transformação de Park e outro sinal senoidal adiantado em  $90^\circ$  (pseudo-sinal) utilizado pela entrada  $\beta$  da mesma transformação. Os dois sinais senoidais implementados na etapa G são os já conhecidos  $v_\alpha$  e  $v_\beta$  e possuem amplitude de 1 V independentemente do valor da amplitude da corrente de rede elétrica ( $\vec{I}_{rede}$ ). Estes são os sinais senoidais da transformação de Clarke da corrente de rede monofásica ( $\vec{I}_{rede}$ ) e que serão utilizados na transformação de Park. A Figura 106 demonstra dos sinais  $v_\alpha$  e  $v_\beta$  da transformação de Clarke da corrente de rede monofásica ( $\vec{I}_{rede}$ ).

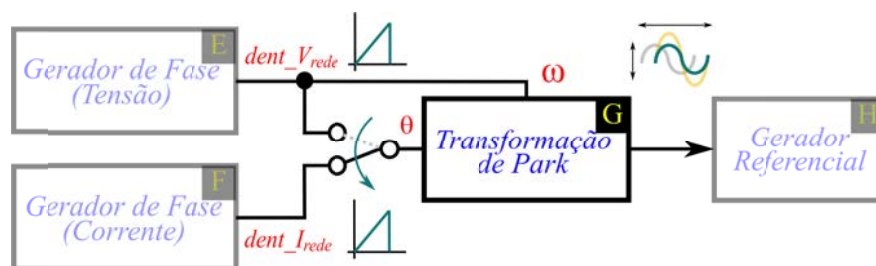
Figura 106 – Sinais  $v_\alpha$  e  $v_\beta$  da transformação de Clarke gerados a partir do sinal dente de serra da corrente de rede monofásica ( $\vec{I}_{rede}$ ) e utilizados pelas entradas  $\alpha$  e  $\beta$  da transformação de Clarke



Fonte: elaborado pelo autor

**Etapas G** – este estágio consiste no sistema de controle de potência ativa-reativa instantânea constante (CPQC – *constant P-Q control*) baseado na transformação de Park e pode ser visto no diagrama em blocos parcial da Figura 107.

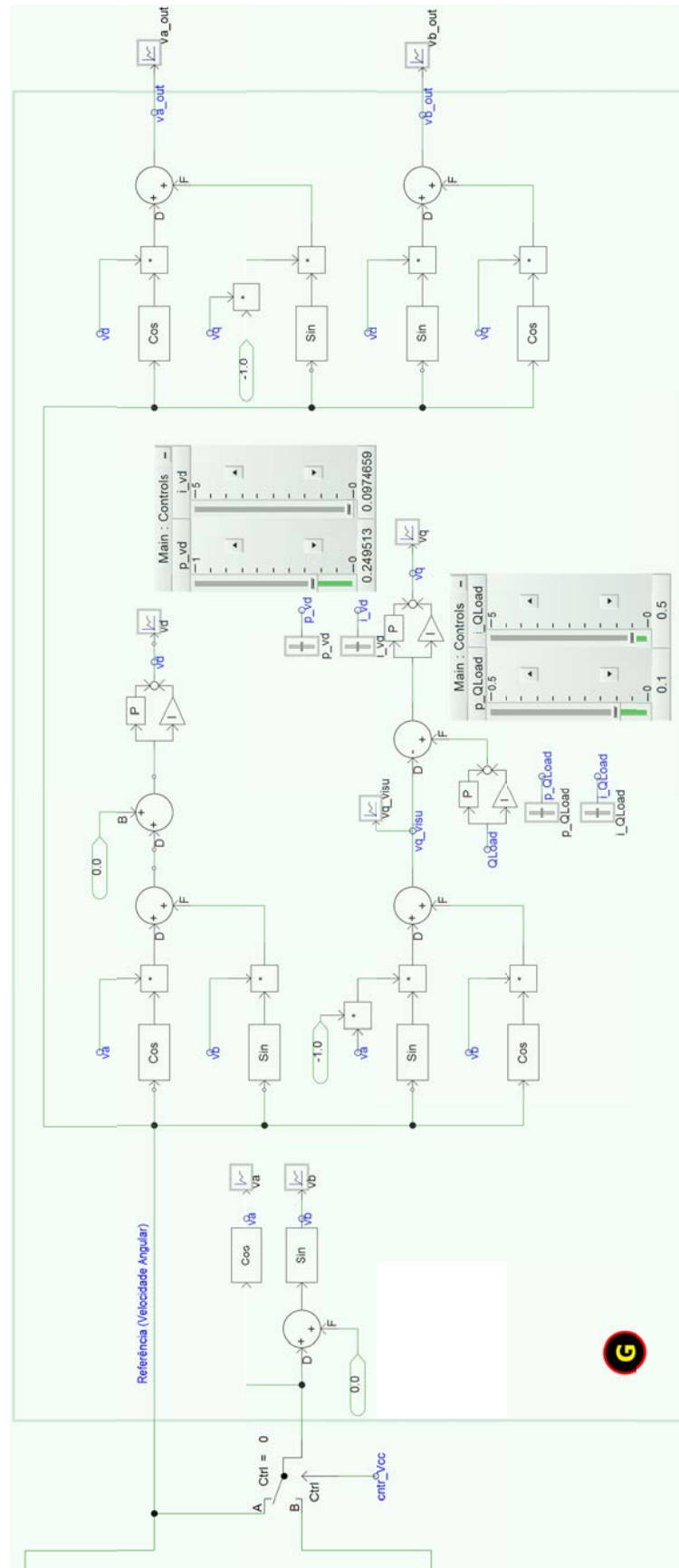
Figura 107 – Diagrama em bloco da etapa G



Fonte: elaborado pelo autor

A etapa G implementada no software PSCAD/EMTDC pode ser vista no esquemático elétrico da Figura 108.

Figura 108 – Esquemático elétrico da etapa G implementado no software PSCAD/EMTDC

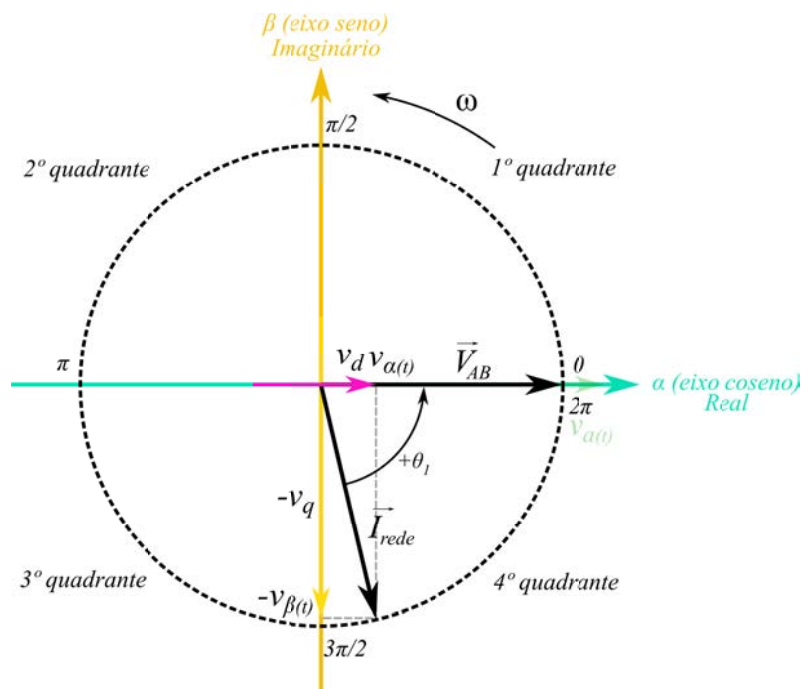


Fonte: elaborado pelo autor

Esta etapa de controle consiste no ajuste de fornecimento de potência reativa e ativa para a rede elétrica. O ajuste do fornecimento de potência reativa à rede elétrica se dá pelo deslocamento angular da tensão ( $\vec{V}_{AB}$ ) fornecida pelo conversor CC/CA (fornecimento de potência reativa), e o mesmo acontece através da transformação de Clarke ( $v_\alpha$  e  $v_\beta$ ) e transformação de Park ( $v_d$  e  $v_q$ ) da corrente elétrica ( $\vec{I}_{rede}$ ) (sendo esta usada como referência) em comparação com a potência reativa ( $Q_{load}$ ) advinda de um wattímetro. O ajuste do fornecimento de potência ativa à rede elétrica se dá pelo valor eficaz da tensão ( $\vec{V}_{AB}$ ) fornecida pelo conversor CC/CA, sendo esta ajustada conforme a taxa de modulação ( $m_a$ ) para gerar a tensão ( $\vec{V}_{AB}$ ) fornecida pelo conversor CC/CA.

Quando no início de funcionamento do sistema inversor, a tensão de rede ( $v_{a(t)} = \vec{V}_{rede}$ ) e a tensão fornecida pelo conversor CC/CA encontram-se em fase (conforme explicado na etapa E) e pode ser vista na Figura 109.

Figura 109 – Representação fasorial da tensão de rede ( $v_{a(t)} = \vec{V}_{rede}$ ), da tensão fornecida pelo conversor CC/CA ( $\vec{V}_{AB}$ ) e da corrente de rede ( $\vec{I}_{rede}$ ) quando no *start* do inversor simulado (momento 0 s)

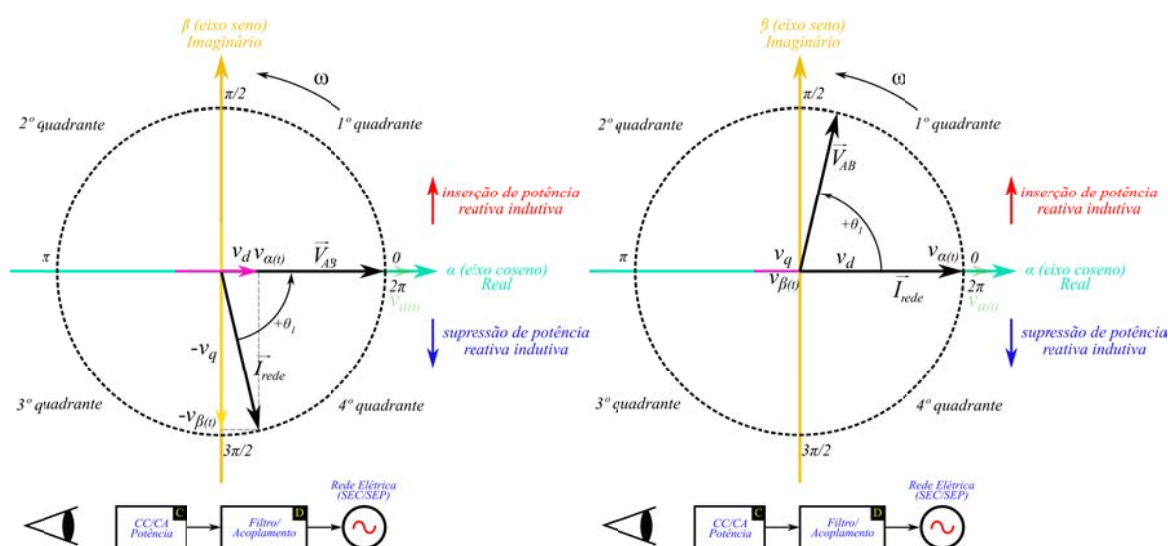


Fonte: elaborado pelo autor

Conforme Figura 109, a corrente ( $\vec{I}_{rede}$ ) encontra-se atrasada em relação à tensão de rede ( $v_{a(t)} = \vec{V}_{rede}$ ). Deste modo, para que a corrente de rede ( $\vec{I}_{rede}$ ) fique em fase com tensão

da rede ( $v_{a(t)} = \vec{V}_{rede}$ ), deve-se realizar o deslocamento angular de adiantamento da tensão ( $\vec{V}_{AB}$ ) fornecida pelo conversor CC/CA, conforme ilustra a Figura 110.

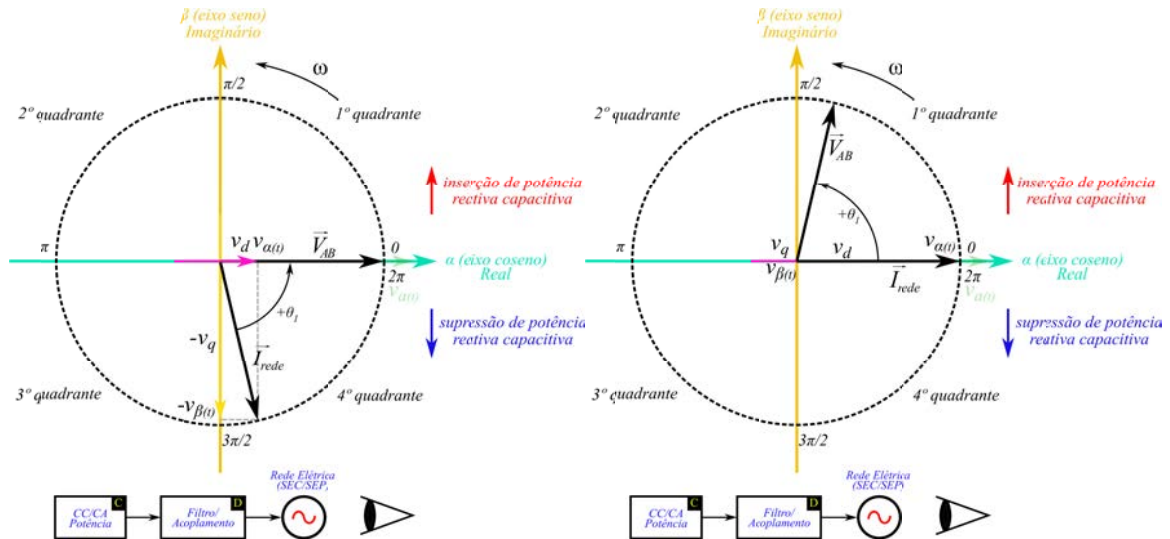
Figura 110 – Representação fasorial da tensão de rede ( $v_{a(t)} = \vec{V}_{rede}$ ), da tensão fornecida pelo conversor CC/CA ( $\vec{V}_{AB}$ ) e da corrente de rede ( $\vec{I}_{rede}$ ) após  $\approx 60$  ms do *start* do inversor simulado do ponto de vista do conversor CC/CA



Fonte: elaborado pelo autor

Olhando-se do ponto de vista do conversor CC/CA, pode-se afirmar que o conversor está inserindo potência reativa indutiva com o deslocamento angular de adiantamento da tensão fornecida pelo conversor CC/CA ( $\vec{V}_{AB}$ ). O contrário também pode ser afirmado, quando há o deslocamento angular de atraso da tensão ( $\vec{V}_{AB}$ ) o conversor está suprimindo potência reativa indutiva. Este ponto de vista é importante quando na análise da interação do conversor CC/CA e a rede elétrica (referência) para análise elétrica da transformação de Park (sob o ponto de vista do deslocamento da tensão fornecida pelo conversor CC/CA ( $\vec{V}_{AB}$ )), porém, pode-se inverter o sentido de observação, conforme verifica-se na Figura 111.

