



**FUNDAÇÃO
UNIVERSIDADE
FEDERAL DE
MATO GROSSO DO SUL**

**FACULDADE DE ENGENHARIAS,
ARQUITETURA E URBANISMO E
GEOGRAFIA**

ENGENHARIA ELÉTRICA

**PROJETO E SIMULAÇÃO DE CONVERSOR PARA
ACIONAMENTO DE BOMBAS HIDRÁULICAS DE PEQUENO
PORTE UTILIZANDO NÚMERO REDUZIDO DE PAINÉIS
FOTOVOLTAICOS**

PEDRO HENRIQUE SOUZA HAAG DOS SANTOS

Campo Grande MS
Julho de 2021



**FUNDAÇÃO
UNIVERSIDADE
FEDERAL DE
MATO GROSSO DO SUL**

**FACULDADE DE ENGENHARIAS,
ARQUITETURA E URBANISMO E
GEOGRAFIA**

ENGENHARIA ELÉTRICA

PROJETO E SIMULAÇÃO DE CONVERSOR PARA ACIONAMENTO DE BOMBAS HIDRÁULICAS DE PEQUENO PORTE UTILIZANDO NÚMERO REDUZIDO DE PAINÉIS FOTOVOLTAICOS

PEDRO HENRIQUE SOUZA HAAG DOS SANTOS

Orientador: Prof. Dr. Ruben Barros Godoy

Trabalho de Conclusão de Curso
apresentado à Universidade Federal
de Mato Grosso do Sul na Faculdade
de Engenharias, Arquitetura e
Urbanismo e Geografia, como requisito
parcial para obtenção do título de
Engenheiro(a) Eletricista.

Campo Grande MS
Julho de 2021

PROJETO E SIMULAÇÃO DE CONVERSOR PARA ACIONAMENTO DE BOMBAS HIDRÁULICAS DE PEQUENO PORTE UTILIZANDO NÚMERO REDUZIDO DE PAINÉIS FOTOVOLTAICOS

Monografia apresentada à Universidade Federal de Mato Grosso do Sul na Faculdade de Engenharias, Arquitetura e Urbanismo e Geografia, para obtenção da Graduação em Engenharia Elétrica.

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Ruben Barros Godoy
Orientador

Prof. Dr. Moacyr Aureliano Gomes de Brito

Prof. Dr. Tiago Henrique de Abreu Mateus

Campo Grande MS
Julho de 2021

DECLARAÇÃO DE AUTORIA E RESPONSABILIDADE

Pedro Henrique Souza Haag dos Santos, residente e domiciliado na cidade de Campo Grande, Estado do Mato Grosso do Sul, portador do RG de nº 001.910.690 e CPF nº 049.647.161-98, declaro que o “Trabalho de Conclusão de Curso” apresentado, com o título “Projeto e Simulação de Conversor para Acionamento de Bombas Hidráulicas de Pequeno Porte Utilizando Número Reduzido de Painéis Fotovoltaicos” é de minha autoria e assumo a total responsabilidade pelo seu conteúdo e pela originalidade do texto. Declaro que identifiquei e referenciei todas as fontes e informações gerais que foram utilizadas para construção do presente texto. Declaro também que este artigo não foi publicado, em parte, na íntegra ou conteúdo similar em outros meios de comunicação, tendo sido enviado com exclusividade para a Universidade Federal de Mato Grosso do Sul (UFMS).

Campo Grande, julho de 2021.

Pedro Henrique Souza Haag dos Santos

*Dedico este trabalho primeiramente a Deus,
autor do maior projeto que o mundo já viu.
Dedico também à minha amada Caroline
Duveza, que com amor e paciência me
ajuda a ser uma pessoa melhor a cada dia.*

AGRADECIMENTOS

Sou grato à minha querida mãe Luzia Beatriz Barros por ter me educado para ser estudioso e vencedor naquilo em que me dedico. Agradeço aos meus companheiros de curso Lailson Fé, Filipe Monteiro, André Souza e tantos outros que foram tão presentes e prestativos nos estudos. Por fim, sou grato ao meu professor–tutor Dr. Ruben Barros Godoy, que, desde o PET, vem contribuindo para o meu aprendizado, como fonte inesgotável de experiência e conhecimento, concluindo com uma excelente orientação neste trabalho.

RESUMO

Este trabalho traz mais uma possibilidade de aplicação da energia solar fotovoltaica no acionamento de bombas trifásicas de pequeno porte. A proposta conta com um pequeno arranjo fotovoltaico, de até seis painéis de 400 W_p, cuja potência disponível é processada por um Conversor CC-CC Elevador Entrelaçado Dobrador. A tensão contínua proveniente do arranjo fotovoltaico, da ordem de 77,4 V no máximo ponto de potência, é elevada a um nível adequado, da ordem de 350 V, para posteriormente ser modulada por um Conversor CC-CA do tipo Inversor Trifásico Fonte de Tensão e alimentar a carga prevista. O sistema é controlado por três laços de compensação interligados, capazes de estabilizar a tensão do barramento CC no seu valor de referência mesmo nas situações em que o sistema tenha que operar fora do ponto de rastreamento da máxima potência. Os laços de controle também controlam a frequência de acionamento da máquina, de modo a, sempre que possível, extrair a máxima potência do arranjo fotovoltaico. O diferencial do projeto é a possibilidade de alimentar bombas de pequeno porte com número reduzido de painéis, sendo essa uma demanda de mercado. O trabalho apresenta o dimensionamento dos componentes e os resultados de simulação para diferentes cenários, validando-se a proposta para seguir adiante com a implementação em trabalhos futuros.

Palavras-Chave: Bombas Trifásicas de Pequeno Porte; Controle Escalar de Dois Laços; Conversor CC-CC Elevador Entrelaçado Dobrador; Modulação Space-Vector; Rastreamento do Ponto de Máxima Potência.

ABSTRACT

This work describes one more possibility of using photovoltaic solar energy to supply a small-sized three-phase pumps. The proposal counts on a small photovoltaic array, with up to six 400 Wp panels whose available power is processed by a DC-DC Boost-Interleaved-Doubler Converter. The continuous voltage coming from the photovoltaic arrangement, in the order of 77.4 V at the maximum power point, is raised to an adequate level, in the order of 350 V, to be later modulated by a three-phase voltage source inverter to supply the expected load. The system is controlled by three interconnected compensation loops, capable of stabilizing the DC bus voltage at its reference value even in situations where the system must operate out of the maximum power point tracking. The control loops also control the pump's drive frequency in such way that, as much as possible, it extracts the maximum power from the photovoltaic array. The main benefit of this project is the possibility to drive small pumps with a reduced number of photovoltaic panels, which is a market demand. The work presents the components sizing and the simulation results for different scenarios, validating the proposal for the implementation in future works.

Keywords: Small-Sized Three-Phase Pumps; Two-Loop Scalar Control; DC-DC Boost-Interleaved-Doubler Converter; Space-Vector Modulation; Maximum Power Point Tracking.

LISTA DE FIGURAS

<i>Número</i>		<i>Página</i>
Figura 1	Objetivos de desenvolvimento sustentável da ONU	13
Figura 2	Conversor CC-CA de Três Braços Proposto em 2011.....	14
Figura 3	Sistema que inclui o BIC com transformador de alta frequência	15
Figura 4	BIC com um estágio dobrador	16
Figura 5	Controle de dois laços proposto em [15].....	17
Figura 6	Típico gráfico $I \times V$ de um arranjo fotovoltaico	18
Figura 7	Modulação SPWM	21
Figura 8	O plano complexo do SVPWM	22
Figura 9	Sequência de chaveamento usual do SVPWM	23
Figura 10	Topologia do projeto	25
Figura 11	Conversor CC-CC proposto.....	26
Figura 12	Conversor CC-CA proposto.....	29
Figura 13	Gráfico $I \times V$ do módulo fotovoltaico.....	32
Figura 14	Características STC do módulo fotovoltaico	33
Figura 15	Arranjos fotovoltaicos abordados no projeto.....	34
Figura 16	Visão geral do modelo	38
Figura 17	Modelo do conversor CC-CC	39
Figura 18	Modelo da geração dos pulsos PWM	39
Figura 19	Modelo do conversor CC-CA.....	40
Figura 20	Modelo dos vetores complexos do SV-PWM.....	41
Figura 21	Modelo da definição de setor.....	42
Figura 22	Modelo do cálculo dos tempos de chaveamento.....	43
Figura 23	Modelo da geração dos pulsos PWM	43
Figura 24	Modelo do direcionamento dos pulsos aos interruptores.....	44
Figura 25	Modelo do motor de indução trifásico	44
Figura 26	Modelo do controlador	45
Figura 27	Desempenho do sistema com motor de 0,5 HP e dois painéis	47
Figura 28	Desempenho do sistema com motor de 0,5 HP e quatro painéis.....	48

Figura 29	Desempenho do sistema com motor de 0,5 HP e seis painéis.....	48
Figura 30	Desempenho do sistema com motor de 1 HP e dois painéis	49
Figura 31	Desempenho do sistema com motor de 1 HP e quatro painéis.....	50
Figura 32	Desempenho do sistema com motor de 1 HP e seis painéis.....	50
Figura 33	Desempenho do sistema com motor de 1,5 HP e dois painéis	51
Figura 34	Desempenho do sistema com motor de 1,5 HP e quatro painéis.....	52
Figura 35	Desempenho do sistema com motor de 1,5 HP e seis painéis.....	52
Figura 36	Desempenho do sistema com motor de 2 HP e dois painéis	53
Figura 37	Desempenho do sistema com motor de 2 HP e quatro painéis.....	54
Figura 38	Desempenho do sistema com motor de 2 HP e seis painéis.....	54
Figura 39	Corrente nos indutores	55
Figura 40	Corrente nos indutores - em detalhe	55
Figura 41	Tensão do barramento CC	56
Figura 42	Tensão do barramento CC - em detalhe.....	57
Figura 43	Tensão de linha nos terminais da máquina	58
Figura 44	Tensão de linha obtida pela modulação Space-Vector	58
Figura 45	Degraus de irradiância aplicados ao conjunto sob teste	59
Figura 46	Gráficos do arranjo fotovoltaico	60
Figura 47	Tensão do barramento CC	60
Figura 48	Resposta da máquina a degraus de irradiância	61
Figura 49	Gráficos de potência e análise de rendimento.....	62

LISTA DE TABELAS

<i>Número</i>		<i>Página</i>
Tabela 1	Simplificação do cálculo de T1 e T2.	24
Tabela 2	Dimensionamento de motores para o projeto.	31
Tabela 3	Características de entrada do sistema nas STC.....	34
Tabela 4	Parâmetros de dimensionamento do conversor CC-CC.	34
Tabela 5	Componentes dimensionados para o conversor CC-CC.	36
Tabela 6	Referência de posicionamento do vetor.	42

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	13
1.1. OBJETIVOS	17
2. CONCEITOS FUNDAMENTAIS	18
2.1. PAINÉIS FOTOVOLTAICOS E TÉCNICAS BÁSICAS DE MPPT	18
2.2. CONTROLE DE VELOCIDADE EM MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS.....	19
2.3. TÉCNICAS DE MODULAÇÃO PARA CONVERSORES CC-CA TRIFÁSICOS....	20
3. METODOLOGIA	25
3.1. VISÃO GERAL DO SISTEMA.....	25
3.2. ARRANJO FOTOVOLTAICO.....	25
3.3. FILTRO DE ENTRADA	25
3.4. CONVERSOR CC-CC	26
3.5. CONVERSOR CC-CA TRIFÁSICO	28
3.6. MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO	29
3.7. CONTROLADOR	29
4. DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES.....	31
4.1. BOMBA TRIFÁSICA	31
4.2. ARRANJO FOTOVOLTAICO.....	31
4.3. CONVERSOR CC-CC COM FILTRO DE ENTRADA.....	34
4.4. CONVERSOR CC-CA TRIFÁSICO	37
5. MODELAGEM NO SIMULINK	38
6. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	47
6.1. ALIMENTAÇÃO DE UM MIT DE 0,5 HP	47
6.2. ALIMENTAÇÃO DE UM MIT DE 1 HP	48
6.3. ALIMENTAÇÃO DE UM MIT DE 1,5 HP	50
6.4. ALIMENTAÇÃO DE UM MIT DE 2 HP	52
6.5. AVALIAÇÃO DO CONVERSOR CC-CC	54
6.6. CHAVEAMENTO DO CONVERSOR CC-CA	57
6.7. AVALIAÇÃO MEDIANTE DEGRAUS DE IRRADIÂNCIA.....	59
6.8. ANÁLISE DO RENDIMENTO.....	61
7. CONCLUSÕES GERAIS	63
8. REFERÊNCIAS.....	65

1. INTRODUÇÃO

A necessidade de água é de importância vital para o ser humano, sendo um grande desafio conseguir distribuí-la para toda a população de forma a satisfazer todas as necessidades humanas. O uso de água vai muito além do simples consumo direto e a maior parcela de consumidores, responsáveis por 70% de todo o consumo global, é composta por agricultores. De acordo com uma reportagem do G1 [1], são gastos 160 litros de água para produzir uma banana, 2.100 litros para um litro de etanol e 15.400 litros para um quilo de carne.

Sabendo dessa alta demanda generalizada, a ONU incluiu como um dos seus objetivos de desenvolvimento sustentável a água potável e saneamento para todos [2]. O quadro de objetivos da ONU pode ser visto na Figura 1.

Figura 1 – Objetivos de desenvolvimento sustentável da ONU.



Fonte: <https://brasil.un.org/pt-br/sdgs>.

Os métodos de distribuição da água nas plantações vêm melhorando desde os primórdios da humanidade, como exemplo dos romanos, com os aquedutos [3], e os egípcios, com seus métodos de bombeamento [4]. Dessa forma, o homem tem conseguido aprimorar a tecnologia para levar água à população, sendo um bom exemplo as motobombas, que proporcionam alto rendimento ao processo [5].

É um fenômeno extremamente calamitoso a escassez de água potável em comunidades remotas em diversos locais do planeta, onde é financeiramente inviável para o governo local a construção de redes de transmissão convencionais [6] e a população é forçada, em nome da subsistência, a utilizar a força humana

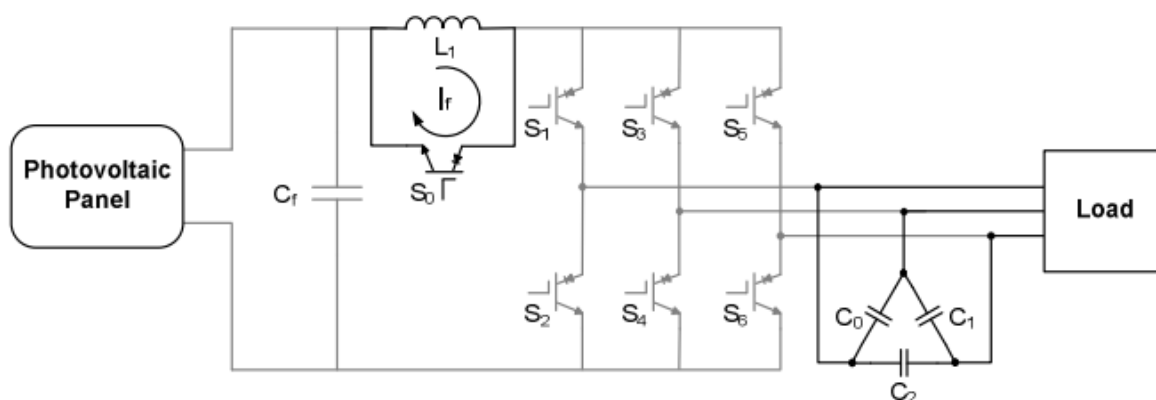
para retirar água de poços artesianos que, muitas vezes, localizam-se distantes da comunidade [7].

Em virtude desses problemas, a energia solar fotovoltaica se mostrou muito conveniente em sistemas de bombeamento de água, uma vez que é um recurso abundantemente disponível em diversas regiões do planeta, bastando apenas que haja luz solar [8].

Sob a premissa de levar água às comunidades remotas do globo, o Laboratório de Inteligência Artificial, Eletrônica de Potência e Sistemas Digitais (BATLAB) da Universidade Federal de Mato Grosso do Sul (UFMS) procura desenvolver e aprimorar sistemas de bombeamento alimentados por energia solar fotovoltaica.

A princípio, o sistema proposto em [9] aplicou um CSI (*Current Source Inverter*) proposto em [10] a um sistema fotovoltaico (Figura 2), onde “*Photovoltaic Panel*” é o painel fotovoltaico e “*Load*” é a carga elétrica.

Figura 2 – Conversor CC-CA de três braços proposto em 2011.



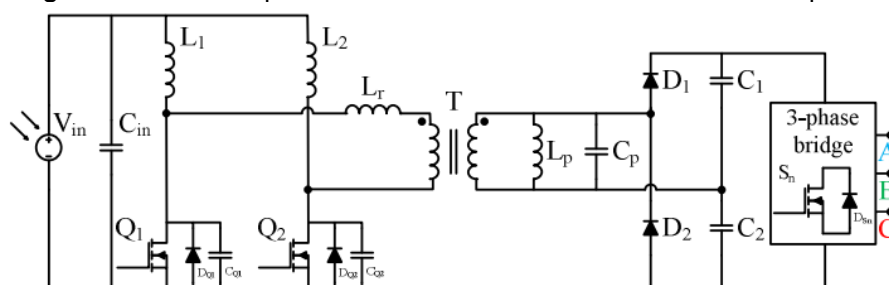
Fonte: Kimpara, M. L. M., et. al., 2011 [9].

O conversor apresentado em [10] apresenta três etapas de operação. Na primeira, é feito o carregamento do indutor, que ocorre através de um dos braços do conversor de cada vez, o segundo constitui-se de uma roda livre que mantém a corrente do indutor circulando por meio do interruptor “ S_0 ” e o terceiro e último é composto de dois setores de *Space-Vector PWM*, onde os interruptores do inversor são modulados de forma a transmitir potência à carga. Como consequência das duas primeiras etapas, o sistema apresentou ganho estático considerável,

alcançando com tensão inicial de 25 V, proveniente dos painéis fotovoltaicos, uma saída senoidal de 106 V_{RMS}.

O segundo trabalho da instituição relacionado ao tema foi apresentado em [11]. O artigo mostra o circuito proposto em [12] aplicado ao bombeamento solar fotovoltaico e pode ser visto na Figura 3. Dessa vez, o sistema é composto por um Conversor CC-CC elevador com dois indutores, chamado BIC (*Boost Interleaved Converter*), e um transformador em cascata com um circuito ressonante composto pela indutância intrínseca de magnetização do transformador e um capacitor de desacoplamento.

Figura 3 – Sistema que inclui o BIC com transformador de alta frequência.



Fonte: Palmiro, F., et. al, 2013 [11].

Para garantir maior ganho, o circuito conta ainda com uma etapa dobradora de tensão composta por um par de diodos e um par de capacitores. O último estágio é composto por um inversor trifásico (*3-phase bridge*). O sistema não foi isolado galvanicamente para simplificar as malhas de realimentação e o uso do transformador foi justificado para garantir maior ganho estático ao conjunto.

