



IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONTROLE DE VELOCIDADE USANDO LÓGICA FUZZY EM MÁQUINA SÍNCRONA DE ÍMÃS PERMANENTES PENTAFÁSICA

Brayan Sobral da Fonseca

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, COPPE, da Universidade Federal do Rio de Janeiro, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Walter Issamu Suemitsu

Rio de Janeiro

Agosto de 2021

IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONTROLE DE VELOCIDADE USANDO LÓGICA
FUZZY EM MÁQUINA SÍNCRONA DE ÍMÃS PERMANENTES PENTAFÁSICA

Brayan Sobral da Fonseca

TESE SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DO INSTITUTO ALBERTO LUIZ
COIMBRA DE PÓS-GRADUAÇÃO E PESQUISA DE ENGENHARIA DA
UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS
REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE DOUTOR EM
CIÊNCIAS EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Orientadores: Walter Issamu Suemitsu

Aprovada por: Prof. Walter Issamu Suemitsu

Prof. João Onofre Pereira Pinto

Prof. José Andres Santisteban Larrea

Prof. Luiz Eduardo Borges da Silva

Prof. Luis Guilherme Barbosa Rolim

RIO DE JANEIRO, RJ - BRASIL

AGOSTO DE 2021

Fonseca, Brayan Sobral da

Implementação de um Controle de Velocidade Usando Lógica *Fuzzy* em Máquina Síncrona de Ímãs Permanentes Pentafásica / Brayan Sobral da Fonseca. – Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2021.

IX, 113 p.: il.; 29,7 cm.

Orientador: Walter Issamu Suemitsu

Tese (doutorado) – UFRJ/ COPPE/ Programa de Engenharia Elétrica, 2021.

Referências Bibliográficas: p. 69-78.

1. Controle de máquinas. 2. Eletrônica de potência. 3. Lógica *fuzzy*. I. Suemitsu, Walter Issamu. II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Elétrica. III. Título.

Agradecimentos

Primeiramente, gostaria de dedicar esta tese a meu filho Bryan (in memoriam), que sempre amei e sempre amarei.

Agradecer não é uma tarefa simples, até porque há sempre aqueles que não são citados, mas que de alguma forma, ainda que não se deem conta, foram importantes para o meu crescimento e minha formação. Por esse motivo, agradeço a todos aqueles que contribuíram, de forma variada, e em diferentes níveis, ao longo do período da minha formação educacional, até a conclusão desta tese de doutorado.

Meu profundo agradecimento ao grande mestre Professor Walter Suemitsu, pela orientação. Em especial ao professor João Onofre que, pela paciência e dedicação, me proporcionou uma grande oportunidade de aprendizado e aperfeiçoamento científico, ainda que a distância.

Meu respeitoso agradecimento ao Professor Santisteban Larrea, que gentilmente, aceitou o convite para participar como membro da banca examinadora, e que tanto contribuiu com seu conhecimento, dedicação e paciência, ao longo do desenvolvimento deste trabalho.

Expresso ainda gratidão a minha família, que sempre me incentivou, e, em especial, a minha querida tia Magali, que durante todo o tempo esteve ao meu lado, com muito carinho, dedicação e irrestrito incentivo, a fim de que eu crescesse, tanto como ser humano, quanto profissional.

Aos meus amigos, pelo apoio e colaboração para a realização desta tese. Agradeço especialmente, a Vania Cirne Manhães pela revisão ortográfica e, a Ivaneide Santana pela ajuda com formatações e outros detalhes.

Resiliência e gratidão são algumas das coisas mais importantes na vida de um ser. Jamais aceite subestimação e prejulgamentos alheios, pois o impossível deve ser apenas uma questão de opinião.

F. Brayan

Resumo da Tese apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Doutor em Ciências (D.Sc.)

IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONTROLE DE VELOCIDADE USANDO LÓGICA *FUZZY* EM MÁQUINA SÍNCRONA DE ÍMÃS PERMANENTES PENTAFÁSICA

Brayan Sobral da Fonseca

Agosto/2021

Orientador: Walter Issamu Suemitsu

Programa: Engenharia Elétrica

Com o avanço tecnológico em controle de sistemas, o uso de microcontroladores tem sido cada vez maior em acionamentos eletromecânicos, tornando-os mais eficientes e confiáveis. O objetivo deste trabalho é a implementação experimental de um controlador de velocidade e de pulsação do torque usando lógica *fuzzy* em um motor síncrono de ímãs permanentes pentafásico de polos salientes. Além de controlar a velocidade eliminando oscilações de torque, a estratégia de controle também tem por objetivo manter inalteradas as características do vetor de campo magnético girante espacial no interior do estator, mesmo após a ocorrência de uma falta, e com isso controlar as correntes nas fases sem a necessidade de quaisquer alterações no hardware ou software do sistema. Para isso, o sistema de controle mede a velocidade e as correntes nas fases do estator em tempo real e, devido à sua rápida resposta de atuação, a tensão em quadratura é ajustada para eliminar variações no torque. Através de escolhas adequadas e definições às regras *fuzzy*, o controle de ondulação do torque somente é acionado quando a velocidade de referência é atingida. Essa abordagem aplica modulação por vetor espacial (SVM) e controle orientado por campo (FOC). Para aplicações em veículos elétricos, além das vantagens oferecidas por máquinas multifásicas, a vibração do motor e outras perdas são reduzidas, tornando o motor mais confiável e eficiente. A bancada é composta por um motor e um inversor pentafásico acionado por um processador de sinal digital (DSP), que se comunica com um computador usando uma interface USB.

Abstract of Thesis presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor of Science (D.Sc.)

IMPLEMENTATION OF A SPEED CONTROL USING *FUZZY* LOGIC IN A FIVE-PHASE PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MACHINE

Brayan Sobral da Fonseca

August/2021

Advisor: Walter Issamu Suemitsu

Department: Electrical Engineering

With technological advances in control systems, the use of microcontrollers in electromechanical drives has been continuously increasing, making them more efficient and feasible. The objective of this work is the experimental implementation of a speed and torque oscillation controller using *fuzzy* logic in a salient poles five-phase permanent magnet synchronous motor (PMSM). In addition to controlling the speed by eliminating torque ripples, the control strategy also aims to keep unchanged the characteristics of the rotating vector magnetic field inside the stator, even during phase fault condition, and thereby to control currents in the phases without the need for any system hardware or software changes. For this, the control system measures the speed and currents in the stator phases in real time and, due to its fast response, the quadrature voltage is adjusted to eliminate torque ripples. By choosing the choice and defining the *fuzzy* rules, the torque ripple control is only activated when a reference speed is reached. This approach applies spatial vector modulation (SVM) and field oriented control (FOC). For electric vehicle applications, in addition to the advantages offered by the multiphase machines, engine vibration and other losses are reduced, becoming the motor more reliable and efficient. The workbench is composed of a motor and a five-phase inverter powered by a digital signal processor (DSP), which communicates with a computer using a USB interface.

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	1
1.1. Revisão de trabalhos anteriores	2
1.1.1. Aplicações de controladores para eliminação de oscilações no torque e em condições de falta de fase.....	6
1.2. Objetivo da pesquisa	7
1.3. Metodologia	8
1.4. Organização do desenvolvimento da tese	9
2. MODELO MATEMÁTICO DO MOTOR SÍNCRONO DE ÍMÃS PERMANENTES PENTAFÁSICO	10
2.1. Equações da tensão, do fluxo e da indutância do estator no referencial estacionário	10
2.2. Matriz de transformação para o referencial girante	14
2.3. Equações da tensão, do fluxo e da indutância do estator no referencial girante	17
2.4. Circuitos equivalentes do MSIP pentafásico para as componentes no referencial girante	19
2.5. Equações da potência e do torque eletromagnético	20
3. ESTRATÉGIA DE CONTROLE.....	23
3.1. Controle vetorial do MSIP pentafásico via PI	23
3.2. Implementação do controlador <i>fuzzy</i>	24
3.2.1. Detalhamento do software desenvolvido.....	24
3.2.2. As variáveis <i>fuzzy</i> de entrada e saída e suas funções de pertinência	25
3.3. Sintonia e especificação dos controladores.....	28
3.3.1. Sintonização e índices de desempenho dos controladores <i>fuzzy</i> e PI.....	29
3.4. A atuação dos controladores	34
3.4.1. O Diagrama básico do controle	34
3.4.2. A atuação do controlador <i>fuzzy</i> ao corrigir as irregularidades do vetor espacial através de v_q	35
4. SIMULAÇÃO DO ACIONAMENTO DO MSIP PENTAFÁSICO	37
4.1. Descrição da modelagem do sistema de acionamento.....	37
4.2. Resultados das simulações.....	41
5. IMPLEMENTAÇÃO EXPERIMENTAL DO ACIONAMENTO DO MSIP PENTAFÁSICO	48
5.1. Equipamentos da bancada	48
5.2. Descrição básica do MSIP pentafásico	51

5.3.	Controle e acionamento do motor.....	52
5.4.	Primeira partida do rotor.....	55
5.5.	Resultados experimentais	56
5.5.1.	Resultados para o controle de velocidade com redução na pulsação do torque (<i>ripple</i>)	56
5.5.2.	Resultados para o controle de velocidade tolerante à falta de fase	61
6.	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	67
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	69
	APÊNDICE A – LÓGICA <i>FUZZY</i>	79
A.1.	Introdução	80
A.2.	Variáveis linguísticas	80
A.3.	Sistema de controle lógico <i>fuzzy</i>	81
A.3.1.	<i>Fuzzy</i> ificação.....	82
A.3.2.	Inferência	82
A.3.3.	<i>Defuzzy</i> ificação	83
	APÊNDICE B – MODULAÇÃO POR VETOR ESPACIAL (3-PHASE SPACE VECTOR MODULATION)	84
B.1.	Implementação do SVM trifásico	87
	APÊNDICE C – APLICAÇÕES GERAIS COM MICROCONTROLADORES	91
	APÊNDICE D – APLICAÇÕES GERAIS DE CONTROLE LÓGICO <i>FUZZY</i> (<i>Fuzzy Logic Control</i>)	93
D.1.	Os controladores do tipo <i>fuzzy-PID</i> e suas aplicações industriais	94
	APÊNDICE E - CONTROLE VETORIAL USANDO MODULAÇÃO POR VETOR ESPACIAL (SPACE VECTOR MODULATION – SVM)	96
E.1.	Técnicas de modulação por largura de pulsos (PWM).....	96
E.2.	PWM senoidal	97
E.3.	Modulação por vetor espacial pentafásico (<i>Five-Phase Space Vector Modulation - SVM</i>)	98
E.3.1.	Implementação prática do SVM pentafásico	101
E.4.	Controle orientado por campo (<i>Fiel Oriented Control</i> – FOC)	105
E.5.	Controle retroalimentado por corrente	108
E.5.1.	Controle de corrente por banda de histereses	109
	ANEXO I – ENSAIO EM VAZIO DO MSIP PENTAFÁSICO	111

LISTA DE PRINCIPAIS ABREVIACOES

AD	<i>Analog to Digital</i>
CC	Corrente Contínua
DEE	Departamento de Engenharia Elétrica
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
DSC	<i>Digital Signal Controller</i>
fcem	Força contra eletromotriz
FLC	<i>Fuzzy Logic Control</i>
FMM	Força Magnetomotriz
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
IO	<i>Input / Output</i>
IPMM	<i>Interior Permanent Magnet Machine</i>
ISR	<i>Interrupt Service Routine</i>
LABMAQ	Laboratório de Máquinas Elétricas
MSIP	Motor Síncrono de Im Permanente
PI	<i>Proportional Integral</i>
PMSM	<i>Permanent Magnet Synchronous Machines</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
SPM	<i>Surface Permanent Magnet machine</i>
SVM	<i>Space Vector Modulation</i>
TI	<i>Texas Instruments</i>

1. INTRODUÇÃO

Com a evolução da eletrônica e avanços computacionais, acionamentos e controles de sistemas de energia têm sido cada vez mais sofisticados e viáveis. Muitas são as aplicações, nas indústrias e pesquisas, e no desenvolvimento de sistemas nas áreas de engenharia. Basicamente, os acionamentos eletrônicos para máquinas elétricas rotativas de corrente alternada podem impor frequência elétrica, tensão e corrente através de um inversor, controlado por um dispositivo que disponha de, pelo menos, um microprocessador, tal como um computador ou um microcontrolador, ou eventualmente por um sistema que disponha de um DSP (*Digital Signal Processor*). Dessa forma, é possível controlar eficientemente a conversão de energia elétrica para mecânica.

Com a utilização de processadores de alta velocidade, como é o caso dos microcontroladores do tipo DSP, como os desenvolvidos pela *Texas Instruments (TI)*, técnicas de controle e acionamentos mais sofisticados e inteligentes podem ser implementados, oferecendo capacidade para controlar simultaneamente os pulsos das chaves semicondutoras dos conversores que acionam motores, assim como também garantir a robustez dos sistemas de controle de velocidade ou posição angular diante de mudanças de carga mecânica ou perturbações inesperadas.

A maioria das máquinas elétricas utilizadas no mundo são monofásicas ou trifásicas, entretanto, uma das vantagens das máquinas multifásicas em relação às trifásicas é a redução da corrente do estator por fase e a possibilidade de tolerância a falhas [1], atraindo interesses na pesquisa e na indústria para uso em aplicações como aeronaves, navios, automóveis e indústria petroquímica, onde se requer alta confiabilidade [2]. Além disso, com o maior número de graus de liberdade, elas podem operar com melhores desempenhos. Quanto maior o número de fases, maior a saída de torque por ampère para o mesmo volume de uma máquina. O aumento no torque e na densidade de potência deve-se às baixas perdas resistivas totais nos enrolamentos do estator das máquinas multifásicas. A potência total é distribuída por um número maior de fases, e com isso, altos níveis de potência podem ser obtidos sem aumentar a tensão e a corrente nominal nos semicondutores [3]. Portanto, motores multifásicos podem ser usados em aplicações especiais de alta potência e alto desempenho que exigem alta densidade de energia, alta eficiência e alta confiabilidade do sistema. Comparado aos motores de três, seis, sete e nove fases, o motor de cinco fases apresenta a melhor relação torque/corrente efetiva [2].

