

UNIVERSIDADE ESTADUAL DO OESTE DO PARANÁ  
CAMPUS DE FOZ DO IGUAÇU  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM  
ENGENHARIA ELÉTRICA E COMPUTAÇÃO

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE TÉCNICAS DE CONTROLE DIGITAL  
APLICADAS AO ACIONAMENTO DE MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO  
ALIMENTADO POR SISTEMA FOTOVOLTAICO DE ESTÁGIO DUPLO

GABRIEL CASANOVA BALDISSERA

FOZ DO IGUAÇU

2022

Gabriel Casanova Baldissera

Análise Comparativa entre Técnicas de Controle Digital Aplicadas ao  
Acionamento de Motor de Indução Trifásico Alimentado por Sistema  
Fotovoltaico de Estágio Duplo

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Computação da Universidade Estadual do Paraná como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e Computação. Área de concentração: Sistemas Elétricos e Computação.

Orientador: Dr. Carlos Henrique Farias dos Santos

Foz do Iguaçu  
2022

Ficha de identificação da obra elaborada através do Formulário de Geração Automática do Sistema de Bibliotecas da Unioeste.

Baldissera, Gabriel Casanova

Análise comparativa entre técnicas de controle digital aplicadas ao acionamento de motor de indução trifásico alimentado por sistema fotovoltaico de estágio duplo / Gabriel Casanova Baldissera; orientador Carlos Henrique Farias dos Santos. -- Foz do Iguaçu, 2022.

95 p.

Dissertação (Mestrado Acadêmico Campus de Foz do Iguaçu) -- Universidade Estadual do Oeste do Paraná, Centro de Engenharias e Ciências Exatas, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Computação, 2022.

1. Controle digital. 2. Sistema autônomo. 3. Controle de carga. 4. Motor de indução trifásico. I. Santos, Carlos Henrique Farias dos, orient. II. Título.

# **Análise Comparativa entre Técnicas de Controle Digital Aplicadas ao Acionamento de Motor de Indução Trifásico Alimentado por Sistema Fotovoltaico de Estágio Duplo**

**Gabriel Casanova Baldissera**

Esta Dissertação de Mestrado foi apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Computação e aprovada pela Banca Examinadora assim constituída:

**Prof. Dr. Carlos Henrique Farias dos Santos** - (Orientador)  
Universidade Estadual do Oeste do Paraná – UNIOESTE

**Prof. Dr. Edgar Manuel Carreño Franco**  
Universidade Estadual do Oeste do Paraná – UNIOESTE

**Prof. Dr. Jorge Javier Gimenez Ledesma**  
Universidade Federal da Integração Latino-Americana – UNILA.

Data da defesa: 09 de junho de 2022.

# Resumo

Com o intuito de aplicar fontes de energia fotovoltaica para alimentar motores de indução sem conexão com a rede elétrica, e fornecer o controle dos parâmetros desse motor, foi realizado, um estudo sobre os sistemas fotovoltaicos de estágio duplo para sistemas autônomos. Para isso, adotou-se o modelo do painel fotovoltaico de diodo único como fonte de energia fotovoltaica do sistema. A fonte alimenta um conversor CC-CC boost, o qual é controlado para manter a tensão fornecida pela fonte próxima ao seu valor de referência, fornecendo a máxima potência para o sistema. O conversor boost fornece energia ao barramento CC, no qual é conectado um banco de baterias através de um conversor bidirecional buck-boost, o controle do conversor bidirecional é realizado para controlar a tensão do barramento, assim, a bateria opera em modo de descarga e em modo de carga para manter a tensão próxima ao valor de referência, e para suprir a demanda do motor em condições climáticas variadas. Por fim, o motor de indução trifásico é alimentado a partir do inversor CC-CA, o qual é alimentado através do barramento CC. Para controlar o motor de indução, algumas técnicas de controle digital são aplicadas ao inversor, sendo então realizada uma análise comparativa entre as técnicas de controle mais utilizadas para acionamento de motores de indução trifásicos. Portanto, a partir de simulações do sistema, e com a análise comparativa das técnicas de controle digital, é possível definir qual técnica pode ser utilizada para melhor eficiência e eficácia de um sistema autônomo, o que depende da aplicação em que o sistema está inserido.

**Palavras-Chaves:** Sistema Fotovoltaico de Estágio Duplo, Controle de Conversores CC, Controle Digital para Motor de Indução Trifásico.

# Abstract

In order to apply photovoltaic energy sources to power induction motors without connection to the electrical network, and to provide control of the parameters of this motor, a study was carried out on dual-stage photovoltaic systems for autonomous systems. Thereunto, the model of the single diode photovoltaic panel was adopted as the photovoltaic energy source of the system. The source feeds a DC-DC boost converter, which is controlled to keep the voltage supplied by the source close to its reference value, providing maximum power to the system. The boost converter supplies power to the DC bus, to which a bank of batteries is connected through a bidirectional buck-boost converter, the bidirectional converter control is carried out to control the bus voltage, thus, the battery operates in discharge mode and in load mode to keep the voltage close to the reference value, and to meet the motor demand in varying weather conditions. Ultimately, the three-phase induction motor is powered from the DC-AC inverter, which is powered through the DC bus. To control the induction motor, some digital control techniques are applied to the inverter, and then a comparative analysis is carried out between the most used control techniques for driving three-phase induction motors. Therefore, from system simulations, and with the comparative analysis of digital control techniques, it is possible to define which technique can be used for better efficiency and effectiveness of an autonomous system, which depends on the application in which the system is inserted.

**Keywords:** Dual Stage Photovoltaic System, Control of DC Converters, Digital Control for Three-Phase Induction Motor.

# Agradecimentos

Agradeço primeiramente a Deus, por guiar e iluminar minha vida.

Aos meus pais, por serem o pilar das minhas conquistas, por todo incentivo e por sempre acreditarem em mim.

À minha namorada Ana Claudia Corobinski Carmona, que sempre esteve ao meu lado e me acompanhou durante essa trajetória, por todo seu incentivo e compreensão.

Ao meu orientador, Prof. Dr. Carlos Henrique Farias dos Santos, por aceitar me orientar e me ajudar durante a elaboração deste trabalho, e por todo seu apoio.

Aos professores do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Computação (PGEEC), por compartilharem seus conhecimentos e pelo incentivo durante a realização do mestrado.

À UNIOESTE, pela oportunidade da realização do mestrado. À fundação CAPES, pelo apoio financeiro para a realização desta pesquisa.

A todos que de alguma maneira contribuíram para a conclusão deste trabalho.

“Se tu o desejas, podes voar, só tens de confiar  
muito em ti. ”

(Steve Jobs)

# Sumário

<b>Lista de Figuras .....</b>	<b>11</b>
<b>Lista de Tabelas .....</b>	<b>13</b>
<b>Lista de Siglas e Abreviaturas .....</b>	<b>14</b>
<b>1 Introdução .....</b>	<b>15</b>
1.1 Justificativa e Relevância do Trabalho .....	19
1.2 Objetivos.....	20
1.3 Contribuições do Trabalho .....	21
1.4 Visão Geral do Trabalho.....	21
<b>2 Referencial Teórico.....</b>	<b>22</b>
2.1 Fonte Fotovoltaica .....	22
2.2 Conversor CC-CC Boost .....	24
2.3 Conversor CC-CC Buck-Boost Bidirecional.....	26
2.4 Banco de Baterias .....	29
2.5 Inversor CC-CA Trifásico .....	31
2.6 Motor de Indução Trifásico .....	34
<b>3 Estratégias de Controle .....</b>	<b>38</b>
3.1 Controle do Conversor Boost .....	38
3.2 Controle do Conversor Buck-Boost .....	41
3.3 Controle Volts por Hertz .....	44
3.4 Controle Orientado a Campo Indireto .....	46
3.5 Controle de Torque Direto.....	48
<b>4 Simulações e Resultados.....</b>	<b>52</b>
4.1 Modelagem da Fonte Fotovoltaica .....	52
4.2 Modelagem e Controle do Conversor CC-CC Boost .....	55
4.3 Modelagem e Simulação do Modelo da Bateria de Lítio .....	58
4.4 Modelagem e Controle do Conversor Buck-Boost .....	61
4.5 Modelagem do Motor de Indução Trifásico .....	64
4.6 Controle Volts por Hertz Aplicado ao Sistema .....	66
4.7 Controle Orientado a Campo Indireto Aplicado ao Sistema .....	69
4.8 Controle de Torque Direto Aplicado ao Sistema.....	71
4.9 Análise Comparativa Entre as Técnicas de Controle Empregadas.....	75
<b>5 Conclusão .....</b>	<b>80</b>

<b>Referências Bibliográficas .....</b>	<b>82</b>
<b>A Subsistemas da Modelagem do Motor de Indução Trifásico.....</b>	<b>87</b>
<b>B Algoritmos e Lógicas .....</b>	<b>92</b>
B.1 Código do Matlab para Detecção do Setor .....	92
B.2 Código do Matlab para a Tabela de Chaveamento .....	93
<b>C Artigo Submetido ao Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos .....</b>	<b>96</b>

# Lista de Figuras

<b>Figura 1.1:</b> Diagrama do Sistema Utilizado no Trabalho.....	19
<b>Figura 2.1:</b> Circuito Equivalente de Diodo Único da Célula PV. ....	23
<b>Figura 2.2:</b> Conversor CC-CC Boost. ....	24
<b>Figura 2.3:</b> Primeiro Modo de Operação do Conversor Boost.....	25
<b>Figura 2.4:</b> Segundo Modo de Operação do Conversor Boost.....	25
<b>Figura 2.5:</b> Conversor CC-CC Buck-Boost. ....	27
<b>Figura 2.6:</b> Conversor CC-CC Buck-Boost Modo Carregamento Estágio 1. ....	27
<b>Figura 2.7:</b> Conversor CC-CC Buck-Boost Modo Carregamento Estágio 2. ....	28
<b>Figura 2.8:</b> Capacidade Global Instalada do Sistema de Armazenamento de Energia. ....	29
<b>Figura 2.9:</b> Diagrama Esquemático do Inversor Trifásico. ....	32
<b>Figura 2.10:</b> Modulador PWM de Dois Níveis. ....	32
<b>Figura 2.11:</b> Comparação Entre as Ondas no Modulador SPWM. ....	33
<b>Figura 2.12:</b> Sinais de Saída de um Modulador PWM Senoidal Trifásico. ....	33
<b>Figura 2.13:</b> Diagrama para Modelagem de uma Máquina de Indução Trifásica.....	37
<b>Figura 3.1:</b> Curvas I-V para Diferentes Níveis de Insolação. ....	38
<b>Figura 3.2:</b> Curvas I-V para Diferentes Níveis de Temperatura no Módulo Fotovoltaico. ....	39
<b>Figura 3.3:</b> Diagrama do Conversor Boost com Alimentação Fotovoltaica. ....	40
<b>Figura 3.4:</b> Diagrama de Blocos da Estrutura de Controle em Duas Malhas.....	40
<b>Figura 3.5:</b> Diagrama dos Conversores CC Conectados ao Barramento CC. ....	42
<b>Figura 3.6:</b> Diagrama de Blocos da Estrutura de Controle da Bateria. ....	42
<b>Figura 3.7:</b> Diagrama da Estratégia de Gerenciamento de Energia. ....	44
<b>Figura 3.8:</b> Unidade de Controle Volts por Hertz. ....	45
<b>Figura 3.9:</b> Unidade de Controle Volts por Hertz Compensada. ....	46
<b>Figura 3.10:</b> Unidade de Controle Orientado a Campo Indireto. ....	47
<b>Figura 3.11:</b> Regulador de Corrente Baseado em Modulador de Fonte de Tensão. ....	48
<b>Figura 3.12:</b> Controle de Torque Direto de um Motor de Indução. ....	49
<b>Figura 3.13:</b> Fluxo do Estator e Vetores de Tensão de Saída do Inversor. ....	49
<b>Figura 4.1:</b> Modelo Matemático do Módulo Fotovoltaico no Simulink. ....	53
<b>Figura 4.2:</b> Módulo Fotovoltaico no Simulink.....	53
<b>Figura 4.3:</b> Características P-V e I-V do Módulo Fotovoltaico Simulado.....	54
<b>Figura 4.4:</b> Arranjo Fotovoltaico com 12 Módulos Utilizado nas Simulações do Sistema. ....	55
<b>Figura 4.5:</b> Conversor CC-CC Boost Utilizado nas Simulações do Sistema. ....	56
<b>Figura 4.6:</b> Formato de Onda da Tensão de Saída do Conversor Boost Simulado. ....	56
<b>Figura 4.7:</b> Variação da Insolação e Impacto na Tensão de Entrada do Conversor.....	57
<b>Figura 4.8:</b> Malhas de Controle do Conversor Boost.....	57
<b>Figura 4.9:</b> Variação da Insolação e Impacto na Tensão de Entrada do Conversor Controlado. ....	58
<b>Figura 4.10:</b> Modelagem Matemática da Bateria de Lítion no Simulink.....	59
<b>Figura 4.11:</b> Modelagem dos Parâmetros de Saída do Modelo da Bateria. ....	60
<b>Figura 4.12:</b> Formas de Onda para o Modo de Descarga da Bateria. ....	60
<b>Figura 4.13:</b> Formas de Onda para o Modo de Carga da Bateria.....	60
<b>Figura 4.14:</b> Conversor CC-CC Buck-Boost Bidirecional Modelado. ....	61
<b>Figura 4.15:</b> Variação da Insolação e Tensão no Barramento CC sem o Sistema de Controle. ....	62
<b>Figura 4.16:</b> Malhas de Controle do Conversor Buck-Boost Bidirecional. ....	62

<b>Figura 4.17:</b> Variação da Insolação e Tensão no Barramento CC com o Controle de Carga.	63
<b>Figura 4.18:</b> Estado de Carga da Bateria no Decorrer da Simulação.	63
<b>Figura 4.19:</b> Modelo do Motor de Indução no Simulink.	64
<b>Figura 4.20:</b> Parâmetros de Saída do Modelo do Motor de Indução Trifásico.	65
<b>Figura 4.21:</b> Características Torque-Velocidade Durante a Aceleração Livre.	66
<b>Figura 4.22:</b> Modelo do Controle V/f Compensado no Simulink.	66
<b>Figura 4.23:</b> Modulador PWM Utilizado nas Simulações.	67
<b>Figura 4.24:</b> Modelo do Inversor CC-CA no Simulink.	67
<b>Figura 4.25:</b> Parâmetros de Saída do Motor Utilizando o Controle V/f Compensado.	68
<b>Figura 4.26:</b> Estado de Carga da Bateria Durante o Acionamento do Motor Utilizando o Controle V/f.	69
<b>Figura 4.27:</b> Modelo do Controle Orientado a Campo Indireto no Simulink.	69
<b>Figura 4.28:</b> Controle de Corrente para o Método IFOC.	70
<b>Figura 4.29:</b> Velocidade do Rotor e Torque Eletromagnético do Motor Utilizando o IFOC.	70
<b>Figura 4.30:</b> Corrente do Estator Utilizando o IFOC.	71
<b>Figura 4.31:</b> Estado de Carga da Bateria Durante o Acionamento do Motor Utilizando o IFOC.	71
<b>Figura 4.32:</b> Estimador de Fluxo e Torque para o DTC.	72
<b>Figura 4.33:</b> Modelo do Controle de Torque Direto no Simulink.	72
<b>Figura 4.34:</b> Tabela de Chaveamento do DTC no Simulink.	73
<b>Figura 4.35:</b> Velocidade do Rotor e Torque Eletromagnético do Motor Utilizando o DTC.	73
<b>Figura 4.36:</b> Corrente do Estator Utilizando o DTC.	74
<b>Figura 4.37:</b> Estado de Carga da Bateria Durante o Acionamento do Motor Utilizando o DTC.	74
<b>Figura 4.38:</b> Rotação do Motor com Carga para Cada Técnica de Controle.	76
<b>Figura 4.39:</b> Torque Eletromagnético do Motor com Carga para Cada Técnica de Controle.	77
<b>Figura 4.40:</b> Corrente do Motor com Carga para Cada Técnica de Controle.	78
<b>Figura A.1:</b> Subsistema das Equações de Fluxo do Motor.	87
<b>Figura A.2:</b> Modelo da Equação de $X_{ad}$ e $X_{aq}$ .	88
<b>Figura A.3:</b> Modelo das Equações dos fluxos $\psi_{mq}$ e $\psi_{md}$ .	88
<b>Figura A.4:</b> Modelo das Equações das Ligações de Fluxo do Estator e do Rotor.	89
<b>Figura A.5:</b> Modelo das Equações de Corrente do Estator e do Rotor.	90
<b>Figura A.6:</b> Modelo da Equação do Torque Eletromagnético.	91
<b>Figura A.7:</b> Modelo da Equação de Velocidade do Rotor.	91

# Lista de Tabelas

<b>Tabela 2.1:</b> Comparação de Parâmetros Entre Diferentes Tipos de Baterias.....	30
<b>Tabela 3.1:</b> Vetores de Tensão Alcançáveis e Estado de Comutação Correspondente.....	50
<b>Tabela 3.2:</b> Tabela de Comutação para Controle de Torque Direto.....	51
<b>Tabela 4.1:</b> Especificações do Módulo 1STH-215-P. ....	52
<b>Tabela 4.2:</b> Comparação dos Parâmetros Simulados e Reais do Módulo 1STH-215-P.....	54
<b>Tabela 4.3:</b> Parâmetros do Conversor Boost Utilizados nas Simulações do Sistema. ....	55
<b>Tabela 4.4:</b> Ganhos dos Compensadores das Malhas de Controle do Conversor Boost.....	57
<b>Tabela 4.5:</b> Parâmetros para Modelagem da Bateria de Lítio. ....	59
<b>Tabela 4.6:</b> Parâmetros do Conversor Buck-Boost Utilizados nas Simulações do Sistema. ..	61
<b>Tabela 4.7:</b> Ganhos dos Compensadores das Malhas de Controle do Conversor Buck-Boost. .....	62
<b>Tabela 4.8:</b> Parâmetros para Modelagem do Motor de Indução Trifásico. ....	64
<b>Tabela 4.9:</b> Desempenho do Motor com Técnicas de Controle. ....	75

# Lista de Siglas e Abreviaturas

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
DTC	Controle de Torque Direto
FOC	Controle Orientado a Campo
HBPWM	Modulação por Largura de Pulso de Banda de Histerese
IFOC	Controle Orientado a Campo Indireto
MPP	Ponto de Máxima Potência
MPPT	Rastreamento de Ponto de Máxima Potência
PI	Proporcional Integral
PWM	Modulação por Largura de Pulso
P&O	Perturbação e Observação
RPWM	Modulação por Largura de Pulso Aleatório
SoC	Estado de Carga
SPWM	Modulação por Largura de Pulso Senoidal
VSI	Inversor de Fonte de Tensão
V/f	Volts por Hertz

# Capítulo 1

## Introdução

A energia elétrica possui papel fundamental no desenvolvimento econômico. Relata-se que grande parte da energia elétrica produzida é derivada de combustíveis fósseis, o que leva a grandes emissões de gases poluentes (Cui et al. 2020). Devido à essa grande emissão de gases e aos impactos provocados pelos combustíveis fósseis, as fontes de energia renováveis como alternativa de energias não poluentes, estão se propagando cada vez mais no sistema de geração, entre elas, os sistemas fotovoltaicos, os quais vêm ganhando grande espaço entre as fontes de energia elétrica renováveis, principalmente em sistemas autônomos (Talbi et al. 2018).

Os sistemas autônomos que utilizam fonte de energia fotovoltaica para alimentar uma carga específica, geralmente um motor de indução, podem ser compostos por conversores CC-CC e inversores CC-CA (Benaissa, Hadjeri, and Zidi 2017). Sendo assim, esses sistemas possuem duas configurações típicas, estágio simples ou estágio duplo.

Na configuração de estágio duplo, a primeira etapa é composta por um conversor CC-CC boost, o qual eleva a tensão provida pela fonte fotovoltaica e maximiza a potência do sistema. O segundo estágio dessa configuração, consiste na conversão de energia contínua em alternada, por meio de um inversor CC-CA. A configuração de estágio simples é composta apenas pelo estágio de conversão de energia CC-CA, assim, o arranjo dessa configuração conta com um maior número de painéis fotovoltaicos conectados em série, resultando em uma maior tensão provida pela fonte, comparado à configuração de estágio duplo (Talbi et al. 2018).

O conversor boost é frequentemente utilizado em sistemas de geração fotovoltaica conectados à rede ou em sistemas fotovoltaicos autônomos. O conversor CC-CC é um condicionador de energia que pode aumentar a eficiência do sistema (Kurniawan 2016). O conversor pode regular a tensão de saída da fonte fotovoltaica ou, auxiliar na geração máxima de potência quando houver técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT). Assim, no sistema de dois estágios, a tensão é primeiramente elevada pelo conversor boost e depois convertida em CA pelo inversor (Vamja and Mulla 2020).

Devido às condições atmosféricas, a irradiância e a temperatura variam constantemente, sendo assim, a potência gerada pelo sistema fotovoltaico é variável, tornando o fornecimento de energia à carga instável (Linares-Flores et al. 2019). Por esses fatores, a tensão de saída do conversor boost oscila durante a operação do sistema. Para corrigir essa variação e manter a

tensão de saída do conversor constante em um valor determinado, o comportamento do mesmo pode ser adaptado através de estruturas de controle em malha fechada, as quais controlam a tensão de saída ou a tensão de entrada do conversor. Conforme Bacha et al. (2013), assume-se que a entrada de controle obtida é aplicada às chaves do conversor utilizando modulação por largura de pulso (PWM).

Ainda, já que o sistema pode não operar de forma contínua, comprometendo o fornecimento de energia para a carga, é necessária a utilização de baterias para que a continuidade do fornecimento à carga seja mantida e também para controlar a tensão no elo CC que interliga o conversor boost com o inversor CC-CA. Em Kurniawan (2016) foi proposto um sistema composto por matriz fotovoltaica, conversor boost e bateria, para fazer com que esse sistema funcionasse com mais eficiência, foi necessário um sistema de gerenciamento de bateria. Nesse contexto, Muniyandi & Rajagopal (2019) relatam que sistemas providos de baterias possuem dois modos de operação, no primeiro modo a energia gerada pela fonte fotovoltaica é superior a potência consumida pela carga, assim, o excesso produzido é utilizado para carregar a bateria, a qual serve como fonte de backup do sistema. No segundo modo de operação, a energia gerada pela fonte fotovoltaica é insuficiente para suprir a carga, assim, a energia armazenada na bateria supre a demanda de energia da carga.

Para o acionamento do motor de indução trifásico, é necessário a realização da conversão da energia CC em energia CA, por meio de um inversor trifásico. O inversor CC-CA é alimentado pelo barramento CC. Krause et al. (2010) afirma que esse dispositivo pode ser utilizado para obter uma fonte de tensão trifásica controlável ou, uma fonte de corrente trifásica controlável, para realizar o acionamento de máquinas de corrente alternada.

Conforme H. Sher (2013), a modulação por largura de pulso é uma das técnicas mais utilizadas em comutação de eletrônica de potência. É por esse processo que o fluxo de energia por meio dos interruptores eletrônicos do inversor é controlado. Essa técnica é comumente usada para obter ondas senoidais, comparando uma onda senoidal de referência de baixa potência com uma onda triangular para obter um sinal PWM (Gouda and Hassan 2019).

Os motores de indução são frequentemente utilizados em indústrias e no campo da automação, devido à sua facilidade, baixo custo, durabilidade e por serem quase livres de manutenção (Mishra and Mohanty 2016). Nas máquinas elétricas, os circuitos são acoplados magneticamente para transferir energia entre o sistema elétrico e mecânico. Segundo Krause et al. (2010) a máquina CA de indução fornecida por um inversor de fonte de corrente ou tensão, está se tornando muito utilizada.

A utilização da máquina de indução em uma grande quantidade de aplicações, como meio de conversão de energia elétrica em trabalho mecânico, requer algumas técnicas que são usadas para estabelecer as equações de tensão e torque o motor de indução, as quais são expressas em termos de variáveis de máquinas (Menghal and Jaya Laxmi 2016).

O comportamento de uma máquina de indução simétrica pode ser descrito em qualquer quadro de referência. A modelagem do motor de indução é escolhida conforme a proposta em que será utilizada. Djeriou et al. (2018) utilizou o quadro de referência estacionário para

modelar um motor de indução, em que as entradas são as tensões do estator e as variáveis de estado são componentes do eixo direto e quadratura ( $d, q$ ) da corrente do estator e do fluxo do rotor, as saídas do modelo são a velocidade do rotor e o torque, além das variáveis de estado. Em Errouha et al. (2020) foi utilizado o modelo de duas fases no quadro de referência alfa-beta ( $\alpha, \beta$ ). Já em Kung et al. (2016) o modelo matemático escolhido para representar o motor de indução foi descrito em um referencial rotativo ( $d, q$ ) de dois eixos.

As equações de tensão em cada referencial podem ser obtidas a partir das equações de tensão no referencial arbitrário, atribuindo a velocidade apropriada. Normalmente, o quadro de referência apropriado para fins de análise ou simulação, é determinado pelas condições de operação. Para Krause et al. (2010), a máquina de indução simétrica no referencial arbitrário representa todos os modos práticos de operação e, permite que os efeitos de saturação sejam facilmente simulados. As equações para simular uma máquina de indução simétrica no quadro de referência arbitrário podem ser estabelecidas resolvendo primeiramente as equações de ligação de fluxo.

O controle do motor de indução, é realizado através do inversor CC-CA. Existem diversas técnicas de controle aplicadas neste contexto, entre essas técnicas, existem os métodos de malha aberta e os de malha fechada. Algumas técnicas de controle observadas na literatura são: Controle volts por hertz (V/f), controle de corrente de deslizamento constante, controle de campo orientado (FOC), controle de campo orientado direto, controle de campo orientado direto robusto, controle de campo orientado indireto (IFOC) e controle de torque direto (DTC).

A maioria dos trabalhos descritos aqui estão relacionados com sistemas fotovoltaicos autônomos sem a presença de armazenamento de energia (baterias). Durante a revisão bibliográfica, foi observado uma grande quantidade de estudos em sistemas fotovoltaicos autônomos para bombeamento de água em locais remotos. No presente trabalho, desenvolveu-se um estudo utilizando sistema fotovoltaico autônomo de estágio duplo contendo armazenamento de energia e técnicas de controle para melhorar a eficiência do sistema. Assim, é apresentado, no estado da arte, sistemas fotovoltaicos autônomos utilizados em bombeamento de água e também as técnicas de controle para acionamento de motores de indução utilizadas em outros trabalhos.

Em Moulay-Idriss & Mohamed (2013) foi desenvolvido um sistema autônomo para bombeamento de água alimentado por fonte de energia fotovoltaica, com o objetivo de encontrar o melhor controle para o sistema. Foi proposto um método de rastreamento do ponto de máxima potência do arranjo fotovoltaico sob condições de temperatura e irradiância variáveis. O motor responsável pelo acionamento da bomba de água, foi testado utilizando o método de controle digital DTC.

No trabalho de Antonello et al. (2017), foi projetado um sistema autônomo para bombeamento de água em locais remotos, movido a energia solar. A bomba de água é acionada por um motor síncrono de ímã permanente, o qual é controlado por um esquema de controle orientado a campo. O arranjo fotovoltaico é conectado diretamente ao elo CC do inversor, sem utilização de outros estágios intermediários, entre a fonte fotovoltaica e o inversor. No entanto,

foi empregado um controlador de busca baseado em perturbação, o qual ajusta a referência de velocidade do motor para atingir o ponto de potência máxima da matriz fotovoltaica.

Saoudi et al. (2021) propuseram um sistema fotovoltaico autônomo de estágio duplo de alto desempenho para bombeamento de água, por meio de um motor de indução trifásico. Utilizaram em seus estudos, o controle de torque direto para controlar o motor de indução e, utilizaram lógica fuzzy para gerar o torque de referência. Nesse trabalho também foi utilizado um controlador MPPT baseado em perturbação e observação. O desempenho do sistema utilizando o controle DTC foi simulado através do Matlab/Simulink.

O artigo de Saady et al. (2021) apresenta um sistema de bombeamento de água fotovoltaico de estágio duplo, o qual utiliza motor de indução e não conta com armazenamento de energia para melhorar o desempenho do sistema. No artigo, foi comparado dois métodos MPPT para definir qual técnica apresenta maior eficiência para rastrear o ponto de máxima potência. Foi utilizado o IFOC para acionar o motor de indução, o qual por sua vez aciona a bomba de água.

Em Betka & Attali (2010) foi sugerido uma otimização de um sistema de bombeamento fotovoltaico baseado em motor de indução. A otimização consiste em maximizar a quantidade diária de água bombeada pelo sistema. Essa otimização é realizada através da melhoria da eficiência do motor, essa estrutura também permite reduzir as perdas da máquina através do controle orientado a campo e o rastreamento de potência máxima da fonte fotovoltaica.

No trabalho de Murshid & Singh (2020) foi apresentado um sistema fotovoltaico de estágio simples para bombeamento de água através de um motor síncrono de ímã permanente. Foi desenvolvido um controle vetorial modificado para melhorar a resposta de torque do sistema e, uma nova técnica de condutância incremental que fornece um rastreamento rápido do ponto de potência máxima. O sistema foi modelado a partir do Matlab/Simulink.

Ammar et al. (2017) utilizou a estratégia de controle de torque direto e relatou que o DTC possui resposta rápida e menos dependência dos parâmetros da máquina quando comparado a outras estratégias. Lascu et al. (2017) também afirma que o DTC é uma estratégia de controle robusta e de resposta rápida para acionamentos de motores de indução, também relata que o DTC emprega controladores de torque e fluxo de malha fechada e uma tabela de comutação para selecionar o vetor de tensão aplicado ao motor.

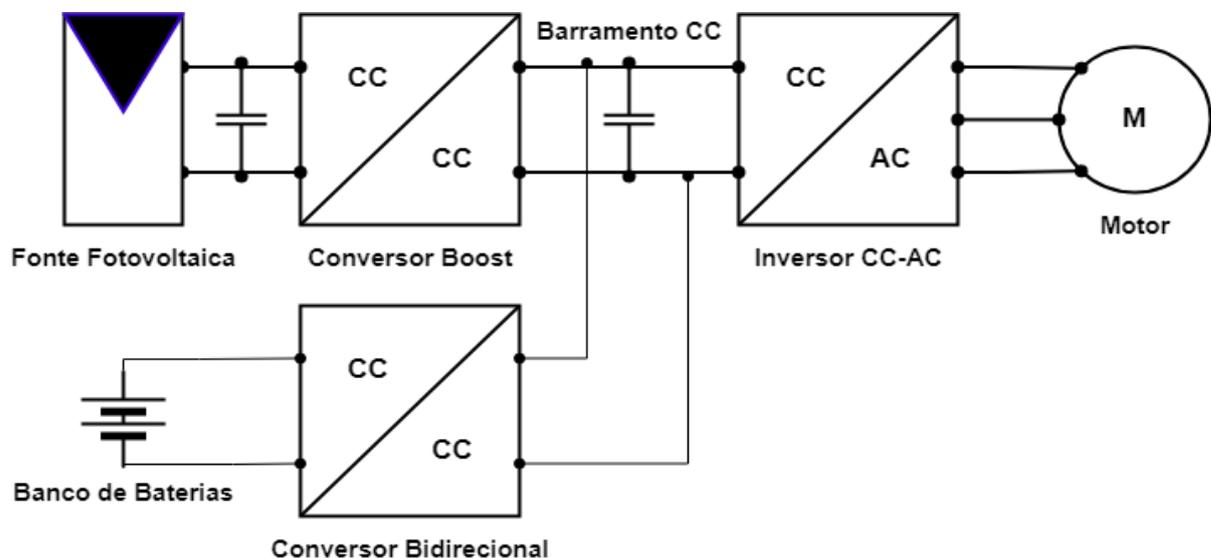
Para controlar o inversor de fonte de tensão vinculado ao motor de indução, Singh & Shukla (2018) propuseram uma abordagem da técnica de controle volts por hertz, essa abordagem é simples, fácil de implementar e econômica. Conforme relatado, ao utilizar o controle V/f, o desempenho inicial do motor é melhorado e, a corrente de partida do motor de indução é reduzida cerca de cinco vezes comparada à nominal.

Outra técnica de controle muito utilizada é o controle orientado a campo indireto, Chitra & Himavathi (2016) afirmam que o princípio envolvido no IFOC é que os componentes de torque e fluxo são controlados de forma independente. O desempenho dessa técnica de controle requer o alinhamento correto do referencial  $dq$  com o vetor de fluxo do rotor. No estudo de Zeb

et al. (2017), foi proposto uma técnica de controle IFOC e foi afirmado que essa técnica de controle para motor de indução fornece uma ótima precisão em uma ampla faixa de velocidade, pois, o fluxo do rotor não é obtido a partir de sensores como em outras técnicas de controle, mas sim, as equações são utilizadas para aproximar o fluxo do rotor, reduzindo as possibilidades de erro fornecida pelos sensores de fluxo.

Com base no exposto, muitos estudos mostram a utilização de sistemas autônomos sem a utilização de armazenamento de carga e, são poucos os sistemas autônomos que utilizam técnicas de controle digital para o acionamento dos motores de indução. Isso ocorre devido ao elevado custo para a implementação de baterias e pela complexidade de implementar as técnicas de controle digital, as quais aumentam a eficiência e eficácia dos sistemas.

No presente trabalho, é utilizado um sistema fotovoltaico de estágio duplo para acionamento de um motor de indução, o arranjo fotovoltaico é a fonte de energia do sistema, o qual é conectado ao conversor CC-CC boost que, por sua vez, fornece a tensão ao barramento CC. Ainda, o sistema conta com um armazenamento de carga em baterias e um conversor CC bidirecional conectado ao barramento CC, responsável por controlar a tensão do elo. O barramento CC alimenta o inversor trifásico, que por sua vez é responsável pelo acionamento do motor de indução. O diagrama do sistema utilizado é ilustrado na Figura 1.1. A partir desse sistema, algumas técnicas de controle digital para acionamento do motor de indução serão analisadas.



**Figura 1.1:** Diagrama do Sistema Utilizado no Trabalho.

## 1.1 Justificativa e Relevância do Trabalho

Os sistemas autônomos tornam-se uma solução favorável a locais remotos, principalmente em áreas rurais, que não possuem rede de energia elétrica. Além do fornecimento de energia, como visto durante a pesquisa, o sistema autônomo possibilita o fornecimento de água através de uma bomba de água acoplada a um motor de indução,

totalmente movido pela energia fotovoltaica. A maximização da geração de energia dos sistemas autônomos pode ser realizada via técnicas de MPPT (Rebei et al. 2015).

No presente trabalho, o conversor boost é responsável por realizar o controle em duas malhas da geração fotovoltaica, mantendo a operação próxima ao ponto de máxima potência. Ainda, o sistema conta com um armazenamento de energia em baterias que é conectado ao barramento CC por meio de um conversor bidirecional, o qual opera em dois modos, um para o carregamento da bateria e outro para o descarregamento da mesma. Através de um controle de duas malhas do conversor bidirecional, é possível controlar a tensão no barramento CC em um nível de referência definido. Assim, esse controle possibilita a carga e descarga da bateria conforme a demanda do sistema.

A configuração dinâmica dos motores de indução, é um sistema não linear, o qual sofre mudanças bruscas de carga ou velocidade. Assim, é necessário a utilização de técnicas de controle digital para melhorar o desempenho das máquinas de indução. O controle digital dos motores de indução, realizado através do inversor CC-CA, é utilizado para controlar a tensão, a frequência e reduzir os sinais harmônicos. Portanto, um controle eficiente regula as correntes, a velocidade e o torque dos motores (Hannan et al. 2018).

Além disso, tem-se o problema da partida dos motores de indução, visto que a corrente de partida é pelo menos 5 vezes a corrente nominal da máquina. Sendo assim, os sistemas autônomos precisam suprir essa demanda da carga no momento em que o motor é acionado. Para tanto, as técnicas de controle reduzem a corrente de partida do motor, além do armazenamento de carga, o qual supre essa elevada demanda instantânea de energia.

Portanto, para garantir uma otimização no acionamento e na operação do motor de indução, o inversor deve ser controlado a partir de técnicas de controle digital. Ainda, uma análise comparativa entre as técnicas de controle, permite a definição de qual técnica de controle deve ser escolhida para situações diferentes. Neste trabalho serão analisadas três técnicas de controle em malha fechada, sendo elas: Controle Volts por Hertz, controle de campo orientado indireto e controle de torque direto.

## 1.2 Objetivos

Em posse do sistema proposto, foi definido como objetivo geral desta pesquisa: analisar diferentes técnicas de controle para o acionamento de motores de indução a partir de inversores CC-CA. A análise dessas técnicas de controle permitirá uma comparação entre o desempenho do sistema para cada técnica empregada.

Para atender o objetivo geral, os seguintes objetivos específicos deverão ser previamente alcançados:

1. Modelagem da fonte fotovoltaica;
2. Projeto e controle do conversor CC-CC boost;
3. Modelagem do banco de baterias;

4. Projeto e controle do conversor bidirecional;
5. Projeto do inversor CC-CA;
6. Modelagem do motor de indução trifásico;
7. Implementação e simulação das técnicas de controle utilizando o software Matlab/Simulink.

### 1.3 Contribuições do Trabalho

Como contribuição científica, vale destacar a revisão bibliográfica sobre os sistemas fotovoltaicos autônomos. Através desses estudos, foi possível verificar que poucos sistemas autônomos utilizam o armazenamento de carga em baterias e, poucos sistemas utilizam técnicas de controle digital nos motores para a otimização do sistema, também foi possível levantar quais técnicas de controle são mais utilizadas em motores de indução, para realizar uma análise comparativa entre elas.

A principal contribuição pretendida por este trabalho, é a análise entre as técnicas de controle digital mais utilizadas em motores de indução, capaz de definir qual técnica deve ser empregada para atender à necessidade de cada projeto específico. Assim, comparando o comportamento do sistema, o tempo de partida do motor, o torque, a corrente durante o acionamento e, o consumo de carga da bateria empregando cada uma das técnicas estudadas, é possível fornecer os dados para a escolha correta da técnica de controle que melhor atende a finalidade do sistema.

### 1.4 Visão Geral do Trabalho

A presente dissertação está dividida em cinco capítulos, incluindo este, no qual é apresentado uma introdução sobre o tema e o problema estudado, também, é apresentado o estado da arte sobre sistemas autônomos e técnicas de controle para motores de indução, a justificativa, os objetivos e as contribuições do trabalho de pesquisa.

No capítulo 2 é apresentado o referencial teórico sobre as fontes fotovoltaicas, o conversor CC-CC boost, o conversor bidirecional, o banco de baterias, o inversor CC-CA, bem como seus projetos e modelagens.

O capítulo 3 apresenta as estratégias de controle utilizadas nos conversores, e as técnicas digitais de controle aplicadas ao inversor CC-CA para controlar o motor de indução trifásico.

No capítulo 4 é apresentado as modelagens, as simulações e os resultados obtidos de cada etapa do sistema proposto, bem como a análise comparativa entre as três técnicas de controle empregadas.

Por fim, o capítulo 5 é responsável pela apresentação da conclusão do trabalho de pesquisa e as sugestões de trabalhos futuros.

# Capítulo 2

## Referencial Teórico

Neste capítulo é apresentada uma descrição mais detalhada sobre as fontes fotovoltaicas, o conversor CC-CC boost, o conversor bidirecional, o banco de baterias, o inversor CC-CA e o motor de indução trifásico. Abordando as características, a modelagem e as definições de cada componente do sistema fotovoltaico de dois estágios.

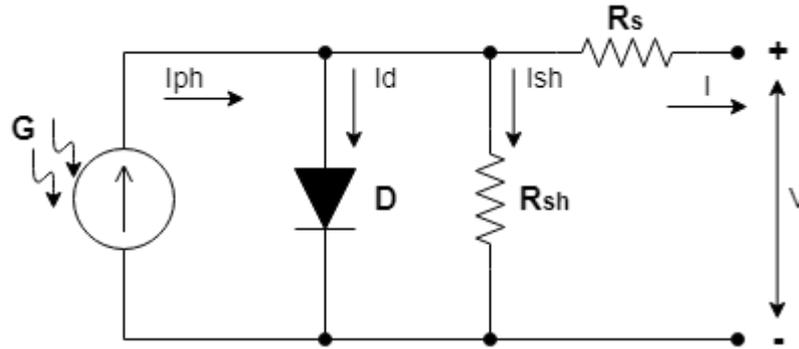
### 2.1 Fonte Fotovoltaica

O sistema de geração de energia fotovoltaica é considerado uma fonte de energia renovável e, ecologicamente correta. Os sistemas de geração fotovoltaicos são compostos por uma grande quantidade de módulos fotovoltaicos, os quais convertem a radiação solar em corrente contínua, por meio de materiais semicondutores (Khatib, Ibrahim, and Mohamed 2016).

Conforme Senol (2019), uma matriz fotovoltaica consiste em sequências de módulos em série e sequências de módulos em paralelo. A sequência em série é utilizada para somar o nível de tensão de cada módulo fotovoltaico, enquanto a sequência paralela é utilizada para somar o nível de potência de cada módulo fotovoltaico.

A potência de saída de um painel fotovoltaico depende principalmente de dois fatores, sendo a irradiância solar e a temperatura na superfície do painel. Normalmente, a corrente elétrica de saída do painel está diretamente relacionada com a temperatura do painel, assim, conforme a temperatura aumenta, a corrente aumenta rapidamente, enquanto a tensão não sofre alterações consideráveis (Mahmood and Selman 2016).

De acordo com Hamdi et al. (2020), existem alguns métodos que podem ser empregados para modelar um sistema fotovoltaico. O método escolhido para a modelagem do sistema fotovoltaico proposto foi o modelo de circuito equivalente de um diodo, proposto por (Mahmood and Selman 2016). O circuito elétrico equivalente para o modelo de diodo único é apresentado na Figura 2.1 e consiste em uma fonte de corrente, um diodo, um resistor shunt  $R_{sh}$  e um resistor série  $R_s$ .



**Figura 2.1:** Circuito Equivalente de Diodo Único da Célula PV.

Fonte: (Mahmood and Selman 2016).

