

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.

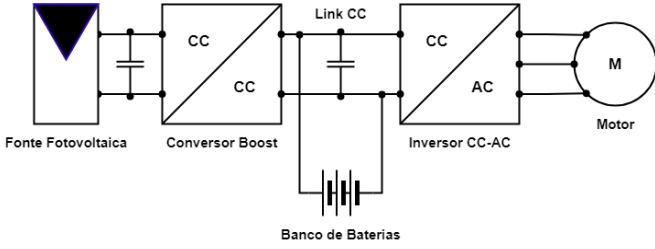


Fig. 1: Diagrama do sistema autônomo de estágio duplo proposto.

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 DUPLIO

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 .

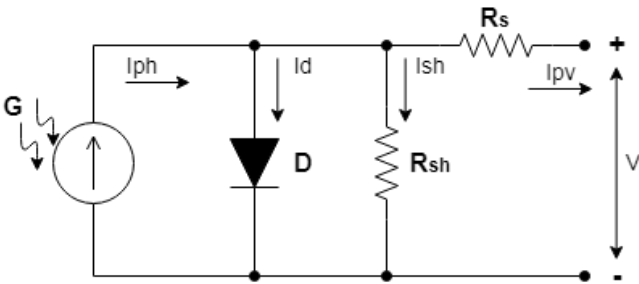


Fig. 2: Circuito Equivalente de Diodo Único para Fonte Fotovoltaica.

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

($1000W/m^2$ e $25C^\circ$). 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

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

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

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 ($q = 1,6 \times 10^{-19} C$) e k a constante de Boltzmann ($k = 1,38 \times 10^{-23} J/K$). A corrente I_{sat} varia com a temperatura e, é representada por

$$I_{sat} = I_{Rs} \left(\frac{T}{T_{ref}} \right)^3 \exp \left[\frac{qE_g}{nk} \left(\frac{1}{T_{ref}} - \frac{1}{T} \right) \right] \quad (5)$$

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

$$I_{Rs} = \frac{I_{sc}}{\exp \left(\frac{qV_{oc}}{N_{cel} kn T_{ref}} \right) - 1} \quad (6)$$

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.

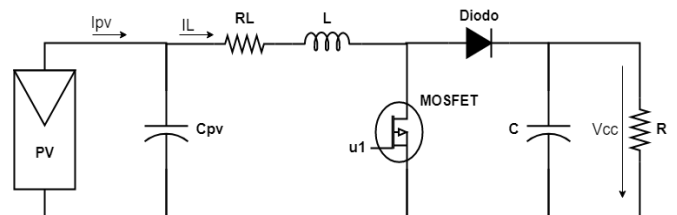


Fig. 3: Diagrama do conversor boost usado em aplicação fotovoltaica.

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.

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

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

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 $-V_{pv}/i_L$.

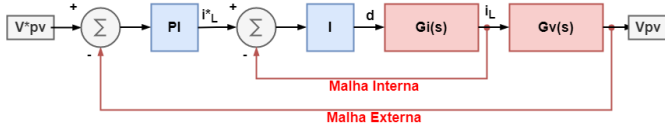


Fig. 4: Diagrama de Blocos da Estrutura de Controle do Conversor Boost.

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.

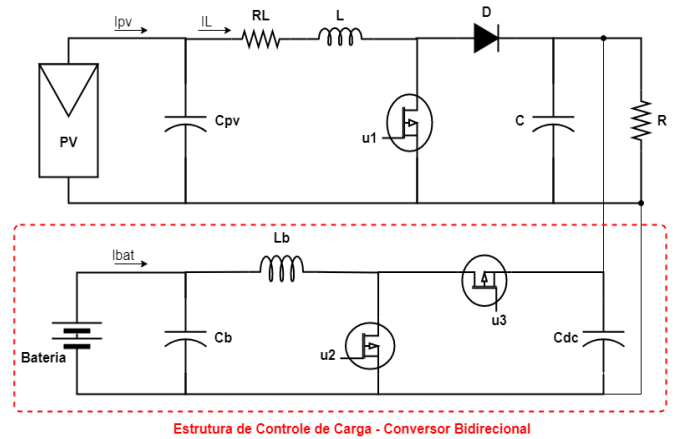


Fig. 5: Diagrama da Estrutura do Controle de Carga Através da Bateria.

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

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

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

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 sequencia

adequada para produzir a tensão trifásica na saída do inversor (Binshad et al, 2016).