Um ano depois, em 2014, o projeto foi simplificado para operar sem o circuito ressonante e foi avaliado em campo, sendo implementado para abastecimento de uma escola no Pantanal [13].

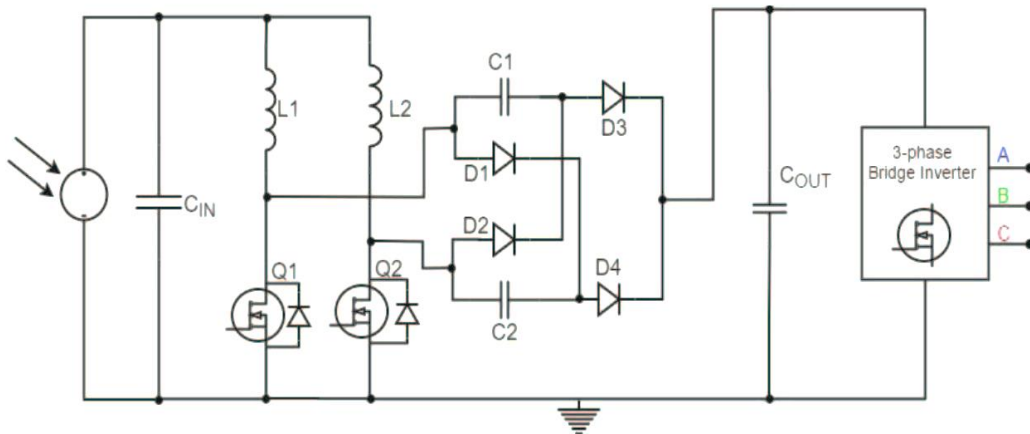
Uma desvantagem do sistema proposto é que a razão cíclica de cada um dos interruptores não pode ser menor que 50%, pois isso impede o caminho da corrente nos indutores L_1 e L_2 e, conseqüentemente, limita o ganho do conversor. Sendo (1) a equação que calcula o ganho de tensão no conversor proposto por [11], mostrado na Figura 3, “n” representa a relação de transformação e “D” a razão cíclica dos interruptores [14].

$$G = \frac{2n}{1-D} \quad (1)$$

A partir de (1), supondo a relação de transformação unitária e a razão cíclica dos interruptores sendo 0,5, o sistema estaria limitado a um ganho mínimo igual a 4. É razoável mencionar ainda que o transformador torna o projeto mais volumoso, pesado e caro, dificultando o transporte e manuseio [15].

Como consequência das desvantagens apresentadas, em [15] foi proposta a substituição do conversor usado em [11] por um BIC com estágio dobrador [16] mostrado na Figura 4. O sistema apresentado é mais simples e não possui as limitações citadas anteriormente, trabalhando com uma ampla faixa de ganho.

Figura 4 – BIC com um estágio dobrador.



Fonte: C. G. da S. Moraes, et. al, 2017 [15].

De acordo com [16], o ganho do sistema é calculado por (2), onde “k” representa o número de estágios dobradores de tensão.

$$G = (k + 1) \times \left(\frac{1}{1-D} \right) \quad (2)$$

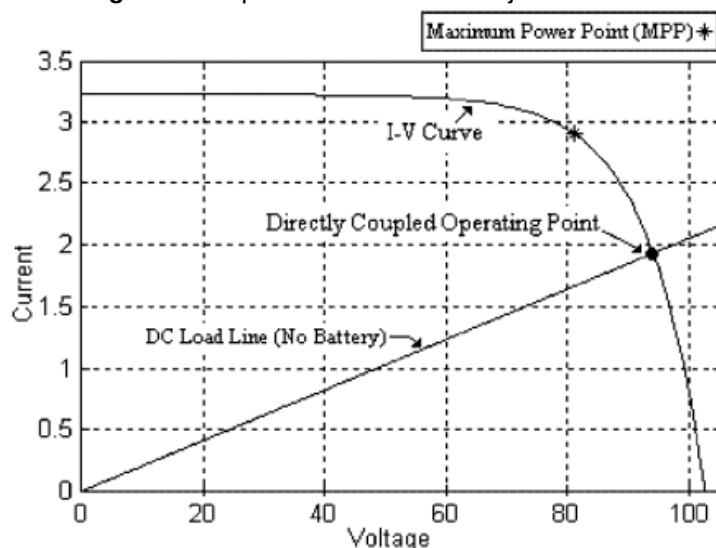
Outro ponto considerado em [15] foi o método de controle em malha fechada, composto por duas entradas e duas saídas, visualizado na Figura 5. É importante ponderar também que, como entrada de energia do sistema, foram usadas três configurações de arranjos fotovoltaicos. A primeira com dois painéis de 255 W_p em série; a segunda, englobava duas *strings* do primeiro arranjo colocadas em paralelo; a terceira, três arranjos em paralelo. Sendo assim, considerando os

2. CONCEITOS FUNDAMENTAIS

2.1. PAINÉIS FOTOVOLTAICOS E TÉCNICAS BÁSICAS DE MPPT.

O módulo fotovoltaico funciona de uma forma característica, ou seja, o gráfico de funcionamento, também conhecido como curva “ $I \times V$ ” é inerente a todos os modelos de painéis. Na Figura 6, é possível ver um exemplo de curva característica de um módulo fotovoltaico, onde “*Voltage*” é a tensão e “*Current*” é a corrente.

Figura 6 – Típico $I \times V$ de um arranjo fotovoltaico.



Fonte: D. P. Hohm; M. E. Ropp, 2003 [17].

O ponto marcado com um asterisco na curva $I \times V$ é conhecido como MPP (*Maximum Power Point*). Um sistema fotovoltaico, se corretamente utilizado, pode trabalhar na potência máxima que lhe é inerente, utilizando um conversor que opere por meio de um método eficaz de MPPT (*Maximum Power Point Tracking*) [17].

Assim sendo, o rastreamento do MPP funciona de uma maneira simples, mas que na implementação se mostra, até certo ponto, complexa, dependendo do método utilizado [17]. O arranjo fotovoltaico fornece uma tensão elétrica, permitindo que se extraia corrente através de alguma carga ou conversor. Dependendo da amplitude da corrente extraída, obtém-se um novo valor de tensão no módulo fotovoltaico e assim, considerando diferentes estados de carregamento, pode-se obter um gráfico da corrente em função da tensão similar ao apresentado na Figura 6.

Alguns métodos de MPPT são bastante comuns, como exemplo, cita-se o P&O (Perturbar e Observar) e o de Tensão Constante [18]. O método P&O consiste em perturbar um sistema fotovoltaico, aumentando a carga ou diminuindo e observar, em seguida, se essa alteração incrementou a potência do sistema ou a diminuiu. Caso tenha aumentado, é repetida a operação, caso contrário, inverte-se a perturbação [19]. Desse modo, uma vantagem do método é a precisão para qualquer condição de temperatura e irradiância, além do fato de que se aplica a qualquer modelo de módulo e arranjo, sendo o mesmo algoritmo para todos, contudo, sua principal desvantagem está na necessidade do sensoriamento da corrente para o cálculo da potência instantânea.

O método de Tensão Constante é mais simples, uma vez que se limita ao sensoriamento da tensão e é baseado na curva genérica de um módulo. Observou-se que a tensão de MPP é, aproximadamente, 82% do valor de tensão de circuito aberto [29]. Uma desvantagem desse método é que a tensão de circuito aberto varia com a temperatura, o que conduz, consequentemente, à mudança da tensão no MPP. Uma solução é aplicar o Método de Temperatura, que é uma simples variação do método de Tensão Constante. Essa técnica consiste na medição instantânea de temperatura para inferir a tensão de circuito aberto a partir de uma equação que descreva seu comportamento [20], caso contrário, seria necessário abrir o circuito periodicamente para novas medições da tensão a vazio [21]. Uma desvantagem do método é a diferença de temperatura entre os painéis, ocasionando imprecisão de cálculos e, consequentemente, decréscimo da potência extraída em relação à de MPP. Há, ainda, o risco do rastreamento ocorrer com base na temperatura do ambiente e não dos painéis em si, prejudicando também a transferência de potência.

2.2. CONTROLE DE VELOCIDADE EM MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS

A utilização do módulo fotovoltaico é parte indispensável para o acionamento da bomba hidráulica, mas não é o único componente, porque a energia precisa ser processada a fim de suprir, adequadamente, a carga. Por conseguinte, a aplicação de MCCs (Motores de Corrente Contínua) foi muito comum em motobombas para

aplicações fotovoltaicas. Esse tipo de máquina fornece elevado torque de partida e possibilita controle simplificado de velocidade em uma larga faixa de operação [22]. Por outro lado, a necessidade frequente de manutenção nesse tipo de máquina despertou nos projetistas o interesse por se trabalhar com máquinas mais robustas, resultando assim na demanda por conversores solares fotovoltaicos para bombas acionadas por motores de indução trifásicos (MIT) [23].

O MIT apresenta robustez, elevada vida-útil, baixo custo e não requer manutenção de escovas como o MCC [24]. O grande desafio no uso do MIT é o acionamento e controle de velocidade, uma vez que, além de operar em corrente alternada, requer que o fluxo no entreferro seja controlado a fim de evitar a saturação do núcleo. [22]. A fim de se controlar o fluxo no entreferro ao passo que se varia a velocidade, é bastante comum se valer do controle escalar. Esse tipo de controle se caracteriza por sua simplicidade e se restringe em manter num valor fixo a razão entre os valores da tensão eficaz e da frequência da máquina. Dentre as principais desvantagens desse método está o controle para baixas velocidades, a dinâmica lenta para situações transitórias e o erro em regime permanente, sendo esse último, resultado do escorregamento do rotor, problema que é solucionado pelo fechamento de malha [22].

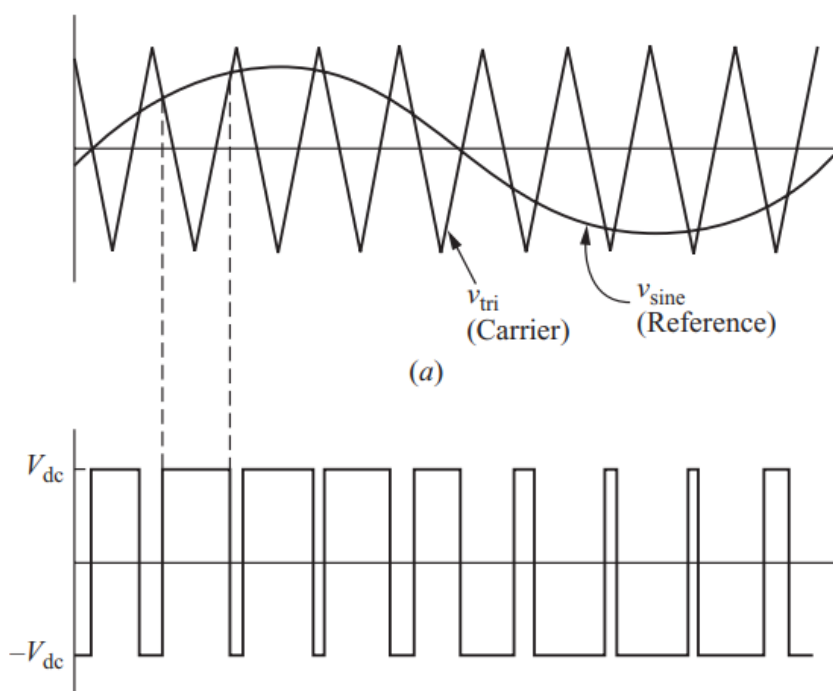
Por outro lado, uma forma mais precisa de se controlar o MIT é o controle vetorial. O diferencial desse método é que além de controlar a amplitude das grandezas, regula também o ângulo de fase. Para o controle vetorial as correntes da máquina são decompostas em eixos ortogonais por meio da transformada de Park permitindo controlar separadamente a parte real, que proporciona torque para a máquina, e a parte imaginária, que proporciona o fluxo magnético no entreferro. Esse método resulta no desacoplamento das componentes da corrente, levando à maior precisão em baixas velocidades e uma resposta transitória consideravelmente superior ao controle escalar [22]. O controle vetorial pode ser dividido em dois: direto e indireto. O método direto realiza medidas ou estima diretamente a posição do fluxo do rotor, sendo pouco sensível aos efeitos de saturação da máquina. No controle vetorial indireto dispensa-se a medida ou estimativa do ângulo do fluxo, ou seja, esse ângulo é obtido indiretamente por meio da velocidade da máquina [22].

2.3. TÉCNICAS DE MODULAÇÃO PARA INVERSORES TRIFÁSICOS

Para modificar a forma de onda contínua, os inversores, ou conversores CC-CA, são utilizados. A forma alternada de tensão pode ser obtida por meio do acionamento de interruptores eletrônicos que imprimem tensão positiva ou negativa à carga. Um método bastante comum para acionamento dos interruptores é a modulação por largura de pulso senoidal, do inglês *Sinusoidal Pulse Width Modulation* (SPWM) [25].

A SPWM consiste na comparação de uma referência senoidal, com frequência e amplitude determinadas pelo controle, com uma onda portadora triangular que se repete na frequência de chaveamento desejada [22]. A Figura 7 demonstra como é feita essa comparação.

Figura 7 – Modulação SPWM.



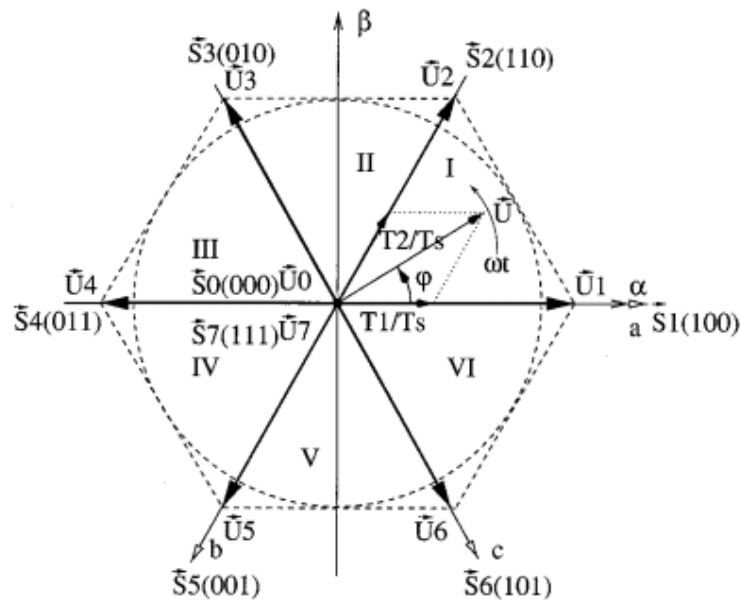
Fonte: Hart, D. W., 2010.

Um entrave considerável desse método tem sido as perdas por chaveamento, afinal os interruptores precisam ser modulados em alta frequência a fim de facilitar a filtragem passa-baixa natural da máquina. Algumas técnicas podem ser aplicadas para se operar em frequências menores e ainda assim, trabalhar com boa filtragem, contudo, apesar de sua relativa simplicidade e ampla utilização, no

controle de máquinas de indução, há sensível procura por formas de modulação que permitam operação com frequências ainda mais baixas e maior linearidade no índice de modulação.

Um método bastante conhecido se denomina do inglês *Space-Vector Pulse Width Modulation* (SV-PWM). Essa técnica de modulação propõe uma sequência de chaveamento que objetiva reduzir as perdas quando elas ocorrem [26]. Ela parte de um princípio onde um vetor no plano complexo gira na frequência que se deseja obter na saída do conversor, como mostra a Figura 8.

Figura 8 – O plano complexo do SV-PWM.



Fonte: Keliang Zhou; Danwei Wang, 2002 [26].

O plano complexo é dividido em seis setores de atuação que, por sua vez, são separados por vetores (U_1 a U_6). Cada vetor corresponde a um estado de chaveamento, como exemplo, cita-se o vetor três, que engloba o estado “010”. Esse número binário representa que o primeiro e o terceiro braço do conversor (fases A e C da carga) receberão nível lógico zero (a referência). Da mesma forma, o segundo braço (fase B) receberá nível lógico um, correspondente à tensão contínua de entrada [26].

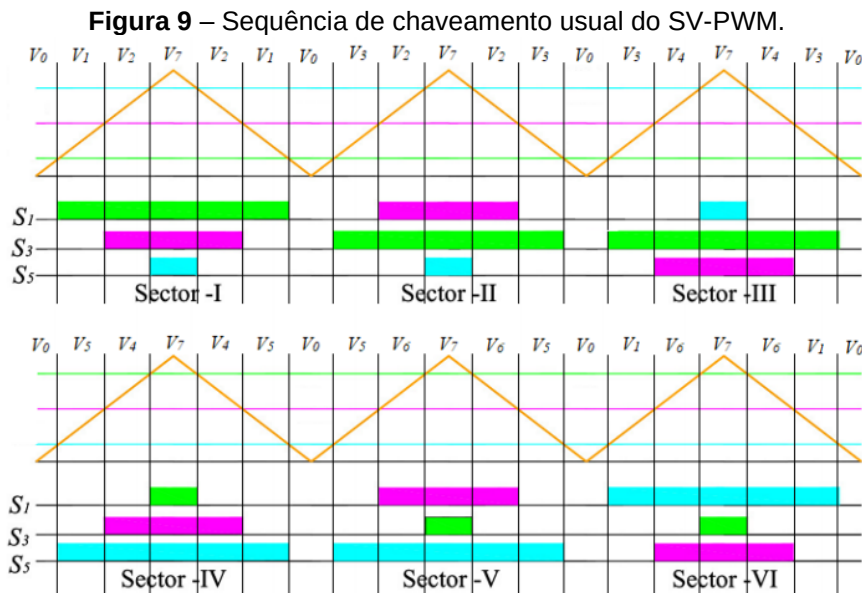
Um vetor traz consigo duas informações: o módulo e o ângulo. Dessa forma, o vetor referência “ U ” é resultado da soma vetorial entre a projeção de “ U ” em “ U_i ” e a projeção de “ U ” em “ U_{i+1} ”, onde “ i ” é o setor em que “ U ” se encontra. A partir da análise vetorial da Figura 8, obtém-se (3), onde “ T_1 ” e “ T_2 ” correspondem

justamente ao período em que o vetor permanece no estado dos vetores “ U_i ” e “ U_{i+1} ”, respectivamente.

$$\begin{aligned} \text{proj}_{U_i} U &= T_1 \times U_i \\ \text{proj}_{U_{i+1}} U &= T_2 \times U_{i+1} \end{aligned} \quad (3)$$

Visto que, “ T_1 ” e “ T_2 ” são menores que o período de chaveamento “ T_s ”, é necessário que haja a soma de uma componente “vetor nulo”, conhecida como “ U_0 ” (000) ou “ U_7 ” (111). Esses estados podem ser chamados de nulos, pois não fornecem diferença de potencial entre as fases da carga.