Figura 111 – Representação fasorial da tensão de rede ( $v_{a(t)} = \vec{V}_{rede}$ ), da tensão fornecida pelo conversor CC/CA ( $\vec{V}_{AB}$ ) e da corrente de rede ( $\vec{I}_{rede}$ ) após  $\approx 60$  ms do *start* do inversor simulado do ponto de vista da rede elétrica (*grid*)



Fonte: elaborado pelo autor

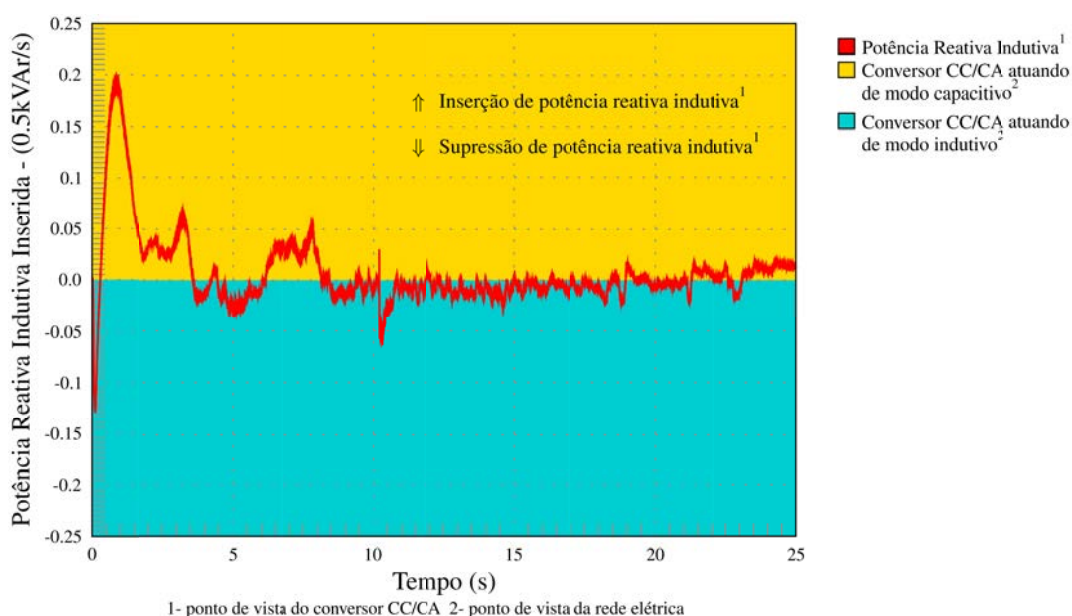
Neste ponto de vista, usa-se como referência a tensão de rede elétrica ( $v_{a(t)} = \vec{V}_{rede}$ ) e a corrente de rede elétrica ( $\vec{I}_{rede}$ ). Quando a corrente de rede ( $\vec{I}_{rede}$ ) está adiantada em relação à tensão de rede ( $v_{a(t)} = \vec{V}_{rede}$ ) (adiantamento da tensão ( $\vec{V}_{AB}$ ) pelo conversor CC/CA), pode-se afirmar que está sendo inserida potência reativa capacitiva pelo conversor CC/CA, e quando a corrente de rede ( $\vec{I}_{rede}$ ) está atrasada em relação a tensão de rede ( $v_{a(t)} = \vec{V}_{rede}$ ) (ocorrendo atraso da tensão ( $\vec{V}_{AB}$ ) pelo conversor CC/CA), pode-se afirmar que está sendo suprimida potência reativa capacitiva pelo conversor CC/CA. Este ponto de vista é importante, quando na análise da interação da corrente de rede ( $\vec{I}_{rede}$ ) e a rede elétrica ( $\vec{V}_{rede}$ ) para análise elétrica da correção do fator de potência, e conseqüentemente, do atraso ou adiantamento da corrente de rede ( $\vec{I}_{rede}$ ).

Para realizar o ajuste da potência reativa indutiva a ser inserida (ou suprimida) pelo conversor CC/CA, o sistema de controle utiliza a potência reativa ( $Q_{load}$ ) proveniente de um wattímetro na etapa D para comparação. Este sinal é comparado com o sinal  $v_q$  proveniente da transformação de Park da corrente de rede ( $\vec{I}_{rede}$ ) (que deverá ser deslocada), e um controle proporcional-integral realizará (PI) o ajuste de inserção ou supressão de potência reativa indutiva de acordo com os parâmetros de proporção e integração ajustados. O objetivo da parte de controle de inserção ou supressão de potência reativa indutiva é deixar o sinal  $v_q$  igual

ao valor zero. Isto porque neste valor, a tensão de rede ( $\vec{V}_{rede}$ ) e a corrente de rede ( $\vec{I}_{rede}$ ) estarão em fase ( $0^\circ$  de defasagem).

A Figura 112 ilustra a potência reativa indutiva (comparação entre  $v_q$  e  $Q_{load}$ ) gerada pela etapa G e enviada ao conversor CC/CA (etapa I), inserindo ou suprimindo potência reativa indutiva, de modo a deixar a corrente de rede ( $\vec{I}_{rede}$ ) em fase com a tensão de rede ( $v_{a(t)} = \vec{V}_{rede}$ ).

Figura 112 – Potência reativa indutiva (comparação entre  $v_q$  e  $Q_{load}$ ) gerada pela etapa G e enviada ao conversor CC/CA (etapa I) de modo a deixar a corrente de rede ( $\vec{I}_{rede}$ ) em fase com a tensão de rede ( $\vec{V}_{rede}$ )



Fonte: elaborado pelo autor

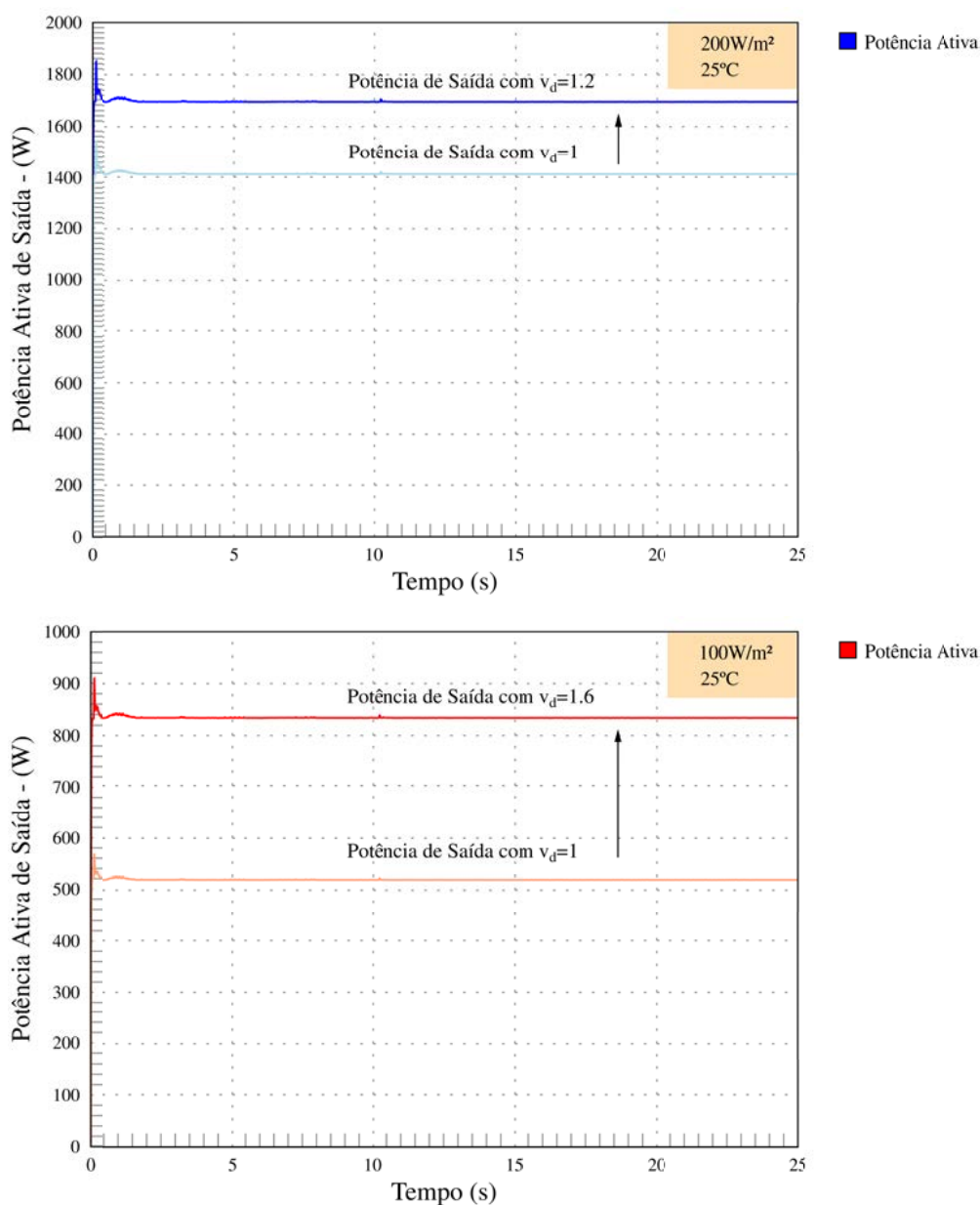
No sistema de controle da potência ativa, o valor do sinal  $v_d$  da transformação de Park foi deixado como referência igual à zero. Desta forma, o sinal de referência da potência ativa ficou em seu valor máximo ( $v_d=1$  e  $v_q=0$  quando a tensão e a corrente de rede estiverem em fase) gerando um sinal de controle ( $v_{\alpha\_out}$ ) com amplitude de 1 V. Este é o sinal de controle utilizado na comparação com o sinal transportador para gerar a tensão modulada SPWM da etapa I.

Nesta situação, a transformação de Park informa ao conversor CC/CA para entregar a potência ativa máxima (quando  $v_d=1$ ) e deixando o controle de fornecimento de potência ativa ao conversor CC/CC, conforme a tensão contínua ( $V_{cc}$ ) entregue pelo mesmo. Para as irradiâncias de 1000, 800, 600 e 400 W/m<sup>2</sup> o valor do sinal  $v_d$  da transformação de Park ficou



igual ao valor um, conforme pode ser visto na Figura 114. Nas situações de irradiâncias de 200 e 100  $\text{W}/\text{m}^2$ , o sinal da potência ativa  $v_d$  ficou com valores de  $v_d=1.2$  e  $v_d=1.6$  respectivamente conforme Figura 113.

