

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

FERNANDO VELHO DUTRA

PROJETO DE DIPLOMAÇÃO

**PLATAFORMA DE ACIONAMENTO EM TEMPO REAL DE
MÁQUINAS DE INDUÇÃO TRIFÁSICAS E PENTAFÁSICAS**

Porto Alegre

2012

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

**PLATAFORMA DE ACIONAMENTO EM TEMPO REAL DE
MÁQUINAS DE INDUÇÃO TRIFÁSICAS E PENTAFÁSICAS**

Projeto de Diplomação apresentado ao
Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade
Federal do Rio Grande do Sul, como parte dos
requisitos para Graduação em Engenharia Elétrica.

ORIENTADOR: Prof. Dr. Luís Fernando Alves Pereira

Porto Alegre

2012

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

FERNANDO VELHO DUTRA

PLATAFORMA DE ACIONAMENTO EM TEMPO REAL DE MÁQUINAS DE INDUÇÃO TRIFÁSICAS E PENTAFÁSICAS

Este projeto foi julgado adequado para fazer jus aos créditos da Disciplina de “Projeto de Diplomação”, do Departamento de Engenharia Elétrica e aprovado em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora.

Orientador: _____

Prof. Dr. Luís Fernando Alves Pereira, UFRGS

Doutor pelo Instituto Tecnológico de Aeronáutica – São José
dos Campos, Brasil

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Luís Fernando Alves Pereira, UFRGS

Doutor pelo Instituto Tecnológico de Aeronáutica, ITA – São José dos Campos,
Brasil

Prof. Dr. Luís Alberto Pereira, UFRGS

Doutor pela Universität Kaiserslautern– Kaiserslautern, Alemanha

Prof. Dr. Sérgio Luís Haffner, UFRGS

Doutor pela Universidade Estadual de Campinas, UNICAMP – Campinas, Brasil

Porto Alegre, junho de 2012.

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho aos meus pais, José Ridan e Karin Maria, pelo amor e carinho, pelo exemplo de ética e caráter, pela liberdade de escolha e pelo apoio incondicional em todos os momentos de minha vida.

Dedico também este trabalho ao meu avô Fernando, pelo grande exemplo de vida e pelos inúmeros conselhos e ensinamentos que me passou. Estará para sempre presente em minha memória como um ídolo.

AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer a toda minha família pelo constante apoio, principalmente nos momentos difíceis, em especial a minha irmã Mariana e meus primos Lucas e João Vicente, que viveram comigo durante o tempo de faculdade.

A minha namorada e melhor amiga Fernanda, pelo companheirismo, paciência e carinho durante os anos que passamos juntos.

Aos meus colegas e amigos com os quais aprendi muito no decorrer do percurso acadêmico.

Em especial ao meu orientador, Luís Fernando A. Pereira, pela dedicação e seriedade, assim como pelos ensinamentos e lições passadas nos anos de orientação durante graduação.

Agradeço também ao professor Luís Alberto Pereira pela ajuda concedida, que foi de suma importância para a realização deste trabalho.

RESUMO

Uma plataforma de acionamento em tempo real genérica para máquinas de indução polifásicas é desenvolvida e implementada. Tal plataforma possibilita a utilização de técnicas variadas de controle para motores de indução de até cinco fases. Modelos em Simulink são utilizados para o desenvolvimento de tais estratégias de controle, que podem posteriormente ser diretamente embarcadas na placa dSPACE, a qual se compromete com a tarefa de executar os algoritmos em tempo real. Para propiciar um melhor desenvolvimento da plataforma, primeiramente é feita uma análise comparativa entre os motores de indução trifásico e pentafásico, seguida de uma breve dedução sobre a modelagem dinâmica desses motores. É feita uma descrição das principais técnicas de controle para tais máquinas, com ênfase no controle V/f e no controle por campo orientado. Um ambiente de simulação fiel à plataforma real é também desenvolvido e resultados obtidos com o mesmo para controle V/f e por campo orientado direto e indireto são ilustrados. Finalmente, resultados obtidos com a plataforma real e a simulada para a estratégia de controle V/f são comparados, demonstrando a validade do modelo matemático da plataforma.

Palavras-chaves: Matlab-Simulink, dSPACE, Tempo Real, Máquinas Polifásicas, Plataforma, Acionamentos de Motor de Indução.

ABSTRACT

A real-time generic drive platform for polyphase induction machines is developed and implemented. This platform provides means of implementing a variety of techniques to control induction machines of five phases or less. Simulink models are used to develop control strategies that posteriorly can be directly embedded in a dSPACE board, which undertakes with the task of executing the algorithms in real-time. To provide a better development of the platform, a comparative analysis between the three-phase and the five-phase induction motors is done, followed by a brief demonstration of the dynamic model of these motors. A description of the main control techniques for these machines, with emphasis in V/f control and Field Oriented control, is done. A simulation environment faithful to the real platform is also developed. Results obtained with it for V/f control, Direct and Indirect Field Oriented control are illustrated. Finally, the results obtained with the real and the simulated platform for V/f control are compared, demonstrating the validity of the mathematical model of the platform.

Keywords: Matlab-Simulink, dSPACE, Real-Time, Polyphase Machines, Induction Motor Drives.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	11
2	MÁQUINAS DE INDUÇÃO POLIFÁSICAS	13
2.1	Análise Comparativa Entre o MIT e o MIP.....	14
2.2	Modelagem Dinâmica do MIT.....	16
2.3	Modelagem Dinâmica do MIP.....	22
3	ESTRATÉGIAS DE CONTROLE	30
3.1	Controle Escalar	30
3.1.1	Controle V/F.....	30
3.2	Controle Vetorial	34
3.2.1	Controle Vetorial Direto	36
3.2.2	Controle Vetorial Indireto	37
4	PLATAFORMA DESENVOLVIDA	39
4.1	Implementação em <i>Hardware</i>	39
4.1.1	Placa dSPACE.....	40
4.1.2	Inversor Pentafásico	41
4.1.3	Placas de Interface.....	44
4.1.4	Motor de Indução Trifásico	44
4.1.5	Motor de Indução Pentafásico.....	45
4.2	Ambiente de Simulação.....	46
5	RESULTADOS OBTIDOS.....	51
5.1	Resultados de Simulação.....	51
5.1.1	Estratégia de Controle V/f em Malha Fechada Para o MIP.....	51
5.1.2	Estratégia de Controle <i>IFO</i> Para o MIP	52
5.1.3	Estratégia de Controle <i>DFO</i> Para o MIP	55
5.2	Comparação Entre Resultados Experimentais e Simulados com Controle V/f.....	56
6	CONCLUSÕES.....	59
6.1	Propostas Para Trabalhos Futuros	60
7	REFERÊNCIAS.....	61
A.	APÊNDICE	63

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Campo Girante em Máquina de Indução Trifásica	15
Figura 2 – Campo Girante em Máquina de Indução Pentafásica	16
Figura 3 – Enrolamentos concentrados do rotor e do estator de uma máquina bifásica	17
Figura 4 – Sobreposição dos eixos dq e abc	21
Figura 5 – Correntes pentafásicas transformadas para os eixos dq nos referenciais estacionário e síncrono	28
Figura 6 – Diagrama de blocos do modelo da máquina de indução pentafásica	29
Figura 7 – Relação entre tensão estatórica e frequência síncrona em p.u. para a estratégia de controle V/f	32
Figura 8 – Diagrama de blocos ilustrativo do controle V/f em malha fechada de um motor de indução	34
Figura 9 – Diagrama de blocos do controle por campo orientado direto	37
Figura 10 – Diagrama de blocos do controle por campo orientado indireto	38
Figura 11 – Diagrama de Blocos da Plataforma Construída	40
Figura 12 – Esquemático Simplificado do Inversor Pentafásico Utilizado na Plataforma	42
Figura 13 – <i>PWM</i> de <i>duty-cycle</i> variável modulado por senóide	43
Figura 14 – Senóide recuperada através da filtragem do sinal de saída do inversor	43
Figura 15 – Senóide recuperada pela filtragem da tensão de linha entre duas fases do inversor, defasadas de 120°	44
Figura 16 – Modelo do inversor pentafásico utilizado para simulação	48
Figura 17 – Controlador de corrente por histerese	50
Figura 18 – Resultado de simulação com controle de corrente por histerese	50
Figura 19 – Diagrama de blocos da simulação de controle V/f em malha fechada para o motor pentafásico	52
Figura 20 – Resultados de simulação para controle V/f em malha fechada	53
Figura 21 – Fluxo rotórico para controle V/f em malha fechada	54
Figura 22 – Implementação do bloco de controle da estratégia <i>IFO</i>	54
Figura 23 – Resultados de simulação para estratégia de controle <i>IFO</i>	55
Figura 24 – Resultados de simulação para a estratégia de controle <i>DFO</i>	57
Figura 25 – Resultados obtidos no ensaio com estratégia V/f em malha aberta simulado e real	58
Figura 26 – Detalhe da corrente de regime permanente para uma frequência de 10Hz na estratégia V/f	58
Figura A. 1 – Diagrama de blocos em Simulink para estratégias de controle com imposição de tensão	66
Figura A. 2 Diagrama de blocos em Simulink para estratégias de controle com imposição de corrente	66

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Características Nominais do Motor de Indução Trifásico	45
Tabela 2 – Parâmetros do Motor de Indução Trifásico	45
Tabela 3 – Características Nominais do Motor de Indução Pentafásico	46
Tabela 4 – Parâmetros do Motor de Indução Pentafásico	47
Tabela 5 – Parâmetros utilizados no modelo de simulação do inversor.....	48

1 INTRODUÇÃO

As máquinas de indução com rotor em gaiola de esquilo tornaram-se extremamente populares nas aplicações industriais devido à sua maior robustez e baixo custo. Isso fez com que as máquinas de corrente contínua, que têm um processo de fabricação mais caro e complexo e necessitam de manutenção frequente, caíssem em desuso, abrindo assim espaço as suas concorrentes assíncronas.

Do ponto de vista do controle de máquinas elétricas, as máquinas de corrente contínua apresentam uma grande facilidade em seu controle, com relação às máquinas assíncronas: elas possuem, inerentemente, o desacoplamento entre o fluxo magnético no entreferro e o torque eletromagnético. O mesmo não ocorre em máquinas assíncronas, pois em princípio o torque e o fluxo no entreferro estão acoplados eletricamente, dificultando a análise dinâmica e o controle de torque ou velocidade/posição.

Com o avanço da eletrônica de potência propiciando o desenvolvimento e progressivo barateamento dos conversores de frequência, juntamente com os avanços da eletrônica digital, foi possível utilizar as estratégias de controle conhecidas como “controle escalar” para comandar o comportamento das máquinas assíncronas. O controle escalar baseia-se na variação coordenada da frequência e da amplitude das correntes ou tensões impostas ao motor de indução (MI), tornando possível o uso do mesmo em aplicações de velocidade variável. No entanto, essas técnicas ainda apresentavam um pobre desempenho dinâmico, que não era suficiente em aplicações que exigiam um controle rápido de torque e velocidade, tais como manipuladores robóticos ou servo-atuadores. Apenas com o desenvolvimento de técnicas de controle avançadas, conhecidas como “controle vetorial”, os acionamentos AC puderam se tornar equivalentes aos acionamentos CC com relação à independência no controle de fluxo e torque, e superior a esses na sua performance dinâmica [1]. As técnicas de controle vetorial,

além de controlarem a magnitude e a frequência das correntes do MI, controlam também a sua fase, e por isso apresentam maior grau de complexidade em sua implementação.

Apesar de diversas aplicações industriais atuais tirarem proveito das técnicas de controle vetorial, a grande maioria delas utiliza apenas o motor de indução trifásico (MIT), deixando de se valer também das vantagens propiciadas pelo uso de máquinas com um maior número de fases. Um dos principais motivos pelo qual o MIT é até hoje a máquina mais utilizada em aplicações industriais é que três é o número de fases da rede de distribuição de energia. No entanto, em aplicações nas quais o motor é alimentado a partir de um inversor de frequência, o número de fases do motor não é fixo ao número de fases da rede, e pode-se obter vantagens ao utilizar-se uma máquina com um maior número de fases [2]. Nesse contexto, é importante notar que a utilização de máquinas de indução com mais de três fases traz uma série de vantagens em relação às trifásicas, e devem ser analisadas com maior interesse pelo mercado. As diversas vantagens da utilização de uma máquina pentafásica serão abordadas no decorrer deste trabalho.

Aliando as vantagens trazidas pela atual eletrônica de potência, pela atual eletrônica digital que permite executar algoritmos de alta complexidade em poucos milissegundos, e pelas técnicas de controle avançadas baseadas em modelos dinâmicos de máquinas polifásicas, este trabalho tem por objetivo desenvolver e implementar uma plataforma de acionamento genérica para máquinas assíncronas, de maneira a centralizar os benefícios anteriormente mencionados, trazidos pelo estado da arte da tecnologia de acionamento atual.

2 MÁQUINAS DE INDUÇÃO POLIFÁSICAS

A indústria em geral encontra-se em um grau de automatização elevado em seus processos de fabricação. Muitos desses processos envolvem a necessidade de geração de movimento, que é obtido, na grande maioria das vezes, através de uma máquina rotativa. A velocidade de rotação ω_m do rotor de um motor de indução é uma fração da velocidade síncrona do campo girante do estator e é dada por

$$\omega_m = \frac{\omega_r}{P/2} = \frac{2}{P} \omega_s (1 - s) = \frac{4\pi}{P} f_s (1 - s) \quad (2.1)$$

onde P é o número de polos, s é o escorregamento fracionário, ω_r é a velocidade elétrica do rotor e ω_s e f_s são a frequência síncrona do estator em rad/s e em Hertz, respectivamente. Desta maneira, nota-se que para variar a velocidade do motor deve-se variar o número de polos, a frequência ou o escorregamento.

O movimento relativo entre o fluxo do estator e os condutores do rotor induz tensões na frequência de escorregamento ω_{sl} , que é a diferença entre a velocidade elétrica ω_r do rotor e a velocidade síncrona ω_s . Em rad/s ela é dada por

$$\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r = s\omega_s \quad (2.2)$$

Para um motor com rotor curto-circuitado, como no caso do rotor em gaiola de esquilo, as correntes do rotor são determinadas pelo módulo das tensões induzidas e pela impedância apresentada pelo rotor na frequência de escorregamento [3].

Sendo a velocidade da carga igual a velocidade mecânica do rotor, o movimento de um motor é descrito por [8]:

$$T_e = T_L + J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m \quad (2.3)$$

onde

T_e é o torque eletromagnético (Nm),

T_L representa o torque da carga (Nm),

J representa o momento de inércia do motor e da carga (N/m^2) e

B representa o coeficiente de atrito viscoso ($Nm/rad/s$).

Como para qualquer sistema, o entendimento e a utilização correta das máquinas de indução em termos de engenharia exige uma modelagem matemática bem definida. O motor de indução é um sistema não-linear. Em aplicações em que não é necessário um controle de torque ou velocidade preciso, um modelo de regime permanente da máquina é suficiente. No entanto, as estratégias de controle avançadas devem levar em consideração o regime dinâmico do motor, avaliar as excursões de correntes, fluxos e o torque gerado, para poder assim atingir níveis de desempenho superiores.

2.1 ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE O MIT E O MIP

A partir do momento em que se é utilizado um inversor de frequência para a alimentação de uma máquina elétrica, o número de fases da mesma já não está mais fixo ao número de fases da rede. Conforme [2], uma máquina de indução com um maior número de fases possibilita a redução da amplitude e o aumento da frequência de torques pulsantes, a redução de correntes harmônicas, um aumento da corrente por fase sem a necessidade de um aumento na tensão de fase e a redução no nível de tensão do *link* CC. Além disso, foi mostrado por [4] que é possível produzir torque útil não apenas com a componente fundamental do fluxo de entreferro, mas também com suas harmônicas de maior ordem. Isso é decorrente do fato de que uma máquina de cinco fases com distribuição de campo aproximadamente retangular apresenta ganho de torque em relação às máquinas de três fases [4]. Não obstante, é de suma importância perceber que essas máquinas possuem maior robustez, uma vez que mesmo com a perda de uma das fases é possível manter o campo girante com uma amplitude aproximadamente constante, ao passo de que o campo em um MIT após a perda de uma das fases passa a ser próximo de um campo pulsante.

A Figura 1 mostra, em coordenadas polares, a comparação do campo girante normalizado em uma máquina trifásica em operação normal e em operação com a perda de uma das fases. Nota-se que com a perda de uma fase, a amplitude do campo passa a oscilar entre 1Wb e 0.33Wb, ou seja, há uma perda de amplitude de 67% em certos instantes e a operação do motor, principalmente em baixas velocidades e na partida, fica severamente dificultada. A Figura 2, mostra a mesma comparação com um MIP. Pode-se observar que nesse caso a perda máxima de amplitude no fluxo é de 40% e o motor opera com melhor desempenho do que no caso do motor trifásico.

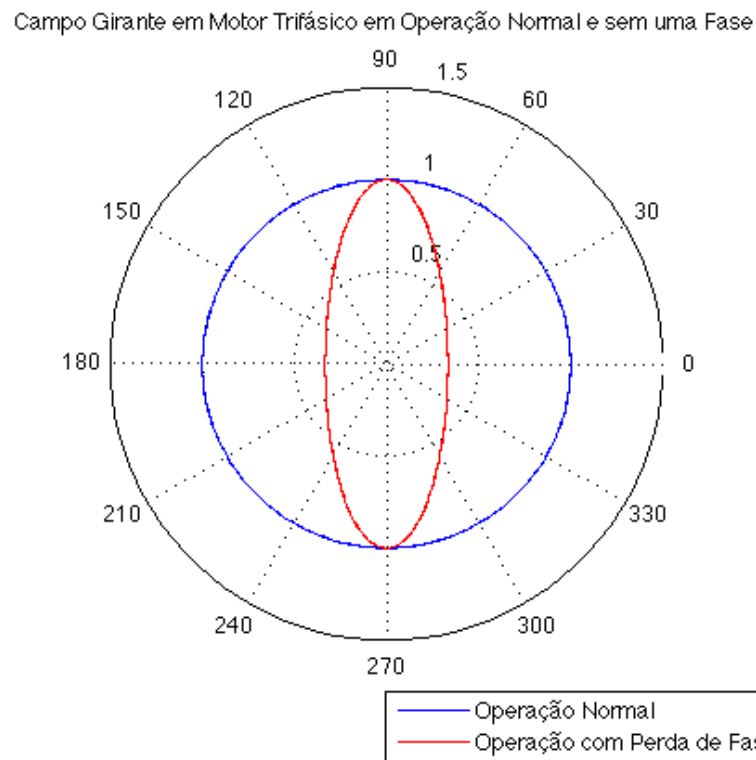


Figura 1 – Campo Girante em Máquina de Indução Trifásica

As seções subsequentes têm o objetivo de abordar brevemente a modelagem dinâmica de ambos os motores de indução trifásico (MIT) e pentafásico (MIP).