A vantagem é percebida quando a sequência de “vetores” pode ser escolhida de forma a se obter um ponto ótimo de rendimento, onde se diminui o número de chaveamentos. A mais usual é a sequência apresentada na Figura 9.



Fonte: Gieri Waltrich, 2020.

Conforme (4), a transformada de Clarke permite a obtenção dos vetores do plano complexo em função dos vetores que representam uma referência senoidal trifásica [27].

$$\begin{pmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix} \quad (4)$$

Os tempos de chaveamento " T_1 ", " T_2 " e " T_0 " podem ser obtidos através das projeções citadas de forma que o resultado final é mostrado nas equações simplificadas em (5), onde V_{DC} é a tensão contínua na entrada do conversor CC-CA e " V_α " e " V_β " são os vetores do plano complexo, calculados por (4).

$$\begin{aligned} U &= \frac{\sqrt{3} \times T_S \times V_\beta}{V_{DC}} \\ V &= \frac{T_S \times (3V_\alpha + \sqrt{3}V_\beta)}{2V_{DC}} \\ W &= \frac{T_S \times (-3V_\alpha + \sqrt{3}V_\beta)}{2V_{DC}} \end{aligned} \quad (5)$$

De acordo com a Tabela 1, os valores "U", "V" e "W" foram propostos para simplificar o modelo e correspondem aos valores de " T_1 " e " T_2 " em determinado setor,. Em todos os setores, " T_0 " pode ser calculado por (6).

Tabela 1 – Simplificação do cálculo de T1 e T2

Setor	T1	T2
1	-W	U
2	W	V
3	U	-V
4	-U	W
5	-V	-W
6	V	-U

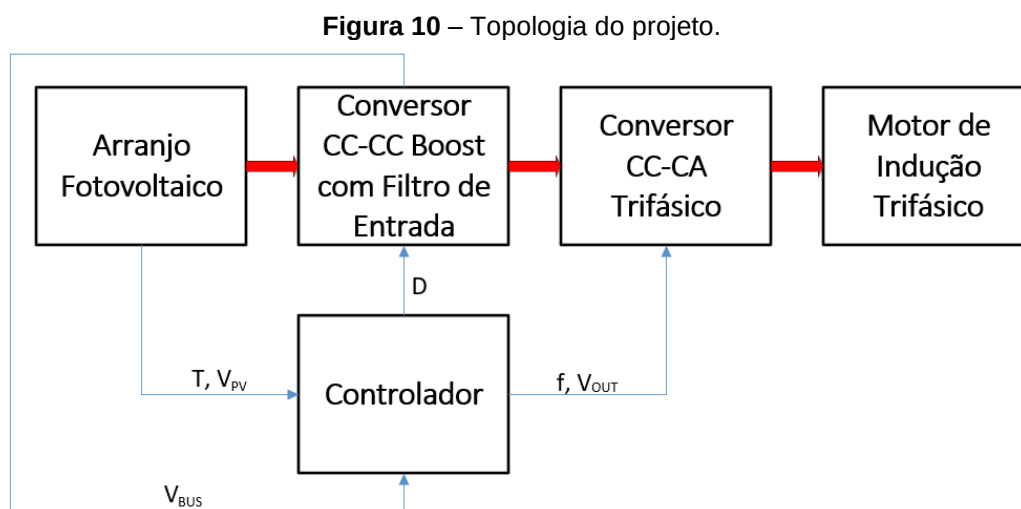
Fonte: O próprio autor.

$$T_0 = T_S - T_1 - T_2. \quad (6)$$

3. METODOLOGIA

3.1. VISÃO GERAL DO SISTEMA

O trabalho será apresentado seguindo a sequência do diagrama de blocos apresentado na Figura 10.



Fonte: O próprio autor.

3.2. ARRANJO FOTOVOLTAICO

O dimensionamento do arranjo fotovoltaico é realizado com base na carga existente na saída. É primordial também que a escolha envolva painéis que sejam comercializados atualmente, visando a efetividade do projeto. Conforme já comentado, um dos diferenciais deste trabalho será operar com painéis de 400 W_p, o que resultará em maior potência disponível e níveis de tensão diferentes daqueles já utilizados em projetos anteriores.

3.3. FILTRO DE ENTRADA

Com o objetivo de estabelecer uma fonte de tensão estável na entrada do conversor CC-CC, em paralelo com os painéis fotovoltaicos, o sistema conta com um capacitor (C_{in}) eletrolítico, que fornece correntes de alta frequência que o conversor CC-CC solicita, mantendo estável a tensão do arranjo fotovoltaico. Esse capacitor também desempenha a importante função de minimizar o efeito indutivo dos cabos de alimentação.

Para projetar o capacitor de desacoplamento é necessário que a frequência de corte seja maior que a frequência de atualização do algoritmo de controle, para que a resposta na variação da tensão de entrada seja rápida. Pode-se tomar como frequência de corte, a frequência de atualização multiplicada por dez.

Como resistência equivalente do filtro, é necessário verificar a resistência de carga vista pelos painéis fotovoltaicos “ R_{PV} ”, utilizando (7), onde “ V_{MP} ” é a tensão no MPP e “ I_{SC} ” é a corrente de curto-circuito.

$$R_{PV} = \frac{V_{MP}}{I_{SC}} \quad (7)$$

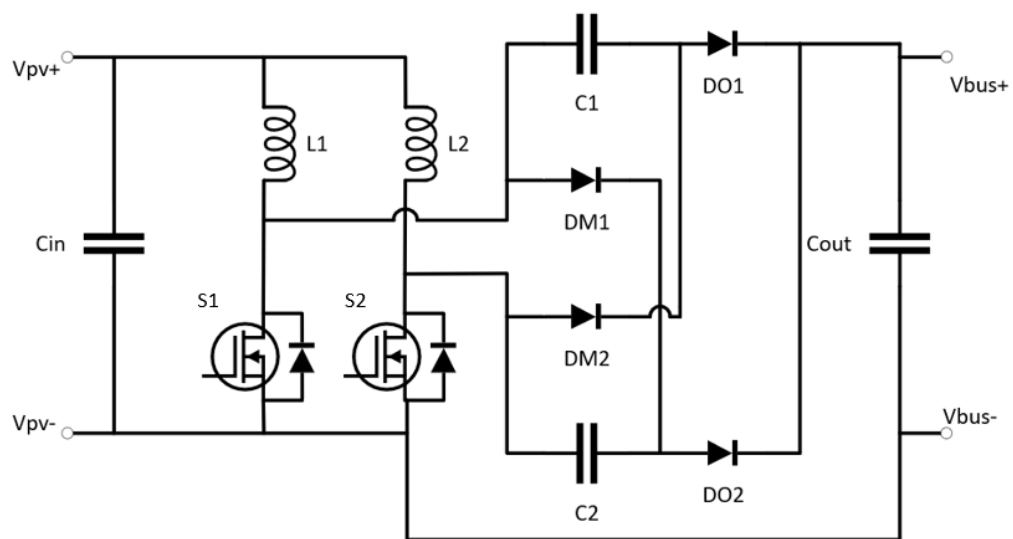
A capacitância necessária, “ C_{in} ”, é calculada por (8), onde “ f_b ” é a frequência base. A partir de “ f_b ”, a filtragem se torna efetiva.

$$C_{in} = \frac{1}{2\pi f_b \times R_{PV}} \quad (8)$$

3.4. CONVERSOR CC-CC

Foi selecionado o BIC com um estágio dobrador [16] como conversor CC-CC para elevar a tensão do arranjo fotovoltaico e garantir níveis adequados para a modulação do conversor CC-CA. As equações apresentadas de (9) a (17) foram retiradas de [16]. A topologia do conversor é apresentada na Figura 11.

Figura 11 – Conversor CC-CC proposto.



Fonte: O próprio autor.

Para dimensionamento dos componentes do conversor, é importante definir primeiramente o ganho estático de tensão “ G ” (9), sendo “ V_{bus} ” a tensão de saída do conversor, também chamada de tensão do barramento CC, e “ V_{MP} ” a tensão de entrada no MPP do arranjo fotovoltaico.

$$G = \frac{V_{bus}}{V_{MP}} \quad (9)$$

Tendo como base o valor do ganho, por (10) calcula-se a razão cíclica “ D ”, sendo M o número de estágios dobradores de tensão.

$$D = 1 - \frac{M + 1}{G} \quad (10)$$

A tensão máxima de bloqueio dos interruptores (S1 e S2), chamada de “ V_S ”, dos diodos de saída em regime permanente (DO1 e DO2), chamada de “ V_{DO} ”, e a tensão nos capacitores dobradores, chamada de “ V_C ”, corresponde ao valor resultante do ganho proveniente apenas da natureza *boost-interleaved* do conversor, em uma situação de máxima de tensão na entrada. Esse valor pode ser calculado por (11), sendo “ V_{OC} ” a tensão em circuito aberto do arranjo fotovoltaico.

$$V_S = V_{DO} = V_C = V_{OC} \times \frac{1}{1 - D} \quad (11)$$

Para os diodos multiplicadores de tensão (DM1 e DM2), a tensão de bloqueio máxima “ V_{DM} ” é calculada por (12).

$$V_{DM} = V_{OC} \times \frac{2}{1 - D} \quad (12)$$

A maior corrente de entrada do sistema corresponde à corrente de curto-circuito do arranjo “ I_{SC} ”. A corrente RMS dos interruptores (S1 e S2) “ I_{SRMS} ” é calculada por (13), onde “ P ” é o número de ramos em paralelo do conversor *interleaved*.

$$I_{SRMS} = \frac{I_{SC}}{P} \times \sqrt{\frac{5 - D}{4}} \quad (13)$$

A corrente de condução média dos diodos (DO1, DO2, DM1 e DM2) “ $I_{D_{AVG}}$ ” é calculada por (14).

$$I_{D_{AVG}} = \frac{I_{SC} \times (1 - D)}{P \times (M + 1)} \quad (14)$$

Conforme (15), os indutores “ L_1 ” e “ L_2 ” são calculados da mesma forma que na topologia BIC comum, considerando as condições de MPPT, onde “ ΔI_{FV} ” é o *ripple* de corrente máximo desejado e “ f_{cc} ” é a frequência de chaveamento do conversor CC-CC.

$$L_1 = L_2 = \frac{V_{mp} \times D}{P \times \Delta I_{FV} \times f_{cc}} \quad (15)$$

Com base em (16), são calculados os capacitores dobradores “ C_1 ” e “ C_2 ”, onde “ I_{mp} ” é a corrente em MPPT do arranjo e “ ΔV_{bus} ” é o *ripple* de tensão desejado na saída do conversor.

$$C_1 = C_2 = \frac{I_{mp} \times (1 - D)}{P \times (M + 1) \times \Delta V_{bus} \times f_{cc}} \quad (16)$$

Para o capacitor de desacoplamento na saída, é calculado por (17), onde “ P_{out} ” é a potência de saída do conversor.

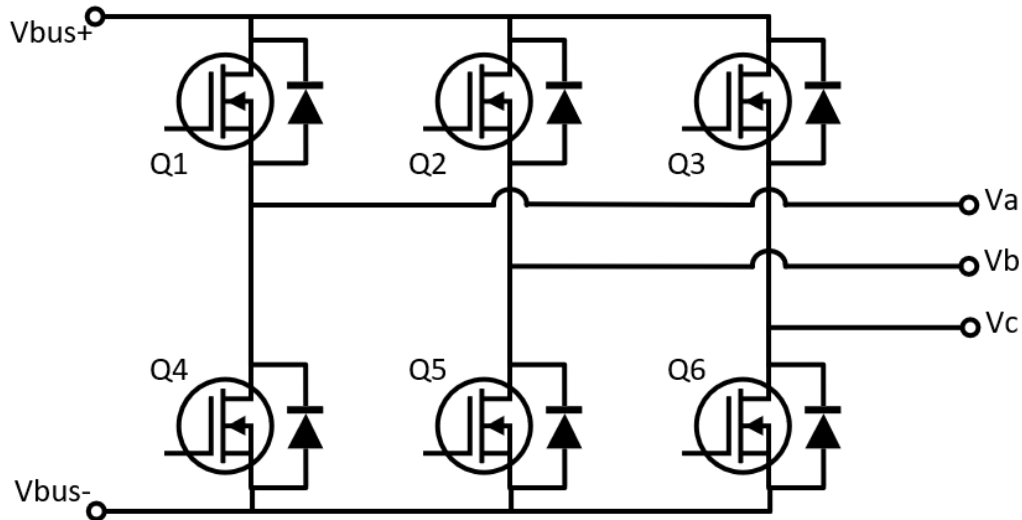
$$C_{out} = \frac{P_{out} \times D}{V_{bus} \times \Delta V_{bus} \times P \times f_{cc}} \quad (17)$$

O acionamento dos interruptores será feito por pulsos PWM com frequência “ f_{cc} ” e razão cíclica “ D ”, onde os pulsos do interruptor S1 devem estar defasados de “ T_{cc}/P ” em relação aos do interruptor S2, sendo “ T_{cc} ” o período de chaveamento, que é o inverso de “ f_{cc} ”.

3.5. CONVERSOR CC-CA TRIFÁSICO

O conversor CC-CA Trifásico é o responsável por transformar a tensão contínua do barramento de saída do Conversor CC-CC em alternada trifásica. Será utilizada a topologia convencional de três braços do tipo inversor fonte de tensão (VSI), apresentada na Figura 12.

Figura 12 – Conversor CC-CA proposto.



Fonte: O próprio autor.

Os esforços de tensão nos interruptores correspondem à tensão de saída do conversor CC-CC. A corrente de condução eficaz de cada interruptor “ I_{QRMS} ” pode ser calculada por (18).

$$I_{QRMS} = \frac{1}{\sqrt{3}} \times \frac{I_{SC}}{G} \quad (18)$$

3.6. MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

O MIT é o componente de saída do projeto, ou seja, é o que transforma a energia elétrica proveniente dos conversores em energia mecânica para a bomba hidráulica. Muito embora a potência necessária deva ser dimensionada com base na vazão e na altura manométrica do projeto, para este trabalho, optou-se em restringir a potência de entrada a um número reduzido de painéis fotovoltaicos, justificando o uso de um conversor elevador para atendimento de bombas de pequeno porte. Sendo assim, num primeiro momento, a potência de atendimento ficou restrita a máquinas de até 2 HP.

3.7. CONTROLADOR

O sistema utilizará de um projeto de controlador em malha fechada em dois laços, como anteriormente mostrado na Figura 5 [15]. O projeto conta com o cálculo e inserção de um controlador PI para tratar o erro na tensão do barramento CC,

inserido no primeiro laço, e outro controlador PI para tratar o erro na tensão do arranjo fotovoltaico, inserido no segundo laço.

O diferencial está na interligação dos laços, realizada por meio de um terceiro PI que permite ao sistema operar fora do MPP a fim de priorizar a regulação de tensão do barramento CC. O projeto dos ganhos dos controladores não fez parte do escopo deste trabalho, sendo que, para o levantamento de resultados, foram utilizados ganhos obtidos por meio de tentativa e erro. O diagrama equivalente de controle, tanto quanto uma explicação detalhada é mostrada posteriormente no trabalho.

4. DIMENSIONAMENTO DOS COMPONENTES

Nesta etapa, será feito o dimensionamento dos dispositivos utilizados no projeto, tendo como base as equações apresentadas na metodologia de projeto e as necessidades da utilização.

4.1. BOMBA TRIFÁSICA

No projeto, a motobomba será representada por um MIT, cuja carga é emulada com uma carga similar àquela esperada para o bombeamento. O MIT precisa ser o primeiro item dimensionado, uma vez que é necessário saber a demanda do sistema para poder alimentá-la. Os motores selecionados e suas características são apresentados na Tabela 2.

Como base nos dados para a seleção dos motores, foi utilizado o material da Weg de bombas monobloco do mercado brasileiro, modelo W22 IR3 Premium, quatro polos, 220 V, 60 Hz e rotor gaiola de esquilo [28]. Adaptando-se ao padrão internacional usado pela WEG, optou-se por apresentar a potência das máquinas em “HP”. Vale ressaltar que o mercado nacional utiliza a unidade “CV” para motores e motobombas.

Tabela 2 – Dimensionamento de motores para o projeto.

Potência Mecânica	0,5 HP	1,0 HP	1,5 HP	2 HP
Rendimento nominal	0,782	0,83	0,84	0,865
Fator de potência nominal	0,7	0,82	0,8	0,8
Potência elétrica ativa	477,0 W	898,8 W	1332 W	1725 W
Potência elétrica aparente	681,4 VA	1096 VA	1665 VA	2157 VA
Torque nominal	2,079 Nm	4,178 Nm	6,090 Nm	8,183 Nm
Velocidade nominal	1700	1715	1725	1750
Corrente de partida/nominal	5,1	7,3	7,4	7,7
Torque de partida/nominal	2,4	3	3,4	2,7
Torque máximo/nominal	2,7	3	3,4	3,3

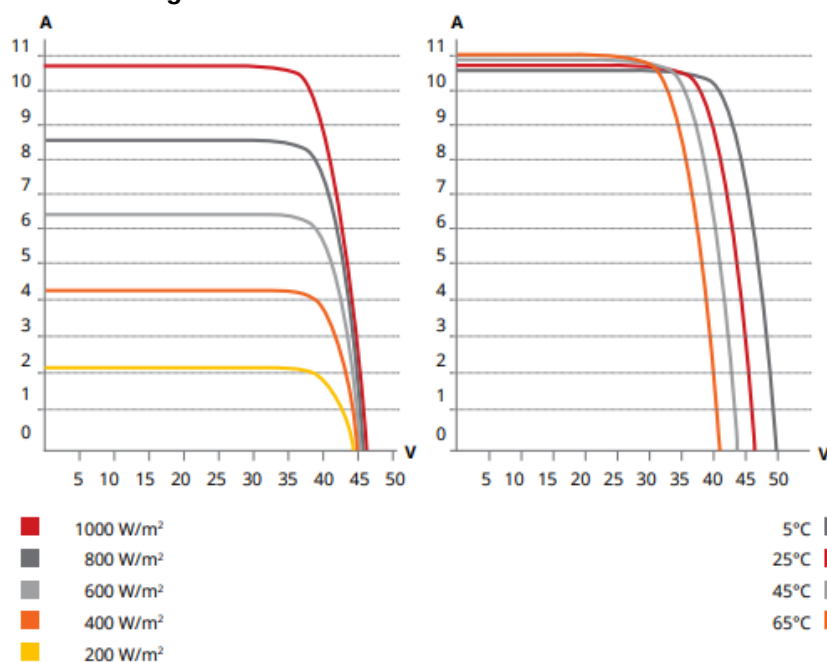
Fonte: O próprio autor.

4.2. ARRANJO FOTOVOLTAICO

Adaptando-se à evolução dos painéis fotovoltaicos, optou-se por utilizar os painéis policristalinos de 400W_p, tomando-se como base os dados da fabricante Canadian Solar™ [29].

Na Figura 13, pode ser visto o gráfico da corrente elétrica em função da tensão. O gráfico $I \times V$ mostra dados importantes para o dimensionamento de componentes de entrada do sistema e mostra o comportamento elétrico de um módulo.