A fotocorrente  $I_{ph}$  depende da insolação solar  $G$  e da temperatura de operação da célula fotovoltaica  $T$ , a corrente  $I_{ph}$  é definida pela equação (2.1).

$$I_{ph} = \frac{G}{G_{ref}} [I_{sc} + K_l(T - T_{ref})] \quad (2.1)$$

Onde  $G_{ref}$  e  $T_{ref}$  são a insolação de referência e a temperatura de referência dadas para a simulação, sendo, respectivamente ( $1000\text{W}/\text{m}^2$  e  $25^\circ\text{C}$ ).  $I_{sc}$  representa a corrente de curto-circuito da célula e,  $K_l$  é o coeficiente de temperatura atual. A corrente de saída do modelo de diodo único pode ser expressa pela equação (2.2).

$$I = I_{ph} - I_d - I_{sh} \quad (2.2)$$

Em que  $I_d$  representa a corrente do diodo  $D$  e  $I_{sh}$  representa a corrente através da resistência  $R_{sh}$ . Essas duas correntes são representadas pelas equações (2.3) e (2.4), respectivamente.

$$I_d = I_{sat} \left[ \exp \left( \frac{V + I \cdot R_s}{n \cdot k \cdot T \cdot N_{cel}} \right) - 1 \right] \quad (2.3)$$

$$I_{sh} = \frac{V + I \cdot R_s}{R_{sh}} \quad (2.4)$$

Onde  $I_{sat}$  representa a corrente de saturação reversa do diodo,  $V$  é a tensão terminal,  $n$  é o fator de idealidade do diodo,  $N_{cel}$  representa a quantidade de células do módulo fotovoltaico e,  $V_t$  é a tensão térmica, dada por:  $(V_t = \frac{kT}{q})$ , sendo  $q$  a carga de elétron ( $q = 1,6 \times 10^{-19} \text{ C}$ ) e  $k$  representa a constante de Boltzmann ( $k = 1,38 \times 10^{-23} \frac{\text{J}}{\text{K}}$ ). A corrente de saturação varia com a temperatura e, é calculada a partir da equação (2.5).

$$I_{sat} = I_{Rs} \left( \frac{T}{T_{ref}} \right)^3 \exp \left[ \frac{q \cdot E_g}{n \cdot k} \left( \frac{1}{T_{ref}} - \frac{1}{T} \right) \right] \quad (2.5)$$

Em que  $E_g$  é a energia do gap do semiconductor usado na célula fotovoltaica e,  $I_{Rs}$  é a corrente de saturação reversa padrão da célula, a qual pode ser aproximada pela equação (2.6).

$$I_{Rs} = \frac{I_{sc}}{\exp\left(\frac{q \cdot V_{oc}}{N_{cel} \cdot k \cdot n \cdot T_{ref}}\right) - 1} \quad (2.6)$$

Onde  $V_{oc}$  representa a tensão de circuito aberto.

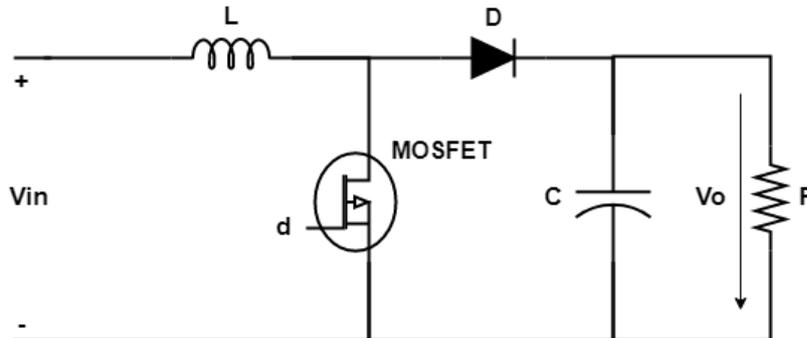
Os módulos fotovoltaicos devem ser conectados em combinações em série e em paralelo para produzirem tensão e potência mais elevadas, assim, formando um arranjo fotovoltaico. A equação equivalente para o arranjo fotovoltaico com a quantidade de módulos em paralelo  $N_p$  e módulos em série  $N_s$  é representada através da equação (2.7), substituindo (2.3) e (2.4) em (2.2).

$$I = N_p \cdot I_{ph} - N_p \cdot I_{sat} \left[ \exp\left(\frac{V + \frac{R_s \cdot I}{N_p}}{n \cdot V_t}\right) - 1 \right] - \frac{\frac{N_p}{N_s} V + R_s \cdot I}{R_{sh}} \quad (2.7)$$

Portanto, a partir desse modelo matemático é possível realizar o estudo do funcionamento de um gerador fotovoltaico para diferentes condições meteorológicas. Assim como simular as características de corrente-tensão (I-V) e potência-tensão (P-V) do gerador fotovoltaico e, simular o desempenho de produção de energia elétrica do modelo.

## 2.2 Conversor CC-CC Boost

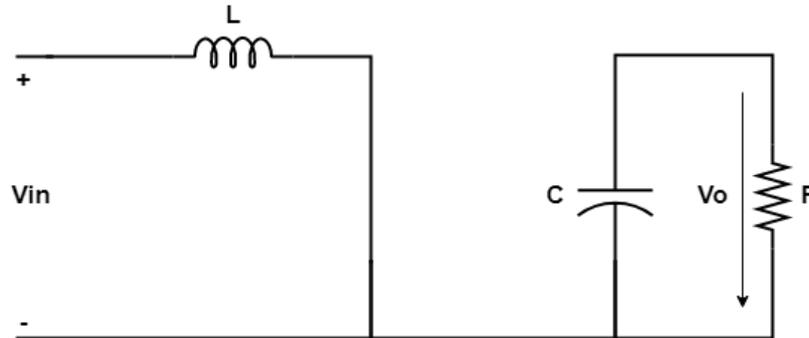
O conversor CC-CC boost tem a função de elevar a tensão CC de entrada do conversor, a qual no sistema proposto é dada pela tensão de saída da fonte fotovoltaica. O conversor boost consiste em um MOSFET e um diodo no circuito de força, o MOSFET é comutado em um período determinado pela estratégia de controle do conversor, que produz um valor ótimo de ciclo de trabalho. A Figura 2.2 ilustra o circuito de um conversor boost.



**Figura 2.2:** Conversor CC-CC Boost.

Fonte: (Martinz and Barbi 2006).

Conforme Binshad et al. (2016), existem dois modos de operação do conversor boost. Durante o primeiro modo, o MOSFET é comutado e permite a passagem de corrente através do componente. No segundo modo de operação, o MOSFET encontra-se em estado desligado, assim, a corrente flui pelo circuito e o diodo começa a conduzir. O primeiro modo de operação do conversor boost é apresentado pela Figura 2.3.

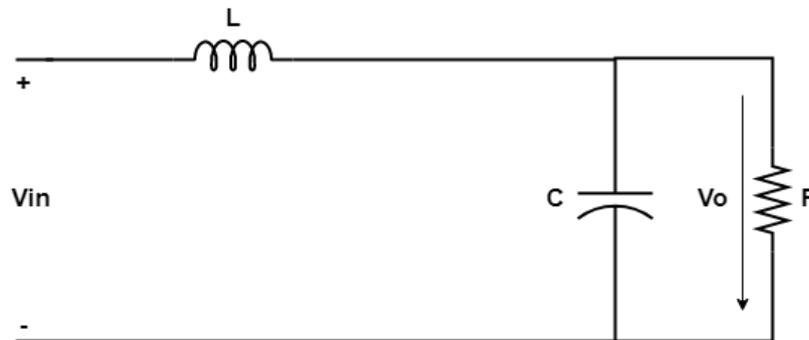


**Figura 2.3:** Primeiro Modo de Operação do Conversor Boost.

Fonte: (Binshad et al. 2016).

Observa-se que durante o primeiro modo de operação do conversor boost, a tensão do indutor é a mesma tensão de entrada do circuito  $V_{in}$ , enquanto a corrente no capacitor pode ser expressa pela tensão de saída negativa  $-V_o$  dividida pela resistência  $R$ .

O circuito equivalente do conversor boost durante o segundo modo de operação, é ilustrado através da Figura 2.4.



**Figura 2.4:** Segundo Modo de Operação do Conversor Boost.

Fonte: (Binshad et al. 2016).

Nota-se que durante esse modo de operação, o diodo está diretamente polarizado. Dessa forma, a tensão no indutor passa a ser expressa pela tensão de entrada menos a tensão de saída do circuito e, a corrente no capacitor é dada pela corrente do indutor menos a tensão de saída dividida pela resistência de carga.

Para modelar um conversor boost, conforme W. Hart (2001), é necessário primeiramente calcular o ciclo de trabalho  $D$  do conversor, conforme a equação (2.8).

$$D = -\frac{V_{in}}{V_o} + 1 \quad (2.8)$$

Para o cálculo dos valores do indutor  $L$  e do capacitor  $C$ , é necessário realizar o cálculo da resistência equivalente da carga, utilizando a equação (2.9).

$$R = \frac{V_o^2}{P_o} \quad (2.9)$$

Onde,  $P_o$  representa a potência de saída do conversor. A partir do valor de resistência encontrado, é possível realizar o dimensionamento aproximado do valor da indutância do indutor  $L$  a partir da equação (2.10) e também o valor da capacitância do capacitor  $C$  através da equação (2.11).

$$L = \frac{V_{in} \cdot D}{f_s \cdot \Delta i_L} \quad (2.10)$$

$$C \geq \frac{D}{R \cdot \Delta V_o \cdot f_s} \quad (2.11)$$

Sendo,  $f_s$  a frequência de chaveamento do conversor,  $\Delta V_o$  o valor da variação de tensão na saída do conversor durante o tempo  $t$  e  $\Delta i_L$  a variação da corrente do indutor dada pela equação (2.12).

$$\Delta i_L = \Delta_i \cdot i_{in} \quad (2.12)$$

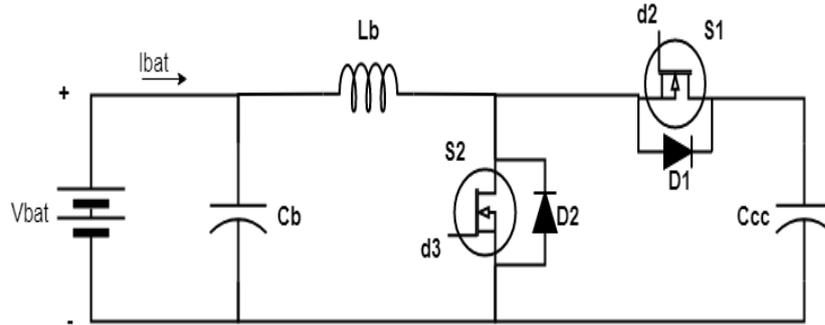
Em que,  $i_{in}$  representa a corrente de entrada, representada por (2.13) e  $\Delta_i$  é o valor da variação da corrente.

$$i_{in} = \frac{P_o}{V_{in}} \quad (2.13)$$

## 2.3 Conversor CC-CC Buck-Boost Bidirecional

O conversor Buck-Boost bidirecional conecta a bateria ao barramento CC e funciona no modo de carregamento da bateria quando a energia fornecida pelo gerador fotovoltaico for maior que a demanda da carga. Caso contrário, quando a geração fotovoltaica for insuficiente para a carga, o conversor bidirecional funcionará no modo de descarga para fornecer a energia necessária à carga (Viswanatha and Reddy 2018).

O conversor bidirecional buck-boost consiste em dois MOSFETs de potência, dois diodos, um indutor de filtragem, um capacitor de saída da bateria e um capacitor de barramento CC. O circuito do conversor bidirecional proposto é apresentado na Figura 2.5.



**Figura 2.5:** Conversor CC-CC Buck-Boost.

Fonte:(Mirzaei et al. 2017).

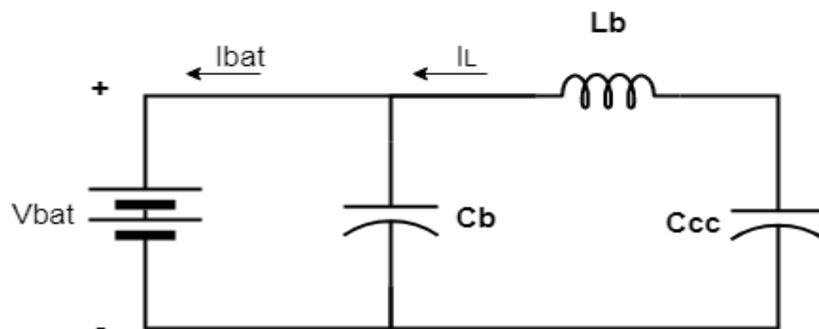
O circuito do conversor bidirecional funciona como um conversor buck no modo de carregamento da bateria. Assim, a direção do fluxo de potência é do barramento CC para o banco de baterias para carregar a bateria através da corrente  $I_{bat}$ . No modo de descarga, o circuito funciona como um conversor boost, assim, a direção do fluxo de potência é do banco de baterias para o barramento CC para descarregar a bateria através da corrente  $I_{bat}$  (Viswanatha and Reddy 2018).

O modo de carregamento é dividido em dois estágios. O primeiro estágio é representado na Figura 2.6, em que o MOSFET S1 é ligado e o MOSFET S2 é desligado, assim o indutor  $L_b$  é carregado linearmente, sendo a tensão no indutor a diferença de potencial entre a tensão do barramento CC e a tensão da bateria, como representado na equação (2.14).

$$V_L = V_{cc} - V_{bat} \quad (2.14)$$

Assim, a corrente no indutor começa a aumentar linearmente com o aumento da tensão, como pode ser visto na equação (2.15).

$$I_L = \frac{V_L}{L_b} \quad (2.15)$$

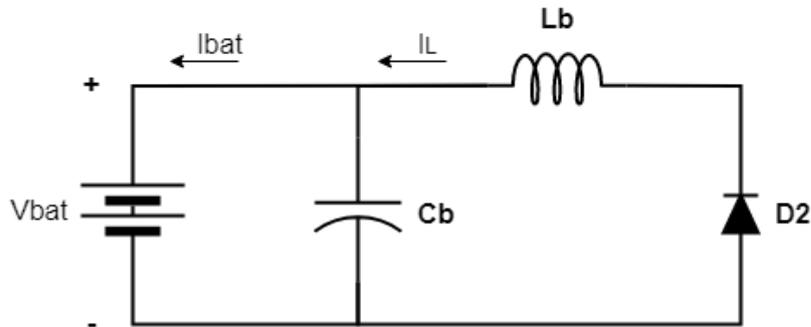


**Figura 2.6:** Conversor CC-CC Buck-Boost Modo Carregamento Estágio 1.

Fonte:(Mirzaei et al. 2017).

No segundo estágio do modo de carregamento, os MOSFETs S1 e S2 são desligados, então, o diodo D2 começa a conduzir, conforme é apresentado na Figura 2.7. Nesse estágio a

tensão através do indutor é aproximadamente  $V_L = -V_{bat}$  fazendo com que a corrente do indutor comece a diminuir linearmente.



**Figura 2.7:** Conversor CC-CC Buck-Boost Modo Carregamento Estágio 2.

Fonte:(Mirzaei et al. 2017).

O modo de descarregamento é dividido em dois estágios, nesse o conversor funciona como um conversor boost, então os estágios de funcionamento são iguais aos apresentados na Seção 2.2. No primeiro estágio o MOSFET S2 é ligado e o MOSFET S1 é desligado, assim fazendo com que a tensão através do indutor seja aproximadamente  $-V_{bat}$ . No segundo estágio do modo de descarregamento, os MOSFETs S1 e S2 são desligados, enquanto o diodo D1 começa a conduzir.

Para o dimensionamento do conversor buck-boost, são descritos os mesmos passos do conversor boost. Conforme o modelo de W. Hart (2001), o ciclo de trabalho para o conversor buck-boost pode ser definida de acordo com a tensão do banco de baterias  $V_{bat}$  e a tensão do barramento CC  $V_{cc}$  através da equação (2.16).

$$D = \frac{V_{cc}}{V_{cc} + V_{bat}} \quad (2.16)$$

Para dimensionar o valor da indutância do indutor  $L_b$ , é necessário primeiramente calcular o valor da indutância crítica  $L_c$  através da equação (2.17).

$$L_c = \frac{(1 - D)^2 \cdot D}{f_s \cdot 2} \cdot R \quad (2.17)$$

Com a indutância crítica, é possível calcular a corrente média no indutor  $i_{Lmed}$  através de (2.18) – (2.20).

$$I_M = V_{bat} \cdot D \left[ \frac{1}{R \cdot (1 - D)^2} + \frac{1}{2 \cdot f_s \cdot L_c} \right] \quad (2.18)$$

$$I_m = V_{bat} \cdot D \left[ \frac{1}{R \cdot (1 - D)^2} - \frac{1}{2 \cdot f_s \cdot L_c} \right] \quad (2.19)$$

$$i_{Lmed} = \frac{i_M + i_m}{2} \quad (2.20)$$

Assim, o valor da indutância no indutor  $L_b$  é calculada através da equação (2.21).

$$L_b = \frac{V_{bat} \cdot D}{f_s \cdot \Delta i_{Lmed}} \quad (2.21)$$

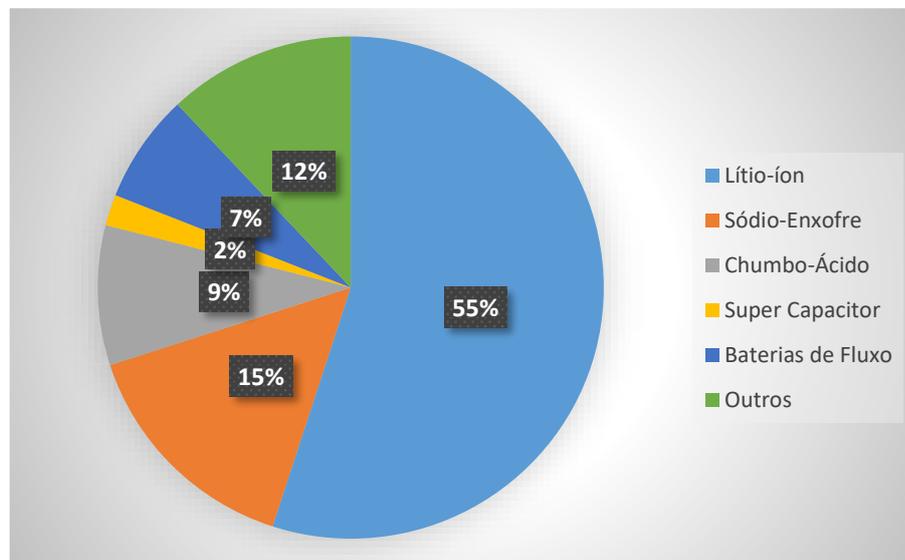
Por fim, o valor mínimo da capacitância do capacitor  $C_b$  pode ser calculado através da equação (2.22).

$$C_b = \frac{D}{R \cdot f_s \cdot \Delta V_{bat}} \quad (2.22)$$

## 2.4 Banco de Baterias

O banco de baterias armazena energia quando a potência produzida pelo gerador fotovoltaico for superior à demanda da carga, porém, quando a geração da fonte fotovoltaica for insuficiente para suprir a demanda da carga, a bateria supre essa necessidade para manter o funcionamento da carga contínuo.

Conforme Dehghani-Sanij et al. (2019), entre os tipos de baterias mais utilizados nos sistemas de armazenamento de energia no mundo estão as baterias de lítio-íon, as baterias de sódio-enxofre e as baterias de chumbo-ácido, a Figura 2.8 ilustra a capacidade global instalada de energia em baterias.



**Figura 2.8:** Capacidade Global Instalada do Sistema de Armazenamento de Energia.

Fonte:(Dehghani-Sanij et al. 2019).

A construção de um sistema de armazenagem de energia em baterias depende de alguns requisitos como a capacidade de armazenamento, potência do sistema, taxas de carga e descarga, entre outros fatores que implicam na elaboração desse sistema (Zhang et al. 2018).

Algumas comparações entre os parâmetros dos três modelos de baterias mais utilizados são apresentadas na Tabela 2.1.

**Tabela 2.1:** Comparação de Parâmetros Entre Diferentes Tipos de Baterias.

<b>Tipo de Bateria</b>	<b>Potência Nominal (MW)</b>	<b>Densidade de Energia (Wh/kg)</b>	<b>Duração de Descarga (h)</b>	<b>Eficiência Energética (%)</b>	<b>Vida Útil</b>
<b>Lítio-íon</b>	< 102	< 200	< 6	90 – 94	5 – 15 Anos
<b>Sódio-Enxofre</b>	< 50	< 240	< 8	75 – 86	5 – 10 Anos
<b>Chumbo-Ácido</b>	< 36	< 50	< 8	75 – 85	3 – 12 Anos

Fonte: (Zhang et al. 2018).

Assim, para o sistema deste trabalho, foi escolhido utilizar a bateria de Lítio-íon por apresentar algumas vantagens em relações a outras baterias, como por exemplo, maior eficiência energética e maior capacidade de potência nominal.

Segundo Potrykus et al. (2020), o valor do estado de carga ( $SoC$ ) é um parâmetro relativo que descreve a carga da bateria, em que  $SoC = 1$  significa que a bateria está totalmente carregada e,  $SoC = 0$  significa que a bateria está totalmente descarregada. O estado de carga pode ser estimado conforme mostrado na equação (2.23).

$$SoC = SoC_0 - \frac{i_t}{Q} \quad (2.23)$$

Onde  $SoC_0$  indica o valor inicial do  $SoC$  da bateria,  $Q$  representa a capacidade da bateria em (Ah) e,  $i_t$  corresponde à carga real da bateria, a qual pode ser calculada através de (2.24).

$$i_t = \int i dt \quad (2.24)$$

Em que  $i$  representa a corrente da bateria.

O modelo matemático da bateria de Lítio-íon que será utilizado no projeto, foi proposto por Tremblay (2009). Esse modelo é aplicado tanto para a descarga da bateria, quanto para a recarga. O modelo de descarga proposto representa com precisão a dinâmica da tensão quando a corrente varia e leva em consideração a tensão de circuito aberto em função do  $SoC$ . A tensão da bateria  $V_{bat}$  obtida pelo modelo é representada por (2.25).

$$V_{bat} = E_0 - V_{pol} - R \cdot i + V_{exp} - R_{pol} \cdot i \quad (2.25)$$

Onde,  $E_0$  indica a tensão constante da bateria,  $V_{pol}$  representa a tensão de polarização,  $R$  é a resistência interna da bateria,  $V_{exp}$  corresponde a tensão da zona exponencial e,  $R_{pol}$  indica a resistência de polarização da bateria. A tensão de polarização é expressa por (2.26).

$$V_{pol} = K \frac{Q}{Q - i_t} \cdot i_t \quad (2.26)$$

Sendo  $K$  a constante de polarização em (V/Ah). A tensão da zona exponencial é calculada a partir da equação (2.27).

$$V_{exp} = A \cdot e^{(-B \cdot i_t)} \quad (2.27)$$

Onde,  $A$  representa a amplitude da zona exponencial e  $B$  representa a zona exponencial inversa da constante de tempo  $(Ah)^{-1}$ .

A resistência de polarização assume dois valores, sendo um para o modelo de descarga da bateria, quando  $i > 0$ , e outro para o modelo de recarga, quando  $i < 0$ . As equações (2.28) e (2.29) demonstram a resistência de polarização para o modelo de descarga e para o modelo de recarga, respectivamente.

$$R_{pol} = K \frac{Q}{Q - i_t} \quad (2.28)$$

$$R_{pol} = K \frac{Q}{i_t - 0,1 \cdot Q} \quad (2.29)$$

Assim, a tensão terminal da bateria para o modelo de descarga e para o modelo de recarga, é representada pelas equações (2.30) e (2.31), respectivamente.

$$V_{bat} = E_0 - R \cdot i - K \frac{Q}{Q - i_t} \cdot (i_t + i) + A \cdot e^{(-B \cdot i_t)} \quad (2.30)$$

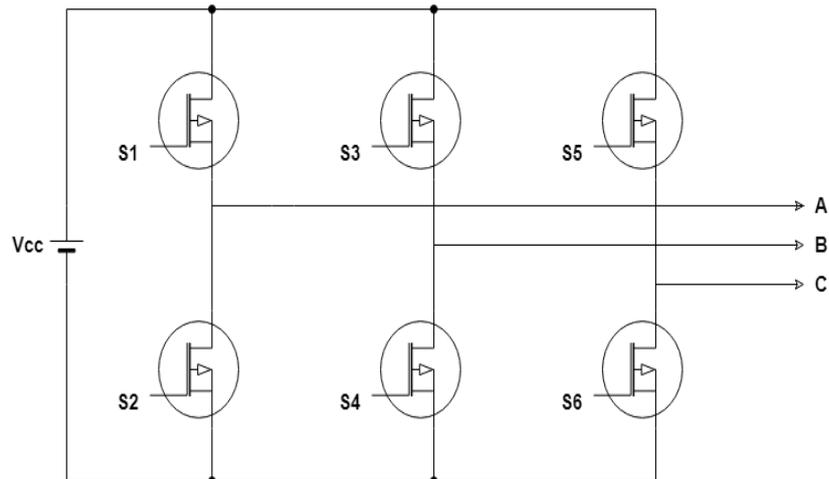
$$V_{bat} = E_0 - R \cdot i - K \frac{Q}{i_t - 0,1 \cdot Q} \cdot i - K \frac{Q}{Q - i_t} \cdot i_t + A \cdot e^{(-B \cdot i_t)} \quad (2.31)$$

## 2.5 Inversor CC-CA Trifásico

O inversor de fonte de tensão trifásico (VSI) está entre os conversores de eletrônica de potência mais utilizados atualmente, sendo muito utilizado em sistemas de acionamentos de motores com velocidade variável (Onederra et al. 2017).

O inversor é basicamente um circuito eletrônico alimentado por uma fonte de energia CC que realiza a conversão para energia CA podendo ser utilizado para acionar um motor de indução trifásico. Essa topologia do inversor serve de base para muitos sistemas de velocidade variável, este tipo de inversor é composto por seis chaves controláveis, as quais podem ser MOSFETs. Cada chave é disparada em um intervalo de  $60^\circ$ . Os interruptores superiores, denominados S1, S3 e S5, são disparados em um intervalo de  $180^\circ$ . Da mesma forma, os interruptores inferiores S2, S4 e S6, também são disparados em um intervalo de  $180^\circ$ . Assim, cada chave é acionada na sequência adequada para produzir a tensão trifásica na saída do inversor (Binshad et al. 2016).

A Figura 2.9 ilustra o diagrama esquemático do inversor trifásico VSI utilizando MOSFETs como chaves de comutação, uma fonte de tensão contínua  $V_{cc}$  como entrada e três tensões alternadas de saída  $abc$ .

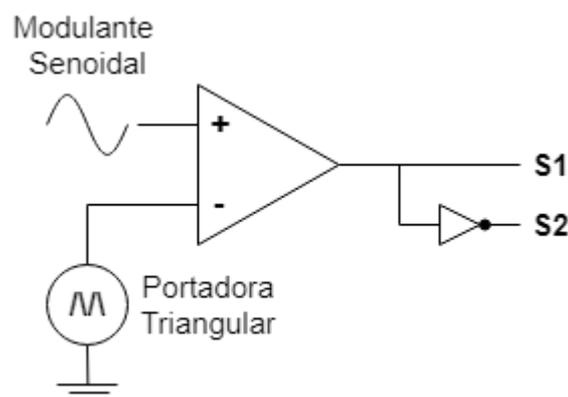


**Figura 2.9:** Diagrama Esquemático do Inversor Trifásico.

Fonte: (Onederra et al. 2017).

Diferentes esquemas de controle podem ser utilizados para controlar a tensão e a frequência de saída do inversor. As técnicas de modulação por largura de pulso senoidal (SPWM), são muito utilizadas para controlar as chaves dos inversores VSI, em que a largura dos pulsos é modulada a partir de um sinal de controle senoidal. Conforme Binshad et al. (2016), para realizar o controle SPWM, uma onda portadora triangular de alta frequência é comparada com uma onda senoidal de baixa frequência e pulsos de disparo são produzidos. As duas ondas são fornecidas a um comparador, o qual produz o sinal de saída com formato de onda quadrada. A comutação do MOSFET é realizada quando a onda quadrada está em nível lógico alto, o que é ocasionado quando a onda senoidal é maior do que a onda portadora triangular.

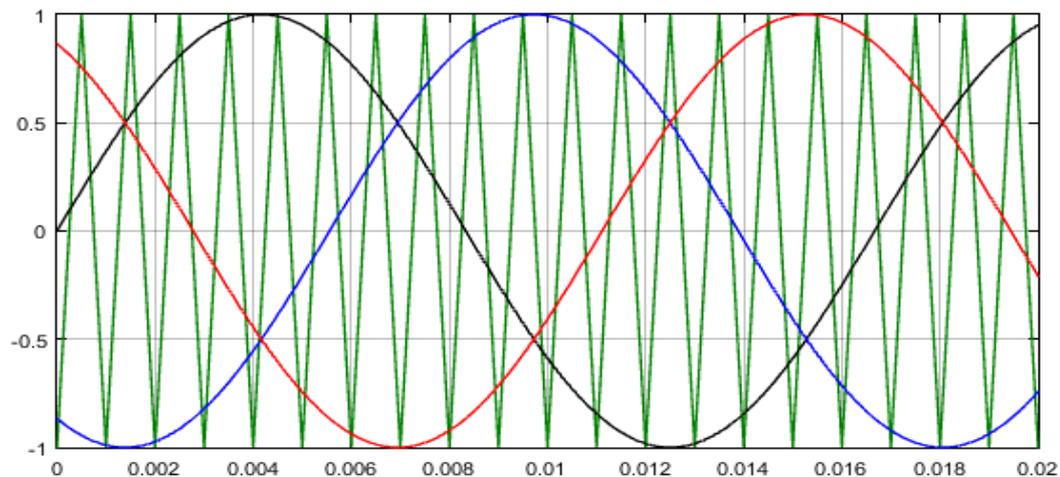
Cada perna do inversor é controlada através de um sinal de controle. Quando a chave superior está ligada, a chave inferior deve estar desligada, ou seja, o sinal PWM inferior é o inverso do sinal superior, podendo ser representado por  $S2 = \overline{S1}$ , sendo assim para cada uma das três pernas do inversor. A Figura 2.10 representa o modulador PWM de dois níveis de uma das pernas do inversor trifásico.



**Figura 2.10:** Modulador PWM de Dois Níveis.

A energia controlada pelo inversor flui para a carga no instante em que os interruptores são ligados e desligados. As principais vantagens das técnicas PWM são a baixa perda de potência nos dispositivos de comutação, a alta eficiência do controle e o curto tempo de comutação (Hannan et al. 2018).

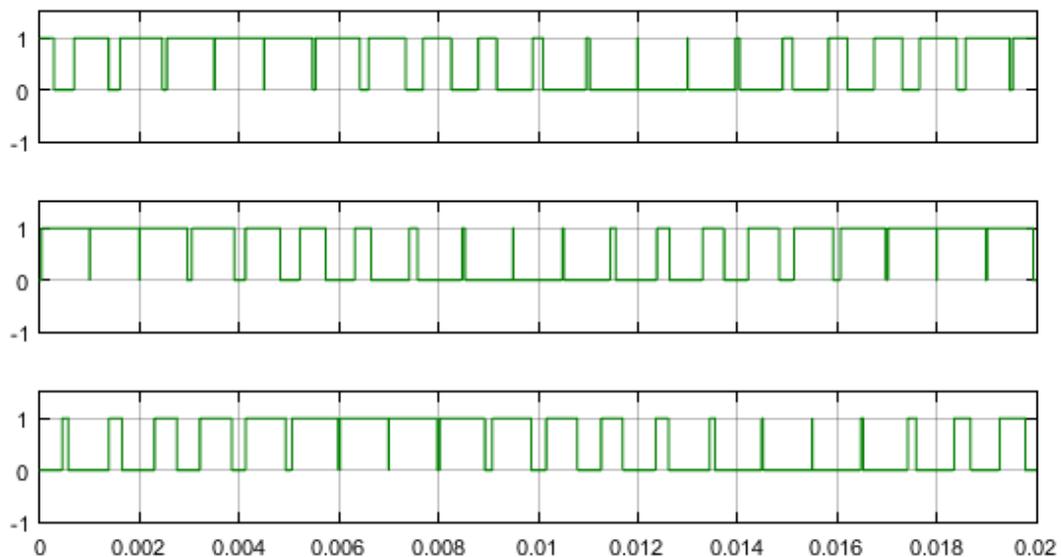
Entre as técnicas PWM, encontram-se as técnicas SPWM, HBPWM e RPWM. Conforme Hannan et al. (2018), a técnica de controle SPWM é a melhor abordagem para reduzir as perdas através da comutação das chaves e minimizar os sinais de harmônicos na saída do inversor. A Figura 2.11 mostra a comparação entre a forma de onda senoidal trifásica com a forma de onda triangular da portadora para a geração dos sinais de controle do inversor trifásico.



**Figura 2.11:** Comparação Entre as Ondas no Modulador SPWM.

Fonte: (Hannan et al. 2018).

Os sinais gerados através da comparação da onda modulante trifásica senoidal com a portadora triangular são apresentados na Figura 2.12.



**Figura 2.12:** Sinais de Saída de um Modulador PWM Senoidal Trifásico.

## 2.6 Motor de Indução Trifásico

Os motores de indução trifásicos são muito robustos, eficientes e baratos, quando comparados a outros tipos de motores. Portanto, esses motores são amplamente utilizados nas indústrias para diversas aplicações. Graças ao avanço da eletrônica de potência, os motores de indução são muito utilizados em sistemas que exigem o controle de velocidade variável (Wadee, Aram, and Péter 2018).

Para a modelagem de uma máquina de indução, algumas técnicas clássicas são utilizadas para estabelecer as equações de tensão e torque da máquina. As equações podem ser expressas em qualquer quadro de referência.

As equações de corrente, fluxo e tensão das máquinas assíncronas, compreendem indutâncias em função da posição ou da velocidade do rotor. Para diminuir a complexidade das equações e facilitar a análise da máquina, é realizada a transformação das equações da máquina, as quais são representadas nas variáveis  $abc$ , em equações de eixo quadratura, direto e zero ( $qd0$ ). A transformada de Park, consiste em transformar um sistema trifásico de coordenadas estáticas em um sistema de coordenadas com eixos que giram na velocidade angular elétrica do rotor da máquina (Casado-Machado et al. 2020).

A equação que transforma as variáveis trifásicas para o referencial arbitrário, utilizando o modelo proposto por Krause et al. (2010), é expressa na equação (2.32). Através dessa equação, multiplicando a matriz  $K_s$  por uma variável  $f$  qualquer, no referencial  $abc$ , obtém-se como resultado a mesma variável  $f$ , porém, no referencial arbitrário.

$$f_{qd0s} = K_s \cdot f_{abc} \quad (2.32)$$

Onde,  $K_s$  é a matriz de transformação, representada por (2.33).

$$K_s = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin \theta & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

Em que, a posição angular  $\theta$  e a velocidade do referencial arbitrário  $\omega$  estão relacionados como:

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega \quad (2.34)$$

Seguindo o modelo de referência de Krause et al. (2010), as equações de tensão e torque no eixo de referência  $qd0$  descrevem o comportamento dinâmico do motor de indução trifásico. Sendo as tensões parâmetros conhecidos da rede, as equações devem estar em função delas. Assim, as equações de fluxo e corrente utilizadas para a modelagem e simulação da máquina de indução são apresentadas a seguir. Primeiramente, as equações (2.35) – (2.37) representam as ligações de fluxo do estator por segundo conforme o referencial arbitrário.

$$\frac{d[\psi_{qs}]}{dt} = \omega_b \cdot \left[ v_{qs} - \frac{\omega}{\omega_b} \cdot \psi_{ds} + \frac{r_s}{X_{ls}} \cdot (\psi_{mq} - \psi_{qs}) \right] \quad (2.35)$$

$$\frac{d[\psi_{ds}]}{dt} = \omega_b \cdot \left[ v_{ds} + \frac{\omega}{\omega_b} \cdot \psi_{qs} + \frac{r_s}{X_{ls}} \cdot (\psi_{md} - \psi_{ds}) \right] \quad (2.36)$$

$$\frac{d[\psi_{0s}]}{dt} = \omega_b \cdot \left( v_{0s} - \frac{r_s}{X_{ls}} \cdot \psi_{0s} \right) \quad (2.37)$$

Onde:

$\psi_{qs}$ ,  $\psi_{ds}$  e  $\psi_{0s}$ : Ligações de fluxo do estator no eixo  $qd0$ .

$\omega_b$ : Velocidade angular base;

$v_{qs}$ ,  $v_{ds}$  e  $v_{0s}$ : Tensões do estator no eixo  $qd0$ .

$r_s$ : Resistência do enrolamento do estator;

$X_{ls}$ : Reatância do enrolamento do estator;

$i_{qs}$ ,  $i_{ds}$  e  $i_{0s}$ : Correntes do estator no eixo  $qd0$ .

Para obter as ligações de fluxo do rotor por segundo, no eixo  $qd0$ , utiliza-se as equações (2.38) – (2.40).

$$\frac{d[\psi'_{qr}]}{dt} = \omega_b \cdot \left[ v'_{qr} - \left( \frac{\omega - \omega_r}{\omega_b} \right) \cdot \psi'_{dr} + \frac{r'_r}{X'_{lr}} \cdot (\psi_{mq} - \psi'_{qr}) \right] \quad (2.38)$$

$$\frac{d[\psi'_{dr}]}{dt} = \omega_b \cdot \left[ v'_{dr} + \left( \frac{\omega - \omega_r}{\omega_b} \right) \cdot \psi'_{qr} + \frac{r'_r}{X'_{lr}} \cdot (\psi_{md} - \psi'_{dr}) \right] \quad (2.39)$$

$$\frac{d[\psi'_{0r}]}{dt} = \omega_b \cdot \left[ v'_{0r} - \left( \frac{r'_r}{X'_{lr}} \cdot \psi'_{0r} \right) \right] \quad (2.40)$$

Sendo:

$\psi'_{qr}$ ,  $\psi'_{dr}$  e  $\psi'_{0r}$ : Ligações de fluxo do rotor no eixo  $qd0$ ;

$\omega_r$ : Velocidade angular do rotor;

$v'_{qr}$ ,  $v'_{dr}$  e  $v'_{0r}$ : Tensões do rotor no eixo  $qd0$ ;

$r'_r$ : Resistência do enrolamento do rotor;

$X'_{lr}$ : Reatância do enrolamento do rotor;

$i'_{qr}$ ,  $i'_{dr}$  e  $i'_{0r}$ : Correntes do rotor no eixo  $qd0$ ;

Onde as ligações de fluxo  $\psi_{mq}$  e  $\psi_{md}$  são úteis para representar a saturação e, são expressas pelas equações (2.41) e (2.42).

$$\psi_{mq} = X_{aq} \cdot \left( \frac{\psi_{qs}}{X_{ls}} + \frac{\psi'_{qr}}{X'_{lr}} \right) \quad (2.41)$$

$$\psi_{md} = X_{ad} \cdot \left( \frac{\psi_{ds}}{X_{ls}} + \frac{\psi'_{dr}}{X'_{lr}} \right) \quad (2.42)$$

Em que:

$$X_{aq} = X_{ad} = \left( \frac{1}{X_M} + \frac{1}{X_{ls}} + \frac{1}{X'_{lr}} \right)^{-1} \quad (2.43)$$

Sendo  $X_M$  a reatância no entreferro do motor.

As variáveis de corrente do estator e do rotor para o eixo  $qd0$ , são obtidas através das equações (2.44) – (2.49).

$$i_{qs} = \frac{1}{X_{ls}} \cdot (\psi_{qs} - \psi_{mq}) \quad (2.44)$$

$$i_{ds} = \frac{1}{X_{ls}} \cdot (\psi_{ds} - \psi_{md}) \quad (2.45)$$

$$i_{0s} = \frac{1}{X_{ls}} \cdot \psi_{0s} \quad (2.46)$$

$$i'_{qr} = \frac{1}{X'_{lr}} \cdot (\psi'_{qr} - \psi_{mq}) \quad (2.47)$$

$$i'_{dr} = \frac{1}{X'_{lr}} \cdot (\psi'_{dr} - \psi_{md}) \quad (2.48)$$

$$i'_{0r} = \frac{1}{X'_{lr}} \cdot \psi'_{0r} \quad (2.49)$$

Onde, as equações (2.41) e (2.42) agora são expressas por:

$$\psi_{mq} = X_M \cdot (i_{qs} + i'_{qr}) \quad (2.50)$$

$$\psi_{md} = X_M \cdot (i_{ds} + i'_{dr}) \quad (2.51)$$

A equação do torque eletromagnético do motor para o eixo  $qd0$  pode ser expressa em função da corrente, a equação (2.52) representa essa expressão.

$$T_e = \left( \frac{3}{2} \right) \cdot \left( \frac{P}{2} \right) \cdot \left( \frac{1}{\omega_b} \right) \cdot [(\psi_{ds} \cdot i_{qs}) - (\psi_{qs} \cdot i_{ds})] \quad (2.52)$$

Em que,  $T_e$  representa o torque eletromagnético e,  $P$  refere-se ao número de polos do motor.

Por fim, é importante saber a equação que relaciona o torque elétrico com a velocidade de rotação da máquina, basta integrar a equação (2.53) para obter a velocidade de rotação  $\omega_r$  do motor.

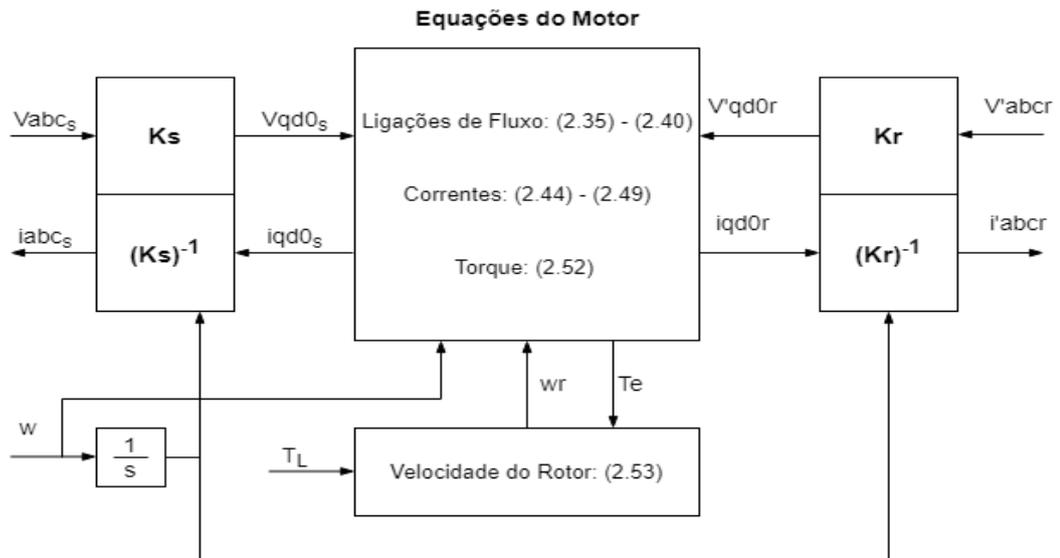
$$\frac{d\omega_r}{dt} = (T_e - T_L) \cdot \frac{P}{2 \cdot J} \quad (2.53)$$

Onde:

$T_L$ : Torque da carga;

$J$ : Inércia do rotor.