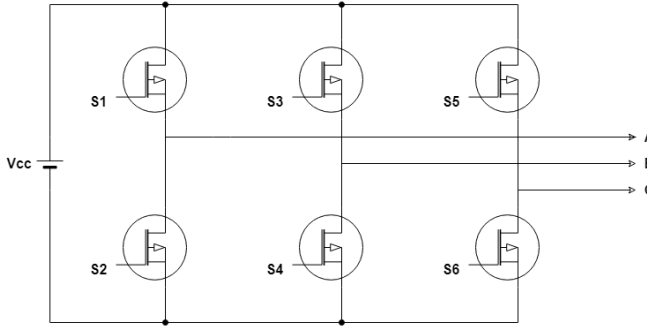


Fig. 6: Diagrama Esquemático do Inversor Trifásico.

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, ω a velocidade do referencial arbitrário, ω_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, ω_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 ψ_{mq} e ψ_{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

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

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 *Xcorr* 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.

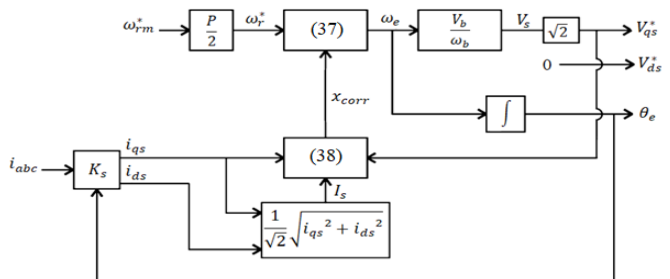


Fig. 7: Diagrama de Blocos da Unidade de Controle Volts por Hertz Compensada.

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

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

Em que, *L_{M,est}* e *L_{r,est}* são os valores estimados da indutância mútua e da indutância do estator, respectivamente. *λ_{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.

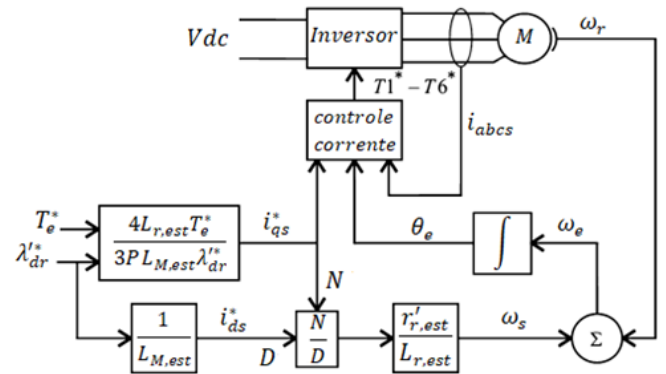


Fig. 8: Diagrama de Blocos do Controle Orientado a Campo Indireto.

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.

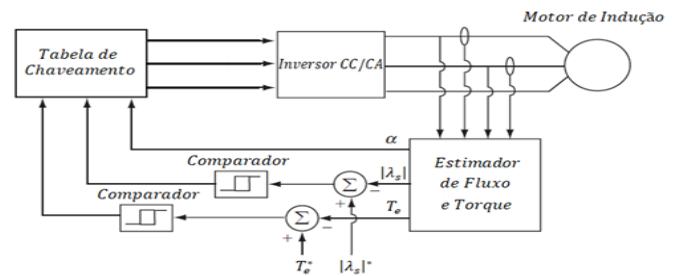


Fig. 9: Diagrama de Blocos da Estrutura de Controle de Torque Direto.

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 λ_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.

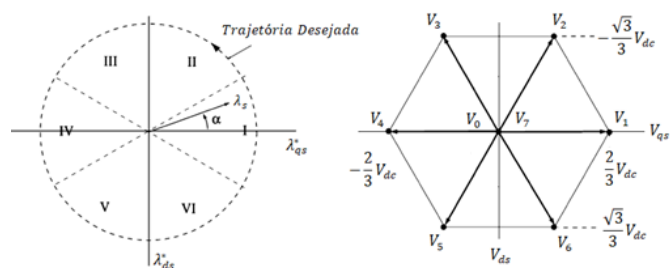


Fig. 10: Fluxo do Estator e Vetores de Tensão.

O DTC funciona assumindo arbitrariamente que em um determinado instante λ_s encontra-se no setor I e sua magnitude é menor que o comando de fluxo λ_s^* , o sistema de controle deve então selecionar o estado de chaveamento do inversor que aumenta a magnitude de λ_s e, se o torque eletromagnético for menor que o comando de torque, faz-se necessário avançar λ_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 (Ω)
Resistência Série R_s	0,39383 (Ω)

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.