Figura 13 – Gráfico $I \times V$ do módulo fotovoltaico.



Fonte: Canadian Solar™, 2018 [29].

É importante extrair as informações elétricas nas condições padronizadas para testes, do inglês, *Standard Test Conditions* (STC) que podem ser vistas na Figura 14.

Figura 14 – Características STC do módulo fotovoltaico.**ELECTRICAL DATA | STC***

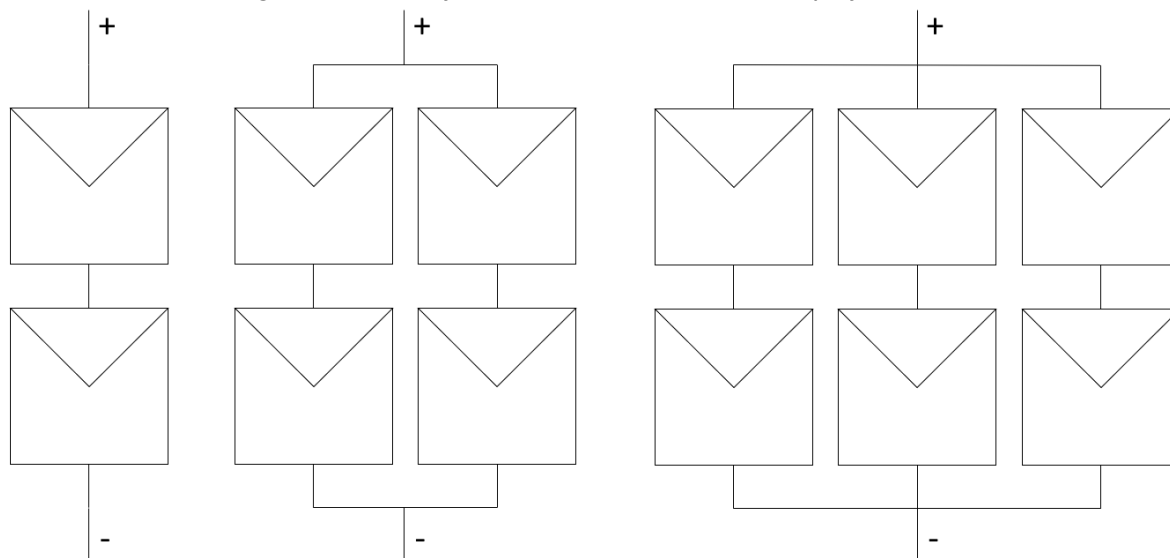
CS3W	390P	395P	400P	405P
Nominal Max. Power (Pmax)	390 W	395 W	400 W	405 W
Opt. Operating Voltage (Vmp)	38.3 V	38.5 V	38.7 V	38.9 V
Opt. Operating Current (Imp)	10.19 A	10.26 A	10.34 A	10.42 A
Open Circuit Voltage (Voc)	46.8 V	47.0 V	47.2 V	47.4 V
Short Circuit Current (Isc)	10.74 A	10.82 A	10.90 A	10.98 A
Module Efficiency	17.65%	17.88%	18.11%	18.33%
Operating Temperature	-40°C ~ +85°C			
Max. System Voltage	1500V (IEC/UL) or 1000V (IEC/UL)			
Module Fire Performance	TYPE 1 (UL 1703) or CLASS C (IEC 61730)			
Max. Series Fuse Rating	20 A			
Application Classification	Class A			
Power Tolerance	0 ~ + 5 W			

* Under Standard Test Conditions (STC) of irradiance of 1000 W/m², spectrum AM 1.5 and cell temperature of 25°C.

Fonte: Canadian Solar™, 2018 [29].

A seleção da quantidade de painéis pode ser feita de três maneiras. A mais comum é verificar a potência nominal da máquina, assim, o motor desempenhará sua máxima potência somente nos instantes de máxima Irradiância. A segunda é de acordo com a viabilidade financeira do projeto, selecionando menos painéis independente se o motor ou bomba trabalharão com potência menor que a nominal. A última opção é o sobredimensionamento da potência de entrada, de forma que o motor comece a trabalhar em condições nominais mesmo em situações de irradiância menor e force o sistema a operar sem MPPT nas situações de maior irradiância.

Pensando na viabilidade da proposta desse projeto, um conversor seria dispensável em aplicações com mais de seis painéis no arranjo, uma vez que o arranjo série atingiria tensão suficiente para a modulação e consequentemente para o acionamento do motor. São considerados no projeto três tipos de arranjo compostos por dois, quatro e seis painéis, conforme mostra a Figura 15.

Figura 15 – Arranjos fotovoltaicos abordados no projeto.

Fonte: O próprio autor.

As configurações foram dimensionadas, prezando por um valor fixo de tensão de entrada, que por sua vez, proporcione uma razão cíclica do Conversor CC-CC próxima de 50%, valor adequado para se dar margem de atuação para o sistema de controle. Avaliando os arranjos mostrados na Figura 15, em conjunto com os dados fornecidos pela Figura 14, criou-se a Tabela 3 com as características de entrada do sistema.

Tabela 3 – Características de entrada do sistema nas STC.

Grandeza / Número de painéis	2	4	6
Potência nominal máxima (P_{Max})	800 W	1600 W	2400 W
Tensão no ponto de máxima potência (V_{mp})	77,40 V	77,40 V	77,40 V
Corrente no ponto de máxima potência (I_{mp})	10,34 A	20,68 A	31,02 A
Tensão de circuito aberto (V_{oc})	94,40 V	94,40 V	94,40 V
Corrente de curto-circuito (I_{SC})	10,90 A	21,80 A	32,70 A

Fonte: O próprio autor.

4.3. CONVERSOR CC-CC COM FILTRO DE ENTRADA

A Tabela 4 apresenta os parâmetros base de projeto para o dimensionamento do Conversor CC-CC.

Tabela 4 – Parâmetros de dimensionamento do conversor CC-CC.

Grandeza	Sigla	Valor
Frequência base para o filtro	f_b	100 Hz
Ramos em paralelo no conversor	P	2
Estágios dobradores de tensão	M	1
Frequência de chaveamento CC-CC	f_{cc}	40 kHz
Tensão de saída do conversor	V_{bus}	350 V
Oscilação máxima de corrente na entrada	ΔI_{in}	10%
Oscilação máxima de tensão na saída	ΔV_{bus}	1%

Fonte: O próprio autor.

A partir do emprego de (7) e (8) para as três condições de entrada, selecionou-se um capacitor de entrada C_{in} com valor de 680 μF e tensão de 100 V.

A partir de (9), calcula-se o ganho estático “G” para o conversor em operação no MPP. O valor de ganho obtido foi de 4,52. Sendo assim, por (10), calcula-se a razão cíclica “D” no MPP, resultando-se no valor de 0,558.

Para dimensionamento dos diodos do projeto, utiliza-se (11) e (12) para o cálculo da tensão de bloqueio e (14) para a corrente de condução. Dessa forma, a conclusão é que os diodos DO1 e DO2 precisam bloquear tensões de 214 V e conduzir correntes médias de até 3,62 A e os diodos DM1 e DM2 precisam bloquear tensões de 427 V e conduzir correntes médias de 3,62 A. O diodo “MUR460” satisfaz as necessidades impostas pelo projeto, uma vez que, em condições normais, possui tensão de bloqueio máxima de 600 V e corrente de condução média máxima de 4 A.

Os interruptores são selecionados de forma semelhante. Por (11), calcula-se a tensão de bloqueio, cujo valor obtido foi de 214 V. Por (13), calcula-se a corrente de condução eficaz de 17,3 A. O MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) “FQP22N30” satisfaz as necessidades do projeto, uma vez que suporta tensão de bloqueio de 300 V e a corrente de condução é de 21 A. O *delay* de operação total do MOSFET sugerido é de 450 ns, em condições normais, que corresponde a apenas 1,8 % do período total de chaveamento.

A seleção dos indutores é calculada por (15). Para esse cálculo, foi considerada a situação de menor arranjo, assim a oscilação de corrente, proporcionalmente, será ainda menor para os demais arranjos. O valor calculado foi de $560 \mu H$. Cada indutor deverá suportar a metade da corrente média de entrada, ou seja $16,35 A$. Sugere-se a utilização de indutor com núcleo de ferrite, tipo E, com área transversal de $5,32 \text{ cm}^2$ e área de condutores de $5,37 \text{ cm}^2$, devem ser feitas 58 espiras com nove condutores do tipo AWG21. É necessário manter um *air-gap* de $4,02 \text{ mm}$ para não saturar o núcleo.

Os capacitores dobradores (C1 e C2) são calculados por (16), considerando a condição do maior arranjo (pior caso), que resulta em um valor comercial de $27 \mu F$. A tensão a ser suportada é calculada por (11), resultando em $213,5 V$, sendo atendido por um valor comercial de $250 V$.

O capacitor de saída é calculado por (17), resultando em um valor comercial de $15 \mu F$ e tem que suportar a tensão de saída de $350 V$, valor comercial de $400 V$.

Por fim, a Tabela 5 apresenta, resumidamente, os componentes dimensionados para o Conversor CC-CC do projeto e suas características principais, onde " V_{mB} " é a tensão máxima de bloqueio e " I_{mC} " é a corrente máxima de condução.

Tabela 5 – Componentes dimensionados para o conversor CC-CC.

Componente	Sigla	Modelo	Características
Diodos	$DO_1, DO_2,$	MUR460	$V_{mB} = 600 V$
	$DM_1 \text{ e } DM_2$		$I_{mC} = 4 A$
Interruptores	$S_1 \text{ e } S_2$	MOSFET FQP22N30	$V_{mB} = 300 V$ $I_{mC} = 21 A$
Indutores	$L_1 \text{ e } L_2$	$L = 560 \mu H$	$I_{mC} = 22 A$
Capacitores dobradores	$C_1 \text{ e } C_2$	$C = 27 \mu F$	$V_{mB} = 250 V$
Capacitor de entrada	C_{in}	$C = 680 \mu F$	$V_{mB} = 100 V$
Capacitor de saída	C_{out}	$C = 15 \mu F$	$V_{mB} = 600 V$

Fonte: O próprio autor.

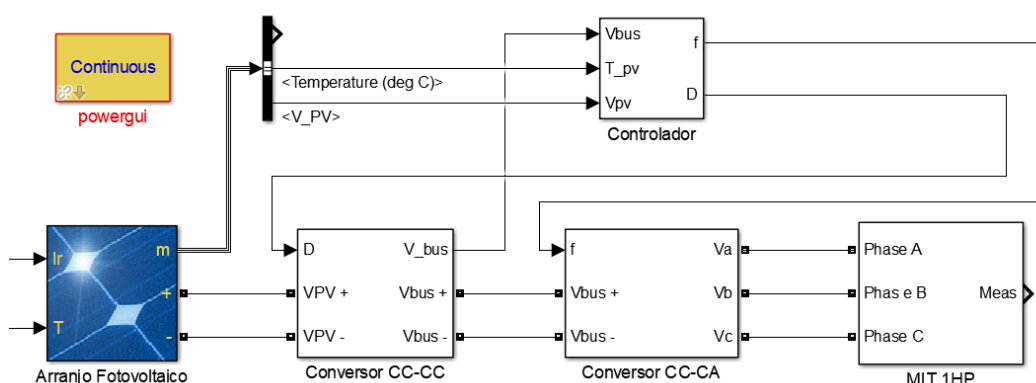
4.4. CONVERSOR CC-CA TRIFÁSICO

O conversor CC-CA foi dimensionado considerando uma frequência de chaveamento " f_{si} " de 10 kHz. De acordo com a metodologia de projeto, os interruptores precisam suportar a tensão V_{bus} de entrada do conversor, como tensão de bloqueio, ou seja, 350 V. Deve suportar corrente de condução RMS calculada por (18), resultando em 4,18 A. O MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) "TO-220FP" cumpre as especificações, com tensão de bloqueio máxima de 600 V, corrente média de condução de 5 A. Outra característica importante é a velocidade de chaveamento, possuindo um *delay* total corresponde apenas a 0,102% do período total de chaveamento.

5. MODELAGEM NO SIMULINK

A etapa de simulação é fundamental para validação da proposta. Neste trabalho, utilizou-se como ferramenta de simulação, o software MATLAB/Simulink®. Uma visão geral do modelo pode ser vista na Figura 16.

Figura 16 – Visão geral do modelo.

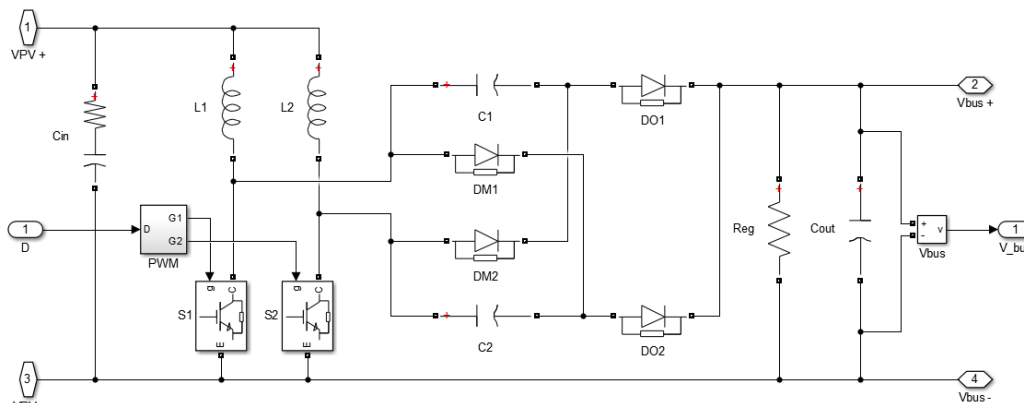


Fonte: O próprio autor.

Conforme se observa na Figura 16, para a modelagem do arranjo fotovoltaico, foi utilizado o bloco “PV Array”. Nele, são inseridos os dados provenientes da Tabela 3, que se referem aos dados de placa de um módulo, e também se estabelece a configuração do arranjo fotovoltaico considerando número de painéis por *string* e o número de *strings* em paralelo.

A Figura 17 apresenta o modelo do Conversor CC-CC, conforme dimensionado anteriormente. O que diferencia o modelo do dispositivo previamente apresentado é a presença de um resistor de regulação na saída do conversor, com resistência de $10\text{ k}\Omega$. Esse componente foi inserido a fim de manter a tensão em níveis nominais quando a potência consumida diminuir de forma abrupta, conseguindo circular a descarga do capacitor de saída “ C_{out} ”. Foram elevadas também as capacitâncias de “ C_{in} ” e “ C_{out} ” para um valor três vezes maior. Ambas as mudanças foram feitas em prol de manter o nível de tensão mais estável em situações de mudança abrupta de fornecimento ou descarga de energia.

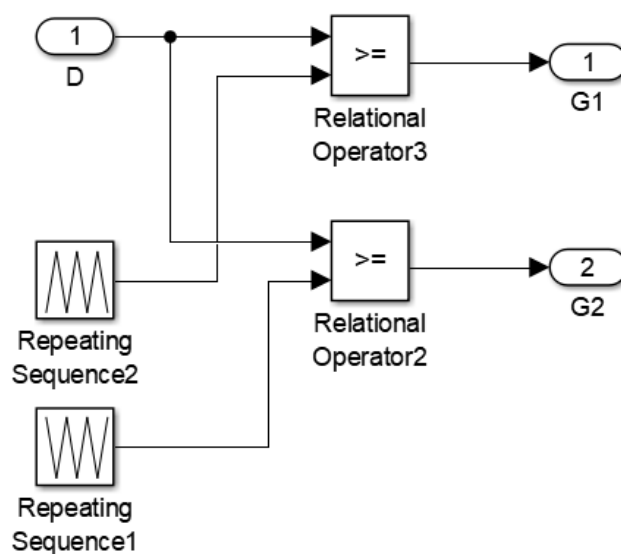
Figura 17 – Modelo do conversor CC-CC.



Fonte: O próprio autor.

Os pulsos PWM para acionamento dos interruptores são feitos através da comparação do valor de razão cíclica “ D ”, proveniente do bloco “Controlador”, com duas ondas triangulares, na frequência estabelecida no projeto ($f_{cc} = 40 \text{ kHz}$). A Figura 18 apresenta o modelo da geração dos pulsos.

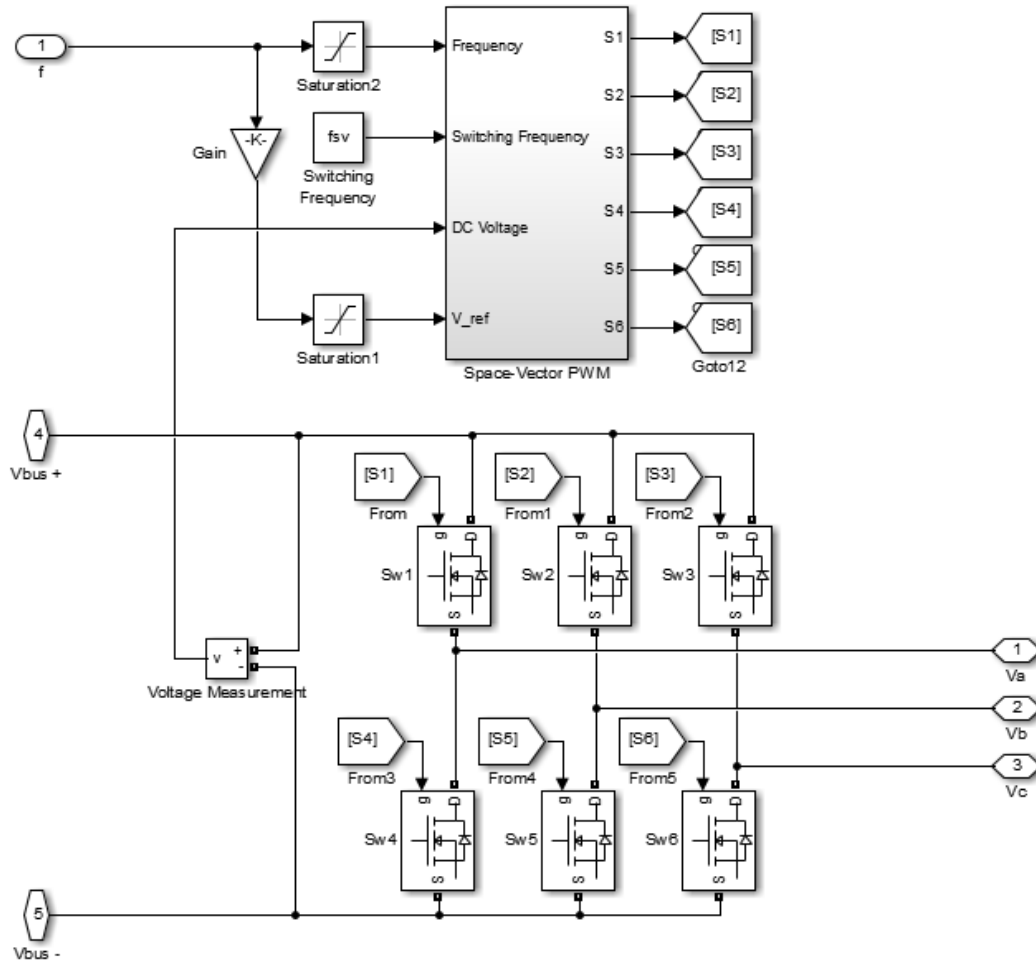
Figura 18 – Modelo da geração dos pulsos PWM.