Basicamente os sistemas de acionamentos são constituídos por um motor, um sensor de posição angular, circuito de potência que aciona o motor por meio de chaves como IGBTs e um dispositivo com microprocessador, tal como um DSC (*Digital Signal Controller*) ou um DSP que controla o sistema. As informações de posição do rotor são enviadas ao controlador, que gera uma modulação do tipo PWM, energizando as fases da máquina. Desta forma, correntes elétricas são impostas nos enrolamentos do estator e um torque eletromagnético é aplicado ao eixo do motor.

No caso desta dissertação, o acionamento da máquina é feito pela técnica de modulação de vetores espaciais (*Space Vector Modulation – SVM*) aplicada ao inversor [4]. Os vetores são traduzidos em pulsos PWM que comandam os IGBTs. As correntes geradas nos enrolamentos produzem um campo magnético resultante girante no interior da máquina com determinada amplitude e velocidade angular [5].

A técnica de controle de velocidade do motor mais usual é a de orientação de campo (*Field Oriented Control – FOC*) que gera correntes apropriadas no estator. Com auxílio de uma transformação de um referencial estático do estator para um referencial girante do rotor, duas correntes, a de eixo e de quadratura, desacopladas tornam o controle semelhante ao de uma máquina CC com corrente de campo e de armadura, respectivamente. A corrente de eixo direto é mantida nula, devido à presença do ímã permanente que mantém fixo o fluxo de eixo direto, e a corrente em quadratura gera o fluxo perpendicular ao eixo direto para controlar o torque.

Para a verificação da resposta deste trabalho, foi utilizada uma bancada com uma máquina síncrona de ímãs permanentes (MSIP) pentafásica, um inversor também pentafásico controlado por um microcontrolador DSP conectado ao computador, cujo desenvolvimento é descrito em [6].

1.1. Revisão de trabalhos anteriores

Esta subseção é dedicada a uma revisão de trabalhos anteriores envolvendo os assuntos sobre controladores *fuzzy* em máquinas síncronas de ímãs permanentes pentafásicas. Também serão abordados assuntos para solucionar problemas de oscilação no torque durante o controle de velocidade por causa de construções geométricas nos motores e, também, no caso de falta de fase.

A máquina síncrona de ímãs permanentes (MSIP) pentafásica usa ímãs para produzir o campo magnético no rotor, dispensando o uso de conectores mecânicos no rotor e fontes extras externas [7]. Embora um MSIP tenha o risco de desmagnetização, um custo mais alto e seja complexo controlar o fluxo magnético do rotor e, também seu fator de potência, possui rápida resposta dinâmica, operação eficiente, alta densidade de energia, baixa inércia, baixo ruído, alto desempenho em uma ampla variedade de velocidades e boa compatibilidade em comparação com outros tipos de motores [8]. Além disso, é possível uma redução de amplitude de pulsação de torque, aumento de densidade de torque e redução de corrente do estator por fase, reduzindo as perdas por efeito joule.

Outra característica importante dos motores multifásicos é a possibilidade de manter um motor operando em condição de falta, sem a necessidade de hardwares adicionais ou intervenção humana [9]. Em aplicações especiais como aviação, propulsão elétrica, veículos elétricos ou veículos híbridos, a alta confiabilidade é um requisito para o acionamento elétrico, a fim de garantir a segurança e a integridade física de pessoas. Nessas aplicações, é necessária a continuidade da operação, mesmo em condições de falha [10].

A falha mais comum na associação de conversores de máquina é a anulação da corrente em alguma fase correspondente e com isso, o surgimento de um torque pulsante. Um controle tolerante a falta de fase deve manter o torque e a velocidade do eixo através da imposição de correntes adequadas, sem danificar o sistema [11]. Um defeito ou falha em um braço do inversor ou em sua conexão com a máquina, geralmente leva à degradação ou até mesmo à interrupção imediata do seu funcionamento. O desenvolvimento de um controle para manter o torque constante é necessário. O controle deve ser desenvolvido para compensar o desequilíbrio causado pela perda de uma fase, que em geral, consiste na detecção de falhas [12] e em algumas alterações no sistema, como algoritmos diferentes [13] e/ou conexões de cabos no hardware [14]. Para solucionar o problema, na maioria das vezes um controlador clássico, do tipo PI, não é suficiente sendo necessário um controlador inteligente e de alta velocidade de resposta para controlar o motor [15]. Neste trabalho, o controlador *fuzzy* desenvolvido lê as grandezas físicas do motor tais como velocidade e corrente, agindo rapidamente para controlar a velocidade do motor sem a necessidade de fazer qualquer alteração no sistema. Com essa abordagem, o MSIP pentafásico continua operando com segurança e estabilidade, mesmo durante a falta de uma fase, com um mínimo de oscilações no torque, apenas ajustando naturalmente as correntes nas fases remanescentes [16].

Um outro problema que as máquinas síncronas de ímãs permanentes apresentam são os harmônicos espaciais de ordem superior que surgem na corrente do estator devido às características geométricas da construção do motor, especialmente contribuídas pelas ranhuras fracionárias do estator, saliências do rotor e harmônicos do campo magnético do rotor [18] e [19]. Com isso, estes harmônicos espaciais nas correntes do motor acentuam vibrações no rotor e perdas indesejáveis, principalmente quando se projeta motores para veículos que necessitam de máximo conforto e, uma vez que são ligados a baterias, devem ter o máximo de eficiência possível [20]. As causas deste torque pulsante estão basicamente relacionadas ao projeto do motor, resultando em harmônicos espaciais no campo magnético; ao acionamento, resultando em harmônicos de corrente na armadura e à interação entre os ímãs permanentes do rotor e as ranhuras do estator, resultando em *cogging* torque [21] e [22]. Portanto, para a solução deste problema, estratégias baseadas em esquemas de controle inteligentes podem ser implementadas. Métodos de projeto do motor para solução deste problema tratam principalmente da otimização da distribuição do enrolamento e do uso da ranhura fracionária. Por sua vez, o método de controle molda fundamentalmente a corrente de forma a compensar as imperfeições do campo magnético, resultando em menos torque pulsante [23].

Para aplicações de acionamento de veículos elétricos usando motores síncronos de ímãs permanentes, devido às grandes variações de aceleração, ao requisito de apresentar o mínimo de vibração possível e alta confiabilidade, o controle de velocidade não é simples e deve ter um bom desempenho. Geralmente, controladores do tipo proporcional-integral (PI) não são suficientes para o controle desses motores devido aos problemas de harmônicos espaciais já descritos, além de não controlarem de forma confiável durante alguma falta [24]. Para isso um controle mais sofisticado e inteligente, como o controlador lógico *fuzzy* pode melhorar o desempenho, conforto e confiabilidade do sistema.

Com o uso de processadores de alta velocidade, controladores inteligentes podem ser implementados para controlar os pulsos das chaves semicondutoras dos inversores e garantir a robustez dos sistemas de controle de velocidade ou posição angular quando submetidos a alterações de carga mecânica ou distúrbios [25].

Nesse sentido, o controle *fuzzy* fornece desempenho aprimorado do controle de velocidade do inversor quando comparado ao PI. O *fuzzy* pode ser o mais simples e o melhor dos controladores em termos de insensibilidade diante da variação de carga devido à sua resposta mais rápida [26]. O uso de variáveis linguísticas e regras definidas pelo

usuário com o *fuzzy* fornece ao sistema um controle semelhante à forma de inteligência humana, e não é somente restrito ao controle das máquinas e conversores associados. O *fuzzy* é também ativo na pesquisa de processamento de sinais de uma forma geral e muito utilizado pela sua praticidade em controlar sistemas sem a necessidade de se conhecer os detalhes da planta a ser controlada [27].

O artigo [28] apresenta um controlador baseado em lógica *fuzzy* para motores de indução pentafásicos aplicando técnica de controle orientado por campo (FOC). O controle completo inclui lógica *fuzzy* e é implementado experimentalmente usando uma placa de processamento de sinais digitais e simulado no *MatLab* com o pacote *Simulink*. Foi obtido um alto desempenho do motor para diferentes condições de operação.

Em [29], é apresentada uma aplicação do controlador híbrido *fuzzy*-PID, em que uma máquina de relutância (SRM) tem seu controle de velocidade implementado por meio de um PI em regime permanente. Um controlador *fuzzy* em estado transitório e um simples controlador são chaveados entre estes estados para conseguir uma melhor performance em várias condições de operação do sistema. O *fuzzy* é robusto para controlar variações de cargas e mudanças repentinas na velocidade quando comparado com um controlador PID convencional. O esquema completo de controle híbrido, implementado experimentalmente, foi usado em um sistema com DSP, no caso, o TMS320F2812, para um protótipo de potência 1,2 kW, trifásico e 6/4 polos.

Em [30] é desenvolvido um sistema de controle *fuzzy*-PID híbrido para controle linear e não linear usando algoritmo genético (GA). Este controlador substitui um PI convencional por um *fuzzy* com outro controlador D convencional, em uma forma incrementada, usando um GA para ajustes ótimos. Os ajustes do controlador *fuzzy*-PID são feitos por meio de um GA com pequenas intervenções humanas.

Em [31], [32] e [33], descrevem-se as vantagens do controle *fuzzy* em comparação ao PID para acionamento de motores síncronos usando FOC. Na maioria dos casos, o controlador PID é substituído pelo *fuzzy*, ou o *fuzzy* simplesmente ajusta as constantes do PID. Todos os estudos foram apenas simulados e concluiu-se que a performance de velocidade, correntes e torque com o controlador *fuzzy* é sempre melhor que a do PID, quando comparados em relação à estabilidade do MSIP [34] e [35].

[36] apresenta modelagem e simulações de aplicação de um controle de baixa velocidade usando *fuzzy* aplicado a um MSIP trifásico com o objetivo de criar uma técnica de controle compacta e eficiente para reduzir perdas e variações indesejáveis e aumentar a eficiência da máquina. Existem muitas formas de aplicação do controle *fuzzy*, seja

isolado ou combinado com o clássico PI, o chamado controle híbrido [37], [38] e [39]. Tendo em vista que o controle clássico só funciona muito bem para intervalos específicos e que são limitados, fazer ajustes das constantes PI usando *fuzzy* pode aprimorar o controle de um MSIP.

Em [40] é desenvolvido um controlador em malha fechada de velocidade usando um controlador *fuzzy* para controle de um motor síncrono de ímãs permanentes pentafásico. As aplicações de controle *fuzzy* têm grandes vantagens como melhores performances, respostas dinâmicas rápidas, operações eficientes, redução na oscilação de torque e são robustos com a estabilidade na velocidade e variação de velocidade do veículo em diferentes condições e trajetórias, frente aos controladores clássicos. Isso é importante no que tange a fornecer mais conforto e confiabilidade para os passageiros.

1.1.1. Aplicações de controladores para eliminação de oscilações no torque e em condições de falta de fase

No passado, alguns resultados de pesquisa para solução de torque pulsante em máquina síncrona de ímã permanente foram apresentados na literatura. Esses trabalhos abordaram soluções alterando o projeto físico da máquina [41] e diferentes estratégias de controle [42], principalmente com o objetivo de diminuir o torque pulsante devido a polos salientes da máquina, imperfeições na construção e distúrbios de carga [43].

Outro método para controlar o torque pulsante é usar o circuito de controle de torque como circuito interno do circuito de controle de velocidade. O erro de velocidade é usado para gerar referência de corrente de quadratura (corrente de torque), usada em um circuito de controle de corrente [44]. Dessa maneira, se os controladores de velocidade e corrente forem rápidos o suficiente, a corrente poderá ser compensada para garantir menor torque pulsante [45].

Em [46] apresenta-se uma estratégia para controle direto de torque do MSIP com os controladores *fuzzy* e PI usando técnica de acionamento por vetor espacial SVM. Com estas estratégias, as oscilações do torque são reduzidas, principalmente quando atuando o controlador *fuzzy*. Em [47] é apresentada uma estratégia que controla o torque usando diretamente as respostas de correntes do motor, combinando *fuzzy* e PI com o objetivo de compensar as oscilações das correntes e com isso reduzir a variação do torque.

Em [48] são apresentadas estratégias específicas de controle de torque, minimização de perdas nos enrolamentos, aumento da eficiência em máquinas síncronas

de ímãs permanentes pentafásicas com enrolamento concentrado. O motor é alimentado por um inversor (VSI) e se propõe um controle para eliminar harmônicos de sétima ordem aplicando controle lógico *fuzzy*. Os parâmetros foram ajustados experimentalmente.

Em [49], é implementado um sistema de controle, alimentado por um inversor fonte de tensão, tolerante a falta de fase numa máquina síncrona pentafásica de ímãs permanentes. É utilizado um controlador *fuzzy* acionado por vetores espaciais (SVM) para minimizar os distúrbios de impactos que podem crescer nessas condições de falta, sem qualquer alteração no hardware. Esses tipos de máquinas multifásicas são utilizadas em grandes campos de aplicações, tais como veículos elétricos, turbinas, propulsão de navios, petroquímica, onde uma grande confiabilidade deve ser levada em consideração [50].

Em [51] e [52] faz-se um estudo comparativo de aplicação dos controles PI e *fuzzy* usando FOC em um motor síncrono trifásico modelado para simular falta de fase. Utilizando simulações, as respostas de correntes no estator, velocidade e torque no eixo do motor são analisados, durante os transitórios ocorridos, no momento da falta. Como previsto, conclui-se que o controlador *fuzzy* desenvolveu melhor performance que o PI para estabilizar as variáveis elétricas do motor e foram encontrados resultados satisfatórios quando da ocorrência de falta de duas fases não adjacentes [53].

1.2. Objetivo da pesquisa

O objetivo deste trabalho é a implementação prática de uma estratégia de controle de velocidade usando lógica *fuzzy* para redução das oscilações indesejadas no torque de um motor síncrono de ímãs permanentes pentafásico quando submetido a uma perda de fase. Este controlador corrige as irregularidades do vetor de campo magnético girante no estator, levando em consideração as leituras de velocidade do eixo do motor e suas correntes no estator, em tempo real, e, como consequência, elimina estas oscilações.

Um objetivo secundário é o estudo preliminar da atuação do controle *fuzzy* no caso da ocorrência de uma falta de fase. Os resultados de simulação e experimentais mostraram que o controle *fuzzy* permite que o motor continue operando de forma normal quando da ausência de uma fase. Esta característica é importante para a confiabilidade de sistemas de acionamento de veículos. No entanto, estudos mais profundos devem ser realizados para validar os resultados apresentados neste trabalho.