O diagrama da Figura 2.13 ilustra a representação da modelagem do motor de indução trifásico no referencial arbitrário de Krause. As equações de modelagem da máquina são ilustradas no diagrama pelo número correspondente da equação.



**Figura 2.13:** Diagrama para Modelagem de uma Máquina de Indução Trifásica.

Fonte: Adaptado de (Krause et al. 2010).

# Capítulo 3

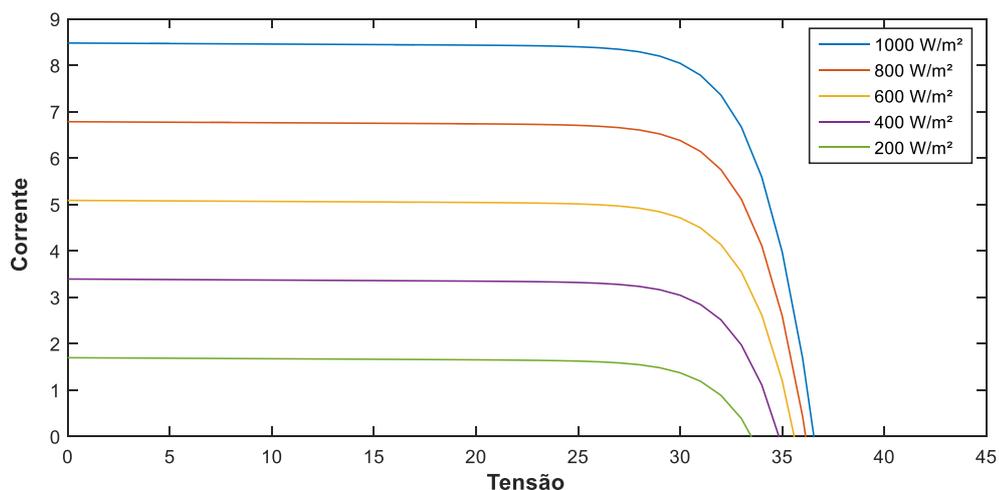
## Estratégias de Controle

Neste capítulo, são apresentadas as estratégias de controle utilizadas no conversor CC-CC boost e no conversor bidirecional CC-CC buck-boost, bem como as técnicas de controle digitais utilizadas no inversor trifásico para o controle do motor de indução. As características, a modelagem e a estrutura dessas estratégias de controle são abordadas nas próximas seções.

### 3.1 Controle do Conversor Boost

As variáveis atmosféricas afetam drasticamente as condições climáticas, insolação e temperatura, disponíveis para a geração fotovoltaica. Isso ocorre devido a radiação solar ser filtrada e bloqueada pela atmosfera e também pelas nuvens antes de atingir a superfície da Terra. Como consequência, as curvas de corrente-tensão (I-V) e os pontos de máxima potência (MPP) dos módulos fotovoltaicos variam conforme a radiação solar (Xiao et al. 2007).

A Figura 3.1 ilustra as curvas I-V de um módulo fotovoltaico para diferentes níveis de insolação  $G$ .

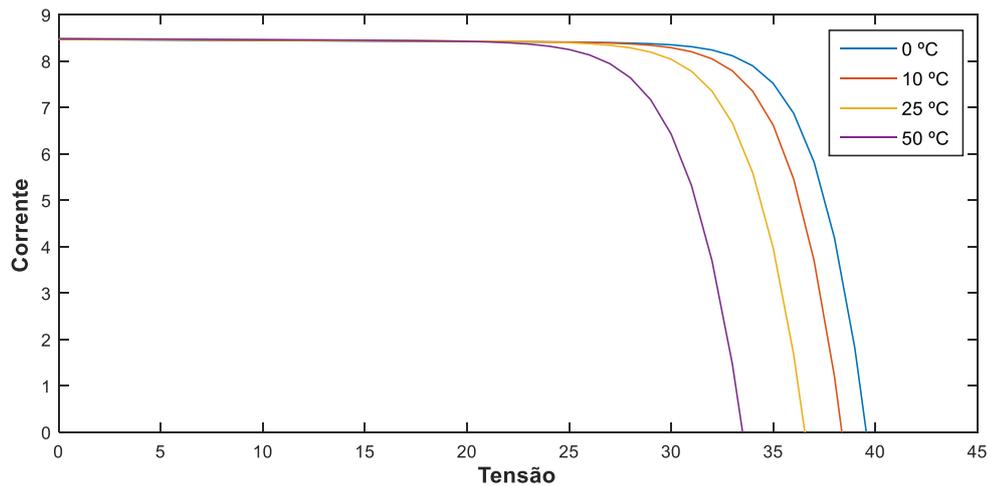


**Figura 3.1:** Curvas I-V para Diferentes Níveis de Insolação.

Fonte: Adaptado de (Xiao et al. 2007).

Através da variação dos níveis de insolação, nota-se que a corrente gerada pelo módulo fotovoltaico apresenta grandes variações, sendo diretamente proporcional à insolação. Já os níveis de tensão variaram pouco com os diferentes valores de insolação. Portanto, com a variação da insolação o MPP altera bastante.

A variação de temperatura do módulo fotovoltaico também altera o MPP, a Figura 3.2 ilustra o efeito causado pela variação da temperatura nas curvas I-V do módulo fotovoltaico.



**Figura 3.2:** Curvas I-V para Diferentes Níveis de Temperatura no Módulo Fotovoltaico.

Fonte: Adaptado de (Xiao et al. 2007).

Com a variação da temperatura, a corrente não sofre muita alteração, porém, a tensão apresenta maiores variações, ocasionando alterações no MPP ao longo do eixo x.

Conforme apresentado, as variações nas condições climáticas afetam bastante a corrente e a tensão do módulo fotovoltaico. Sendo assim, para condições de operação particular, o controle de rastreamento MPP normalmente regula a tensão ou a corrente para um determinado valor, o qual representa o MPP local (Xiao et al. 2007).

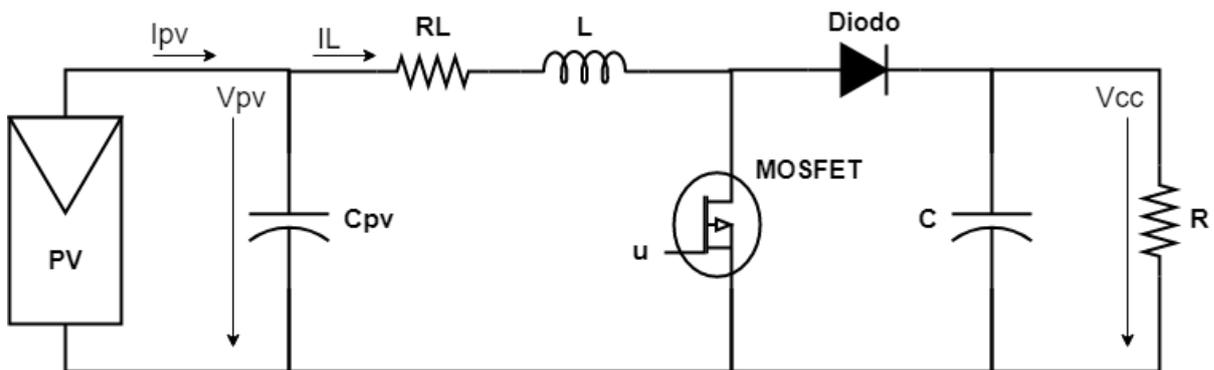
A variação rápida da insolação, geralmente é causada por uma cobertura de nuvens no local do módulo fotovoltaico. A mudança de insolação afeta ligeiramente a tensão do MPP, porém, a temperatura da célula é o principal fator que altera de maneira significativa a tensão do MPP. Contudo, a temperatura da célula possui uma dinâmica lenta e se encontra sempre dentro de uma faixa determinada.

O objetivo do controle em conversores CC-CC, pode variar conforme a função do conversor, porém, na maioria das vezes, o objetivo principal de utilizar o controle é para regular a tensão de saída do conversor (Bacha et al. 2013).

O controle empregado no presente trabalho, consiste em um controle em cascata formado por duas malhas de controle e é utilizado quando há mais de uma variável medida e uma única saída. Segundo Bacha et al, (2013), essa técnica de controle fornece um controle mais rígido e melhora a dinâmica geral, pois, utiliza um sinal medido intermediário que responde mais

rapidamente à demanda de controle. Portanto, a malha interna deve agir muito mais rápido do que a malha externa.

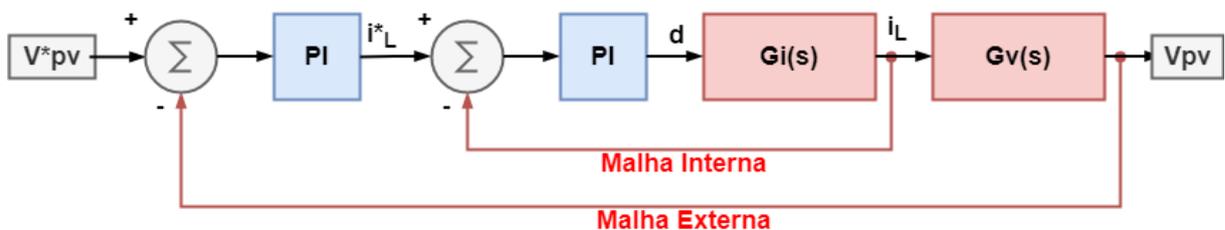
A Figura 3.3 ilustra o diagrama do circuito do conversor boost, sendo alimentado através da fonte fotovoltaica, no qual,  $u$  representa a razão cíclica do conversor, obtida através do sistema de controle. O sistema de controle tem por finalidade controlar a tensão  $V_{pv}$  para mantê-la constante no valor de referência definido.



**Figura 3.3:** Diagrama do Conversor Boost com Alimentação Fotovoltaica.

Fonte: Adaptado de (Ali et al. 2014).

A tensão da fonte fotovoltaica é mantida constante no valor de referência  $v_{pv}^*$  pelo circuito de controle em cascata de duas malhas, o qual conta com uma malha de controle de tensão, sendo a malha externa, e uma malha de controle de corrente, sendo a malha interna. Conforme apresentado no diagrama de blocos da Figura 3.4.



**Figura 3.4:** Diagrama de Blocos da Estrutura de Controle em Duas Malhas.

A malha externa (malha lenta), funciona comparando a tensão fornecida pela fonte fotovoltaica  $V_{pv}$ , com a tensão de referência de entrada do conversor boost  $V_{pv}^*$ , a qual é a tensão de MPP da fonte fotovoltaica, o erro gerado por essa comparação é aplicado a um compensador de tensão  $PI$ . A saída do compensador de tensão gera um sinal de corrente, utilizado como corrente de referência  $i_L^*$  para a malha interna de controle, então, essa corrente é comparada com a corrente do indutor do conversor boost  $i_L$ , assim, gerando um erro que é aplicado a um compensador de corrente  $PI$ . Por fim, o sinal de saída do segundo compensador é o ciclo de trabalho que será aplicado ao MOSFET do conversor através de um modulador PWM.

As equações de espaço de estados lineares para um conversor boost unidirecional são dadas por (3.1) e (3.2) de acordo com (Xiao et al. 2007).

$$L_{pv} \frac{di_{Lpv}}{dt} = V_{pv} + V_{cc} \cdot d \quad (3.1)$$

$$C_{pv} \frac{dV_{pv}}{dt} = -i_{pv} + \frac{V_{pv}}{r_{pv}} \quad (3.2)$$

Em que,  $V_{cc}$  é a tensão nominal do link CC,  $r_{pv}$  é a resistência dinâmica do arranjo fotovoltaico em torno do ponto de operação e,  $d$  é a entrada de controle média do sistema.

Conforme relatado por Tofoli (2020), para projetar os compensadores das malhas de controle, é necessário utilizar as funções de transferência de cada malha de controle, sendo  $G_i(s)$  a função de transferência da malha interna de corrente, e  $G_v(s)$  a função de transferência da malha externa de tensão. As funções de transferência das malhas de controle do conversor boost são calculadas a partir de (3.1) e (3.2), e estão apresentadas em (3.3) e (3.4).

$$G_i(s) = \frac{(C_{pv} \cdot r_{pv} - 1) \cdot V_{cc}}{s^2 \cdot r_{pv} \cdot L \cdot C_{pv} - s \cdot L + r_{pv}} \quad (3.3)$$

$$G_v(s) = \frac{-r_{pv}}{s \cdot C_{pv} \cdot r_{pv} - 1} \quad (3.4)$$

Sendo,  $r_{pv}$  determinado com base na curva I-V do módulo fotovoltaico. Segundo Mirzaei et al. (2017), o valor desse parâmetro depende do ponto de operação na curva I-V, e da quantidade de radiação solar. Portanto, pode ser representado por (3.5).

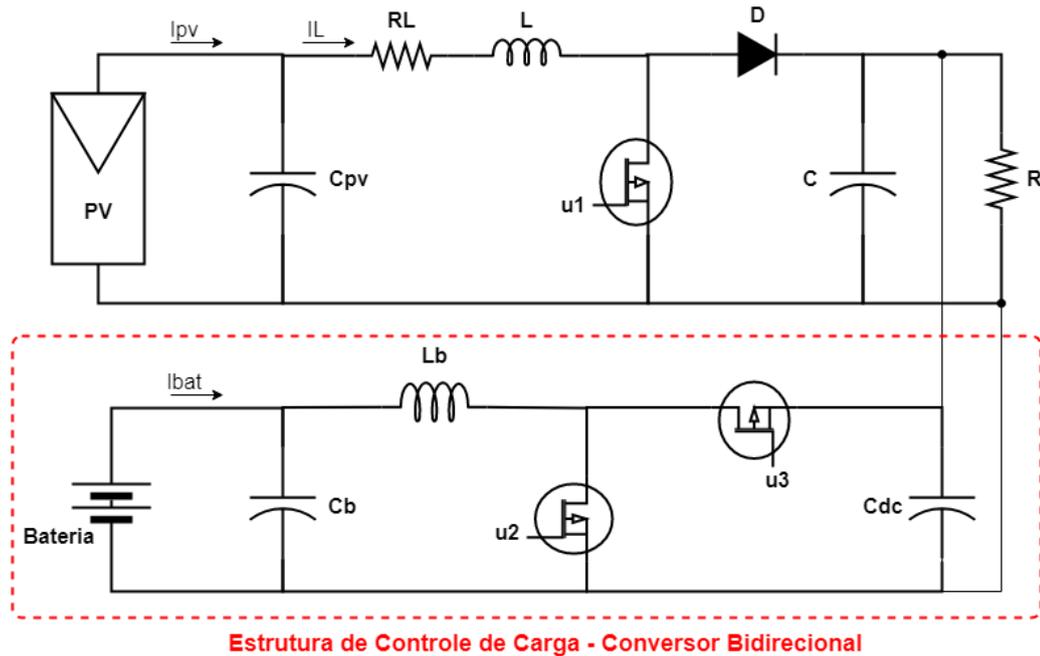
$$r_{pv} = \frac{-V_{pv}}{i_L} \quad (3.5)$$

## 3.2 Controle do Conversor Buck-Boost

O conversor buck-boost pode fornecer fluxo de potência bidirecional, compensando a tensão no link CC ou compensando a tensão nos terminais da bateria. Ao carregar a bateria, a tensão do link CC normalmente é mantida no valor de pico da tensão da rede, ao aumentar a tensão do barramento CC, o conversor é usado no modo buck. Quando a corrente da bateria é fornecida ao barramento CC, o conversor funciona no modo boost (Onar et al. 2012).

O controlador de carga conta com um conversor CC-CC bidirecional como circuito de interface entre a bateria e o link CC. A corrente de descarregamento da bateria, a qual alimenta a carga, é controlada e em caso de curto circuito no barramento CC, a bateria é protegida (Mirzaei et al. 2017).

O diagrama ilustrado na Figura 3.5 apresenta o circuito do conversor boost alimentado através da fonte fotovoltaica acrescido do banco de baterias conectado à carga através do conversor bidirecional buck-boost.



**Figura 3.5:** Diagrama dos Conversores CC Conectados ao Barramento CC.

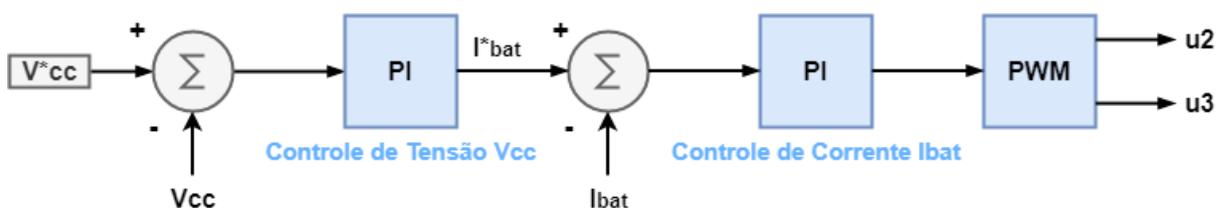
As equações de espaço de estado médias linearizadas para o conversor buck-boost bidirecional proposto, são apresentadas em (3.6) e (3.7) de acordo com (Mahmood, Michaelson, and Jiang 2012).

$$L_B \frac{di_B}{dt} = -(1 - D) \cdot V_{cc} + V_{cc} \cdot d \quad (3.6)$$

$$C_{eq} \frac{dV_{cc}}{dt} = (1 - D) \cdot i_{LB} - \frac{V_{cc}}{R} - I_{LB} \cdot d \quad (3.7)$$

Sendo,  $I_{LB}$  a corrente do indutor  $L_b$ ,  $D$  representa o ciclo de trabalho do conversor,  $R$  simboliza a resistência equivalente de carga e  $V_{cc}$  retrata a tensão do barramento CC no ponto de operação. O parâmetro  $C_{eq}$  denota a combinação dos capacitores  $C$  e  $C_{dc}$  paralelos.

Para realizar o controle do conversor bidirecional, será utilizado um controle em duas malhas, assim como o controle utilizado no conversor boost, sendo, a malha interna de corrente da bateria e a malha externa de tensão do barramento CC. A saída da malha de controle é aplicada ao modulador PWM, gerando o ciclo de trabalho de ambas as chaves de comutação do conversor bidirecional. O diagrama de blocos da estrutura de controle é apresentado na Figura 3.6.



**Figura 3.6:** Diagrama de Blocos da Estrutura de Controle da Bateria.

A malha externa de tensão, compara a tensão do barramento CC  $V_{cc}$  com a tensão de referência  $V_{cc}^*$ , gerando um sinal de erro, o qual serve como entrada para o compensador PI de tensão. A saída desse compensador representa a corrente de referência da bateria, a qual é comparada com a corrente instantânea da bateria. Através dessa comparação, um sinal de erro é gerado e alimenta um compensador PI de corrente, que por fim resulta no ciclo de trabalho aplicado ao conversor bidirecional por meio de um modulador PWM, sendo  $u_3$  o sinal inverso de  $u_2$ .

As funções de transferência da malha de corrente  $G_ib(s)$  e da malha de tensão  $G_vb(s)$  para o projeto dos compensadores PI, são representadas por (3.8) e (3.9), respectivamente.

$$G_ib(s) = \frac{V_{bat}}{(1-d)} \cdot \frac{s.R.C_{dc} + (d+1)}{s^2.R.L_b.C_{dc} + s.L_b + R.(1-d)^2} \quad (3.8)$$

$$G_vb(s) = \frac{1}{1-d} \cdot \frac{-s.L_b.d + R.(1-d)^2}{s.R.C_{dc} + (d+1)} \quad (3.9)$$

O sistema apresentado na Figura 3.5 apresenta algumas estratégias de gerenciamento de energia, que dependem das condições atmosféricas, do estado de carga da bateria, da potência PV e da potência de carga.

O primeiro modo de funcionamento do sistema ocorre quando o *SoC* da bateria atinge 90%. A bateria é carregada apenas quando a potência gerada pelo sistema PV é maior do que a potência demandada pela carga, conseqüentemente, quando o estado de carga da bateria atinge 90%, a bateria está carregada. Caso a potência PV seja maior do que a potência exigida pela carga, neste caso, a bateria não deve continuar no modo de carga e deve alterar para o modo de descarga. Conforme Mirzaei et al. (2017), a bateria é sempre responsável por regular a tensão do barramento CC, portanto a bateria não pode ser desconectada nessa condição. A energia adicional produzida pelo painel fotovoltaico causará uma sobretensão no barramento CC, para evitar essa condição, a potência gerada pela fonte PV deve ser reduzida.

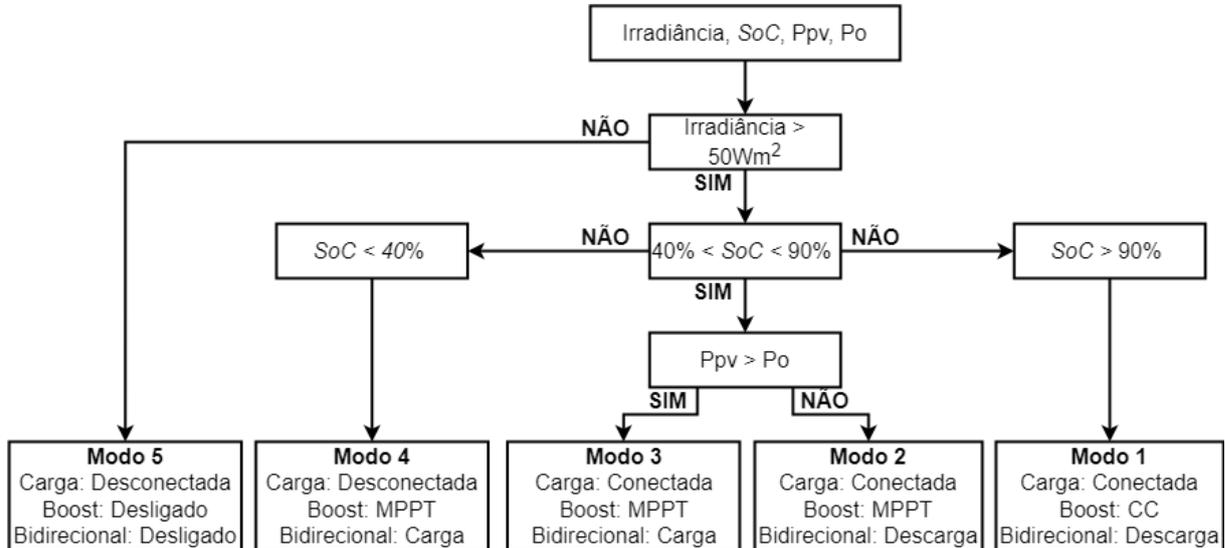
O segundo modo ocorre quando o *SoC* da bateria se encontra na condição normal, entre 40 e 90%, e a potência gerada pela fonte PV é menor do que a potência demandada pela carga. Neste caso, o conversor bidirecional deve funcionar no modo de descarga da bateria, para auxiliar no fornecimento de energia para a carga.

O terceiro modo ocorre quando o *SoC* da bateria está na condição normal, e a potência gerada pela fonte PV é maior que a potência demandada pela carga. Assim, nesse caso, apenas a fonte PV deve alimentar a carga, e a energia excedente deve ser utilizada para carregar a bateria, fazendo com que o conversor bidirecional funcione no modo de carga.

O quarto modo de operação ocorre quando o *SoC* da bateria é inferior a 40% e a potência gerada pela fonte PV é menor do que a demandada pela carga, nesse caso, a bateria está descarregada e não pode suprir a demanda da carga, portanto, a tensão do barramento CC irá reduzir, então nessa circunstância, a carga deve ser desconectada do sistema. Com a desconexão da carga, a fonte fotovoltaica deve recarregar a bateria, quando o estado de carga da bateria ultrapassar 40%, a carga deve ser reconectada ao sistema.

O quinto modo ocorre quando a radiação solar é muito baixa, ou não há radiação. Nesse caso, o sistema entra em modo de desligamento completo até quando a radiação solar retornar.

Essas estratégias de gerenciamento de energia do sistema, são ilustradas no diagrama da Figura 3.7.



**Figura 3.7:** Diagrama da Estratégia de Gerenciamento de Energia.

Fonte: Adaptado de (Mirzaei et al. 2017).

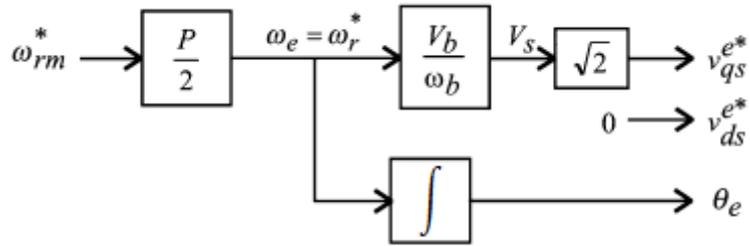
### 3.3 Controle Volts por Hertz

O controle Volts por Hertz, é projetado para fornecer comandos de velocidade variável usando o inversor trifásico para aplicar uma magnitude de tensão e frequência corretas, assim, fazendo com que o motor de indução atinja aproximadamente a velocidade comandada (Krause et al. 2010).

Essa é uma das estratégias de controle para motor de indução mais simples e mais barata. Controlando a frequência, pode-se controlar aproximadamente a velocidade de rotação do motor.

A estratégia de controle Volts por Hertz em malha aberta, é ilustrada pela Figura 3.8, em que o comando de velocidade  $\omega_{rm}^*$  refere-se a entrada da malha de controle. O comando de velocidade é então multiplicado por  $\frac{P}{2}$ , sendo  $P$  o número de polos da máquina, assim, resultando no comando de velocidade elétrica do rotor  $\omega_r^*$ , para qual, a frequência elétrica radiana  $\omega_e$  é ajustada. A frequência elétrica é multiplicada pela relação volts por hertz  $\frac{V_b}{\omega_b}$ , sendo  $V_b$  a tensão nominal do motor e  $\omega_b$  a frequência radiana nominal, assim, resulta-se um comando de tensão rms  $V_s$ . Esse comando de tensão é multiplicado por  $\sqrt{2}$  para obter-se um comando de tensão do eixo  $q$   $V_{qs}^*$ , já o comando de tensão do eixo  $d$   $V_{ds}^*$ , é definido como zero. Por fim, em um caminho paralelo, a frequência  $\omega_e$  é integrada para determinar a posição do referencial

síncrono  $\theta_e$ . Assim, os comandos gerados podem ser utilizados como sinal de entrada para um modulador PWM, o qual gera os sinais de comutação das chaves do inversor trifásico.



**Figura 3.8:** Unidade de Controle Volts por Hertz.

Fonte: Adaptado de (Krause et al. 2010).

As vantagens desse controle são a simplicidade e o fato de ele ser relativamente barato de se implementar, em virtude de ser um controle totalmente em malha aberta. A velocidade pode ser controlada sem *feedback*. A principal desvantagem dessa configuração é que por ser em malha aberta, algumas medidas de erro ocorrem, principalmente em baixas velocidades.

Para aumentar o desempenho do inversor, foi proposto por Krause et al. (2010), aumentar o comando de tensão em baixas frequências para compensar a queda resistiva. É possível variar a tensão rms de tal forma que a inclinação da curva torque-velocidade na velocidade de rotação síncrona se torne independente da frequência elétrica.

Além disso, o desempenho do inversor pode ser melhorado utilizando a realimentação de corrente do motor para determinar o comando de frequência elétrica, utilizando assim o controle Volts por Hertz em malha fechada. Portanto, para esse *feedback* de corrente, o torque eletromagnético deve ser aproximado por (3.10).

$$T_e = K_{tv} \cdot (\omega_e - \omega_r) \quad (3.10)$$

Em que:

$$K_{tv} = \frac{3 \cdot \left(\frac{P}{2}\right) \cdot L_M^2 \cdot r_r' \cdot V_b^2}{r_r'^2 \cdot (r_s^2 + \omega_b^2 \cdot L_s^2)} \quad (3.11)$$

No sistema de malha fechada, a frequência elétrica é representada por (3.12).

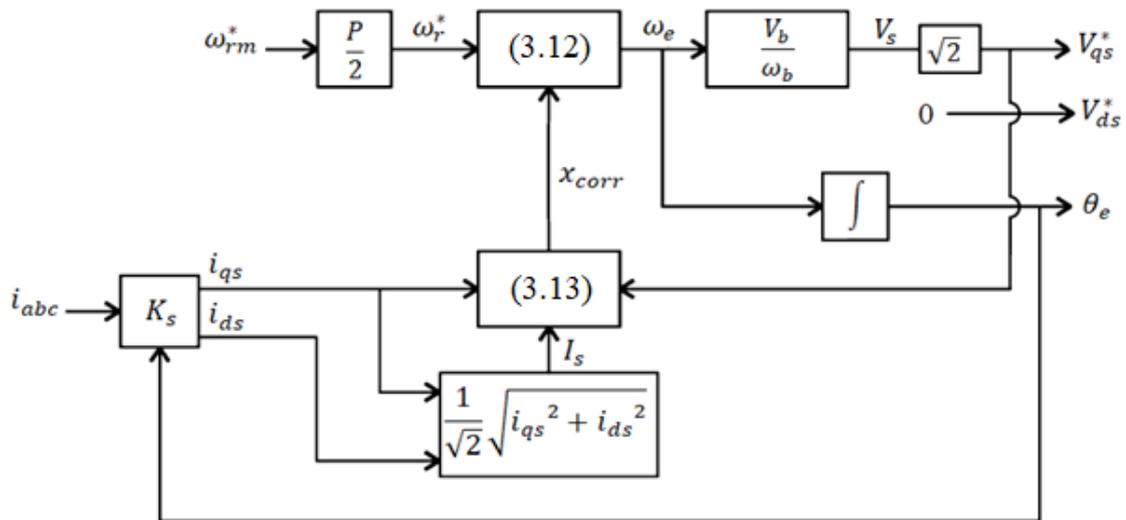
$$\omega_e = \frac{\omega_r^* + \sqrt{\max(0, \omega_r^{*2} + x_{corr})}}{2} \quad (3.12)$$

Onde  $x_{corr}$  é dado pela equação (3.13).

$$x_{corr} = \frac{3 \cdot P \cdot [(V_{qs}^* \cdot i_{qs}^*) - (2 \cdot r_s \cdot I_s^2)]}{K_{tv}} \quad (3.13)$$

A unidade de controle resultante é ilustrada na Figura 3.9. Krause et al. (2010) afirma que existem duas diferenças principais entre o controle Volts por Hertz em malha aberta e em malha fechada. A primeira diferença é que no controle em malha fechada, o fluxo do entreferro não vai a zero nos comandos de baixa velocidade, e em segundo lugar, o erro de velocidade é

reduzido drasticamente em toda a faixa de operação do inversor. O erro de velocidade usando essa estratégia em malha fechada é inferior a 0,1% para comandos de velocidade entre 0,1 a 1 p.u sem a utilização de sensores de velocidade.



**Figura 3.9:** Unidade de Controle Volts por Hertz Compensada.

Fonte: Adaptado de (Krause et al. 2010).

### 3.4 Controle Orientado a Campo Indireto

O controle orientado a campo indireto (IFOC) para acionamentos de motores de indução, é implementado em um grande número de aplicações industriais. As principais vantagens desse controle são o desacoplamento das características de torque e fluxo, e a fácil implementação. Contudo, o desempenho de um motor de indução utilizando o IFOC é sensível à variação da constante de tempo do rotor. De acordo com Masiala et al. (2008), um desvio entre os valores parametrizados do motor e os valores real, “desafina” o inversor, resultando em uma deterioração na resposta dinâmica de torque e no desempenho geral do inversor.

No IFOC, a velocidade do rotor e o escorregamento requerido, avaliados para a demanda de torque instantâneo, são usados para fazer uma estimativa da posição imediata do fluxo do rotor. Portanto, o desempenho do sistema depende muito da precisão da medição de velocidade. Os estimadores de velocidade substituem os sensores de velocidade para que a robustez da máquina seja melhorada. Tais sistemas são conhecidos como acionamentos sem sensor de velocidade (Syamkumar and Jayanand 2020).

No controle direto orientado a campo, a detecção da ligação de fluxo do entreferro é realizada através de sensores de efeito hall, no entanto, essa técnica é um pouco problemática e cara na prática (Krause et al. 2010). Por outro lado, os métodos de controle orientado a campo indiretos, são mais sensíveis ao conhecimento dos parâmetros do motor de indução, porém, não requerem detecção direta das ligações de fluxo do rotor por meio de sensores. Para implementar o controle orientado a campo indireto, seguindo o modelo de Krause et al. (2010), é útil primeiro

estabelecer a frequência elétrica que é utilizada no controle, sendo essa calculada através de (3.14).

$$\omega_e = \omega_r + \frac{r'_r \cdot i_{qs}^*}{L'_r \cdot i_{ds}^*} \quad (3.14)$$

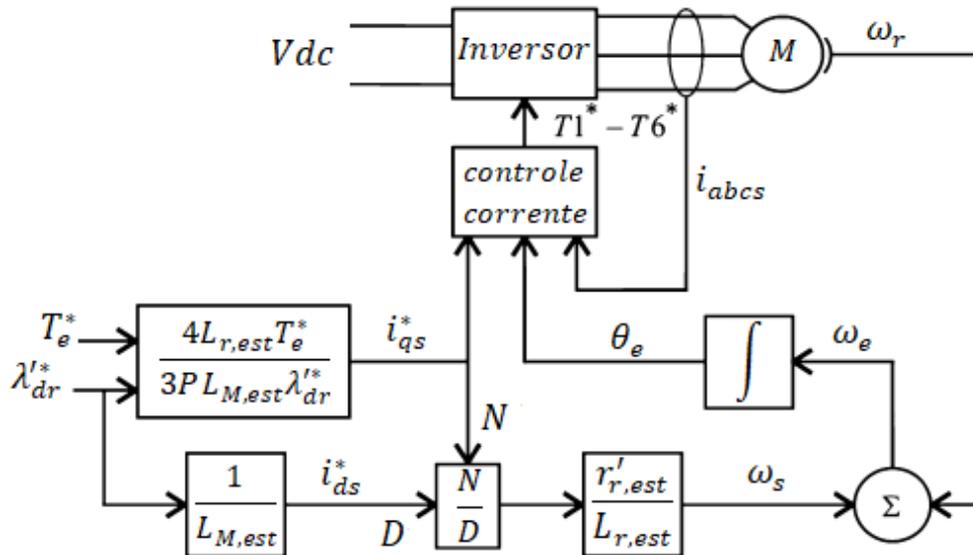
Essa relação é suficiente para satisfazer as condições para controle orientado a campo,  $\lambda'_{qr} = 0$  e  $i'_{dr} = 0$  desde que  $i_{ds}^*$  seja mantido constante. Sendo assim, a corrente do estator no eixo  $q$  é representada pela relação exposta em (3.15).

$$i_{qs}^* = \frac{4 \cdot L_{r,est} \cdot T_e^*}{3 \cdot P \cdot L_{M,est} \cdot \lambda'_{dr}^*} \quad (3.15)$$

Onde  $L_{M,est}$  e  $L_{r,est}$  são os valores estimados da indutância mútua e da indutância do rotor, respectivamente.  $\lambda'_{dr}^*$  representa a ligação de fluxo do rotor no eixo  $d$ . Já a corrente do estator no eixo  $d$  é expressa por (3.16).

$$i_{ds}^* = \frac{\lambda'_{dr}^*}{L_{M,est}} \quad (3.16)$$

A Figura 3.10 apresenta o diagrama de blocos do controle orientado a campo indireto, o qual é baseado nas equações (3.14) – (3.16).



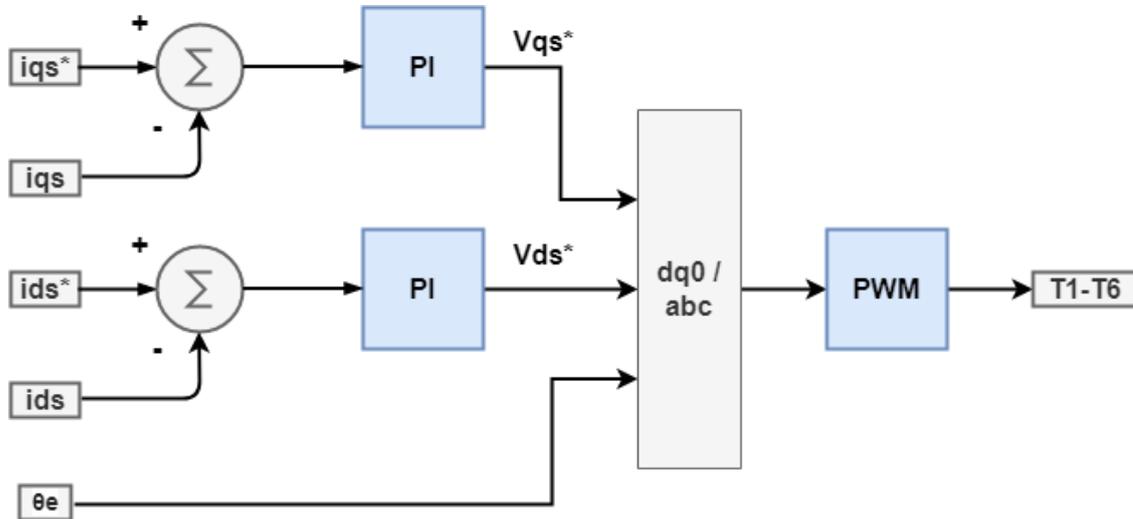
**Figura 3.10:** Unidade de Controle Orientado a Campo Indireto.

Fonte: Adaptado de (Krause et al. 2010).

A Figura 3.10 mostra o conceito básico do sistema IFOC. A referência de velocidade do rotor  $\omega_r$  funciona como entrada principal. A referência do regulador de corrente ( $i_{ds}^*$  e  $i_{qs}^*$ ) resultam da saída do controlador de fluxo e do controlador de velocidade do rotor. Sendo assim, o sistema IFOC utiliza um controlador em cascata (Happyanto, Aditya, and Sumantri 2020).

O regulador de corrente baseado em modulador de fonte de tensão é descrito na Figura 3.11. As entradas desse controle são os comandos de corrente dos eixos  $q$  e  $d$ , as correntes medidas do eixo  $q$  e  $d$ , as quais são obtidas transformando as correntes  $abc$  medidas e

transformadas para o referencial  $dq0$ , e o ângulo obtido através da integral do referencial de velocidade síncrono  $\omega_e$ . As saídas do controle de corrente são os comandos de tensão dos eixos  $q$  e  $d$  em um quadro de referência síncrono  $v_{qs}^*$  e  $v_{ds}^*$ .



**Figura 3.11:** Regulador de Corrente Baseado em Modulador de Fonte de Tensão.

### 3.5 Controle de Torque Direto

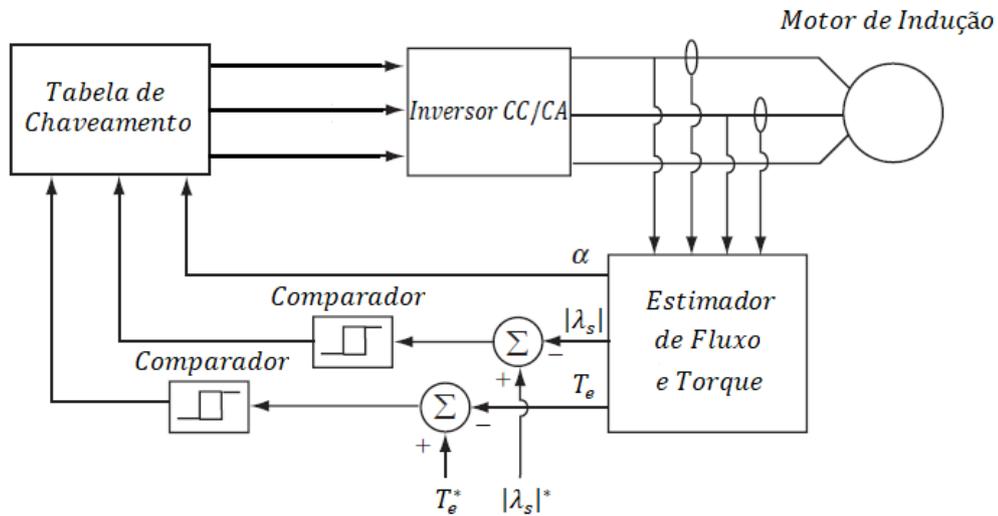
O controle direto de torque (DTC) é um dos métodos utilizados para controlar o torque e a velocidade de um motor de indução a partir de um inversor CC-CA trifásico como fonte de tensão de frequência variável. O DTC manipula diretamente o vetor de fluxo do estator do motor, de modo que o torque desejado e a magnitude do fluxo do estator sejam alcançados através da escolha de uma combinação de chave inversora, a qual fornece as tensões de fase apropriadas aos enrolamentos do motor (Geyer, Papafotiou, and Morari 2009).

De acordo com Ouanjli et al. (2019), comparado ao controle vetorial, o DTC é menos sensível às variações de parâmetros do motor, e seu algoritmo de controle é mais simples, devido à ausência de modulação por largura de pulso, de controladores de corrente e da transformação de Park. Essa técnica de controle garante a operação de alta eficiência e fornece uma dinâmica de torque precisa e rápida.

O princípio do DTC é baseado na aplicação direta de uma sequência de controle às chaves de comutação do inversor CC-CA. A escolha dessa sequência é realizada através de uma mesa de comutação e dois reguladores de histerese, os quais possuem a função de controlar e regular o torque eletromagnético e o fluxo do motor de indução, de forma desacoplada (Beerten, Verwecken, and Driesen 2010).