Campo Girante em Motor Pentafásico em Operação Normal e sem uma Fase

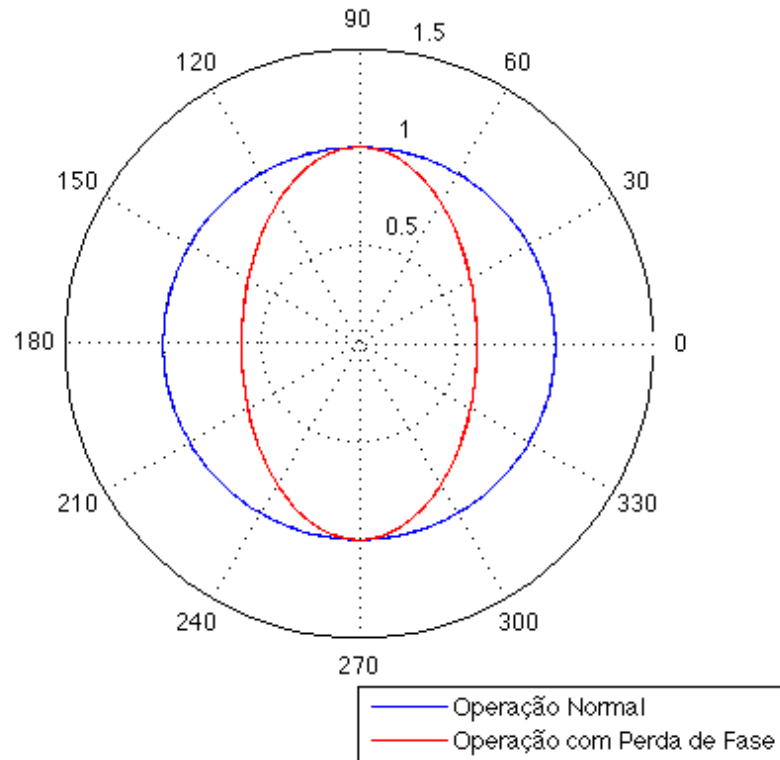


Figura 2 – Campo Girante em Máquina de Indução Pentafásica

2.2 MODELAGEM DINÂMICA DO MIT

O modelo de regime permanente do motor de indução não é adequado para avaliar o seu comportamento em regime transitório. Em aplicações nas quais ocorrem variações de carga e/ou de velocidade, é necessário conhecer o desempenho dinâmico da máquina para prever as excursões de correntes e de torque, e assim planejar adequadamente os conversores e as estratégias de controle a serem utilizados [1]. A modelagem dinâmica considera os efeitos de variações instantâneas nas tensões, correntes, frequência do estator e distúrbios de torque.

Para se entender o comportamento dinâmico do motor de indução, é conveniente primeiramente compreender o de uma máquina bifásica. A máquina bifásica possui modelagem mais simples que a trifásica e é suficiente para representar variáveis de uma máquina polifásica num plano a partir de transformações matemáticas que não causam perda

de informação. Com as variáveis da máquina bifásica calculadas, é possível realizar uma transformação de coordenadas para obter as variáveis em termos da máquina polifásica.

O estator da máquina bifásica é constituído de um par de bobinas fixadas em eixos defasados de 90° entre si, nomeadamente, o eixo direto e o eixo em quadratura (dq). Da mesma forma, o rotor é representado por duas bobinas localizadas nos eixos $\alpha\beta$, também defasados de 90° entre si, conforme mostra a Figura 3. É importante salientar que nesta análise são feitas algumas considerações:

- O entreferro é uniforme;
- Os enrolamentos do rotor (fictícios para rotor em gaiola) e do estator são balanceados, com distribuição senoidal de força magnetomotriz;
- As indutâncias mútuas variam senoidalmente com a posição do rotor;
- A saturação do fluxo e a variação dos parâmetros com a temperatura são desconsiderados;
- A componente de sequência zero das correntes é sempre nula – a equivalência posterior será feita para uma máquina trifásica conectada em “Y” sem neutro.

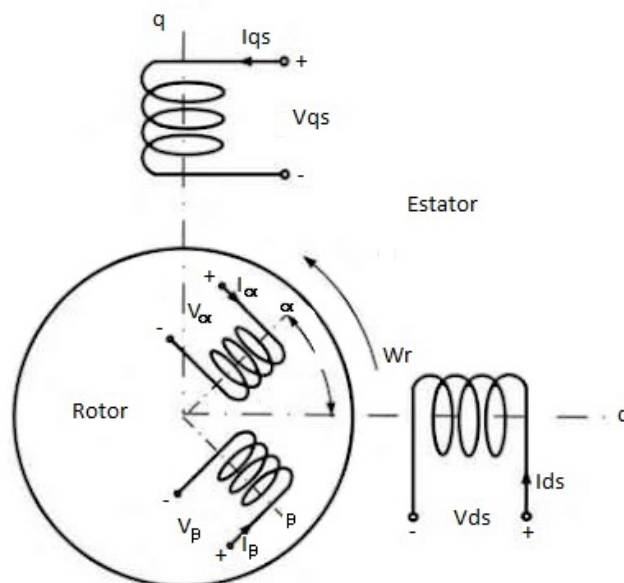


Figura 3 – Enrolamentos concentrados do rotor e do estator de uma máquina bifásica.
Fonte: [18]

A posição dos eixos dq do estator é fixa, ao passo de que os eixos $\alpha\beta$ do rotor giram com velocidade ω_r , formando um ângulo elétrico θ_r entre o eixo α e o eixo d . Com o rotor em movimento, as indutâncias mútuas entre rotor e estator não são constantes. No entanto, foi mostrado por [1] que é possível obter valores constantes de indutâncias mútuas fazendo a projeção dos eixos $\alpha\beta$ nos eixos dq , utilizando a transformação mostrada na equação 2.4, que é válida para correntes, tensões e fluxos.

$$\begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \sin(\theta_r) \\ \sin(\theta_r) & -\cos(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Desta forma, obtém-se a relação entre as tensões e correntes na máquina bifásica dada pela equação 2.5, onde

v_{qs} e v_{ds} são as tensões do estator nos eixos dq (V),

i_{qs} e i_{ds} são as correntes do estator nos eixos dq (A),

v_{qr} e v_{dr} , são as projeções das tensões do rotor nos eixos dq (V),

i_{qr} e i_{dr} são as projeções das correntes fictícias do rotor nos eixos dq (A),

R_s é a resistência do estator (Ω),

L_s é a indutância do estator (H),

L_{sr} é o valor de pico da indutância mútua entre o rotor e o estator (H),

L_r é a indutância própria por fase dos enrolamentos do rotor (H),

R_r é a resistência do rotor por fase (Ω),

$\dot{\theta}_r$ é a derivada da posição do rotor com relação ao tempo (rad),

p é o operador de derivação d/dt .

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ v_{qr} \\ v_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & 0 & L_{sr} p & 0 \\ 0 & R_s + L_s p & 0 & L_{sr} p \\ L_{sr} p & -L_{sr} \dot{\theta}_r & R_r + L_r p & -L_r \dot{\theta}_r \\ L_{sr} \dot{\theta}_r & L_{sr} p & L_r \dot{\theta}_r & R_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

As tensões e correntes do rotor passam a ser fictícias, pois são projeções das tensões e correntes reais do rotor nos eixos dq do estator. A equação 2.5 está numa forma em que o vetor de tensões é igual ao produto da matriz de impedâncias e o vetor de correntes. Nota-se que esse sistema é não linear, tornando-se linear em regime permanente, quando a velocidade elétrica do rotor é constante. As indutâncias da matriz de impedâncias passam a ser valores constantes [1].

Este modelo da máquina considera que os eixos dq são estacionários. No entanto, é possível observar o sistema a partir de um referencial que gira a uma velocidade arbitrária, sendo também possível obter casos particulares que facilitam a análise e o controle da máquina. Estes referenciais são chamados de eixos de referência arbitrários [1]. Uma simples matriz de transformação T_c dada pela equação 2.6, onde θ_c é o ângulo entre o eixo q do eixo de referência estacionário e o eixo q do arbitrário, realiza a tarefa de transpor as variáveis do referencial estacionário para o referencial móvel.

$$T^c = \begin{bmatrix} \cos(\theta_c) & \sin(\theta_c) \\ -\sin(\theta_c) & \cos(\theta_c) \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Desta forma, a relação entre as tensões e correntes da máquina passa a ser dada pela equação 2.7, onde ω_c é a velocidade de rotação do eixo de referência arbitrário, ω_r é a velocidade elétrica do rotor e o sobrescrito “c” denota que a variável é referente ao eixo de referência arbitrário.

$$\begin{bmatrix} v_{qs}^c \\ v_{ds}^c \\ v_{qr}^c \\ v_{dr}^c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & \omega_c L_s & L_{sr} p & \omega_c L_{sr} \\ -\omega_c L_s & R_s + L_s p & -\omega_c L_{sr} & L_{sr} p \\ L_{sr} p & (\omega_c - \omega_r) L_{sr} & R_{rr} + L_r p & (\omega_c - \omega_r) L_r \\ -(\omega_c - \omega_r) L_{sr} & L_{sr} p & -(\omega_c - \omega_r) L_r & R_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^c \\ i_{ds}^c \\ i_{qr}^c \\ i_{dr}^c \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

A equação 2.8 mostra a mesma relação de uma forma compacta

$$[V] = [R][i] + [L]p[i] + [G]\omega_r[i] + [F]\omega_c[i] \quad (2.8)$$

onde

$$[R] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$$[L] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_{sr} & 0 \\ 0 & R_s & 0 & L_{sr} \\ L_{sr} & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_{sr} & 0 & L_r \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

$$[G] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -L_{sr} & 0 & -L_r \\ -L_{sr} & 0 & L_r & 0 \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

$$[F] = \begin{bmatrix} 0 & L_s & 0 & L_{sr} \\ -L_s & 0 & -L_{sr} & 0 \\ 0 & L_{sr} & 0 & L_r \\ -L_{sr} & 0 & -L_r & 0 \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Multiplicando-se a equação 2.8 à esquerda por $[i]^T$ tem-se a potência de entrada na máquina. O torque eletromagnético T_e pode ser obtido através da relação entre a potência no entreferro, que é dada por $[i]^T [G] \omega_r [i]$, e a potência mecânica no eixo, P_m , que é dada pelo produto entre o torque eletromagnético e a velocidade angular mecânica do rotor [1]. Desconsiderando-se as perdas, tem-se:

$$P_m = T_e \omega_m = [i]^T [G] [i] \omega_r \quad (2.13)$$

Logo, T_e pode ser expresso pela equação 2.14. Nota-se que ele depende da relação entre a indutância mútua e a indutância do rotor e também das correntes e dos fluxos nos eixos d e q . A equação do torque é a mesma para qualquer dos eixos de referência [5].

$$T_e = \frac{3P}{2} L_{sr} (I_{qs}^c I_{dr}^c - I_{ds}^c I_{qr}^c) = \frac{3P}{2} \frac{L_{sr}}{L_{rr}} (I_{qs}^c \lambda_{dr}^c - I_{ds}^c \lambda_{qr}^c) \quad (2.14)$$

Tendo a modelagem da máquina bifásica definida, é necessário estabelecer uma equivalência entre os eixos dq e os eixos abc , para obter a representação do modelo matemático do MIT. Esta equivalência é feita com base na projeção de um sistema de eixos sobre o outro e na igualdade de força magnetomotriz produzida em ambas as máquinas com a

mesma amplitude de correntes [1]. A Figura 4 mostra os eixos dq e abc sobrepostos. Se os eixos a e q estiverem alinhados, a relação de transformação entre as variáveis de um sistema de coordenadas para o outro é dada por T_{abc}^s na equação 2.15, onde o sobrescrito s indica que a transformação é feita para o eixo de referência fixo do estator.

$$T_{abc}^s = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & -\sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

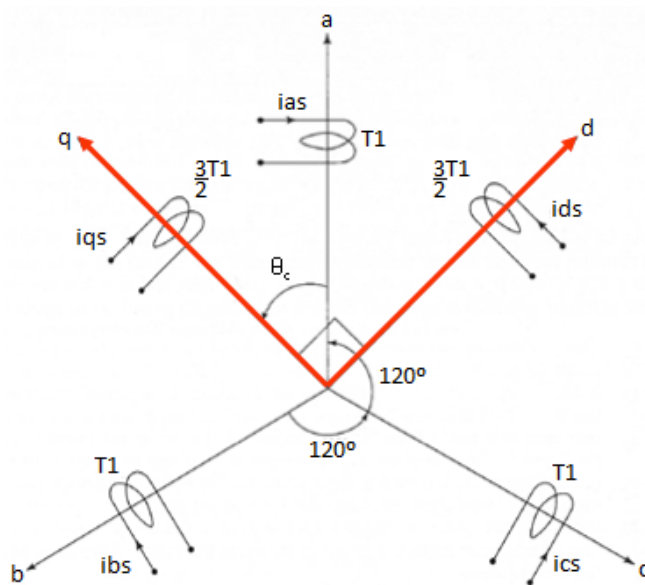


Figura 4 – Sobreposição dos eixos dq e abc
Fonte: [1]

É interessante, no entanto, ter essa relação para um referencial arbitrário, no qual não existe necessariamente qualquer alinhamento entre os eixos dq e abc . A relação entre as correntes dq e as correntes abc para um ângulo θ_c genérico é dada por:

$$i_{qd0}^c = \begin{bmatrix} [T^c]^{-1} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} [T_{abc}^s] [i_{abc}] = [T_{abc}^c] [i_{abc}] \quad (2.16)$$

onde $[0]$ é um vetor 1×2 nulo. Esta transformação também é válida para tensões e fluxos.

Substituindo ω_c por 0 na equação 2.7, tem-se as equações vistas do estator. Substituindo ω_c por ω_r na mesma equação tem-se as equações vistas do referencial rotórico.

Porém, substituindo ω_c por ω_s , a frequência síncrona, tem-se as equações vistas de um referencial que gira à velocidade síncrona. Esse referencial é particularmente importante do ponto de vista de controle, pois ele transforma as variáveis de entrada abc senoidais em sinais DC em regime permanente [1]. Esta abordagem facilita grandemente o desenvolvimento de controladores e por isso é largamente utilizada na implementação de estratégias de controle por campo orientado.

Em suma, a equação que relaciona as tensões e correntes no referencial síncrono é:

$$\begin{bmatrix} v_{qs}^e \\ v_{ds}^e \\ v_{qr}^e \\ v_{dr}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & \omega_e L_s & L_{sr} p & \omega_e L_{sr} \\ -\omega_e L_s & R_s + L_s p & -\omega_e L_{sr} & L_{sr} p \\ L_{sr} p & (\omega_e - \omega_r) L_{sr} & R_r + L_r p & (\omega_e - \omega_r) L_r \\ -(\omega_e - \omega_r) L_{sr} & L_{sr} p & -(\omega_e - \omega_r) L_r & R_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^e \\ i_{ds}^e \\ i_{qr}^e \\ i_{dr}^e \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

e a transformação dessas grandezas de volta para o eixo de coordenadas abc é dada por:

$$[T_{abc}^e] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e - 2\pi/3) & \cos(\theta_e + 2\pi/3) \\ \sin(\theta_e) & \sin(\theta_e - 2\pi/3) & \sin(\theta_e + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

2.3 MODELAGEM DINÂMICA DO MIP

A abordagem utilizada para a obtenção do modelo do motor trifásico a partir da máquina bifásica pode também se estender para o motor pentafásico, e a relação entre a componente fundamental da máquina bifásica e pentafásica estaria bem estabelecida. No entanto, foi mostrado por trabalhos como [2], [6] e [7] que o motor de indução tem seu comportamento fortemente influenciado pelo harmônico de terceira ordem. Dessa maneira, é conveniente, para que a resposta do modelo seja mais similar à do motor real, que seja incluído em seu modelo matemático a resposta gerada pela terceira harmônica.

Para realizar a modelagem dinâmica do MIP, algumas particularizações foram estabelecidas, a fim de obter o equacionamento do protótipo de laboratório, mas em geral, o método pode ser estendido para outros tipos de máquinas. O protótipo em questão é um motor

com rotor em gaiola de esquilo. Esse tipo de motor não possui enrolamentos no rotor. No entanto, para efeitos de modelagem, foi considerado, além de apenas um par de polos, um rotor com 22 fases, que é o número de barras do rotor por polo considerado. As equações das tensões para o estator e o rotor da máquina são:

$$[V_s] = [R_s][i_s] + [L_s] \frac{d[i_s]}{dt} + \frac{d\{[L_{sr}][i_r]\}}{dt} \quad (2.19)$$

$$[0] = [R_r][i_r] + [L_r] \frac{d[i_r]}{dt} + \frac{d\{[L_{rs}][i_s]\}}{dt} \quad (2.20)$$

onde

$[V_s]$ é o vetor de tensões de fase do estator (V),

$[i_s]$ é o vetor de correntes do estator (A),

$[i_r]$ é o vetor de correntes do rotor (A),

$[R_s]$ é a matriz de resistências do estator (Ω),

$[L_s]$ é a matriz de indutâncias do estator (H),

$[R_r]$ é a matriz de resistências do rotor (Ω),

$[L_{rs}]$ é a matriz de indutâncias mútuas entre rotor e estator (H) e

$[L_{sr}]$ é a matriz de indutâncias mútuas entre estator e rotor.