Como já mencionado, a justificativa desta abordagem com um controle inteligente é a sua rápida resposta de atuação, permitindo que nenhuma alteração no hardware e nem no software seja necessária para manter a operação estável do motor.

O sistema de acionamento aplica tensões nas fases do estator, usando modulação por vetor espacial (SVM). O programa principal, implementado em C, compreende um algoritmo que gera simultaneamente os vetores espaciais e controla a velocidade e a corrente do motor. Os resultados com os controladores *fuzzy* e PI, simulados e implementados experimentalmente, são comparados e analisados.

Resumidamente, a bancada de trabalho consiste de um motor síncrono de ímãs permanentes de cinco fases com um sensor de posição angular (*encoder*), um conversor a IGBTs de cinco fases que aciona o motor, utilizando um DSP conectado a um computador que controla o sistema, e um gerador CC acoplado ao eixo do motor opera como carga.

1.3. Metodologia

A metodologia da tese divide-se nas seguintes etapas:

- 1- Apresentação do modelo matemático de um motor síncrono de ímãs permanentes pentafásico de polos lisos e distribuição puramente senoidal. Este modelo não corresponde ao modelo exato do MSIP pentafásico experimental, pois a distribuição deste não é puramente senoidal e tem seus polos salientes. O objetivo de utilizar um modelo aproximado foi verificar se as saliências do rotor poderiam ser desprezadas para o projeto do controle de velocidade do motor. No caso, foi verificado que não é possível desprezar as saliências no projeto de um controlador baseado em modelos.

Como a modelagem de uma máquina síncrona de ímãs permanentes pentafásica é complexa, e o objetivo do trabalho não é a modelagem, considerou-se adequada a implementação de um controlador de velocidade usando lógica *fuzzy*, uma vez que sua característica principal é desnecessidade do conhecimento do modelo da planta;

- 2- Descrição do acionamento do MSIP pentafásico usando técnica de modulação por vetor espacial (SVM) e controle vetorial (FOC);
- 3- Implementação experimental e simulações dos controladores *fuzzy* e PI no MSIP pentafásico usando DSP (Digital Signal Processing) e MatLab/Simulink

7- Análise dos resultados obtidos simulados e experimentais e suas conclusões.

1.4. Organização do desenvolvimento da tese

Esta tese está organizada em seis capítulos, sendo que neste primeiro, foram apresentadas as informações básicas sobre o assunto estudado, a pesquisa bibliográfica, os objetivos e a metodologia.

No Capítulo 2, é apresentado um modelo matemático de um motor síncrono de ímãs permanentes pentafásico de polos lisos, com enrolamento distribuído e força eletromotriz puramente senoidal. São apresentadas ainda as equações para tensões aplicadas nos terminais dos enrolamentos do motor, tanto no referencial estático, como no girante. Além disso, são deduzidas as equações para potência e torque eletromagnético no referencial girante.

No capítulo 3 é descrita a teoria da técnica de modulação por espaço vetorial (SVM) no acionamento do MSIP pentafásico, devido a algumas complexidades na sua implementação quando o sistema é pentafásico. Também são apresentadas as técnicas de controle vetorial orientado por campo (*Field Oriented Control* – FOC).

O capítulo 4 apresenta o desenvolvimento e as simulações dos controladores *fuzzy* e PI para controlar a velocidade do MSIP pentafásico em ambiente MatLab/Simulink, utilizando a técnica de modulação por espaço vetorial (SVM) em condições de falta. Além da descrição completa dos controladores, é apresentado um estudo nas respostas das simulações para a velocidade angular do rotor, correntes do estator e torque com diferentes cargas acopladas ao eixo do rotor.

No capítulo 5 é descrita a implementação da parte experimental do sistema. Também é apresentado um estudo experimental nas respostas para a velocidade angular do rotor, correntes do estator e torque com diferentes cargas acopladas ao eixo do rotor, quando o motor é controlado pelo *fuzzy* e PI. Neste capítulo, são feitas as análises dos resultados, tanto para a condição de falta de uma fase, quanto para a redução da pulsação do torque (*ripples*) devido as características construtivas do motor.

No capítulo 6 é apresentada uma conclusão da análise dos resultados obtidos. Os apêndices e os anexos contém informações adicionais com o objetivo de complementar as ideias dos textos na tese.

2. MODELO MATEMÁTICO DO MOTOR SÍNCRONO DE ÍMÃS PERMANENTES PENTAFÁSICO

Este capítulo apresenta o modelo matemático de um motor síncrono de ímãs permanentes (MSIP) pentafásico com força eletromotriz puramente senoidal e de polos lisos. Apesar do motor experimental ser de polos salientes e distribuição aproximadamente senoidal, o objetivo de apresentar este modelo é mostrar que o mesmo, apesar de ser uma aproximação para o modelo do motor utilizado experimentalmente nesta tese, não é adequado para projetar um controlador clássico de velocidade. Além disso, serve para mostrar que o controlador *fuzzy* prescinde de um conhecimento acurado da planta do conhecimento da planta. Serão apresentadas, primeiramente, as equações que modelam o motor no referencial estacionário em termos de variáveis de fase e, depois, os termos de indutâncias variáveis no tempo serão transformados, com auxílio de matriz, do referencial estático para o girante do MSIP $[T_{qdx_1y_10}]$ [54], [55] e [56]. Ao final, serão apresentadas as equações para determinação do torque e da potência no mesmo referencial girante.

Paras todas as deduções foram consideradas algumas hipóteses simplificadoras. São elas: os efeitos da saturação, histerese e correntes parasitas são desprezados; a distância espacial entre quaisquer duas fases consecutivas é igual a $2\pi/5$; os enrolamentos são conectados em estrela (Y), sem condutor neutro disponível; a distribuição de força magneto-motriz (FMM) é puramente senoidal ao longo do entreferro, considerando que é dominante a sua componente harmônica fundamental em relação às demais componentes harmônicas; a força contra eletromotriz induzida (f_{cem}) é puramente senoidal; as tensões e as correntes das fases são senoidais e equilibradas e; a indutância, a resistência e f_{cem} são simétricas.

2.1. Equações da tensão, do fluxo e da indutância do estator no referencial estacionário

A equação (2.1) modela a tensão nas fases do estator de uma máquina síncrona quando uma corrente elétrica circula pelos enrolamentos [56]. Nesta equação se observa que a tensão no estator é a soma de dois termos quando em regime permanente. No caso, a tensão induzida devido à variação do fluxo do rotor no estator e o produto da impedância dos enrolamentos pela corrente que circula neles. Esta impedância, resulta da soma da

reatância indutiva relacionada à magnetização das somas da reatância indutiva, responsável pela magnetização das bobinas do estator, com a resistiva, que é responsável pelo aquecimento das mesmas.

$$V_s = E + (R_s + j\omega L_s)I_s \quad (2.1).$$

Onde

$V_s \rightarrow$ Tensão nas fases do estator;

$E \rightarrow$ Tensão induzida;

$R_s \rightarrow$ Resistência dos enrolamentos;

$\omega \rightarrow$ Frequência angular da corrente nas fases do estator;

$L_s \rightarrow$ Indutância dos enrolamentos do estator;

$I_s \rightarrow$ Corrente nas fases do estator;

De forma generalizada, as equações que modelam o estator de uma máquina elétrica polifásica são sempre matriciais, como no caso do MSIP objeto desta tese [57]. A equação (2.2) apresenta a tensão nas fases do estator. Esta equação compõe, de forma implícita, a tensão induzida e a reatância indutiva dos enrolamentos do estator, embutida no termo com a derivada dos fluxos enlaçados com relação ao tempo.

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\Lambda_s] \quad (2.2).$$

Onde:

$V_s \rightarrow$ Vetor coluna das tensões nos estator;

$R_s \rightarrow$ Matriz de resistências dos enrolamentos;

$\Lambda_s \rightarrow$ Vetor coluna de fluxos enlaçados no estator;

$I_s \rightarrow$ Vetor coluna de correntes no estator;

Cada termo da equação (2.2) é apresentado nas equações (2.3), (2.4), (2.5) e (2.6), respectivamente. Os vetores são de dimensão $[1 \times 5]$ e a matriz de resistência, de dimensão $[5 \times 5]$, uma vez que o motor estudado é de cinco fases.

$$[V_s] = [v_{as} \ v_{bs} \ v_{cs} \ v_{ds} \ v_{es}]^T \quad (2.3),$$

$$[I_s] = [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs} \ i_{ds} \ i_{es}]^T \quad (2.4),$$

$$[\Lambda_s] = [\lambda_{as} \ \lambda_{bs} \ \lambda_{cs} \ \lambda_{ds} \ \lambda_{es}]^T \quad (2.5),$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \quad (2.6).$$

A equação (2.7) descreve o vetor de fluxos enlaçados composto pelo produto da indutância somado ao fluxo enlaçado pelos enrolamentos do estator, como sendo o produto da indutância pela corrente que circula nos enrolamentos, somado pelo fluxo enlaçado produzido pelos ímãs.

$$[\Lambda_s] = [L_{ss}][I_s] + [\Lambda_m] \quad (2.7).$$

Onde:

$[L_{ss}] \rightarrow$ Matriz de indutâncias do estator com as próprias e mútuas;

$[\Lambda_m] \rightarrow$ Vetor de fluxo enlaçados no estator devido aos ímãs permanentes no rotor;

Considerando constante as amplitudes e as formas de onda das tensões induzidas nos enrolamentos do estator, estritamente senoidais, a equação (2.8) mostra o vetor de enlaces de fluxos enlaçado produzido pelos ímãs permanentes do rotor $[\Lambda_m]$.

$$[\Lambda_m] = \lambda_m \begin{bmatrix} \sin(\theta_r) \\ \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) \\ \sin\left(\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) \\ \sin\left(\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) \\ \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) \end{bmatrix} \quad (2.8).$$

Onde:

$[\lambda_m]$ → Amplitude máxima do fluxo enlaçado produzido pelos imãs do rotor;

$[\theta_r]$ → Posição do em radianos;

A matriz de indutância do estator é dado pela equação (2.9). No caso de um enrolamento distribuído, as indutâncias próprias e mútuas do estator possuem valores que variam com a posição do rotor [54].

$[L_{ss}] =$

$$\begin{bmatrix} L_{ls} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{ls} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{mmo} & L_{mmo} \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & L_{mmo} \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & L_{mmo} \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & L_{mmo} \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) \\ L_{mmo} \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & L_{mmo} & L_{mmo} \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & L_{mmo} \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & L_{mmo} \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) \\ L_{mmo} \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & L_{mmo} \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & L_{mmo} & L_{mmo} \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & L_{mmo} \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) \\ L_{mmo} \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & L_{mmo} \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & L_{mmo} \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & L_{mmo} & L_{mmo} \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) \\ L_{mmo} \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & L_{mmo} \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & L_{mmo} \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & L_{mmo} \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & L_{mmo} \end{bmatrix} + (2.9).$$

$$\begin{bmatrix} L_{mm2} \cos 2(\theta_r) & L_{mm2} \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) & L_{mm2} \cos\left(2\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) & L_{mm2} \cos\left(2\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) & L_{mm2} \cos\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) \\ L_{mm2} \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) & L_{mm2} \cos 2\left(\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) & L_{mm2} \cos\left(2\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) & L_{mm2} \cos\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) & L_{mm2} \cos(2\theta_r - 2\pi) \\ L_{mm2} \cos\left(2\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) & L_{mm2} \cos\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) & L_{mm2} \cos 2\left(\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) & L_{mm2} \cos(2\theta_r - 2\pi) & L_{mm2} \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) \\ L_{mm2} \cos\left(2\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) & L_{mm2} \cos\left(2\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) & L_{mm2} \cos(2\theta_r - 2\pi) & L_{mm2} \cos 2\left(\theta_r - \frac{6\pi}{5}\right) & L_{mm2} \cos\left(2\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) \\ L_{mm2} \cos\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) & L_{mm2} \cos(2\theta_r - 2\pi) & L_{mm2} \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) & L_{mm2} \cos\left(2\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) & L_{mm2} \cos 2\left(\theta_r - \frac{8\pi}{5}\right) \end{bmatrix}$$

Onde:

$[L_{ls}]$ → Componente de indutância devido ao fluxo de dispersão do enrolamento do estator;

$[L_{mmo}]$ → Componente de indutância própria devido ao fluxo espacial de entreferro;

$[L_{mm2}]$ → Componente de indutância própria devido às saliências do rotor;

2.2. Matriz de transformação para o referencial girante

O propósito desta transformação é representar, de forma desacoplada, as variáveis de tensão, fluxo enlaçado e indutância do estator no referencial girante, ou seja, no referencial do rotor. Desta forma, estas variáveis tornam-se independentes da posição angular, tornando-se independentes da posição, sendo assim invariante no tempo. Com estas transformações as grandezas resultantes tais como torque ou energia permanecem as mesmas, independentes devem ter os mesmos resultados, independentemente do referencial adotado.

Para obter esta transformação no referencial do rotor, ou seja, sair do referencial do estático ($abcde$), para o girante (qdx_1y_10), é necessário utilizar uma matriz de transformação, que é a $[T_{qdx_1y_10}]$.

Neste caso, um eixo d é alinhado direto com o eixo magnético do enrolamento de campo e, um outro eixo q em quadratura, ou seja, ortogonal a d é defasado de 90 graus, podendo estar adiantado ou atrasado em relação ao eixo d. Para a dedução desta matriz de rotação $[T_{qdx_1y_10}]$ é necessário aplicar primeiro a transformação de Clarke $[T_{\alpha\beta x_1y_1\dots 0}]$ e em seguida transformação rotacional $[T_{\theta r}]$.