Um diagrama de blocos de um acionamento de motor de indução utilizando o DTC é apresentado na Figura 3.12, onde é assumido que o motor de indução trifásico é alimentado por um inversor de fonte de tensão. Conforme já explanado, o DTC inclui um bloco que estima o fluxo e o torque do estator a partir das tensões e correntes medidas do motor, um conjunto de

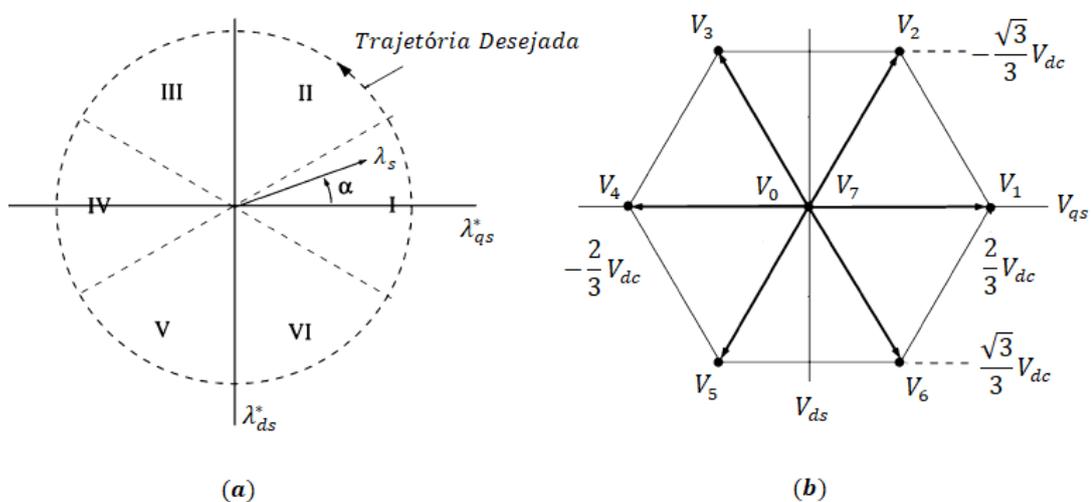
comparadores que comparam a magnitude do fluxo do estator estimado e do torque eletromagnético com os valores desejados e um bloco que representa a tabela que fornece os sinais de comutação ao inversor.



**Figura 3.12:** Controle de Torque Direto de um Motor de Indução.

Fonte: Adaptado de (Krause et al. 2010).

Conforme Krause et al. (2010), para explicar os conceitos do DTC, deve-se definir o vetor espacial de fluxo no estator  $\lambda_s$  de modo que sua componente no eixo das abscissas seja  $\lambda_{qs}$  e sua componente no eixo das ordenadas seja  $\lambda_{ds}$ , conforme mostrado na Figura 3.13 (a). Da mesma maneira, é pertinente definir os vetores de tensão de saída do inversor  $V_0$  a  $V_7$ , os quais são correspondentes a cada um dos estados de comutação do inversor, de modo que a componente das abscissas seja  $v_{qs}$  e a componente ordenada seja  $v_{ds}$ . Esses vetores estão ilustrados na Figura 3.12 (b) e resumidos na Tabela 3.1.



**Figura 3.13:** Fluxo do Estator e Vetores de Tensão de Saída do Inversor.

Fonte: Adaptado de (Krause et al. 2010).

**Tabela 3.1:** Vetores de Tensão Alcançáveis e Estado de Comutação Correspondente.

Vetor de Tensão	Estado de Comutação		
	$T_1/\overline{T_4}$	$T_2/\overline{T_5}$	$T_3/\overline{T_6}$
$V_0$	0	0	0
$V_1$	1	0	0
$V_2$	1	1	0
$V_3$	0	1	0
$V_4$	0	1	1
$V_5$	0	0	1
$V_6$	1	0	1
$V_7$	1	1	1

Fonte: Adaptado de (Krause et al. 2010).

No estado estacionário, com torque e velocidade do rotor constantes, o vetor de fluxo do estator  $\lambda_s$  tem uma magnitude constante e gira no sentido anti-horário a uma velocidade angular de  $\omega_e$ . A trajetória do fluxo do estator em estado estacionário para o torque desejado, é representada por uma linha tracejada na Figura 3.13 (a). Ao avançar  $\lambda_s$  no sentido anti-horário, o torque eletromagnético é aumentado, e atrasar  $\lambda_s$  diminui o torque eletromagnético.

As referências de torque e de fluxo do estator são comparadas com os valores calculados. O torque eletromagnético e os erros de magnitude de fluxo gerados são alimentados ao controlador de histerese de três níveis e dois níveis, respectivamente. Esses controladores de histerese produzem o erro de torque e o erro de fluxo. Com base nesses erros, o vetor de tensão de controle necessário é escolhido na tabela de comutação para manter o torque e os erros de fluxo do estator dentro da banda de histerese (Kumar, Iqbal, and Lenin 2018).

Em um determinado instante de tempo, é assumido de maneira arbitrária que  $\lambda_s$  está no setor I e sua magnitude é menor que o fluxo do estator desejado  $\lambda_s^*$ . Nesse caso, o sistema de controle deve selecionar o estado de comutação do inversor que aumenta a magnitude de  $\lambda_s$ , e se  $T_e$  for menor que o torque eletromagnético desejado  $T_e^*$ , avança  $\lambda_s$  no sentido anti-horário, assim, o vetor de tensão  $V_2$  deve ser selecionado. Caso for necessário aumentar o fluxo e diminuir o torque, o vetor de tensão  $V_6$  deve ser selecionado.

Os estados de comutação anteriores são resumidos na coluna correspondente do setor I da Tabela 3.2. Nessa tabela,  $\Delta T_e$  e  $\Delta|\lambda_s|$  representam a mudança desejada no torque e no fluxo, respectivamente.

**Tabela 3.2:** Tabela de Comutação para Controle de Torque Direto.

<b>Setor</b>							
$\Delta T_e$	$\Delta \lambda_s $	<b>I</b>	<b>II</b>	<b>III</b>	<b>IV</b>	<b>V</b>	<b>VI</b>
<b>1</b>	<b>1</b>	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$
<b>0</b>	<b>1</b>	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$
<b>-1</b>	<b>1</b>	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$
<b>1</b>	<b>0</b>	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$
<b>0</b>	<b>0</b>	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$
<b>-1</b>	<b>0</b>	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$

Fonte: Adaptado de (Krause et al. 2010).

# Capítulo 4

## Simulações e Resultados

No presente capítulo são apresentadas as modelagens, as simulações e os resultados obtidos em cada etapa do sistema fotovoltaico de estágio duplo. Também é abordada uma análise comparativa entre as três técnicas empregadas ao inversor trifásico para o controle do motor de indução.

### 4.1. Modelagem da Fonte Fotovoltaica

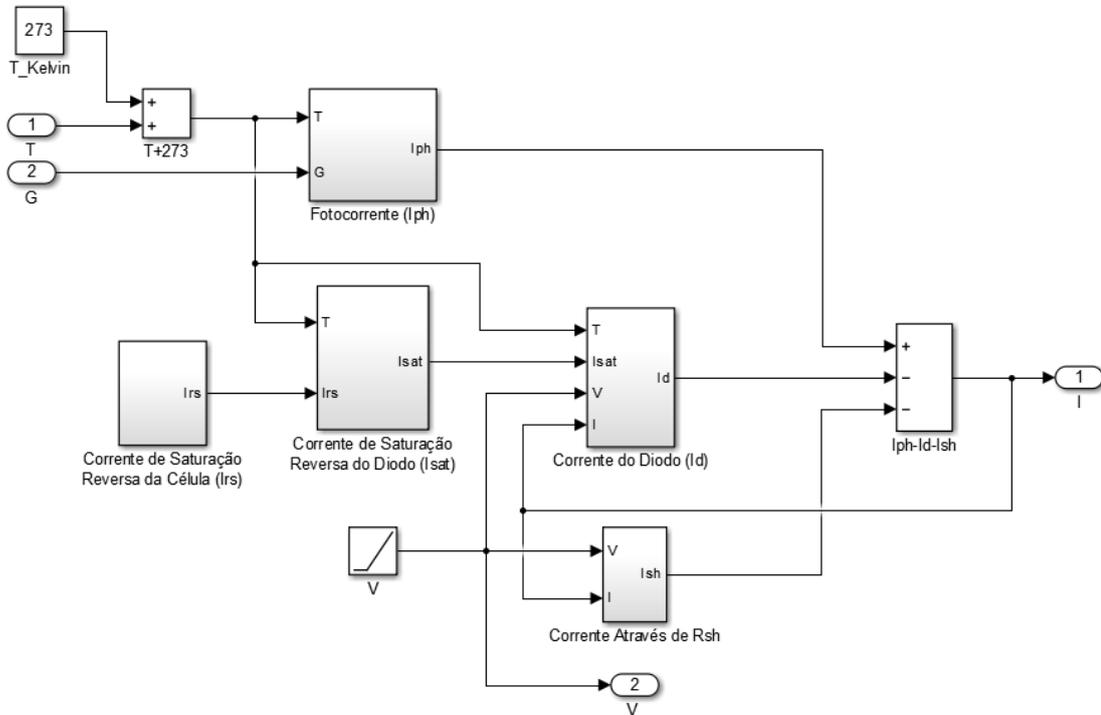
A fonte fotovoltaica foi modelada e simulada através do software *Simulink*. A modelagem foi realizada através das equações do modelo de diodo único (2.1) – (2.6). Os parâmetros utilizados para essa modelagem foram extraídos da ficha técnica de um módulo fotovoltaico de 215W, da marca americana *Soltech*, o módulo utilizado como referência foi o 1STH-215-P, cujos parâmetros necessários para a modelagem estão apresentados na Tabela 4.1.

**Tabela 4.1:** Especificações do Módulo 1STH-215-P.

Potência Máxima ( $P_{mpp}$ )	213,15 W
Tensão Máxima ( $V_{mpp}$ )	29 V
Corrente Máxima ( $I_{mpp}$ )	7,35 A
Corrente de Curto Circuito ( $I_{sc}$ )	7,84 A
Tensão de Circuito Aberto ( $V_{oc}$ )	36,3 V
Número de Células do Módulo ( $N_{cel}$ )	60
Coeficiente de Temperatura Atual ( $K_T$ )	0,102 % / °C
Fator de Idealidade do Diodo ( $n$ )	0,98117
Energia do gap do Semicondutor ( $E_g$ )	1,12
Resistência Shunt ( $r_{sh}$ )	313,3991 $\Omega$
Resistência Série ( $r_s$ )	0,39383 $\Omega$

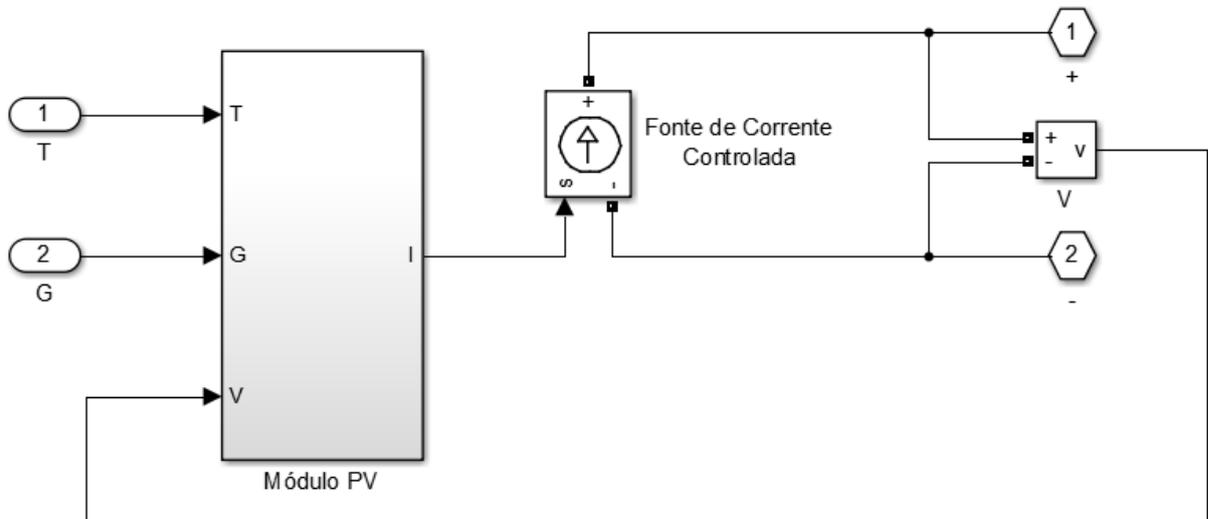
Fonte: Solarhub (2021).

Com base nas especificações do módulo escolhido para a realização das simulações, a modelagem matemática do módulo fotovoltaico foi realizado utilizando as equações do modelo de diodo único, para obter a corrente de saída do módulo. A Figura 4.1 ilustra a modelagem do módulo fotovoltaico, a qual foi realizada no *Simulink*.



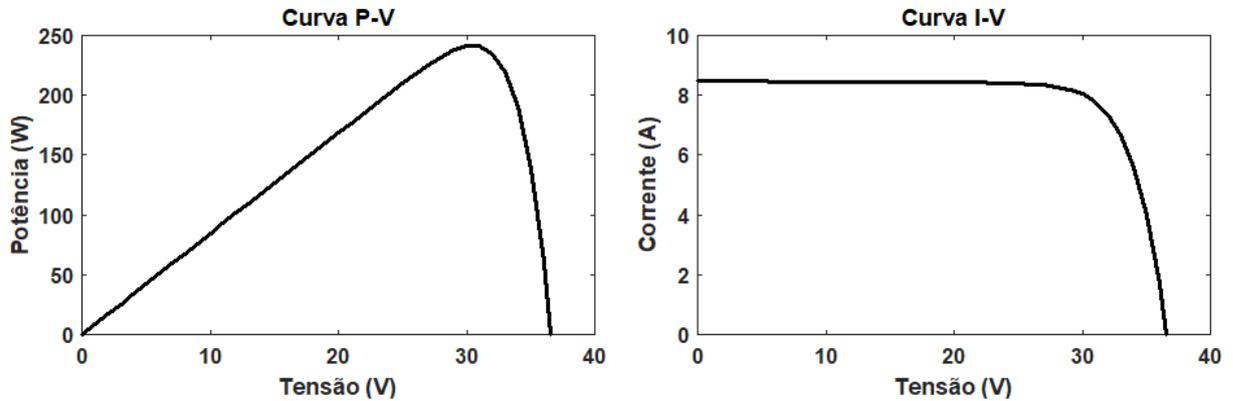
**Figura 4.1:** Modelo Matemático do Módulo Fotovoltaico no Simulink.

Essa modelagem apresentada utiliza como dado de entrada, a temperatura atual  $T$  do painel e, a insolação instantânea  $G$ . Através das equações do modelo, obtém-se como saída desse sistema a corrente do módulo fotovoltaico  $I$ , com isso, utiliza-se uma fonte de corrente controlada para se obter a tensão  $V$  do módulo, conforme ilustrado na Figura 4.2.



**Figura 4.2:** Módulo Fotovoltaico no Simulink.

Para ilustrar e verificar as características de saída não linear I-V e P-V desse módulo fotovoltaico, o modelo foi simulado sob as condições climáticas de temperatura e insolação solar padrões de 25°C e 1000W/m<sup>2</sup>, respectivamente. As curvas P-V e I-V do módulo que foram obtidas a partir da simulação, são apresentadas na Figura 4.3.



**Figura 4.3:** Características P-V e I-V do Módulo Fotovoltaico Simulado.

Os parâmetros elétricos obtidos através da modelagem matemática do módulo fotovoltaico 1STH-215-P no Simulink, são comparados com os parâmetros reais do módulo, os quais são disponibilizados na ficha técnica do fabricante. Portanto, a Tabela 4.2 apresenta a comparação desses parâmetros.

**Tabela 4.2:** Comparação dos Parâmetros Simulados e Reais do Módulo 1STH-215-P.

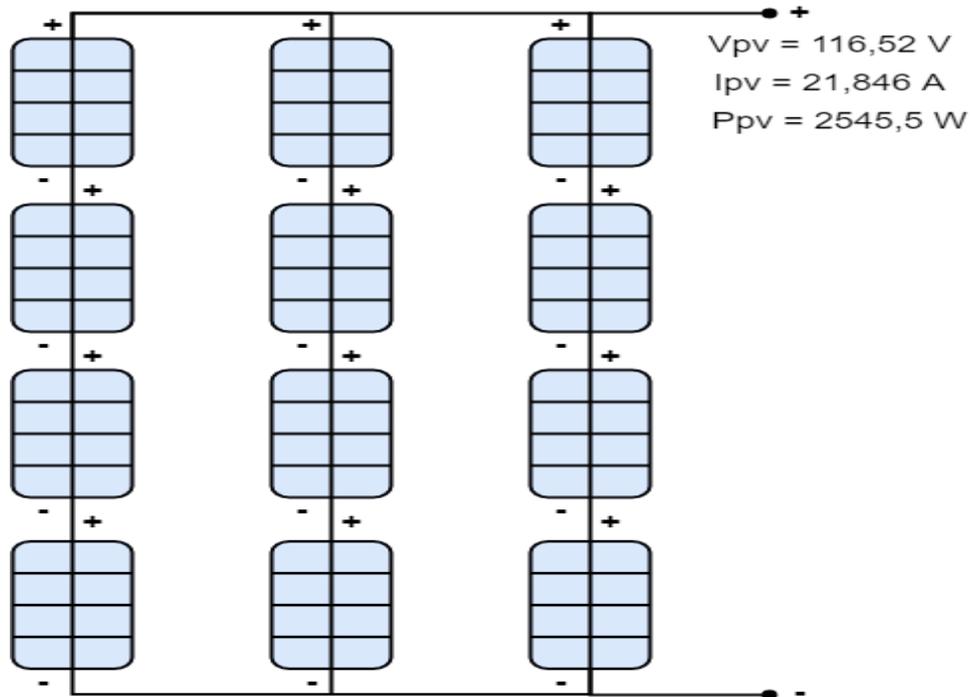
	Potência Máxima ( $P_{mpp}$ )	Tensão Máxima ( $V_{mpp}$ )	Corrente Máxima ( $I_{mpp}$ )
<b>Fabricante</b>	213,15 W	29 V	7,35 A
<b>Modelagem</b>	212,1 W	29,13 V	7,282 A

Esses dados são referentes a apenas um módulo fotovoltaico, para aumentar os níveis de tensão e corrente fornecidos pela fonte fotovoltaica, faz-se necessário a inclusão de módulos em série e módulos em paralelo, assim formando um arranjo fotovoltaico, o qual representa a fonte de geração fotovoltaica. Nesse sentido, aplica-se a equação (2.7) no modelo matemático de diodo único, acrescentando nos cálculos a quantidade de módulos em série e em paralelo.

Sabe-se que em um arranjo fotovoltaico a combinação em série é utilizada para somar as tensões de cada módulo, resultando na tensão total do arranjo, e a combinação em paralelo é utilizada para somar as correntes de cada módulo, resultando na corrente total do arranjo.

Portanto, no sistema proposto por este trabalho, será utilizado como carga um motor de indução de 3 HP e 220V, o que resulta em aproximadamente 2238 W. Sendo assim, para dimensionar uma fonte fotovoltaica que alimente essa carga, utilizando os módulos fotovoltaicos modelados, é necessário a formação de um arranjo fotovoltaico com quatro módulos em série e três módulos em paralelo, assim, a potência máxima da fonte fotovoltaica é aproximadamente 2545 W com tensão máxima de 116,52 V, e corrente máxima de 21,846 A.

Todo o sistema fotovoltaico que será utilizado neste trabalho tem essas características, o arranjo fotovoltaico deve ser constituído por quatro módulos em série, resultando na soma da tensão de cada módulo, formando então um par. Para alcançar a corrente desejada, o arranjo deve conter três desses pares conectados em paralelo, assim, somando a corrente de cada par (que é a corrente de um módulo fotovoltaico) totalizando doze módulos fotovoltaicos na formação do arranjo. A Figura 4.4 ilustra como fica a constituição desse arranjo fotovoltaico.



**Figura 4.4:** Arranjo Fotovoltaico com 12 Módulos Utilizado nas Simulações do Sistema.

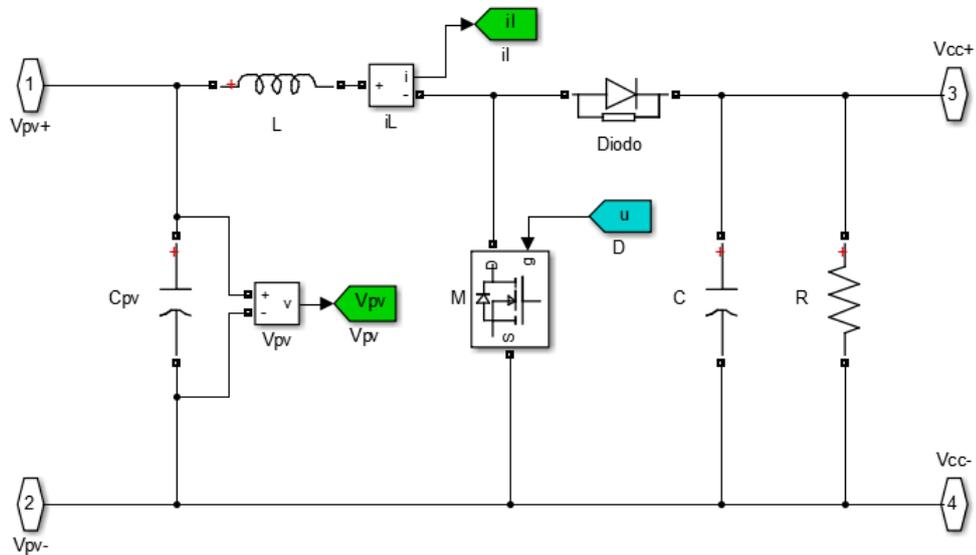
## 4.2 Modelagem e Controle do Conversor CC-CC Boost

O conversor CC-CC boost é alimentado pela fonte fotovoltaica, cuja tensão é de 116,52 V, e foi definida de forma arbitrária uma frequência de chaveamento de 10 kHz. Sabe-se que a carga do sistema é alimentada com a tensão de 220 V, sendo assim, devido às perdas do sistema a tensão de saída do conversor boost foi definida em 250 V (aproximadamente 15% a mais da nominal), a qual irá alimentar o inversor CC-CA. Com base nesses parâmetros, e utilizando  $\Delta_i = 0,2$  e  $\Delta_{v_o} = 0,01$  a modelagem do conversor é realizada a partir das equações (2.8) – (2.13). Os parâmetros do conversor boost já citados e os encontrados a partir da modelagem matemática são apresentados na Tabela 4.3.

**Tabela 4.3:** Parâmetros do Conversor Boost Utilizados nas Simulações do Sistema.

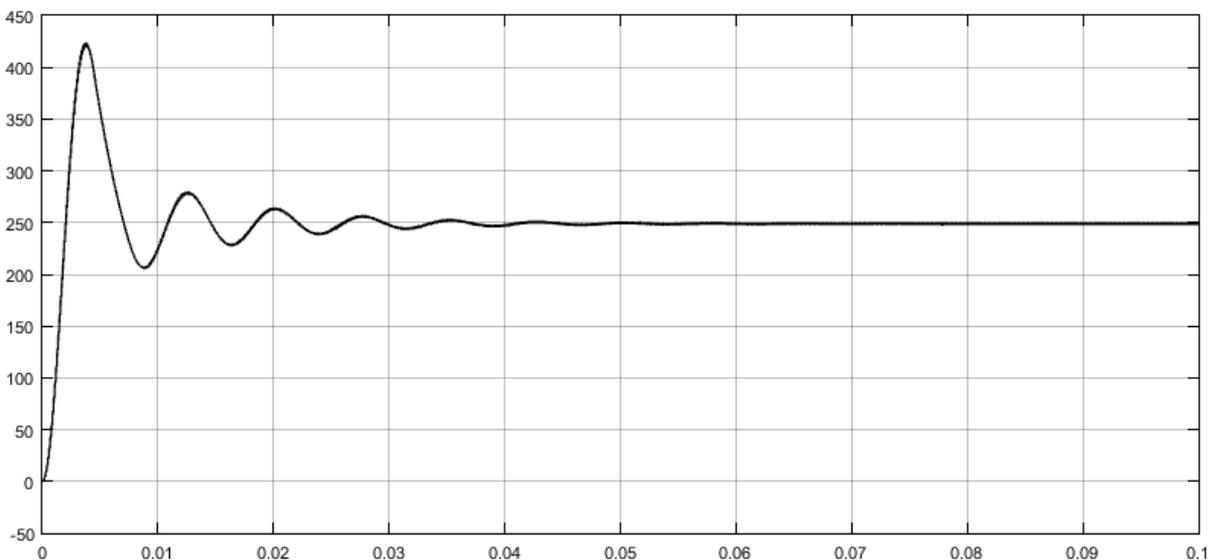
$V_{in}$	$V_o$	$D$	$R$	$L$	$C$
116,52 V	250 V	0,534	24,55 $\Omega$	1,424 mH	218 $\mu\text{F}$

Com base nesses parâmetros, o conversor boost foi modelado e simulado no Simulink. A modelagem utilizada é apresentada na Figura 4.5.



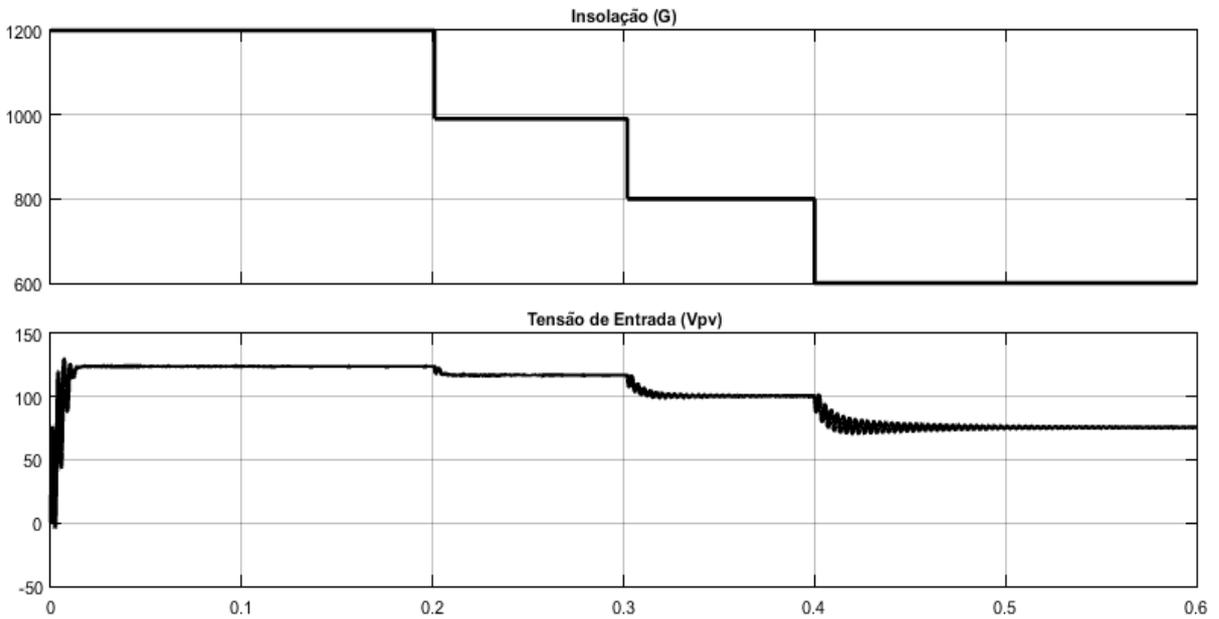
**Figura 4.5:** Conversor CC-CC Boost Utilizado nas Simulações do Sistema.

Com a simulação do conversor, utilizando os parâmetros nominais do arranjo fotovoltaico, obteve-se a seguinte curva para a tensão de saída do conversor, apresentada na Figura 4.6, a qual é a tensão do barramento CC.



**Figura 4.6:** Formato de Onda da Tensão de Saída do Conversor Boost Simulado.

Como a tensão que alimenta o conversor boost é fornecida pela fonte fotovoltaica, devido as condições atmosféricas não serem sempre constantes, a tensão de entrada acaba oscilando, assim, afetando a tensão de saída do conversor. Nesse sentido, realizando uma simulação do sistema, variando a insolação entre  $1200 \text{ W/m}^2$  a  $600 \text{ W/m}^2$ , pode-se observar como a tensão de entrada do conversor é afetada, quanto menor a insolação, menor é a tensão de entrada do conversor, os resultados dessa simulação estão ilustrados na Figura 4.7.



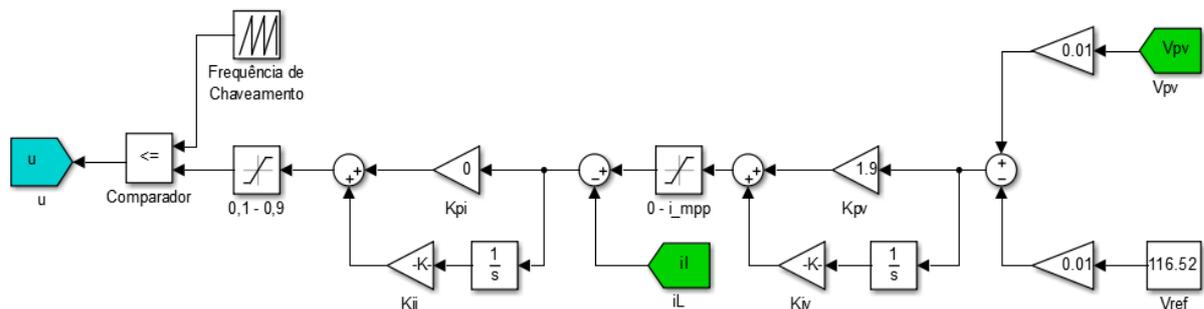
**Figura 4.7:** Variação da Insolação e Impacto na Tensão de Entrada do Conversor.

Para manter a tensão de entrada do conversor boost constante, é necessário controlá-la em  $V_{mpp}$ , para isso é utilizado o controle em duas malhas do conversor boost, o qual é sugerido pelas funções de transferência apresentadas nas equações (3.3) e (3.4). A Tabela 4.4 apresenta os ganhos dos compensadores da malha interna e da malha externa, os quais são encontrados através das funções de transferência com o auxílio da função PID tuning do Matlab, sendo  $K_p$  o ganho proporcional e  $K_i$  o ganho integral.

**Tabela 4.4:** Ganhos dos Compensadores das Malhas de Controle do Conversor Boost.

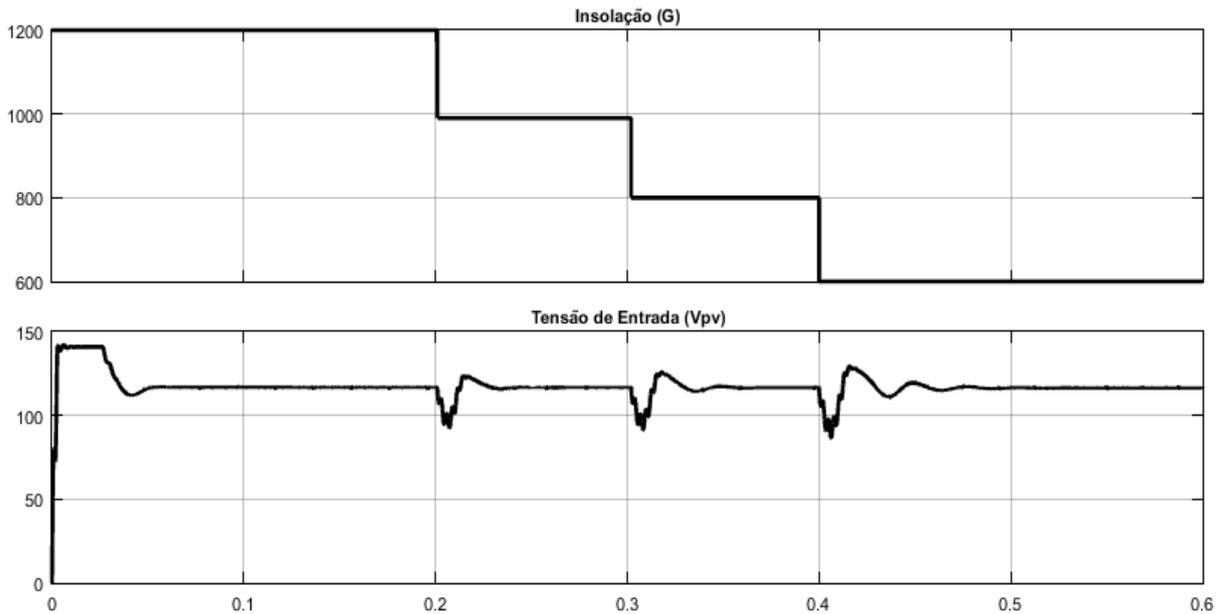
Ganhos	Malha Interna (corrente)	Malha Externa (tensão)
Proporcional ( $K_p$ )	0	1,95
Integral ( $K_i$ )	7,12	5040

A saída do controle da malha externa representa o comando de corrente do indutor, sendo utilizado uma saturação mínima de 0 e máxima de  $I_{mpp}$ . Já a saída do controle da malha interna, representa o ciclo de trabalho do conversor, o qual é saturado em um valor mínimo de 0,1 e máximo de 0,9. A Figura 4.8 ilustra o modelo de controle de duas malhas do conversor boost no Simulink que será utilizado nas simulações do sistema.



**Figura 4.8:** Malhas de Controle do Conversor Boost.

Através desse controle, é possível controlar a tensão  $V_{pv}$  no valor de referência (116,52 V). A Figura 4.9 ilustra como a tensão de entrada do conversor controlado se comportou com as variações na insolação, simulando condições atmosféricas adversas, sendo utilizado os mesmos valores de insolação da Figura 4.7, assim, aplicando o controle de duas malhas, foi possível manter a tensão de entrada do conversor próxima ao valor máximo fornecido pela fonte fotovoltaica.



**Figura 4.9:** Variação da Insolação e Impacto na Tensão de Entrada do Conversor Controlado.

Devido ao tempo de resposta da malha de controle, quando a insolação sofre uma variação instantânea, a tensão de entrada sofre pequenas oscilações, porém, a tensão de entrada logo se estabiliza no valor de referência. Para verificar a eficácia do controle, comparando a Figura 4.9 com a Figura 4.7 (conversor não controlado), é possível verificar como a tensão do conversor utilizando o controle de duas malhas se manteve constante, diferente do conversor sem controle, no qual, por exemplo, a tensão de entrada para uma insolação menor que  $800 \text{ W/m}^2$  ficou abaixo dos 100 V.

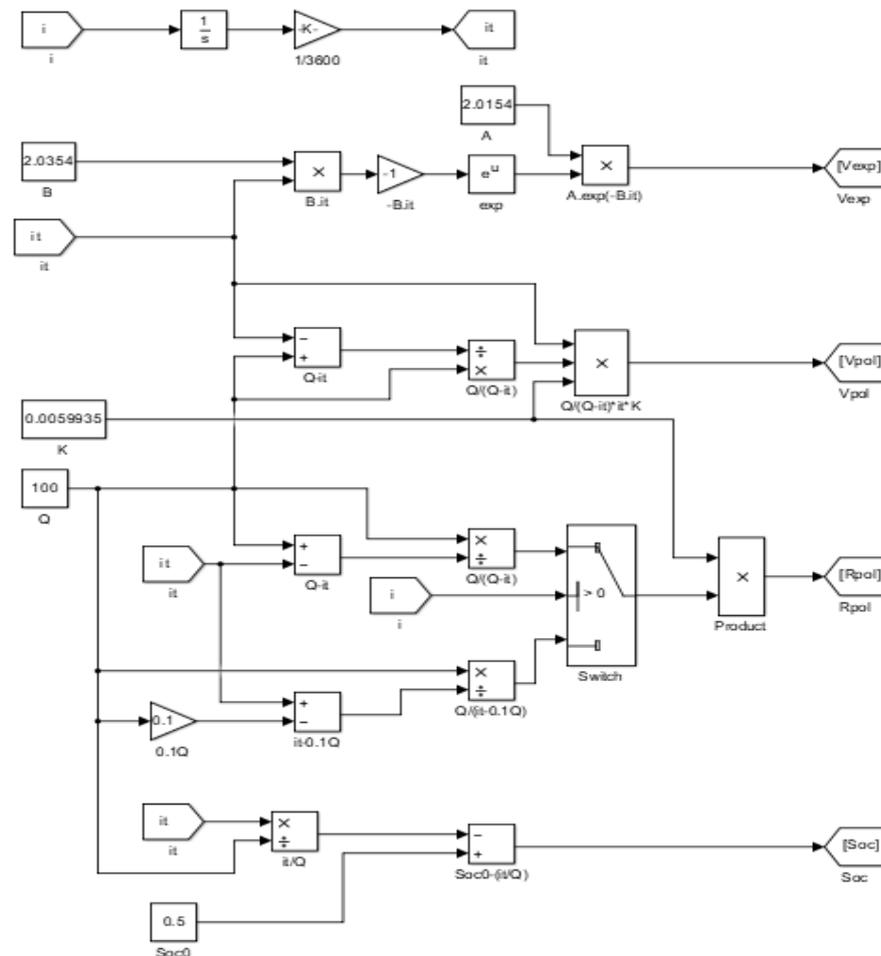
### 4.3 Modelagem e Simulação do Modelo da Bateria de Lítio

A capacidade da bateria deve ser escolhida para que possa suprir a demanda da carga, mantendo a continuidade da mesma, em condições climáticas adversas, mantendo a tensão no barramento CC constante no valor de referência. Para isso, foi escolhido uma bateria de 100 Ah e 24 V. Os principais parâmetros para a modelagem matemática da bateria de Lítio estão introduzidos na Tabela 4.5. Este modelo será utilizado em todas as simulações do sistema.

**Tabela 4.5:** Parâmetros para Modelagem da Bateria de Lítio.

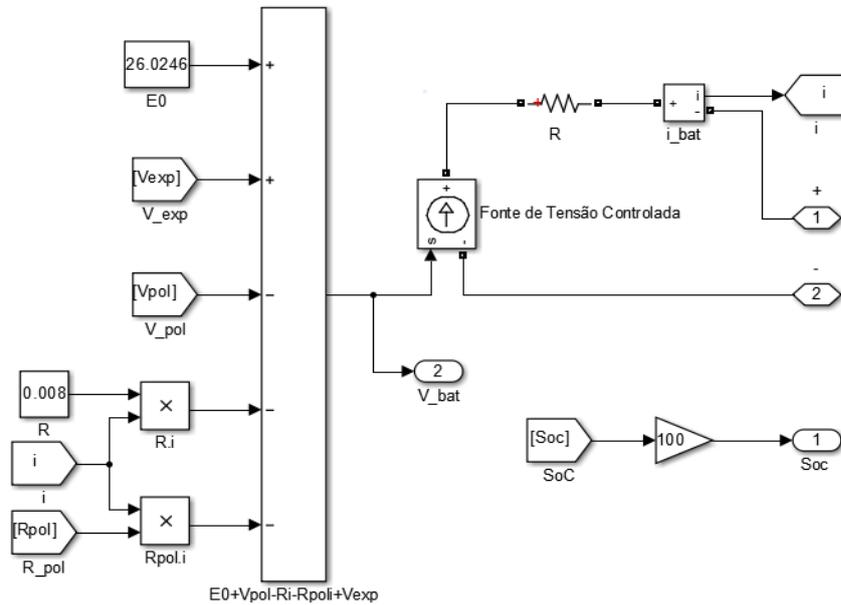
Capacidade da Bateria ( $Q$ )	100 Ah
Tensão Constante da Bateria ( $E_0$ )	26,0246 V
Constante de Polarização ( $K$ )	0,0059935 V/Ah
Amplitude da Zona Exponencial ( $A$ )	2,0154 Ah
Zona Exponencial Inversa ( $B$ )	2,0354 Ah <sup>-1</sup>
Resistência Interna ( $R$ )	0,008 $\Omega$
Estado de Carga Inicial ( $SoC_0$ )	50 %

A partir desses parâmetros, a modelagem é realizada através das equações (2.23) – (2.31) no Simulink. Portanto, a Figura 4.10 apresenta as equações do modelo da bateria de lítio aplicadas no Simulink para a realização das simulações.

**Figura 4.10:** Modelagem Matemática da Bateria de Lítio no Simulink.

A partir dos resultados obtidos com a modelagem matemática da bateria, aplica-se a equação (2.25) para obter a tensão da bateria  $V_{bat}$ . Com isso, é necessária uma fonte de tensão controlada juntamente com a resistência interna da bateria, para fornecer como saída do sistema

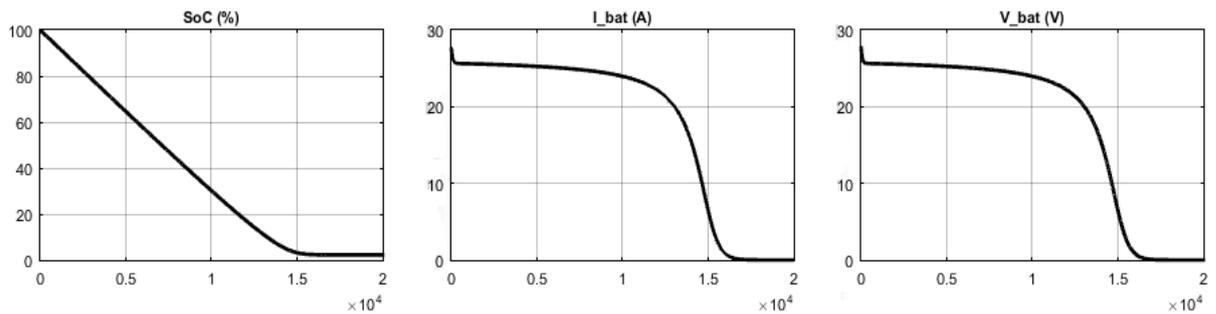
modelado a tensão da bateria, a corrente da bateria e o estado de carga. A Figura 4.11 ilustra a etapa final da modelagem da bateria.