Figura 113 – Valores do sinal  $v_d$  para as irradiâncias de 100 e 200  $\text{W}/\text{m}^2$  causando elevação da taxa de modulação ( $m_a$ ) e da potência ativa fornecida à rede elétrica



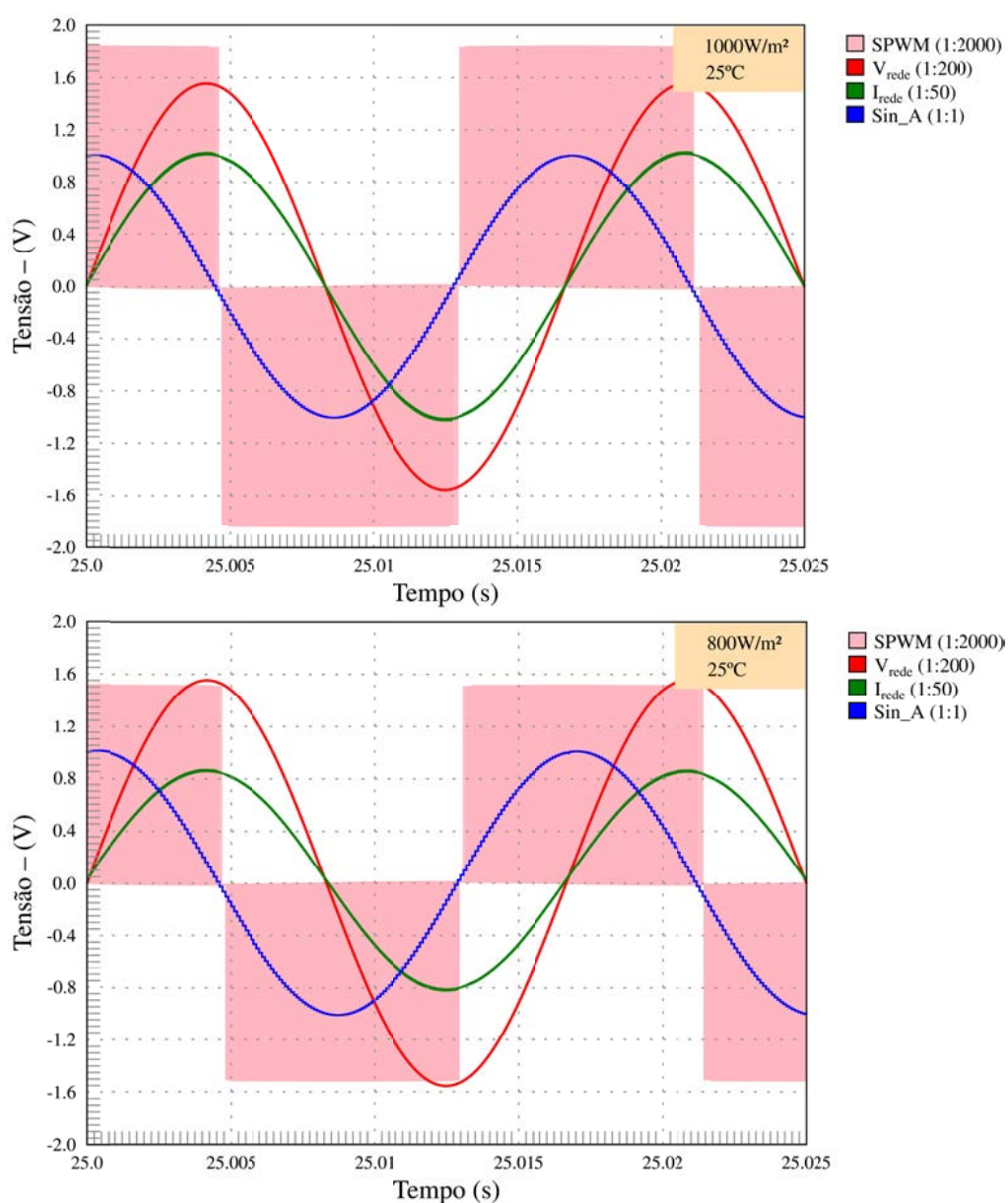
Fonte: elaborado pelo autor

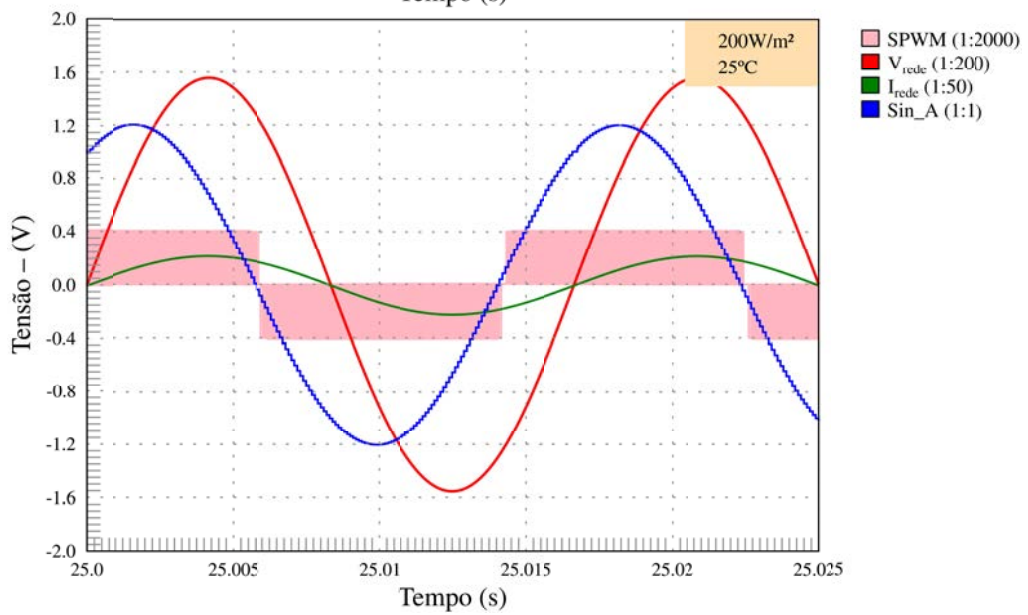
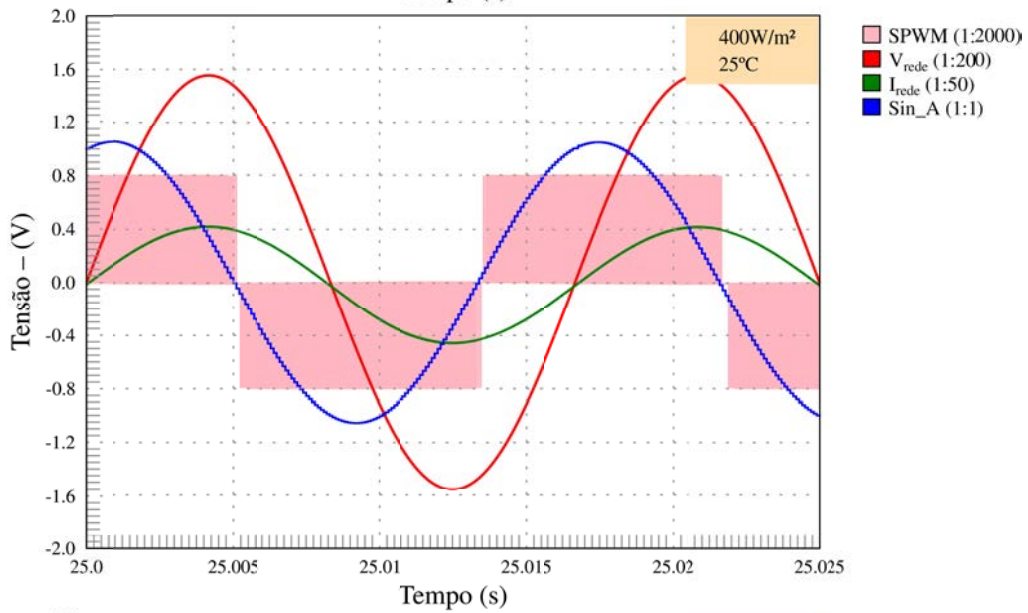
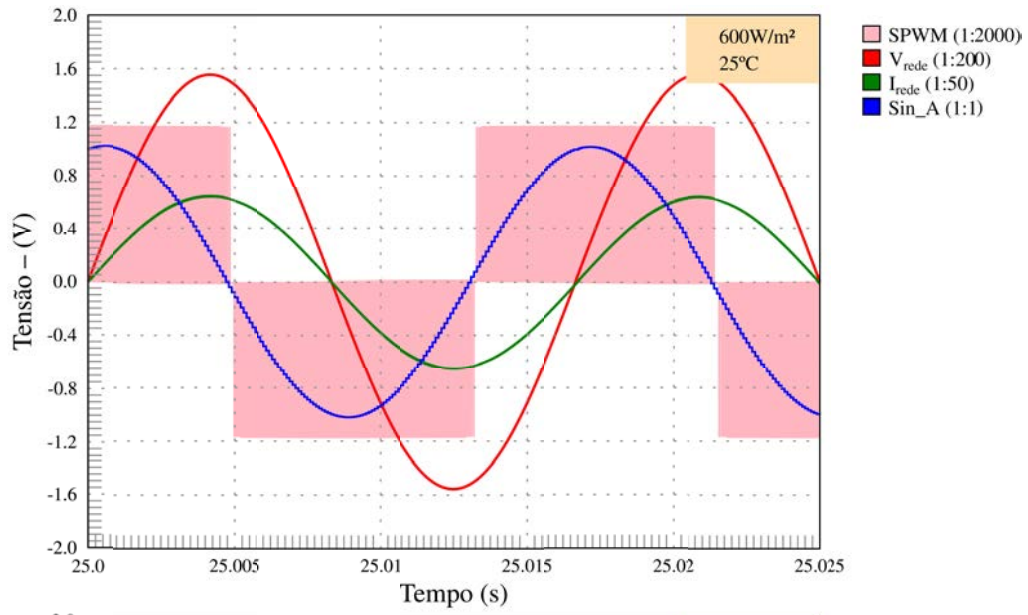
O aumento do valor de  $v_d$  ocorreu, porque para as irradiâncias de 100 e 200  $\text{W}/\text{m}^2$  o conversor CC/CC começou a ter dificuldades de fornecimento de potência para o conversor CC/CA. Isto devido à redução brusca de fornecimento de corrente fotovoltaica ( $I_{pv}$ ) pelo

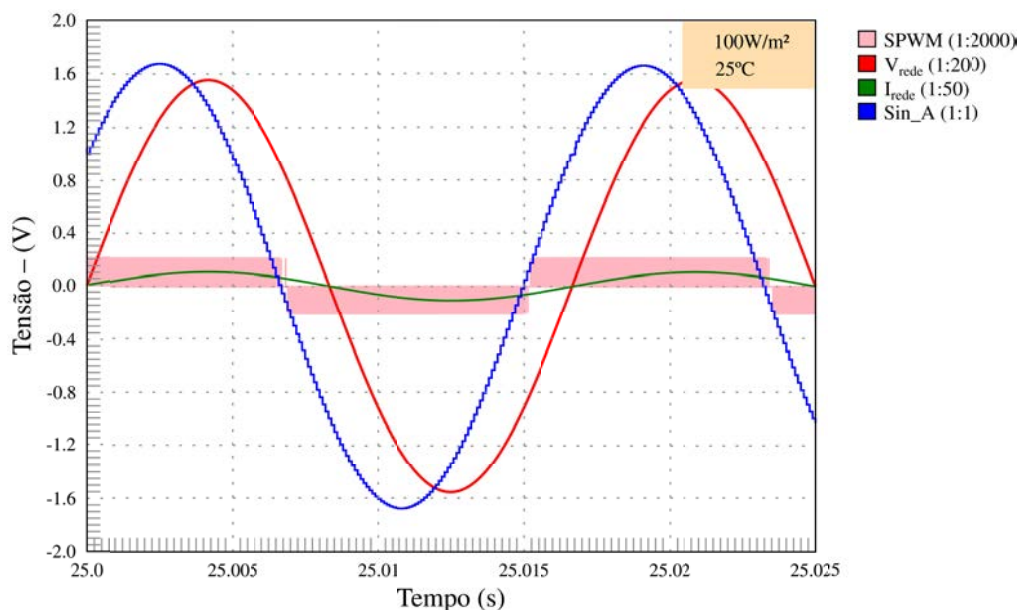


arranjo de módulos fotovoltaicos. Para compensar essa queda de potência do conversor CC/CC, o sinal de controle passou a ter os valores  $v_{\alpha\_out}=1.2$  ( $v_d=1.2$ ) e  $v_{\alpha\_out}=1.6$  ( $v_d=1.6$ ) de amplitude. Desta forma, a tensão modulada SPWM fornecida pelo conversor CC/CA elevou-se e, conseqüentemente, a potência ativa entregue na saída, conforme pode ser visto na Figura 113.

Figura 114 – Defasagem entre a tensão modulada SPWM ( $\vec{V}_{AB}$ ) fornecida pelo conversor CC/CA e a tensão de rede ( $\vec{V}_{rede}$ ) para as irradiâncias solares de 1000, 800, 600, 400, 200 e 100  $W/m^2$  e a amplitude dos sinais de controle ( $v_{\alpha\_out}=\text{Sin}_A$ ) para modulação SPWM







Fonte: elaborado pelo autor

A Figura 114 apresenta os ângulos de defasagem entre a tensão fornecida pelo conversor CC/CA ( $\vec{V}_{AB}$ ) e a Tensão de Rede ( $\vec{V}_{rede}$ ), os quais atuaram em uma margem de  $80^\circ$  até  $33,14^\circ$ . Para as irradiâncias de 200 e  $100 \text{ W/m}^2$  a taxa de modulação ( $m_a$ ) teve um aumento (aumento do sinal de controle ( $v_{\alpha\_out} = \text{Sin}_A$ )) devido a necessidade do conversor CC/CA de elevar a potência ativa de saída para compensar a queda da corrente fotovoltaica ( $I_{pv}$ ) (potência fotovoltaica).

A Tabela 11 apresenta os valores de defasagem entre a tensão fornecida pelo conversor CC/CA ( $\vec{V}_{AB}$ ) e a corrente de rede ( $\vec{I}_{rede}$ ) para as irradiâncias solares de 1000, 800, 600, 400, 200 e  $100 \text{ W/m}^2$ .