As matrizes de impedâncias são apresentadas na sequência abaixo. Um maior detalhamento de tais equações pode ser obtido em [5] e [6].

$$[R_s] = \text{diag}[R_s \ R_s \ R_s \ R_s \ R_s] \quad (2.21)$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & -R_r^b & 0 & \dots & 0 & -R_r^b \\ -R_r^b & R_r & -R_{rr}^b & \dots & 0 & 0 \\ 0 & -R_r^b & R_r & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & R_r & -R_r^b \\ -R_r^b & 0 & 0 & \dots & -R_r^b & R_r \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

$$[L_s] = \frac{L_s^h}{9} \begin{bmatrix} 9 & 2 & -6 & -6 & 2 \\ 2 & 9 & 2 & -6 & -6 \\ -6 & 2 & 9 & 2 & -6 \\ -6 & -6 & 2 & 9 & 2 \\ 2 & -6 & -6 & 2 & 9 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s^\delta & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_s^\delta & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_s^\delta & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_s^\delta & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_s^\delta \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

$$[L_r] = \frac{L_r^h}{14} \begin{bmatrix} 14 & -1 & -1 & \dots & -1 & -1 \\ -1 & 14 & -1 & \dots & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 14 & \dots & -1 & -1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ -1 & -1 & -1 & \dots & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & \dots & -1 & -1 \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

$$+ \begin{bmatrix} L_r^\delta & -L_r^{\delta b} & 0 & \dots & 0 & -L_r^{\delta b} \\ -L_r^{\delta b} & L_r^\delta & -L_r^{\delta b} & \dots & 0 & 0 \\ 0 & -L_r^{\delta b} & L_r^\delta & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & L_r^\delta & -L_r^{\delta b} \\ -L_r^{\delta b} & 0 & 0 & \dots & -L_r^{\delta b} & L_r^\delta \end{bmatrix}$$

$$[L_{rs}] = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\widehat{L}_{rs}^n}{2} e^{jn\phi} [S] + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\widehat{L}_{rs}^n}{2} e^{-jn\phi} [S]^* \quad (2.25)$$

$$[S] = \begin{bmatrix} 1 & e^{jn(-\varphi)} & e^{jn(-2\varphi)} & \dots & e^{jn(-4\varphi)} \\ e^{jn\varepsilon} & e^{jn(\varepsilon-\varphi)} & e^{jn(\varepsilon-2\varphi)} & \dots & e^{jn(\varepsilon-4\varphi)} \\ e^{jn\varepsilon 2} & e^{jn(2\varepsilon-\varphi)} & e^{jn(2\varepsilon-2\varphi)} & \dots & e^{jn(\varepsilon 2-4\varphi)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{jn14\varepsilon} & e^{jn(14\varepsilon-\varphi)} & e^{jn(14\varepsilon-2\varphi)} & \dots & e^{jn(14\varepsilon-4\varphi)} \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

$$[L_{sr}] = \{[L_{rs}]\}^{T*} \quad (2.27)$$

O torque eletromagnético na máquina pentafásica é dado por:

$$T_e = \frac{P}{4} [[i_s]^T \quad [i_r]^T]^* \cdot \frac{d}{d\phi} \begin{bmatrix} [L_s] & [L_{sr}] \\ [L_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r] \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

As equações de dinâmica da máquina são altamente acopladas e não permitem avaliar a influência de cada harmônico separadamente. No entanto, é possível realizar o desacoplamento pelas indutâncias próprias das fases à partir da realização de transformações de similaridade para as chamadas *componentes simétricas de valor instantâneo* [4]. Uma breve análise das equações das impedâncias da máquina permite ver que as matrizes $[R_s]$, $[L_s]$, $[R_r]$ e $[L_r]$ são reais, circulantes e simétricas. Desta forma, a partir da

transformação para componentes simétricas de valor instantâneo obtém-se novas matrizes de impedância, denominadas *impedâncias de seqüência*, que são matrizes diagonais – exceto as matrizes de indutâncias mútuas. Por consequência, o acoplamento entre as fases através dessas resistências e indutâncias é eliminado. As transformações aplicadas são descritas nas equações (2.29)-(2.33).

$$[V_s] = [P][\tilde{V}_s] \Leftrightarrow [\tilde{V}_s] = [P]^{-1}[V_s] \quad (2.29)$$

$$[I_s] = [P][\tilde{I}_s] \Leftrightarrow [\tilde{I}_s] = [P]^{-1}[I_s] \quad (2.30)$$

$$[I_r] = [Q][\tilde{I}_r] \Leftrightarrow [\tilde{I}_r] = [Q]^{-1}[I_r] \quad (2.31)$$

$$[P] = \frac{1}{\sqrt{5}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^{-1} & a^{-2} & a^{-3} & a^{-4} \\ 1 & a^{-2} & a^{-4} & a^{-6} & a^{-8} \\ 1 & a^{-3} & a^{-6} & a^{-9} & a^{-12} \\ 1 & a^{-4} & a^{-8} & a^{-12} & a^{-16} \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

$$[Q] = \frac{1}{\sqrt{15}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & b^{-1} & b^{-2} & b^{-3} & \dots & b^{-14} \\ 1 & b^{-2} & b^{-4} & b^{-6} & \dots & b^{-28} \\ 1 & b^{-3} & b^{-6} & b^{-9} & \dots & b^{-42} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & b^{-14} & b^{-28} & b^{-42} & \dots & b^{-196} \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

onde $a = e^{-j\frac{2\pi}{5}}$ e $b = e^{-j\frac{2\pi}{15}}$.

A aplicação das transformações descritas acima resulta em

$$[\tilde{V}_s] = [\tilde{R}_s][\tilde{i}_s] + [\tilde{L}_{ss}] \frac{d[\tilde{i}_s]}{dt} + \frac{d\{[\tilde{L}_{sr}][\tilde{i}_r]\}}{dt} \quad (2.34)$$

$$[0] = [\tilde{R}_r][\tilde{i}_r] + [\tilde{L}_r] \frac{d[\tilde{i}_r]}{dt} + \frac{d\{[\tilde{L}_{rs}][\tilde{i}_s]\}}{dt} \quad (2.35)$$

onde

$$[\tilde{R}_s] = [P]^{-1}[R_s][P] \quad (2.36)$$

$$[\tilde{L}_s] = [P]^{-1}[L_s][P] \quad (2.37)$$

$$[\tilde{L}_{sr}] = [P]^{-1}[L_{sr}][Q] \quad (2.38)$$

$$[\widetilde{R}_r] = [Q]^{-1}[R_r][Q] \quad (2.39)$$

$$[\widetilde{L}_r] = [Q]^{-1}[L_r][Q] \quad (2.40)$$

$$[\widetilde{L}_{rs}] = [Q]^{-1}[L_{rs}][P] = [\widetilde{L}_{sr}]^{T*} \quad (2.41)$$

As transformações de similaridade descritas acima simplificam a representação do sistema. Contudo, para as matrizes de indutâncias mútuas não se obtém matrizes diagonalizadas como resultado das transformações de similaridade aplicadas. Todavia, expandindo as matrizes de indutâncias mútuas por série de Fourier e considerando apenas os termos referentes ao primeiro e terceiro harmônicos – anulando os demais - tem-se também a diagonalização das matrizes de indutâncias mútuas $[L_{sr}]$ e $[L_{rs}]$, conforme mostrado por [4]. As transformações podem também ser aplicadas à descrição do comportamento dinâmico da parte mecânica da máquina, resultando em

$$T_e = \frac{P}{4} [\widetilde{i}_r]^{T*} \cdot \frac{d[\widetilde{L}_{rs}]}{d\phi} [\widetilde{i}_s] + \frac{P}{4} [\widetilde{i}_s]^{T*} \cdot \frac{d[\widetilde{L}_{sr}]}{d\phi} [\widetilde{i}_r] \quad (2.42)$$

Para facilitar a tarefa de controle do motor de indução utilizando estratégias de controle por campo orientado, convém utilizar variáveis que independam da posição do rotor. Tal tarefa é alcançada utilizando a transformação para componentes dq no referencial síncrono. Devido ao fato de ter-se considerado apenas as componentes de primeira e terceira harmônicas no modelo do MIP, a tarefa de transformar as variáveis pentafásicas em variáveis dq pode ser alcançada pela matriz de transformação T_{abcde}^e , que transforma as grandezas de primeiro e terceiro harmônicos para o referencial síncrono [7]:

$$T_{abcde}^e = \frac{2}{5} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_e - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_e + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_e + \frac{2\pi}{5}\right) \\ \sin(\theta_e) & \sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\theta_e - \frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\theta_e + \frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{5}\right) \\ \cos(3\theta_e) & \cos\left(3\left(\theta_e - \frac{2\pi}{5}\right)\right) & \cos\left(3\left(\theta_e - \frac{4\pi}{5}\right)\right) & \cos\left(3\left(\theta_e + \frac{4\pi}{5}\right)\right) & \cos\left(3\left(\theta_e + \frac{2\pi}{5}\right)\right) \\ \cos(3\theta_e) & \cos\left(3\left(\theta_e - \frac{2\pi}{5}\right)\right) & \cos\left(3\left(\theta_e - \frac{4\pi}{5}\right)\right) & \cos\left(3\left(\theta_e + \frac{4\pi}{5}\right)\right) & \cos\left(3\left(\theta_e + \frac{2\pi}{5}\right)\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

(2.43)

Cabe ressaltar que, caso o ângulo síncrono θ_e seja substituído por 0, obtém-se as variáveis nos eixos de referencial estático. Da mesma maneira, caso seja substituído por θ_r , obtém-se as variáveis nos eixos de referência do rotor. A Figura 5 mostra as correntes pentafásicas transformadas para o referencial estático e síncrono. Nela pode-se ver que as variáveis no referencial estacionário estão defasadas de 90° , e as variáveis no referencial síncrono tornam-se sinais DC em regime permanente.

O torque eletromagnético da máquina pode então ser descrito em termos das componentes dq :

$$T_e = P \cdot M_1 \cdot [\widehat{i}_{qs}^1 \cdot \widehat{i}_{dr}^1 - \widehat{i}_{ds}^1 \cdot \widehat{i}_{qr}^1] + 3 \cdot P \cdot M_3 \cdot [\widehat{i}_{qs}^3 \cdot \widehat{i}_{dr}^3 - \widehat{i}_{ds}^3 \cdot \widehat{i}_{qr}^3] \quad (2.44)$$

onde

$$M_1 = \frac{\sqrt{75}}{2} \widehat{L}_{rs}^1 \quad (2.45)$$

$$M_3 = \frac{\sqrt{75}}{2} \widehat{L}_{rs}^3 \quad (2.46)$$

\widehat{i}_{qs}^n é a corrente transformada do estator no eixo q para o harmônico de ordem n ,

\widehat{i}_{ds}^n é a corrente transformada do estator no eixo d para o harmônico de ordem n ,

\widehat{i}_{qr}^n é a corrente transformada do rotor no eixo q para o harmônico de ordem n ,

\widehat{i}_{dr}^n é a corrente transformada do rotor no eixo d para o harmônico de ordem n ,

e \widehat{L}_{rs}^n é o valor máximo de indutância mútua entre uma fase do estator e uma fase do rotor para o harmônico de ordem n .

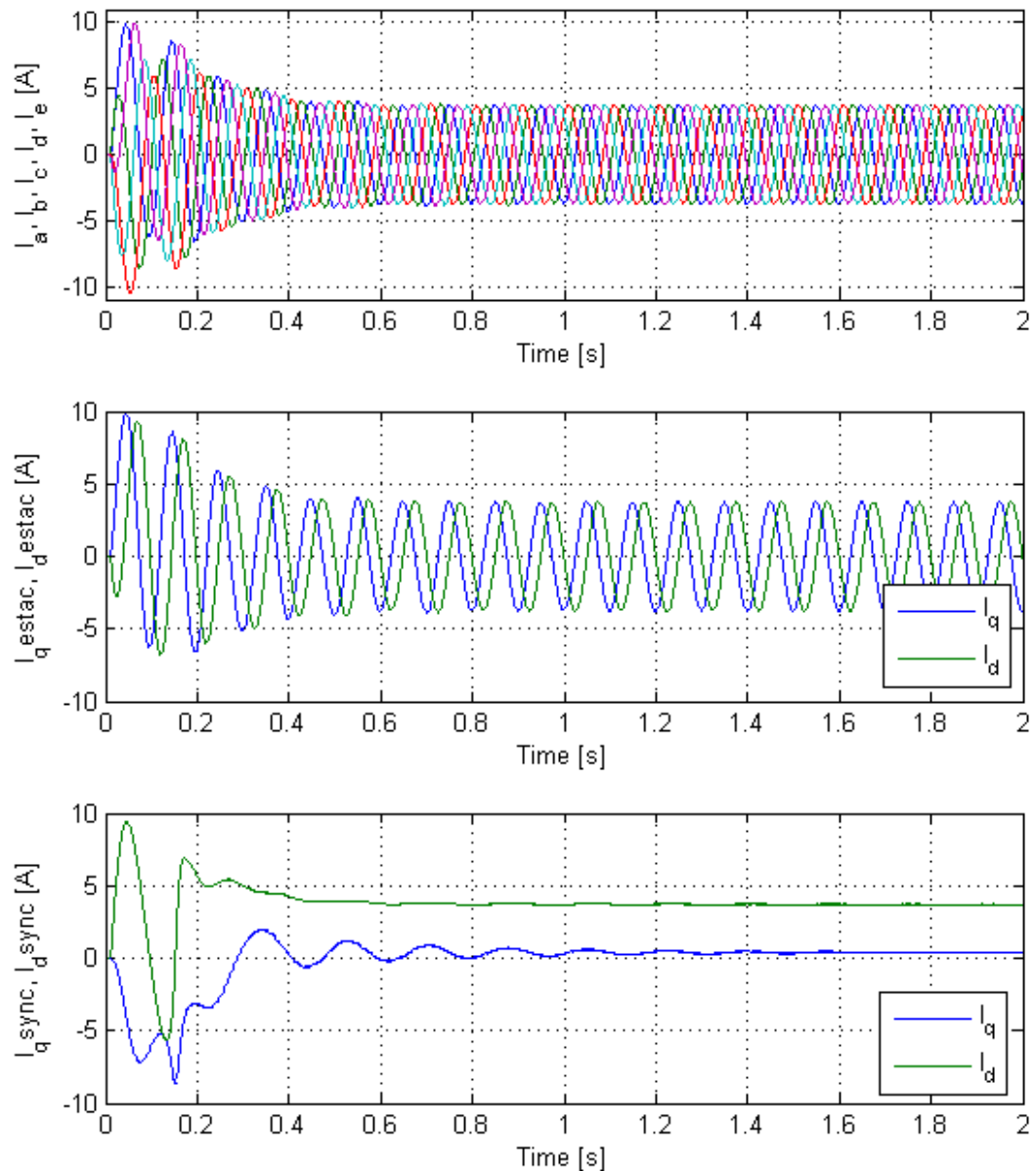


Figura 5 – Correntes pentafásicas transformadas para os eixos dq nos referenciais estacionário e síncrono

A sequência de operações necessárias para obtenção da representação do modelo dinâmico do motor em coordenadas dq , com desacoplamento entre as componentes de primeiro e terceiro harmônicos é ilustrada pela Figura 6. Esta representação usa como entradas as tensões estáticas e como saída as correntes estáticas, as correntes rotóricas e a velocidade angular mecânica do motor [4].

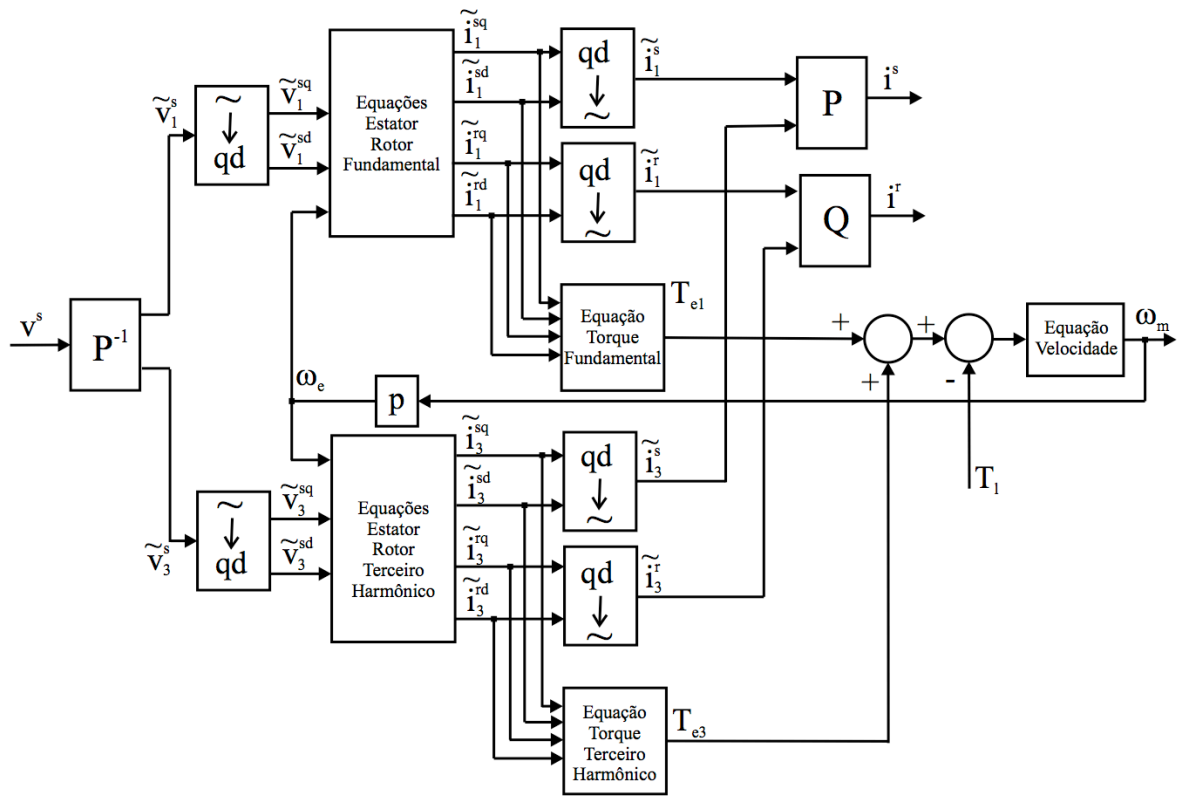


Figura 6 – Diagrama de blocos do modelo da máquina de indução pentafásica. Fonte [6]

3 ESTRATÉGIAS DE CONTROLE

Neste capítulo serão brevemente abordadas algumas técnicas de controle para motores de indução, sendo discutidas as principais modalidades de controle escalar e controle vetorial.

3.1 CONTROLE ESCALAR

As estratégias de controle escalar são aquelas que consistem em manipular a resposta do motor de indução com base na variação da amplitude e na frequência de variáveis da máquina, como tensões, correntes e fluxos. É aplicado quando não há necessidade de respostas rápidas a comandos de torque e velocidade e é particularmente interessante quando há conexão de múltiplos motores a um mesmo inversor [8]. Dentro deste contexto, diversos métodos foram desenvolvidos, tais como o método de **frequência de escorregamento constante**, que consiste em manter a frequência de escorregamento ω_{sl} constante variando o escorregamento para diferentes velocidades do rotor, o método de **fluxo no entreferro constante**, que visa a imposição de uma corrente de magnetização constante para obter fluxo constante e assim impor uma relação (não-linear) entre torque e frequência de escorregamento, e o método **V/f constante**, que consiste em manter uma relação constante entre a frequência e a tensão do estator [1]. Este último método é largamente utilizado em diversas aplicações devido à sua simplicidade e será abordado mais detalhadamente a seguir.