Fonte: O próprio autor.

A Figura 19 apresenta o modelo do Conversor CC-CA. A fim de manter o fluxo magnético da máquina constante, o controle escalar “V/f constante” foi implementado nas entradas do bloco “*Space-Vector PWM*”. Os valores de frequência e tensão, proveniente do bloco “Controlador”, foram saturados a fim de não excederem os valores nominais. No caso da tensão, é saturado em um nível mínimo de 5% em relação ao nominal para a partida da máquina.

Figura 19 – Modelo do conversor CC-CA.



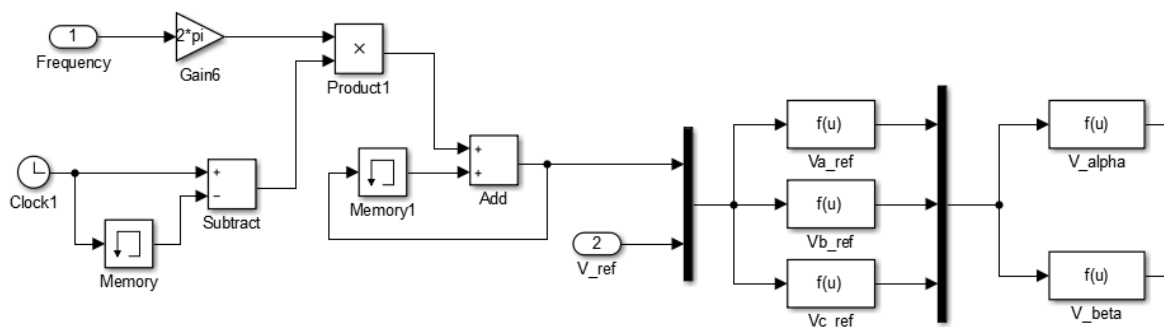
Fonte: O próprio autor.

A partir da modulação vetorial, obtém-se as tensões “ V_A ”, “ V_B ” e “ V_C ”, calculadas conforme (19), onde “ f ” é a frequência em que se deseja acionar a máquina, também chamada de frequência fundamental e “ V_{REF} ” é a tensão de pico desejada para a senoide que oscilam na frequência fundamental.

$$\begin{aligned}
 V_A &= V_{REF} \times \text{sen}(2\pi f * t) \\
 V_B &= V_{REF} \times \text{sen}\left(2\pi f * t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 V_C &= V_{REF} \times \text{sen}\left(2\pi f * t + \frac{2\pi}{3}\right)
 \end{aligned} \tag{19}$$

A Figura 20 mostra a modelagem das tensões de referência em cascata com a transformada e consequente obtenção dos vetores do plano complexo “ V_α ” e “ V_β ”, de acordo com (4).

Figura 20 – Modelo dos vetores complexos do SV-PWM.



Fonte: O próprio autor.

A fim de identificar o setor em que se encontra o vetor de referência, cujo posicionamento é dependente do tempo, foi elaborada a lógica mostrada na Tabela 6, onde os valores de referência são calculados em (20). A Figura 21 mostra a modelagem lógica das referências e as comparações para a definição do setor.

Tabela 6 – Referência de posicionamento do vetor

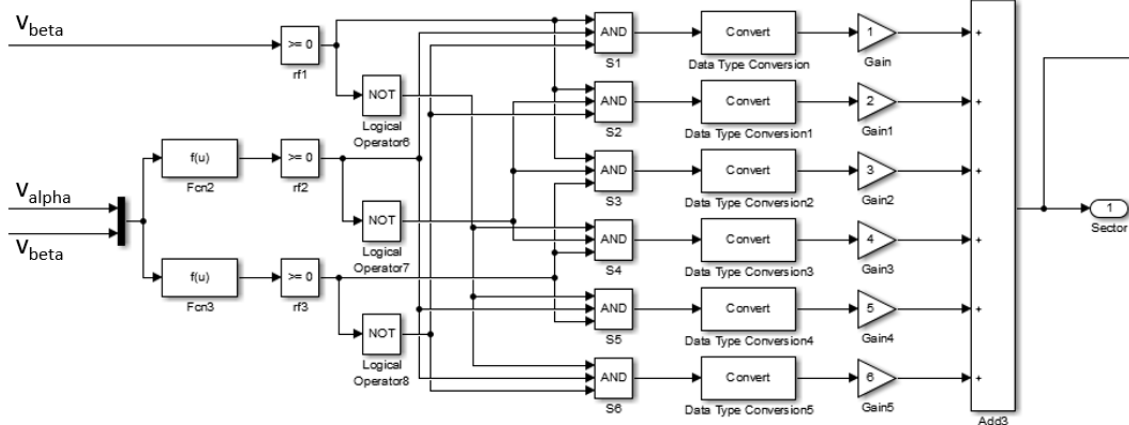
Setor	$Rf1$	$Rf2$	$Rf3$
1	> 0	> 0	≤ 0
2	> 0	≤ 0	≤ 0
3	> 0	≤ 0	> 0
4	≤ 0	≤ 0	> 0
5	≤ 0	> 0	> 0
6	≤ 0	> 0	≤ 0

Fonte: Gierri Waltrich, 2020.

$$Rf_1 = V_\beta$$

$$Rf_2 = \sqrt{3}V_\alpha - V_\beta \quad (20)$$

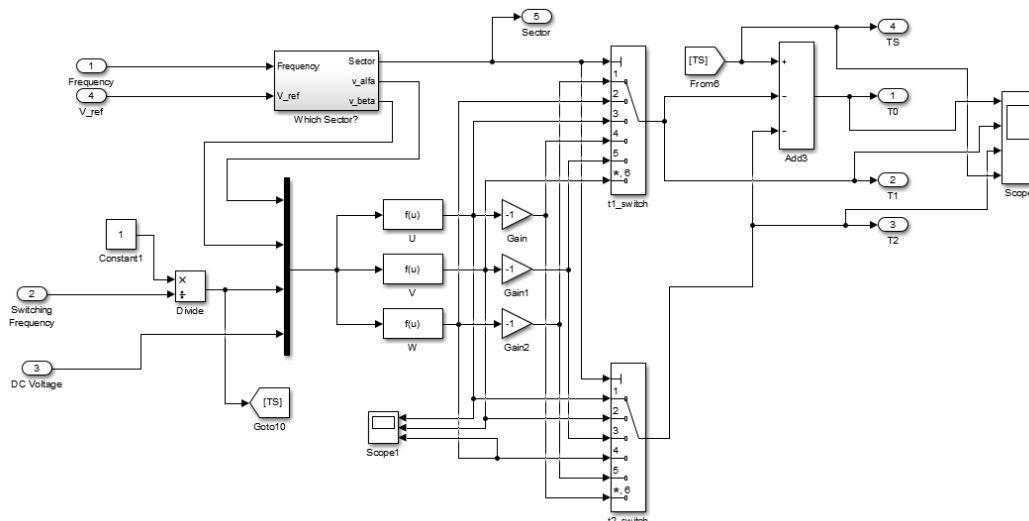
$$Rf_3 = -\sqrt{3}V_\alpha - V_\beta$$

Figura 21 – Modelo da definição de setor.

Fonte: O próprio autor.

Calcula-se os valores de “U, V e W” por (5) e, aplicados à Tabela 1, os tempos de chaveamento “ T_1 ” e “ T_2 ” são obtidos. A Figura 22 mostra o modelo onde foram calculados os tempos de chaveamento.

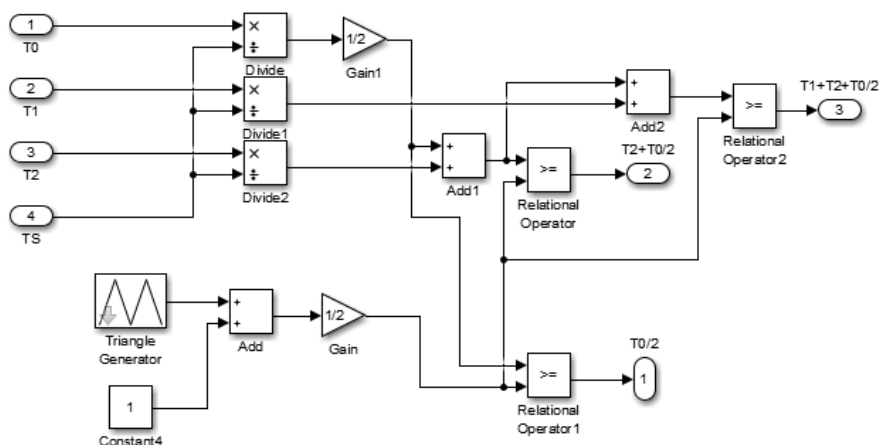
Figura 22 – Modelo do cálculo dos tempos de chaveamento.



Fonte: O próprio autor.

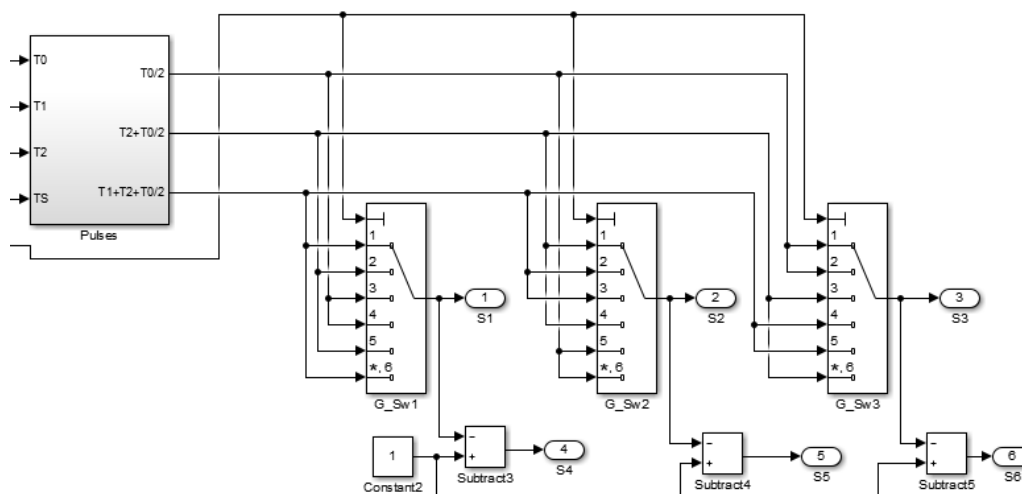
Por fim, com os tempos de chaveamento modelados e o auxílio do diagrama da Figura 8, obtém-se os pulsos PWM, comparando os valores da associação dos tempos com um sinal triangular na frequência de chaveamento preestabelecida no dimensionamento do projeto. A Figura 23 apresenta o modelo da geração dos pulsos PWM e a Figura 24, por fim, o direcionamento dos pulsos para cada interruptor, dependendo do setor (ver Figura 8).

Figura 23 – Modelo da geração dos pulsos PWM.



Fonte: O próprio autor.

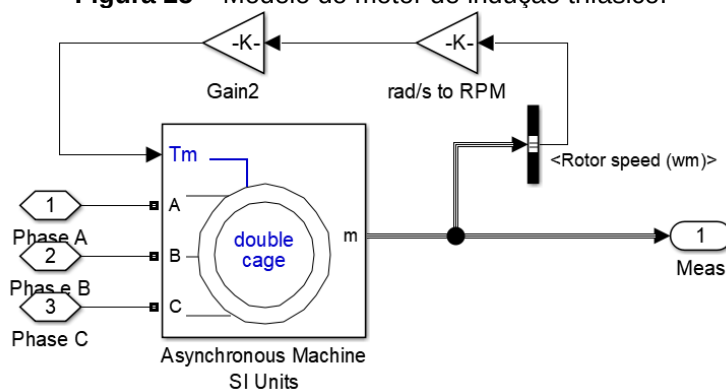
Figura 24 – Modelo do direcionamento dos pulsos aos interruptores.



Fonte: O próprio autor.

O modelo do MIT é feito com base nos dados obtidos na Tabela 2 e é apresentado na Figura 25. Através do recurso “*Parameter Estimator*”, os parâmetros foram levantados para o bloco denominado “*Asynchronous Machine SI Units*”. A carga utilizada é do tipo proporcional à velocidade, emulando uma carga padrão de bomba hidráulica. Um ganho é ajustado de forma a proporcionar carga nominal na velocidade nominal do motor.

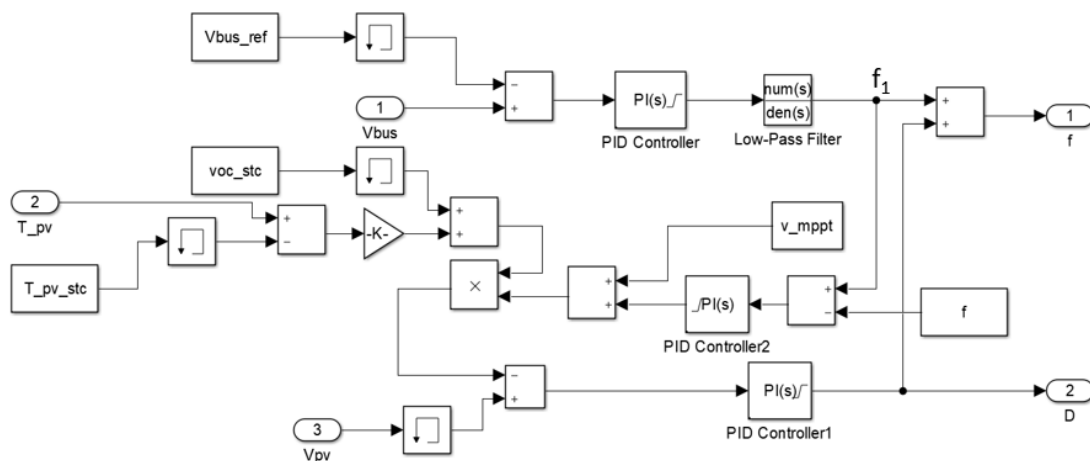
Figura 25 – Modelo do motor de indução trifásico.



Fonte: O próprio autor.

O último bloco a ser apresentado no modelo é o “Controlador”, na Figura 26. O modelo foi elaborado com base no diagrama apresentado na Figura 5, com acréscimo de alguns itens a fim de incrementar a performance do projeto.

Figura 26 – Modelo do controlador.



Fonte: O próprio autor.

A primeira entrada do sistema é a realimentação da tensão do barramento CC “ V_{bus} ”. Visando estabilizar a tensão do barramento respeitando uma boa resposta dinâmica, o erro é calculado e em seguida esse valor é compensado por um controlador PI. Um filtro passa-baixas, sintonizado em 1kHz, está em cascata com a saída do controlador para atenuação de ruídos de alta frequência. Esse é o primeiro componente que controla a frequência “ f ” de acionamento do Conversor CC-CA.

Como entrada adicional, tem-se a temperatura do arranjo fotovoltaico, que é utilizada na obtenção do valor de tensão de circuito aberto “ V_{oc} ”. Como comentado anteriormente, a tensão de circuito aberto varia com a temperatura e o coeficiente de temperatura apresentado no manual técnico do módulo fotovoltaico é usado para encontrar o valor atual de tensão em circuito aberto.

Para a entrada no segundo laço de controle, “ f_1 ” é comparado com o valor de frequência nominal de acionamento da máquina. Um valor positivo nessa diferença implica que o arranjo está fornecendo mais potência do que a máquina é capaz de consumir naquele instante. Então esse erro entra em outro PI e em seguida é somado ao valor de “ V_{mp} ”, que é uma constante, oriunda da teoria de controle de MPPT por tensão constante. Essa soma é chamada de “ $V_{mp-calc}$ ” e tem a função de fornecer uma referência de comparação para a tensão do arranjo. Quando há sobra de energia, o controle tira o arranjo do ponto de MPPT aumentando a referência.

A terceira entrada do sistema é a tensão do arranjo fotovoltaico. Ela é comparada com o produto de " V_{oc} " com " $V_{mp-calc}$ ". O erro da tensão do arranjo é tratado por outro controlador PI, e sua saída é direcionada para o acionamento da razão cíclica do conversor CC-CC. Esse valor também é direcionado para o acionamento da frequência do Conversor CC-CA, sendo a segunda componente. Um erro positivo implica que a tensão do arranjo é maior que a tensão de referência, então é necessário extrair mais energia no sistema.

Os valores das constantes dos controladores PI foram obtidos através de testes consecutivos, sendo ajustadas a fim de incrementar o desempenho dos compensadores.

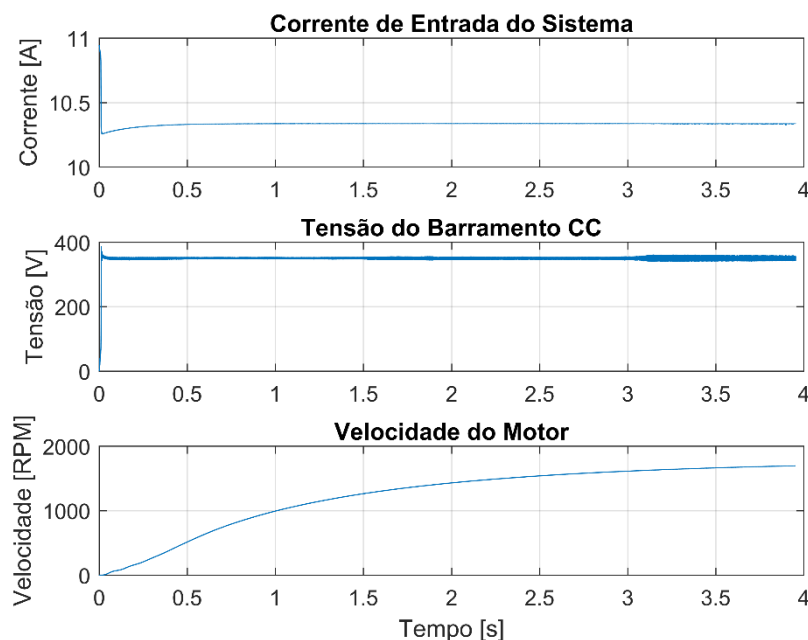
6. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

A fim de testar a efetividade do modelo apresentado, foram realizadas algumas simulações, em diferentes situações, considerando as potências máximas de fornecimento e de consumo. Os resultados buscar analisar o desempenho dos conversores e a resposta do sistema de controle mediante situações críticas de operação.