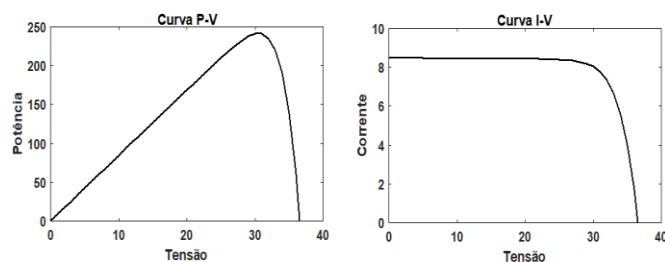


Fig. 11: Curvas P-V e I-V do Módulo Fotovoltaico.

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 (Ω)	L (mH)	C (μF)
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.

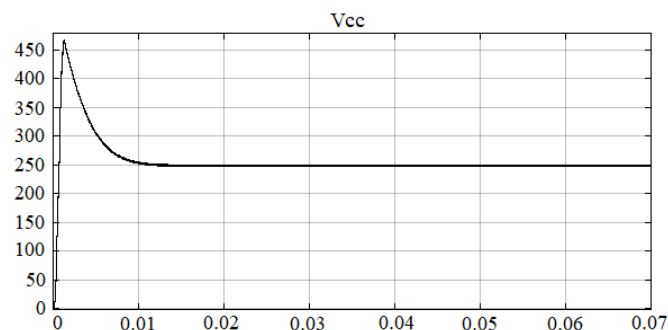


Fig. 12: Tensão de Saída do Conversor Boost.

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).

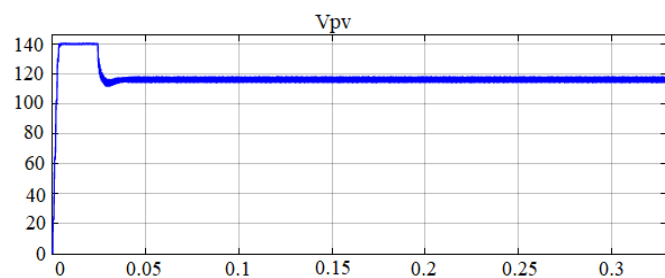


Fig. 13: Tensão V_{pv} Controlada.

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 ⁻¹)
Resistência Interna R	0,008 Ω
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.

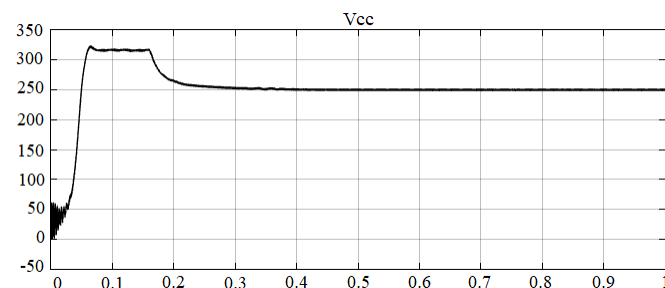


Fig. 14: Tensão V_{cc} Controlada.

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 (Ω)
Reatância do Estator X_{ls}	0,754 (Ω)
Reatância Mútua X_m	26,13 (Ω)
Reatância do Rotor X_{lr}	0,754 (Ω)
Resistência do Rotor R_r	0,816 (Ω)
Inércia do Rotor J	0,089 (Kg.m ²)

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.

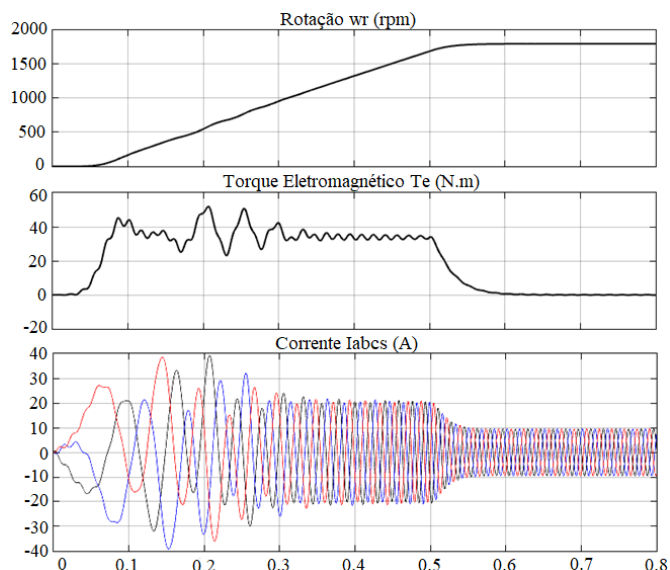


Fig. 15: Parâmetros do Motor Utilizando o Controle V/f.

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.