A equação (2.10) mostra a matriz de transformação genérica de Clarke $[T_{\alpha\beta x_1y_1\dots 0}]$, para um sistema de m fases simétricas, na forma invariante em amplitude, onde $\alpha = \frac{2\pi}{m}$ [58]. Invariante em amplitude significa dizer que os vetores de tensão no referencial estacionário terão a mesma amplitude dos vetores no referencial girante. Esta matriz possui dimensão $[m \times m]$, de acordo com o número de fases do sistema. A variável α corresponde ao ângulo espacial entre quaisquer duas fases consecutivas do estator.

$$[T_{\alpha\beta x_1y_1\dots 0}] = \begin{matrix} \alpha \\ \beta \\ x_1 \\ y_1 \\ x_2 \\ \frac{2}{m} y_2 \\ \dots \\ x_{\left(\frac{n-4}{2}\right)} \\ y_{\left(\frac{n-4}{2}\right)} \\ 0^+ \\ 0^- \end{matrix} \begin{bmatrix} \cos \alpha & \cos 2\alpha & \cos 3\alpha & \dots & \cos 3\alpha & \cos 2\alpha & \cos \alpha \\ \sin \alpha & \sin 2\alpha & \sin 3\alpha & \dots & -\sin 3\alpha & -\sin 2\alpha & -\sin \alpha \\ \cos 2\alpha & \cos 4\alpha & \cos 6\alpha & \dots & \cos 6\alpha & \cos 4\alpha & \cos 2\alpha \\ \sin 2\alpha & \sin 4\alpha & \sin 9\alpha & \dots & -\sin 9\alpha & -\sin 4\alpha & -\sin 2\alpha \\ \cos 3\alpha & \cos 6\alpha & \cos 9\alpha & \dots & \cos 9\alpha & \cos 6\alpha & \cos 3\alpha \\ \sin 3\alpha & \sin 6\alpha & \sin 9\alpha & \dots & -\sin 9\alpha & -\sin 6\alpha & -\sin 3\alpha \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \cos \left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) & \cos 2\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) & \cos 3\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) & \dots & \cos 3\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) & \cos 2\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) & \cos \left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) \\ \sin \left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) & \sin 2\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) & \sin 3\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) & \dots & \sin 3\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) & \sin 2\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) & \sin \left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \dots & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \dots & -\frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.10).$$

Esta matriz de Clarke para um sistema de cinco fases, na forma invariante de amplitude, ficará de acordo com a equação (2.11), para $\alpha = \frac{2\pi}{5}$. A opção de se trabalhar com esta matriz invariante em amplitude é poder comparar e/ou correlacionar as expressões pentafásicas com as trifásicas. Um fator 3/2 encontrado nas expressões de potência e torque eletromagnético dos MSIPs trifásicos é substituído pelo fator 5/2 no MSIP pentafásico.

$$[T_{\alpha\beta x_1 y_1 0}] = \frac{2}{5} \begin{matrix} \alpha \\ \beta \\ x_1 \\ y_1 \\ 0 \end{matrix} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) \\ 0 & -\sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) & -\sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) \\ 1 & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) & -\sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) & -\sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.11).$$

Este sistema de cinco fases pode ser dividido em dois planos. Estes planos podem ser definidos como plano α - β (1ª e 2ª linha da matriz de Clarke) e o plano x_1 - y_1 (3ª e 4ª linha da matriz). O sistema de coordenadas de segunda harmônica espacial do fluxo apresenta ângulo 2α entre eixos magnéticos de fases consecutivas, no caso 72° . A última linha de matriz de transformação de Clarke representa a componente de sequência zero, que não existe para sistema pentafásico equilibrado conectado em estrela sem o condutor neutro disponível.

A matriz de transformação rotacional para um sistema de cinco fases simétrico pode ser escrita como determinado na equação (2.12). O ângulo θ_r na matriz representa a posição do rotor em radianos e são determinados dependentes da velocidade angular ω_r .

$$[T_{\theta_r}] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) & 0 & 0 & 0 \\ \sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.12).$$

A posição do rotor é obtida pela equação $\theta_r = \omega_r t + \theta_o$, em que ω_r é a velocidade angular do rotor em rad/s e θ_o a posição angular inicial do eixo q em relação

ao eixo da fase “a”. A figura 2.1 ilustra um diagrama vetorial com os dois referenciais, o estático a-b-c-d-e e o girante, q-d.

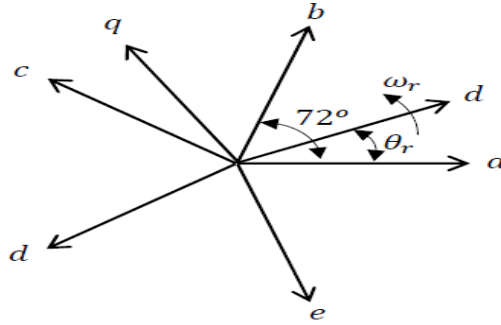


Figura 2.1 – Diagrama vetorial.

A equação (2.13) determina a matriz de transformação $[T_{qdx_1y_10}]$ que é obtida com o produto matricial da transformação de Clarke $[T_{\alpha\beta x_1y_1\dots 0}]$ pela rotacional $[T_{\theta_r}]$.

$$[T_{qdx_1y_10}] = [T_{\alpha\beta x_1y_1\dots 0}] \cdot [T_{\theta_r}] =$$

$$\begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) \\ \sin(\theta_r) & \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) \\ \frac{2}{5} & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) & -\sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) & -\sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.13).$$

Para um motor MSIP pentafásico, a matriz terá dimensão $[5 \times 5]$. Se alimentado com tensão puramente senoidal e com distribuição do fluxo também senoidal ao redor do entreferro, existirá apenas a componente fundamental (primeira harmônica) dos termos nas indutâncias e no fluxo do estator e, do torque aplicado pelo rotor. Assim, as duas primeiras linhas da matriz de transformação de Clarke definem as variáveis que são responsáveis pela produção da componente fundamental do fluxo e do torque, ou seja, as únicas que possuem acoplamento entre estator e rotor.

Como supostamente não existem harmônicas do fluxo (harmônica espacial), não haverá interação entre estas e as harmônicas da corrente do estator (harmônica no tempo), não havendo assim acoplamento entre o estator e o rotor para as componentes da terceira e quarta linha da matriz de transformação de Clarke. Com isso, estas componentes não contribuem para produção de torque. Porém, na prática, com a utilização de inversores,

não é possível alimentar um motor com tensão senoidal pura, e também como as assimetrias nos enrolamentos provocam desequilíbrios na carga, as componentes da terceira harmônica da tensão e da corrente do estator não serão nulas. Haverá aquecimentos e perdas, portanto é importante que o inversor não produza harmônicos dessa ordem e para isso é necessário utilizar estratégias adequadas para o chaveamento do inversor.

A última linha da matriz de transformação de Clarke define a componente de sequência zero e não existe para o sistema pentafásico, pois o sistema é equilibrado e conectado em estrela e sem o fio neutro.

Esta matriz possui propriedade pseudo-ortogonal, pois a matriz $[T_{qdx_1y_10}]^{-1}$ e $[T_{qdx_1y_10}]^T$ são proporcionais. Assim, a equação (2.14) determina a matriz inversa de $[T_{qdx_1y_10}]$.

$$[T_{qdx_1y_1\dots 0}]^{-1} = \frac{5}{2} [T_{qdx_1y_1\dots 0}]^T = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \sin(\theta_r) & 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & -\sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & -\sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

2.3. Equações da tensão, do fluxo e da indutância do estator no referencial girante

Para obter as equações da tensão, do fluxo e da indutância no referencial girante, a matriz de transformação $[T_{qdx_1y_10}]$ será aplicada nas mesmas equações obtidas acima. Assim, as equações (2.15) e (2.16) determinam a transformação da tensão do estator, do referencial estático para o girante no rotor. As equações (2.17) e (2.18) determinam as componentes da tensão do estator no referencial girante, na forma matricial implícita e explícita, respectivamente.

$$[T_{qdx_1y_10}][V_s] = R_s [T_{qdx_1y_10}][I_s] + [T_{qdx_1y_10}] \frac{d}{dt} [\Lambda_s] \quad (2.15).$$

$$[V_{qdx_1y_10}] = R_s [I_{qdx_1y_10}] + [T_{qdx_1y_10}] \frac{d}{dt} \left([T_{qdx_1y_10}]^{-1} [\Lambda_{qdx_1y_10}] \right) \quad (2.16).$$

$$[V_{qdx_1y_10}] = R_s [I_{qdx_1y_10}] + \frac{d}{dt} [\Lambda_{qdx_1y_10}] + [\Omega] [\Lambda_{qdx_1y_10}] \quad (2.17).$$

$$\begin{bmatrix} v_q \\ v_d \\ v_{x1} \\ v_{y1} \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \\ i_{x1} \\ i_{y1} \\ i_0 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_q \\ \lambda_d \\ \lambda_{x1} \\ \lambda_{y1} \\ \lambda_0 \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_q \\ \lambda_d \\ \lambda_{x1} \\ \lambda_{y1} \\ \lambda_0 \end{bmatrix} \quad (2.18).$$

Onde:

$$[T_{qdx_1y_10}] \frac{d}{dt} [T_{qdx_1y_10}]^{-1} = \omega_r \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = [\Omega] \quad (2.19).$$

Assim como no caso do referencial estacionário, foram obtidas as matrizes do fluxo enlaçado produzido pelo rotor e da indutância. A equação (2.20) mostra, de forma matricial, o fluxo enlaçado no referencial girante.

$$\begin{bmatrix} \lambda_q \\ \lambda_d \\ \lambda_{x1} \\ \lambda_{y1} \\ \lambda_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{ls} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \\ i_{x1} \\ i_{y1} \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \lambda_m \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.20).$$

Os dois primeiros elementos da diagonal principal são chamados de indutâncias síncronas de eixos equivalentes. Correspondem à soma das indutâncias de dispersão equivalentes dos enrolamentos e das indutâncias de magnetização, como mostrado nas equações (2.21) e (2.22).

$$L_q = L_{ls} + L_{qm} = L_{ls} + \frac{5}{2} (L_{mm0} + L_{mm2}) \quad (2.21).$$

$$L_d = L_{ls} + L_{dm} = L_{ls} + \frac{5}{2} (L_{mm0} - L_{mm2}) \quad (2.22).$$

2.4. Circuitos equivalentes do MSIP pentafásico para as componentes no referencial girante

Esta seção apresenta os cinco circuitos equivalentes do MSIP pentafásico, com cada uma das suas componentes da tensão obtidas na seção anterior no referencial girante. A figura 2.2 mostra estes circuitos e suas respectivas equações separadamente.

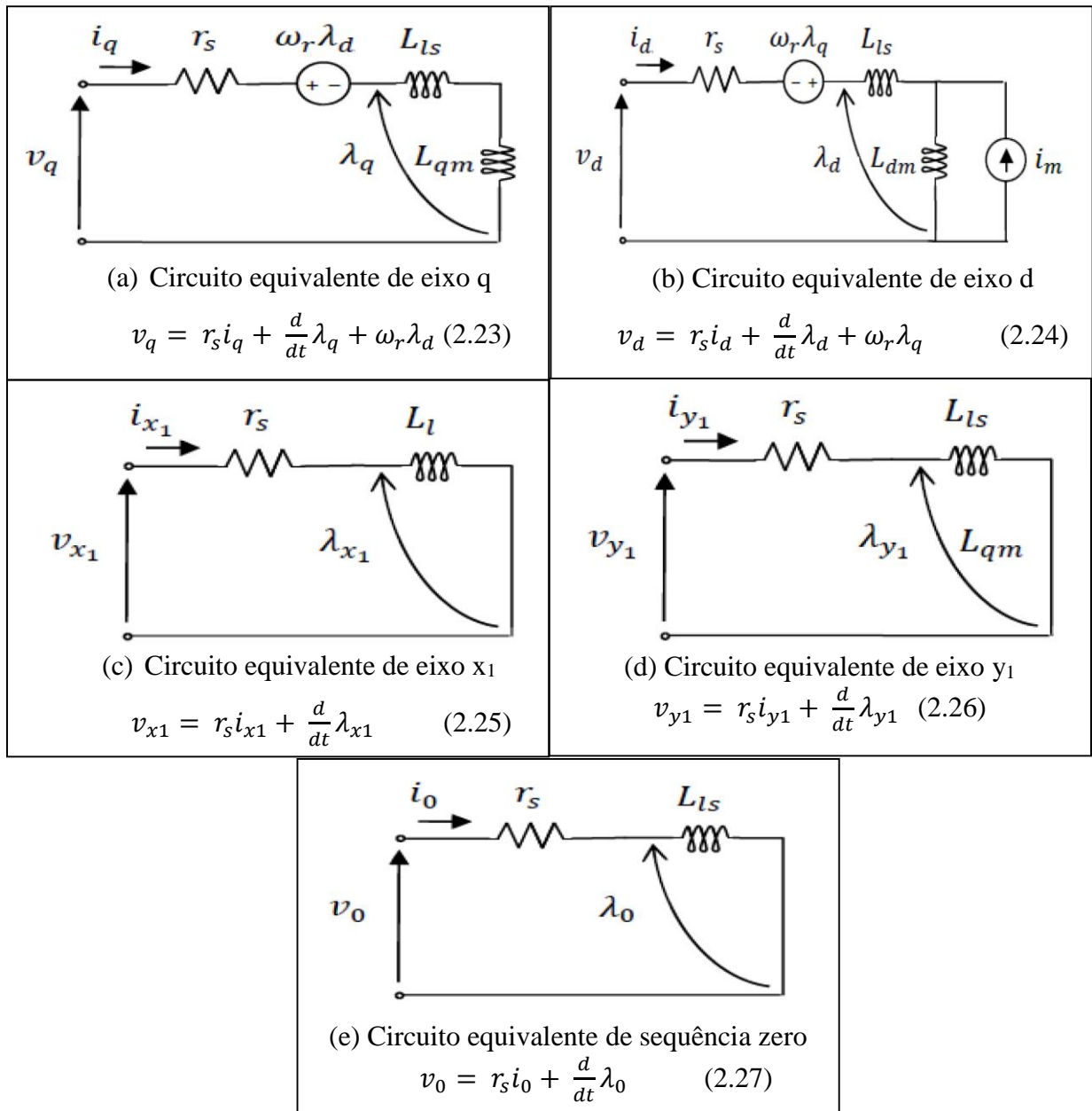


Figura 2.2 - Circuitos equivalentes do MSIP pentafásico no referencial girante e suas respectivas equações.