6.1. ALIMENTAÇÃO DE UM MIT DE 0,5 HP

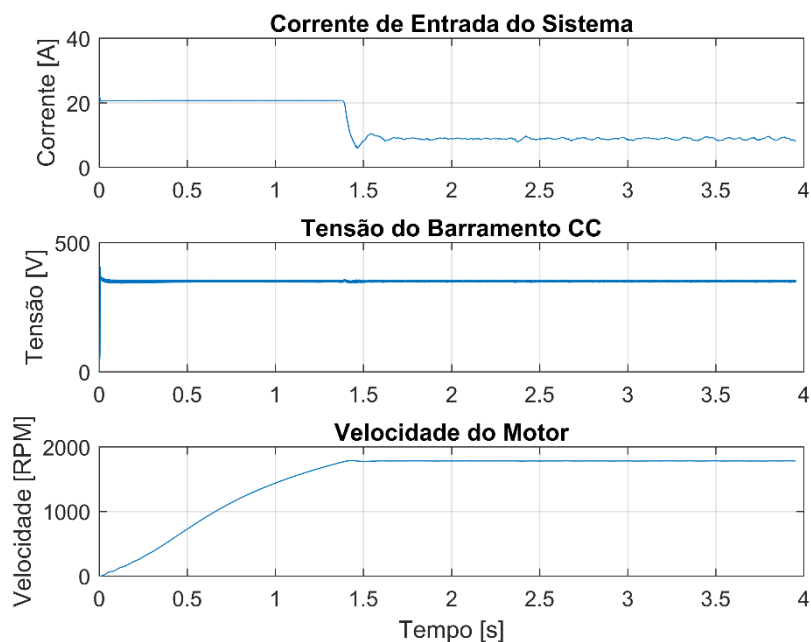
Para o primeiro cenário, foi utilizado um motor de 0,5 HP, com potência elétrica nominal demandada de 477 W. Os resultados para o comportamento da corrente de entrada, da tensão do barramento CC e da velocidade de eixo da máquina são apresentados na Figura 27 para uma potência de entrada de 800 W_p, ou seja, dois painéis em série. As figuras 28 e 29 apresentam, respectivamente, os mesmos resultados para a mesma máquina, porém com alimentação de quatro (1600 W_p) e seis painéis (2400 W_p). Nesse caso, todos os arranjos atendem à demanda do motor.

Figura 27 – Desempenho do sistema com motor de 0,5 HP e arranjo de dois painéis.



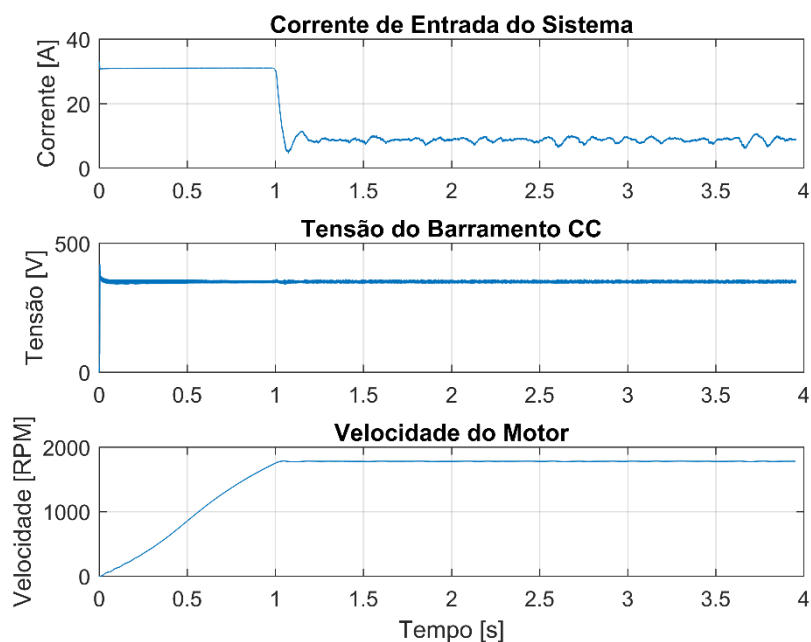
Fonte: O próprio autor.

Figura 28 – Desempenho do sistema com motor de 0,5 HP e quatro painéis.



Fonte: O próprio autor.

Figura 29 – Desempenho do sistema com Motor de 0,5 HP e seis painéis.



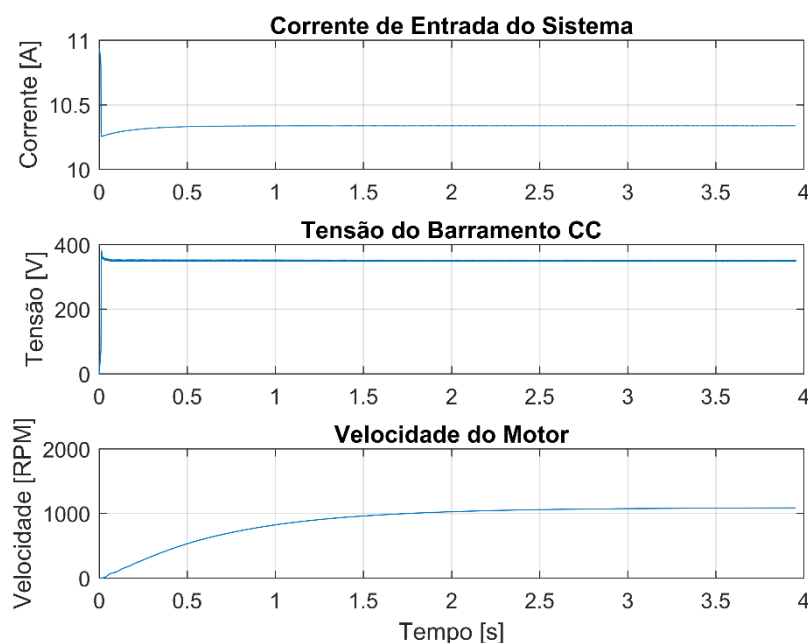
Fonte: O próprio autor.

6.2. ALIMENTAÇÃO DE UM MIT DE 1 HP

Dessa vez, utilizando um motor de 1 HP, potência nominal de 898,8 W. Os resultados para a alimentação com 800 W_p são apresentados na Figura 30, sendo essa uma situação em que o arranjo fornece potência menor do que a nominal do

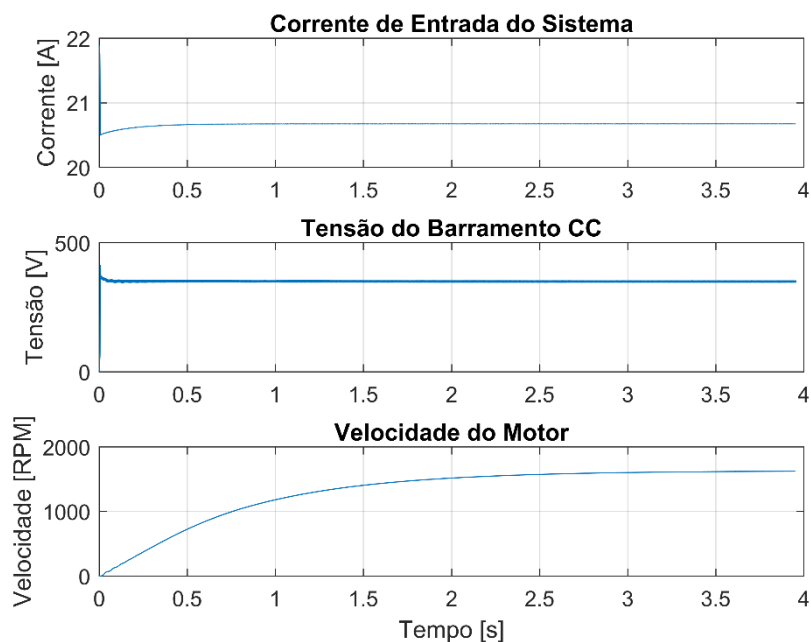
motor. Para esse caso, o motor não atinge sua rotação nominal, estabilizando a potência de saída na condição de MPPT dos painéis. A Figura 31 e a Figura 32 apresentam os gráficos do mesmo motor sendo alimentados por 1600 W_p e 2400 W_p , respectivamente. São situações em que há maior capacidade de geração do que de consumo, ou seja, apesar do motor operar em sua rotação nominal, estará operando fora do ponto de rastreamento da máxima potência disponível.

Figura 30 – Desempenho do sistema com motor de 1 HP e dois painéis.



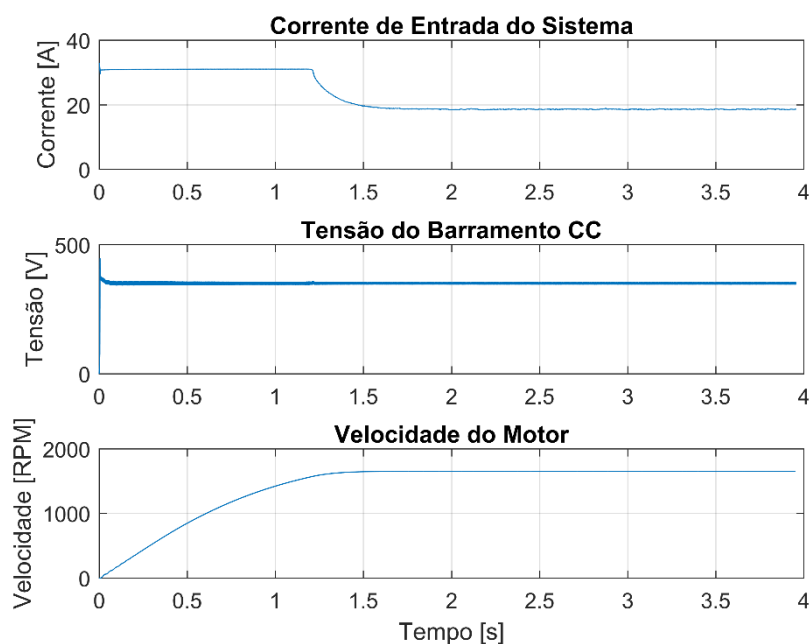
Fonte: O próprio autor.

Figura 31 – Desempenho do sistema com motor de 1 HP e quatro painéis.



Fonte: O próprio autor.

Figura 32 – Desempenho do sistema com motor de 1 HP e seis painéis.



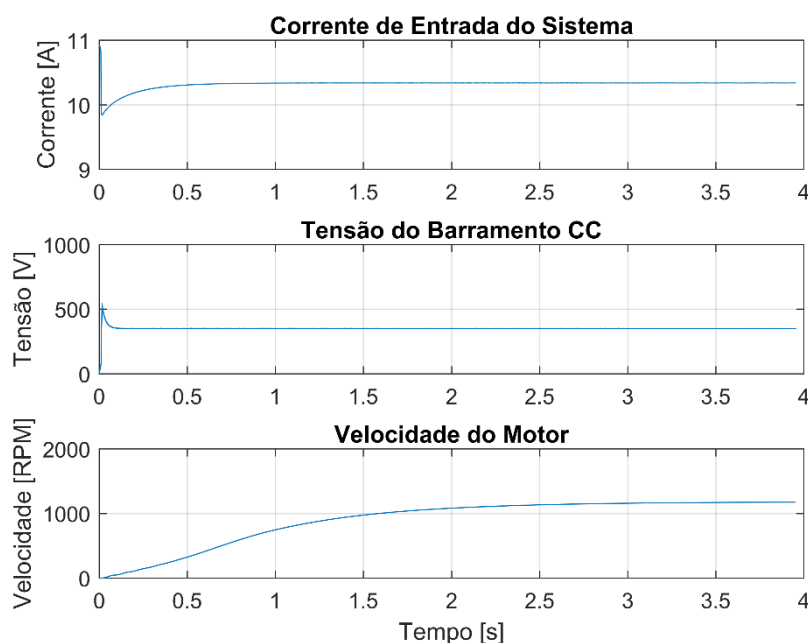
Fonte: O próprio autor.

6.3. ALIMENTAÇÃO DE UM MIT DE 1,5 HP

Já nesse terceiro cenário, o motor utilizado foi de 1,5 HP, ou seja, a potência elétrica nominal é de 1332 W. Os resultados da alimentação por dois, quatro e seis painéis, respectivamente, são apresentados nas Figuras 33, 34 e 35. Para as duas

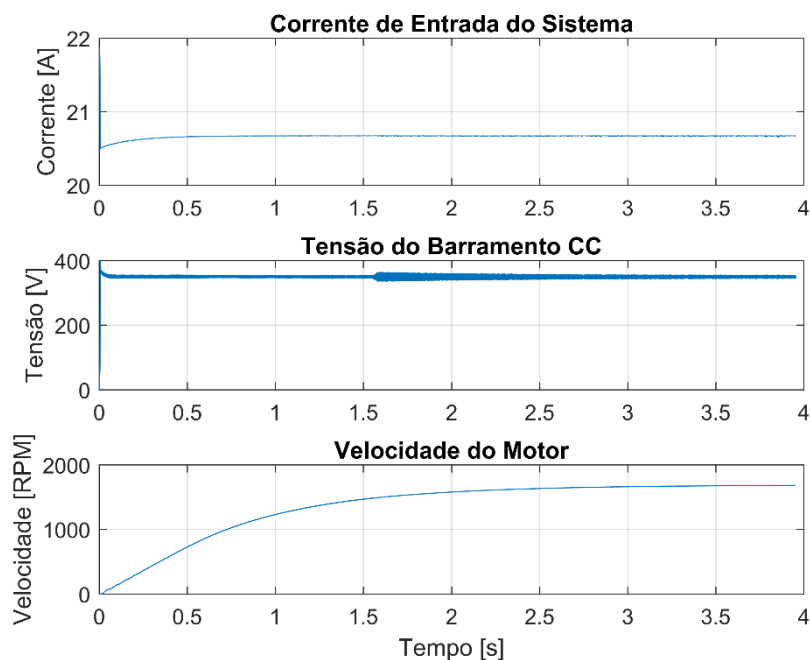
primeiras situações, o motor opera drenando potência máxima dos painéis. No primeiro caso, mostrando na Figura 33, a potência fornecida pelo arranjo fotovoltaico é insuficiente para levar o motor à sua rotação nominal. Para o resultado apresentado na Figura 34, é interessante observar que o motor opera com MPPT e muito próximo da sua velocidade nominal, mostrando que para quatro painéis fotovoltaicos, a potência drenada do arranjo fotovoltaico é praticamente a potência nominal máxima prevista para a máquina. Porém, para o terceiro caso, Figura 35, fica evidente que a máquina consegue operar na sua potência nominal, contudo, o sistema precisa estar fora do MPP.

Figura 33 – Desempenho do sistema com motor de 1,5 HP e dois painéis.



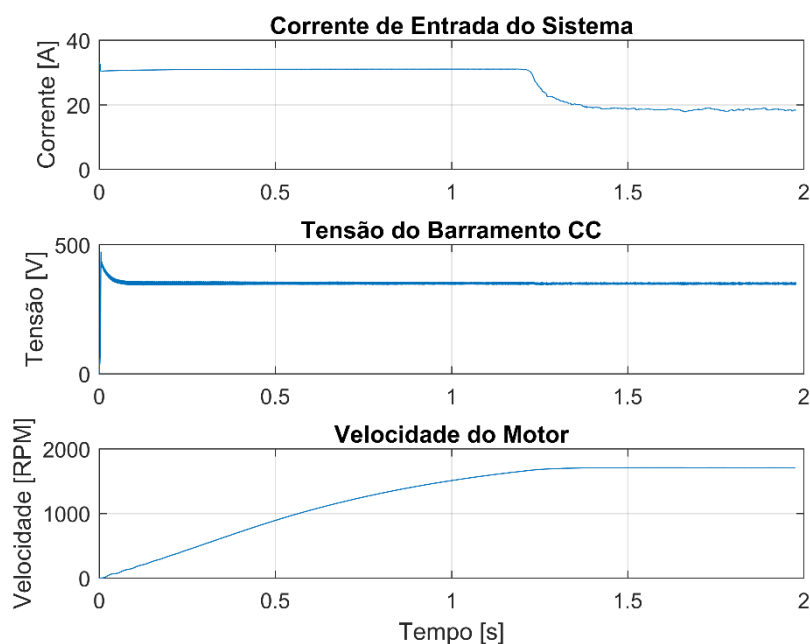
Fonte: O próprio autor.

Figura 34 – Desempenho do sistema com motor de 1,5 HP e quatro painéis.



Fonte: O próprio autor.

Figura 35 – Desempenho do sistema com motor de 1,5 HP e seis painéis.



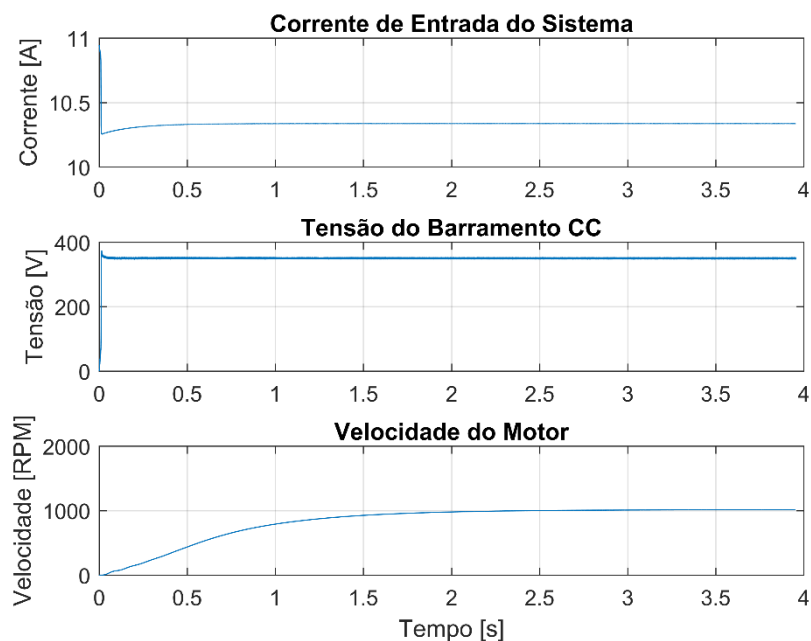
Fonte: O próprio autor.