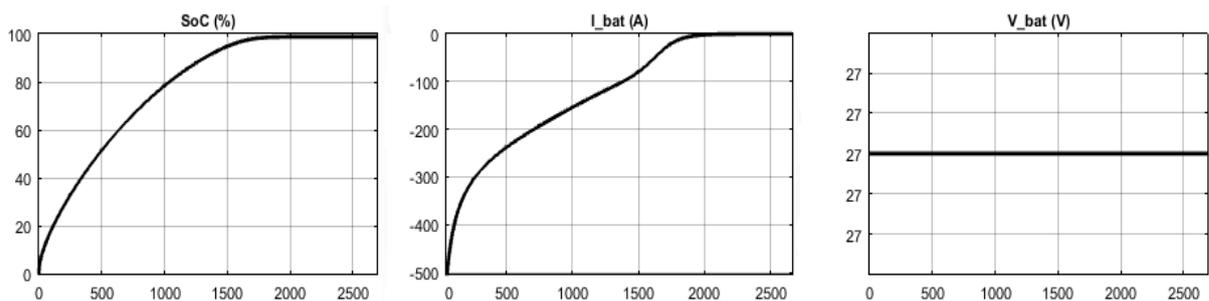
**Figura 4.11:** Modelagem dos Parâmetros de Saída do Modelo da Bateria.

O ponto de partida para a simulação do modelo foi considerando a bateria totalmente carregada, ou seja, a estimativa do SoC inicial em 100%. A Figura 4.12 mostra as formas de onda do Soc, da corrente e da tensão da bateria para a simulação de descarga da bateria.

A Figura 4.13 mostra a simulação do modo de recarga da bateria, considerando o SoC inicial em 0% até a carga total da bateria, utilizou-se uma tensão de 27 V para recarregar a bateria.



**Figura 4.12:** Formas de Onda para o Modo de Descarga da Bateria.



**Figura 4.13:** Formas de Onda para o Modo de Carga da Bateria.

## 4.4 Modelagem e Controle do Conversor Buck-Boost

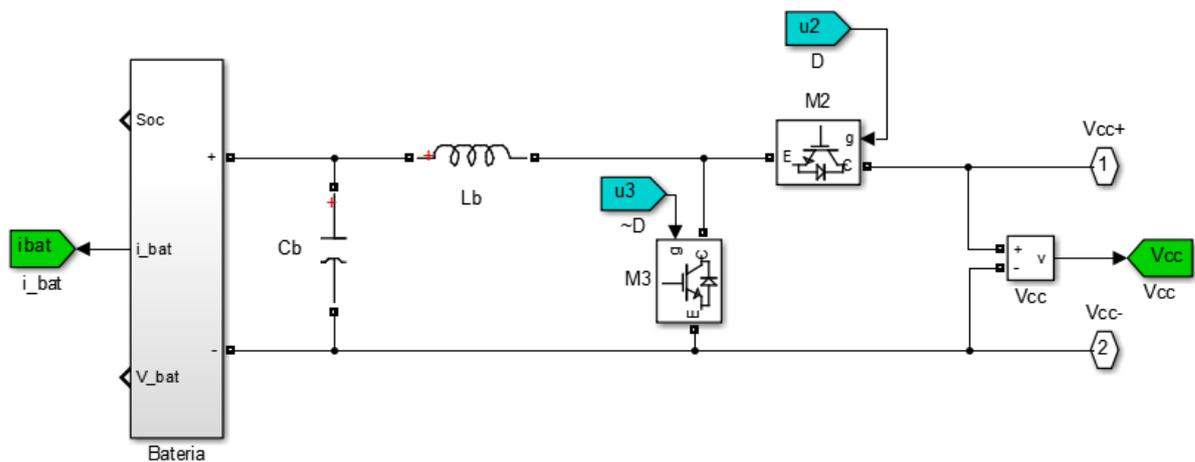
O conversor CC-CC buck-boost bidirecional é conectado entre a bateria e o barramento CC, no modo de descarregamento da bateria, esse conversor funciona no modo boost, alimentando o barramento CC, já no modo de carregamento da bateria, o conversor funciona no modo buck, alimentando a bateria.

A tensão do barramento CC é 250 V, a tensão de uma bateria é 24 V, porém, utilizando baterias em série, a tensão das baterias conectadas é somada uma à outra. Nesse sentido, conectando cinco baterias em série, a tensão  $V_{bat}$  considerada é 120 V. Considerando a frequência de chaveamento como 10 kHz e com base nos dados do sistema, a modelagem do conversor é realizada a partir das equações (2.16) – (2.22). Os parâmetros do conversor bidirecional buck-boost encontrados a partir da modelagem matemática são mostrados na Tabela 4.6.

**Tabela 4.6:** Parâmetros do Conversor Buck-Boost Utilizados nas Simulações do Sistema.

$V_{cc}$	$V_{bat}$	$D$	$L_b$	$C_b$
250 V	120 V	0,6756	1,326 mH	270 $\mu$ F

Com base nesses parâmetros o conversor bidirecional buck-boost foi modelado no Simulink. A Figura 4.14 ilustra o modelo do conversor utilizado no sistema.



**Figura 4.14:** Conversor CC-CC Buck-Boost Bidirecional Modelado.

O controle do conversor bidirecional é necessário para controlar a tensão do barramento CC no valor de referência, alterando os modos de funcionamento do sistema, entre modo de carregamento da bateria e modo de descarga da bateria. O controle é realizado através de um controle em duas malhas, o qual a malha interna representa a malha de controle de corrente da bateria e a malha externa representa a malha de controle de tensão do barramento CC.

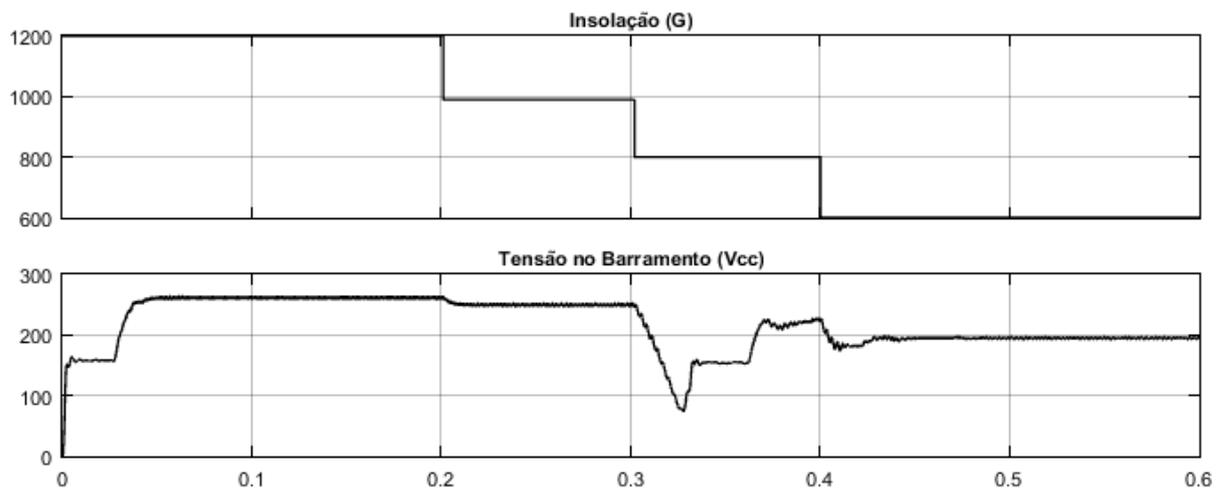
Esse controle é realizado para manter a tensão  $V_{cc}$  constante no valor de referência (250 V). A Tabela 4.7 apresenta os ganhos dos compensadores da malha interna e da malha externa,

os quais são encontrados através das funções de transferência (3.8) e (3.9) com o auxílio da função PID tuning do Matlab, sendo  $K_p$  o ganho proporcional e  $K_i$  o ganho integral.

**Tabela 4.7:** Ganhos dos Compensadores das Malhas de Controle do Conversor Buck-Boost.

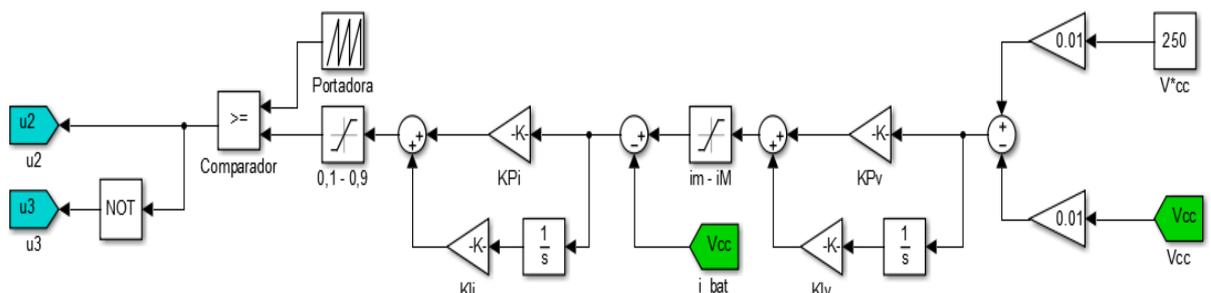
Ganhos	Malha Interna (corrente)	Malha Externa (tensão)
Proporcional ( $K_p$ )	0,0101	3,38
Integral ( $K_i$ )	6,28	2070

Para demonstrar a eficácia do controle de carga, composto pelo conversor CC-CC buck-boost e pelo banco de baterias, primeiramente foi realizada uma simulação do sistema sem a utilização desse conjunto. Portanto, foi simulado uma situação onde a insolação foi variada para analisar o comportamento da tensão no barramento CC. A Figura 4.15 ilustra o resultado dessa simulação.



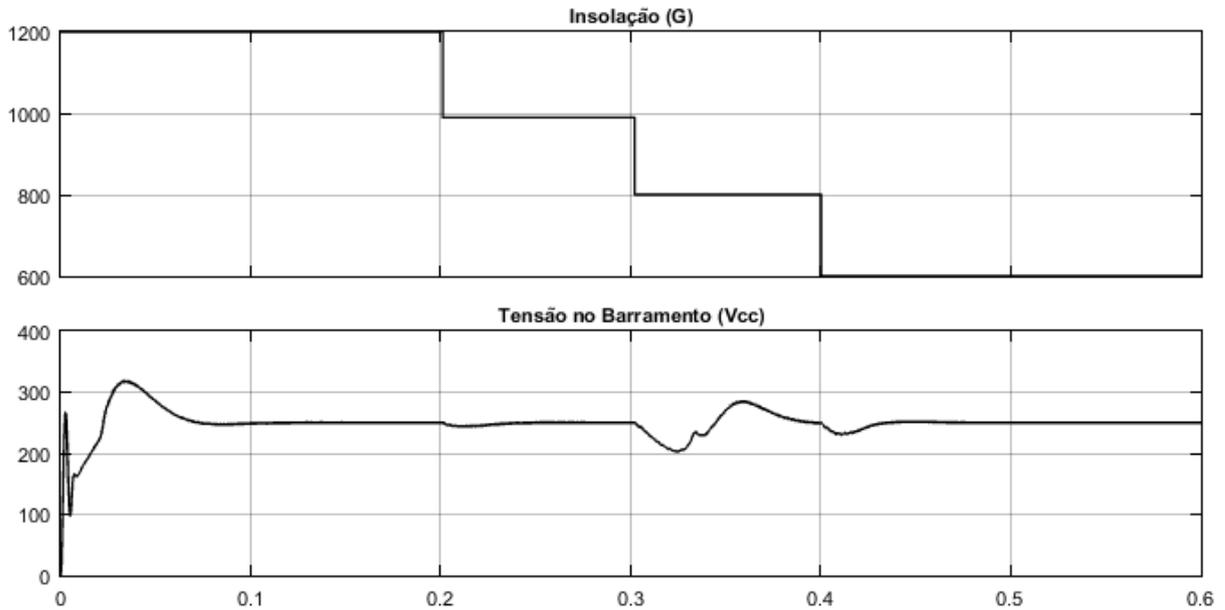
**Figura 4.15:** Variação da Insolação e Tensão no Barramento CC sem o Sistema de Controle.

Nesse sentido, foi aplicado o sistema para controlar a carga, o qual controla a tensão do barramento CC. O diagrama de blocos do controle em duas malhas do conversor buck-boost bidirecional é mostrado na Figura 4.16, em que a saída da malha interna representa o comando de corrente da bateria, limitado pela corrente máxima e mínima da bateria, as quais são calculadas por (2.18) e (2.19), respectivamente. Já a saída da malha externa representa o ciclo de trabalho do conversor, limitado em 0,1 – 0,9.



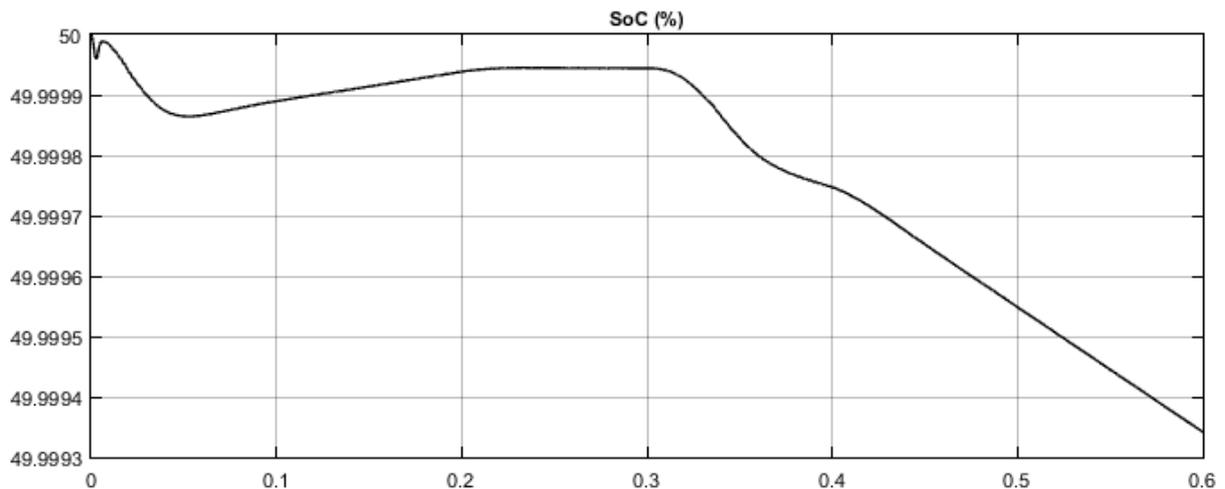
**Figura 4.16:** Malhas de Controle do Conversor Buck-Boost Bidirecional.

Acrescentando a bateria e o conversor buck-boost bidirecional controlado para a mesma situação da Figura 4.15, foi possível controlar a tensão no barramento CC no valor de referência (250 V). A Figura 4.17 ilustra como ficou o resultado da simulação aplicando o controle ao conversor buck-boost bidirecional.



**Figura 4.17:** Variação da Insolação e Tensão no Barramento CC com o Controle de Carga.

É possível verificar que a tensão no barramento CC permaneceu constante no valor de referência, porém, com pequenas oscilações devido ao tempo de resposta das malhas de controle, no entanto o controle mostra-se eficaz. Assim, é possível verificar o SoC da bateria através da Figura 4.18, o qual decaiu ao longo da simulação, o que mostra que a bateria estava suprindo a demanda da carga quando a geração da fonte fotovoltaica era insuficiente.



**Figura 4.18:** Estado de Carga da Bateria no Decorrer da Simulação.

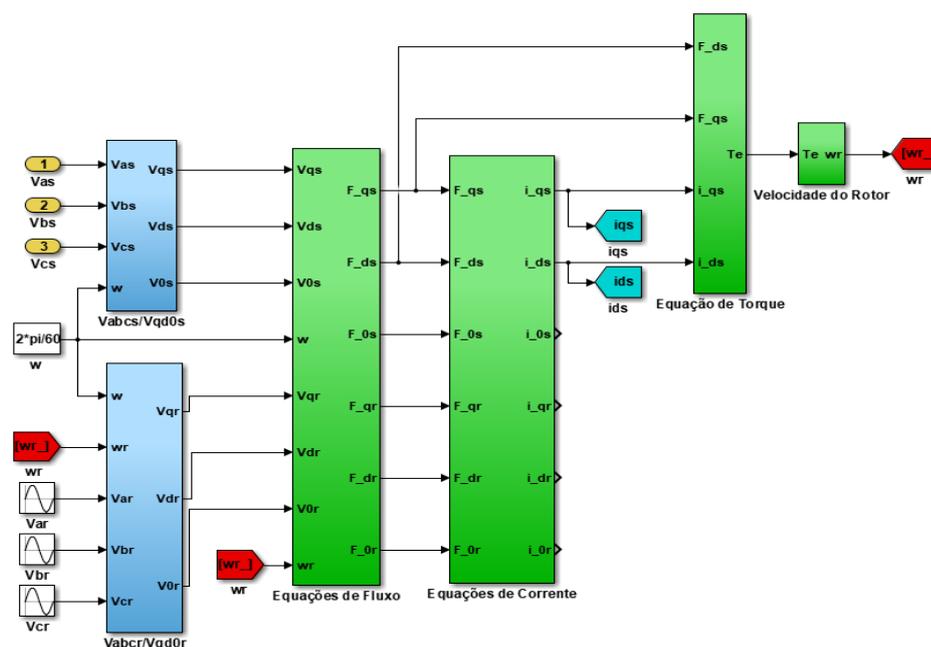
## 4.5 Modelagem do Motor de Indução Trifásico

O motor de indução trifásico foi modelado e simulado no referencial arbitrário utilizando as equações (2.35) – (2.53) seguindo o diagrama de modelagem apresentado na Figura 2.13 no Capítulo 2. O motor escolhido para todas as simulações do sistema possui frequência 60 Hz e 4 polos, os demais parâmetros utilizados para a modelagem matemática do motor estão apresentados na Tabela 4.8.

**Tabela 4.8:** Parâmetros para Modelagem do Motor de Indução Trifásico.

<b>Potência (<math>P</math>)</b>	3 HP
<b>Tensão de Linha (<math>V_B</math>)</b>	220 V
<b>Velocidade Nominal (<math>N</math>)</b>	1800 rpm
<b>Torque Base (<math>T_B</math>)</b>	11,9 N.m
<b>Corrente Nominal (<math>I_{B(abc)}</math>)</b>	5,8 A
<b>Resistência do Estator (<math>r_s</math>)</b>	0,435 $\Omega$
<b>Reatância do Estator (<math>X_{Ls}</math>)</b>	0,754 $\Omega$
<b>Reatância Mútua (<math>X_M</math>)</b>	26,13 $\Omega$
<b>Reatância do Rotor (<math>X'_{lr}</math>)</b>	0,754 $\Omega$
<b>Resistência do Rotor (<math>r'_r</math>)</b>	0,816 $\Omega$
<b>Inércia do Rotor (<math>J</math>)</b>	0,089 kg.m <sup>2</sup>

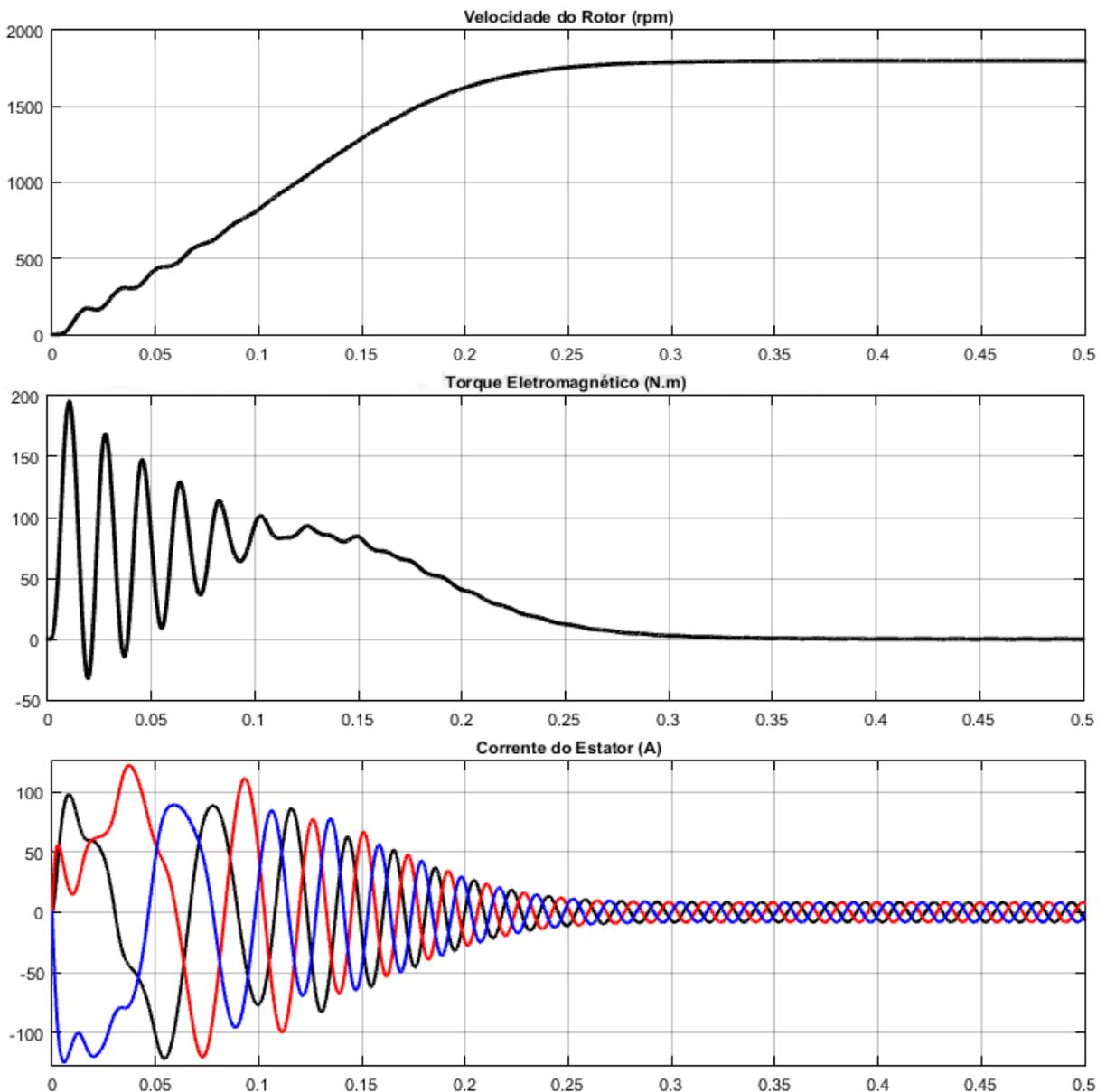
Com base nesses parâmetros, a modelagem foi realizada dividindo as etapas em subsistemas no Simulink, como mostrado na Figura 4.19.



**Figura 4.19:** Modelo do Motor de Indução no Simulink.

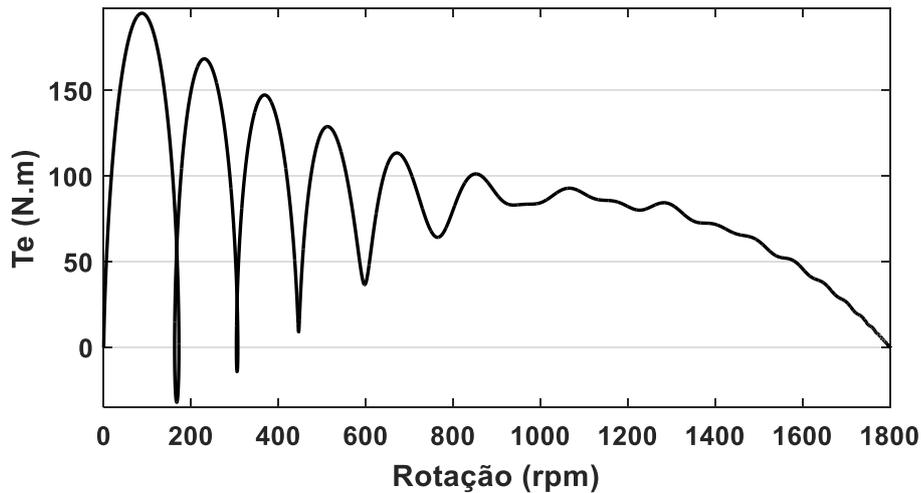
Cada subsistema apresenta a modelagem matemática do motor através das equações de fluxo e corrente do estator, da equação de torque e por fim, da equação de velocidade do rotor. No Apêndice A é apresentado como as equações foram empregadas em cada subsistema do modelo.

Através da simulação desse modelo do motor de indução, obteve-se como resultado a velocidade do rotor, o torque eletromagnético e as correntes do estator. A Figura 4.20 mostra esses resultados obtidos a partir da simulação do modelo, em que foi utilizado o conjugado de carga nulo para simular o motor operando a vazio.



**Figura 4.20:** Parâmetros de Saída do Modelo do Motor de Indução Trifásico.

A característica de torque em relação à velocidade do rotor durante a aceleração é mostrada na Figura 4.21.



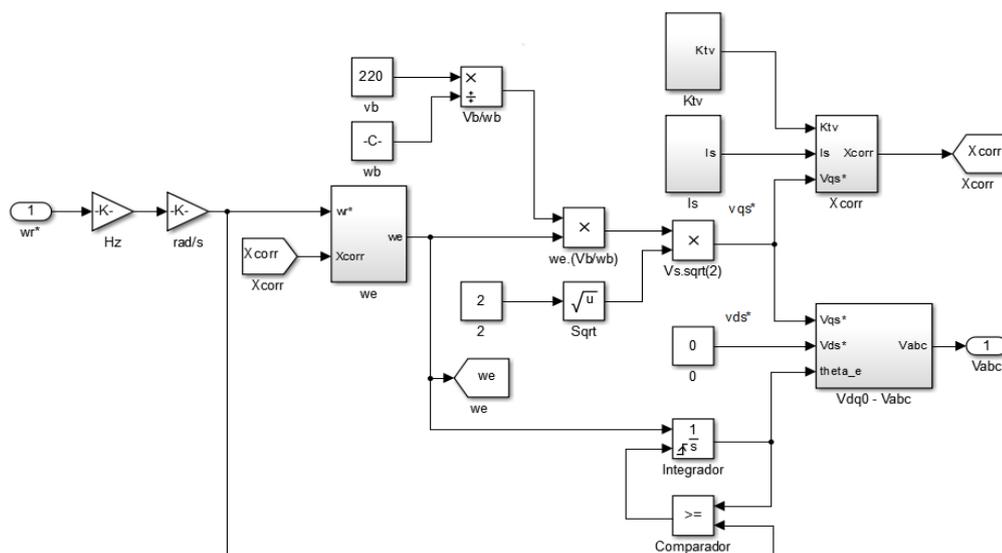
**Figura 4.21:** Características Torque-Velocidade Durante a Aceleração Livre.

## 4.6 Controle Volts por Hertz Aplicado ao Sistema

A primeira técnica aplicada de controle digital no inversor trifásico para controlar o acionamento do motor de indução trifásico foi o controle Volts por Hertz compensado. Foi utilizado o sistema proposto já simulado para alimentar o motor de indução, composto por fonte fotovoltaica, conversor boost, conversor buck-boost, banco de baterias e inversor trifásico.

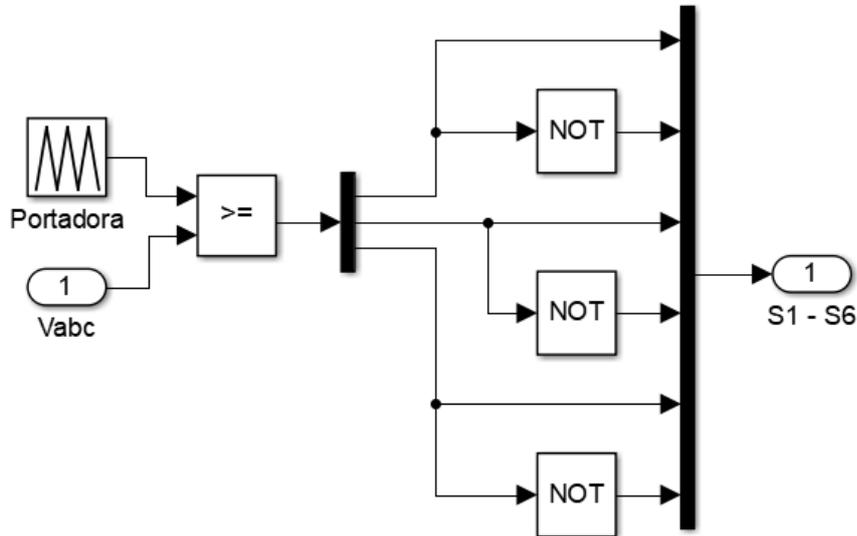
Para aplicar o controle V/f compensado, com realimentação de corrente do estator na malha de controle, foram empregadas as equações (3.10) – (3.13) conforme o modelo da unidade de controle da Figura 3.8.

A Figura 4.22 apresenta o diagrama de controle volts por hertz compensado aplicado no Simulink. Em que a entrada deste modelo é a velocidade desejada, e a saída do modelo é o sinal modulante senoidal trifásico para o modulador PWM.



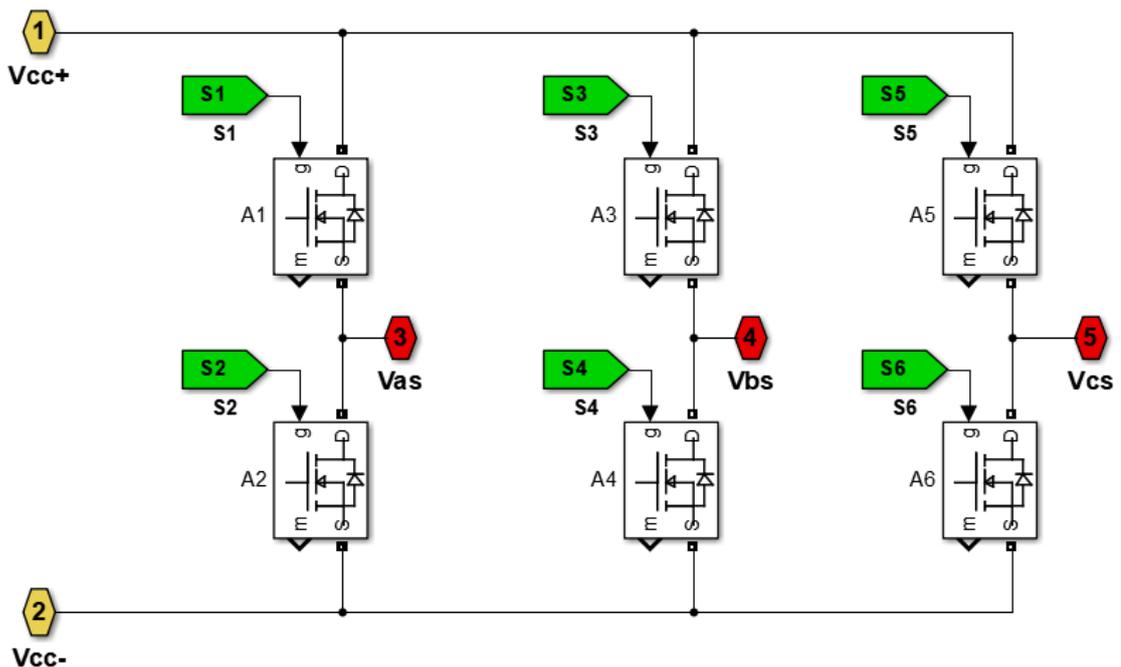
**Figura 4.22:** Modelo do Controle V/f Compensado no Simulink.

O sinal senoidal trifásico de saída do sistema de controle é comparado com o sinal de uma onda portadora triangular de alta frequência (35 kHz, esse valor foi o que apresentou melhores resultados nas simulações) para gerar os sinais de comutação das chaves do inversor trifásico, assim, controlando a alimentação do motor de indução através do inversor. A Figura 4.23 mostra a modulação PWM utilizada para gerar os sinais de comutação do inversor.



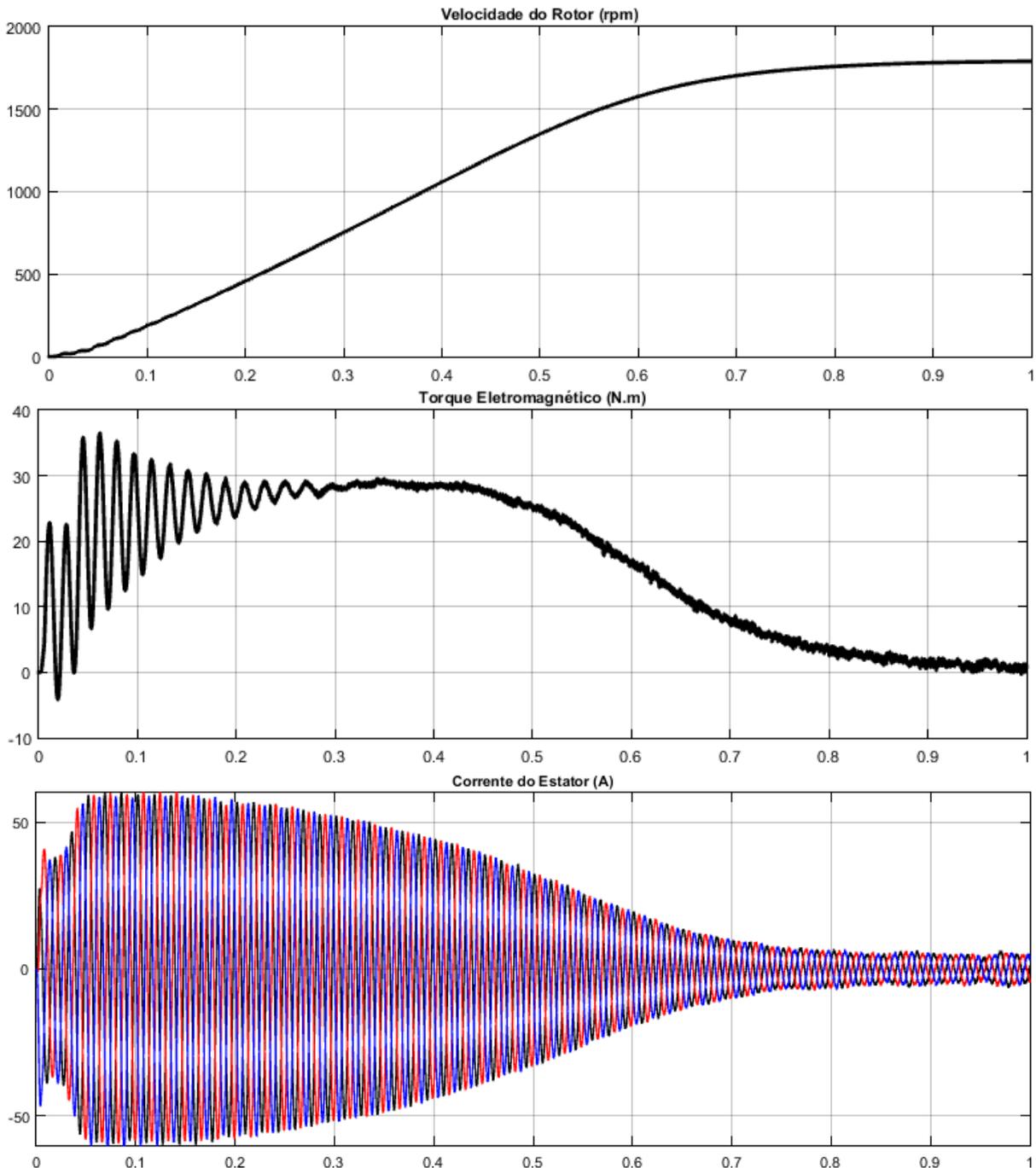
**Figura 4.23:** Modulador PWM Utilizado nas Simulações.

O modelo do inversor trifásico a ser controlado é apresentado na Figura 4.24, esse modelo será utilizado para todas as simulações de controle do motor de indução. A alimentação do inversor é conectada ao barramento CC, e as tensões de saída  $V_{abc}$  representam a alimentação do motor de indução trifásico.



**Figura 4.24:** Modelo do Inversor CC-CA no Simulink.

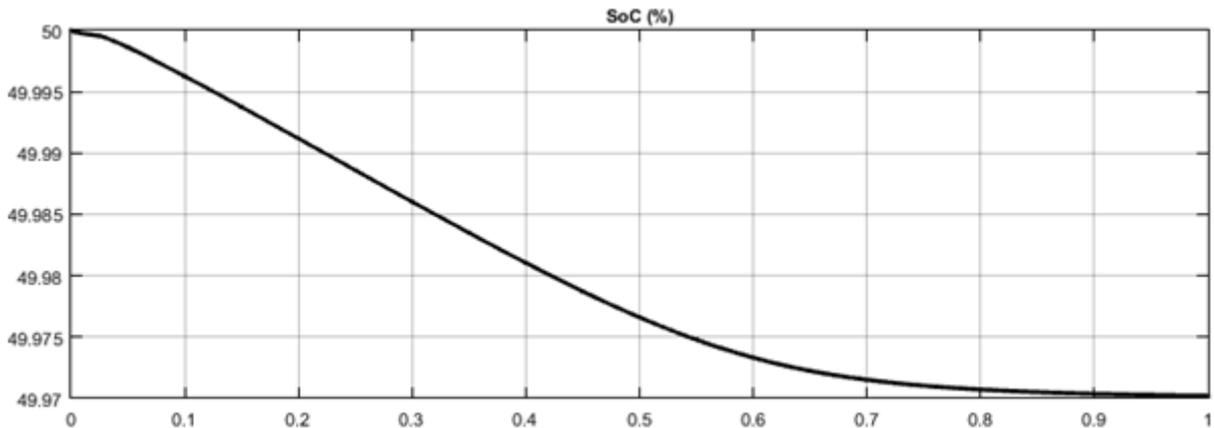
Aplicando a técnica V/f compensada para alimentar o motor de indução, utilizando 1800 rpm como velocidade desejada, os parâmetros do motor obtidos com a simulação estão ilustrados na Figura 4.25.



**Figura 4.25:** Parâmetros de Saída do Motor Utilizando o Controle V/f Compensado.

Ao comparar os formatos de onda do motor de indução sem controle com os parâmetros obtidos empregando o controle V/f compensado, observa-se que a corrente apresenta uma suavização durante a partida no modelo controlado, reduzindo o valor de pico pela metade, também é possível observar que o torque eletromagnético no modelo controlado teve uma redução considerável durante a partida do motor, por fim, nota-se que a velocidade de rotação do motor no modelo com controle, levou mais tempo para chegar ao valor nominal.

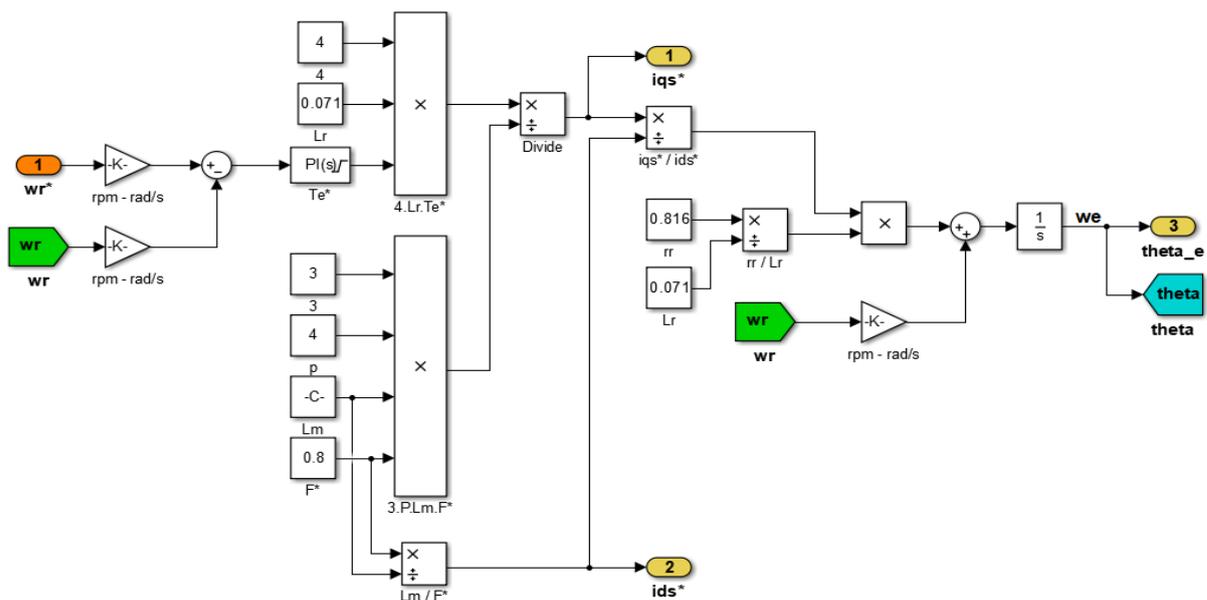
Através da simulação do sistema empregando a técnica de controle V/f compensada, é possível analisar o estado de carga da bateria durante a partida do motor, o qual é mostrado na Figura 4.26.



**Figura 4.26:** Estado de Carga da Bateria Durante o Acionamento do Motor Utilizando o Controle V/f.

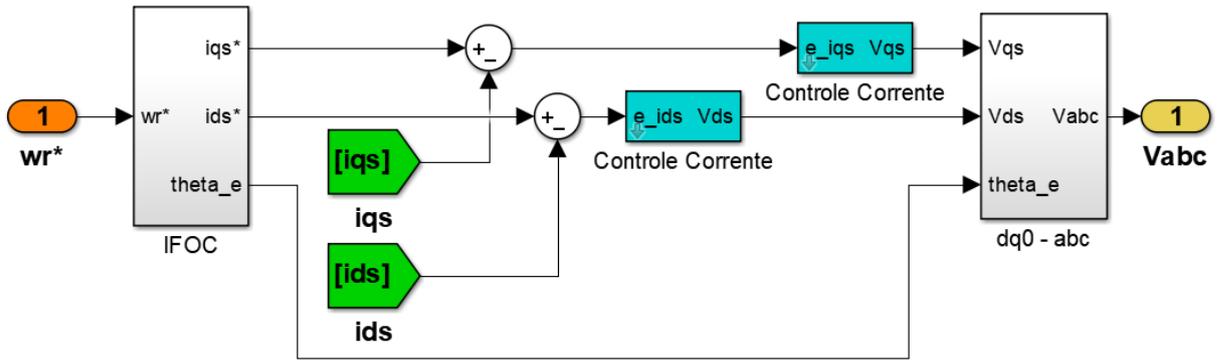
## 4.7 Controle Orientado a Campo Indireto Aplicado ao Sistema

Através do sistema modelado, foi aplicado o controle orientado a campo indireto para controlar o motor de indução. A partir das equações (3.14) – (3.16) utilizando a unidade de controle apresentado na Figura 3.9 foi realizada a implementação e simulação desse controle no Simulink. A Figura 4.27 mostra o diagrama do IFOC aplicado no Simulink. Onde, a saída do modelo representa o comando de corrente do estator no eixo  $d$  e no eixo  $q$ , e a posição angular do referencial síncrono  $\theta_e$ .