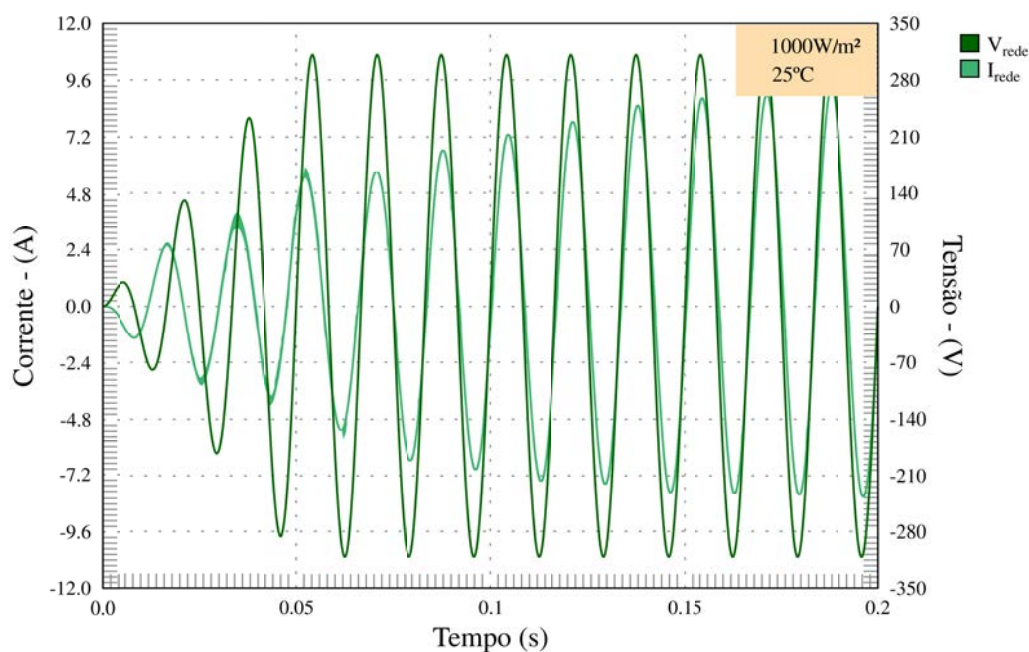
Tabela 11 – Valores de defasagem entre a tensão fornecida pelo conversor CC/CA ( $\vec{V}_{AB}$ ) e a corrente de rede ( $\vec{I}_{rede}$ ) para as irradiâncias solares de 1000, 800, 600, 400, 200 e  $100 \text{ W/m}^2$

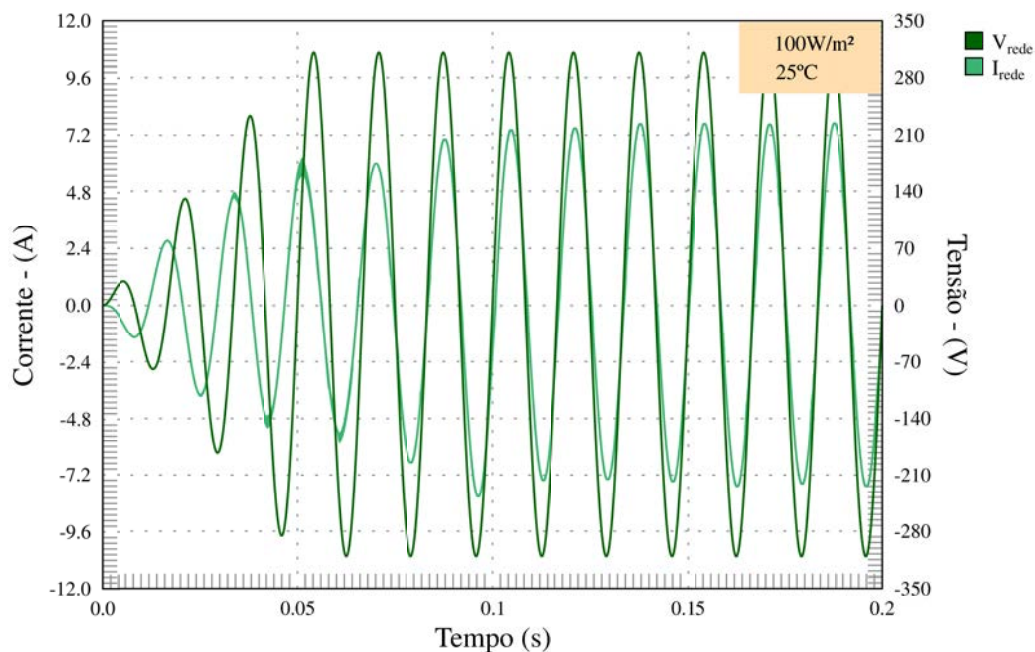
| Irradiância Solar ( $I_{rad}$ )<br>[ $\text{W/m}^2$ ] | Corrente ( $I_{rede}$ )<br>[ $\text{A}_{eficaz}$ ] | Taxa de Modulação<br>( $m_a$ ) | Tensão ( $V_{cc}$ )<br>[V] | Defasagem ( $V_{AB}$ e $I_{rede}$ )<br>[graus] |
|---|--|--------------------------------|----------------------------|--|
| 1000  | 35,35  | $\approx 0,51$                 | 3695                       | $\approx 80$                                   |
| 800   | 30,24  | $\approx 0,54$                 | 3029                       | $\approx 79$                                   |
| 600   | 22,81  | $\approx 0,54$                 | 2334                       | $\approx 75$                                   |
| 400   | 15   | $\approx 0,54$                 | 1592                       | $\approx 68$                                   |
| 200   | 7,70   | $\approx 0,63$                 | 818                        | $\approx 52$                                   |
| 100   | 3,79   | $\approx 0,87$                 | 423                        | $\approx 33,14$                                |

Fonte: elaborado pelo autor

As etapas E, F e G constituem um sistema chamado de *Phase Locked Loop* (PLL) que, em conjunto com o controle de potência ativa–reativa instantânea constante (CPQC – *constant P-Q control*), são responsáveis pela sincronização entre a corrente de rede ( $\vec{I}_{rede}$ ) e a tensão ( $V_{rede}$ ), permitindo sempre um fator de potência igual a 1 mesmo com a adição de cargas capacitivas ou indutivas em paralelo com a rede elétrica. A Figura 115 ilustra o sincronismo entre a tensão de rede ( $\vec{V}_{rede}$ ) e a corrente de rede ( $\vec{I}_{rede}$ ) para as irradiâncias de 1000 e 100 W/m<sup>2</sup> que são as situações extremas de operação do inversor.

Figura 115 – Sincronismo entre a tensão de rede ( $\vec{V}_{rede}$ ) e a corrente de rede ( $\vec{I}_{rede}$ ) para as irradiâncias solares de 1000 e 100 W/m<sup>2</sup> quando no *start* do inversor simulado (primeiros 200 ms)



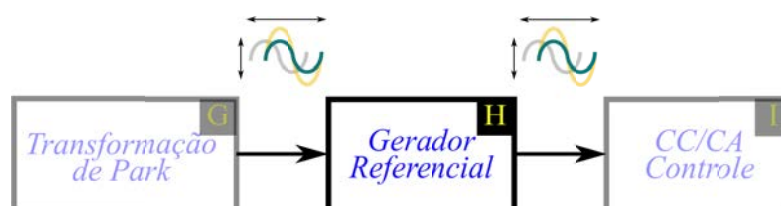


Fonte: elaborado pelo autor

Conforme Figura 115, o inversor levou aproximadamente 60 ms para realizar o sincronismo entre a tensão e a corrente de rede elétrica, comprovando a eficácia e máxima transferência de potência (fator de potência unitário) entre o inversor e a rede elétrica. Embora a adição de cargas capacitivas ou indutivas foram realizadas durante o teste de funcionamento do sistema inversor, neste trabalho não foram apresentadas as simulações.

**Etapa H** – este estágio consiste de um gerador referencial e pode ser visto no diagrama em blocos parcial da Figura 116.

Figura 116 – Diagrama em bloco da etapa H

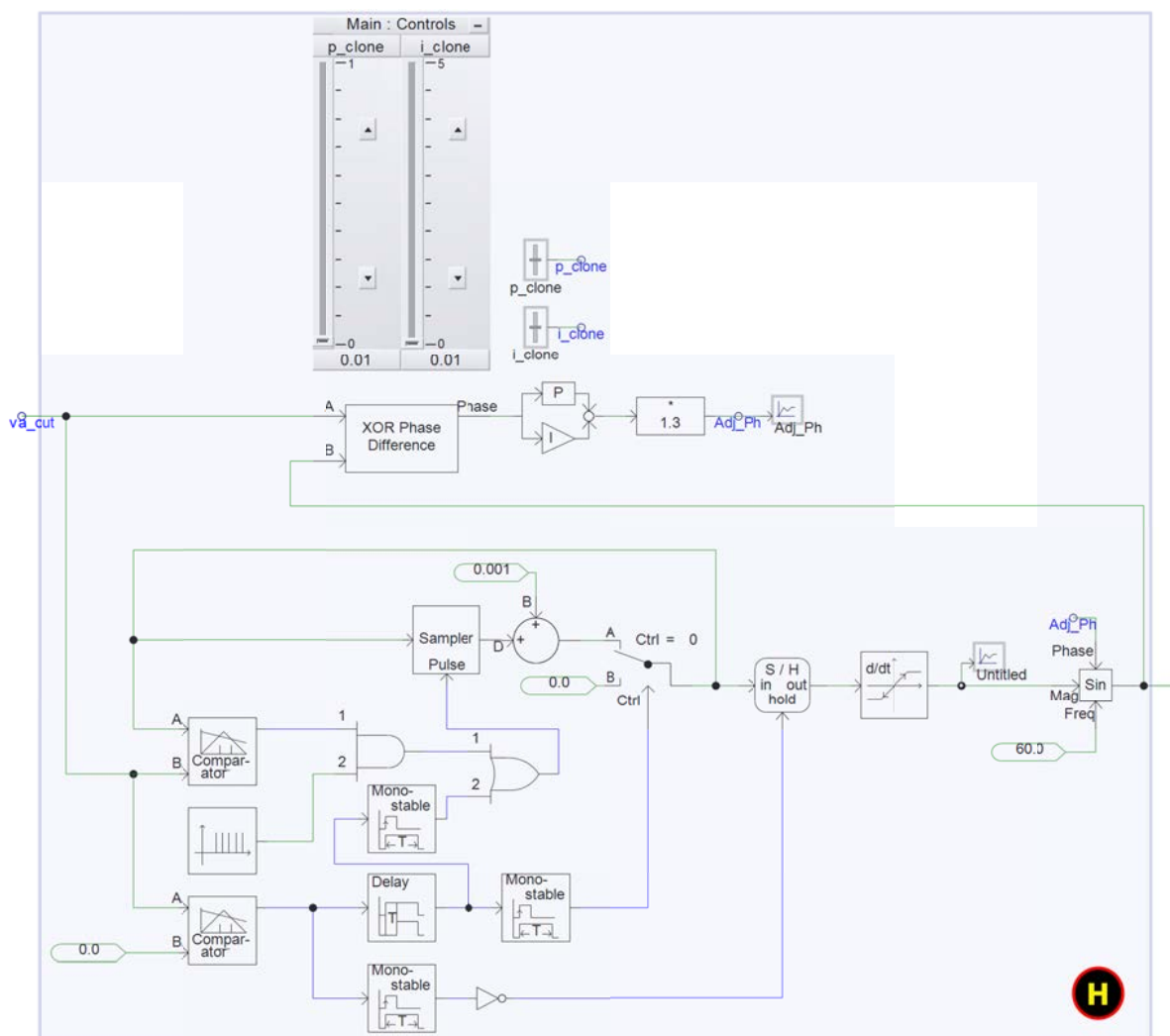


Fonte: elaborado pelo autor

A etapa H implementada no software PSCAD/EMTDC pode ser vista no esquemático elétrico da Figura 117.



Figura 117 – Esquemático elétrico da etapa H implementado no software PSCAD/EMTDC



Fonte: elaborado pelo autor

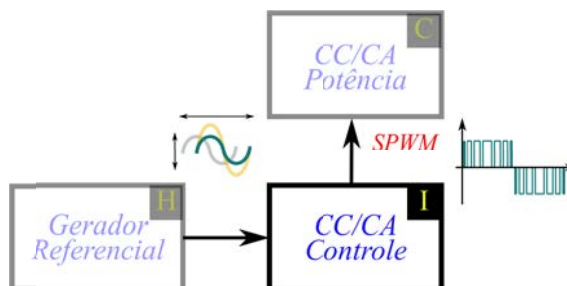
A implementação deste circuito se viu necessária, devido ao software PSCAD/EMTDC necessitar de um gerador referencial para a realização do sinal senoidal de controle ( $Sin_A$ ) utilizado pela etapa I.

A perda de referência ocorreu porque somente a fonte de tensão da rede elétrica ( $\vec{V}_{rede}$ ) usada na simulação possui terra referencial e o restante do circuito ter ficado flutuante com o uso do transformador isolador do conversor CC/CC.

Nesta etapa, o sinal de controle ( $v_{\alpha_{out}}$ ) da transformada de Clarke inversa da etapa G possui deslocamento de fase e também modulação por amplitude. Desta forma, o controle implementado na etapa H reproduz exatamente estas mudanças com o uso de um gerador senoidal utilizado como referência (tool  $\rightarrow Sin$ ).

**Etapa I** – esta etapa refere-se ao sistema de controle e modulação do sinal modulado SPWM utilizado para chaveamento dos transistores da etapa C e pode ser visto no diagrama em blocos parcial da Figura 118.

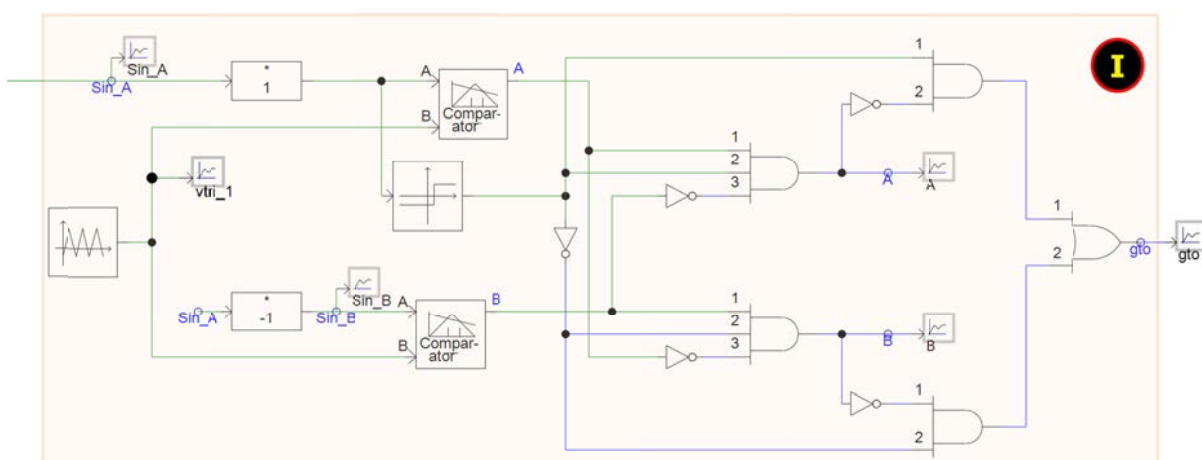
Figura 118 – Diagrama em bloco da etapa I



Fonte: elaborado pelo autor

A etapa I implementada no software PSCAD/EMTDC pode ser vista no esquemático elétrico da Figura 119.