3.1.1 CONTROLE V/F

O controle V/f é uma estratégia de controle escalar que consiste em regular a velocidade do motor de indução variando a velocidade síncrona da máquina. Este método é largamente utilizado em acionamentos de baixa complexidade e pode ser implementado tanto em malha aberta quanto em malha fechada. Em malha aberta assume-se que o motor irá grosseiramente seguir a velocidade síncrona, sendo aceitável o erro de velocidade resultante

do escorregamento do motor. Já em malha fechada, onde a resposta de velocidade é um fator de interesse de projeto, tais erros são compensados pela atuação de controladores que regulam a velocidade de escorregamento do motor a fim de seguir determinada referência [9].

Assumindo que a queda de tensão na resistência do estator de um motor de indução para uma entrada senoidal é desprezível, em regime permanente tem-se

$$V_s \cong j\omega\lambda_s \quad (3.1)$$

onde V_s é a tensão de fase do estator e λ_s é o fluxo no entreferro. Dessa maneira, conclui-se que o fluxo é inversamente proporcional à frequência e diretamente proporcional à tensão estatórica.

Quando o motor opera sob tensão, frequência e torque nominais, obviamente o fluxo é também mantido em seu valor nominal em regime permanente. Para reduzir a velocidade, deve-se reduzir a frequência síncrona. No entanto, para que o fluxo não sature e seja mantido aproximadamente constante em seu valor nominal, deve-se também reduzir a tensão aplicada ao estator. A região de operação abaixo da frequência nominal é chamada de **região de operação normal**. Para velocidades acima da velocidade nominal, deve-se aumentar o valor da velocidade síncrona. Entretanto, não deve-se aplicar ao motor tensões de amplitude acima de seu valor nominal, pois tal ação pode danificar a isolação dos enrolamentos [1]. Deve-se então manter a tensão em seu valor nominal, sendo o fluxo enfraquecido pelo aumento da frequência. O motor opera então na **região de enfraquecimento de campo**, onde o torque que pode ser fornecido pela máquina está abaixo de seu valor nominal.

Na estratégia descrita acima, a queda de tensão na resistência do estator é desconsiderada. No entanto, quando a frequência, e conseqüentemente a tensão, são baixas, a queda de tensão na resistência estatórica não é mais desprezível, devendo ser compensada. Essa compensação pode ser feita mantendo-se um valor mínimo de tensão abaixo de

determinada frequência f_0 . A relação entre tensão e frequência aplicadas ao motor pode então ser resumida pela Figura 7.

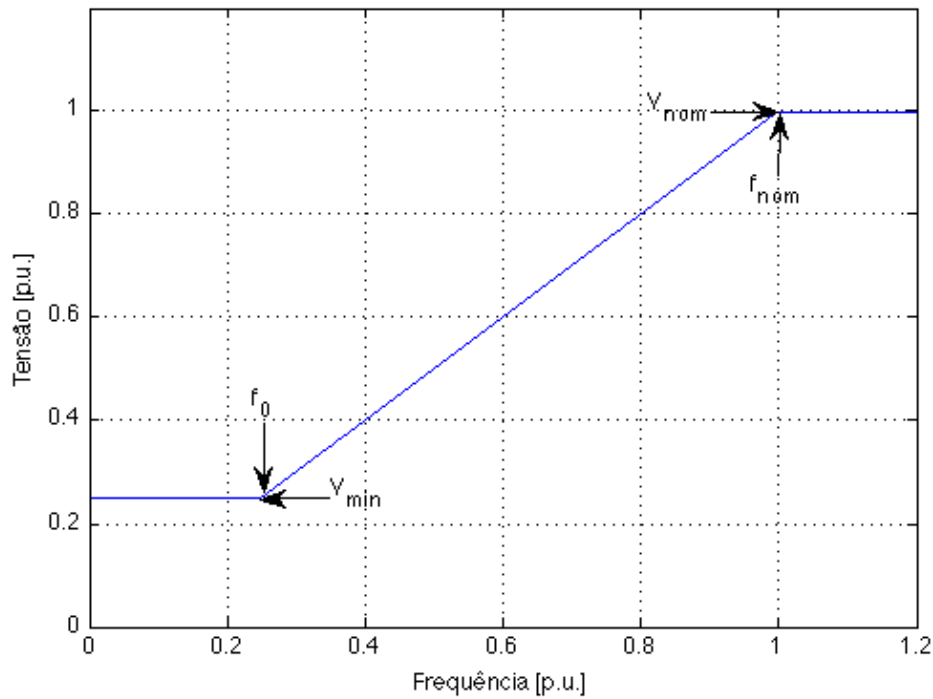


Figura 7 – Relação entre tensão estatórica e frequência síncrona em p.u. para a estratégia de controle V/f

Em aplicações em que a acurácia na resposta de velocidade não é um requisito, tais como sistemas de aquecimento, ventilação e ar condicionado, o controle pode ser feito em malha aberta [9]. Dessa maneira, não é necessária a utilização de sensores de velocidade, e o controle consiste apenas na imposição de uma relação V/f similar à dada na Figura 7 ao motor. No capítulo 4 será mostrado como pode ser feita tal imposição através da utilização de um conversor de frequência (inversor) cujos sinais de acionamento são obtidos através da comparação de uma senóide modulante com uma onda triangular de alta frequência.

Um aspecto importante a ser considerado na implementação da estratégia V/f é a alteração da velocidade do motor durante a operação. A transição brusca entre frequências, contendo descontinuidades, faz com que o fluxo no entreferro mude de direção rapidamente, causando vibrações excessivas na máquina. Isso foi constatado em testes de laboratório. Para

solucionar tal problema, pode se utilizar uma variação suave de frequência, como a de um sinal do tipo *chirp*. Um sinal *chirp* linear é aquele em que a frequência varia linearmente ao longo do tempo. Supondo uma frequência instantânea dada pela função

$$f(t) = f_0 + kt \quad (3.2)$$

em que f_0 é a frequência inicial e k é a taxa de variação da mesma, a função correspondente no domínio do tempo para um sinal *chirp* linear senoidal é

$$x(t) = \sin\left(2\pi \int_0^t f(t') dt'\right) = \sin\left(2\pi \int_0^t (f_0 + kt') dt'\right) = \sin\left(2\pi \left(f_0 + \frac{k}{2}t\right)t\right) \quad (3.3)$$

A definição da constante k limitará a aceleração da máquina. Utilizar esta abordagem permite variar a frequência do motor de maneira suave, também sendo útil para reduzir o valor de correntes transitórias.

O controle V/f em malha fechada pode ser implementado conforme mostra a Figura 8. Neste caso é necessário um transdutor de velocidade, aumentando o custo do projeto. A velocidade do rotor é medida e comparada a um valor de referência. O erro é então tratado por um controlador do tipo PI com limitador, que atuará no sentido de anular a diferença entre o sinal de referência e o sinal medido, gerando então um sinal de referência para a velocidade de escorregamento ω_{sl} . Tal sinal é então somado da própria velocidade angular do rotor, resultando na frequência síncrona que deve ser imposta ao motor. O bloco “Controle V/f + Inversor” encarrega-se de gerar, a partir da referência de frequência síncrona, as formas de onda de tensão que impõem a relação V/f ao motor.

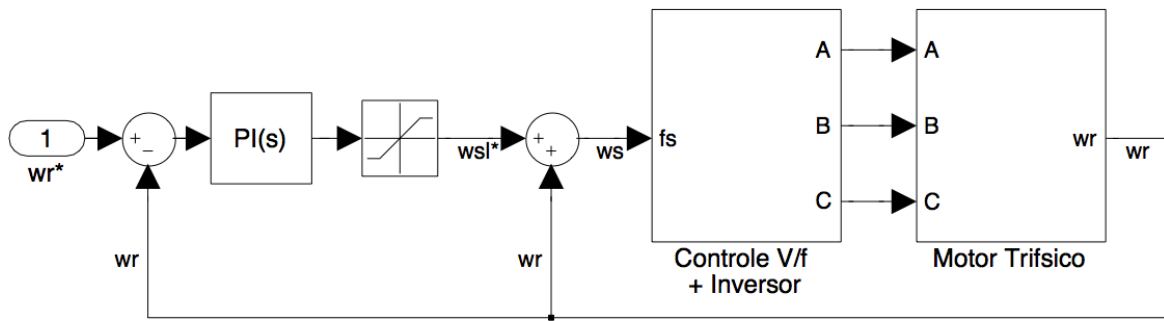


Figura 8 – Diagrama de blocos ilustrativo do controle V/f em malha fechada de um motor de indução

3.2 CONTROLE VETORIAL

O controle vetorial, ou controle por campo orientado, tem por objetivo controlar separadamente o fluxo e o torque do motor de indução. A ação do comutador de uma máquina *DC* em manter um ângulo espacial ortogonal fixo entre o fluxo e a força magnetomotriz de armadura é emulada no motor de indução por meios da orientação da corrente estatórica com relação ao fluxo do rotor, assim obtendo desacoplamento entre fluxo e torque [10]. Mantendo então o fluxo constante, é possível realizar controle instantâneo e linear de torque [1]. A grande diferença desta modalidade de controle para o controle escalar é que se faz não apenas a imposição das amplitudes das variáveis do motor (tensões, correntes, fluxos), mas também a das fases das mesmas.

O algoritmo do controle vetorial consiste basicamente na obtenção da posição do fluxo rotórico θ_f e o posterior cálculo dos valores de referência de corrente i_q e i_d a serem impostos a partir dos valores de torque e fluxo requeridos. O ângulo θ_f é obtido em coordenadas estacionárias, e assim as correntes estatóricas podem ser transformadas para coordenadas dq em referencial síncrono utilizando a transformação abaixo para o MIT [1]. Para o MIP a transformação é similar e foi abordada em capítulo anterior.

$$\begin{bmatrix} i_{qs}^e \\ i_{ds}^e \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_f) & \cos(\theta_f - 2\pi/3) & \cos(\theta_f + 2\pi/3) \\ \sin(\theta_f) & \sin(\theta_f - 2\pi/3) & \sin(\theta_f + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Conforme foi mostrado no capítulo 2, o torque eletromagnético T_e pode ser dado por

$$T_e = K \cdot (I_{qs}^c \cdot \lambda_{dr}^c - I_{ds}^c \cdot \lambda_{qr}^c) \quad (3.5)$$

onde K é uma constante de proporcionalidade.

Seja i_f a componente de corrente responsável pela geração do fluxo rotórico e i_T a responsável pela geração de torque, 90° adiantada com relação à anterior. Se i_f estiver alinhada com o eixo d , $\lambda_{qr}^c = 0$, e então

$$T_e = K \cdot i_f \cdot i_T \quad (3.6)$$

O torque torna-se proporcional à i_T se o fluxo for constante e estiver alinhado com o eixo d . Esta abordagem é a chave para o controle vetorial. A ideia de fazer o campo ser constante e proporcional à i_f e o torque ser proporcional à i_T completa a equivalência com o motor de corrente contínua. No entanto, a maneira pela qual θ_f é obtido indica a modalidade de campo orientado. Dentro desse contexto, pode-se dividir o controle vetorial em duas modalidades: direto (*direct field-oriented – DFO*) e indireto (*indirect field-oriented – IFO*). O *DFO* obtém θ_f através da medição ou estimação do fluxo do rotor. É necessária a realimentação desta grandeza, utilizando sensores de efeito Hall para a medição da mesma ou fazendo a implementação de um estimador de fluxo a partir das tensões, correntes e velocidade do motor. Por outro lado, o *IFO* consiste em medir a posição do rotor θ_r e calcular o ângulo de escorregamento θ_{sl} entre o campo magnético do rotor e do estator a partir das equações do motor de indução, adicionando posteriormente esses dois ângulos para obtenção da velocidade síncrona das variáveis do estator [5].

A utilização do *IFO* é predominante devido à maior simplicidade em sua implementação e à facilidade de operação do motor próximo a velocidade zero, onde a medição ou estimação do fluxo é dificultada [10]. No entanto, o cálculo do escorregamento

depende fortemente de parâmetros do motor que variam com a temperatura, e sua variação pode causar desvios entre os valores de torque e fluxo reais com relação aos valores de comando [1]. As seções subsequentes dão maior detalhamento aos algoritmos de controle vetorial direto e indireto.

3.2.1 CONTROLE VETORIAL DIRETO

A Figura 9 mostra em diagrama de blocos a implementação do algoritmo de *DFO*. A referência de corrente I_{qs}^* responsável pelo torque da máquina é obtida através de um controlador de velocidade que gera o comando de torque. A referência de corrente de fluxo I_{ds}^* é obtida de um regulador de fluxo. O comando de fluxo normalmente é fixado em seu valor nominal para velocidades abaixo da nominal. Para velocidades acima da nominal, tal grandeza deve ter um perfil de decaimento proporcionando ao motor a possibilidade de operar na zona de enfraquecimento de campo com potência constante. O fluxo do rotor é obtido em eixos dq estacionários a partir dos valores de correntes e tensões polifásicas e velocidade do rotor. Tais valores de fluxo dq são então utilizados juntamente com a frequência do rotor para obter o valor da frequência síncrona, e assim poder realizar a transformação das correntes dq em referencial síncrono para as correntes no referencial abc . Tais correntes são então sintetizadas a partir de um controle de corrente, que pode ser do tipo *PWM*, histerese ou *Space Vector Modulation (SVM)*.

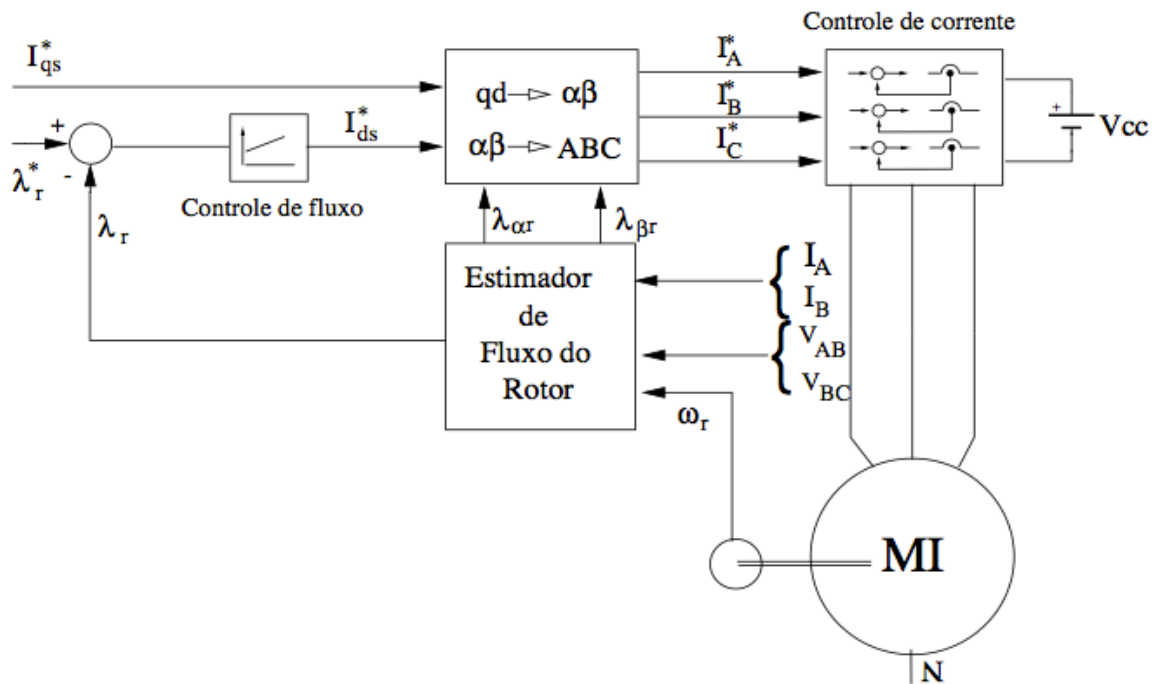


Figura 9 – Diagrama de blocos do controle por campo orientado direto. Fonte: [8]

3.2.2 CONTROLE VETORIAL INDIRETO

Conforme já mencionado, o *IFO* obtém a posição do fluxo do rotor através da soma do ângulo de escorregamento θ_{sl} , calculado a partir dos comandos de torque e fluxo, com a posição do rotor θ_r . Em regime permanente isso corresponde a estabelecer um valor específico de escorregamento que divide corretamente a corrente estatórica nas desejadas correntes de magnetização e de torque. O *IFO* não possui problemas inerentes à baixas velocidades e é por isso preferido na maioria dos sistemas que devem operar próximo à velocidade zero [10].

Conforme mostrado por [1], se a componente de campo da corrente estatórica for alinhada com o eixo d , tem-se

$$i_f = \frac{1}{L_m} \cdot (1 + T_r p) \cdot \lambda_r \quad (3.7)$$

onde $T_r = L_r/R_r$. Similarmente, fazendo com que a componente da corrente estatórica responsável pelo torque esteja alinhada com o eixo q , tem-se

$$\omega_{sl} = \frac{L_m \cdot i_T}{T_r \cdot \lambda_r} \quad (3.8)$$

A equação 3.7 mostra que em regime permanente o fluxo é proporcional a corrente i_f . Dessa forma, a equação 3.8 mostra que é possível variar linearmente a velocidade de escorregamento caso o fluxo seja mantido constante. Com essas informações, pode-se descobrir o ângulo de campo e implementar a estratégia de controle vetorial indireto. A Figura 10 mostra em diagrama de blocos a implementação do algoritmo do *IFO*.