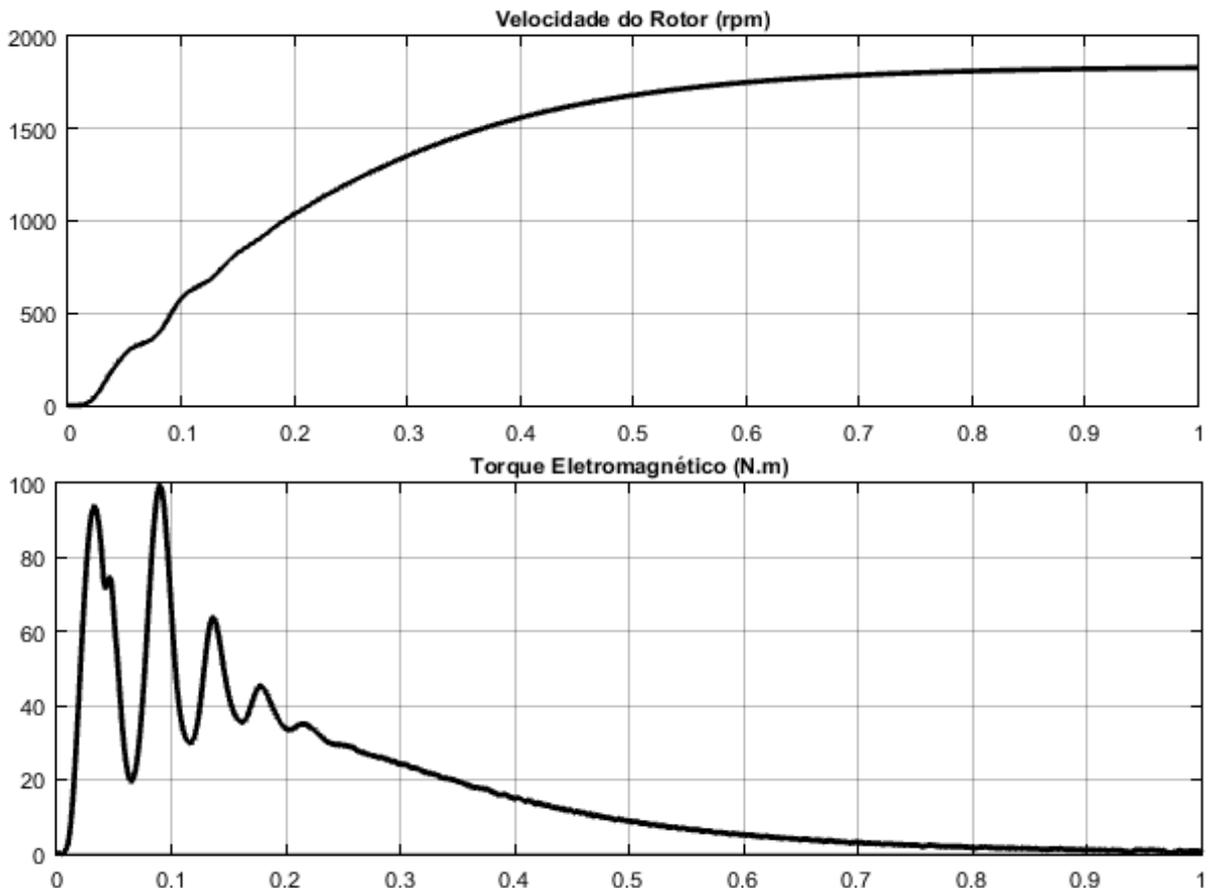
**Figura 4.27:** Modelo do Controle Orientado a Campo Indireto no Simulink.

As correntes de referência  $i_{ds}^*$  e  $i_{qs}^*$  determinadas através desse modelo, são direcionadas aos controladores de corrente, onde, são comparadas com as correntes instantâneas do motor, gerando um erro que alimenta um controlador PI para cada uma das corrente, eixo direto e eixo quadratura. A saída desse controle resulta em um sinal de tensão trifásica senoidal, o qual é o sinal modulante do modulador PWM. A Figura 4.28 ilustra o controlador de corrente para o modelo do IFOC.

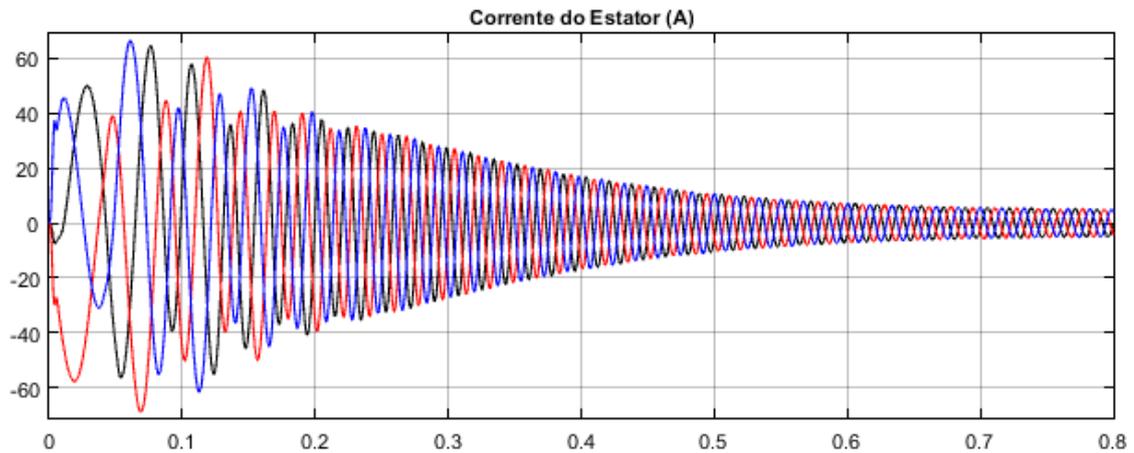


**Figura 4.28:** Controle de Corrente para o Método IFOC.

Aplicando o IFOC para alimentar o motor de indução, utilizando 1800 rpm como velocidade desejada, os parâmetros do motor obtidos com a simulação estão ilustrados na Figura 4.29 e na Figura 4.30.



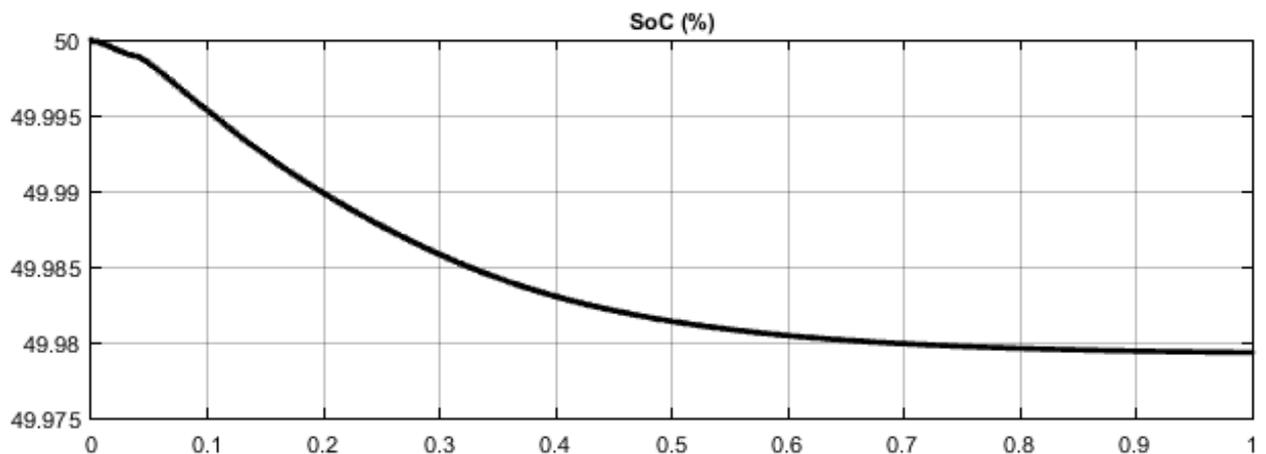
**Figura 4.29:** Velocidade do Rotor e Torque Eletromagnético do Motor Utilizando o IFOC.



**Figura 4.30:** Corrente do Estator Utilizando o IFOC.

Comparando os parâmetros de saída do motor de indução sem controle com os parâmetros obtidos ao empregar a técnica IFOC, nota-se principalmente que o tempo que a velocidade levou para atingir a velocidade nominal no modelo controlado foi superior ao modelo sem controle. Por outro lado, o modelo controlado fornece um torque eletromagnético de partida reduzido com corrente de pico também reduzida.

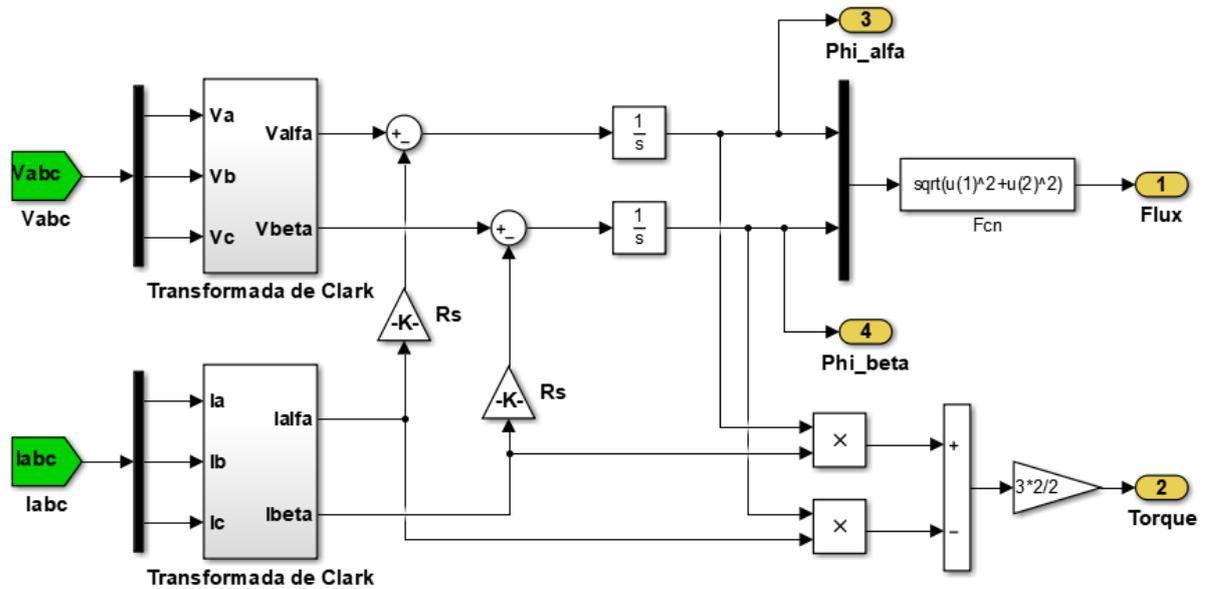
É possível analisar o estado de carga da bateria durante a partida do motor utilizando o IFOC, o resultado é apresentado na Figura 4.31.



**Figura 4.31:** Estado de Carga da Bateria Durante o Acionamento do Motor Utilizando o IFOC.

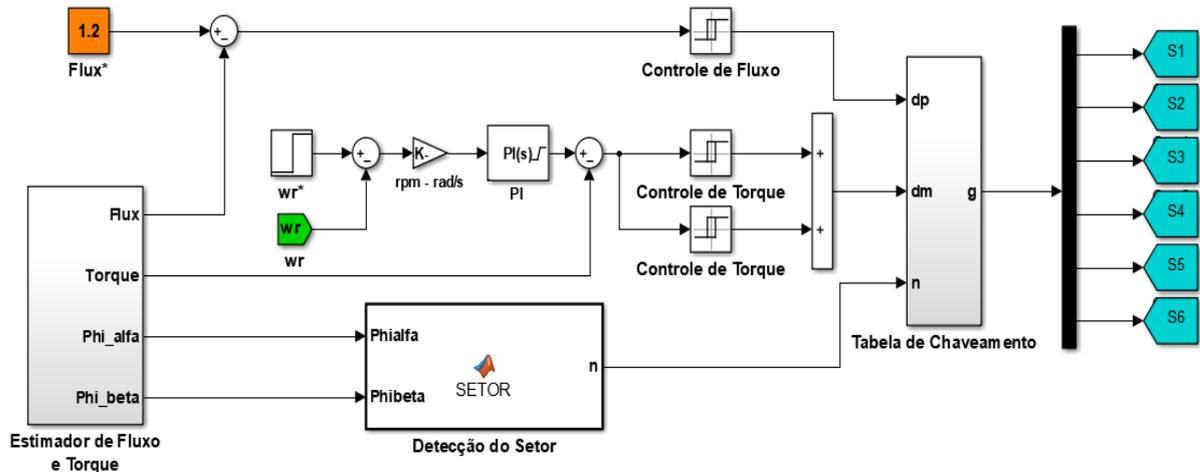
## 4.8 Controle de Torque Direto Aplicado ao Sistema

A terceira técnica empregada para o controle do acionamento do motor de indução, alimentado pelo sistema de estágio duplo, foi o DTC. O modelo utilizado para esse controle é o mesmo apresentado na Figura 3.11 no Capítulo 3. A simulação realizada no Simulink conta com o bloco estimador de fluxo e torque, o qual é mostrado na Figura 4.32.



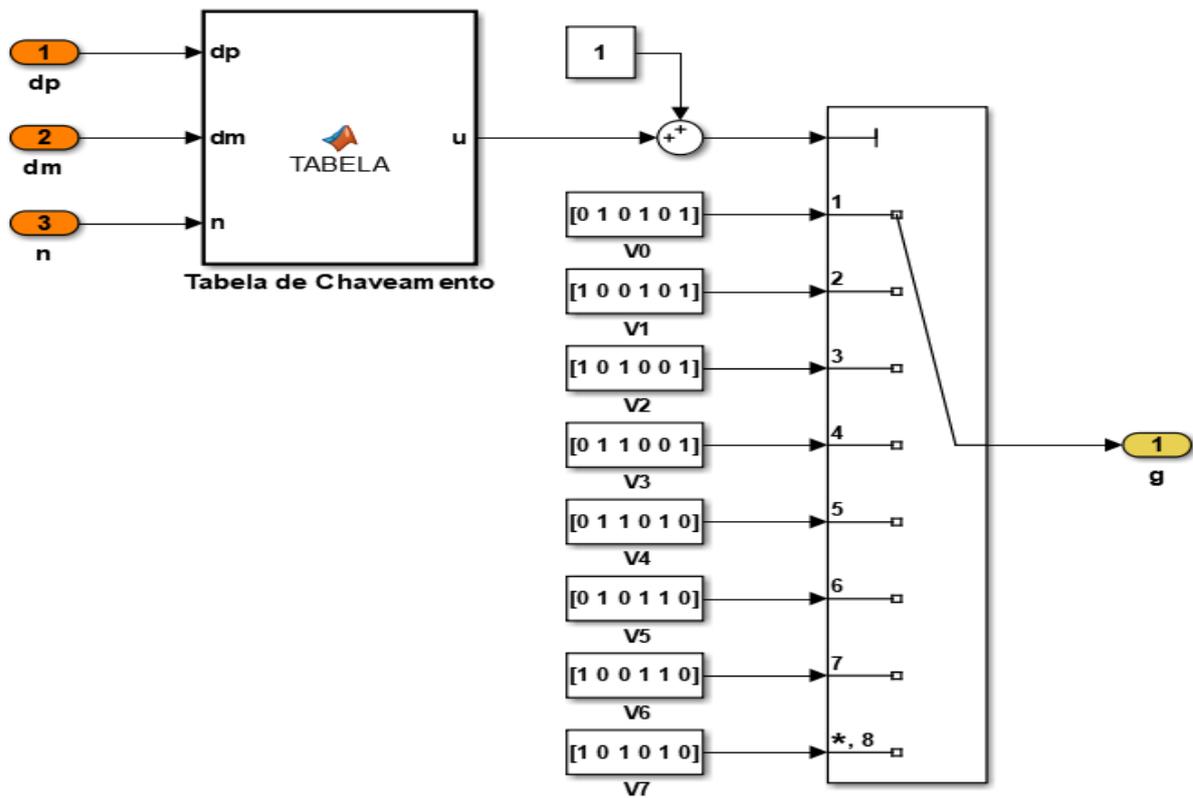
**Figura 4.32:** Estimador de Fluxo e Torque para o DTC.

A segunda etapa do controle é composta pelos comparadores e pelo controle de fluxo e torque, onde são comparados o comando de torque e o comando de fluxo com o fluxo e torque estimados, e controlados através de um controlador de histerese de três níveis e de dois níveis. Essa etapa do DTC está apresentada na Figura 4.33.



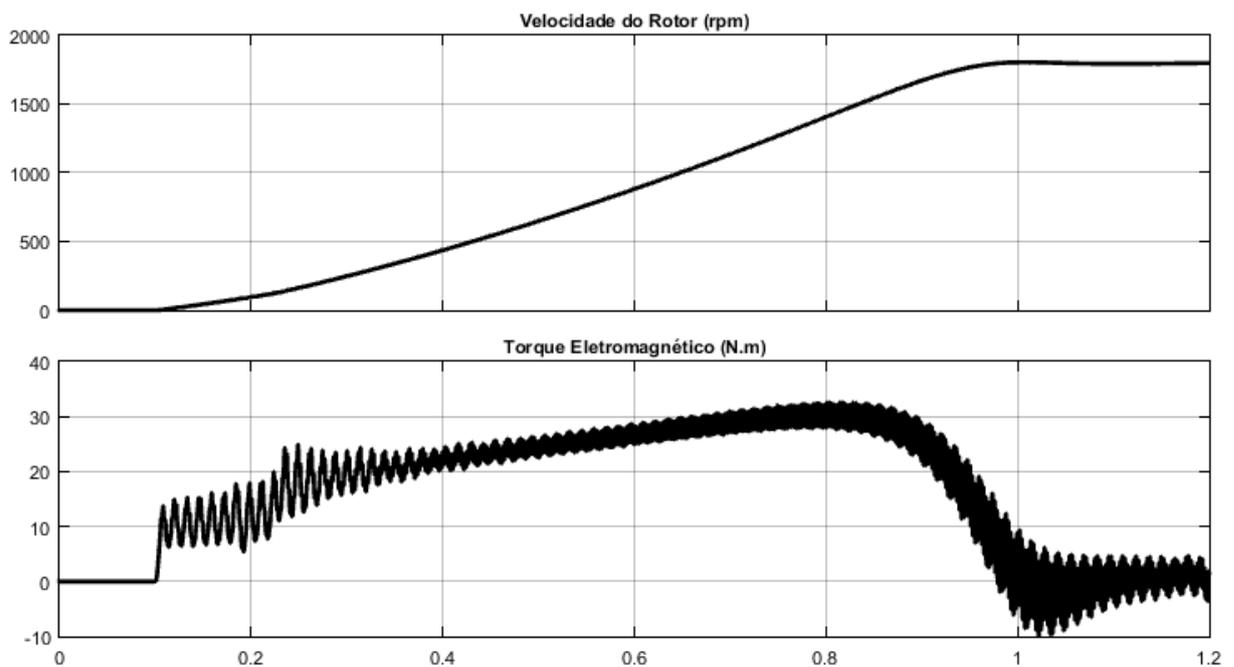
**Figura 4.33:** Modelo do Controle de Torque Direto no Simulink.

O código para detecção do setor é apresentado no Apêndice B.1. A Tabela de chaveamento, a qual fornece a sequência de controle das chaves de comutação do inversor CC-CA, é apresentada na Figura 4.34.

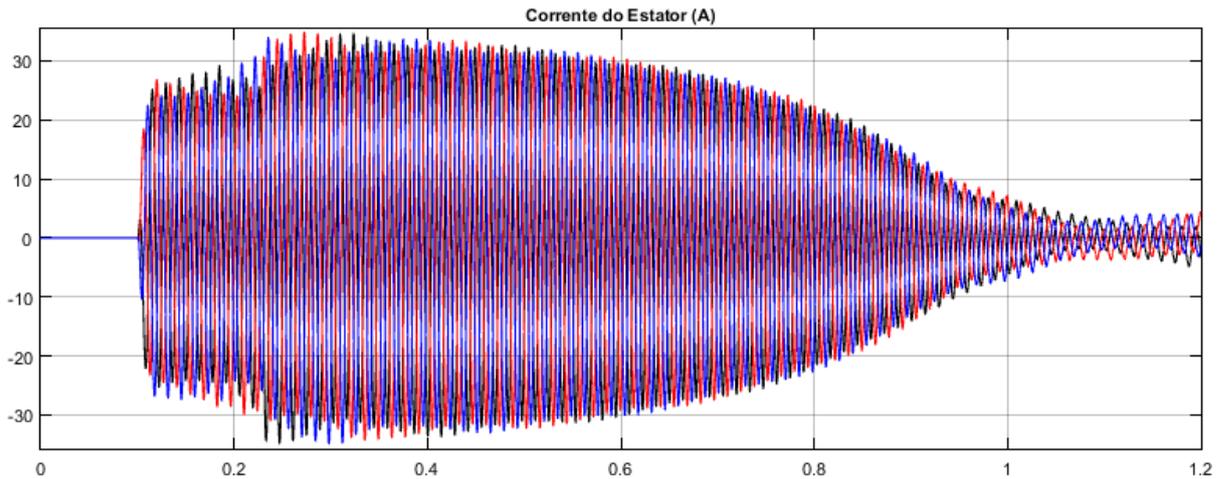


**Figura 4.34:** Tabela de Chaveamento do DTC no Simulink.

O código da Tabela de Chaveamento é mostrado no Apêndice B.2. Ao aplicar o DTC para alimentar o motor de indução, os parâmetros do motor obtidos com a simulação do sistema estão ilustrados na Figura 4.35 e na Figura 4.36.



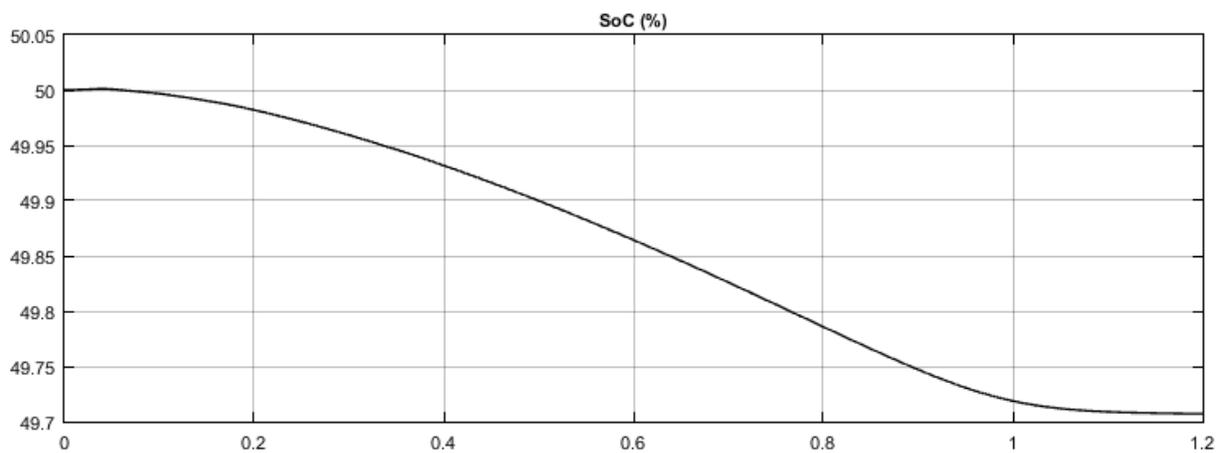
**Figura 4.35:** Velocidade do Rotor e Torque Eletromagnético do Motor Utilizando o DTC.



**Figura 4.36:** Corrente do Estator Utilizando o DTC.

Ao comparar os parâmetros de saída do motor de indução sem controle, com os parâmetros obtidos empregando a técnica DTC, nota-se que o tempo para o motor atingir a velocidade nominal no modo controlado foi aproximadamente 3 vezes maior. O torque eletromagnético no modelo controlado apresenta um valor de pico cerca de 6 vezes menor, porém, mais constante durante a partida do motor. Por fim, a corrente do motor no modo controlado apresenta um valor de pico reduzido comparado ao modelo sem controle.

Outro ponto analisado é o estado de carga da bateria durante a partida do motor utilizando o DTC, o resultado obtido é mostrado na Figura 4.37.



**Figura 4.37:** Estado de Carga da Bateria Durante o Acionamento do Motor Utilizando o DTC.

## 4.9 Análise Comparativa Entre as Técnicas de Controle Empregadas

Durante as simulações foi observado que as técnicas de controle digital para controlar motores de indução trifásicos apresentam diferentes performances nos parâmetros analisados, assim, é possível definir qual técnica melhor atende às necessidades da aplicação, por exemplo, mais torque na partida ou menor tempo de aceleração.

Todas as simulações foram realizadas utilizando 1800 rpm como velocidade comandada do motor e carga nula, para facilitar as comparações entre as técnicas e entre o modelo sem controle. Contudo, as técnicas de controle são flexíveis em relação ao comando de velocidade, sendo possível definir a rotação desejada de operação do motor.

A Tabela 4.9 apresenta os resultados obtidos a partir da simulação de cada técnica para o motor sem carga e também os resultados do motor a vazio sem controle.

**Tabela 4.9:** Desempenho do Motor com Técnicas de Controle.

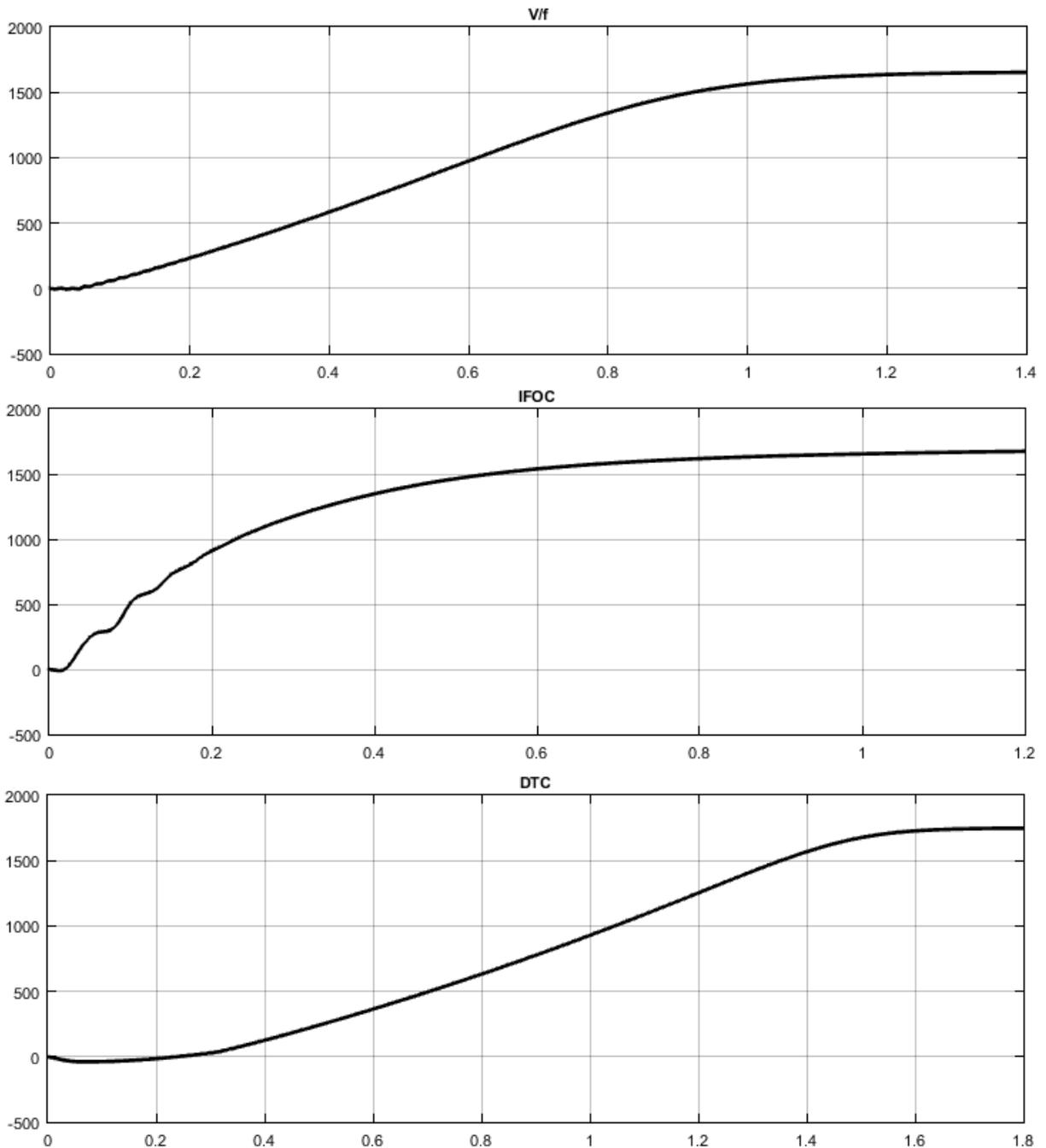
<b>Técnica</b>	<b>Torque de Partida</b>	<b>Tempo até Velocidade Comandada</b>	<b>Corrente de Pico</b>	<b>Descarga da Bateria</b>
<b>Sem Controle</b>	200 N.m	0,3 s	105 A	0,6%
<b>V/f</b>	35 N.m	0,9 s	55 A	0,03%
<b>IFOC</b>	100 N.m	0,8 s	65 A	0,02%
<b>DTC</b>	30 N.m	1 s	35 A	0,3%

Entre as três técnicas de controle aplicadas ao inversor trifásico para controlar o motor de indução, o qual é alimentado pelo sistema fotovoltaico de estágio duplo, observa-se que o IFOC teve o maior torque durante a partida do motor, enquanto o DTC exerceu o menor torque de partida. Comparando o tempo que o motor levou para alcançar a velocidade comandada, as três técnicas apresentaram tempos semelhantes, porém, o DTC foi o que levou mais tempo para atingir tal velocidade, por outro lado o IFOC foi o mais rápido. Em relação a corrente de pico do motor de indução, ao aplicar o DTC, obtém-se a menor corrente de pico durante a partida, em contrapartida o IFOC foi o que apresentou a maior corrente de pico. Por fim, comparando a porcentagem de descarga da bateria durante a partida do motor, o IFOC apresentou a menor porcentagem de descarga, enquanto o DTC apresentou a maior porcentagem de descarga.

O controle V/f ficou como intermediário nas comparações, podendo ser uma boa opção para uma aplicação que não requeira muito torque durante a partida. Em relação ao DTC, ele pode ser a melhor opção para uma aplicação que não exija muito torque durante a partida, e não necessite um tempo rápido para atingir a velocidade comandada, por outro lado, é o controle que mais drena carga da bateria. O IFOC é a melhor opção para torques elevados na partida e para uma rápida aceleração.

Todas as simulações que resultaram na análise apresentada na Tabela 4.9 foram utilizando um motor com conjugado nulo (sem carga). Portanto, para fazer uma análise comparativa entre as técnicas de controle para um sistema real, com carga, foi empregado um valor arbitrário  $T_L = 10 \text{ N.m}$ , esse valor foi escolhido por ficar próximo ao torque máximo do motor que é de  $11,9 \text{ N.m}$ .

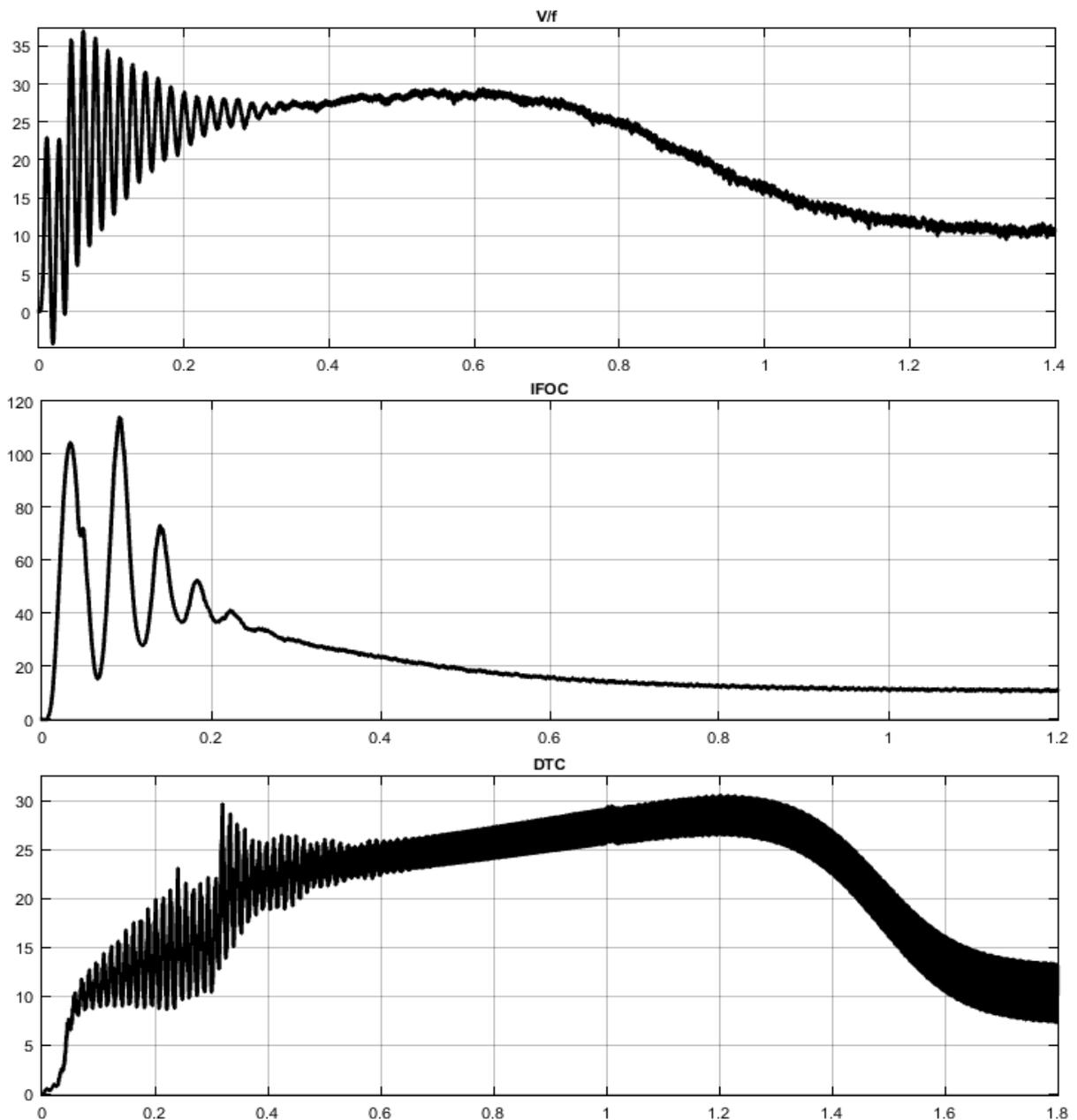
A primeira análise realizada para um cenário com carga, foi a comparação entre as velocidades de rotação do motor para cada técnica empregada. A Figura 4.38 ilustra as velocidades do motor para o controle V/f, para o IFOC e para o DTC, respectivamente.



**Figura 4.38:** Rotação do Motor com Carga para Cada Técnica de Controle.

Para esse cenário, com torque de carga de 10 N.m, observa-se que o tempo de simulação para o motor atingir a velocidade máxima foi diferente em cada técnica, outro ponto observado é o erro de velocidade em cada técnica. Para a velocidade comandada de 1800 rpm, os erros de velocidade para os controles V/f, IFOC e DTC foram respectivamente de 8,18%, 6,94% e 2,90%. Portanto, o DTC apresentou o menor erro de velocidade, levando também o maior tempo para atingir a velocidade máxima. Já o controle V/f foi o que apresentou o maior erro de velocidade.

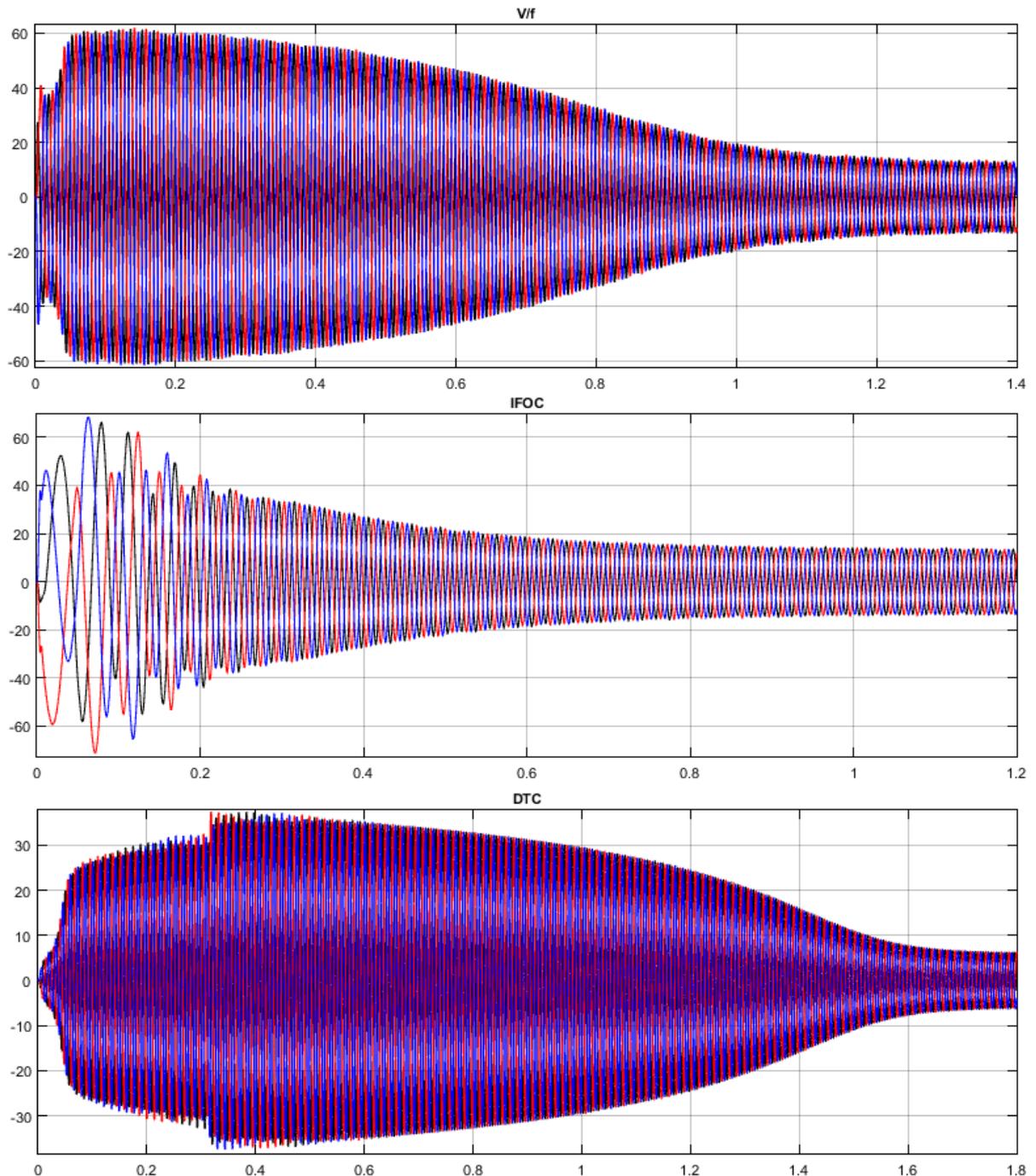
A segunda análise realizada para o motor com carga, foi a comparação entre o torque eletromagnético do motor para cada uma das técnicas. A Figura 4.39 mostra o torque eletromagnético obtido para as três técnicas empregadas.



**Figura 4.39:** Torque Eletromagnético do Motor com Carga para Cada Técnica de Controle.

Entre as três técnicas comparadas, o IFOC foi o qual apresentou maiores valores de torque eletromagnético durante a simulação, contudo, esses valores elevados foram apenas durante a partida do motor, e no restante da simulação, o IFOC apresentou um torque eletromagnético consideravelmente menor em relação às outras técnicas. O DTC foi o controle que apresentou menores oscilações de torque durante a partida e manteve o torque constante por mais tempo durante a simulação, isso mostra porque foi o controle que mais demorou para atingir a velocidade máxima.

A terceira análise realizada com carga foi a comparação entre a corrente trifásica do motor para cada uma das técnicas. A Figura 4.40 ilustra a corrente obtida para cada técnica de controle.



**Figura 4.40:** Corrente do Motor com Carga para Cada Técnica de Controle.

Comparando as correntes obtidas a partir da simulação de cada técnica, é notável que o DTC apresentou a menor corrente de pico durante a partida do motor com carga, porém, foi a técnica que teve a partida mais longa, resultando em uma corrente acima da nominal por mais tempo do que as demais técnicas simuladas. O IFOC apresentou um maior desbalanceamento entre as correntes durante a partida, por outro lado foi a técnica que alcançou a corrente nominal mais rapidamente, assim, mantendo a corrente elevada por menos tempo.

De acordo com as simulações e com as análises realizadas, pode-se concluir que cada técnica tem sua particularidade, para o cenário em que foi realizada as simulações, o IFOC mostra-se vantajoso se o intuito for alcançar a velocidade máxima do motor mais rapidamente. Por outro lado, se o objetivo for preservar o sistema de correntes de pico muito elevadas, o DTC pode ser a melhor técnica para esse fim. O controle V/f por ser um controle mais simples, apresenta o maior erro de velocidade, também apresenta uma corrente de pico elevada, porém, pode ser um controle utilizado, por ser mais simples e fácil de empregar.

# Capítulo 5

## Conclusão

O trabalho apresentou durante a revisão bibliográfica o funcionamento e a modelagem de cada etapa de um sistema fotovoltaico autônomo de estágio duplo, incluindo a utilização de baterias para suprir a demanda da carga quando a geração fotovoltaica for insuficiente para isso. Em posse do sistema foi realizada simulações com as técnicas de controle digital, mais utilizadas, para acionamento de motor de indução trifásico. Outra abordagem durante o trabalho foi a realização de controles nos conversores CC-CC para melhor funcionamento do sistema.