6.4. ALIMENTAÇÃO DE UM MIT DE 2 HP

O último motor a ser testado é o maior deles, de 2 HP, ou seja, a potência nominal é de 1725 W. Os resultados da alimentação por dois, quatro e seis painéis, respectivamente, são apresentados nas Figuras 36, 37 e 38. Para essa carga, os

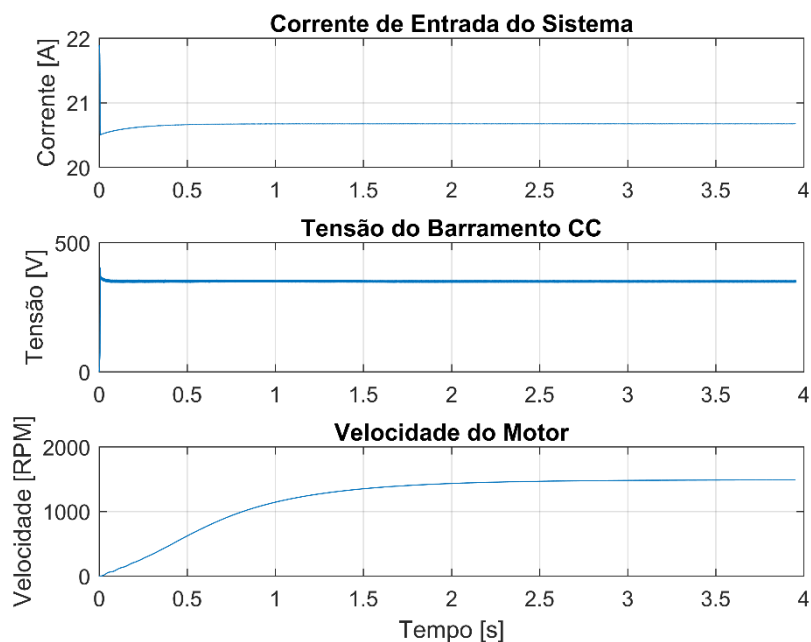
resultados permitem observar que o conversor opera em MPPT para os arranjos com dois e quatro painéis fotovoltaicos, contudo, em ambos os casos, a máquina não atingirá sua rotação nominal. Para o terceiro caso, a máquina atinge sua rotação nominal, contudo, o sistema deve operar fora do MPP para garantir que a tensão do barramento CC permaneça controlada.

Figura 36 – Desempenho do sistema com motor de 2 HP e dois painéis.



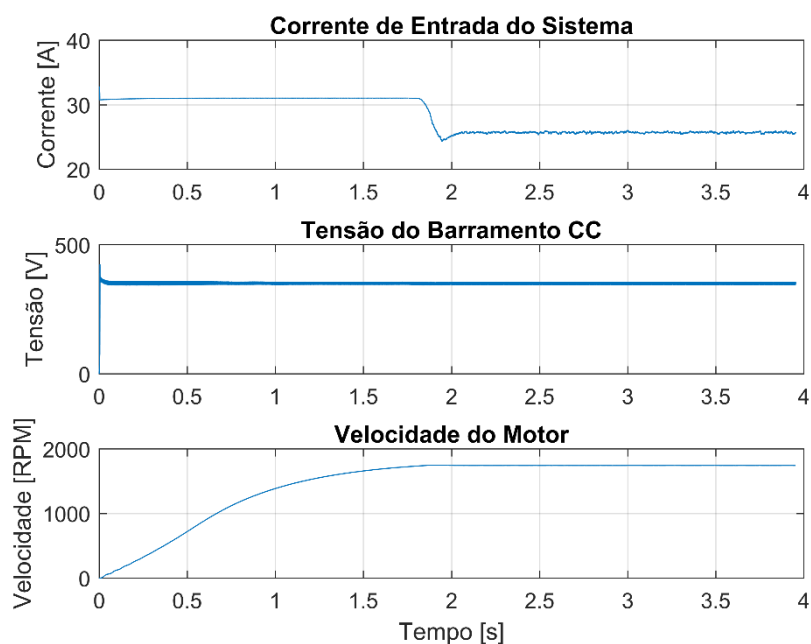
Fonte: O próprio autor.

Figura 37 – Desempenho do sistema com motor de 2 HP e quatro painéis.



Fonte: O próprio autor.

Figura 38 – Desempenho do sistema com motor de 2 HP e seis painéis.



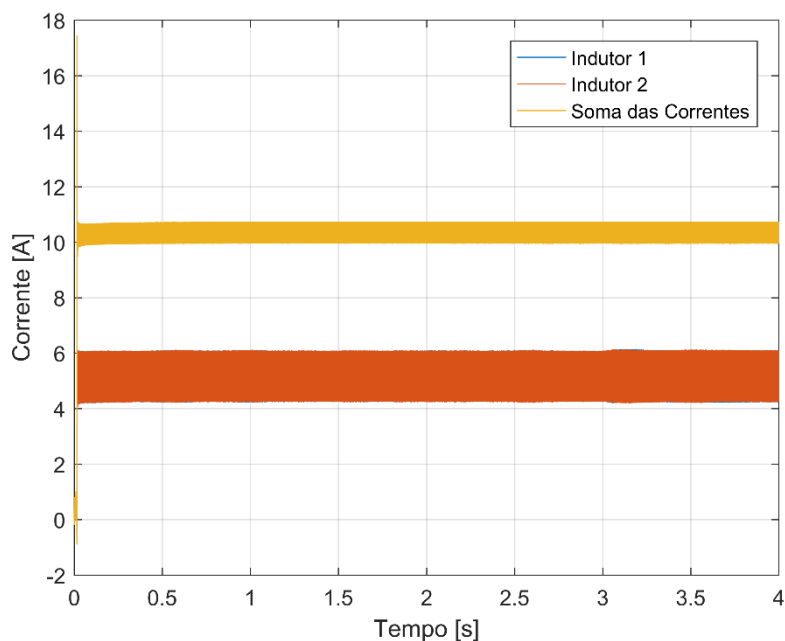
Fonte: O próprio autor.

6.5. AVALIAÇÃO DO CONVERSOR CC-CC

É sabido que os indutores do conversor CC-CC são dimensionados de forma a diminuir a variação de corrente na entrada. Dessa maneira, a Figura 39 mostra o gráfico da corrente nos indutores e na entrada do conversor CC-CC na pior

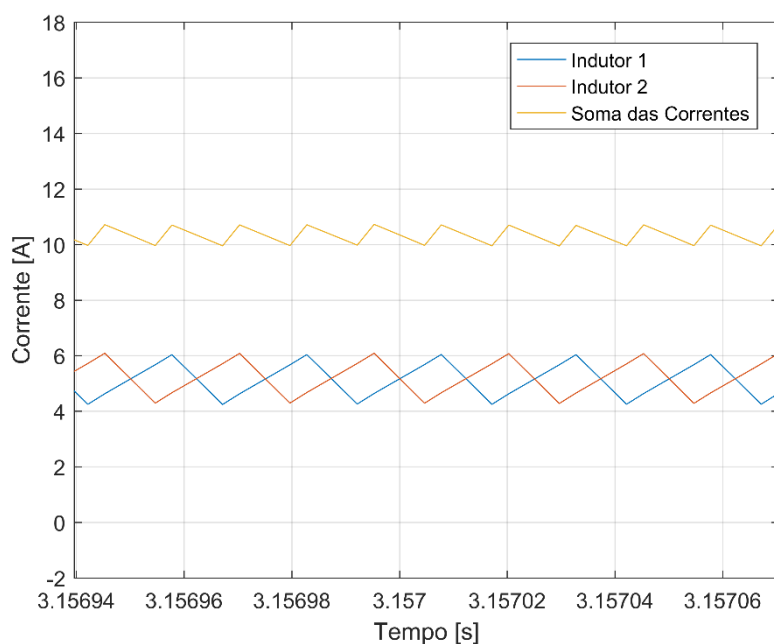
condição, ou seja, onde a corrente elétrica é a menor possível e a Figura 40 mostra o mesmo gráfico com maiores detalhes. Foi usado o arranjo de dois painéis e o motor de 0,5 HP para tal avaliação.

Figura 39 – Corrente nos indutores.



Fonte: O próprio autor.

Figura 40 – Corrente nos indutores – em detalhe.

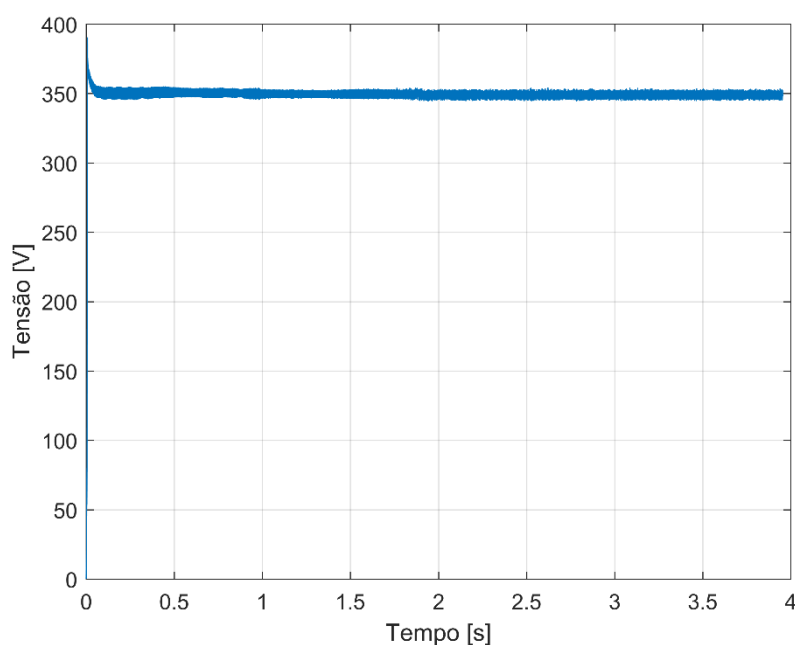


Fonte: O próprio autor.

Como é possível visualizar na Figuras 39 e 40, o *ripple* de corrente na entrada do conversor é da ordem de 700 mA , correspondendo a um valor percentual aproximado de, 6,7%, abaixo do projetado de 10%, caracterizando um bom dimensionamento das indutâncias.

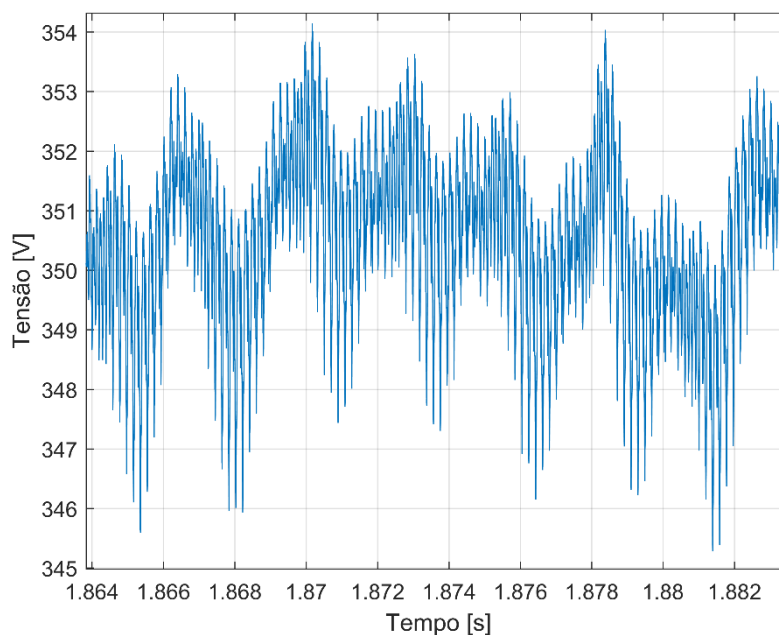
Da mesma forma, é demonstrado na Figura 41, o gráfico da tensão do barramento CC na pior condição, ou seja, com o sistema fornecendo a maior potência. Dessa forma, foi utilizado o arranjo de seis painéis e o motor de 2 HP para tal avaliação. A Figura 42 permite visualizar o gráfico ampliado.

Figura 41 – Tensão do barramento CC.



Fonte: O próprio autor.

Figura 42 – Tensão do barramento CC - ampliado.



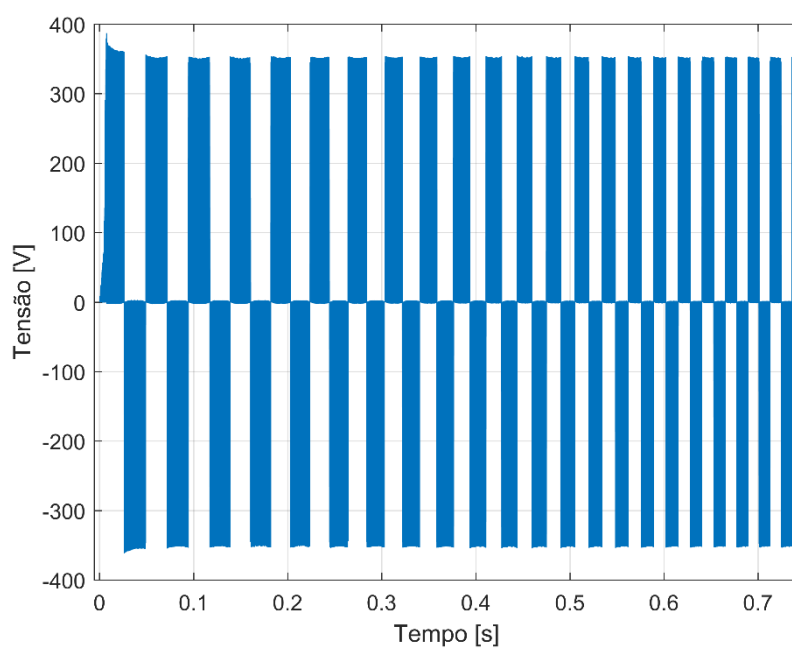
Fonte: O próprio autor.

Da Figura 42, é analisado que o *ripple* de tensão apresentado no Barramento CC corresponde a aproximadamente 8,5 V, ou seja, um valor percentual de 2,43%. É lembrado também que esse valor não depende só do dimensionamento de capacitores, mas também da dinâmica de funcionamento do controlador, então é possível afirmar que a tensão ficou dentro de parâmetros aceitáveis.

6.6. CHAVEAMENTO DO CONVERSOR CC-CA

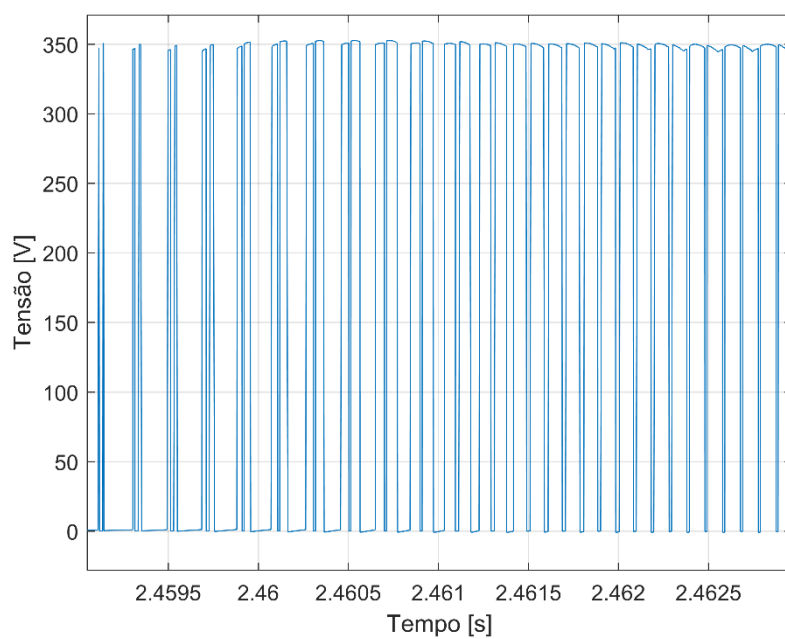
Para verificação do desempenho do chaveamento do Conversor CC-CA, observa-se, na Figura 43, a tensão de linha que aciona a máquina de forma ampliada horizontalmente na região em que a máquina está partindo. A Figura 44 mostra um quarto de ciclo da tensão de linha, resultante da modulação *Space-Vector PWM*. Para tal avaliação, foi utilizado também o arranjo de seis painéis e o motor de 2 HP.

Figura 43 – Tensão de linha nos terminais da máquina.



Fonte: O próprio autor.

Figura 44 – Tensão de linha obtida pela modulação *Space-Vector*.

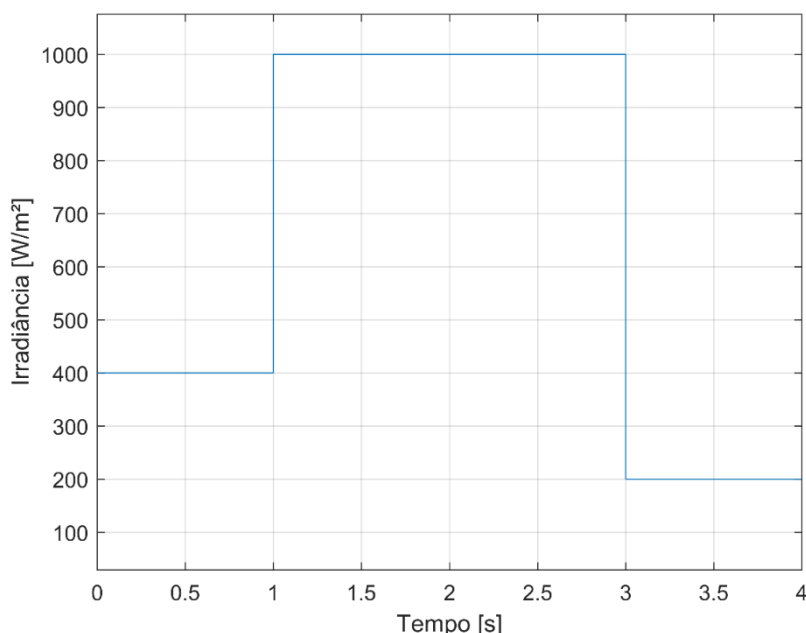


Fonte: O próprio autor.

6.7. AVALIAÇÃO MEDIANTE DEGRAUS DE IRRADIÂNCIA

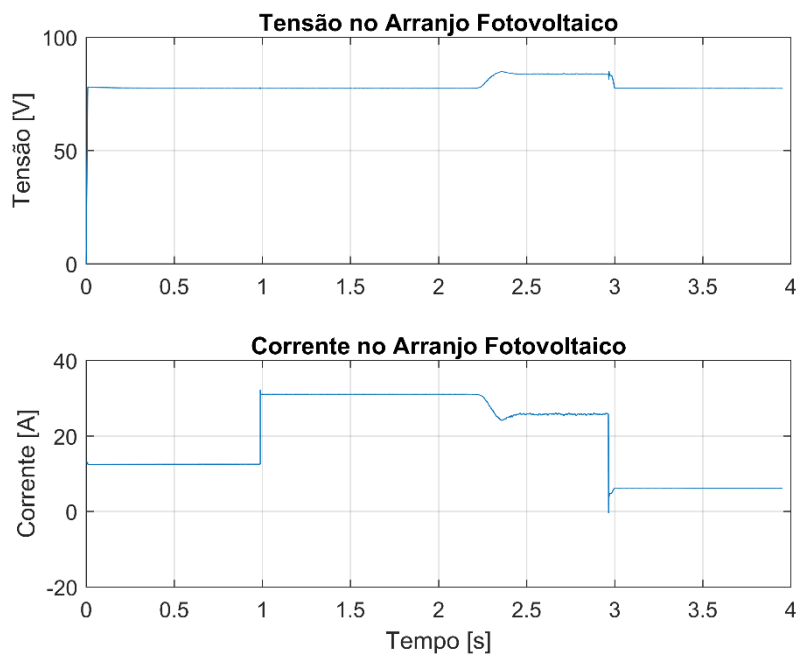
Por fim, para verificar o desempenho do sistema de controle, foi aplicado um degrau de irradiância, variando de 400 W/m² a 1000 W/m² e em seguida reduzindo em um degrau para o valor de 200 W/m², como mostra a Figura 45. Para levantamento de resultados, utilizou-se uma situação cuja potência máxima de entrada fosse ligeiramente superior à potência da máquina, permitindo assim avaliar, se necessário, a operação do conjunto fora da condição de MPPT. Escolheu-se um arranjo de quatro painéis alimentando um MIT de 1 HP. A temperatura foi mantida em STC, ou seja, 25°C.