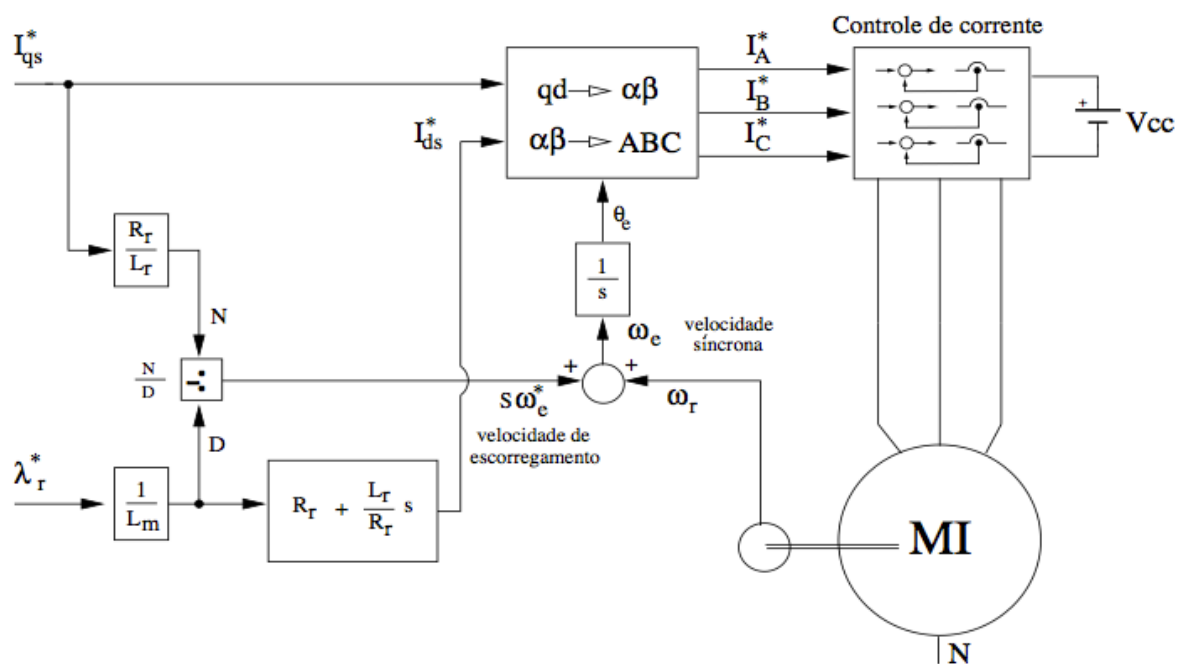


Figura 10 – Diagrama de blocos do controle por campo orientado indireto. Fonte: [5]

4 PLATAFORMA DESENVOLVIDA

4.1 IMPLEMENTAÇÃO EM *HARDWARE*

A Figura 11 mostra em diagrama de blocos a plataforma desenvolvida. Um computador com o *software* MATLAB/Simulink é equipado com uma placa dSPACE, que se comunica com o cliente via barramento *PCI*. Essa placa, por sua vez, tem uma extensão de seus terminais para um painel de conectores do mesmo fabricante. As saídas *PWM* do painel de conectores são utilizadas para acionar os *drivers* de um inversor pentafásico fabricado pela CP Eletrônica. As saídas do inversor são então utilizadas para impor tensão às fases de um motor.

A medição das correntes de fase é feita através de transdutores de corrente instalados no inversor. Os sinais de saída de tais transdutores passam por um circuito condicionador na placa de interface, composto por um filtro *anti-aliasing*, e então são direcionados ao painel de conectores, que provê conexão com os conversores A/D da placa dSPACE. A digitalização de até quatro sinais de corrente é feita simultaneamente e, para o caso do motor pentafásico, a corrente remanescente é calculada através dos demais sinais medidos, pois o motor é conectado em estrela sem neutro. A medição de velocidade é feita por um *encoder* rotacional incremental da marca Hohner, de 1024 pulsos por rotação, ligado diretamente ao painel de conectores da dSPACE. Finalmente, os sinais de medição digitalizados são utilizados nos algoritmos de controle, fechando as malhas de realimentação.

As seções subsequentes dão maior detalhamento aos componentes utilizados.

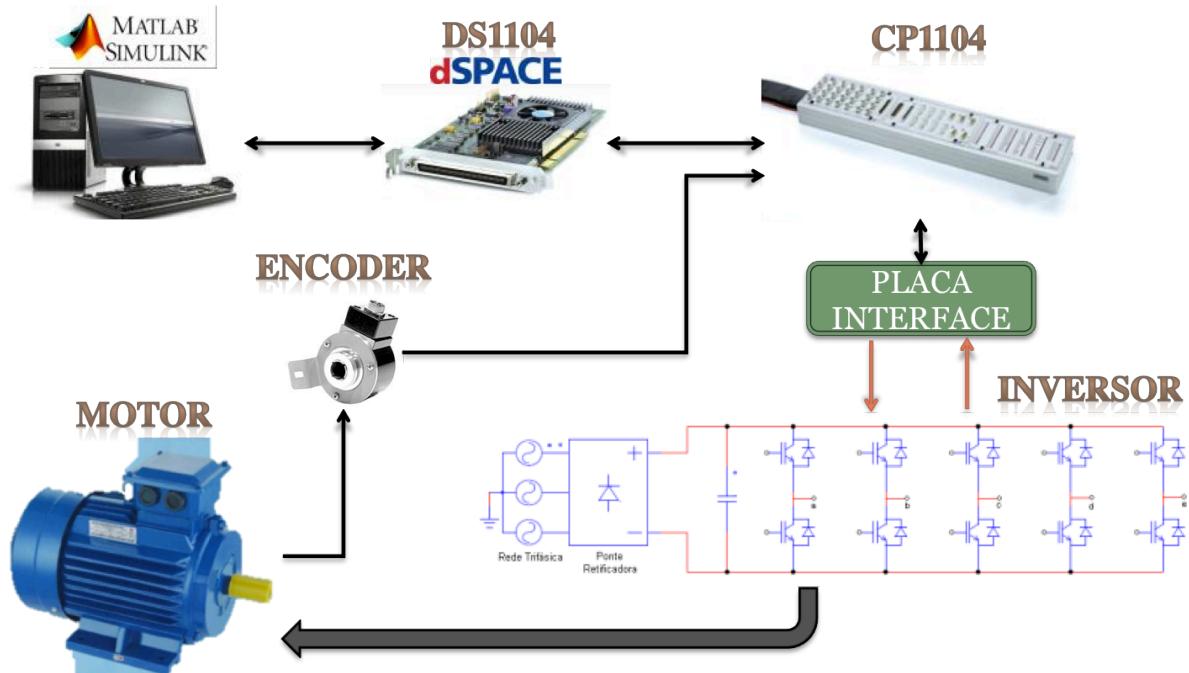


Figura 11 – Diagrama de Blocos da Plataforma Construída

4.1.1 PLACA dSPACE

A placa dSPACE funciona como uma interface entre o ambiente de simulação MATLAB/Simulink com o *hardware* externo. Utilizando a ferramenta de geração de código RTW (Real Time Workshop) do MATLAB, é possível embarcar automaticamente nessa placa algoritmos computacionais complexos, que têm seu tempo de execução bem definido e gerenciado por um sistema operacional de tempo real. É importante notar que todo o processo de geração, compilação e *download* do código gerado pelo MATLAB para a placa é feito de maneira transparente ao usuário, não sendo necessários conhecimentos avançados de sistemas de tempo real ou de sistemas operacionais. Além disso, o *software* ControlDesk, do mesmo fabricante da dSPACE, permite a implementação de interfaces gráficas de controle/monitoramento do sistema em questão diretamente pelo *PC*. A comunicação PC/dSPACE é feita por um barramento PCI, e variáveis do Simulink podem ser monitoradas e alteradas durante tempo de execução.

O modelo da placa utilizado neste trabalho é o DS1104. Esta placa é constituída de um bloco *Master* PowerPC e outro *Slave DSP*. Este último provê ao sistema diversos recursos que não consomem processamento da *CPU*. A placa DS1104 é utilizada em conjunto com o painel de conectores modelo CP1104 que facilita a interface com os demais elementos do *setup*.

As funcionalidades periféricas da placa utilizadas nesse projeto foram:

- Dez saídas *PWM* para acionamento dos *IGBTs*;
- Uma interface de encoder para medição de velocidade;
- Quatro conversores A/D paralelos de 12 bits.

Os sinais PWM foram utilizados no modo simétrico, que, segundo [9], geram menos harmônicos na corrente e na tensão de saída. A frequência de *PWM* utilizada foi de 22kHz . Os conversores A/D operaram paralelamente, à uma taxa de 10kHz .

4.1.2 INVERSOR PENTAFÁSICO

O inversor utilizado na plataforma de acionamento foi fabricado pela empresa CP Eletrônica e tem a topologia dada pela Figura 12. Este inversor possui cinco fases, cada uma composta por 2 *IGBTs* e dois diodos que promovem o caminho de volta para a corrente, servindo também como proteção. O acionamento dos *IGBTs* se dá pela aplicação de sinais lógicos de $\pm 15\text{V}$ a um *driver* da marca Semikron. Este *driver* é responsável por realizar o chaveamento dos transistores de potência, encarregando-se também de exercer proteção para que não ocorra acionamento simultâneo de dois *IGBTs* de uma mesma fase, o que acarretaria em um curto circuito no *link CC*. Os transdutores de corrente instalados no inversor são da marca LEM modelo LA 100-P, e possibilitam a medição das correntes de cada fase.

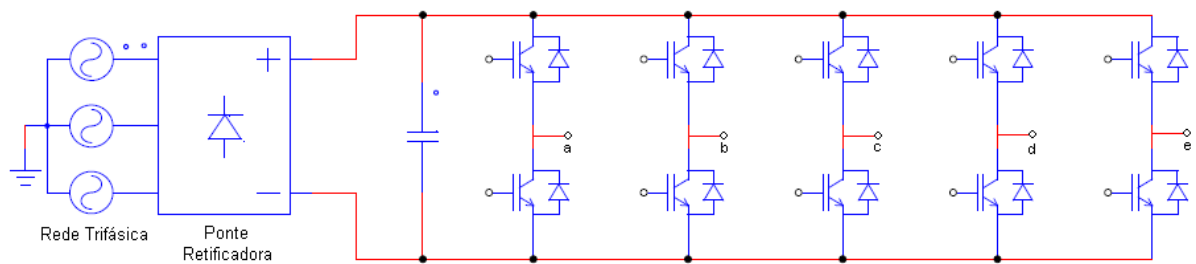


Figura 12 – Esquemático Simplificado do Inversor Pentafásico Utilizado na Plataforma

Uma análise mais detalhada do comportamento do inversor pode ser feita a partir da utilização de apenas duas fases do mesmo. Devido a sua topologia, pode-se apenas ter o controle da tensão no ponto central de cada braço do inversor, sendo que este ponto deverá assumir valores instantâneos de $+150V$ ou $-150V$, conforme o acionamento dos *IGBTs*, pois o *link CC* é de aproximadamente $300V$. É possível, no entanto, a partir da variação do *duty-cycle* do *PWM* de cada fase, fazer com que a componente de frequência fundamental da saída do inversor siga uma dada referência. Conforme já mencionado anteriormente, a *slave DSP* da placa *dSPACE* possui 10 canais *PWM* que podem ter seu *duty-cycle* controlado por um sinal criado em Simulink. A Figura 13 mostra um sinal *PWM* gerado pela *DSP* juntamente com o sinal senoidal aplicado ao *duty-cycle*. Utilizando uma frequência de *PWM* muito maior que a frequência fundamental que se quer gerar na saída, é possível reproduzir a senóide modulante na primeira harmônica da saída do inversor.

Assumindo que a tensão nos pontos centrais das fases do inversor irão assumir o valor de $+150V$ quando o *PWM* tem nível lógico “1” e de $-150V$ quando tem nível lógico “0”, pode-se perceber, através da aplicação de um filtro passa-baixas ao sinal de saída do inversor, que a senóide aplicada ao sinal de *duty-cycle* do *PWM* é recuperada com amplitude proporcional à da senóide moduladora, como mostra a Figura 14, na qual as oscilações são devidas à baixa frequência de $5kHz$ utilizada por propósitos de melhor visualização.

Frequências de chaveamento mais altas reduzem a amplitude das componentes de mais alta frequência da senóide).

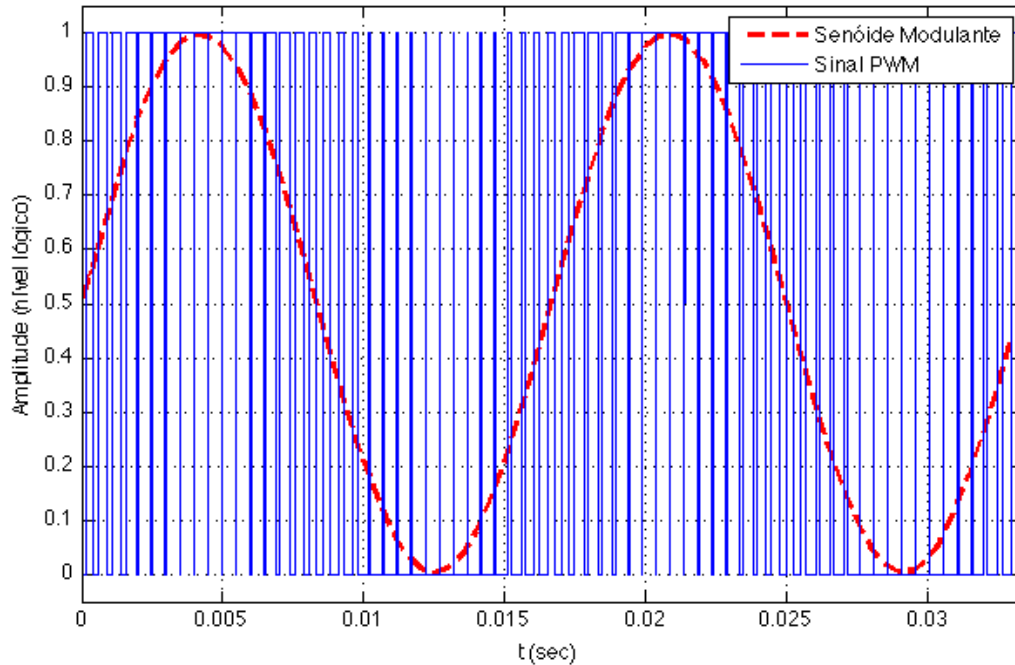


Figura 13 – PWM de *duty-cycle* variável modulado por senóide

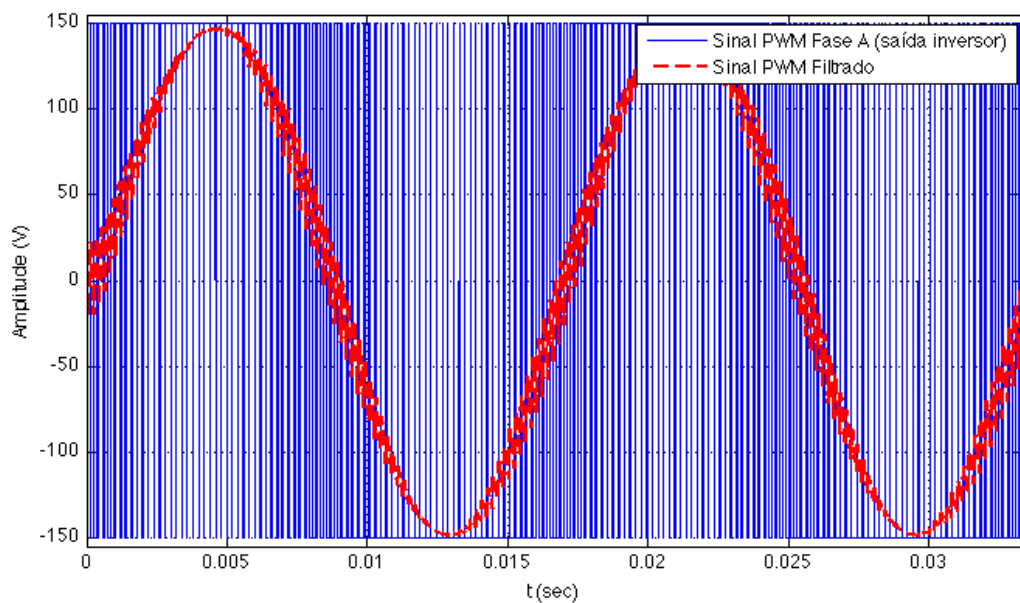


Figura 14 – Senóide recuperada através da filtragem do sinal de saída do inversor

Ainda, é importante notar que, utilizando sinais de modulação defasados no tempo para diferentes fases do inversor, pode-se obter as tensões trifásicas ou pentafásicas utilizadas

neste trabalho, conforme o número de braços utilizados e a defasagem entre cada sinal modulador. A Figura 15, na qual a frequência de chaveamento utilizada foi de 22kHz , mostra a tensão de linha entre duas fases do inversor para sinais de modulação defasados de 120° .

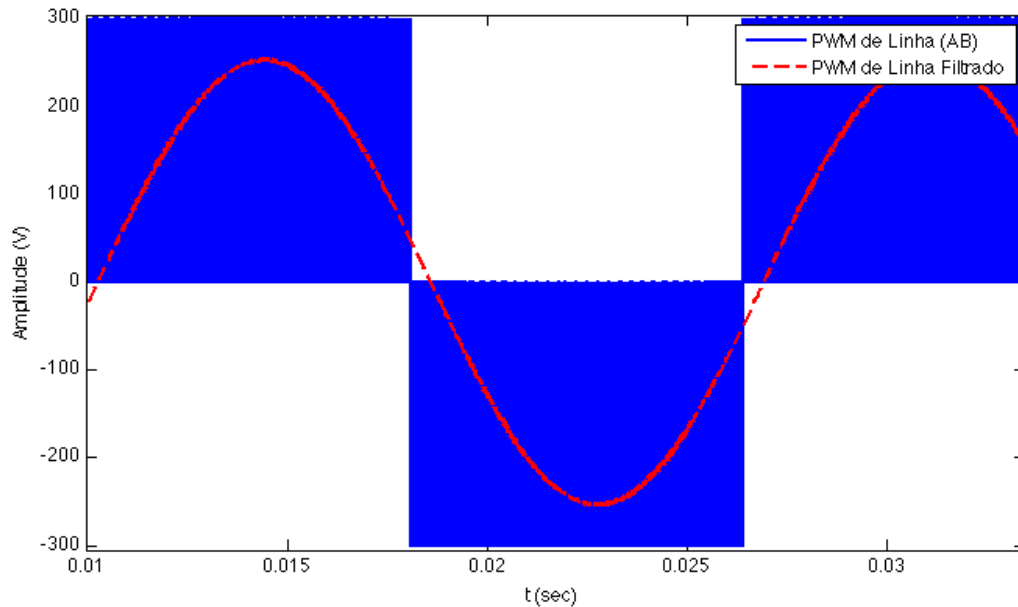


Figura 15 – Senóide recuperada pela filtragem da tensão de linha entre duas fases do inversor, defasadas de 120°

4.1.3 PLACAS DE INTERFACE

Devido ao fato de os drivers do inversor receberem como acionamento sinais de $\pm 15\text{V}$ e as saídas *PWM* da dSPACE serem de 0V para nível lógico 0 e 5V para nível lógico 1, é preciso realizar a conformação entre os sinais desses dispositivos. Além disso, são necessários filtros *anti-aliasing* para digitalizar os sinais de corrente. Afim de realizar essas tarefas, foram confeccionadas cinco placas de interface, uma para cada fase do inversor.

4.1.4 MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

O motor de indução trifásico utilizado neste projeto foi doado à UFRGS pela empresa WEG. As características do mesmo são dadas na Tabela 1.