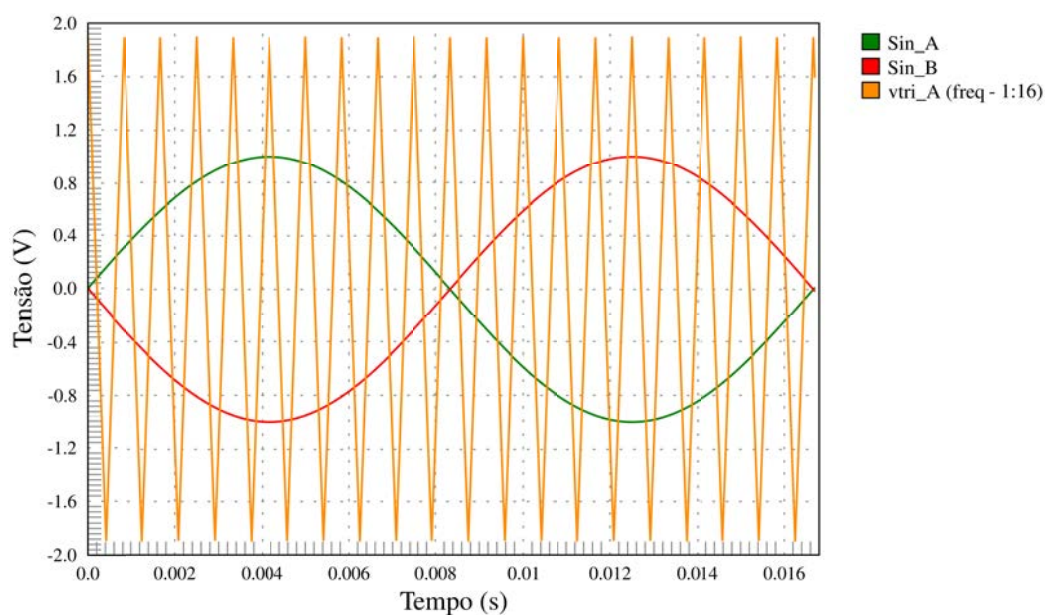
Figura 119 – Esquemático elétrico da etapa I implementado no software PSCAD/EMTDC



Fonte: elaborado pelo autor

Esta etapa recebe o sinal de controle ( $v_{a\_out}$ ) proveniente da etapa H e, nesta etapa, este sinal passa a ser denominado de  $Sin\_A$ . A partir deste sinal, é gerado um segundo sinal também senoidal com deslocamento de  $180^\circ$ , denominado de  $Sin\_B$ . Ambos os sinais são comparados com um sinal transportador triangular de 1,8 V de amplitude e com frequência de 19,2 kHz ( $vtri\_1$ ) para gerar a modulação SPWM unipolar. A Figura 120 ilustra estes sinais.

Figura 120 – Sinal de controle ( $Sin\_A$ ), complemento do sinal de controle ( $Sin\_B$ ) e sinal transportador ( $vtri\_1$ ) usados para modulação SPWM unipolar



Fonte: elaborado pelo autor

O sinal gerado pela comparação entre os sinais  $Sin\_A$ ,  $Sin\_B$  e  $vtri\_1$  será modulado através de portas lógicas de acordo com a lógica abaixo para acionamento dos transistores de potência da etapa C.

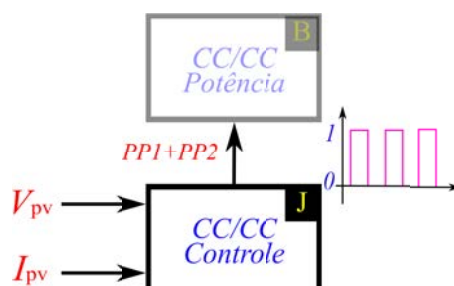
$$\left\{ \begin{array}{l} \text{se } Sin\_A > vtri\_1 \text{ então } T_1 \rightarrow "1" \text{ senão } T_1 \rightarrow "0" \\ \text{se } Sin\_B < vtri\_1 \text{ então } T_4 \rightarrow "1" \text{ senão } T_4 \rightarrow "0" \\ \text{se } Sin\_B > vtri\_1 \text{ então } T_3 \rightarrow "1" \text{ senão } T_3 \rightarrow "0" \\ \text{se } Sin\_A < vtri\_1 \text{ então } T_2 \rightarrow "1" \text{ senão } T_2 \rightarrow "0" \end{array} \right.$$

De acordo com a lógica de acionamento apresentada, serão gerados dois sinais modulados SPWM unipolares que terão suas taxas de modulação de acordo com a tensão de saída do conversor CC/CA ( $V_{AB}$ ) necessária na etapa C. A Figura 94 ilustra as tensões moduladas SPWM unipolares de acordo com os sinais SPWM elaborados por esta etapa.

**Etapa J** – esta etapa refere-se ao sistema de controle e modulação PWM utilizado para chaveamento dos transistores do conversor CC/CC (etapa B) e pode ser visto no diagrama em blocos parcial da Figura 121.



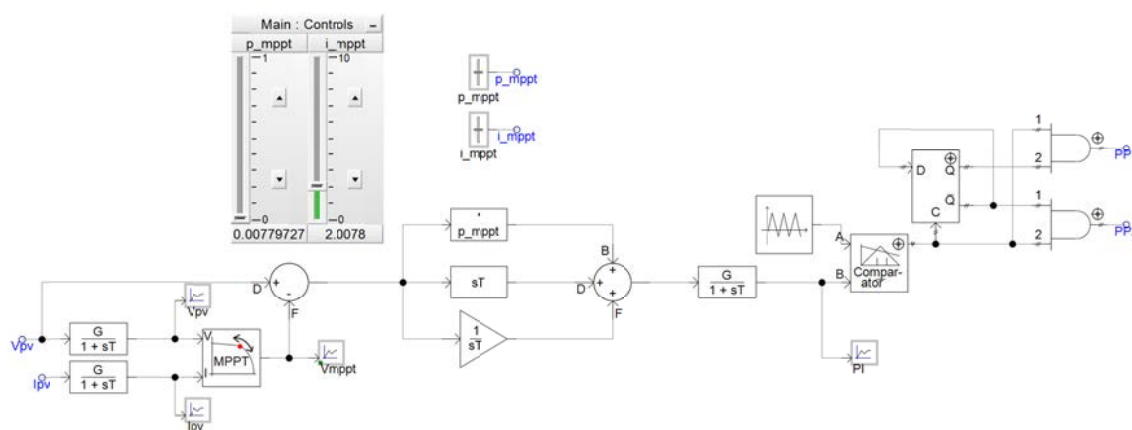
Figura 121 – Diagrama em bloco da etapa J



Fonte: elaborado pelo autor

A etapa J implementada no software PSCAD/EMTDC pode ser vista no esquemático elétrico da Figura 122.

Figura 122 – Esquemático elétrico da etapa J implementado no software PSCAD/EMTDC



Fonte: elaborado pelo autor

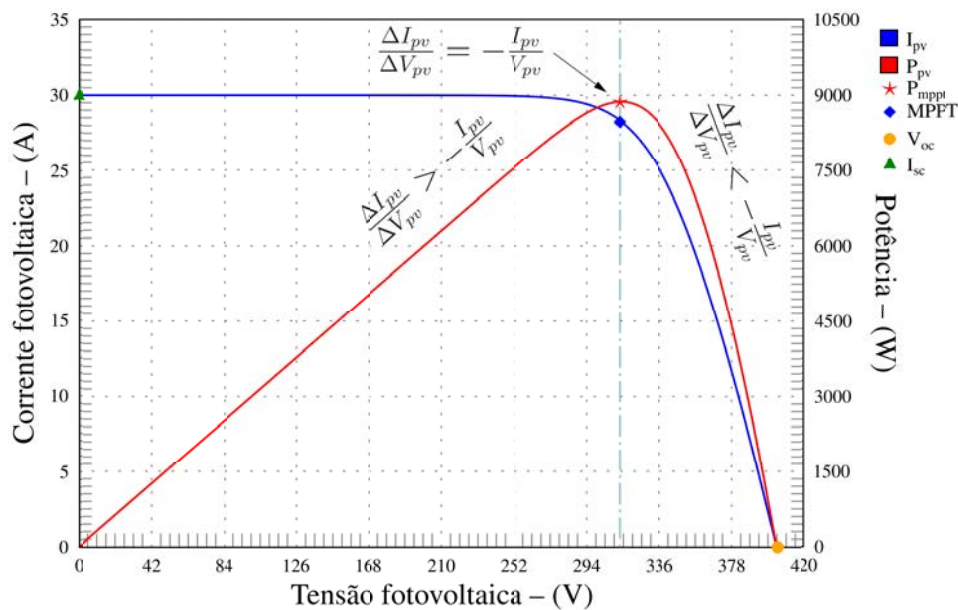
Esta etapa de controle possui um controlador de perseguição do ponto de máxima transferência de potência, um circuito PID e uma lógica de controle para modulação PWM para chaveamento dos transistores de potência da etapa B.

O software PSCAD/EMTDC possui um bloco específico de controlador de perseguição do ponto de máxima transferência de potência denominado de bloco MPPT e gera um sinal analógico denominado de sinal de máxima transferência de potência (*mppt*). Existem diversas técnicas diretas e indiretas para determinação e perseguição do ponto MPPT. Dentre estas, duas destacam-se por sua precisão: o método Perturbe & Observe e o método Condutância Incremental. Neste trabalho, a técnica escolhida foi a de condutância incremental. Esta técnica é amplamente utilizada devido à sua grande precisão para determinação do ponto de máxima transferência de potência e permitir um “chaveamento”

sobre o mesmo, permitindo uma boa adaptabilidade e rapidez em resposta às variações de irradiância e temperatura sobre o módulo fotovoltaico. Esta técnica utiliza as características de inclinação da potência fotovoltaica ( $P_{mppt}$ ) para “chavear” sobre o ponto de máxima potência e, para isto, compara a condutância instantânea  $\frac{I_{pv}}{V_{pv}}$  com a condutância incremental  $\frac{\Delta I_{pv}}{\Delta V_{pv}}$ , conforme o algoritmo da Equação 59 e a Figura 123.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\Delta I_{pv}}{\Delta V_{pv}} = \frac{-I_{pv}}{V_{pv}}; \left( \frac{\Delta P_{pv}}{\Delta V_{pv}} = 0 \right) \rightarrow \text{sobre o ponto de máxima potência} \\ \frac{\Delta I_{pv}}{\Delta V_{pv}} > \frac{-I_{pv}}{V_{pv}}; \left( \frac{\Delta P_{pv}}{\Delta V_{pv}} > 0 \right) \rightarrow \text{esquerdo ao ponto de máxima potência} \\ \frac{\Delta I_{pv}}{\Delta V_{pv}} < \frac{-I_{pv}}{V_{pv}}; \left( \frac{\Delta P_{pv}}{\Delta V_{pv}} < 0 \right) \rightarrow \text{direito ao ponto de máxima potência} \end{array} \right. \quad (59)$$

Figura 123 – Perseguição do ponto de máxima transferência de potência (MPPT – *Maximum Power Point Tracking*) através do algoritmo de condutância incremental



Fonte: elaborado pelo autor

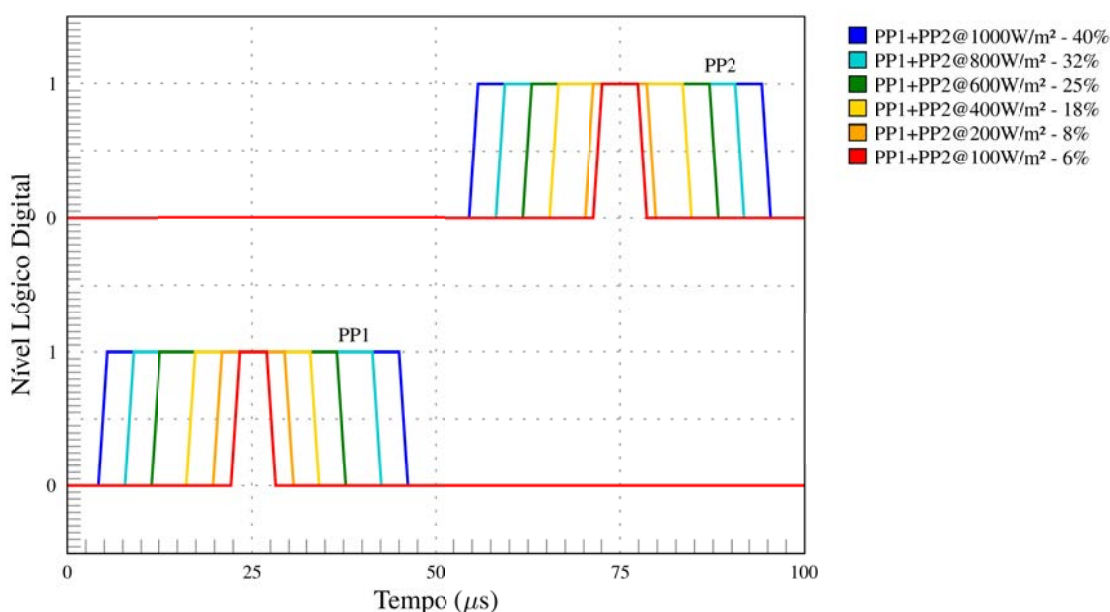
Conforme Equação 59, o sinal de máxima transferência de potência ( $mppt$ ) fornecido pelo bloco MPPT do software PSCAD/EMTDC terá valor zero quando o ponto MPPT sobre a curva  $I-V$  estiver localizado no mesmo eixo vertical do ponto de máxima transferência de potência ( $P_{mppt}$ ) da curva de potência  $P-V$ . Caso o ponto de máxima transferência de potência (MPPT – *Maximum Power Point Tracking*) sobre a curva  $I-V$  esteja localizado ao lado

esquerdo do eixo do ponto ( $P_{mppt}$ ), o sinal de máxima transferência de potência ( $mppt$ ) gerado terá valor positivo. E por último, quando o ponto MPPT sobre a curva  $I-V$  estiver localizado ao lado direito ao eixo do ponto ( $P_{mppt}$ ), o sinal de máxima transferência de potência ( $mppt$ ) gerado terá valor negativo.