Figura 45 – Degraus de irradiância aplicados ao conjunto sob teste.

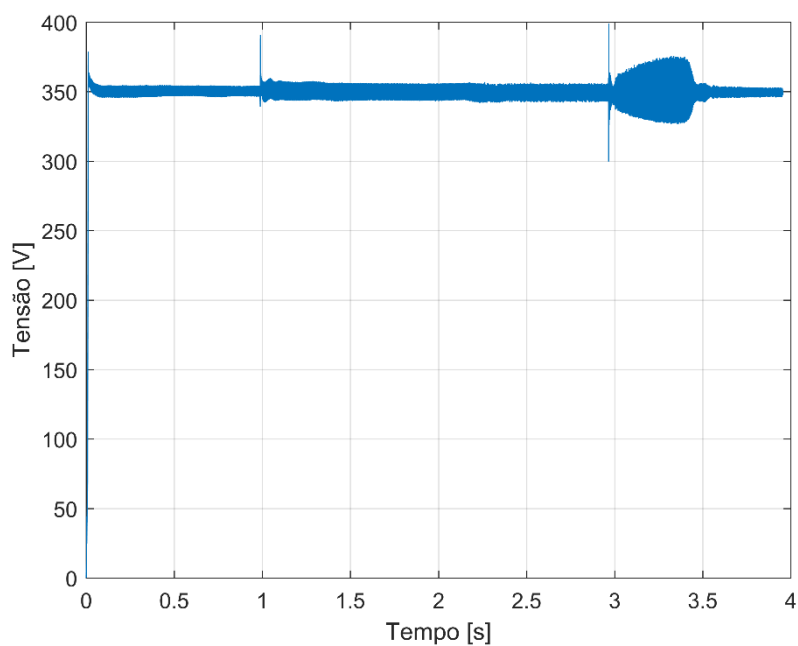


Fonte: O próprio autor.

Mostrando a influência direta da irradiância na curva de corrente elétrica, tem-se, na Figura 46, o gráfico de tensão e de corrente do arranjo fotovoltaico. Como se pode observar, o controlador conseguiu manter o rastreamento do MPP nos momentos em que a potência gerada era menor do que a potência nominal da máquina. Ao atingir rotação nominal, ou seja, na condição de máxima irradiância, situação essa que a carga passou a solicitar menos potência do que o arranjo era capaz de gerar, o controle fez o papel de tirar os painéis do MPP, mantendo a tensão do barramento CC constante, conforme se observa na Figura 47.

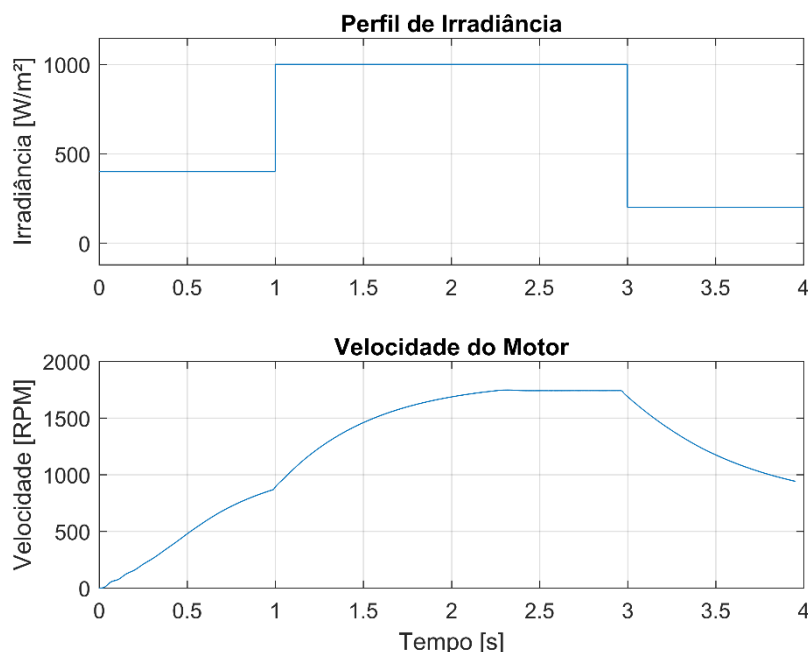
Figura 46 – Gráficos do arranjo fotovoltaico.

Fonte: O próprio autor.

Figura 47 – Tensão do barramento CC.

Fonte: O próprio autor.

Por fim, a Figura 48 apresenta o gráfico da velocidade da máquina ao longo da simulação, juntamente com o gráfico do perfil de irradiância, podendo-se verificar o tempo de resposta da máquina frente às mudanças abruptas nas entradas do sistema.

Figura 48 – Resposta da máquina a degraus de irradiância.

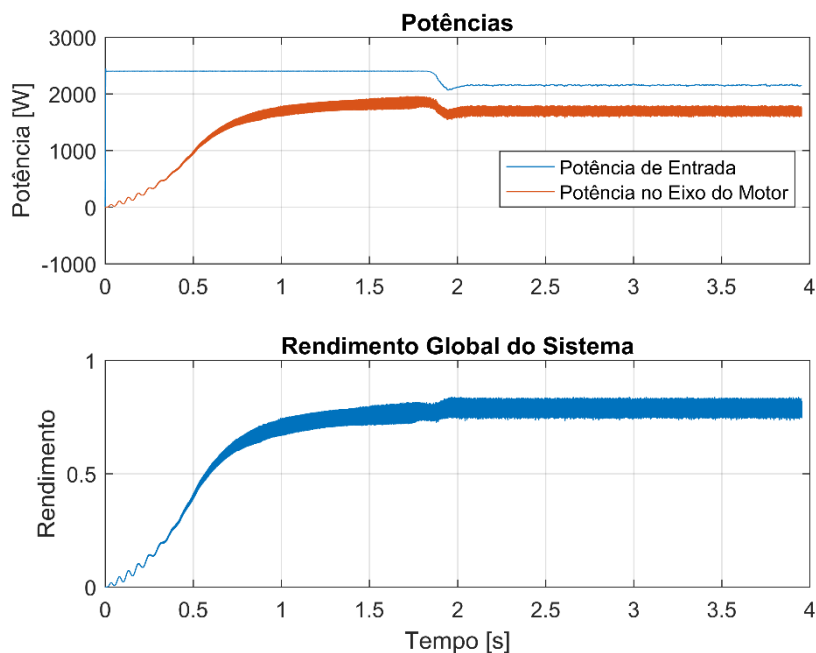
Fonte: O próprio autor.

Como observado nos resultados, o sistema operou satisfatoriamente nas condições transitórias. É importante destacar que a dinâmica da máquina possui um tempo de resposta lento, o que facilita, até certo ponto a sintonia dos compensadores.

6.8. ANÁLISE DO RENDIMENTO

A fim de avaliar o rendimento do sistema, é importante salientar que elementos dissipativos foram inseridos ao modelo de todos os elementos do circuito. Optou-se por utilizar a análise de rendimento para a máquina de maior rendimento e considerando a situação de maior corrente possível, ou seja, um arranjo de seis painéis fotovoltaicos recebendo máxima irradiância em STC. As potências de entrada e no eixo da máquina, bem como o comportamento do rendimento instantâneo global são apresentados na Figura 49.

Figura 49 – Gráficos de potência e análise de rendimento.



Fonte: O próprio autor.

Foi calculado o valor médio da potência de entrada em regime permanente, resultando num valor de 2152 W , valor esse inferior ao MPP. Também foi obtido o valor de potência de saída, no eixo do motor, resultando em 1681 W . O cálculo do rendimento global resultou em 0,78, o que permite inferir um rendimento de acerca de 90% para os estágios de conversão, pois o rendimento do motor é de aproximadamente 0,87.

7. CONCLUSÕES GERAIS

Este trabalho de conclusão de curso teve uma lógica sequencial, começando por uma revisão do estado da arte, referente à energia solar fotovoltaica, rastreamento de potência, topologias de conversores e teoria de controle para rastreamento de grandezas realimentadas. Em seguida, adotou-se as características mais vantajosas e aplicáveis aos objetivos do projeto.

O dimensionamento do conversor passou por várias modificações ao longo do projeto, principalmente no que tange ao bloco controlador, que precisou de diversos ajustes para uma resposta aceitável à aplicação. O intuito inicial do projeto era de propor sistemas com arranjos de um, dois ou três painéis, atendendo no máximo bombas de 1 HP em condições nominais.

Observou-se então, que seria vantajosa a expansão para arranjos de dois, quatro e seis painéis, podendo atender assim com facilidade até bombas de 2 HP em condições nominais, visto que a topologia utilizada permite ampla faixa de ganho. Com o avanço das tecnologias de motores e componentes eletrônicos, havendo melhoria do rendimento global previsto, o sistema poderá atender até bombas de 2,5 HP em condições nominais.

O trabalho desenvolvido traz diversas vantagens, uma vez que em produtos já ofertados no mercado, a alimentação de pequenos motores precisa de, no mínimo oito painéis para atingir a tensão necessária à modulação. A topologia proposta permite, além da redução de gastos com mais painéis, a dispensabilidade do uso de elevadas capacitâncias no barramento CC, o que melhora a vida útil do equipamento, e dispensa o uso de baterias para armazenamento de energia, reduzindo o custo total do conjunto e entrando em harmonia com os objetivos de sustentabilidade sugeridos pela ONU.

Apresentou-se também resultados de simulação que comprovam que o sistema tem bom desempenho e atende de forma ideal às demandas sugeridas, uma vez que possui boa resposta em transitório e operação adequada em regime permanente.

Os próximos passos na linha de desenvolvimento convergem para a implementação do projeto tendo em vista o forte apelo à contribuição do índice de

desenvolvimento humano e a demanda comercial para sistemas de irrigação e de armazenamento de água em aplicações agropecuárias.

8. REFERÊNCIAS

- [1] **Agricultores adotam estratégias para sobreviver à escassez de água.** Jornal da Globo, 22 ago. 2008. Disponível em: <http://g1.globo.com/jornal-da-globo/noticia/2015/08/agricultores-adotam-estrategias-para-sobreviver-escassez-de-agua.html>. Acesso em 24 mai. 2021.
- [2] **Objetivos de Desenvolvimento Sustentável.** Organização das Nações Unidas. Disponível em: <https://brasil.un.org/pt-br/sdgs>. Acesso em 24 mai. 2021.
- [3] JUNIOR, A. G. **Aquedutos Romanos.** Infoescola. Disponível em: <https://www.infoescola.com/historia/aquedutos-romanos/>. Acesso em 24 mai. 2021.
- [4] MAYS, L. M. **Ancient water Technologies: Water Technology in Ancient Egypt.** Springer, 2010.
- [5] AHONEN, T. *et al.* **Effect of electric motor efficiency and sizing on the energy efficiency in pumping systems.** 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe), 2016. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/7695671>. Acesso em 20 jul. 2021.
- [6] MEAH, K. FLETCHER, S. ULA, S. **Solar Photovoltaic Water Pumping for Remote Locations: Renewable and Sustainable Energy Reviews.** Science Direct, 2008. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/abs/pii/S1364032106001237>. Acesso em 30 jun. 2021.
- [7] **World Health Organization and UniCeF, Progress on Sanitation and Drinking Water:** 2014 Update, World Health Organization, Geneva, Switzerland, 2014. Disponível em: <https://apps.who.int/iris/handle/10665/112727>. Acesso em 30 jun. 2021.
- [8] CHIKH, A. CHANDRA, A. **Optimization and control of a photovoltaic powered water pumping system.** 2009 IEEE Electrical Power & Energy Conference (EPEC), 2009, pp. 1-6. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/5420374>. Acesso em 30 jun. 2021.
- [9] KIMPARA M. L. M. *et al.* **Three-phase Tri-State Current Source Inverter for photovoltaic energy stand-alone applications.** IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, pp. 1642-1647, 2011. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/6119553>. Acesso em 30 jun. 2021.

- [10] LOH, P. C *et al.* **Tri-State Current Source Inverter With Improved Dynamic Performance**. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 23, no. 4, pp. 1631-1640, Jul. 2008. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/4540108>. Acesso em 30 jun. 2021.
- [11] PALMIRO, F. *et al.* **Design and implementation of a 480W three-phase converter for photovoltaic remote regions water pumping system**. 2013 Brazilian Power Electronics Conference, pp. 589-594, 2013. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/6785175>. Acesso em 30 jun. 2021.
- [12] LI, D. *et al.* **A high step-up current fed multi-resonant converter with output voltage doubler**. 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp. 2020-2026, 2011. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/5744874>. Acesso em 30 jun. 2021.
- [13] PALMIRO, F. *et al.* **Cost-effective photovoltaic water pumping system for remote regions communities**. 2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 3287-3293, 2014. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/6953847>. Acesso em 30 jun. 2021.
- [14] KRUPA, A. DAWIDZIUK, J. **High Efficiency Isolated DC/DC Boost Converter with Planar Magnetics for Photovoltaic Applications**. PRZGLAD ELEKTROTECHNICZNY, ISSN 0033-2097, R.90 NR, Jul. 2014. Disponível em: <http://pe.org.pl/articles/2014/7/6.pdf>. Acesso em 30 jun. 2021.
- [15] MORAES, C. G. d. S. GODOY, R. B. JUNIOR, L. G. **Adaptions in a three phase water pump drive to improve dynamic control and reduce costs**. 2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP), pp. 1-5, 2017. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/8257302>. Acesso em 30 jun. 2021.
- [16] GULES, R. PFITSCHER, L. L. FRANCO, L. C. **An interleaved boost DC-DC converter with large conversion ratio**. 2003 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (Cat. No.03TH8692), pp. 411-416 vol. 1, 2003. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/1267284>. Acesso em: 30 jun. 2021.
- [17] HOHM, D. P. ROPP, M. E. **Comparative study of maximum power point tracking algorithms**. 11(3), 47–62, 2003. Disponível em: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/pip.459>. Acesso em 30 jun. 2021.

- [18] MADDALENA, E. T. *et al.* **A Battery-Less Photovoltaic Water-Pumping System With Low Decoupling Capacitance**. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 55, no. 3, pp. 2263-2271, Jun. de 2019. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/8643957>. Acesso em 30 jun. 2021.
- [19] ELGENDY, M. A. ZAHAWI, B. ATKINSON, D. J. **Assessment of Perturb and Observe MPPT Algorithm Implementation Techniques for PV Pumping Applications**. IEEE Transactions on Sustainable Energy, vol. 3, no. 1, pp. 21-33, Jan. 2012. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/6102293>. Acesso em 30 jun. 2021.
- [20] COELHO, R. F. MARTINS, D. C. **An optimized maximum power point tracking method based on pv surface temperature measurement**. Sustainable Energy-Recent Studies, p. 89-114, 2012. Disponível em: https://books.google.com.br/books?hl=pt-BR&lr=&id=ImOfDwAAQBAJ&oi=fnd&pg=PA89&dq=An+Optimized+Maximum+Power+Point+Tracking+Method+Based+on+PV+Surface+Temperature+Measurement&ots=jcj5_6Fvb5&sig=Uf_OAoZ_ZLsVEDcBu5-tkZILWXw#v=onepage&q=An%20Optimized%20Maximum%20Power%20Point%20Tracking%20Method%20Based%20on%20PV%20Surface%20Temperature%20Measurement&f=false. Acesso em: 30 jun. 2021.
- [21] ROCHA, N. M. M. da. *et al.* **Mpmt Algorithm Based on PV Cell Temperature, Using Open Circuit Voltage Measurement, Combined with PV Cell Cooling**. Eletrôn. Potên., Joinville, v. 23, n. 4, p. 477-486, Dez. 2018. Disponível em: <https://sobraep.org.br/site/uploads/2018/12/rvol23no04-12-2804-477-486.pdf>. Acesso em 30 jun. 2021.
- [22] RASHID, M. H. **Eletrônica de Potência: Dispositivos, Circuitos e Aplicações**. 4ª Edição. Pearson Education do Brasil. 2015.
- [23] ABOUDA, S. *et al.* **Direct Torque Control – DTC of Induction Motor used for Piloting a Centrifugal Pump Supplied by a Photovoltaic Generator**. International Journal of Electrical, Computer, Energetic, Electronic and Communication Engineering Vol. 7, No: 8, 2013. Disponível em: https://www.researchgate.net/profile/Abdessattar-Chaari/publication/284932334_Direct_torque_control_-_DTC_of_induction_motor_used_for_piloting_a_centrifugal_pump_supplied_by_a_photovoltaic_generator/links/576a810208aeefbdacfe4ccb/Direct-torque-control-DTC-of-induction-motor-used-for-piloting-a-centrifugal-pump-supplied-by-a-photovoltaic-generator.pdf. Acesso em 30 jun. 2021.
- [24] ATMEL. **AVR494: AC Induction Motor Control Using the constant V/f Principle and a Natural PWM Algorithm**. Application Note: 7545A-AVR-12/05. Disponível em:

<https://www.microchip.com/content/dam/mchp/documents/OTH/ApplicationNotes/ApplicationNotes/doc7545.pdf>. Acesso em: 30 jun. 2021.

- [25] FUKUDA, S. HASEGAWA, H. IWAJI, Y. ***PWM technique for inverter with sinusoidal output current***. PESC '88 Record., 19th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 35-41 vol.1, 1988. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/18113>. Acesso em 30 jun. 2021.
- [26] ZHOU, K. WANG, D. ***Relationship between space-vector modulation and three-phase carrier-based PWM: a comprehensive analysis [three-phase inverters]***. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 49, no. 1, pp. 186-196, Fev. 2002. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/982262>. Acesso em 30 jun. 2021.
- [27] CHATTOPADHYAY, S. MILTRA, M. SENGUPTA, S. ***Clarke and Park Transform***. In: Electric Power Quality. Power Systems. Springer, Dordrecht, 2011. Disponível em: https://doi.org/10.1007/978-94-007-0635-4_12. Acesso em 30 jun. 2021.
- [28] WEG S.A. **Weg Catalog: W22 Bomba Monobloco JM**, 2021. Disponível em: https://www.weg.net/catalog/weg/BR/pt/IR3-Premium/W22-Bomba-Monobloco-JM/W22-Bomba-Monobloco-JM/p/MKT_WMO_TEXT_IMAGE_BR_MT_3PHASE_LV_TEFC_W22JM. Acesso em: 26 de mai. de 2021.
- [29] CANADIAN SOLAR. **Datasheet HiDM 400W~420W**, 2018. Disponível em: https://www.canadiansolar.com/wp-content/uploads/2019/12/Canadian_Solar-Datasheet-HiDM_CS1U-MS_EN.pdf. Acesso em 26 de mai. de 2021.