Tabela 1 – Características Nominais do Motor de Indução Trifásico

CARACTERÍSTICA	VALOR
Tensão RMS (V)	220V
Potência mecânica (Pmec)	5500W
Rendimento (η)	89,5%
Fator de Potência ($\cos(\phi)$)	0,79 indutivo
Número de Polos (P)	4

A corrente nominal do estator é dada por

$$I_f^{3\phi} = \frac{P_{mec}}{3V_f \cos(\phi)\eta} = \frac{5500}{3 * 220 * 0,79 * 0,895} = 11,79 [A] \quad (4.1)$$

Os parâmetros do motor foram calculados em [11] e são dados na Tabela 2.

Tabela 2 – Parâmetros do Motor de Indução Trifásico

PARÂMETRO	VALOR
Resistência de Armadura	0,7681 Ω
Indutância de Armadura	105,3 mH
Resistência do Rotor	7,1737 $\mu\Omega$
Indutância do Rotor	1,4727 μH
Indutância Mútua	373,6 μH

4.1.5 MOTOR DE INDUÇÃO PENTAFÁSICO

O motor de indução pentafásico utilizado neste projeto foi um protótipo especial e também foi doado à UFRGS pela empresa WEG. As características estimadas do mesmo são dadas na Tabela 3.

Tabela 3 – Características Nominais do Motor de Indução Pentafásico

CARACTERÍSTICA	VALOR
Tensão RMS (V)	220V
Potência mecânica (P _{mec})	5500W
Rendimento (η)	90%
Fator de Potência (cos(ϕ))	0,80 indutivo
Número de Polos (P)	4

A corrente nominal do estator é dada por

$$I_f^{5\phi} = \frac{P_{mec}}{5V_f \cos(\phi)\eta} = \frac{5500}{5 * 220 * 0,80 * 0,90} = 6,94 [A] \quad (4.2)$$

Os parâmetros deste motor também foram calculados em [11] e são dados na Tabela 4.

4.2 AMBIENTE DE SIMULAÇÃO

Em todos os projetos de engenharia, e principalmente naqueles em que se tem elevado preço de custo dos componentes, juntamente com um alto grau de periculosidade no manuseio e utilização desses componentes, é desejado que se tenha um ambiente de simulação fiel à plataforma real para que seja possível prever o comportamento deste último. Tendo isso em consideração, foi desenvolvido um ambiente de simulação em MATLAB/Simulink para representar matematicamente a plataforma real desenvolvida.

O ambiente de simulação consiste de um bloco para o motor pentafásico, outro para o inversor pentafásico, outros para aquisição e tratamento de dados, além dos blocos de controle de corrente e de emulação da interface entre a dSPACE e o mundo externo. O modelo matemático do motor pentafásico foi o mesmo utilizado em [12]. Afim de obter uma simulação mais próxima do sistema real, foi implementado um modelo de inversor pentafásico utilizando elementos do *toolbox* SimPowerSystems. Este *toolbox* possui

elementos elétricos de potência, tais como *IGBTs*, pontes retificadoras, fontes de tensão, etc. A vantagem de se utilizar este *toolbox* é que é possível incluir à simulação diversos detalhes que podem alterar de certa forma a resposta final. A Figura 16 ilustra a topologia do inversor implementado. Nela, pode-se ver que a alimentação do inversor não será apenas um sinal DC puro, mas a retificação de onda completa de uma fonte de tensão trifásica de 220V, que engloba a indutância e a resistência da fonte, as resistências, capacitâncias e tensões de offset dos diodos da ponte retificadora e o capacitor de filtro. Ainda, para o *IGBT* são inclusas a resistência interna do mesmo e do *snubber*. A Tabela 5 mostra os valores utilizados para tais parâmetros na simulação.

Tabela 4 – Parâmetros do Motor de Indução Pentafásico

PARÂMETRO	VALOR
Resistência de Armadura	1,22 Ω
Indutância de Armadura (1ª Harm.)	155,80 mH
Indutância de Armadura (3º Harm.)	8,10 m Ω
Resistência do Rotor (1º Harm.)	20,42 $\mu\Omega$
Resistência do Rotor (3º Harm.)	147,67 $\mu\Omega$
Indutância do Rotor (1º Harm.)	3,06 $\mu\Omega$
Indutância do Rotor (3º Harm.)	4,11 $\mu\Omega$
Indutância Mútua (1º Harm.)	733,40 μH
Indutância Mútua (3º Harm.)	-124,80 μH

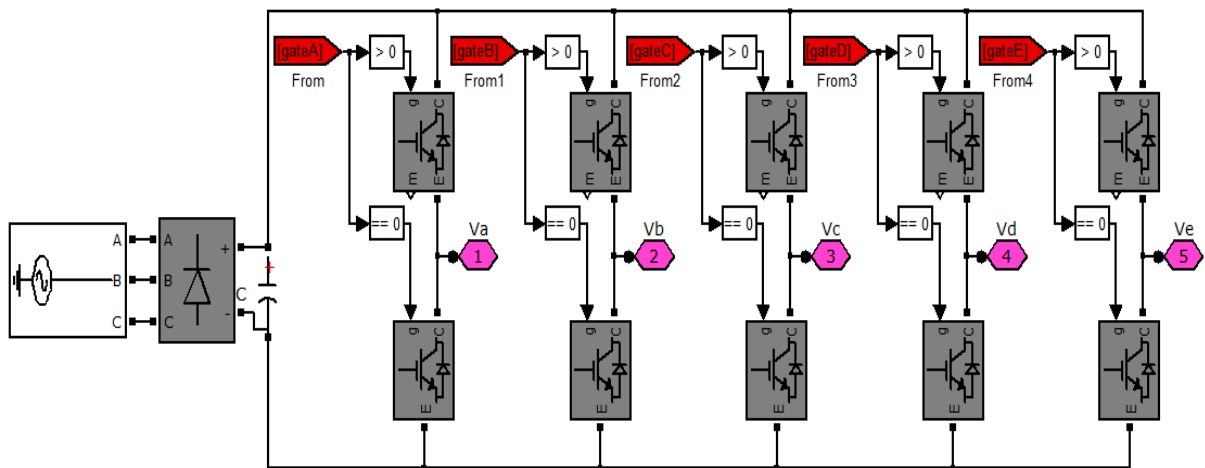


Figura 16 – Modelo do inversor pentafásico utilizado para simulação

Tabela 5 – Parâmetros utilizados no modelo de simulação do inversor

PARÂMETRO	VALOR
Tensão RMS da Fonte Trifásica	220V
Resistência da Fonte Trifásica	1mOhm
Indutância da Fonte Trifásica	1mH
Resistência Snub. da Ponte	100 ohms
Capacitância Snub. da Ponte	0,1uF
Resistência do Diodo da Ponte	1mOhm
Tensão de Offset do Diodo da Ponte	0.8V
Capacitor de Filtro	19,8mF
Resistência do IGBT	1mOhm
Resistência Snub. do IGBT	0,5MOhm

O modelo do motor pentafásico não foi alterado, apenas foi utilizado com os parâmetros do protótipo em questão. A placa de aquisição foi dividida em dois blocos, o bloco “Placa de Interface”, que reflete as funcionalidades da placa de interface construída, e o bloco “dSPACE”, que modela a amostragem e retenção dos conversores D/A da dSPACE. O

bloco da placa de interface incorpora a resposta em frequência do sensor de efeito Hall e do filtro utilizado para medição de corrente. Ainda, foi adicionado um bloco de tratamento de sinal que tem a funcionalidade de conformar os dados obtidos dos sensores para serem utilizados no controle. Este bloco é exatamente o mesmo utilizado na implementação real.

Os blocos referentes a parte de controle variam conforme a estratégia escolhida. Para estratégias de controle V/f foi implementado um método de variação de *duty-cycle* do *PWM* do inversor com base na comparação de um sinal modulante com uma onda triangular de alta frequência, similar à funcionalidade da *DSP* contida dSPACE. Essa técnica foi abordada no capítulo anterior. Já para as estratégias de controle com imposição de corrente é utilizado controle de corrente por histerese, sendo este adaptado para manter a similaridade com a utilização na dSPACE e assim manter a fidelidade da simulação.

O controle de corrente por histerese possibilita a imposição instantânea de corrente no estator da máquina independentemente da dinâmica do mesmo. Dessa maneira, as equações do estator podem ser desconsideradas para análise da resposta do motor [1]. Este controle é do tipo *bang-bang* e sua implementação é de baixo custo devido à sua simplicidade [10]. A corrente de referência é somada com o negativo de uma corrente de fase do motor, e o erro resultante alimenta um comparador com histerese de banda $2\Delta i$. Caso o erro seja maior que Δi , significa que a corrente de referência é maior que a corrente medida e então é necessário que essa última aumente para alcançar a referência. Para que a corrente no motor aumente, deve-se aplicar tensão positiva na respectiva fase do motor. Isso se faz acionando os *IGBTs* da respectiva fase do inversor de maneira que o polo positivo do *link* CC seja imposto à fase do motor. Raciocínio análogo é feito para o caso em que o erro de corrente é negativo. A Figura 17 mostra um diagrama de blocos do controle de corrente por histerese, enquanto a Figura 18 mostra o resultado de tal controle em simulação. Nota-se que a corrente do motor oscila em torno da referência, com uma frequência de chaveamento variável.

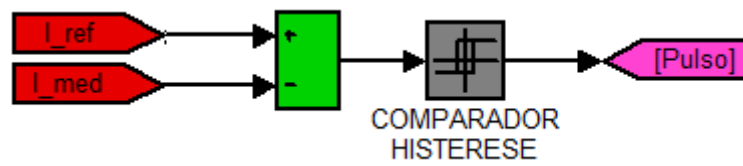


Figura 17 – Controlador de corrente por histerese

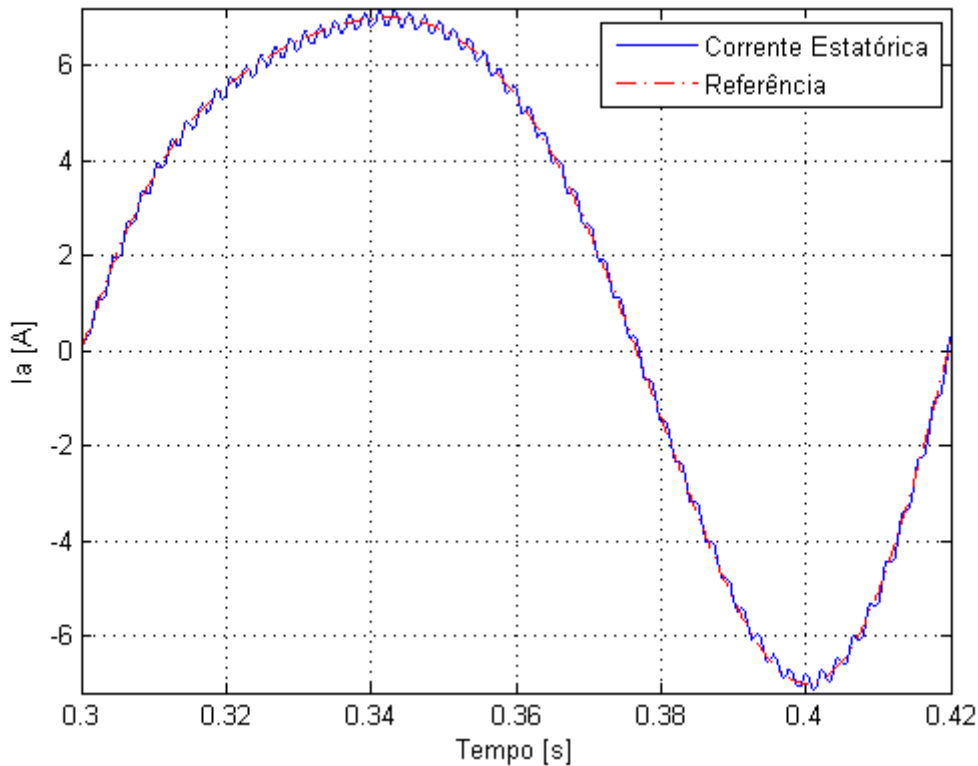


Figura 18 – Resultado de simulação com controle de corrente por histerese

Segundo [5] alguns problemas do controle de corrente por histerese são:

- Inexistência de intercomunicação entre os comparadores de histerese para as três fases e, por consequência, não há uma estratégia para gerar vetores de tensão zero. Isso incrementa a frequência de chaveamento para baixos índices de modulação.
- Tendência para desenvolver ciclos limites com alta frequência de chaveamento para baixas velocidades;
- O erro de corrente não é limitado em $2\Delta i$. O erro máximo pode chegar a $4\Delta i$ devido à interação entre os ramos do inversor.

5 RESULTADOS OBTIDOS

Este capítulo irá detalhar as simulações e experimentos realizados na plataforma desenvolvida. Resultados de simulação com as estratégias de controle V/f em malha fechada, *IFO* e *DFO* para o motor pentafásico são mostrados. Posteriormente, é feita uma comparação entre resultados experimentais e de simulação obtidos com controle V/f em malha aberta para o mesmo motor. Um guia de usuário com o intuito de explicar os passos necessários para a correta utilização da plataforma desenvolvida pode ser encontrado no Apêndice A.

5.1 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

5.1.1 ESTRATÉGIA DE CONTROLE V/F EM MALHA FECHADA PARA O MIP

A Figura 19 mostra a topologia da simulação com estratégia de controle V/f para o MIP. A referência de velocidade é um salto de valor $700rpm$ no tempo $0s$, seguido de um salto de valor $-350rpm$ no tempo $1,5s$. O bloco “TENSÕES MODULADORAS” tem como entrada a referência de velocidade e o valor de velocidade medido, e como saída, as tensões moduladoras. Ele possui um controlador do tipo PI digital e um limitador de taxa de variação, que são seguidos pela imposição de um sinal senoidal de frequência variável do tipo *chirp* linear para as cinco fases. Os sinais de saída deste bloco são comparados à uma onda triangular de alta frequência no bloco “COMPARADOR COM ONDA TRIANGULAR”, que simula a variação do *duty-cycle* dos sinais *PWM* implementada pela dSPACE. Os parâmetros utilizados no controlador foram de 1 para o ganho proporcional e 5 para o ganho integral.

A Figura 20 mostra a resposta da simulação para a velocidade do rotor, a corrente de fase I_a , o sinal modulador de tensão da fase “a” V_{mod_a} , e o torque eletromagnético T_e . A Figura 21 mostra que o fluxo rotórico se manteve aproximadamente constante mesmo com a variação da velocidade, o que era esperado da estratégia de controle V/f.

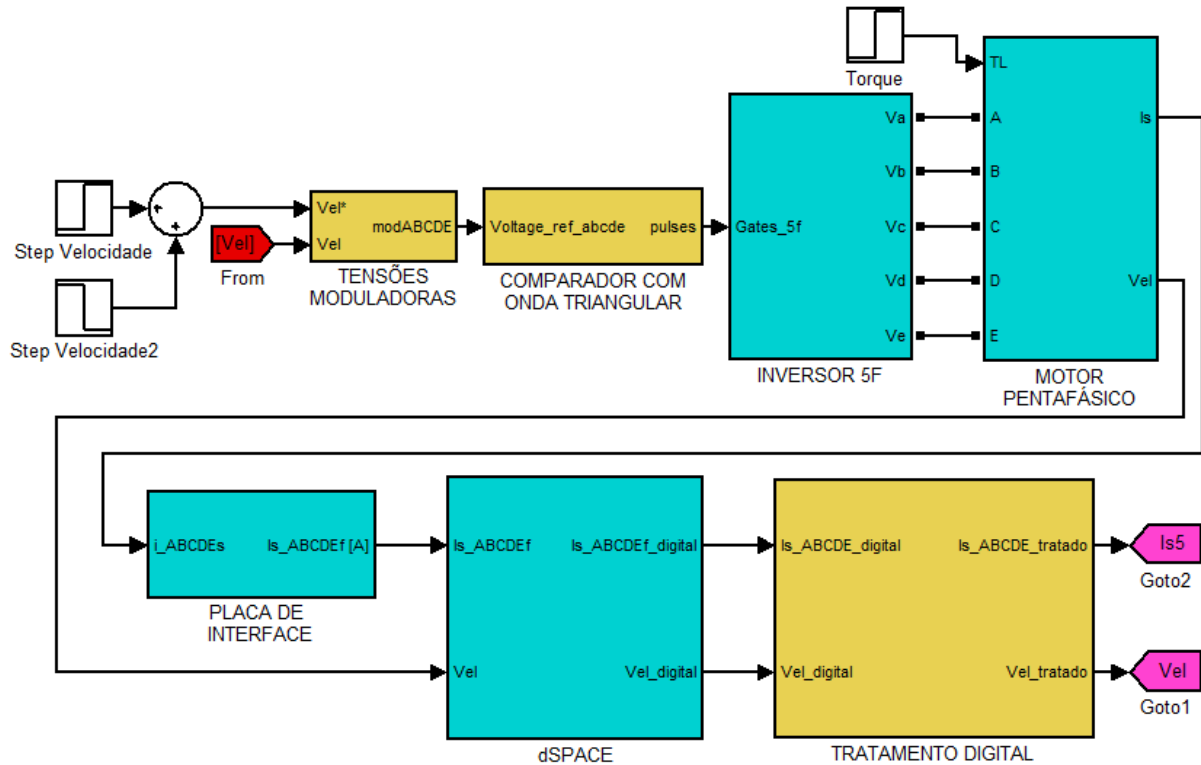


Figura 19 – Diagrama de blocos da simulação de controle V/f em malha fechada para o motor pentafásico

5.1.2 ESTRATÉGIA DE CONTROLE *IFO* PARA O MIP

O ambiente de simulação tem seu bloco de controlador modificado para a técnica de controle *IFO*. A Figura 22 mostra como tal bloco foi implementado. O erro de velocidade é tratado por um controlador digital do tipo PI e limitado. Este sinal é utilizado juntamente com a referência de fluxo e parâmetros do motor para calcular a velocidade de escorregamento ω_{sl} . Ainda, as referências para as correntes i_f e i_T são calculadas e passam por um bloco chamado “MAGNITUDE/FASE” que por sua vez calcula o fasor I_s , que é posteriormente limitado à corrente nominal do motor e utilizado para sintetizar as correntes pentafásicas do estator. A imposição das correntes pentafásicas é feita com um controlador de corrente por histerese.