O sinal de máxima transferência de potência ( $mppt$ ) será tratado por um controlador PID, onde o mesmo será amplificado e tratado seu erro (para melhor precisão) para então ser entregue a um comparador de sinais, onde será comparando com um sinal triangular de  $1 V_{pico}$  com frequência de 20 kHz. O sinal gerado pela comparação entre o sinal de máxima transferência de potência ( $mppt$ ) e o sinal triangular será de forma de onda quadrada com *duty-cycle* ( $D$ ) variável conforme o nível do sinal de máxima transferência de potência ( $mppt$ ). Desta forma, serão gerados dois sinais ( $PP1$  e  $PP2$ ) através de um *flip-flop* tipo D, para então acionar os transistores do conversor CC/CC da etapa B.

A Figura 124 ilustra os sinais PP1 e PP2 com os seus respectivos *duty-cycle* ( $D$ ) para as irradiâncias de 1000, 800, 600, 400, 200 e 100  $W/m^2$ .

Figura 124 – Sinais PP1 e PP2 com os seus respectivos *duty-cycle* ( $D$ ) para as irradiâncias de 1000, 800, 600, 400, 200 e 100  $W/m^2$  simulados no software PSCAD/EMTDC a uma temperatura fixa de 25°C



Fonte: elaborado pelo autor

A Tabela 12 demonstra as larguras de pulso e o *duty-cycle* ( $D$ ) de cada período, considerando que a largura máxima para a frequência de 20 kHz é de 50  $\mu s$ .

Tabela 12 – Larguras de pulso e o *duty-cycle* ( $D$ ) de cada período para as irradiâncias de 1000, 800, 600, 400, 200 e 100  $\text{W}/\text{m}^2$  a uma temperatura fixa de  $25^\circ\text{C}$

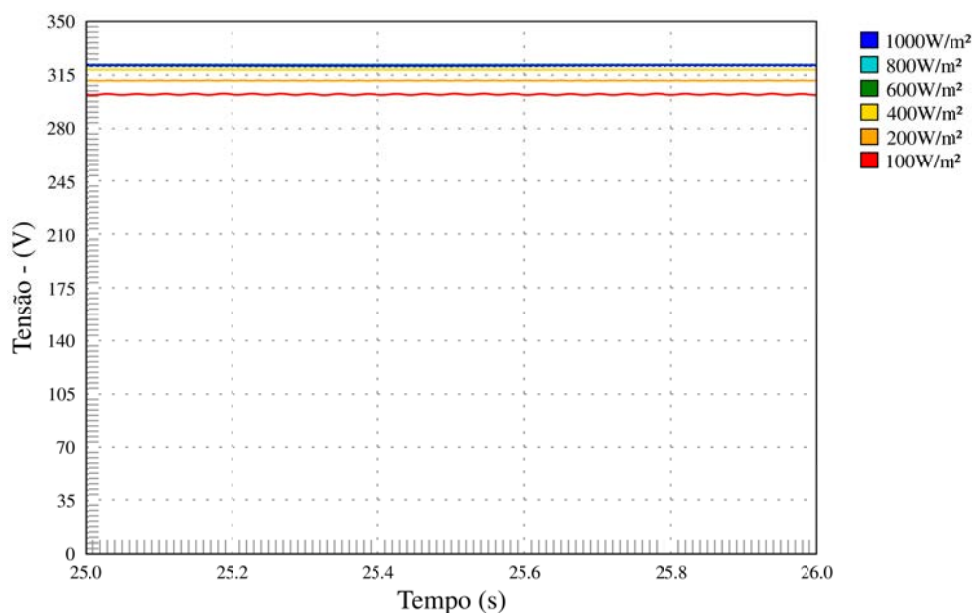
| Irradiância Solar ( $I_{rad}$ )<br>[ $\text{W}/\text{m}^2$ ] | Largura do Período<br>[ $\mu\text{s}$ ] | Duty Cycle<br>[%] |
|--|---|-------------------|
| 1000   | 40                                      | 40                |
| 800  | 32                                      | 32                |
| 600  | 25                                      | 25                |
| 400  | 18                                      | 18                |
| 200  | 8                                       | 8                 |
| 100  | 6                                       | 6                 |

Fonte: elaborado pelo autor

O nível de sinal de máxima transferência de potência (*mppt*) irá variar conforme as condições de temperatura e irradiância sobre o módulo fotovoltaico, alterando, portanto, o *duty-cycle* ( $D$ ) e a potência fornecida pelo conversor CC/CC.

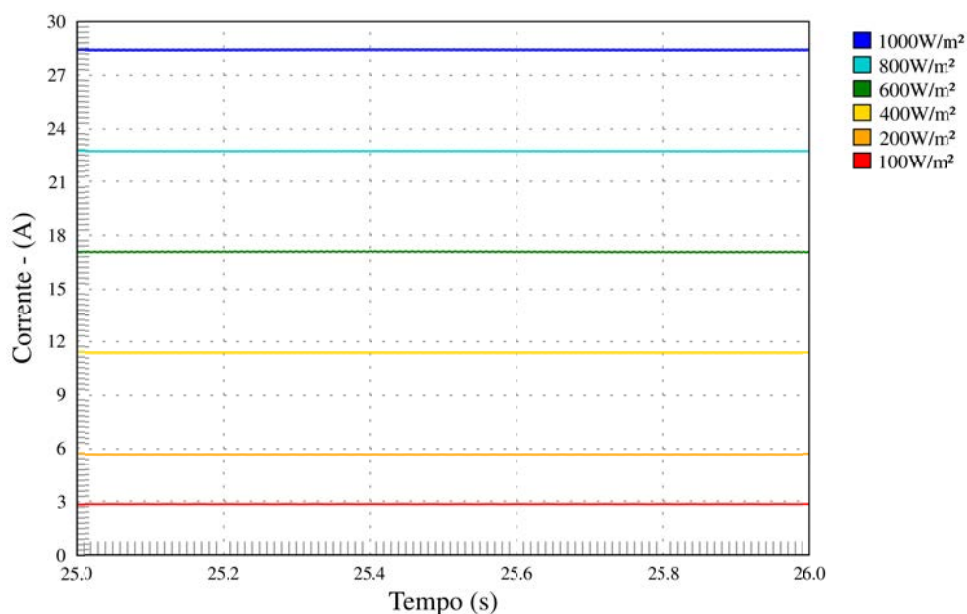
A Figura 125 ilustra a atuação do sinal de máxima transferência de potência (*mppt*) sobre a tensão e a corrente de saída do conversor CC/CC, de modo que haja a máxima transferência de potência por parte do arranjo de módulos fotovoltaicos.

Figura 125 – Tensões fotovoltaicas ( $V_{pv}$ ) fornecidas pelo arranjo de módulos fotovoltaicos para as irradiações solares de 1000, 800, 600, 400, 200 e 100  $\text{W}/\text{m}^2$  para uma temperatura fixa de  $25^\circ\text{C}$  obtidas através do software PSCAD/EMTDC com ponto MPPT atuando



Fonte: elaborado pelo autor

Figura 126 – Correntes fotovoltaicas ( $I_{pv}$ ) fornecidas pelo arranjo de módulos fotovoltaicos para as irradiações solares de 1000, 800, 600, 400, 200 e 100  $W/m^2$  para uma temperatura fixa de 25°C obtidas através do software PSCAD/EMTDC com ponto MPPT atuando



Fonte: elaborado pelo autor

Comparando-se os valores das tensões e das correntes fornecidas pelo arranjo de módulos fotovoltaicos da Figura 125 e da

Figura 126 com as curvas simuladas e apresentadas na Figura 87, a configuração do circuito de perseguição do ponto de máxima potência apresentou alta eficiência em perseguir e se adequar ao ponto de máxima transferência de potência. A corrente fornecida pelo arranjo de módulos fotovoltaicos praticamente não apresentou corrente de *ripple* e para a tensão fotovoltaica, apenas para a irradiação de 100  $W/m^2$  apresentou uma pequena tensão de *ripple* devido ao *duty-cycle* ( $D$ ) de modulação dos transistores de potência do conversor CC/CC apresentar o valor de 6%. Esta situação não foi um problema devido à excelente eficiência na filtragem realizada na saída do conversor CC/CC e pelo conversor CC/CA.

A Tabela 13 demonstra os valores de tensão fotovoltaica ( $V_{pv}$ ), corrente fotovoltaica ( $I_{pv}$ ), tensão em circuito aberto ( $V_{oc}$ ), corrente em circuito aberto ( $I_{sc}$ ) e fator de forma ( $FF$ ) fornecidos pelo arranjo fotovoltaico para cada irradiação solar de 1000, 800, 600, 400, 200 e 100  $W/m^2$  a uma temperatura fixa de 25°C conforme Figura 125 e

Figura 126.

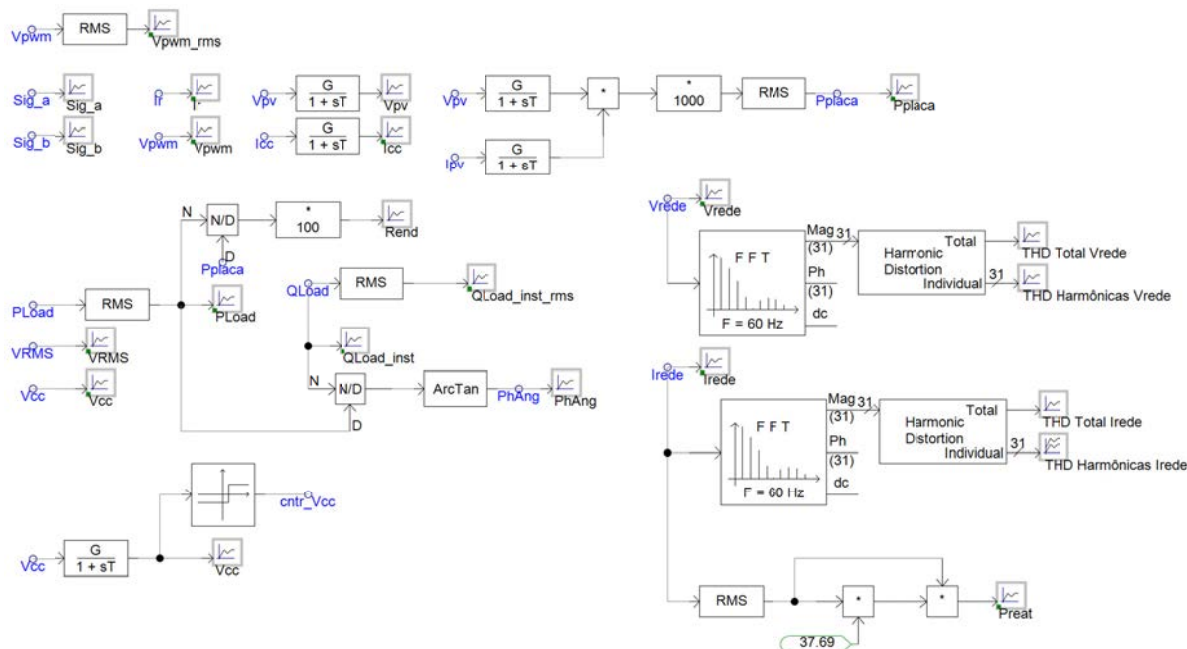
Tabela 13 – Valores de tensão fotovoltaica ( $V_{pv}$ ), corrente fotovoltaica ( $I_{pv}$ ), tensão em circuito aberto ( $V_{oc}$ ), corrente em circuito aberto ( $I_{sc}$ ) e fator de forma (FF) fornecidos pelo arranjo fotovoltaico para cada irradiância solar de 1000, 800, 600, 400, 200 e 100  $W/m^2$  a uma temperatura fixa de  $25^{\circ}C$

| Irradiância Solar ( $I_{rrad}$ )<br>[ $W/m^2$ ] | Tensão ( $V_{pv}$ )<br>[V] | Corrente ( $I_{pv}$ )<br>[A] | Tensão ( $V_{oc}$ )<br>[V] | Corrente ( $I_{sc}$ )<br>[A] | Fator Forma (FF) |
|---|----------------------------|------------------------------|----------------------------|------------------------------|------------------|
| 1000  | 321,16                     | 28,40                        | 391,5                      | 30                           | 0,77             |
| 800   | 321,98                     | 22,74                        | 388                        | 24                           | 0,78             |
| 600   | 321,20                     | 17,06                        | 383,5                      | 18                           | 0,79             |
| 400   | 318,59                     | 11,38                        | 376,7                      | 12                           | 0,80             |
| 200   | 311,40                     | 5,68                         | 365,16                     | 6                            | 0,80             |
| 100   | 302,28                     | 2,84                         | 353,49                     | 3                            | 0,80             |

Fonte: elaborado pelo autor

**Etapa de Medições** – esta etapa refere-se aos instrumentos de medições de tensões, correntes, sinais e da taxa de distorção harmônica utilizados pelo software PSCAD/EMTDC. Na Figura 127 são apresentados os principais instrumentos de medidas elétricas usados neste trabalho.