Estes circuitos e suas equações, que representam as componentes de tensão e fluxo enlaçados, apresentam um modelo completo da dinâmica eletromecânica de um motor síncrono de ímã permanente pentafásico, com força contra eletromotriz induzida (fcem) puramente senoidal, no referencial girante. Ficarão faltando apenas as equações para determinar o torque e a potência que serão deduzidas na próxima seção.

2.5. Equações da potência e do torque eletromagnético

Esta seção deduz a expressão para o torque eletromagnético oriundo da potência elétrica, no caso, o torque em função das grandezas físicas no referencial girante. Uma carga conectada ao rotor do MSIP pentafásico terá potência mecânica que corresponde a potência elétrica entregue pelo inversor subtraído de algumas perdas elétricas e mecânicas associadas ao sistema, quando transferida para a carga. A equação (2.28) determina a potência total instantânea de entrada no MSIP pentafásico, em forma matricial, no referencial girante.

$$P_{entrada} = v_{as}i_{as} + v_{bs}i_{bs} + v_{cs}i_{cs} + v_{ds}i_{ds} + v_{es}i_{es} = \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \\ v_{ds} \\ v_{es} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_{ds} \\ i_{es} \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} v_q \\ v_d \\ v_{x1} \\ v_{y1} \\ v_0 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} [T_{qdx_1y_10}]^{-1} \\ [T_{qdx_1y_10}]^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \\ i_{x1} \\ i_{y1} \\ i_0 \end{bmatrix} = \quad (2.28).$$

$$\begin{bmatrix} v_q \\ v_d \\ v_{x1} \\ v_{y1} \\ v_0 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \frac{5}{2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{5}{2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{5}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{5}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{5}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \\ i_{x1} \\ i_{y1} \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{5}{2} (v_q i_q + v_d i_d + v_{x1} i_{x1} + v_{y1} i_{y1} + v_0 i_0)$$

Onde:

$$\left[[T_{qdx_1y_10}]^{-1} \right]^T \left[[T_{qdx_1y_10}]^{-1} \right] = \begin{bmatrix} \frac{5}{2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{5}{2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{5}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{5}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{5}{2} \end{bmatrix} \quad (2.29).$$

Assim, a equação (2.30) descreve a potência total instantânea na entrada do MSIP pentafásico no referencial girante. Ao substituir a equação (2.15), que determina as cinco componentes da tensão do estator no referencial girante, nesta equação da potência instantânea, obtemos a equação (2.30). Esta é a potência em função das grandezas físicas transformadas do MSIP pentafásico.

$$P_{entrada} = \frac{5}{2} r_s (i_q^2 + i_d^2 + i_{x1}^2 + i_{y1}^2 + i_0^2) + \frac{5}{2} \left(i_q \frac{d}{dt} \lambda_q + i_d \frac{d}{dt} \lambda_d + i_{x1} \frac{d}{dt} \lambda_{x1} + i_{y1} \frac{d}{dt} \lambda_{y1} + i_0 \frac{d}{dt} \lambda_0 \right) + \frac{5}{2} \omega_r (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \quad (2.30).$$

O primeiro termo, que depende das resistências ôhmicas, são perdas nos enrolamentos do estator e, o segundo, com as derivadas com o tempo, corresponde à variação da energia armazenada no campo eletromagnético. Estes termos não contribuem para o torque de saída ou potência transferida. Portanto, somente o terceiro termo irá contribuir para o torque eletromagnético e potência transferida através do entreferro.

A equação (2.31) determina o torque eletromagnético aplicado pelo motor. Como a velocidade angular mecânica do rotor é dependente do número de polos, a mesma pode ser cancelada na equação. Quanto maior o número de polos do MSIP, maior será seu torque eletromagnético e é independente da velocidade angular do rotor.

$$T_e = \frac{\frac{5}{2} \omega_r (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d)}{\omega_{rm}} = \frac{\frac{5p}{22} \omega_{rm} (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d)}{\omega_{rm}} = \frac{5p}{22} (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \quad (2.31).$$

A equação (2.32) apresenta o torque eletromagnético em função das indutâncias e do número de polos p , quando as expressões do fluxo enlaçado na equação (2.20) são substituídas. O primeiro termo corresponde a componente do torque produzido pelo campo dos ímãs permanentes (torque de excitação) e o segundo, corresponde a componente do torque devido às saliências do rotor (torque de relutância), que varia com a posição do rotor. Somente possuem esse termo de torque de relutância, os MSIPs com

indutância de eixo direto L_d , diferente da indutância de eixo em quadratura L_q . Para esse caso, os ímãs são montados no interior do motor, sendo que uma das vantagens desta forma construtiva, é a aplicação em altas velocidades.

$$T_e = \frac{5p}{2} \lambda_m i_q + \frac{5p}{2} (L_d - L_q) i_d i_q \quad (2.32).$$

As equações envolvendo as variáveis x_1 - y_1 não aparecem na expressão final do torque eletromecânico quando uma distribuição senoidal de fluxo ao longo do entreferro é assumida. Logo, estas componentes não contribuem para o torque.

Este torque eletromagnético deve corresponder a um torque mecânico que envolve a soma de duas partes principais, o torque dinâmico, que existe durante transitórios e o torque de carga. O torque dinâmico depende diretamente do momento de inércia J equivalente do sistema (rotor + acoplamento) e velocidade angular do rotor. O torque de carga depende do trabalho útil realizado pela carga e dos atritos. A equação (2.33) mostra o torque eletromagnético como sendo a soma dessas contribuições dos torques mecânicos.

$$T_e = J \frac{d}{dt} \omega_{rm} + T_m + B \omega_{rm} \quad (2.33).$$

Onde:

$T_e \rightarrow$ Torque elétrico;

$J \rightarrow$ Momento de inércia;

$T_m \rightarrow$ Torque mecânico;

$B \rightarrow$ Coeficiente de atrito viscoso;

$\omega_{rm} \rightarrow$ Velocidade angular mecânica do rotor.

No próximo, capítulo será apresentada uma técnica de controle de campo orientado para motor síncrono de ímãs permanentes pentafásico (*field oriented control* – FOC). Será visto na técnica de controle vetorial de modulação por vetores espaciais, que quando aplicadas tensões senoidais nas fases do MSIP com uma distribuição de campo também senoidal, as componentes harmônicas x_2y_2 são eliminadas.

3. ESTRATÉGIA DE CONTROLE

Este capítulo apresenta os detalhes da estratégia de controle de velocidade utilizada no motor e a justificativa para escolha do controlador *fuzzy* como principal contribuição deste trabalho. Serão abordadas as formas de como o controlador *fuzzy* atua no controle de velocidade e na eliminação da pulsação do torque no motor e, os detalhes da sua implementação e critérios de projeto. As especificações de desempenho dos controladores, como resposta ao degrau, erro de acompanhamento da referência e rejeição à perturbação também serão analisadas e comparadas.

3.1. Controle vetorial do MSIP pentafásico via PI

O controle do MSIP pentafásico é feito via controle orientado por campo (FOC) através da modulação por vetor espacial. Com isso, o torque e o fluxo são controlados de forma independente. A amplitude do vetor corrente é proporcional ao módulo do vetor tensão U_{ref} , que, por sua vez, é proporcional aos ciclos de trabalho dos vetores espaciais da base. O ângulo da corrente depende da posição do rotor. Neste caso, o controle das componentes de corrente também é feito por meio de um controlador PI, como ilustra a figura 3.1, em um esquema básico de sua implementação. Este controlador aumenta ou diminui θ_{ref} com a diminuição ou aumento de i_d .

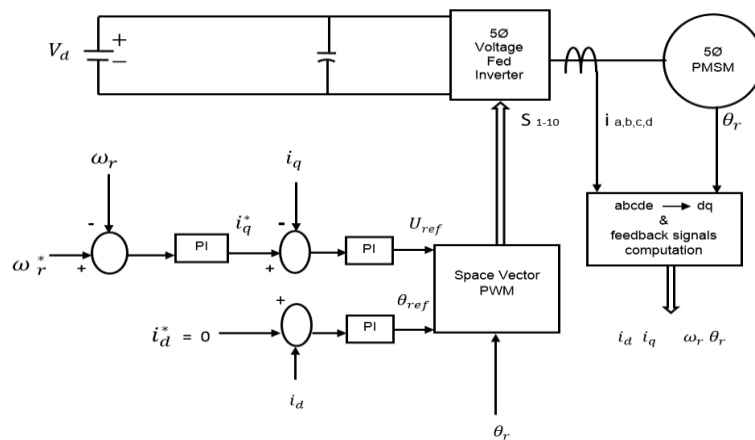


Figura 3.1 - Esquema com controle vetorial.

Como é sabido, no acionamento de máquinas elétricas essa estratégia resulta em melhor resposta de torque, velocidade dinâmica e capacidade de operação em baixas

frequências. Nesse sistema, a velocidade (ou posição) e as correntes são lidas por sensores no motor e, processadas por um DSP para fornecer os sinais de referência de controle e para impor a rotação dos vetores espaciais. A rotação do vetor é fundamental para o desacoplamento entre a corrente de torque e o fluxo. Existem três malhas de controle, a de velocidade (externa), a de corrente de quadratura (torque) como malha interna, e a de fluxo (i_d). O controlador de velocidade funciona como um estimador de torque, ou seja, em uma velocidade de referência constante, a saída do controlador de velocidade será um i_q estimado (torque). Por sua vez, a malha de controle (torque) impõe a corrente i_q que é estimada pela malha de controle de velocidade, determinando o valor da amplitude do vetor espacial U_{ref} . Como a operação de enfraquecimento de campo não é avaliada neste trabalho, a malha de controle i_d (fluxo) funciona para manter essa corrente nula, ajustando θ_{ref} para manter o vetor espacial i_q de corrente sempre perpendicular ao fluxo, de modo que este fluxo total é fornecido apenas pelos ímãs permanentes [58]. Assumindo que o inversor pode fornecer tensões sem harmônicos, esta abordagem padrão funciona bem para máquinas com fluxo senoidal puro e polos lisos. Caso contrário, um esquema que possa compensar as distorções de fluxo a fim de fornecer torque suave é necessário, pois o PI não tem rápida resposta na atuação do controle diante de variações na carga e/ou mudanças de velocidades. O bloco que realiza a modulação por vetor espacial recebe estes sinais de entrada e fornece como saída, os sinais de atuação nos *drivers* do inversor.

3.2. Implementação do controlador *fuzzy*

3.2.1. Detalhamento do software desenvolvido

O software de controle lógico *fuzzy* foi desenvolvido no MATLAB[®], no ambiente *fuzzy logic designer toolbox* e é usado no *Simulink*[®] para as simulações do sistema de controle e também para controlar o motor experimentalmente. O núcleo do controlador foi desenvolvido como um controlador intrinsecamente hierárquico, ou seja, ao mesmo tempo ele controla a velocidade e as oscilações do torque por meio da tensão de quadratura V_q^* . O controle de velocidade tem prioridade sobre o controle de ondulação do torque. Esse recurso é obtido escolhendo-se corretamente as entradas e definindo as regras *fuzzy*. As regras para controle de ondulação do torque são acionadas apenas quando a velocidade atinge o valor desejado, e isso, só é possível por causa da lentidão da velocidade, contra a rapidez do controlador difuso. As entradas do controlador são: a velocidade de referência, o erro de velocidade e o torque pulsante. A saída é a tensão do

eixo de quadratura. O torque pulsante é a diferença entre o torque eletromagnético determinado através de i_q e o torque de carga, que é estimado por um filtro de segunda ordem, funcionando como um observador de carga.

A ideia do controlador *fuzzy* é assimilar, de forma similar ao ser humano, a experiência e o conhecimento no projeto de um controlador, cujas relações de entrada e saída estão conectadas em uma coleção de conjuntos difusos. O programa para a implementação consiste em um editor FIS (*fuzzy inference system*), que é composto de um editor de funções de pertinência, um editor de regras *fuzzy* e um visualizador (*ruler viewer*). O editor FIS opera as variáveis de entrada e de saída do sistema a serem controladas (figura 3.2). O editor de funções de pertinência atribui o grau de importância de cada uma das variáveis, de acordo com os valores ajustados. Por sua vez, o editor de regras *fuzzy* (*if-then*) governa todo o comportamento do sistema. Já, o visualizador de regras permite analisar com mais clareza os processos de inferência, inclusive em tempo real, durante as simulações.

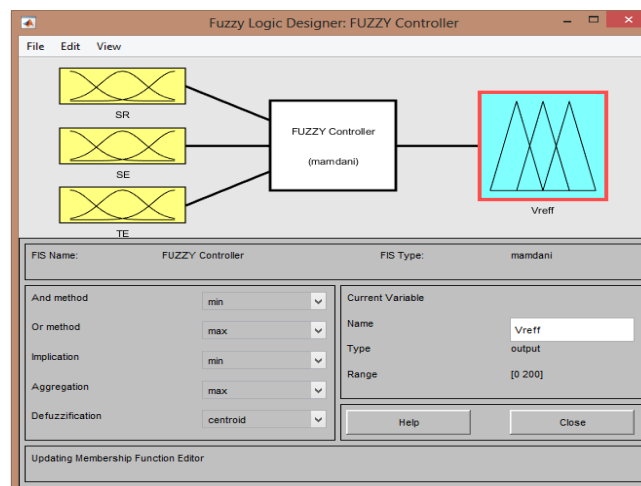


Figura 3.2 - Editor FIS com os parâmetros.

3.2.2. As variáveis *fuzzy* de entrada e saída e suas funções de pertinência

Para o projeto do controlador *fuzzy*, as variáveis de entrada foram escolhidas de modo a controlar, de forma parecida ao clássico PI, a velocidade do rotor através das entradas de velocidade de referência e seu erro. O processo de inferência é composto pela fuzzificação das variáveis de entrada que são: o erro de velocidade "SE", o intervalo de velocidade "SR" e o erro de torque "TE". Certas pertinências são atribuídas a cada uma dessas variáveis, dando um grau de importância. O ponto mais importante para se projetar

um controlador *fuzzy* é atribuir as pertinências de acordo com o conhecimento do sistema e os resultados que se pretende obter. Muitas vezes esse processo de atribuição é heurístico, mas também pode-se acrescentar um controle neural para fazer o aprendizado das pertinências. A entrada adicional de erro de torque tem por objetivo informar ao controlador as variações reais de torque mecânico, para que ele possa corrigir as irregularidades do torque eletromagnético em tempo real. Por fim, regras *fuzzy* estabelecidas *if-then*, que envolvem variáveis linguísticas, definem o comportamento do sistema e são combinadas para a tomada de decisão do controlador.