Entre as técnicas de controle digital para o motor de indução, foi possível observar o comportamento do motor para cada técnica, comparando entre elas, o torque durante a partida, a corrente do motor e o tempo até atingir a velocidade comandada. Também foi observado o comportamento do sistema para cada técnica, comparando a taxa de descarga da bateria durante o acionamento do motor para cada uma das técnicas.

A análise do estado de carga da bateria para diferentes técnicas de controle é importante para contribuir com a eficiência energética dos sistemas autônomos, uma vez que eles não são conectados à rede elétrica. Portanto, uma boa eficiência energética garante o funcionamento ininterrupto do motor, melhorando a autonomia da bateria para atender a carga durante condições climáticas adversas.

No decorrer do trabalho, mostrou-se como as técnicas de controle dos conversores CC-CC auxiliam na eficiência e eficácia do sistema de geração fotovoltaica e no controle da tensão do barramento CC, com o auxílio desses controles e com a utilização do banco de baterias, o fornecimento de energia à carga é constante sem variação de tensão durante condições climáticas que afetam a geração fotovoltaica.

Contudo, a principal contribuição para o trabalho é possibilitar a escolha de qual técnica de controle melhor atende à necessidade do projeto de sistema fotovoltaico autônomo de estágio duplo. Assim, pode-se afirmar que quando o intuito é reduzir ao máximo a corrente de pico do motor, o DTC pode ser a melhor escolha para controlar o acionamento do motor, por outro lado, se há necessidade de mais torque durante a partida, o IFOC mostra-se mais eficaz para este requisito. Já o V/f mostra-se intermediário entre as três técnicas analisadas, uma vez que ele não apresenta muito torque durante a partida, menor que o IFOC e maior que o DTC, por outro lado a corrente de partida do motor é menor que a corrente utilizando o IFOC e maior que a corrente utilizando o DTC.

Por conseguinte, as técnicas de controle utilizadas neste trabalho proporcionam um melhor desempenho para o sistema fotovoltaico de estágio duplo. Ainda, possibilitam o controle dos parâmetros do motor de indução trifásico, conforme à necessidade. A proposta desse trabalho apresenta algumas vantagens:

- Controle do conversor boost para regular a tensão da fonte fotovoltaica próximo ao ponto de máxima potência, permitindo o fornecimento máximo de potência para a carga durante diferentes condições climáticas;
- Controle de carga através do conversor bidirecional buck-boost e do banco de baterias, possibilitando o controle da tensão do barramento CC em seu valor de referência, e fornecendo a energia necessária para a carga quando a fonte fotovoltaica não for suficiente;
- Flexibilidade para implementação de técnicas de controle digital para inversores trifásico com o intuito de controlar o motor de indução, possibilitando a análise de diferentes técnicas e do comportamento do sistema com cada técnica empregada;
- Fornecer os resultados para escolha da técnica de controle que melhor atende os requisitos do sistema, sendo, torque elevado, partida rápida, redução da corrente de partida, menor consumo de carga da bateria, entre outras análises possíveis.

Como sugestões de trabalhos futuros ficam as seguintes questões:

- Aplicação e análise de algoritmos para rastrear o ponto de potência máxima da fonte fotovoltaica, como, Perturbação e Observação (P&O), condutância incremental, entre outros algoritmos MPPT;
- Investigar e propor um controle por lógica fuzzy para o sistema fotovoltaico de estágio duplo para maximizar a potência fotovoltaica sob mudanças repentinas das condições climáticas e para proteger o motor de indução;
- Realizar a modelagem e análise de outros modelos de baterias para comparar a eficiência e autonomia de cada modelo;
- Propor um sistema autônomo que funcione mesmo sem radiação solar, sendo por outras fontes renováveis ou por banco de bateria, capaz de suprir a demanda da carga durante um longo período;
- Aplicação do sistema utilizado no trabalho para um cenário real, como sistemas de bombeamento de água, por exemplo;
- Analisar outras técnicas de controle digital para o motor de indução trifásico, como, controle de corrente de deslizamento constante, controle de campo orientado, entre outras técnicas.

A discussão sobre a comparação de técnicas de controle digitais aplicadas ao motor de indução trifásico alimentado por sistemas fotovoltaicos de estágio duplo teve como resultado a publicação e apresentação de um artigo no Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos (SBSE), o qual é apresentado no Apêndice C.

# Referências Bibliográficas

- Ali, M. N., Mohamed F. El-gohary, M. A. Mohamad, and M. A. Abd-Allah. 2014. "Grid Connected Photovoltaic Power Plant Controlled By Using FLC and CR with DC-DC Boost Converter." *International Journal of Scientific Research Engineering and Technology (IJSRET) ISSN 2278-0882* (April 2015).
- Ammar, Abdelkarim, Abdelhamid Benakcha, and Amor Bourek. 2017. "Closed Loop Torque SVM-DTC Based on Robust Super Twisting Speed Controller for Induction Motor Drive with Efficiency Optimization." *International Journal of Hydrogen Energy* 42(28):17940–52. doi: 10.1016/j.ijhydene.2017.04.034.
- Antonello, Riccardo, Carraro Costabeber, Alessandrò, Fabio Tinazzi, and Mauro Zigliotto. 2017. "Energy-Efficient Autonomous Solar Synchronous Motors." *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 64(1):43–51.
- Bacha, Seddik, Iulian Munteanu Antoneta, and Iuliana Bratcu. 2013. *Advanced Textbooks in Control and Signal Processing Power Electronic Converters Modeling and Control*.
- Beerten, Jef, Jan Verwecken, and Johan Driesen. 2010. "Predictive Direct Torque Control for Flux and Torque Ripple Reduction." *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 57(1):404–12. doi: 10.1109/TIE.2009.2033487.
- Benaissa, Mohammed Omar, Samir Hadjeri, and Sid Ahmed Zidi. 2017. "Sizing Modelling and Simulation of PV Generation System Feeding a 6 MW Induction Motor Dedicated to Pumping Applications." (30):161–76.
- Betka, A., and A. Attali. 2010. "Optimization of a Photovoltaic Pumping System Based on the Optimal Control Theory." *Solar Energy* 84(7):1273–83. doi: 10.1016/j.solener.2010.04.004.
- Binshad, T. A., K. Vijayakumar, and M. Kaleeswari. 2016. "PV Based Water Pumping System for Agricultural Irrigation." *Frontiers in Energy* 10(3):319–28. doi: 10.1007/s11708-016-0409-7.
- Casado-Machado, Francisco, Jose L. Martinez-Ramos, Manuel Barragan-Villarejo, Jose Maria Maza-Ortega, and Jose A. Rosendo-Macias. 2020. "Reduced Reference Frame Transform: Deconstructing Three-Phase Four-Wire Systems." *IEEE Access* 8:143021–32. doi: 10.1109/ACCESS.2020.3012510.
- Chitra, A., and S. Himavathi. 2016. "Investigation and Analysis of High Performance Green Energy Induction Motor Drive with Intelligent Estimator." *Renewable Energy* 87:965–76. doi: 10.1016/j.renene.2015.07.084.
- Cui, Yuanlong, Jie Zhu, Fanran Meng, Stamatis Zoras, Jon McKechnie, and Junze Chu. 2020. "Energy Assessment and Economic Sensitivity Analysis of a Grid-Connected Photovoltaic System." *Renewable Energy* 150:101–15. doi: 10.1016/j.renene.2019.12.127.
- Dehghani-Sanij, A. R., E. Tharumalingam, M. B. Dusseault, and R. Fraser. 2019. "Study of Energy Storage Systems and Environmental Challenges of Batteries." *Renewable and*

- Sustainable Energy Reviews* 104(November 2018):192–208. doi: 10.1016/j.rser.2019.01.023.
- Djeriou, Salim, Aissa Kheldoun, and Adel Mellit. 2018. “Efficiency Improvement in Induction Motor-Driven Solar Water Pumping System Using Golden Section Search Algorithm.” *Arabian Journal for Science and Engineering* 43(6):3199–3211. doi: 10.1007/s13369-017-2972-6.
- Errouha, Mustapha, Aziz Derouich, Najib El Ouanjli, and Saad Motahhir. 2020. “High-Performance Standalone Photovoltaic Water Pumping System Using Induction Motor.” *International Journal of Photoenergy* 2020. doi: 10.1155/2020/3872529.
- Geyer, Tobias, Georgios Papafotiou, and Manfred Morari. 2009. “Model Predictive Direct Torque Control - Part I: Concept, Algorithm, and Analysis.” *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 56(6):1894–1905. doi: 10.1109/TIE.2008.2007030.
- Gouda, Eid, and M. Salah Hassan. 2019. “Modeling and Performance Analysis of PV Water Pumping System Driven by Synchronous Reluctance Motor with Different MPPT Techniques.” *Journal of Electrical and Electronics Engineering* 12(2):47–52.
- H. Sher. 2013. *Simulation of Power Electronics Circuits Using SIMULINK*.
- Hamdi, Hichem, Chiheb Ben Regaya, and Abderrahmen Zaafour. 2020. “A Sliding-Neural Network Control of Induction-Motor-Pump Supplied by Photovoltaic Generator.” *Protection and Control of Modern Power Systems* 5(1):1–17. doi: 10.1186/s41601-019-0145-1.
- Hannan, Mahammad A., Jamal Abd Ali, Pin Jern Ker, Azah Mohamed, Molla S. H. Lipu, and Aini Hussain. 2018. “Switching Techniques and Intelligent Controllers for Induction Motor Drive: Issues and Recommendations.” *IEEE Access* 6:47489–510. doi: 10.1109/ACCESS.2018.2867214.
- Happyanto, Dedid Cahya, Angga Wahyu Aditya, and Bambang Sumantri. 2020. “Boundary-Layer Effect in Robust Sliding Mode Control for Indirect Field Oriented Control of 3-Phase Induction Motor.” *International Journal on Electrical Engineering and Informatics* 12(2):188–204. doi: 10.15676/ijeei.2020.12.2.2.
- Khatib, Tamer, Ibrahim A. Ibrahim, and Azah Mohamed. 2016. “A Review on Sizing Methodologies of Photovoltaic Array and Storage Battery in a Standalone Photovoltaic System.” *Energy Conversion and Management* 120:430–48. doi: 10.1016/j.enconman.2016.05.011.
- Krause, Paul C., Oleg Wasynczuk, and Scott D. Sudhoff. 2010. *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*.
- Kumar, Ravi Hemantha, Atif Iqbal, and Natesan Chokkalingam Lenin. 2018. “Review of Recent Advancements of Direct Torque Control in Induction Motor Drives - A Decade of Progress.” *IET Power Electronics* 11(1):1–15. doi: 10.1049/iet-pel.2017.0252.
- Kung, Ying Shieh, Seng Chi Chen, Jin Mu Lin, and Tsung Chun Tseng. 2016. “FPGA-Realization of a Speed Control IC for Induction Motor Drive.” *Engineering Computations (Swansea, Wales)* 33(6):1835–52. doi: 10.1108/EC-08-2015-0260.
- Kurniawan, Adi. 2016. “A Review of Solar-Powered Boat Development.” *IPTEK The Journal for Technology and Science* 27(1). doi: 10.12962/j20882033.v27i1.761.
- Lascu, Cristian, Saeed Jafarzadeh, M. Sami Fadali, and Frede Blaabjerg. 2017. “Direct Torque Control With Feedback Linearization for Induction Motor Drives.” *IEEE*

- Transactions on Power Electronics* 32(3):2072–80. doi: 10.1109/TPEL.2016.2564943.
- Linares-Flores, J., J. F. Guerrero-Castellanos, R. Lescas-Hernández, A. Hernández-Méndez, and R. Vázquez-Perales. 2019. “Angular Speed Control of an Induction Motor via a Solar Powered Boost Converter-Voltage Source Inverter Combination.” *Energy* 166:326–34. doi: 10.1016/j.energy.2018.10.024.
- Mahmood, Hisham, Dennis Michaelson, and Jin Jiang. 2012. “Control Strategy for a Standalone PV/Battery Hybrid System.” *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)* 3412–18. doi: 10.1109/IECON.2012.6389351.
- Mahmood, Jawad Radhi, and Nasir Hussein Selman. 2016. “Four Matlab-Simulink Models of Photovoltaic System.” *International Journal of Energy and Environment* 7(5):417–26.
- Martinz, Denizar Cruz, and Ivo Barbi. 2006. “Conversores Cc-Cc Basicos Nao Isolados.” 377.
- Masiyala, Mavungu, Behzad Vafakhah, John Salmon, and Andrew M. Knight. 2008. “Fuzzy Self-Tuning Speed Control of an Indirect Field-Oriented Control Induction Motor Drive.” *IEEE Transactions on Industry Applications* 44(6):1732–40. doi: 10.1109/TIA.2008.2006342.
- Menghal, P. M., and A. Jaya Laxmi. 2016. “Modelling, Simulation & Analysis of Induction Motor Using Artificial Intelligent Controller.” *International Journal of Modelling and Simulation* 36(4):120–35. doi: 10.1080/02286203.2016.1209965.
- Mirzaei, Amin, Majid Forooghi, Ali Asghar Ghadimi, Amir Hossein Abolmasoumi, and Mohammad Reza Riahi. 2017. “Design and Construction of a Charge Controller for Stand-Alone PV/Battery Hybrid System by Using a New Control Strategy and Power Management.” *Solar Energy* 149:132–44. doi: 10.1016/j.solener.2017.03.046.
- Mishra, Rabi Narayan, and Kanungo Barada Mohanty. 2016. “Real Time Implementation of an ANFIS-Based Induction Motor Drive via Feedback Linearization for Performance Enhancement.” *Engineering Science and Technology, an International Journal* 19(4):1714–30. doi: 10.1016/j.jestch.2016.09.014.
- Moulay-Idriss, Chergui, and Bourahla Mohamed. 2013. “Application of the DTC Control in the Photovoltaic Pumping System.” *Energy Conversion and Management* 65:655–62. doi: 10.1016/j.enconman.2011.08.026.
- Muniyandi, Chelliah, and Suresh Kumar Rajagopal. 2019. “Implementation of Standalone Dynamic Solar Array Fed Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Using Zero Voltage Switching Resonant Converter for the Reduction of Switching Losses and Oscillations.” *Journal of Vibroengineering* 21(5):1483–1509. doi: 10.21595/jve.2019.20697.
- Murshid, Shadab, and Bhim Singh. 2020. “Single Stage Autonomous Solar Water Pumping System Using PMSM Drive.” *IEEE Transactions on Industry Applications* 56(4):3985–94. doi: 10.1109/TIA.2020.2988429.
- Onar, Omer C., Jonathan Kobayashi, Dylan C. Erb, and Alireza Khaligh. 2012. “A Bidirectional High-Power-Quality Grid Interface with a Novel Bidirectional Noninverted Buck-Boost Converter for PHEVs.” *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 61(5):2018–32. doi: 10.1109/TVT.2012.2192459.
- Onederra, Oier, Inigo Kortabarria, Inigo Martinez De Alegria, Jon Andreu, and Jose Ignacio Garate. 2017. “Three-Phase VSI Optimal Switching Loss Reduction Using Variable Switching Frequency.” *IEEE Transactions on Power Electronics* 32(8):6570–76. doi:

10.1109/TPEL.2016.2616583.

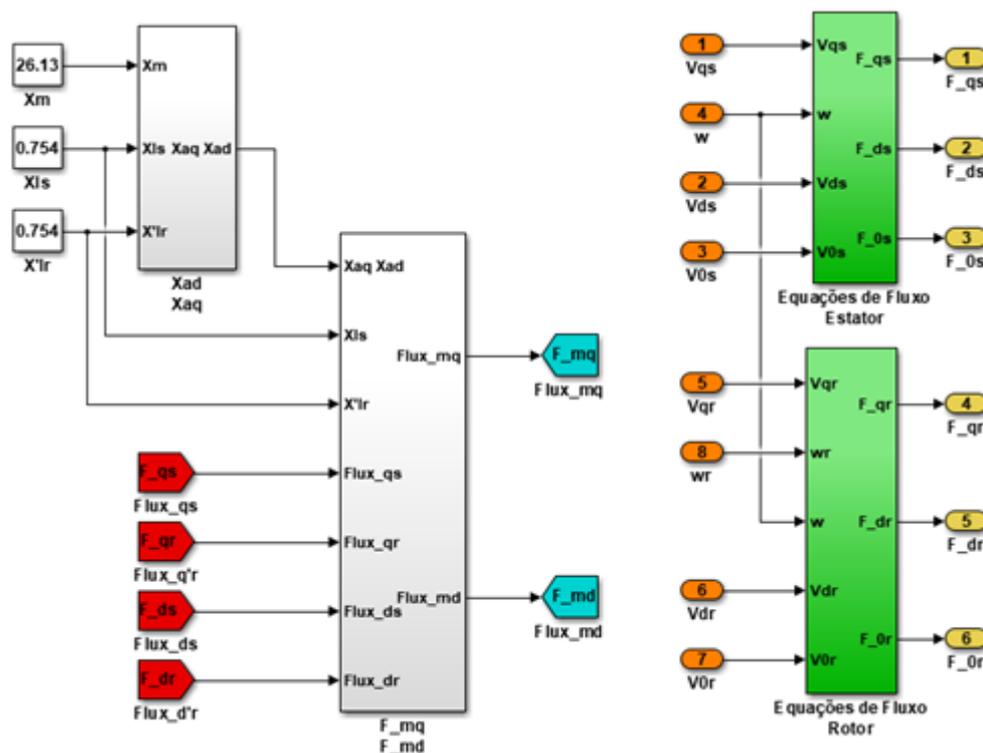
- Ouanjli, Najib El, Aziz Derouich, Abdelaziz El Ghzizal, Saad Motahhir, Ali Chebabhi, Youness El Mourabit, and Mohammed Taoussi. 2019. "Modern Improvement Techniques of Direct Torque Control for Induction Motor Drives-A Review." *Protection and Control of Modern Power Systems* 4(1). doi: 10.1186/s41601-019-0125-5.
- Potrykus, Szymon, Filip Kutt, Janusz Nieznanski, and Francisco Jesús Fernández Morales. 2020. "Advanced Lithium-Ion Battery Model for Power System Performance Analysis." *Energies* 13(10):1–15. doi: 10.3390/en13102411.
- Rebei, Najet, Ali Hmidet, Rabiaa Gammoudi, and Othman Hasnaoui. 2015. "Implementation of Photovoltaic Water Pumping System with MPPT Controls." *Frontiers in Energy* 9(2):187–98. doi: 10.1007/s11708-015-0359-5.
- Saady, Ikram, Mohammed Karim, Badre Bossoufi, Saad Motahhir, and Mohamed Adouairi. 2021. "Optimization for a Photovoltaic Pumping System Using Indirect Field Oriented Control of Induction Motor." 1–13.
- Saoudi, Abderrazek, Saber Krim, and Mohamed Faouzi Mimouni. 2021. "Enhanced Intelligent Closed Loop Direct Torque and Flux Control of Induction Motor for Standalone Photovoltaic Water." *Energies* 14.
- Senol, Mehmet Akif. 2019. "Solar Powered Hybrid Multilevel Inverter Fed Induction Motor Using Fuzzy Proportional Integral Speed Controller." *Thermal Science* 23:S391–402. doi: 10.2298/TSCI180909052S.
- Singh, Bhim, and Saurabh Shukla. 2018. "Standalone Photovoltaic Water Pumping System Using Induction Motor Drive With Reduced Sensors." *IET Power Electronics* 11(12):3645–55. doi: 10.1049/iet-pel.2017.0856.
- Syamkumar, Uma, and B. Jayanand. 2020. "Real-Time Implementation of Sensorless Indirect Field-Oriented Control of Three-Phase Induction Motor Using a Kalman Smoothing-Based Observer." *International Transactions on Electrical Energy Systems* 30(2):1–17. doi: 10.1002/2050-7038.12242.
- Talbi, Billel, Fateh Krim, Toufik Rekioua, Saad Mekhilef, Abdelbaset Laib, and Abdesslam Belaout. 2018. "A High-Performance Control Scheme for Photovoltaic Pumping System under Sudden Irradiance and Load Changes." *Solar Energy* 159(November 2017):353–68. doi: 10.1016/j.solener.2017.11.009.
- Tofoli, Fernando Lessa. 2020. *Conversores CC-CC Não Isolados: Análise, Modelagem e Controle*.
- Tremblay, Olivier, and Louis A. Dessaint. 2009. "Experimental Validation of a Battery Dynamic Model for EV Applications." *24th International Battery, Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle Symposium and Exhibition 2009, EVS 24* 2:930–39.
- Vamja, Rajan V., and Mahmadasraf A. Mulla. 2020. "Development of Grid-Connected Solar Water Pumping System Utilizing Diode Bridge." *International Transactions on Electrical Energy Systems* 30(5):1–18. doi: 10.1002/2050-7038.12339.
- Viswanatha, and Venkata Siva Reddy. 2018. "Microcontroller Based Bidirectional Buck–Boost Converter for Photo-Voltaic Power Plant." *Journal of Electrical Systems and Information Technology* 5(3):745–58. doi: 10.1016/j.jesit.2017.04.002.
- W. Hart, Daniel. 2001. "Electronica de Potencia." *Electronica* 472.
- Wadee, Khoury, Nasser Aram, and T. S. Péter. 2018. "Three Phase Induction Motor

- Modelling and Control Using Vector Control in LabVIEW.” *MATEC Web of Conferences* 184:1–6. doi: 10.1051/mateconf/201818402019.
- Xiao, Weidong, William G. Dunford, Patrick R. Palmer, and Antoine Capel. 2007. “Regulation of Photovoltaic Voltage.” *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 54(3):1365–74. doi: 10.1109/TIE.2007.893059.
- Zeb, K., Z. Ali, K. Saleem, W. Uddin, M. A. Javed, and N. Christofides. 2017. “Indirect Field-Oriented Control of Induction Motor Drive Based on Adaptive Fuzzy Logic Controller.” *Electrical Engineering* 99(3):803–15. doi: 10.1007/s00202-016-0447-5.
- Zhang, Chao, Yi Li Wei, Peng Fei Cao, and Meng Chang Lin. 2018. “Energy Storage System: Current Studies on Batteries and Power Condition System.” *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 82(December 2016):3091–3106. doi: 10.1016/j.rser.2017.10.030.

# Apêndice A

## Subsistemas da Modelagem do Motor de Indução Trifásico

As equações do motor são expressas em subsistemas no Simulink, sendo assim, a Figura A.1 apresenta o subsistema das equações de fluxo do estator e do rotor, o qual conta com as equações dos fluxos  $\psi_{mq}$  e  $\psi_{md}$ , também sendo apresentada a equação de  $X_{ad}$  e  $X_{aq}$ .



**Figura A.1:** Subsistema das Equações de Fluxo do Motor.

Em seguida, é apresentado a modelagem das equações de  $X_{ad}$  e  $X_{aq}$  na Figura A.2 e as equações dos fluxos  $\psi_{mq}$  e  $\psi_{md}$  na equação A.3.

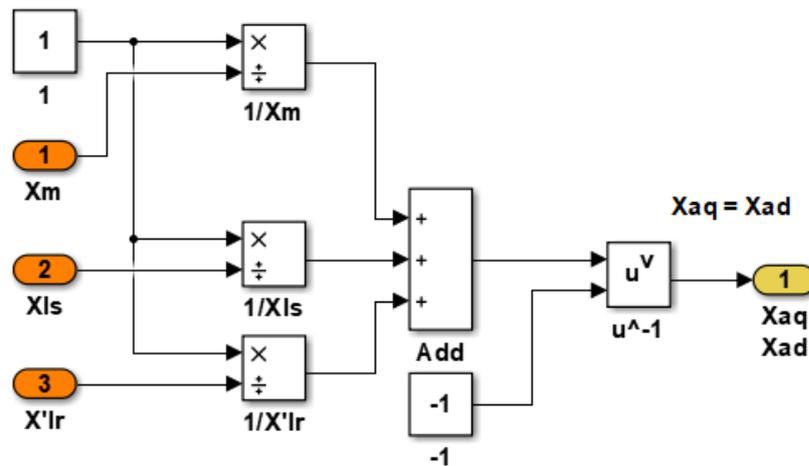


Figura A.2: Modelo da Equação de  $X_{ad}$  e  $X_{aq}$ .

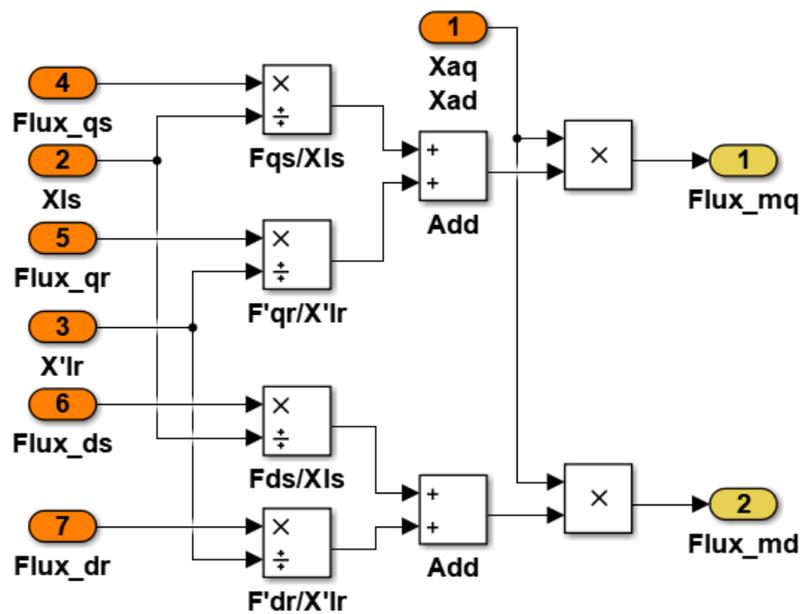


Figura A.3: Modelo das Equações dos fluxos  $\psi_{mq}$  e  $\psi_{md}$ .

As equações (2.35) – (2.40) das ligações de fluxo do estator e do rotor, no eixo  $qd0$ , são representadas pelo modelo ilustrado na Figura A.4.

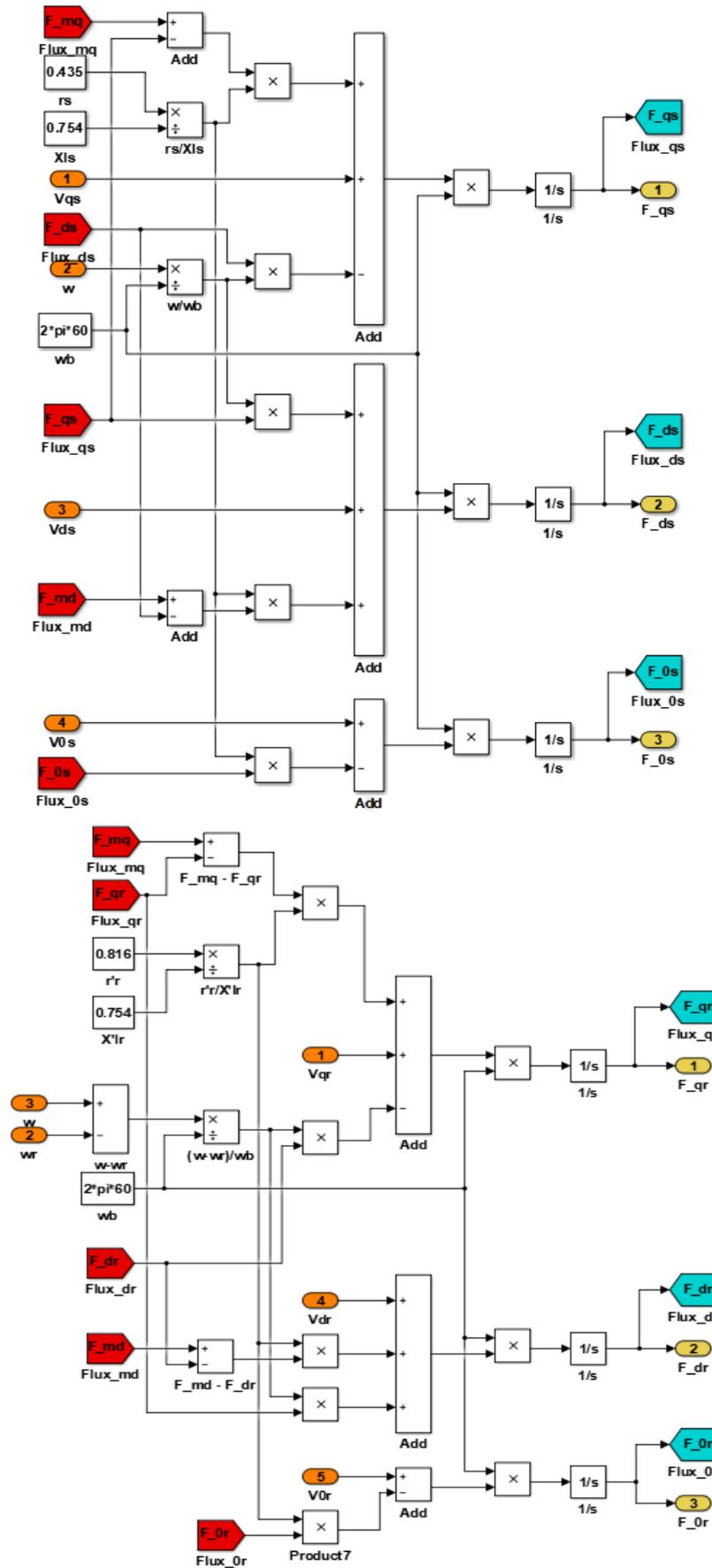
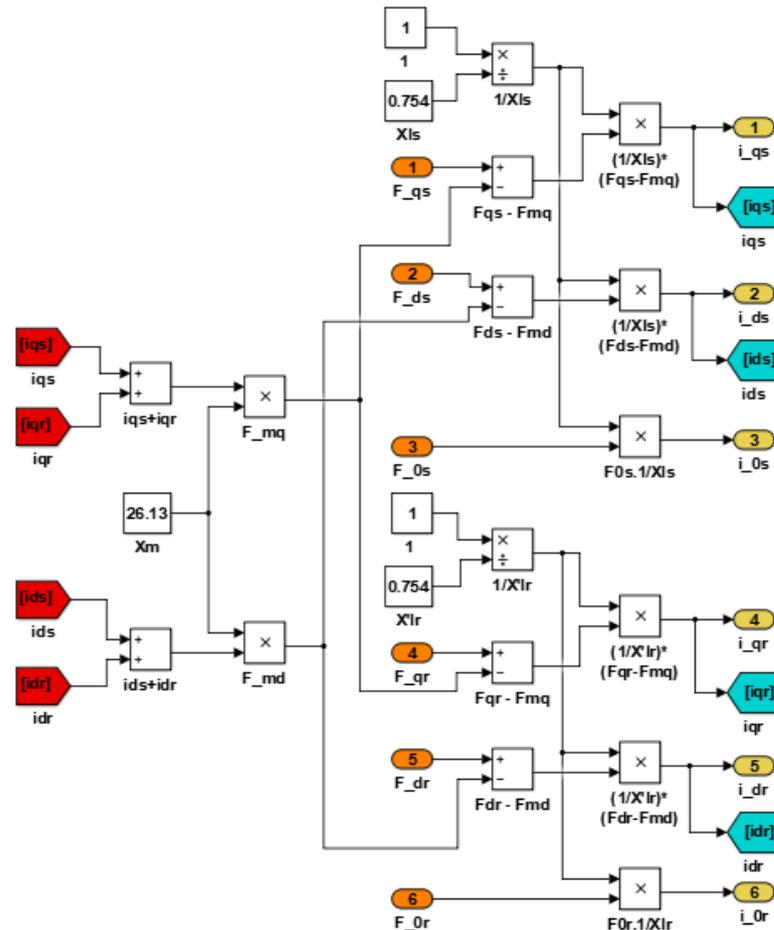


Figura A.4: Modelo das Equações das Ligações de Fluxo do Estator e do Rotor.

O próximo subsistema representa o modelo das equações de corrente do estator e do rotor no eixo  $qs0$ , expressando as equações (2.44) – (2.49). A Figura A.5 mostra a modelagem dessas equações.



**Figura A.5:** Modelo das Equações de Corrente do Estator e do Rotor.

Em seguida, a Figura A.6 representa o modelo da equação (2.52) do torque eletromagnético do motor e a Figura A.7 representa o modelo da equação (2.53) a qual expressa a velocidade do rotor.

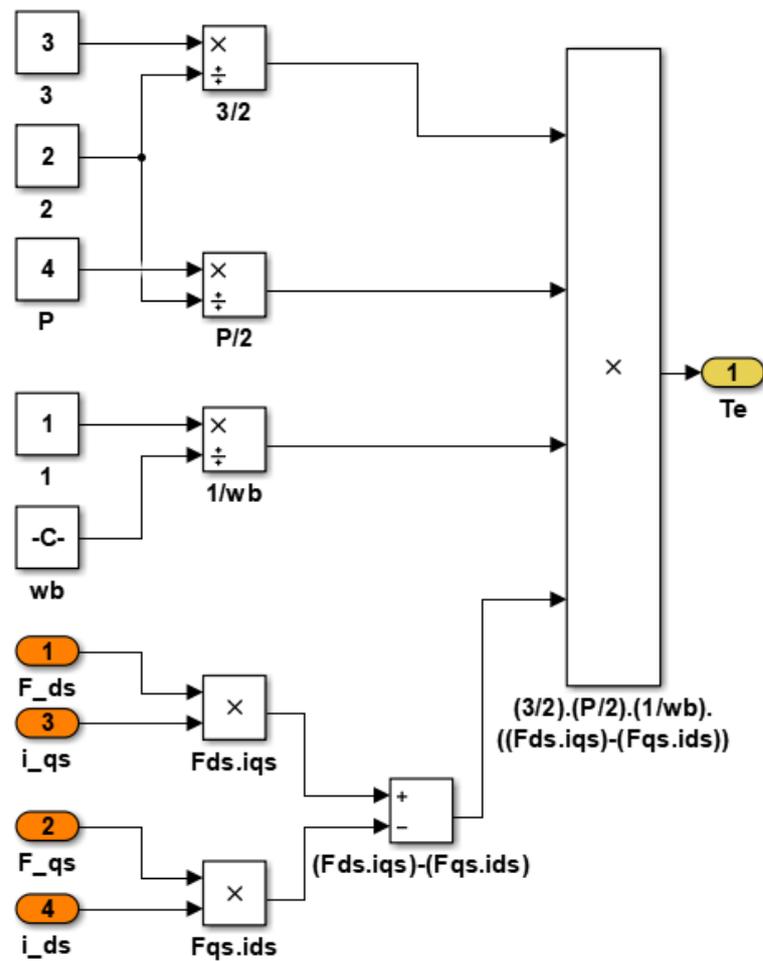


Figura A.6: Modelo da Equação do Torque Eletromagnético.

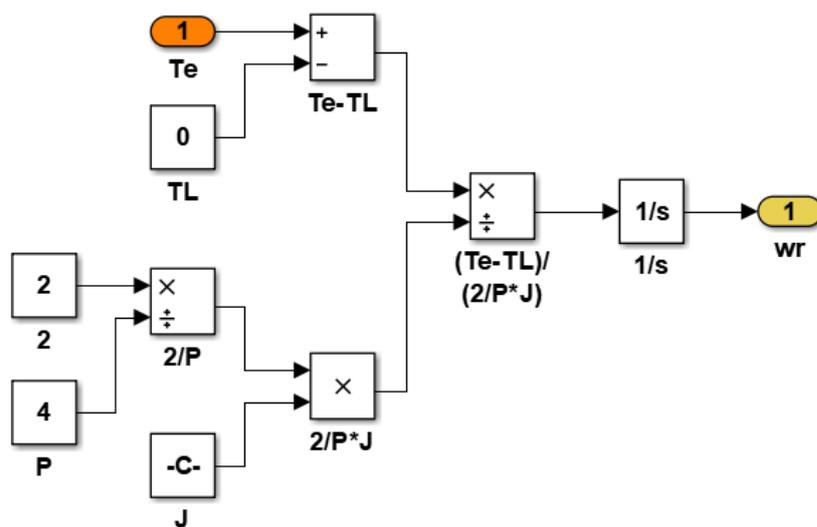


Figura A.7: Modelo da Equação de Velocidade do Rotor.

# Apêndice B

## Algoritmos e Lógicas

### B.1 Código do Matlab para Detecção do Setor

```
function n = SETOR(Phialfa, Phibeta)

n=0;

delta = atan2(Phibeta, Phialfa);

if (delta >= -pi/6) && (delta < pi/6)
    n=1;
end;

if (delta >= pi/6) && (delta < pi/2)
    n=2;
end;

if (delta >= pi/2) && (delta < 5*pi/6)
    n=3;
end;

if (delta >= 5*pi/6) && (delta < pi)
    n=4;
end;

if (delta >= -pi) && (delta < -5*pi/6)
    n=4;
end;

if (delta >= -5*pi/6) && (delta < -pi/2)
    n=5;
end;

if (delta >= -pi/2) && (delta < -pi/6)
    n=6;
end;
```

## B.2 Código do Matlab para a Tabela de Chaveamento

```

function u = TABELA(dp, dm, n)
u=0;

%SETOR 1
if (dp==1) && (dm==1) && (n==1)
    u=2;
end;

if (dp==1) && (dm==0) && (n==1)
    u=7;
end;

if (dp==1) && (dm==-1) && (n==1)
    u=6;
end;

if (dp==0) && (dm==1) && (n==1)
    u=3;
end;

if (dp==0) && (dm==0) && (n==1)
    u=0;
end;

if (dp==0) && (dm==-1) && (n==1)
    u=5;
end;

%SETOR 2
if (dp==1) && (dm==1) && (n==2)
    u=3;
end;

if (dp==1) && (dm==0) && (n==2)
    u=0;
end;

if (dp==1) && (dm==-1) && (n==2)
    u=1;
end;

if (dp==0) && (dm==1) && (n==2)
    u=4;
end;

if (dp==0) && (dm==0) && (n==2)
    u=7;
end;

if (dp==0) && (dm==-1) && (n==2)
    u=6;
end;

%SETOR 3
if (dp==1) && (dm==1) && (n==3)

```

```
    u=4;
end;

if (dp==1) && (dm==0) && (n==3)
    u=7;
end;

if (dp==1) && (dm==-1) && (n==3)
    u=2;
end;

if (dp==0) && (dm==1) && (n==3)
    u=5;
end;

if (dp==0) && (dm==0) && (n==3)
    u=0;
end;

if (dp==0) && (dm==-1) && (n==3)
    u=1;
end;

%SETOR 4
if (dp==1) && (dm==1) && (n==4)
    u=5;
end;

if (dp==1) && (dm==0) && (n==4)
    u=0;
end;

if (dp==1) && (dm==-1) && (n==4)
    u=3;
end;

if (dp==0) && (dm==1) && (n==4)
    u=6;
end;

if (dp==0) && (dm==0) && (n==4)
    u=7;
end;

if (dp==0) && (dm==-1) && (n==4)
    u=2;
end;

%SETOR 5
if (dp==1) && (dm==1) && (n==5)
    u=6;
end;

if (dp==1) && (dm==0) && (n==5)
    u=7;
end;

if (dp==1) && (dm==-1) && (n==5)
    u=4;
```

```
end;

if (dp==0) && (dm==1) && (n==5)
    u=1;
end;

if (dp==0) && (dm==0) && (n==5)
    u=0;
end;

if (dp==0) && (dm==-1) && (n==5)
    u=3;
end;

%SETOR 6
if (dp==1) && (dm==1) && (n==6)
    u=1;
end;

if (dp==1) && (dm==0) && (n==6)
    u=0;
end;

if (dp==1) && (dm==-1) && (n==6)
    u=5;
end;

if (dp==0) && (dm==1) && (n==6)
    u=2;
end;

if (dp==0) && (dm==0) && (n==6)
    u=7;
end;

if (dp==0) && (dm==-1) && (n==6)
    u=4;
end;
```

# Apêndice C

Artigo Submetido ao Simpósio Brasileiro  
de Sistemas Elétricos

# Análise Comparativa entre Controles Digitais Aplicados a Acionamento de Motor de Indução Trifásico Alimentado por Sistema Fotovoltaico de Estágio Duplo

Gabriel C. Baldissera\*. Carlos H. F. dos Santos\*

\* Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Computação (PGEEC), Universidade Estadual do Oeste do Paraná, Foz do Iguaçu – PR (e-mails: gabriel.baldissera@unioeste.br, chf.santos@uol.com.br).

**Abstract:** This article proposes the use of different digital control techniques for three-phase inverters that drive three-phase induction motors. A DC to DC boost converter, powered by photovoltaic (PV) panels, supplies the inverter via a DC bus. The system also has batteries connected to the DC bus through a bidirectional converter, which are intended to supply the demand of the electric motor, when this is greater than the power of PV generation. Both DC converters are controlled in order to provide maximum power to the load and keep the DC bus voltage controlled.

**Resumo:** Este artigo propõe a utilização de diferentes técnicas de controle digital para inversores trifásicos que alimentam motores de indução trifásicos. Um conversor boost CC para CC, alimentado por painéis fotovoltaicos (PV), alimenta o inversor através de um barramento CC. O sistema conta ainda com baterias conectadas ao barramento CC através de um conversor bidirecional, as quais tem a finalidade de suprir a demanda do motor elétrico, quando esta for superior à potência da geração PV. Ambos os conversores CC são controlados, com o intuito de oferecer a máxima potência à carga, e manter a tensão do barramento CC controlada.

**Keywords:** Three-phase induction motor; digital control; power inverters; converter control; PV generation.

**Palavras-chaves:** Motor de indução trifásico; controle digital; inversores de potência; controle de conversores; geração PV.

## 1. INTRODUÇÃO

A energia elétrica possui um papel fundamental no desenvolvimento econômico, relata-se que grande parte da energia elétrica produzida é derivada de combustíveis fósseis, levando a grandes emissões de gases do efeito estufa (Cui et al. 2020). Devido à grande emissão de gases, as fontes de energia renovável vêm se propagando, entre elas, encontra-se os sistemas fotovoltaicos, os quais estão ganhando espaço entre as fontes de energia elétrica, principalmente em sistemas autônomos (Talbi et al. 2018).