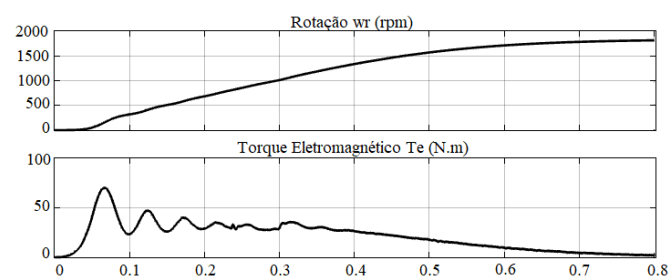


Fig. 16: Rotação e Torque do Motor Utilizando o IFOC.

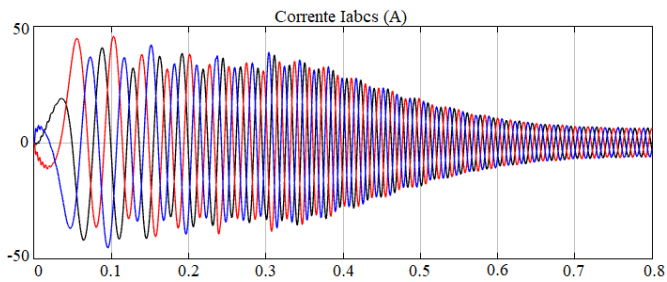


Fig. 17: Corrente do Motor Utilizando o IFOC.

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.

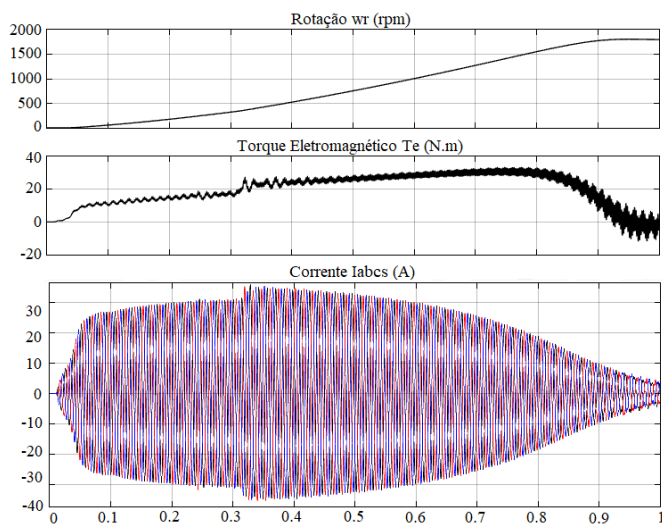


Fig. 18: Parâmetros do Motor Utilizando o DTC.

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.

REFERÊNCIAS

- Benaissa, M. O., Hadjeri, S., & Zidi, S. A. (2017). *Sizing modelling and simulation of PV generation system feeding a 6 MW induction motor dedicated to pumping applications*. 30, 161–176.
- Binshad, T. A., Vijayakumar, K., & Kaleeswari, M. (2016). PV based water pumping system for agricultural irrigation. *Frontiers in Energy*, 10(3), 319–328.
- Cui, Y., Zhu, J., Meng, F., Zoras, S., McKechnie, J., & Chu, J. (2020). Energy assessment and economic sensitivity analysis of a grid-connected photovoltaic system. *Renewable Energy*, 150, 101–115.
- Krause, P. C., Wasynczuk, O., & Sudhoff, S. D. (2010). Analysis of Electric Machinery and Drive Systems. In *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*.
- Linares-Flores, J., Guerrero-Castellanos, J. F., Lescas-Hernández, R., Hernández-Méndez, A., & Vázquez-Perales, R. (2019). Angular speed control of an induction motor via a solar powered boost converter-voltage source inverter combination. *Energy*, 166, 326–334.
- Mahmood, J. R., & Selman, N. H. (2016). Four matlab-simulink models of photovoltaic system. *International Journal of Energy and Environment*, 7(5), 417–426.
- Mirzaei, A., Forooghi, M., Ghadimi, A. A., Abolmasoumi, A. H., & Riahi, M. R. (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, 132–144.
- Potrykus, S., Kutt, F., Nieznanski, J., & Morales, F. J. F. (2020). Advanced lithium-ion battery model for power system performance analysis. *Energies*, 13(10), 1–15.
- Rebei, N., Hmidet, A., Gammoudi, R., & Hasnaoui, O. (2015). Implementation of photovoltaic water pumping system with MPPT controls. *Frontiers in Energy*, 9(2), 187–198.
- Talbi, B., Krim, F., Rekioua, T., Mekhilef, S., Laib, A., & Belaout, A. (2018). A high-performance control scheme for photovoltaic pumping system under sudden irradiance and load changes. *Solar Energy*, 159(November 2017), 353–368.
- W. HART, Daniel. *Electronica de Potencia*. Electronica, 2001.