O universo dos conjuntos difusos é composto por 70 regras devido às regiões de velocidade e torque utilizadas. Essas regras podem ser conferidas na tabela 3.1, onde 35 correspondem ao controle de velocidade (5 "SR" x 7 "SE") e outras 35, ao controle de torque (5 "SR" x 7 "TE"). Após estas etapas, é realizada a “defuzzificação” da variável linguística e assim, a saída de controle "Vq*" é determinada. Este valor numérico será a saída que representa o módulo do vetor espacial a ser sintetizado pelo inversor. O parâmetro definido para a “defuzzificação” do controlador *fuzzy* foi o centroide e, o tipo de modelo para inferência construído foi o mais utilizado na literatura que é o modelo Mamdani [49, 62]. A figura 3.3 apresenta os editores de funções de pertinência para as três variáveis de entrada e de saída.

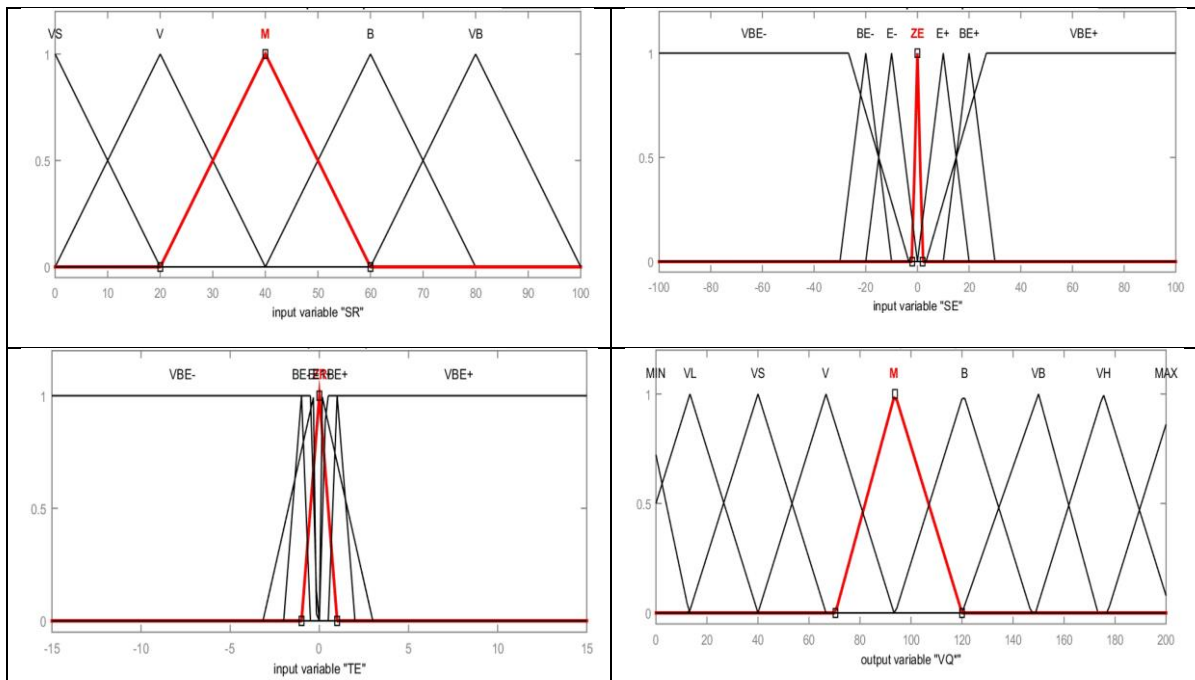


Figura 3.3 - Funções de pertinência de entrada e saída do controle.

Tabela 3.1 – As regras *fuzzy* adotadas.

		VBE-	BE-	E-	ZE	E+	BE+	VBE+
SR	SE							
	VB	MIN	M	B	VB	VH	MAX	MAX
SR	B	MIN	V	M	B	VB	VH	MAX
	M	MIN	VS	V	M	B	VB	MAX
SR	S	MIN	VL	VS	V	M	B	MAX
	VS	MIN	MIN	MAX	VS	V	M	MAX
		VBE-	BE-	E-	ZE	E+	BE+	VBE+
SR	TE							

Como mencionado anteriormente, o controlador possui três variáveis de entrada (SE, SR e TE) e, uma variável de saída (VQ). As funções de pertinências para o desenvolvimento do controlador foram escolhidas de forma a se tornar intrinsecamente hierárquico, pois o controle de velocidade tem prioridade sobre o controle de variação de torque. Para ocorrerem as correções no torque eletromagnético, observando a figura 3.3 e tabela 3.1, as funções de pertinência para controle da variável de entrada “TE” somente são atuadas quando a função de pertinência ZE em “SE” está nessa região, com a informação do sensor de erro de velocidade no entorno de zero. Os conjuntos difusos que representam as variáveis são:

- SR = {VS=VERY SMALL, S=SMALL, M=MEDIUM, B=BIG, VB=VERY BIG}, composto por cinco funções de pertinência triangulares, no domínio [0 100];
- SE = {VBE=VERY BIG ERROR-, BE=BIG ERROR-, E=ERROR-, ZE=ZERO ERROR, E+=ERROR+, BE+=BIG ERROR+, VBE+ = VERY BIG ERROR+}, composto por sete funções de pertinência, cinco triangulares e duas trapezoidais nos extremos, no domínio [-100 100];
- TE = {VBE=VERY BIG ERROR-, BE=BIG ERROR-, E=ERROR-, ZE=ZERO ERROR, E+=ERROR+, BE+=BIG ERROR+, VBE+ =VERY BIG ERROR+}, composto por sete funções de pertinência, cinco triangulares e duas trapezoidais nos extremos, no domínio [-15 15];

- VQ = {MIN=MINIMUM, VL=VERY LOW, VS = VERY SMALL V=VERY, M=MEDIUM, B=BIG, VB=VERY BIG, VH=VERY HIGH, MAX=MAXIMUM}, composto por nove funções de pertinência triangulares, no domínio [0 200];

Para controlar o motor, a velocidade e as correntes do estator são lidas e processadas pelo microcontrolador DSP e, depois, através dos cálculos, utilizando-se as transformações de Clark e Park, os valores das correntes i_d e i_q são determinados e comparados com suas respectivas referências e processados pelo controlador *fuzzy* implementado. Tudo isso é feito em tempo real.

3.3. Sintonia e especificação dos controladores

O objetivo desta seção é a sintonização e especificação de desempenho dos controladores *fuzzy* e PI implementados neste trabalho. Os controladores foram sintonizados experimentalmente por meio de simulações, até atingirem critérios dentro de parâmetros aceitáveis para o controle de velocidade do motor. Através das simulações foi possível variar os parâmetros de sintonia do controlador e simular o processo para cada sintonia testada, determinando assim a resposta esperada da planta.

Requisitos de desempenho são restrições que devem ser obedecidas pelo sistema controlado para que seu comportamento seja considerado aceitável. Serão abordados aqui os principais requisitos de desempenho que são considerados na obtenção da sintonia dos controladores. Os critérios de parâmetros determinados basearam-se na resposta ao degrau, acompanhamento de referência e rejeição à perturbação.

Os principais índices associados à resposta ao degrau foram: tempo de subida, tempo de acomodação e *overshoot* ou sobressinal. Nesse caso, os degraus foram: a velocidade e as correntes i_q e i_d na entrada da malha de cada controlador separadamente. Em geral, a partir de certo desempenho crítico, a redução de um desses índices implica no aumento de ao menos um dos outros dois, sendo importante que, seja qual for o índice de desempenho utilizado, todos estejam especificados como requisitos de desempenho [59].

Quanto ao acompanhamento à referência é desejável que o sistema controlado apresente erro de estado estacionário nulo ou menor que um determinado, isto é, que o sistema de controle seja capaz de levar a planta ao estado desejado com uma precisão especificada.

Rejeição de perturbações, ou rejeição de distúrbios, corresponde à capacidade do controlador de retornar a planta à condição desejada de operação quando lhe é aplicado um distúrbio. No caso de rejeição à perturbação, foi analisada a capacidade dos controladores de manter a mesma resposta ao degrau independente da mudança de carga acoplada ao eixo do rotor.

Robustez de um controlador é a capacidade do controlador de atender às especificações de estabilidade e desempenho na presença de incertezas de modelagem, ou seja, quando o modelo utilizado no projeto do controlador não corresponde exatamente ao processo real a ser controlado. E nesse quesito, somente o controlador *fuzzy* apresentou robustez.

3.3.1. Sintonização e índices de desempenho dos controladores *fuzzy* e PI

A sintonização dos controladores PI de correntes e de velocidade foi feita experimentalmente com o objetivo de obtenção das melhores respostas de desempenho, para cada um deles separadamente, ajustando-se cada uma das constantes K_p e K_i . O procedimento para sintonização e projeto de um controlador consiste em obter um modelo para o processo, especificar os requisitos de desempenho do sistema controlado e determinar os requisitos de robustez e obter assim, uma sintonia para o controlador. Mas neste caso, um projeto de controle para esta sintonização específica não foi prioridade, pois o objetivo deste trabalho é a implementação de um controlador *fuzzy* e não de sintonia ótima para controladores PI. Portanto, o objetivo é alcançar respostas satisfatórias aos índices de desempenho aceitáveis, já que o modelo da planta teórica utilizado é um aproximado do modelo real e para este, o controlador PI não apresentou robustez. A finalidade foi utilizar esse modelo somente para impor restrições de desempenho aos procedimentos de sintonia, gerando os melhores resultados possíveis.

Para sintonizar o controlador PI de corrente i_q da malha interna, foi desabilitado primeiramente, o PI de velocidade da malha externa. Foi determinada uma referência degrau arbitrária de corrente i_q no valor de 5 A na entrada da malha de controle e ajustes em K_p e K_i foram realizados, através de tentativas e erros, até se conseguir uma resposta com especificação de desempenho aceitável e satisfatória. Após estes ajustes para a corrente, o controlador PI de velocidade foi religado na entrada da malha de corrente e o mesmo procedimento foi adotado para ajuste de outras constantes para o PI de velocidade. A malha de corrente i_d é independente e os ajustes foram feitos da mesma forma com a referência no valor no zero. Os índices de desempenho de malhas de controle são

indicadores da qualidade do comportamento da malha e são comparados entre os controladores.

Para os ajustes de sintonia do controlador *fuzzy*, as funções de pertinência triangulares de saída foram quantificadas e distanciadas proporcionalmente entre si, de acordo com as respostas de diferentes valores de velocidade que deveriam ser os mesmos valores de referência determinados, de acordo com as funções de entrada associadas à velocidade de referência. Os mesmos ajustes nas funções de pertinência associadas ao erro de velocidade foram feitos, a fim de se atingir de forma mais precisa possível, o valor da velocidade final de saída igual ao valor de referência determinado. Os ajustes das funções de pertinência associadas ao controle da pulsação do torque, que somente atuam se o erro de velocidade for nulo, foram feitos com o objetivo de não permitir qualquer variação na corrente de quadratura *i_q*, rejeitando assim, qualquer perturbação na pulsação. A especificação de robustez para este último caso será mostrada somente nos resultados obtidos.

Foram realizadas simulações para determinar e comparar as especificações dos controladores *fuzzy* e PI, com relação ao índice de desempenho para respostas a um degrau de velocidade de 45 rad/s, começando no tempo zero até 0.8 s. As análises foram feitas, comparando-se o sobressinal, o tempo de subida e o de acomodação. Além disso, foram analisadas as respostas para rejeição de perturbação, variando-se a carga no eixo do rotor de 5 N.m para 10 N.m, após 0.5 s. Em cada um dos casos, também foi analisada a capacidade de cada controlador em acompanhar a referência dada, comparando os erros no tempo.

A figura 3.4 apresenta a resposta de velocidade em função do tempo dos controladores de velocidade *fuzzy* e PI. Pode ser visto na figura que o sobressinal é maior para o controlador PI, e o seu tempo de subida é menor, tornando, nesse quesito, o controlador *fuzzy* com melhor índice de desempenho, mas com tempo de acomodação um pouco maior. Com relação à rejeição à perturbação, em 0.5 s com mudança de carga, o PI permite uma maior variação na velocidade e uma pequena oscilação no controle da velocidade. Esse tempo de acomodação é um pouco maior para o caso do controlador *fuzzy*, pois existe um tempo de retardo na resposta do valor da carga acoplada no eixo pelo filtro de segunda ordem, principalmente na mudança de carga, gerando assim um *pullback* (recuo) inevitável no momento da mudança de carga.

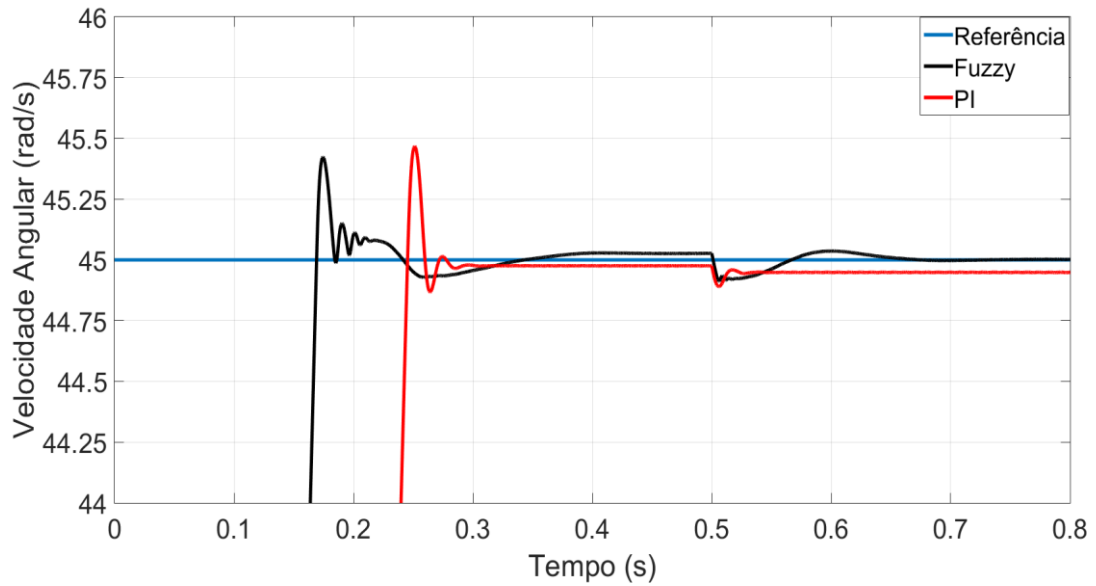


Figura 3.4 - Resposta dos controladores de velocidade para uma entrada degrau

A figura 3.5 apresenta os resultados para o erro de acompanhamento da referência para os controladores em função do tempo. Com relação ao erro de regime permanente, o controlador *fuzzy* apresenta um melhor resultado, principalmente para a maior carga acoplada no eixo do rotor. Para ambos os controladores, o erro de regime permanente apresenta bons resultados.