Figura 127 – Esquemático elétrico da etapa medições implementada no software PSCAD/EMTDC



Fonte: elaborado pelo autor

Todas as medições foram demonstradas através de gráficos e tabelas durante este trabalho. Porém, a potência ativa, reativa e aparente foram calculadas de acordo com as correntes e tensões obtidas na etapa D e são apresentadas na Tabela 14.

Tabela 14 – Potências ativa, reativa e aparente que foram calculadas de acordo com as correntes ( $I_{rede}$ ) e tensões ( $V_{rede}$ ) e seus ângulos obtidos na etapa D

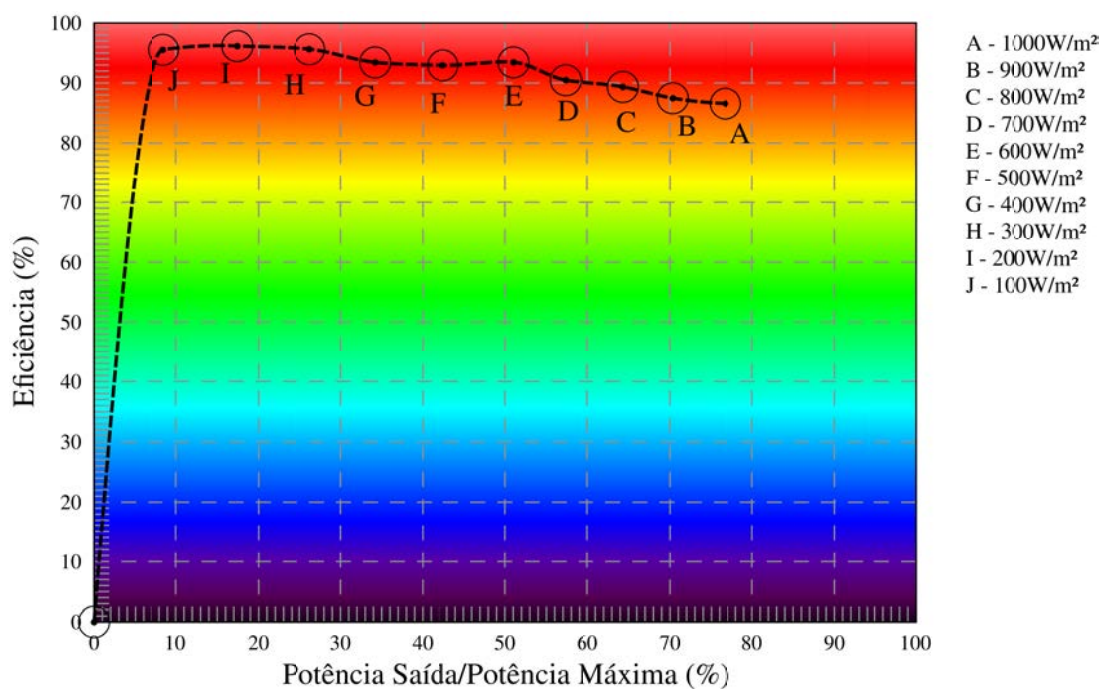
| <b>Irradiância Solar</b><br><b>[W/m<sup>2</sup>]</b> | <b>Potência Fotovoltaica</b><br><b>[W<sub>p</sub>]</b> | <b>Potência Ativa</b><br><b>[W]</b> | <b>Potência Reativa</b><br><b>[var]</b> | <b>Potência Aparente</b><br><b>[VA]</b> |
|--|--|-------------------------------------|---|---|
| 1000   | 9120,94  | 7777                                | 47098                                   | 47736                                   |
| 800  | 7321,82  | 6652,8                              | 34473                                   | 35109                                   |
| 600  | 5479,67  | 5018,2                              | 19610                                   | 20241                                   |
| 400  | 3625,55  | 3300                                | 8480                                    | 9099                                    |
| 200  | 1768,75  | 1694                                | 2234                                    | 2804                                    |
| 100  | 858,47   | 833,8                               | 541                                     | 993                                     |

Fonte: elaborado pelo autor

De acordo com as simulações realizadas com o sistema inversor como um todo e considerando que o *duty-cycle* ( $D$ ) do conversor CC/CC pode chegar a 50%, o inversor conseguiu atingir o fornecimento de potência ativa de aproximadamente 10 kW (potência esta obtida através de ensaios), sendo essa a potência máxima que pode ser fornecida pelo sistema inversor para a rede elétrica.

Desta forma, de acordo com simulações realizados no sistema inversor como um todo e considerando-se o ensaio para irradiâncias solares entre 1000–100 W/m<sup>2</sup> com incrementos de 100 W/m<sup>2</sup>, apresenta-se na Figura 128 eficiência do inversor (relação entre potência ativa de saída e de entrada) em relação ao uso de sua capacidade máxima de fornecimento de potência do inversor.

Figura 128 – Eficiência do inversor simulado (relação entre potência ativa de saída e de entrada) *versus* capacidade máxima de fornecimento de potência ativa pelo inversor



Fonte: elaborado pelo autor

Conforme Figura 128, a eficiência tornou-se mínima quando o inversor forneceu a capacidade máxima do arranjo dos módulos fotovoltaicos ( $W_p$ ), devendo-se este fato a um maior fornecimento de corrente e, portanto, maiores perdas elétricas ocorridas no transformador, transistores de potência e no indutor filtro de saída. A eficiência mínima tornou-se de aproximadamente 87% para uma irradiância de 1000 W/m<sup>2</sup> e a eficiência máxima de aproximadamente 95% para uma irradiância de 100 W/m<sup>2</sup>.



### 13 CONCLUSÕES E CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este trabalho apresentou um sistema inversor monofásico completo, ao qual foi implementado um sistema de controle de potência ativa–reativa instantânea constante (CPQC – *constant P-Q control*) permitindo uma ótima dinâmica de controle e um desempenho estático garantido.

Todo o sistema inversor, sua proposta de estratégia de controle e a conexão com a rede elétrica (*on-grid*) foram projetados e simulados utilizando o software de simulação de sistemas elétricos de potência PSCAD/EMTDC.

A escolha e a simulação do estágio de conversão CC/CC demonstraram eficiência e eficácia na estabilização da tensão de alimentação para o conversor CC/CA, além de realizar a adequação da tensão para realização da máxima transferência de potência através do algoritmo da técnica de condutância incremental produzindo pelo bloco MPPT do software PSCAD/EMTDC.

O estágio de conversão CC/CA apresentou baixa distorção harmônica na corrente de saída ( $I_{rede}$ ) e permitiu uma eficiência de conversão CC/CA satisfatório em comparação aos inversores comerciais.

Já o sistema de controle *PLL* baseado na transformação de Clarke e de Park, permitiu um controle dinâmico e estático, atuando na defasagem angular da corrente de rede ( $I_{rede}$ ) injetada, obtendo-se um fator de potência unitário e também atuando na modulação da amplitude da taxa de modulação ( $m_a$ ) do sinal SPWM de geração da tensão SPWM de saída do conversor CC/CA. Este permitiu (em conjunto com o conversor CC/CC) a máxima transferência de potência para a rede elétrica.

O projeto do inversor proposto permitiu a entrega de uma potência ativa de 7777 W na saída, utilizando uma potência fotovoltaica de 9120 W<sub>p</sub> e com uma eficiência de aproximadamente 87 % a uma irradiância solar de 1000 W/m<sup>2</sup> e temperatura fixa de 25°C.

As simulações, gráficos e equações matemáticas apresentados comprovam a eficiência e eficácia da estratégia proposta, de modo que a estratégia apresentada pode servir de base para um sistema de controle mais completo e até mais simples para os inversores atuais.

Tendo em vista que o projeto é uma proposta de uma estratégia de controle de potência de um sistema inversor CC/CC→CC/CA, o mesmo apresentou uma eficiência ótima quando considerado que o sistema buscou utilizar o mínimo possível de módulos fotovoltaicos e uma máxima transferência de potência entre os mesmos e a rede elétrica. Porém, para tal condição, utilizou-se um transformador de alta frequência com uma topologia

multiestágios que, por sua vez, gerou perdas elétricas que culminaram na redução da eficiência do sistema como um todo. Devido a esta perda, o sistema proposto apresentou uma eficiência inferior aos inversores de estágio único.

## 14 TRABALHOS FUTUROS

Tendo em vista que o inversor proposto é apenas um projeto e proposta de ser um condicionador da potência fotovoltaica, as seguintes etapas são sugeridas para continuidade do trabalho:

- Embora o software de simulação de sistemas elétricos de potência PSCAD/EMTDC seja considerado de alta precisão, a elaboração física do inversor é interessante, já que os componentes elétricos não são perfeitos e exatos como no software;
- Sugere-se a implementação de um sistema de controle de detecção de ilhamento do inversor (momento em que o inversor fica conectado à rede elétrica mesmo com esta desligada);
- Realizar um estudo de dimensionamento de todos os componentes para um sistema fotovoltaico completo (disjuntores, fusíveis, chaves mecânicas de acionamento, etc.);
- Melhorar o ângulo do sinal taxa de modulação ( $m_a$ ), de modo que haja a diminuição da potência reativa indutiva do filtro/acoplamento usado na saída do inversor proposto;
- Realizar um projeto para controle de um sistema trifásico;
- Realizar um estudo de viabilidade econômica para implementação do sistema, comparando com os sistemas comerciais atuais;
- Melhorar os circuitos geradores de fase (GF) das etapas E e F, deixando-o como dois circuitos PLL individuais, já que na configuração atual eles funcionam para uma frequência de rede fixa de 60 Hz; e
- Realizar o diagrama de Bode (diagrama de frequência) do sistema de controle, de modo a identificar instabilidades de funcionamento do mesmo.

## REFERÊNCIAS

- Akagi, H., Watanabe, E.H. & Aredes, M. (2017) *Instantaneous Power Theory and Applications To Power Conditioning*. 7. ed. IEEE Press (ed.). New Jersey.
- Akeyo, O.M. (2017) *Analysis And Simulation of Photovoltaic Systems Incorporating Battery Energy Storage*. [Online]. University of Kentucky. Available from: doi:doi.org/10.13023/ETD.2017.370.
- ANEEL (2021a) <https://app.powerbi.com/view?r=eyJrIjoiNjc4OGYyYjQtYWM2ZC00YjllLWJlYmEtYzdkNTQ1MTc1NjM2IiwidCI6IjQwZDZmOWI4LWVjYTctNDZhMi05MmQ0LWVhNGU5YzAxNzBIMSIsImMiOiR9>. 2021.
- ANEEL (2021b) [https://www.aneel.gov.br/sala-de-imprensa-exibicao-2/-/asset\\_publisher/zX-QREz8EVIZ6/content/aneel-libera-a-operacao-comercial-de-2-mil-mw-ate-marco-de-2020/656877](https://www.aneel.gov.br/sala-de-imprensa-exibicao-2/-/asset_publisher/zX-QREz8EVIZ6/content/aneel-libera-a-operacao-comercial-de-2-mil-mw-ate-marco-de-2020/656877). 2021.
- ANEEL (2021c) *Sistema de Informações de Geração da ANEEL (SIGA)*. [Online]. 2021. Available from: <https://app.powerbi.com/view?r=eyJrIjoiNjc4OGYyYjQtYWM2ZC00YjllLWJlYmEtYzdkNTQ1MTc1NjM2IiwidCI6IjQwZDZmOWI4LWVjYTctNDZhMi05MmQ0LWVhNGU5YzAxNzBIMSIsImMiOiR9> [Accessed: 13 July 2021].
- Arun, K. & Selvajothi, K. (2013) Observer Based Current Controlled Single Phase Grid Connected Inverter. *Procedia Engineering*. [Online] 64, 367–376. Available from: doi:10.1016/j.proeng.2013.09.109.
- Baharudin, N.H., Mansur, T.M.N.T., Hamid, F.A., Ali, R., et al. (2017) Topologies of DC-DC Converter in Solar PV Applications. *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*. [Online] 8 (2), 368–374. Available from: doi:10.11591-ijeeecs.v8.i2.pp368-374.
- Bao, C., Ruan, X., Wang, X., Li, W., et al. (2014) Step-By-Step Controller Design For LCL-Type Grid-Connected Inverter With Capacitor-Current-Feedback Active-Damping. *IEEE Transactions on Power Electronics*. [Online] 29 (3), 1239–1253. Available from: doi:10.1109/TPEL.2013.2262378.
- Bayer, F.M. & Araújo, O.C.B. de (2011) *Curso Técnico em Automação Industrial: Controle Automático de Processos*. 3. ed. Santa Maria, Universidade Federal Santa Maria: Colégio Técnico Industrial de Santa Maria.
- Canadiansolar (2021) *Module*. [Online]. 2021. Available from: <https://www.canadiansolar.com/> [Accessed: 13 July 2021].