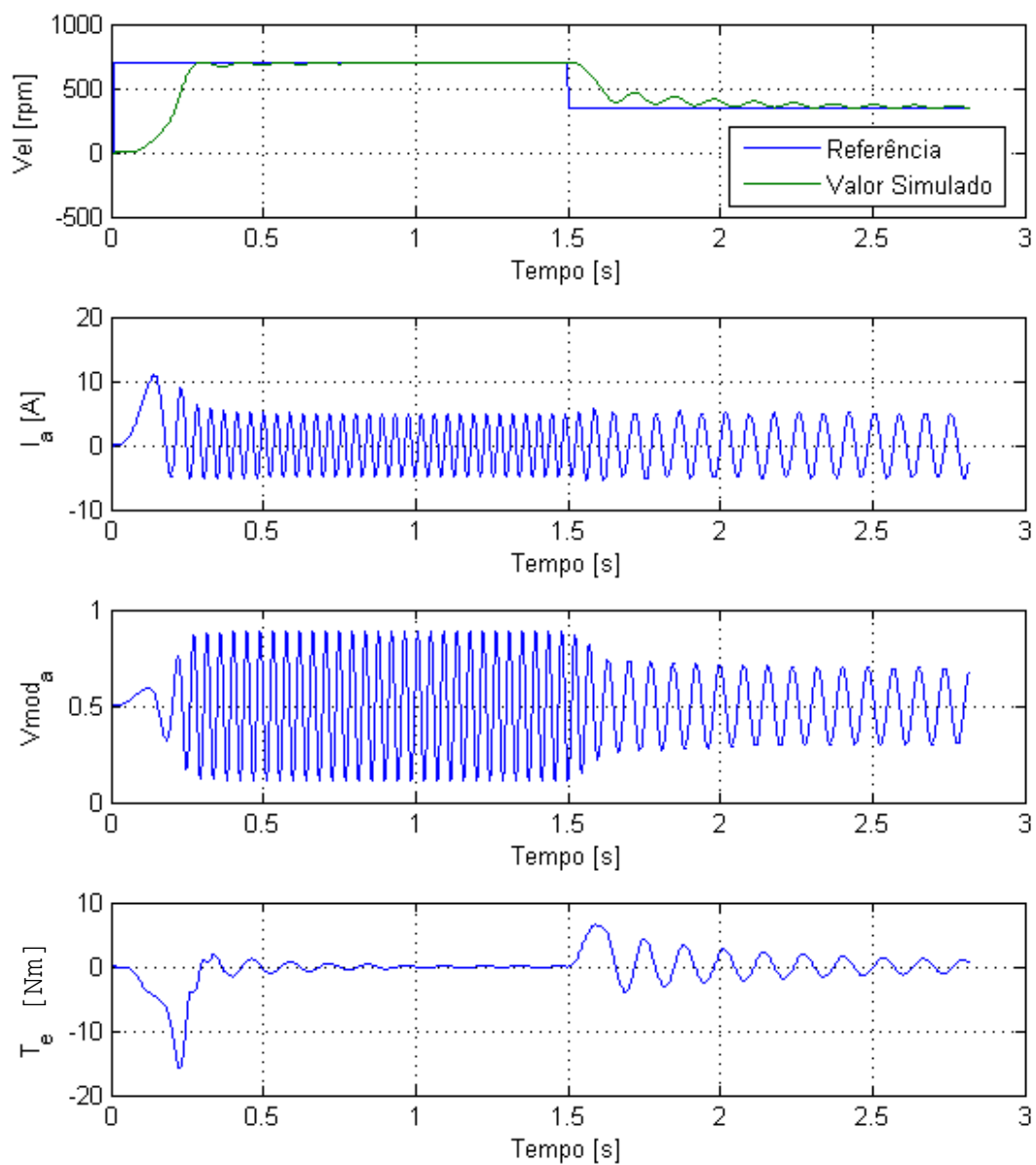


Figura 20 – Resultados de simulação para controle V/f em malha fechada

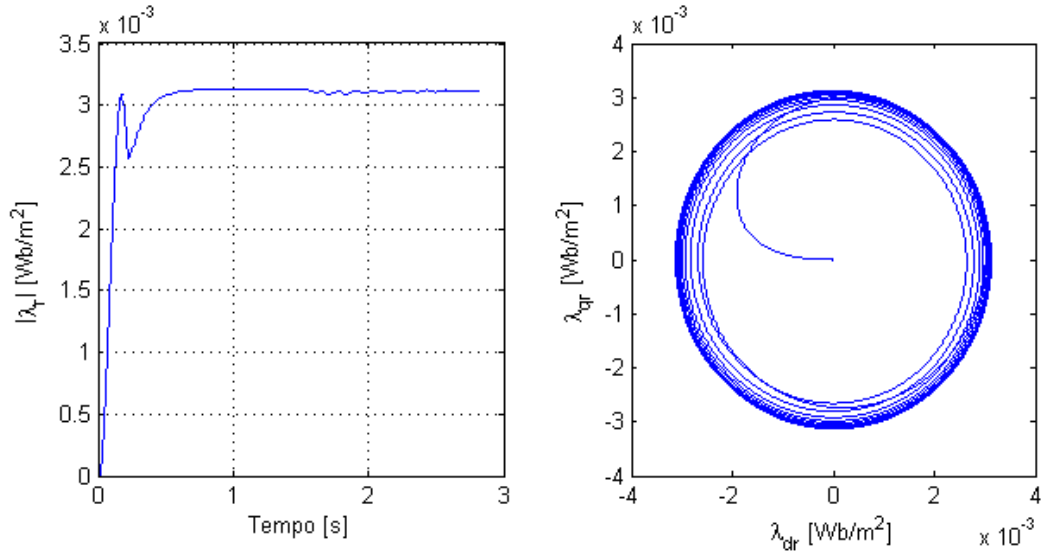


Figura 21 – Fluxo rotórico para controle V/f em malha fechada

A Figura 23 mostra os resultados da simulação. A carga mecânica imposta ao motor foi um salto de valor $5Nm$ no tempo $0,3s$. Os ganhos do controlador PI de velocidade foram de $0,2$ para o proporcional e $0,36$ para o integral.

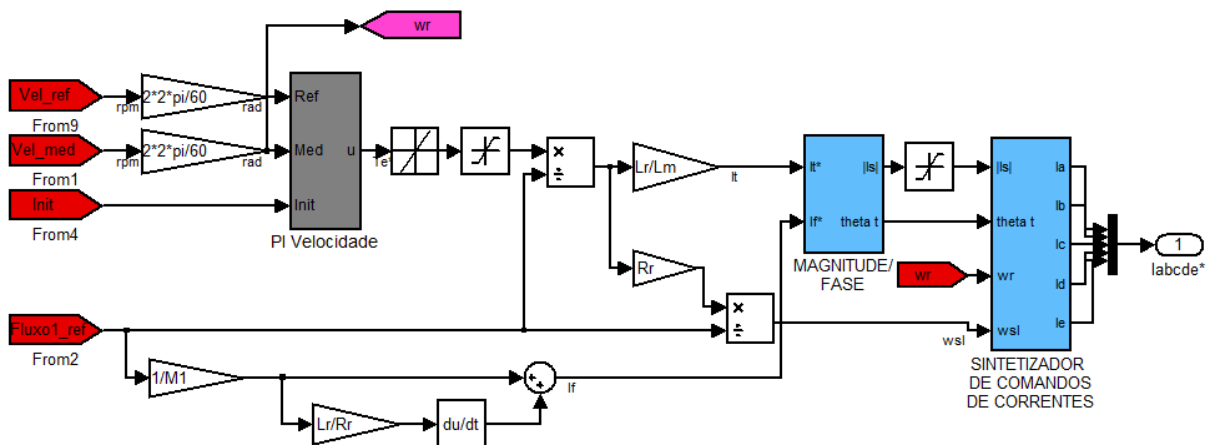


Figura 22 – Implementação do bloco de controle da estratégia IFO

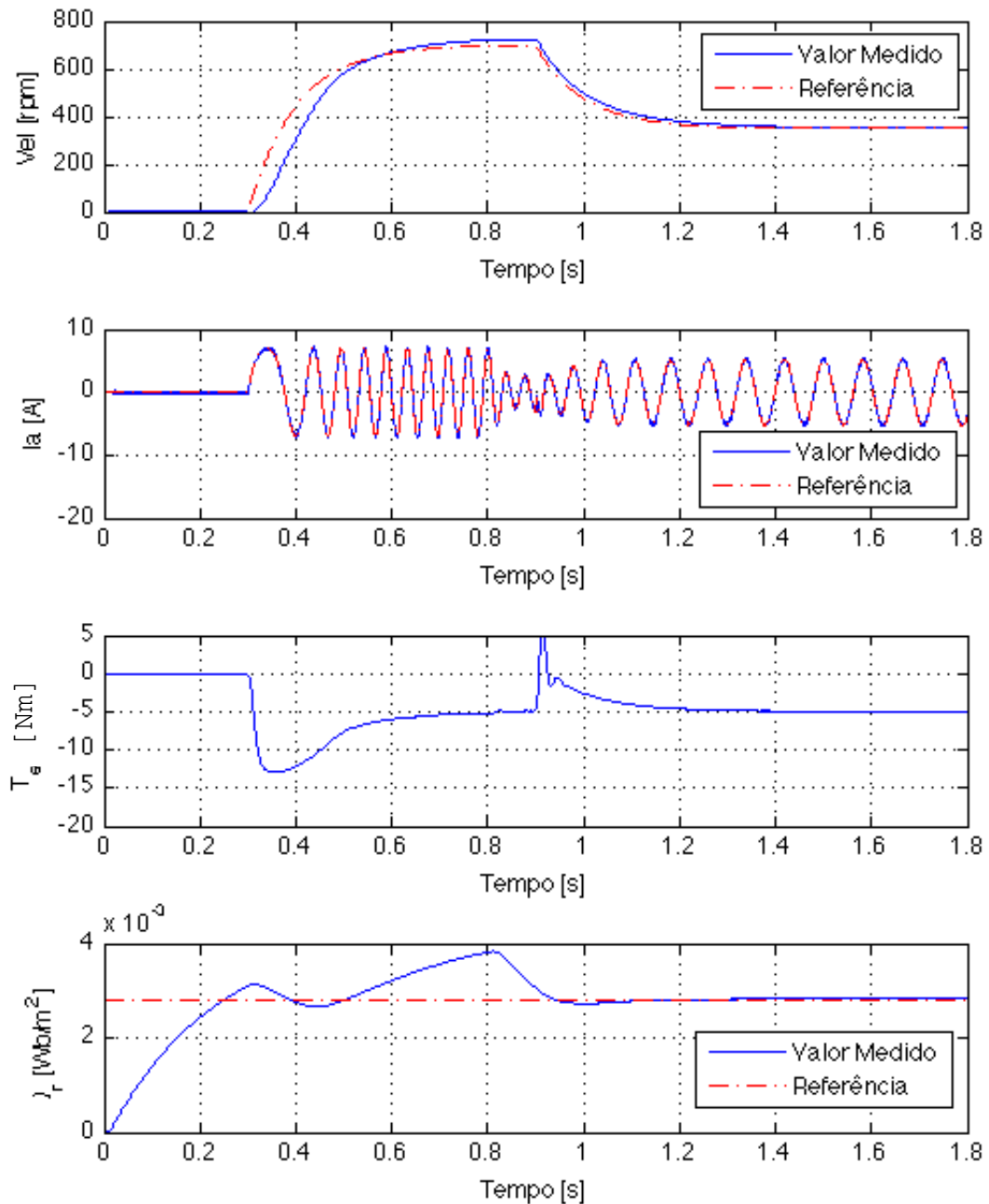


Figura 23 – Resultados de simulação para estratégia de controle *IFO*

5.1.3 ESTRATÉGIA DE CONTROLE *DFO* PARA O MIP

A única diferença entre a implementação da estratégia *IFO* para a estratégia *DFO* é o bloco de controle. Nessa última, o bloco de controle recebe os valores de fluxo do rotor (medidos ou estimados) transformados para coordenadas dq , e a partir deles obtém o ângulo θ_f . A referência para a componente de corrente de campo i_f é obtida a partir de um controlador digital do tipo PI que trata o erro entre o módulo do fluxo rotórico e a referência

para o mesmo. A componente i_T , responsável pelo torque, é também obtida com um controlador digital do tipo PI que age sobre o erro de velocidade. O torque imposto ao motor na simulação foi um salto de $5Nm$ no tempo $0,3s$. Os valores utilizados para o PI de velocidade foram 1 para o ganho proporcional e 2 para o ganho integral. Para o PI de fluxo, por sua vez, foram 10^4 para o proporcional e $2 \cdot 10^5$ para o integral. Os resultados da simulação são mostrados na Figura 24.

5.2 COMPARAÇÃO ENTRE RESULTADOS EXPERIMENTAIS E SIMULADOS COM CONTROLE V/F

Foi feito um ensaio na plataforma real com a estratégia de controle V/f em malha aberta. O ensaio consistiu em impor uma referência de velocidade que varia linearmente de 0 a $1500rpm$ e após decai, também linearmente, de 1500 para $300rpm$. A Figura 25 mostra os resultados obtidos no ensaio para os sinais medidos na plataforma real e os simulados. Pode-se notar que durante a aceleração ocorreram oscilações na velocidade do motor real, o que também ocorreu para a simulação. Na desaceleração tais oscilações foram menores, porém se mantiveram. A referência foi aproximadamente seguida durante todo o ensaio, como era de se esperar para um controle V/f em malha aberta. Cabe ressaltar que o motor foi acionado em vazio devido ao fato de não se ter disponível em laboratório uma carga para acoplar ao mesmo. Caso torque fosse aplicado ao eixo do motor em direção oposta à da rotação, na estratégia de V/f em malha aberta o erro de velocidade tende a aumentar, devido ao aumento do escorregamento e a não compensação de tal erro. A Figura 26 mostra em detalhe as correntes medidas e simuladas, durante o regime permanente na velocidade de $300rpm$.

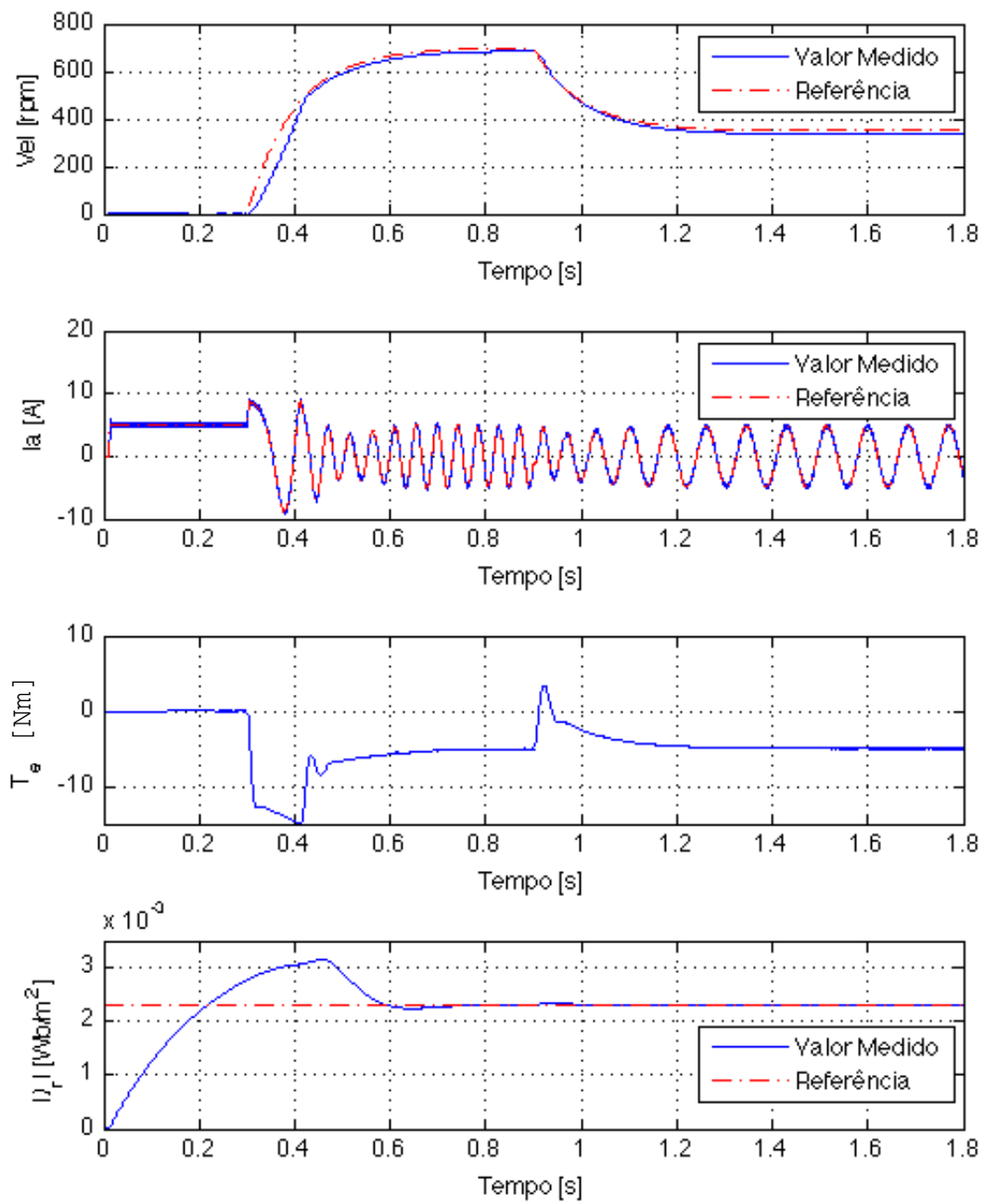


Figura 24 – Resultados de simulação para a estratégia de controle *DFO*

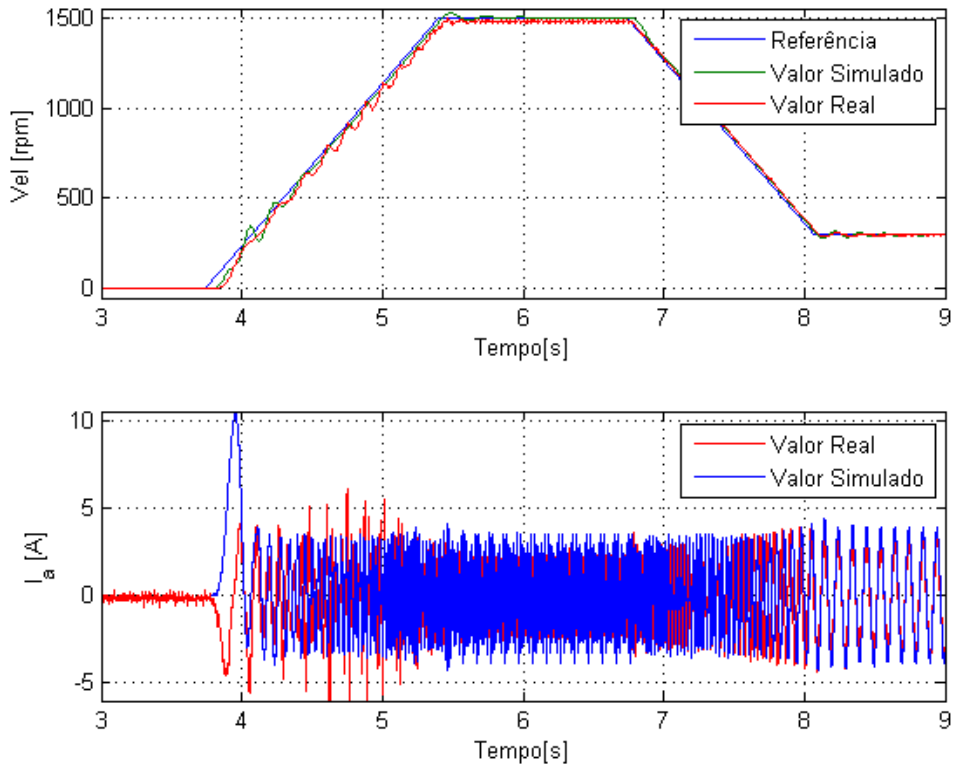


Figura 25 – Resultados obtidos no ensaio com estratégia V/f em malha aberta simulado e real