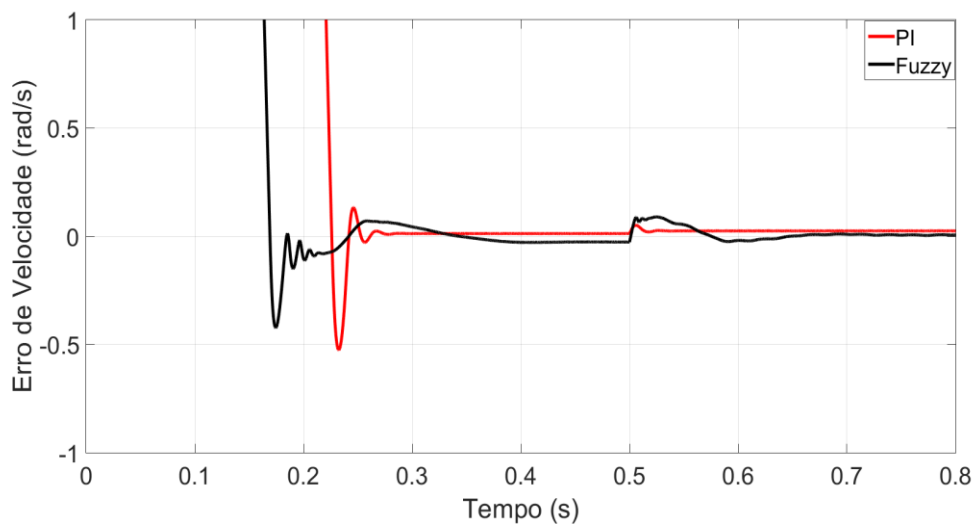


Figura 3.5 - Resposta para o erro de acompanhamento da referência dos controladores

Os gráficos na figura 3.6 (a) e (b) apresentam os resultados para o controle de corrente i_q e i_d em função do tempo. Neste caso, foram analisados os resultados apenas para o controlador PI, pois o *fuzzy* não realiza controle de corrente, mas apenas usa desta informação na entrada para controlar a pulsação do torque comparando com o valor de carga acoplado no eixo. Para controlar a velocidade do motor, independentemente do torque acoplado, o PI de velocidade da malha externa determina correntes de referência que o PI interno deve seguir. Todavia nesse caso, a malha de controle de velocidade foi desligada e aplicada uma referência degrau de 5 A como pode ser visto na própria figura 3.6. A corrente i_q segue a referência durante o regime permanente, apresentando um pequeno sobressinal de quase 6 A e um tempo de acomodação menor que 0.1 s. Para o caso do controle de i_d , que deve ser mantida nula, com exceção dos transientes de partida, a corrente i_q segue também a referência com um pequeno erro de regime permanente. Com isso, estes controladores apresentam bom índice de desempenho.

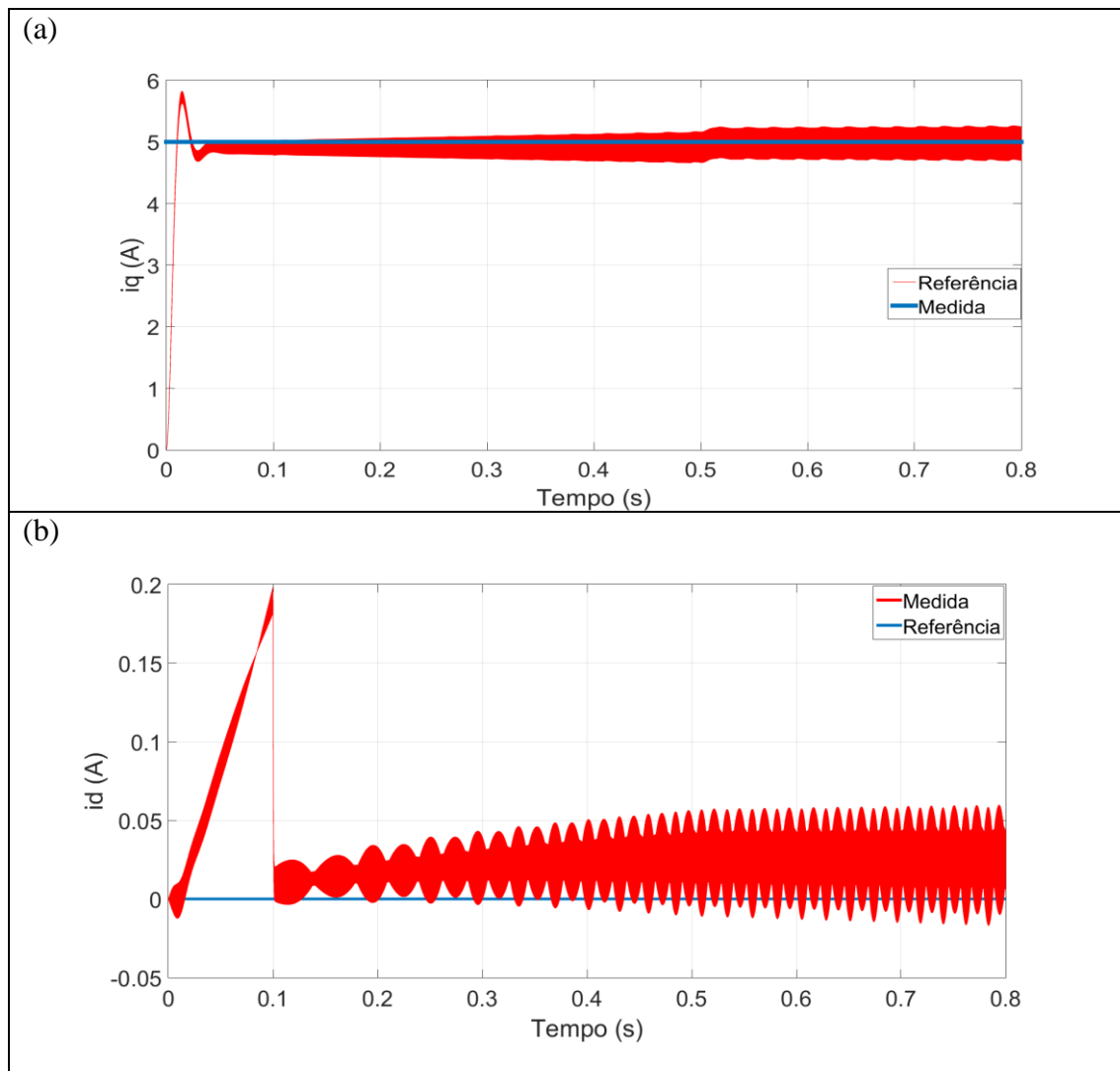


Figura 3.6 - Respostas da correntes i_q (a) e i_d (b) em função do tempo.

Os gráficos da figura 3.7 (a) e (b) apresentam os erros de acompanhamento da referência de corrente i_q e i_d dos controladores PI. Como pode ser visto em ambas as figuras, os controladores mantiveram erro praticamente nulo em regime permanente, mesmo diante de perturbações, apresentando bom índice de desempenho em sua resposta no controle das correntes.

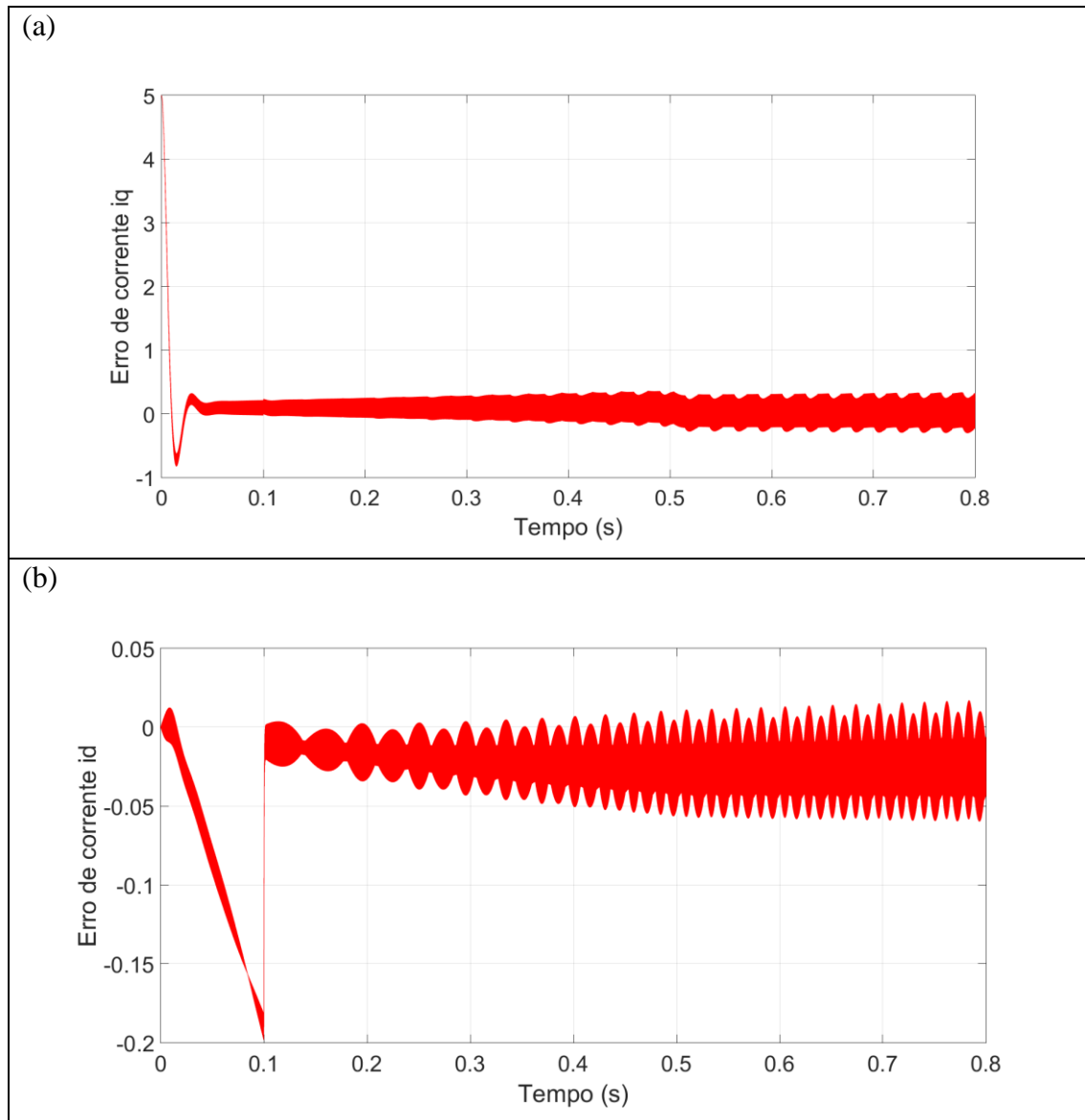


Figura 3.7 - Erro das correntes i_q (a) e i_d (b) em função do tempo.

A tabela 3.2 abaixo mostra os valores das constantes K_p e K_i para cada um dos controladores clássicos obtidos nos ajustes: o de velocidade, o de corrente i_d e i_q .

Tabela 3.2 – Constantes de ajuste dos controladores.

Controladores PI	Kp	Ki
Velocidade	0.1	75
Corrente i_q	1.5	200
Corrente i_d	0.3	1

Não foram feitos estudos de estabilidade dos controladores para faixas de velocidades e torque muito diferentes dos utilizados neste trabalho, mesmo tendo o motor condições para operação acima destes.

Os Requisitos de robustez são critérios considerados no procedimento de sintonia que visam à obtenção de uma sintonia robusta. No caso de especificação de robustez, será concluído na seção de resultados experimentais que o controlador PI não é robusto para a planta experimental devido às irregularidades de construção do motor e saliência dos polos. Uma sintonia é robusta quando o comportamento do sistema controlado atende às especificações de estabilidade e de robustez, ainda que haja incertezas no modelo utilizado no procedimento de sintonia e, o PI, não apresentou robustez.

3.4. A atuação dos controladores

3.4.1. O Diagrama básico do controle

A figura 3.8 ilustra o diagrama em blocos do controle utilizado no sistema. Ele é composto pelo atuador, planta e sensor. O diagrama possui três malhas de controle: o de velocidade e os de correntes i_q e i_d . O controle de corrente i_d , que visa manter essa corrente sempre nula, é sempre feito por um controlador PI clássico independente da estratégia que controla a velocidade do rotor e a corrente i_q . Como pode ser visto na figura, uma chave manual determina como a velocidade do rotor será controlada, via PI ou *fuzzy*, dependendo da sua posição. Um filtro de segunda ordem, operando como observador de carga, mantém informado ao controlador *fuzzy* o valor de carga acoplado no eixo do motor para, então, comparar com o torque eletromagnético, que é naturalmente pulsante no modelo real.

Assumindo que o inversor possa fornecer tensões sem harmônicos, uma abordagem padrão com controladores PIs funciona bem para máquinas com fluxo senoidal puro. Caso contrário, um esquema que possa compensar as distorções de fluxo, a fim de fornecer torque suave, é necessário, pois o PI não tem rápida resposta na atuação

do controle diante de variações na carga e/ou mudanças de velocidades. Como o controlador *fuzzy* permite o controle de motores com respostas em alta velocidade e não depende de conhecimentos específicos da planta, pode ser implementado com bons resultados para controle de velocidade e de variação do torque, fornecendo até uma redução nos harmônicos de corrente do estator e uma tolerância a falhas. Sendo assim, a aplicação de um controlador *fuzzy* substituindo um PI clássico, para controlar a velocidade do rotor e a pulsação do torque eletromagnético, torna-se justificável para essa aplicação e esta é a principal contribuição deste trabalho.