Os sistemas autônomos utilizam a geração fotovoltaica como fonte de energia para alimentar uma carga específica, podendo ser um motor de indução. Esses sistemas são compostos por conversores CC-CC e inversores CC-CA, denominados sistemas de estágio duplo (Benaissa et al. 2017).

A topologia do sistema de estágio duplo, conta com um conversor CC-CC boost no primeiro estágio, o qual tem como função elevar a tensão fornecida pela fonte fotovoltaica, bem como realizar o controle MPPT (*Maximum Power Point Tracking*) garantindo que o módulo fotovoltaico opere sempre em tal condição. O segundo estágio consiste na conversão da tensão contínua em tensão alternada por meio de um inversor CC-CA, o qual é utilizado para acionar o motor de indução.

Devido às condições atmosféricas, a irradiância e a temperatura variam constantemente, sendo assim, a potência gerada pelo sistema fotovoltaico é variável,

tornando o fornecimento de energia à carga instável (Linares-Flores et al. 2019). Para garantir o fornecimento constante de energia à carga e suprir a demanda da mesma, o comportamento do conversor é adaptado por meio de estruturas de controle em malha fechada. Ainda, o sistema conta com a utilização de baterias para suprir a demanda da carga quando a geração for insuficiente.

O inversor CC-CA é alimentado a partir do barramento CC e, pode ser utilizado para obter uma fonte de tensão trifásica controlável para acionamentos de motores de indução (Krause, 2010).

O comportamento de uma máquina de indução simétrica pode ser descrito em qualquer quadro de referência. Normalmente, o quadro de referência apropriado para fins de análise ou simulação, é determinado pelas condições de operação.

O controle do motor de indução é realizado pelo inversor CC-CA. Existem, diversas técnicas de controle digital aplicadas nesse contexto, entre elas, existem métodos de malha aberta ou de malha fechada.

Os sistemas autônomos de estágio duplo, estão se tornando bastante difundidos, principalmente em sistemas de bombeamento de água em locais remotos (Rebei et al. 2015).

Este artigo apresenta um sistema fotovoltaico de estágio duplo para alimentação de um motor de indução. No sistema proposto, a tensão entregue pela fonte fotovoltaica é controlada por meio de um controle em cascata de duas

malhas empregado no conversor CC-CC boost. Ainda, o sistema conta com um banco de baterias para controlar a tensão no barramento CC através do controle de um conversor bidirecional conectado entre a bateria e o barramento CC. A Fig. 1 ilustra o diagrama do sistema proposto.

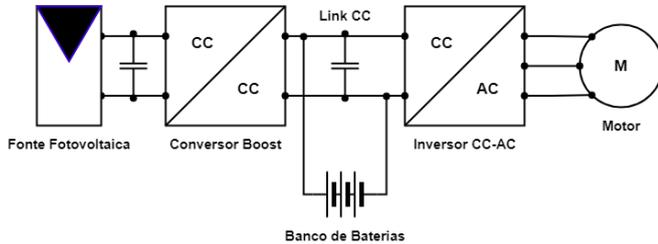


Fig. 1: Diagrama do sistema autônomo de estágio duplo proposto.

A partir desse sistema, algumas técnicas de controle digital para alimentar o motor de indução serão analisadas. Essa análise permitirá uma comparação entre o desempenho do sistema para cada técnica empregada. Nesse contexto, a implementação e as simulações do sistema serão realizadas no *Simulink*.

## 2. COMPONENTES E MODELAGENS DO SISTEMA FOTOVOLTAICO DE ESTÁGIO DUPLO

Nesta seção são apresentados os modelos matemáticos e componentes que compõem o sistema fotovoltaico de estágio duplo.

### 2.1 Fonte Fotovoltaica

O método escolhido para modelagem do sistema fotovoltaico foi o modelo de circuito equivalente de um diodo, proposto por (Mahmood & Selman, 2016). O circuito equivalente para o modelo de diodo único é apresentado na Fig. 2 e, consiste em uma fonte de corrente, um diodo  $D$ , um resistor shunt  $R_{sh}$  e um resistor em série  $R_s$ .

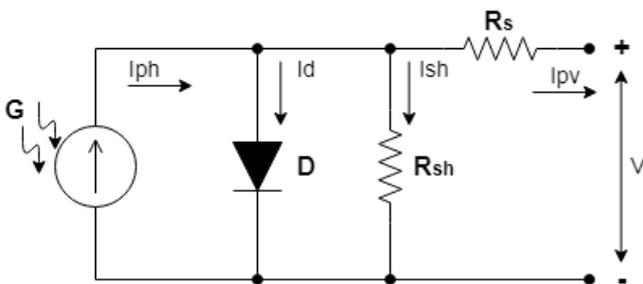


Fig. 2: Circuito Equivalente de Diodo Único para Fonte Fotovoltaica.

A fotocorrente  $I_{ph}$  depende da insolação  $G$  e da temperatura  $T$  de operação da célula fotovoltaica, a fotocorrente é representada por

$$I_{ph} = \frac{G}{G_{ref}} [I_{sc} + K_I (T - T_{ref})] \quad (1)$$

Em que,  $G_{ref}$  e  $T_{ref}$  representam a insolação e a temperatura de referência para a simulação. Sendo, respectivamente

( $1000\text{W/m}^2$  e  $25\text{C}^\circ$ ).  $I_{sc}$  representa a corrente de curto-circuito da célula e,  $K_I$  é o coeficiente de temperatura atual.

A corrente de saída  $I_{pv}$  do modelo, pode ser expressa por

$$I_{pv} = I_{ph} - I_d - I_{sh}. \quad (2)$$

Sendo  $I_d$  a corrente do diodo e,  $I_{sh}$  a corrente através do resistor shunt. Essas correntes são expressas respectivamente, por

$$I_d = I_{sat} \left[ \exp \left( \frac{V + I_{pv} R_s}{n k T N_{cel}} \right) - 1 \right]. \quad (3)$$

(3)

$$I_{sh} = \frac{V + I_{pv} R_s}{R_{sh}}. \quad (4)$$

Em que,  $I_{sat}$  é a corrente de saturação reversa do diodo,  $V$  é a tensão terminal,  $n$  é o fator de idealidade do diodo,  $N_{cel}$  representa a quantidade de células do módulo e  $V_t$  é a tensão térmica ( $V_t = \frac{kT}{q}$ ), sendo  $q$  a carga de elétron ( $q = 1,6 \times 10^{-19} \text{C}$ ) e  $k$  a constante de Boltzmann ( $k = 1,38 \times 10^{-23} \text{J/K}$ ). A corrente  $I_{sat}$  varia com a temperatura e, é representada por

$$I_{sat} = I_{Rs} \left( \frac{T}{T_{ref}} \right)^3 \exp \left[ \frac{q E_g}{n k} \left( \frac{1}{T_{ref}} - \frac{1}{T} \right) \right]. \quad (5)$$

(5)

Onde  $E_g$  é a energia do gap do semicondutor usado na célula fotovoltaica,  $I_{Rs}$  é a corrente de saturação reversa padrão da célula, a qual pode ser aproximada por (6), sendo  $V_{oc}$  a tensão de circuito aberto

$$I_{Rs} = \frac{I_{sc}}{\exp \left( \frac{q V_{oc}}{N_{cel} n k T_{ref}} \right) - 1}. \quad (6)$$

### 2.2 Conversor CC-CC Boost

O conversor boost eleva a tensão da fonte fotovoltaica e, consiste em um diodo e um MOSFET no circuito de força. O MOSFET é comutado em um período determinado pela estratégia de controle do conversor.

A Fig. 3 ilustra o diagrama do circuito do conversor boost. Sendo  $u$  a razão cíclica do conversor, a qual é obtida através do sistema de controle.

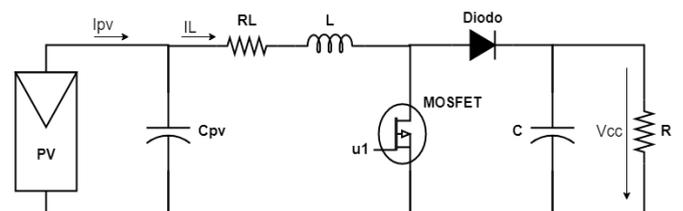


Fig 3: Diagrama do conversor boost usado em aplicação fotovoltaica.

O sistema de controle tem como finalidade controlar a tensão  $V$  para mantê-la constante no valor de referência. O circuito de controle é apresentado na Fig. 4, o qual é constituído por duas malhas, sendo a malha externa referente ao controle de tensão e, a malha interna referente ao controle de corrente. O projeto dos compensadores das malhas de controle é representado pelas funções de transferência  $G_i(s)$  e  $G_v(s)$ , sendo respectivamente a função da malha interna e externa.

$$G_i(s) = \frac{(C_{pv}r_{pv} - V_{cc})}{s^2 r_{pv} LC_{pv} - sL + r_{pv}}. \quad (7)$$

$$G_v(s) = \frac{-r_{pv}}{sC_{pv}r_{pv} - 1}. \quad (8)$$

Sendo  $r_{pv}$  determinado com base na curva I-V do módulo fotovoltaico. Conforme (Mirzaei et al, 2017), o valor desse parâmetro pode ser representado por  $-V_{pv}/i_L$ .

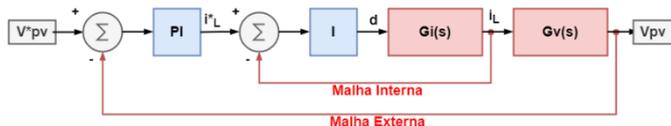


Fig. 4: Diagrama de Blocos da Estrutura de Controle do Conversor Boost.

### 2.3 Banco de Baterias

O banco de baterias armazena energia quando a potência produzida pelo gerador fotovoltaico excede a demanda da carga. Quando a geração da fonte for insuficiente, a bateria supre a demanda de potência da carga. O valor do  $SoC$  (Stage of Charge), é um parâmetro relativo que descreve a carga da bateria, sendo  $SoC = 1$  para a bateria totalmente carregada e,  $SoC = 0$  para a bateria totalmente descarregada (Potrykus et al, 2020). O estado de carga pode ser estimado por

$$SoC = SoC_0 - \frac{i_t}{Q}. \quad (9)$$

Em que,  $SoC_0$  é o valor inicial do estado de carga,  $Q$  representa a capacidade da bateria em (Ah) e,  $i_t$  é a carga real da bateria, calculada como

$$i_t = \int i dt. \quad (10)$$

O modelo matemático proposto para a bateria de lítio-íon, é aplicado para a carga e para a descarga da bateria. A tensão da bateria  $V_{bat}$  é obtida por

$$V_{bat} = E_0 - V_{pol} - Ri + V_{exp} - R_{pol}. \quad (11)$$

Em que,  $E_0$  é a tensão constante da bateria,  $V_{pol}$  representa a tensão de polarização,  $R$  a resistência interna,  $i$  é a corrente da bateria,  $V_{exp}$  representa a tensão da zona exponencial e,

$R_{pol}$  indica a resistência de polarização. A tensão de polarização é expressa por

$$V_{pol} = K \frac{Q}{Q - i_t}. \quad (12)$$

Sendo  $K$  a constante de polarização (V/Ah). A tensão da zona exponencial é calculada como

$$V_{exp} = A.e^{(-B.i_t)}. \quad (13)$$

Em que,  $A$  representa a amplitude da zona exponencial e,  $B$  representa a zona exponencial inversa da constante de tempo.

A resistência de polarização assume dois valores, sendo um para o modelo de descarga, quando  $i > 0$ , e outro para o modelo de carga, quando  $i < 0$ . A resistência é representada para os dois modelos, respectivamente por

$$R_{pol} = k \frac{Q}{Q - i_t}. \quad (14)$$

$$R_{pol} = k \frac{Q}{i_t - 0,1Q}. \quad (15)$$

O controlador de carga da bateria conta com um conversor CC-CC bidirecional como circuito de interface entre a bateria e o barramento CC. O diagrama do sistema proposto acrescido do banco de baterias conectado à carga através do conversor bidirecional, é ilustrado na Fig. 5.

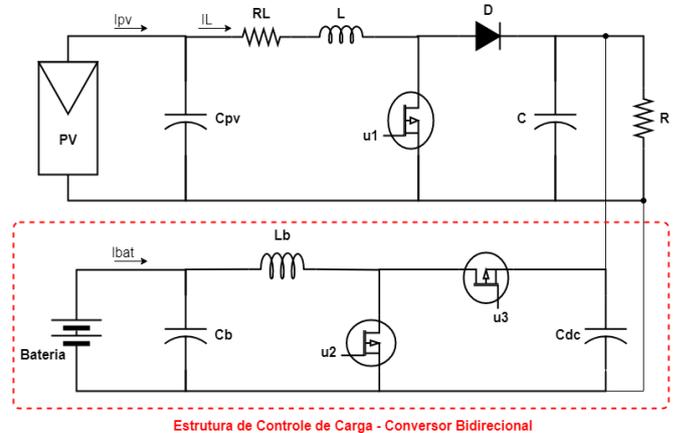


Fig. 5: Diagrama da Estrutura do Controle de Carga Através da Bateria.

Para controlar o conversor bidirecional, será utilizado um controle em duas malhas, sendo a malha interna para controle de corrente da bateria e, a malha externa para controle de tensão do barramento CC. As funções de transferência da malha de corrente e da malha de tensão, são expressas respectivamente por

$$G_i b(s) = \frac{V_{bat}}{(1-d)} \frac{sRC_{dc} + (d+1)}{s^2 RL_b C_{dc} + sL_b + R(1-d)^2}. \quad (16)$$

$$G_v b(s) = \frac{1}{(1-d)} \frac{-sL_b d + R(1-d)^2}{sRC_{dc} + (d+1)}. \quad (17)$$

#### 2.4 Inversor CC-CA

O inversor é alimentado pelo barramento CC e converte essa tensão em CA para alimentar o motor de indução trifásico. Esse inversor é composto por seis chaves controláveis, como apresentado na Fig. 6, cada chave é acionada na sequência adequada para produzir a tensão trifásica na saída do inversor (Binshad et al, 2016).

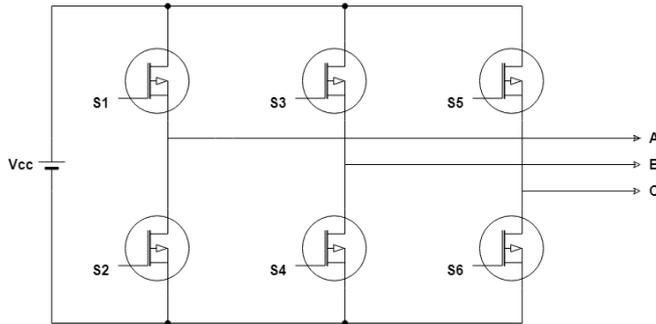


Fig. 6: Diagrama Esquemático do Inversor Trifásico.

Diferentes esquemas de controle podem ser usados para controlar a tensão e a frequência de saída do inversor. Um dos métodos mais empregados é o PWM (*Pulse With Modulation*). Para realizar o PWM, uma onda portadora de alta frequência é comparada com uma onda senoidal de baixa frequência, assim, pulsos de disparo são produzidos quando a onda senoidal é maior do que a onda portadora (Binshad et al. 2016).

#### 2.5 Modelo do Motor de Indução

Seguindo o modelo de referência exposto por (Krause et al, 2010), as equações de tensão e torque no eixo de referência  $dq0$  descrevem o comportamento dinâmico do motor de indução trifásico. Sendo as tensões, parâmetros conhecidos, as equações devem estar em função delas. Assim, as equações de fluxo e corrente, utilizadas para a modelagem e simulação da máquina de indução, são apresentadas na sequência.

As ligações de fluxo por segundo do estator no eixo  $dq0$  conforme o referencial arbitrário, são representadas por

$$\frac{d[\psi_{qs}]}{dt} = \omega_b [v_{qs} - \frac{\omega}{\omega_b} \psi_{ds} + \frac{r_s}{x_{ls}} (\psi_{mq} - \psi_{qs})]. \quad (18)$$

$$\frac{d[\psi_{ds}]}{dt} = \omega_b [v_{ds} + \frac{\omega}{\omega_b} \psi_{qs} + \frac{r_s}{x_{ls}} (\psi_{md} - \psi_{ds})]. \quad (19)$$

$$\frac{d[\psi_{0s}]}{dt} = \omega_b (V_{0s} - \frac{r_s}{x_{ls}} \psi_{0s}). \quad (20)$$

Sendo,  $\omega$  a velocidade do referencial arbitrário,  $\omega_b$  a velocidade angular base,  $v_{dq0s}$  as tensões do estator no eixo

$dq0$ ,  $r_s$  a resistência do enrolamento do estator,  $i_{dq0s}$  as correntes do estator no eixo  $dq0$  e,  $x_{ls}$  a reatância do enrolamento do estator.

As ligações de fluxo por segundo do rotor no eixo  $dq0$  são expressas por

$$\frac{d[\psi'_{qr}]}{dt} = \omega_b \left[ v'_{qr} - \left( \frac{\omega - \omega_r}{\omega_b} \right) \psi'_{dr} + \frac{r'_r}{x'_{lr}} (\psi_{mq} - \psi'_{qr}) \right]. \quad (21)$$

$$\frac{d[\psi'_{dr}]}{dt} = \omega_b \left[ v'_{dr} + \left( \frac{\omega - \omega_r}{\omega_b} \right) \psi'_{qr} + \frac{r'_r}{x'_{lr}} (\psi_{md} - \psi'_{dr}) \right]. \quad (22)$$

$$\frac{d[\psi'_{0r}]}{dt} = \omega_b \left[ v'_{0r} - \frac{r'_r}{x'_{lr}} \psi'_{0r} \right]. \quad (23)$$

Em que,  $\omega_r$  representa a velocidade angular do rotor,  $V'_{dq0r}$  as tensões do rotor no eixo  $dq0$ ,  $r'_r$  a resistência do enrolamento do rotor,  $x'_{lr}$  a reatância do enrolamento do rotor e,  $i'_{dq0r}$  as correntes do rotor no eixo  $dq0$ .

As ligações de fluxo  $\psi_{mq}$  e  $\psi_{md}$ , são úteis para representar a saturação e, são expressas como

$$\psi_{mq} = X_{aq} \left( \frac{\psi_{qs}}{x_{ls}} + \frac{\psi'_{qr}}{x'_{lr}} \right). \quad (24)$$

$$\psi_{md} = X_{ad} \left( \frac{\psi_{ds}}{x_{ls}} + \frac{\psi'_{dr}}{x'_{lr}} \right). \quad (25)$$

Em que

$$X_{aq} = X_{ad} = \left( \frac{1}{X_M} + \frac{1}{X_{ls}} + \frac{1}{X'_{lr}} \right)^{-1}. \quad (26)$$

Sendo,  $x_M$  a reatância no entreferro.

As variáveis de corrente do estator e do rotor no eixo  $dq0$  são obtidas através de

$$i_{qs} = \frac{1}{x_{ls}} (\psi_{qs} - \psi_{mq}). \quad (27)$$

$$i_{ds} = \frac{1}{x_{ls}} (\psi_{ds} - \psi_{md}). \quad (28)$$

$$i_{0s} = \frac{1}{x_{ls}} \psi_{0s}. \quad (29)$$

$$i'_{qr} = \frac{1}{x'_{lr}} (\psi'_{qr} - \psi_{mq}). \quad (30)$$

$$i'_{dr} = \frac{1}{x'_{lr}} (\psi'_{dr} - \psi_{md}). \quad (31)$$

$$i'_{0r} = \frac{1}{x'_{lr}} \psi'_{0r}. \quad (32)$$

A equação do torque eletromagnético para o eixo  $dq0$  pode ser expressa em função da corrente, como

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{1}{\omega_b} (\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds}) \quad (33)$$

Em que,  $P$  representa o número de polos do motor.

Por fim, o torque elétrico é relacionado com a velocidade de rotação da máquina de indução, a qual é representada integrando a seguinte expressão:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = (T_e - T_L) \frac{P}{2J}. \quad (34)$$

Sendo,  $T_L$  o torque de carga e,  $J$  a inércia do rotor.

### 3. TÉCNICAS DE CONTROLE DIGITAL PARA O ACIONAMENTO DE MOTOR DE INDUÇÃO

O controle do acionamento do motor de indução trifásico, alimentado por inversor, pode ser realizado por algumas técnicas, as quais dependem da aplicação, do desempenho desejado e da complexidade do projeto do controlador. Os esquemas de controle utilizados neste projeto são: Controle Volts por Hertz Compensado (V/f), controle orientado a campo indireto (IFOC) e, controle de torque direto (DTC).

#### 3.1 Controle Volts por Hertz Compensado

O controle Volts por Hertz Compensado, ao contrário do controle V/f comum, é um controle em malha fechada. Para aumentar a eficiência do conversor, é utilizada a realimentação de corrente para determinar o comando de frequência elétrica. Assim, para o controle V/f em malha fechada, o torque eletromagnético pode ser aproximado por

$$T_e = K_{tv} (\omega_e - \omega_r). \quad (35)$$

Em que

$$K_{tv} = \frac{3 \frac{P}{2} L_M^2 r'_r V_b^2}{r'_r^2 (r'_s^2 + \omega_b^2 L_s^2)}. \quad (36)$$

No sistema de malha fechada, a frequência elétrica é então representada por

$$\omega_e = \frac{\omega_r^* \sqrt{\max(m, \omega_r^{*2} + x_{corr})}}{2}. \quad (37)$$

A função  $\max$  resulta no maior valor entre os dois valores comparados, sendo  $m = 0$  e  $X_{corr}$  é representado por

$$x_{corr} = \frac{3P(V_{qs}^* i_{qs}^* - 2r'_s I_s^2)}{K_{tv}}. \quad (38)$$

O controle resultante é ilustrado pela Fig. 7. No controle V/f em malha fechada, o fluxo do entreferro não vai a zero nos comandos de baixa velocidade e, o erro da velocidade é

reduzido drasticamente em toda a faixa de operação do inversor através do feedback de corrente.

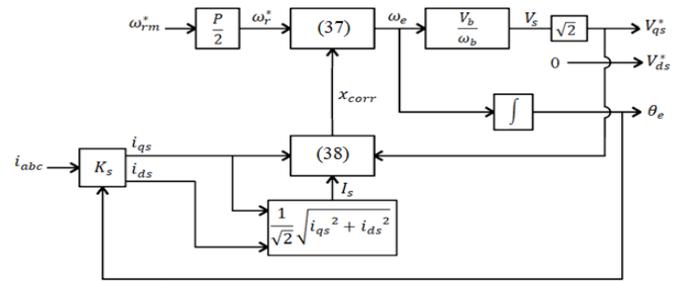


Fig. 7: Diagrama de Blocos da Unidade de Controle Volts por Hertz Compensada.

#### 3.2 Controle Orientado a Campo Indireto

O controle Orientado a Campo Indireto é mais sensível aos parâmetros do motor, mas não requer detecção das ligações de fluxo por meio de sensores de efeito hall, como em outros controles de campo. A frequência elétrica utilizada nesse controle é expressa por

$$\omega_e = \omega_r + \frac{r'_r i_{qs}^*}{L'_r i_{ds}^*}. \quad (39)$$

Outra relação utilizada no IFOC é o cálculo da corrente do eixo  $q$  em função dos parâmetros do motor através de

$$i_{qs}^* = \frac{T_e^*}{\frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_{M,est}}{L_{r,est}} \lambda_{dr}^*}. \quad (40)$$

Em que,  $L_{M,est}$  e  $L_{r,est}$  são os valores estimados da indutância mútua e da indutância do estator, respectivamente.  $\lambda_{dr}^*$  representa a ligação de fluxo do rotor no eixo  $d$ .

A corrente do eixo  $d$  é dada por

$$i_{ds}^* = \frac{\lambda_{dr}^*}{L_{M,est}}. \quad (41)$$

A Fig. 8 apresenta o diagrama de blocos do controle orientado a campo indireto.

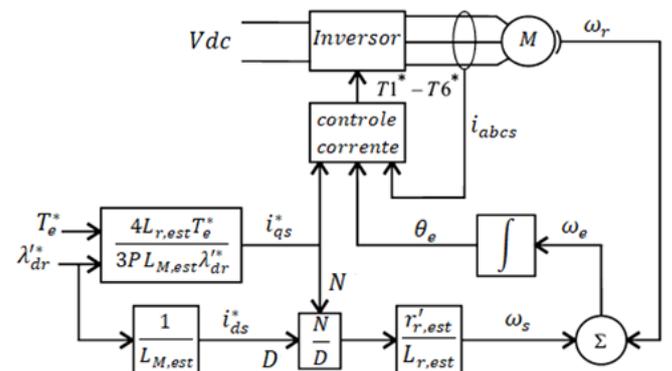


Fig. 8: Diagrama de Blocos do Controle Orientado a Campo Indireto.

3.3 Controle de Torque Direto

O controle de torque direto consiste em uma estimativa do fluxo e do torque do estator com base nas tensões e correntes medidas. A Fig. 9 ilustra o diagrama de blocos do acionamento de um motor de indução utilizando o controle de torque direto.

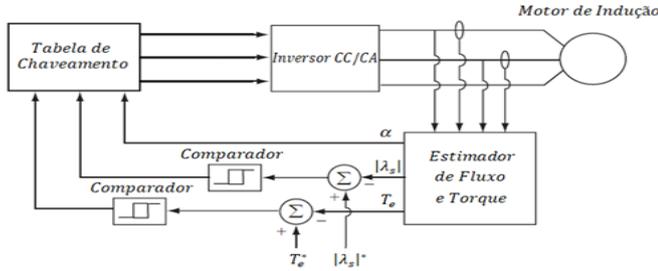


Fig. 9: Diagrama de Blocos da Estrutura de Controle de Torque Direto.

Os comparadores realizam a comparação da magnitude do fluxo do estator estimado e do torque eletromagnético com seus valores de referência. O controle conta com uma tabela de chaveamento que fornece os sinais ao inversor.

O vetor de fluxo espacial do inversor  $\lambda_s$  e os vetores de tensão de saída do inversor  $V_0$  até  $V_7$ , os quais correspondem cada um dos estados de chaveamento do inversor, são apresentados pela Fig. 10.

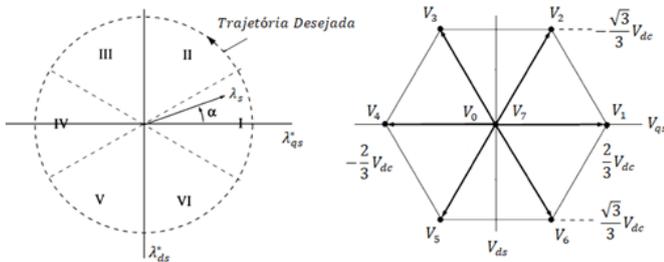


Fig. 10: Fluxo do Estator e Vetores de Tensão.

O DTC funciona assumindo arbitrariamente que em um determinado instante  $\lambda_s$  encontra-se no setor I e sua magnitude é menor que o comando de fluxo  $\lambda_s^*$ , o sistema de controle deve então selecionar o estado de chaveamento do inversor que aumenta a magnitude de  $\lambda_s$  e, se o torque eletromagnético for menor que o comando de torque, faz-se necessário avançar  $\lambda_s$  no sentido anti-horário para aumentar o torque.

4. RESULTADOS

O projeto foi modelado e simulado através do software *Simulink*. Primeiramente foi realizada a modelagem da fonte fotovoltaica com base nos dados técnicos de um módulo fotovoltaico de 215 (W), da marca americana *Soltech*. O modelo utilizado como referência foi o *ISTH-215-P*, cujos parâmetros estão representados na Tabela 1.

Tabela 1. Especificações do Módulo ISTH-215-P

Potência Máxima $P_{mpp}$	213,15 (W)
---------------------------	------------

Tensão Máxima $V_{mpp}$	29 (V)
Corrente Máxima $I_{mpp}$	7,35 (A)
Corrente de Curto Circuito $I_{sc}$	7,84 (A)
Tensão de Circuito Aberto $V_{oc}$	36,3 (V)
Número de Células $N_{cel}$	60
Coefficiente de Temperatura $K_i$	0,102 (%/°C)
Fator de Idealidade do Diodo $n$	0,98117
Energia do gap $E_g$	1,12
Resistência Shunt $R_{sh}$	313,3991 ( $\Omega$ )
Resistência Série $R_s$	0,39383 ( $\Omega$ )

Com base nessas especificações, realizou-se a modelagem aplicando (01) – (06), em que foi obtida a corrente de saída do módulo. Assim, utilizando uma fonte de corrente controlada, obteve-se a tensão de saída do módulo.

Com a simulação do modelo empregado, obteve-se as curvas P-V e I-V do módulo fotovoltaico, as quais são ilustradas pela Fig. 11.

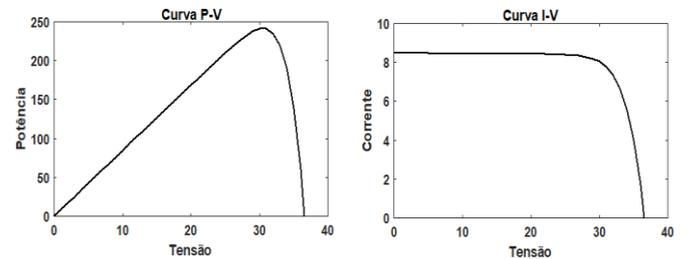


Fig. 11: Curvas P-V e I-V do Módulo Fotovoltaico.

Sabendo que o modelo do motor de indução utilizado no sistema é de 3 (HP), aproximadamente 2238 (W), com tensão nominal de 220 (V). O arranjo de módulos fotovoltaicos ficou disposto com 4 módulos em série e 3 módulos em paralelo. Assim, a potência máxima da fonte fotovoltaica é aproximadamente 2546 (W) com uma tensão máxima de 116,2 (V) e, corrente máxima de 21,92 (A).

O conversor boost é modelado utilizando como entrada a tensão gerada pela fonte fotovoltaica e, como saída foi definida a tensão na faixa de 250 (V). A frequência de chaveamento do conversor é de 10 kHz. Os valores dos componentes do circuito do conversor boost foram obtidos aplicando o modelo descrito por (W. HART, 2001), e são apresentados na Tabela 2.

Tabela 2. Parâmetros do Conversor Boost

$V_{in}$ (V)	$V_o$ (V)	$D$	$R$ ( $\Omega$ )	$L$ (mH)	$C$ ( $\mu F$ )
116,2	250	0,53	27,93	0,1615	200

Com base nesses parâmetros, a tensão de saída do conversor boost obtida através da simulação é ilustrada pela Fig. 12.

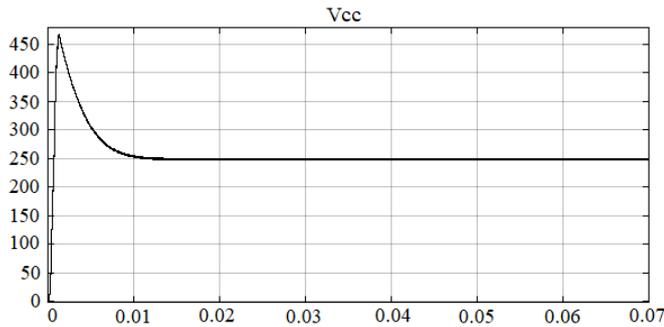


Fig. 12: Tensão de Saída do Conversor Boost.

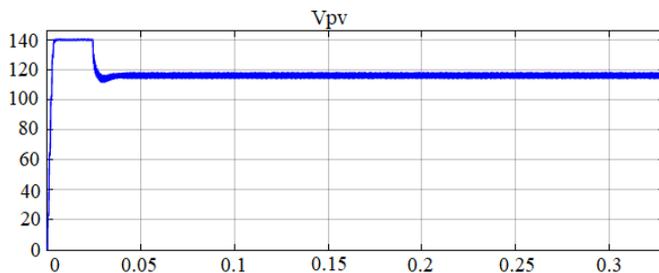
O controle empregado no conversor boost, mantém a tensão de entrada do conversor constante no valor de referência, o qual foi definido como  $V_{mpp}$ . Os valores dos ganhos dos compensadores da malha de controle do conversor são obtidos a partir de (7) e (8), os quais constam na Tabela 3.

Tabela 3. Ganhos dos Compensadores I e PI

Ganhos	Malha Interna (Corrente)	Malha Externa (Tensão)
Proporcional ( $K_p$ )	0	1,97
Integral ( $K_i$ )	85,9	5800

A saída do controle da malha externa, representa a corrente comandada do indutor. Já a saída do controle da malha interna, representa o ciclo de trabalho do conversor.

Através do controle de duas malhas, é possível controlar a tensão  $V_{pv}$  no valor de referência. A Fig. 13 ilustra o gráfico da tensão  $V_{pv}$  controlada pelo conversor boost em 116,2 (V).

Fig. 13: Tensão  $V_{pv}$  Controlada.

A próxima etapa consistiu na modelagem matemática da bateria através de (9) a (15). Os parâmetros utilizados para a modelagem estão contidos na Tabela 4.

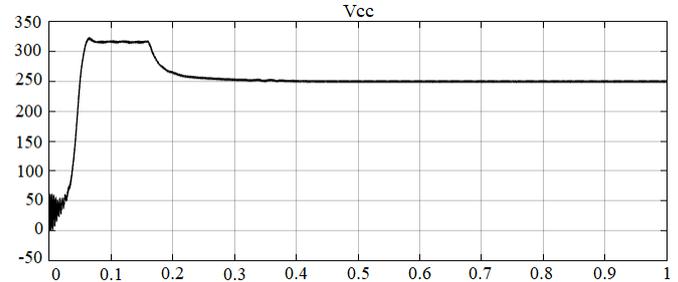
Tabela 4. Parâmetros do Modelo da Bateria

Capacidade da Bateria $Q$	31 (Ah)
Tensão Constante da Bateria $E_0$	26,0246 (V)
Constante de Polarização $K$	0,0059935 (V/Ah)
Amplitude da Zona Exponencial $A$	2,0154 (Ah)
Zona Exponencial Inversa $B$	2,0354 (Ah <sup>-1</sup> )
Resistência Interna $R$	0,008 $\Omega$
Estado de Carga Inicial SoC0	50%

Para realizar a conexão da bateria ao barramento CC e controlar a tensão do barramento em 250 (V), é necessário um conversor CC-CC bidirecional, o qual funcionará para carregar a bateria quando a geração exceder a demanda,

tanto quanto na descarga da bateria, quando a demanda for maior que a geração da fonte PV.

O controle do conversor bidirecional é realizado em duas malhas, os ganhos dos controladores PI foram obtidos a partir de (16) e (17). A tensão do barramento CC controlada é ilustrada pela Fig. 14.

Fig. 14: Tensão  $V_{cc}$  Controlada.

O barramento CC alimenta o inversor CC-CA, o qual alimenta e controla o motor de indução. O motor utilizado nas simulações, foi modelado no referencial arbitrário de Krause, utilizando (18) à (34).

O motor possui frequência elétrica de 60 (Hz), 4 polos e, os demais parâmetros do motor são apresentados na Tabela 5.

Tabela 5. Parâmetros da Máquina de Indução

Potência	3 (Hp)
Tensão Base $V_b$	220 (V)
Rotação $N$	1800 (rpm)
Torque de Carga $T_b$	11,9 (N.m)
Corrente Base $I_{abc}$	5,8 (A)
Resistência do Estator $r_s$	0,435 ( $\Omega$ )
Reatância do Estator $X_{ls}$	0,754 ( $\Omega$ )
Reatância Mútua $X_m$	26,13 ( $\Omega$ )
Reatância do Rotor $X_{lr}$	0,754 ( $\Omega$ )
Resistência do Rotor $R_r$	0,816 ( $\Omega$ )
Inércia do Rotor $J$	0,089 (Kg.m <sup>2</sup> )

A partir do modelo matemático deste motor, foram aplicadas as técnicas de controle digital no inversor trifásico com o intuito de controlar o motor. A primeira técnica utilizada na simulação foi o controle Volts por Hertz Compensado. Os sinais de saída produzidos pela malha de controle são os sinais utilizados no PWM de chaveamento do inversor.

O sinal fornecido pela malha de controle tem formato senoidal, o qual é comparado com uma onda portadora triangular de alta frequência para gerar os pulsos de disparo das chaves do inversor. Utilizando o controle V/f em malha fechada, os parâmetros de saída do motor são mostrados na Fig. 15.

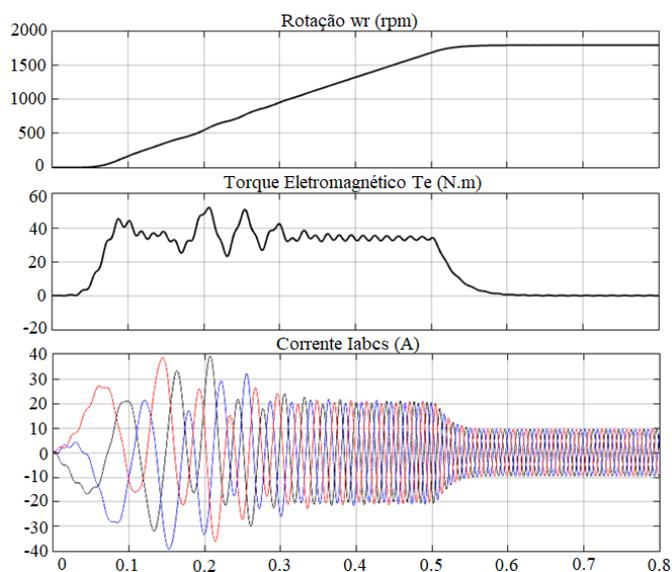


Fig. 15: Parâmetros do Motor Utilizando o Controle V/f.

O segundo controle empregado foi o IFOC. Essa técnica utiliza (39) à (41) para determinar a frequência elétrica e as correntes utilizadas no controle. A saída da malha de controle, assim como no controle V/f, são sinais de onda com formato senoidal, os quais são comparados com a mesma onda portadora, gerando assim, os pulsos de chaveamento do inversor. A Fig. 16 e a Fig. 17 apresentam os parâmetros do motor utilizando o controle IFOC.

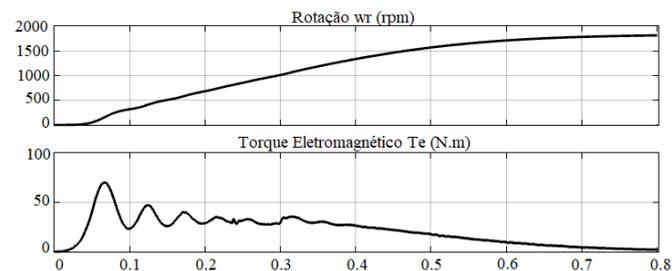


Fig. 16: Rotação e Torque do Motor Utilizando o IFOC.

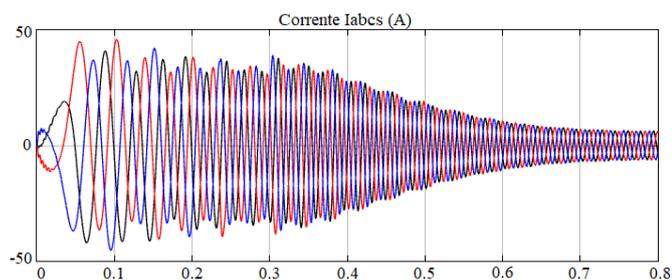


Fig. 17: Corrente do Motor Utilizando o IFOC.

A última técnica de controle digital aplicada no modelo do motor de indução, foi o Controle de Torque Direto. Esse controle realiza uma estimativa do torque e do fluxo do motor, a partir da corrente e da tensão no estator. Os pulsos de chaveamento do inversor são fornecidos pela tabela de chaveamento. Os parâmetros do motor sendo acionado através do DTC, são apresentados na Fig. 18.

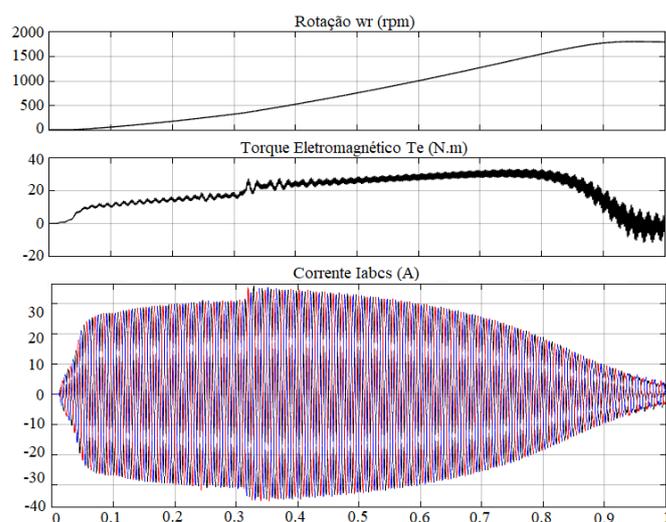


Fig. 18: Parâmetros do Motor Utilizando o DTC.

## 5. CONCLUSÕES

Observou-se que as técnicas de controle digital para acionamentos de motores de indução, apresentam diferentes performances nos parâmetros analisados, assim, pode-se definir qual técnica utilizar para uma aplicação específica, que requer, por exemplo, mais torque ou um tempo de aceleração reduzido.

As técnicas de controle possuem a vantagem de a velocidade de rotação do motor ser comandada, sendo assim, possibilita a operação do motor em uma velocidade desejada para a aplicação em que a técnica está empregada. Porém, nas simulações a escolha do comando de velocidade foi definida como a velocidade nominal do motor, para realizar as comparações com o modelo de referência.

Entre as três técnicas abordadas, o controle V/f foi o que apresentou o menor tempo para alcançar a velocidade comandada, enquanto o DTC foi o que apresentou o maior tempo. No entanto, o controle V/f apresentou maiores valores de torque durante a partida. A Tabela 6 apresenta os resultados obtidos a partir das simulações.

Tabela 6. Desempenho das Técnicas Simuladas

Técnica	Torque de Partida (N.m)	Tempo até velocidade nominal (s)	Corrente de Pico (A)
V/f	40	0.5	40
IFOC	30	0.8	48
DTC	20	0.9	35

Através dos parâmetros obtidos com cada uma das técnicas, mais análises podem ser realizadas a partir dos resultados obtidos, assim, pode-se definir qual a melhor técnica de controle empregada para cada aplicação desejada.

Assim, torna-se possível a simulação do comportamento de motores de indução em sistemas autônomos de estágio duplo, possibilitando a definição de qual técnica de controle melhor atende à necessidade demandada.