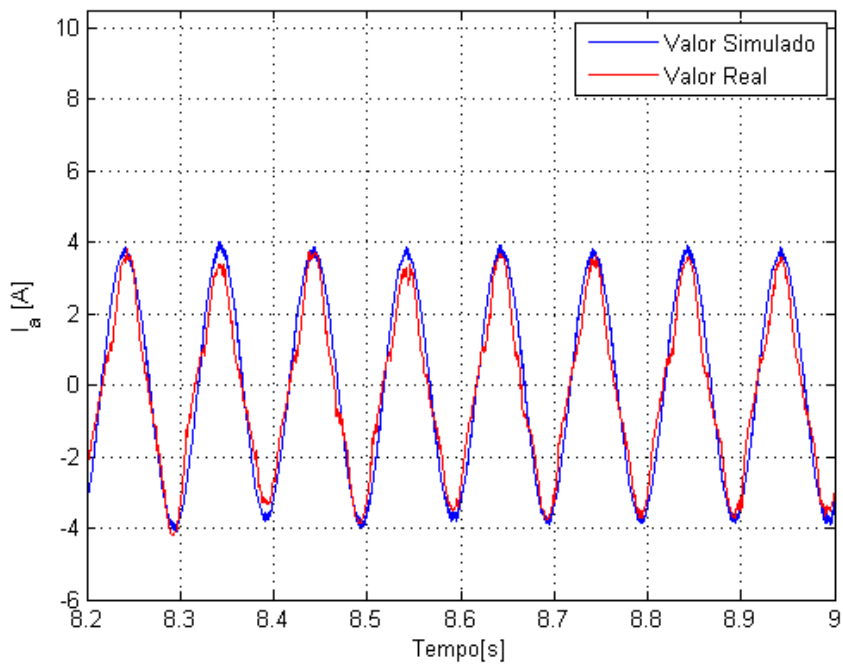


Figura 26 – Detalhe da corrente de regime permanente para uma frequência de 10Hz na estratégia V/f

6 CONCLUSÕES

Foi desenvolvida e implementada uma plataforma de acionamento genérica para máquinas de indução trifásicas e pentafásicas. Esta plataforma opera em tempo real, sendo capaz de acionar motores de até cinco fases com estratégias de controle variadas, que podem utilizar imposição de tensão ou de corrente para comandar o motor.

A placa de controle dSPACE mostrou-se eficiente no trabalho de integração dos algoritmos desenvolvidos em MATLAB com o *hardware* real, pois o processo de geração, compilação e *download* do arquivo executável no processador é feito todo de forma transparente ao usuário. Isso facilita o trabalho do engenheiro de aplicação, economizando tempo e possibilitando que pequenas mudanças nos algoritmos possam ser feitas de forma rápida e eficaz. Ainda, o monitoramento e o controle através do *software* ControlDesk possibilita interfaceamento *on-line* com o programa a ser executado.

Os resultados obtidos em simulação são coerentes com o esperado. A estratégia de controle V/f mantém o fluxo aproximadamente constante mesmo com a variação da frequência síncrona imposta ao motor. Da mesma forma, as estratégias de controle vetorial fazem com que o fluxo rotórico seja constante e o torque seja proporcional à corrente i_T , provendo resposta rápida ao sistema. No entanto, a sintonia dos controladores PI utilizados nas simulações foi feita com base na variação por tentativa e erro dos valores utilizados em trabalhos anteriores. Uma metodologia bem definida para a sintonia de tais controladores pode trazer melhores resultados dinâmicos.

Os resultados obtidos em regime permanente na simulação para a estratégia de controle V/f em malha aberta são similares aos obtidos experimentalmente, o que pode ser visto na Figura 25 e na Figura 26, validando o modelo matemático do motor pentafásico.

6.1 PROPOSTAS PARA TRABALHOS FUTUROS

O presente trabalho teve por objetivo construir uma plataforma de acionamento para ser utilizada genericamente na obtenção de resultados para diversos outros trabalhos. No entanto, para ser feita uma análise mais profunda dos resultados com motores, é importante ter a possibilidade de impor cargas mecânicas aos mesmos. Portanto, sugere-se como trabalho futuro o desenvolvimento e a implementação de uma carga programável. A mesma pode ser implementada utilizando-se uma máquina de corrente contínua ligada como gerador, juntamente com um circuito dedicado para controlar a corrente que é demandada do mesmo. Tal circuito pode valer-se de recursos da dSPACE, de maneira que suas funcionalidades sejam integradas ao mesmo ambiente de monitoramento/controlado já utilizado pela plataforma atual. Com isso será possível impor diferentes perfis de carga aos motores, e assim avaliar o comportamento dos mesmos perante diferentes situações práticas, o que completaria o papel da plataforma de acionamento.

Outro trabalho futuro que se sugere é a implementação de um observador de fluxo robusto para realizar a estratégia de controle *DFO* com o motor de indução pentafásico, conforme descrito em simulação no trabalho [12]. Além disso, outras estratégias de controle podem ser desenvolvidas para o motor pentafásico, tais como o controle *IFO* e o controle *sensorless*.

7 REFERÊNCIAS

1. KRISHNAN, R. **Electric Motor Drives - Modeling, Analysis and Control**. Blacksburg: Prentice Hall, 2001.
2. PEREIRA, L. A. et al. General Model of a Five-Phase Induction Machine Allowing for Harmonics in the Air Gap Field. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, 21, n. 4, Dezembro 2006.
3. FITZGERALD, A. E.; KINGSLEY, C. J.; UMANS, S. D. **Electric Machinery**. 6^a. ed. Massachusetts: McGraw Hill, 2003.
4. PEREIRA, L. A. et al. Controle de Máquinas de Indução Pentafásicas com Otimização do Campo no Entreferro. **Revista Controle & Automação**, 20, n. 4, Novembro 2009.
5. HAFFNER, J. F. **Análise de Estimadores de Fluxo Para Implementação de Técnicas de Controle Por Campo Orientado Direto em Máquinas de Indução**. Dissertação de Mestrado. Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul. Porto Alegre. 1998.
6. LEVI, E. et al. A Five-Phase Two-Machine Vector Controlled Induction Motor Drive Supplied from a Single Inverter. **EPE Journal**, v. 14, n. 3, August 2004.
7. TOLIYAT, H. A.; RAHIMIAN, M. A.; LIPO, T. A. **dq Modeling of Five Phase Synchronous Reluctance Machines Including Third Harmonic of Air-Gap MMF**. University of Wisconsin. Madison. 1991.
8. WEG EQUIPAMENTOS ELÉTRICOS. **Motores de Indução Alimentados por Inversores de Frequência PWM**. WEG. Jaraguá do Sul. 2008.
9. TEXAS INSTRUMENT. **AC Induction Motor Control Using Constant V/Hz Principle and Space Vector PWM Technique with TMS320C240**. Texas Instrument. [S.l.]. 1998.
10. BOSE, B. K. **Power Electronics and Variable Frequency Drives**. Knoxville: IEEE Press, 1996.
11. HALL, H. **Análise Comparativa Entre Motor de Indução Trifásico e Pentafásico**. Projeto de Diplomação. Universidade Federal do Rio Grande do Sul. Porto Alegre. 2011.
12. BENAVIDES, M. **Projeto de Observadores de Fluxo para o Controle por Orientação Direta do Campo em Máquinas de Indução Pentafásicas**. Dissertação de Mestrado. Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul. Porto Alegre. 2010.
13. CHAPMAN, S. J. **Electric Machinery Fundamentals**. 4^a. ed. Melbourne: McGraw Hill, 2005.
14. KOSOV, I. L. **Máquinas Elétricas e Transformadores**. 4^a. ed. New York: Editora Globo, v. 1, 1982.
15. MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. **Power Electronics - Converters, Applications and Design**. 2^a. ed. [S.l.]: John Wiley & Sons, 1989.
16. RODRÍGUEZ, J. et al. Hysteresis current control of a vector controlled induction motor and DTC: an assessment. **INT. J. ELECTRONICS**, 91, n. 11, Novembro 2004.
17. VERSÈLE, C.; DEBLECKER, O.; LOBRY, J. **Implementation of Induction Motor Drive Control Schemes in MATLAB/Simulink/dSPACE Environment for Educational Purpose**. University of Mons. Mons. 2011.
18. BENAVIDES, M. et al. Projeto de Observadores de Fluxo Para o Controle por Orientação Direta do Campo em Máquinas de Indução Pentafásicas. **Revista Controle & Automação**, 22, n. 2, Março e Abril 2011.

19. ROLLER, S. D.; ONG, C. M. **The Analysis, Simulation and Implementation of Control Strategies for a Pulsewidth Modulated Induction Motor Drive**. Purdue University. West Lafayette. 1996.
20. SILVA, J. S. J. **Identificação Paramétrica e Controle Fuzzy de Motor de Indução sob Orientação de Campo**. Projeto de Diplomação. Universidade Federal do Pará. Tucuruí. 2010.

A. APÊNDICE

Este apêndice tem por objetivo ilustrar os passos necessários para utilizar corretamente a plataforma de acionamento em tempo real de máquinas de indução polifásicas. Além disso, é feita uma descrição do procedimento de geração de um novo bloco de controle.

A.1 Guia De Usuário Da Plataforma

- **Passo 1: Conectar o motor ao inversor.**

Caso o motor a ser utilizado seja o trifásico, as fases 1, 2 e 3 do inversor devem ser utilizadas. Caso seja o pentafásico, as fases 1, 2, 3, 4 e 5 devem ser utilizadas. É importante notar que não é aconselhável conectar os motores em triângulo (anel), sendo aconselhado que se conecte os mesmos em estrela. Para o caso do trifásico, a ordem de ligação das fases apenas alterará o sentido de rotação do motor. Já para o pentafásico, é necessário que as fases sejam conectadas sequencialmente.

- **Passo 2: Carregar o arquivo executável na dSPACE.**

O carregamento do arquivo contendo o *software* a ser embarcado na placa dSPACE pode ser feito através do PC com o *software* ControlDesk. É necessário ter o *hard-key* conectado a uma porta USB do computador. Inicializar o ControlDesk e escolher, na aba *File Selector*, o arquivo no formato *.sdf* que contém o código desejado para o acionamento do motor. Arrastar o mesmo para o ícone da placa para que o arquivo seja automaticamente embarcado na mesma. Maiores detalhes sobre este procedimento podem ser encontrados na documentação da dSPACE. Após o carregamento, o *software* inicia automaticamente sua execução. Parar a execução clicando no ícone Stop, para não iniciar sem ter-se o motor devidamente energizado. Caso seja desejado implementar alguma modificação no algoritmo de controle, é

necessário recompilar o código através do Simulink. Uma breve descrição de como proceder para tal é dada na seção “Desenvolvendo Novas Estratégias de Controle”.

Após embarcar o *software* na dSPACE, clicar em *File/Open* e abrir o arquivo .lay referente ao *layout* da interface de monitoramento/controlado. É importante que tal arquivo .lay seja específico para o arquivo .sdf que está sendo utilizado, pois qualquer mudança de nome de variável ou funcionalidade irá inutilizar o mesmo.

- **Passo 3: Energizar a eletrônica do inversor.**

O inversor possui alimentação separada para a parte de alta e baixa potência. A parte de baixa potência é alimentada com 127V através de um plugue de tomada comum. Isto ativará a fonte chaveada que alimenta os sensores e as placas de interface, além do *cooler*. Verificar se todas as placas de interface têm seus *LEDs* de *status* acesos, indicando o correto funcionamento das mesmas.

- **Passo 4: Energizar a parte de potência do inversor.**

Uma vez que o motor está conectado, o *software* desejado está embarcado na dSPACE e a parte eletrônica de baixa potência está energizada, pode-se energizar a parte de alta potência do inversor através do disjuntor externo. Este disjuntor irá conectar a alimentação trifásica 127V/220V, e desta forma suprir energia ao *link CC*.

- **Passo 5: Inicializar a execução da dSPACE.**

Se os passos 1 a 4 forem executados corretamente, pode-se iniciar a execução do *software* embarcado, clicando no botão *play*. Para ativar a interface de monitoramento/controlado deve-se pressionar o botão F5 do teclado do computador. Desta forma, as variáveis do Simulink serão visualizadas e poderão ser modificadas *on-line*, de acordo com as funcionalidades implementadas no respectivo arquivo .lay.

A.2 Desenvolvendo Novas Estratégias de Controle

O objetivo principal da plataforma de acionamento é o de prover autonomia suficiente para que a mesma possa ser utilizada de maneira genérica. As funcionalidades básicas de acionamento e instrumentação já foram previamente implementadas e não devem ser alteradas. Já os algoritmos de controle podem ser modificados conforme o usuário desejar.

Toda e qualquer modificação nos algoritmos de controle deve ser feita a partir do Simulink. Foram desenvolvidos arquivos que devem ser utilizados como um esqueleto ou *template* para as novas implementações. Esses arquivos são diferentes para o motor trifásico e o pentafásico e encontram-se em *CD* anexo. Cada um deles provê meios para o acionamento do inversor e para receber os sinais medidos. O acionamento, no entanto, varia conforme a estratégia utilizada. Os tipos de acionamento são divididos em **imposição de tensão** e **imposição de corrente**. Para estratégias de controle como a V/f , por exemplo, utiliza-se **imposição de tensão**. Cabe ao usuário desenvolver em Simulink um bloco de controle cuja saída é um vetor contendo os sinais de tensão modulantes para cada fase do motor e conectá-los ao bloco “GERACAO DE PWM”, conforme mostra a **Figura A. 1**. Este bloco se encarregará de realizar a comparação dos sinais modulantes com uma onda triangular em alta frequência e impor os chaveamentos resultantes ao inversor. Os sinais modulantes devem ter amplitude unitária. Já para estratégias que exigem o controle da corrente estatórica, o acionamento utilizado é com **imposição de corrente**. Para tal, cabe ao usuário desenvolver o bloco de controle cuja saída seja um vetor das correntes de fase de referência e conectá-lo ao bloco “CONTROLE DE CORRENTE POR HISTERESE”, conforme mostrado na **Figura A. 2**. Este bloco então se encarregará de chavear o inversor de maneira a controlar a corrente estatórica conforme a referência.

Após ter o modelo completo, basta pressionar *ctrl+B* para que o código seja automaticamente gerado, compilado e gravado na dSPACE. Como comentários gerais, cabe

ressaltar que é necessário que o tempo de simulação do Simulink seja igual a “inf”, e o *solver* esteja configurado para *Fixed Step*. O período de execução dos algoritmos está inicialmente configurado para $0.1ms$, mas esse valor pode ser alterado caso seja possível uma execução mais rápida ou o algoritmo de controle seja computacionalmente dispendioso a ponto de impossibilitar a execução em tempo real com este período cíclico (erro que é notificado pelo compilador da dSPACE).

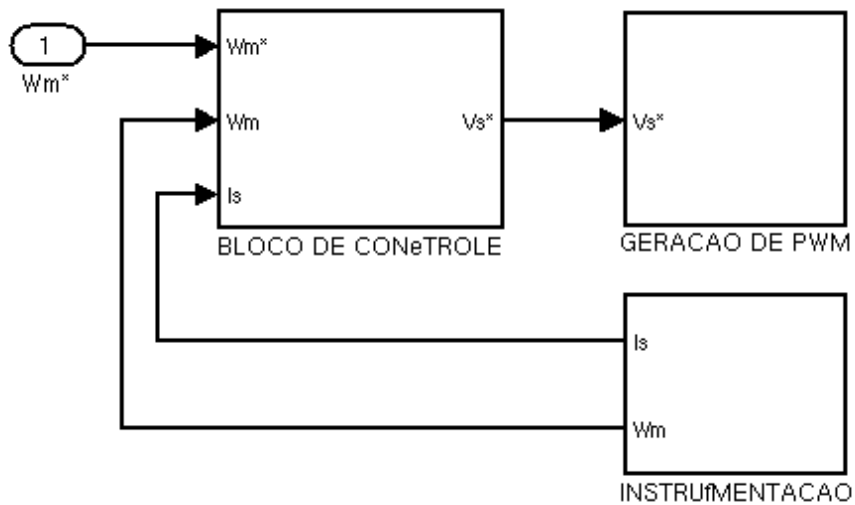


Figura A. 1 – Diagrama de blocos em Simulink para estratégias de controle com imposição de tensão

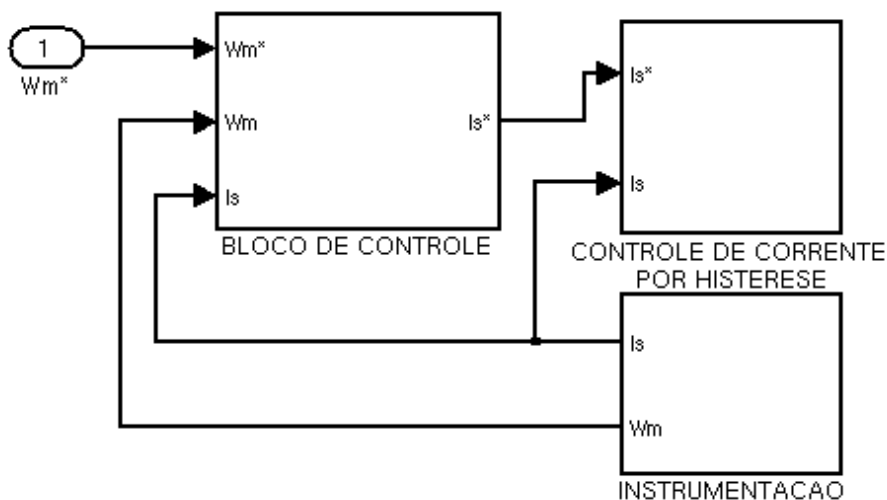


Figura A. 2 Diagrama de blocos em Simulink para estratégias de controle com imposição de corrente