- Chakraborty, S., Hasan, M.M. & Abdur Razzak, M. (2017) Transformer-Less Single-Phase Grid-Tie Photovoltaic Inverter Topologies For Residential Application With Various Filter Circuits. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*. [Online] 72 (August 2016), 1152–1166. Available from: doi:10.1016/j.rser.2016.10.032.
- Chen, C.J. (2009) *Physics of Solar Energy*. 1. ed. New Jersey, John Wiley & Sons, Inc.
- Chiasson, J.N., Tolbert, L.M., McKenzie, K.J. & Du, Z. (2004) A Complete Solution to the Harmonic Elimination Problem. *IEEE Transactions on Power Electronics*. [Online] 19 (2), 491–499. Available from: doi:10.1109/TPEL.2003.823207.
- Cruz, L.J.O. da (2011) *Inversor de Tensão Monofásico em Ponte Completa a 50 Hz e 50 VA*. Universidade do Minho.
- Domingues, E.T. (2007) *Teoria de Controle Engenharia Elétrica*. 1. ed. Associação de Ensino e Cultura Piodécimo Faculdade Pio Décimo, Campus III.
- Duffie, J.A., Beckman, W.A. & McGowan, J. (2013) *Solar Engineering of Thermal Processes*. 4. ed. [Online]. New Jersey, John Wiley & Sons, Inc. Available from: doi:10.1119/1.14178.
- Eltawil, M.A. & Zhao, Z. (2013) MPPT Techniques for Photovoltaic Applications. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*. [Online] 25, 793–813. Available from: doi:10.1016/j.rser.2013.05.022.
- Energy Education (2018) Solar Cell Efficiency [Online]. Available from: [https://energyeducation.ca/encyclopedia/Solar\\_cell\\_efficiency](https://energyeducation.ca/encyclopedia/Solar_cell_efficiency) [Accessed: 18 September 2021]
- EPE (2012) *Análise da Inserção da Geração Solar na Matriz Elétrica Brasileira*. [Online]. 1 (1). Available from: <http://books.google.com/books?hl=en&lr=&id=wYRqAAAAQBAJ&oi=fnd&pg=PP1&dq=Solar+Energy+Engineering+Processes+and+Systems&ots=L9A1zTHQJR&sig=pwKfTaoWU8ZjEHefU9ZuHUUCAY%5Cnhttp://books.google.com/books?hl=en&lr=&id=wYRqAAAAQBAJ&oi=fnd&pg=PP1&dq=Solar+energy>.
- EPE (2021a) *Caderno de Estudos de Geração e Transmissão de Energia Elétrica - 2020*. [Online]. Available from: [https://www.epe.gov.br/sites-pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/PublicacoesArquivos/publicacao-459/topico-578/Caderno Estudos DEE 2020\\_11.03.2021.pdf](https://www.epe.gov.br/sites-pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/PublicacoesArquivos/publicacao-459/topico-578/Caderno_Estudos_DEE_2020_11.03.2021.pdf).
- EPE (2021b) <https://www.epe.gov.br/pt/abcdenergia/matriz-energetica-e-eletrica>. [Online]. 2021. Available from: <https://www.epe.gov.br/pt/abcdenergia/matriz-energetica-e-eletrica> [Accessed: 13 July 2021].
- Esposito, A.S. & Fuchs, P.G. (2013) Desenvolvimento Tecnológico e Inserção da Energia

- Solar no Brasil. *Revista do BNDES*. (40).
- Figueiredo, T.M.P. (2017) *Estudo do Impacto da Implantação de um Sistema de Geração Fotovoltaica na Rede de Distribuição do Campus II do CEFET - MG*. Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas.
- Gazoli, J.R. (2011) *Sistema Solar Fotovoltaico Conectado à Rede Elétrica*. Universidade Estadual de Campinas.
- Gkountaras, A. (2017) *Modeling Techniques and Control Strategies for Inverter Dominated Microgrids*. Berlin, Universitätsverlag der TU Berlin.
- Guedes, S.D. (2015) *Projeto de Inversor Trifásico Aplicado ao Acionamento de Motor de Indução*. Universidade Federal do Rio de Janeiro.
- Guo, B., Su, M., Sun, Y., Wang, H., et al. (2019) A Robust Second-Order Sliding Mode Control for Single-Phase Photovoltaic Grid-Connected Voltage Source Inverter. *IEEE Access*. [Online] 7 (January), 53202–53212. Available from: doi:10.1109/ACCESS.2019.2912033.
- Hart, D.W. (2010) *Power Electronics*. 4. ed. Valparaiso, The McGraw-Hill Companies, Inc.
- Hassaine, L. (2014) *Implementación de un Control Digital de Potencia Activa y Reactiva para Inversores*. Universidad Carlos III de Madrid.
- Hassaine, L. & Bengourina, M.R. (2020) Control Technique for Single Phase Inverter Photovoltaic System Connected to the Grid. *Energy Reports*. [Online] 6 (September 2019), 200–208. Available from: doi:10.1016/j.egy.2019.10.038.
- Hassaine, L. & Mraoui, A. (2017) Control Strategy Based on SPWM Switching Patterns for Grid Connected Photovoltaic Inverter. *AIP Conference Proceedings*. [Online] 1814 (October 2019). Available from: doi:10.1063/1.4976250.
- Hassaine, L., Olias, E., Quintero, J. & Salas, V. (2014) Overview of Power Inverter Topologies and Control Structures for Grid Connected Photovoltaic Systems. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*. [Online] 30, 796–807. Available from: doi:10.1016/j.rser.2013.11.005.
- Hojo, M., Ikeshita, R., Ueda, Y. & Funabashi, T. (2014) Phasor Control of Converter Output Voltage for Frequency Regulation. *Journal of Power and Energy Engineering*. [Online] 02 (07), 19–27. Available from: doi:10.4236/jpee.2014.27003.
- IEEE Std. 929 (2000) *IEEE Recommended Practice for Utility Interface of Photovoltaic (PV) Systems*.
- IRENA (2019) Future of Solar Photovoltaic: Deployment, Investment, Technology, Grid Integration and Socio-Economic Aspects. *International Renewable Energy Agency*.

- [Online]. November. Available from: [https://www.irena.org/-/media/Files/IRENA/Agency/Publication/2019/Oct/IRENA\\_Future\\_of\\_wind\\_2019.pdf](https://www.irena.org/-/media/Files/IRENA/Agency/Publication/2019/Oct/IRENA_Future_of_wind_2019.pdf).
- ISE Fraunhofer (2020) Photovoltaics-Report [Online]. Available from: <https://www.ise.fraunhofer.de/content/dam/ise/de/documents/publications/studies/Photovoltaics-Report.pdf> [Accessed: 18 September 2021]
- Isen, E. (2016) Modelling and Simulation of Hysteresis Current Modelling and Simulation of Hysteresis Current Controlled Single-Phase Grid-Connected Inverter. *International Conference on Electrical and Power Engineering*. 17 (August 2015), 322–326.
- Itron (2021) *Solution*. [Online]. 2021. Available from: <https://www.itron.com/na> [Accessed: 13 July 2021].
- Jannuzzi, G. (2009) Sistemas Fotovoltaicos Conectados à Rede Elétrica no Brasil: Panorama da Atual Legislação. *Relatorio da IEI PROCOBRE-UNICAMP*.
- Jose, D. (2012) *Comparison of a three phase single stage PV system in PSCAD and PowerFactory*. KTH Electrical Engineering.
- Kjaer, S.B., Pedersen, J.K. & Blaabjerg, F. (2005) A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules. *IEEE Transactions on Industry Applications*. [Online] 41 (5), 1292–1306. Available from: doi:10.1109/TIA.2005.853371.
- Lee, J.S. & Lee, K.B. (2013) Variable DC-Link Voltage Algorithm With a Wide Range of Maximum Power Point Tracking for a Two-String PV System. *Energies*. [Online] 6 (1), 58–78. Available from: doi:10.3390/en6010058.
- Liu, H. (2016) *Control Design of a Single-Phase DC/AC Inverter for PV Applications*. University of Arkansas.
- Macêdo, W.N. (2006) *Análise do Fator de Dimensionamento do Inversor Aplicado a Sistemas Fotovoltaicos Conectados à Rede*. USP - Universidade de São Paulo.
- Mao, P., Zhang, M., Cui, S., Zhang, W., et al. (2014) A Review of Current Control Strategy for Single-Phase Grid-Connected Inverters. *Telecommunication Computing Electronics and Control*. [Online] 12 (3), 563. Available from: doi:10.12928/telkomnika.v12i3.94.
- Marangoni, F. (2012) *Inversores Monofásicos Para Conexão de Sistemas Fotovoltaicos à Rede*. Universidade Tecnológica Federal Do Paraná.
- Massawe, H.B. (2013) *Grid Connected Photovoltaic Systems with SmartGrid Functionality*. Norwegian University of Science and Technology.
- Masson, G., Kaizuka, I., Bosch, E., Detollenaere, A., et al. (2020) *IEA PVPS Report - Trends in Photovoltaic Applications 2020*. [Online]. Available from: [www.iea-pvps.org](http://www.iea-pvps.org).
- Meinhardt, M., Cramer, G., Burger, B. & Zacharias, P. (2001) Multi-String Converter With

- Reduced Specific Costs and Enhanced Functionality. *Solar Energy*. [Online] 69, 217–227. Available from: doi:10.1016/S0038-092X(01)00067-6.
- Modesto, R.A. (2008) PLL Monofásico Aplicado a Sistemas Conectados na Rede Elétrica Utilizando a Teoria da Potência Ativa Instantânea. *UNOPAR Cient. Exatas Tecnol.* 63–69.
- Muljadi, E., Singh, M. & Gevorgian, V. (2013) *PSCAD Modules Representing PV Generator*. (August).
- Natividade, I.A. (2017) *Desenvolvimento de um Conversor CC-CA Monofásico para Aplicação em Geração Distribuída*. Universidade Federal de Ouro Preto.
- Nema, S., Nema, R.K. & Agnihotri, G. (2011) Inverter Topologies and Control Structure in Photovoltaic Applications : A Review. *Journal of Renewable and Sustainable Energy*. [Online] (February 2015). Available from: doi:10.1063/1.3505096.
- Neves, H.B. (2015) *Sistemas Fotovoltaicos Conectados à Rede Elétrica: Um Estudo de Caso*. Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais.
- Nowak, T. (2010) A Strategic Research Agenda for Heat Pumps. *Secretary*.pp.1–76.
- Oruganti, H., Dash, S.S., Nallaperumal, C. & Ramasamy, S. (2018) A Proportional Resonant Controller Scheme for Suppressing Resonance in Grid Tied Multilevel Inverter. *Energies*. [Online] 11 (5). Available from: doi:10.3390/en11051024.
- Pereira, S.C.M. (2019) *Projeto de Microgeração Fotovoltaica Conectada à Rede de Distribuição com Análise Econômico-Financeira para a Comunidade do Quilombo do Campinho da Independência em Paraty - RJ*. Universidade Federal do Rio de Janeiro.
- Pinho, J.T. & Galdino, M.A. (2014) Manual de Engenharia para Sistemas Fotovoltaicos. *Ediouro Gráfica e Editora*. [Online] 530. Available from: <http://scholar.google.com/scholar?hl=en&btnG=Search&q=intitle:Manual+de+Engenharia+para+Sistemas+Fotovoltaicos#0%5Cnhttp://scholar.google.com/scholar?hl=en&btnG=Search&q=intitle:Manual+de+engenharia+para+sistemas+fotovoltaicos%230>.
- Rashayi, E. (2006) *Department of Electrical Engineering Simulation and Optimization of Utility Interactive Photovoltaic Power Generation in Zimbabwe*. University of Zimbabwe.
- Rodrigues, E.A. et. al. (2017) *Plano Decenal de Expansão de Energia (2026)*.
- Sánchez Juárez, A. (2017) *Aplicaciones Fotovoltaicas de la Energía Solar en los Sectores Residencial, Servicio e Industrial*. 1. ed. [Online]. Ciudad Universitaria, México, UNAM - Instituto de Energías Renovables. Available from: doi:10.22201/ier.9785230-417323e.2017.



- Sen, Z. (2008) *Solar Energy Fundamentals and Modeling Techniques*. Istanbul, Springer-Verlag London Limited.
- Shayestegan, M. (2018) Overview Of Grid-Connected Two-Stage Transformer-Less Inverter Design. *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*. [Online] 6 (4), 642–655. Available from: doi:10.1007/s40565-017-0367-z.
- Simões, M. godoy & Farret, felix a. (2017) *Modeling Power Electronics and Interfacing Energy Conversion Systems*. 1. ed. New Jersey, John Wiley & Sons, Inc.
- SOLARGIS (2021) *Atlas Solar do Brasil*. [Online]. 2021. Available from: <https://globalsolaratlas.info/download/brazil> [Accessed: 13 July 2021].
- Sousa, G.W. de R. (2018) *Estudo de Instalação de Sistema Fotovoltaico em Edificações de Pequeno Porte*. Escola Politécnica, Universidade Federal do Rio de Janeiro.
- Sumathi, S., Ashok Kumar, L. & Surekha, P. (2015a) *Solar PV and Wind Energy Conversion Systems*. [Online]. Berna, Springer International Publishing AG Switzerland. Available from: <http://link.springer.com/10.1007/978-3-319-14941-7>.
- Sumathi, S., Ashok Kumar, L. & Surekha, P. (2015b) *Solar PV and Wind Energy Conversion Systems*. [Online]. Available from: <http://link.springer.com/10.1007/978-3-319-14941-7>.
- Tekpeti, B.S., Kang, X. & Kheshti, M. (2018) Particular PV Grid-Connected System under Symmetrical and Asymmetrical Faults Analysis. *2017 IEEE Electrical Power and Energy Conference, EPEC 2017*. [Online] 2017-Octob (June 2019), 1–6. Available from: doi:10.1109/EPEC.2017.8286146.
- Tolmasquim, M.T. et. al. (2016) *Energia Termelétrica: Gás Natural, Biomassa, Carvão, Nuclear*. Rio de Janeiro, EPE - Empresa de Pesquisa Energética.
- Xiao, W. (2017) *Photovoltaic Power System*. 1. ed. [Online]. Sydney, John Wiley & Sons Ltd. Available from: doi:10.1002/9781119280408.
- Xiao, W., Moursi, M.S. El, Khan, O. & Infield, D. (n.d.) *A Review of Grid-Tied Converter Topologies Used in Photovoltaic Systems*. (Mv), 1–22.
- Yang, Y. & Blaabjerg, F. (2015) Overview of Single-Phase Grid-connected Photovoltaic Systems. *Electric Power Components and Systems*. [Online] 43 (12), 1352–1363. Available from: doi:10.1080/15325008.2015.1031296.
- Zeman, M. (2006) *Introduction to Photovoltaic Solar Energy*. Oxford, Oxford University Press.
- ZHANG, Q. (2013) *Optimization and Design of Photovoltaic Micro-Inverter*. University of Central Florida.