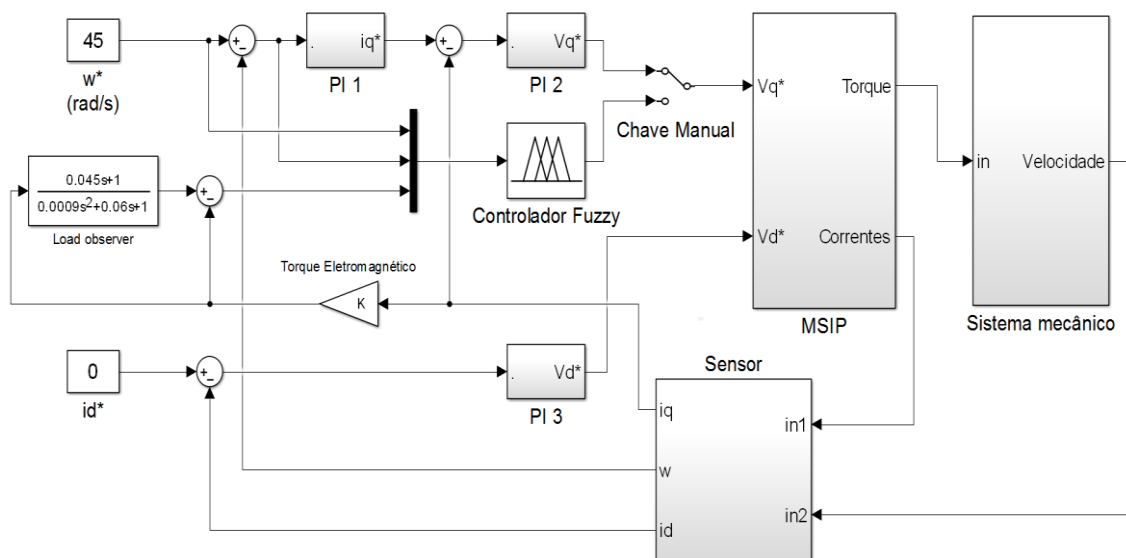


Figura 3.8 – Diagrama em bloco básico do sistema de controle

3.4.2. A atuação do controlador *fuzzy* ao corrigir as irregularidades do vetor espacial através de v_q

A pulsação do torque pode ser mapeada em função da posição. Porém, neste caso foi possível controlar via *fuzzy* a pulsação apenas com a informação de variação do torque eletromagnético em relação ao valor do torque de carga acoplado no eixo. Como pode ser visto na figura 3.9, que representa um esboço do torque eletromagnético desejado (preto), que deve ser constante, mas existe um torque perturbado (vermelho) no entorno deste valor, que então deve ser eliminado.

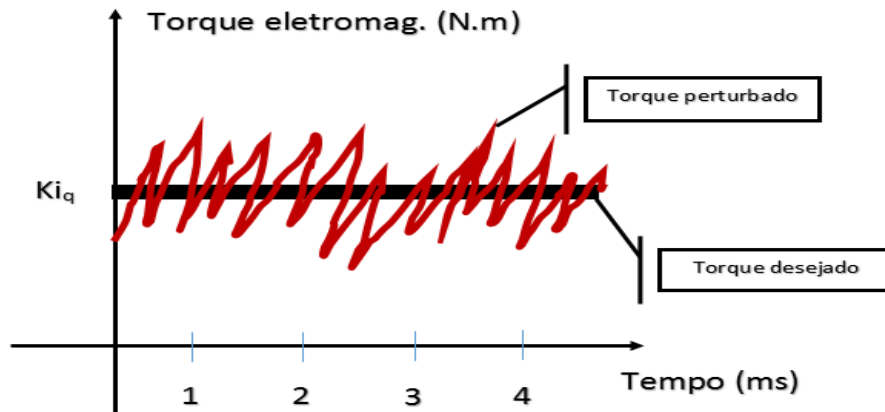


Figura 3.9 – Ilustração do torque perturbado e desejado

Basicamente, o que o controlador faz, depois de a velocidade alcançar o regime permanente, é a compensação, de forma rápida e discreta, das variações do vetor campo magnético girante no interior do estator, determinado pelos sensores de corrente. Sendo assim, com um aumento ou diminuição do seu módulo, o controlador *fuzzy*, rapidamente, diminui ou aumenta, respectivamente, os valores da tensão aplicados nas fases do estator para diminuir ou aumentar, respectivamente, a corrente i_d no estator. O controlador PI não tem velocidade satisfatória para esta atuação de controle e é por isso que não se torna um controlador robusto.

Em resumo, a estratégia visa inserir e eliminar correntes para tornar o valor do torque eletromagnético sempre o mais constante quanto possível, reduzindo assim, suas oscilações, mesmo durante condições de falta de fase. O controlador visa a corrigir as irregularidades do vetor corrente (que gera o vetor campo magnético girante), através da componente i_q , tornando-o o mais próximo do ideal possível (constante e perpendicular ao eixo de fluxo para condição máxima de torque), rejeitando os distúrbios de oscilação do torque devido à falta de fase ou quaisquer outras perturbações existentes. Foram feitos alguns experimentos com o controlador PI desse valor informado também para testes, porém houve uma piora na sua performance de controle.

4. SIMULAÇÃO DO ACIONAMENTO DO MSIP PENTAFÁSICO

Este capítulo apresenta as simulações do modelo matemático do MSIP pentafásico, controlado vetorialmente por campo (FOC) usando lógica *fuzzy* (*fuzzy logic control*) para o controle de velocidade. Os resultados são comparados com um controlador clássico PI ajustado experimentalmente, onde o MSIP é acionado por um inversor usando técnica de modulação por vetor espacial (SVM). O Objetivo das simulações é apresentar um estudo preliminar que mostra que o controlador *fuzzy* também é tolerante à falta de fase. O princípio básico do controle vetorial é obter alto desempenho do sistema, através do controle de velocidade, usando um modelo desacoplado através da transformação de coordenadas.

Nas simulações, a posição do rotor, a velocidade e as correntes de campo e quadratura são determinadas por equações da modelagem matemática do MSIP pentafásico, feito por um bloco existente no próprio *simulink*. Os sinais de PWM, que ligam os IGBTs do inversor, são gerados pelo mesmo programa desenvolvido em C++ que aciona o motor experimentalmente. O programa gera os vetores espaciais de acordo com as determinações dos controladores *fuzzy* e PI. As respostas dinâmicas de correntes nas fases, torque e velocidade do rotor em diferentes condições de cargas e falta, são analisadas. A justificativa deste controlador, frente ao clássico PI, é manter constante o módulo do vetor de campo magnético girante, devido á rápida resposta de atuação deste controlador.

Este capítulo se divide em três parte. A primeira é uma descrição de cada uma das etapas dos blocos que integram o programa de simulação e, depois, detalhes da implementação do software do controlador *fuzzy*. Por fim, serão analisados os resultados para ambos os controladores e comparados.

As simulações foram realizadas no ambiente *MATLAB/Simulink*®, usando a ferramenta *fuzzy logic designer toolbox*. O modelo adotado para o MSIP pentafásico foi o de polos lisos e distribuição puramente senoidal o mesmo foi obtido da própria biblioteca de máquinas elétricas do *SimPowerSystems*® no próprio *Simulink*.

4.1. Descrição da modelagem do sistema de acionamento

A Figura 4.1 apresenta um diagrama em blocos, do programa desenvolvido no ambiente *MATLAB/Simulink*®, para simulações. O diagrama é composto por quatro

A Figura 4.2 mostra os controladores com detalhes. Como pode ser visto, o controle de velocidade é feito separadamente pelo *fuzzy* ou PI, quando ajustado pela chave seletora. No caso do controlador PI, as variáveis de entrada são a velocidade de referência, o erro de velocidade e o erro de corrente de quadratura. No caso do *fuzzy*, são a velocidade de referência, o erro de velocidade e o erro de torque eletromagnético. O erro de torque eletromagnético é obtido pela diferença entre o torque de carga acoplado no eixo estimado por um filtro de segunda ordem e o torque eletromagnético determinado pela corrente de quadratura. A variável de saída de ambos é o valor da amplitude de tensão de referência V_q^* . O objetivo é manter o vetor de campo magnético espacial sempre perpendicular ao eixo de fluxo do rotor. Como pode ser observado, para o caso do controle de corrente i_d , somente um único controlador PI atua com o objetivo de manter esta corrente sempre nula, para garantir a condição de torque máximo.

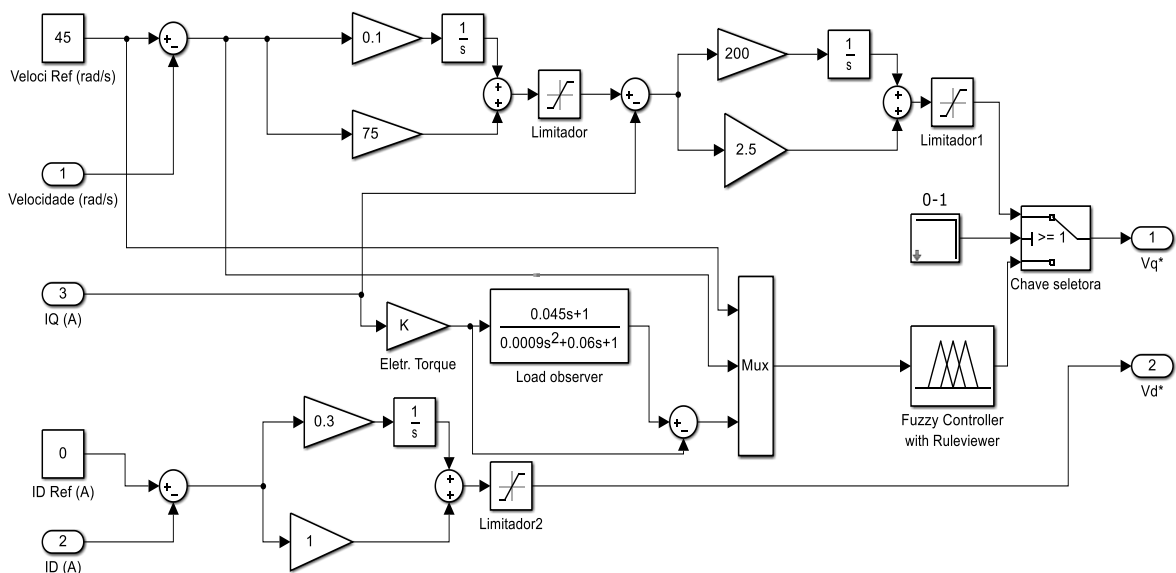


Figura 4.2 - Bloco com os controladores *fuzzy* e PI.

Os valores de saída dos controladores são enviados ao bloco “SVPWM” para então, sintetizar o vetor espacial. A figura 4.3 mostra a parte interna deste bloco. Basicamente, o programa é um algoritmo que determina a posição e a amplitude do vetor espacial de campo magnético girante no estator. Com isso, os ciclos de trabalho de cada IGBT são determinados e, através da técnica de SVM (*Space Vector Modulation*) são gerados estes vetores. Para isso, uma circunferência de 360° ou 2π radianos é dividida em 10 partes iguais, totalizando 10 setores de 36° . Dentro de cada setor, que depende da

posição do rotor por ser controle vetorial (FOC), é calculado o tempo de chaveamento de cada IGBT. Estes tempos são os ciclos de trabalho e, enviados ao bloco “*interruption system*” da figura 4.3. São calculados um total de seis ciclos, pois são seis vetores gerados a cada interrupção, incluindo os dois nulos. Dois na mesma direção, onde um sempre vai anular a componente gerada de terceira ordem indesejável pelo outro, e na sequência, mais dois outros adjacentes para se obter o vetor bidimensional resultante desejado, como explicado no capítulo 3. A soma de todos os ciclos nunca pode ultrapassar de 1 ou 100% do tempo de interrupção, pois a região nunca é de sobremodulação. Este programa desenvolvido é, inclusive de forma praticamente idêntica, ao mesmo usado experimentalmente no programa CCS (*Code Composer Studio*) desenvolvido pela TI para o carregamento no DSP.

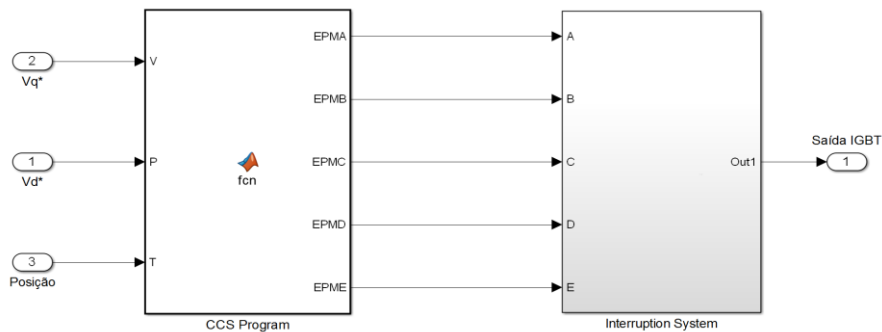


Figura 4.3 - Blocos com o programa desenvolvido e o sistema de interrupção.

O bloco “*interruption system*” contém um gerador de onda triangular para determinação do tempo de chaveamento dos IGBTs. Os ciclos de cada IGBT são comparados com esta onda triangular, cuja saída somente assume valores 0 ou 1. Quanto maior o ciclo de trabalho, maior será a duração do pulso na condição 1 gerado pelo sistema, mantendo IGBTs polarizados positivamente e vice versa. Portanto, este trem de pulsos é que aciona o inversor.

A figura 4.4 apresenta o inversor VSI que, ao receber os trens de pulsos do bloco de interrupção, aciona os IGBTs. Quando o pulso está em nível lógico 1, o IGBT é polarizado positivamente, conectando o terminal no polo positivo do elo CC e, quando 0, polarizado negativamente. Estes sinais então, se transformam em tensão nos terminais do MSIP conectados diretamente ao elo CC, ligados pela bateria na figura.

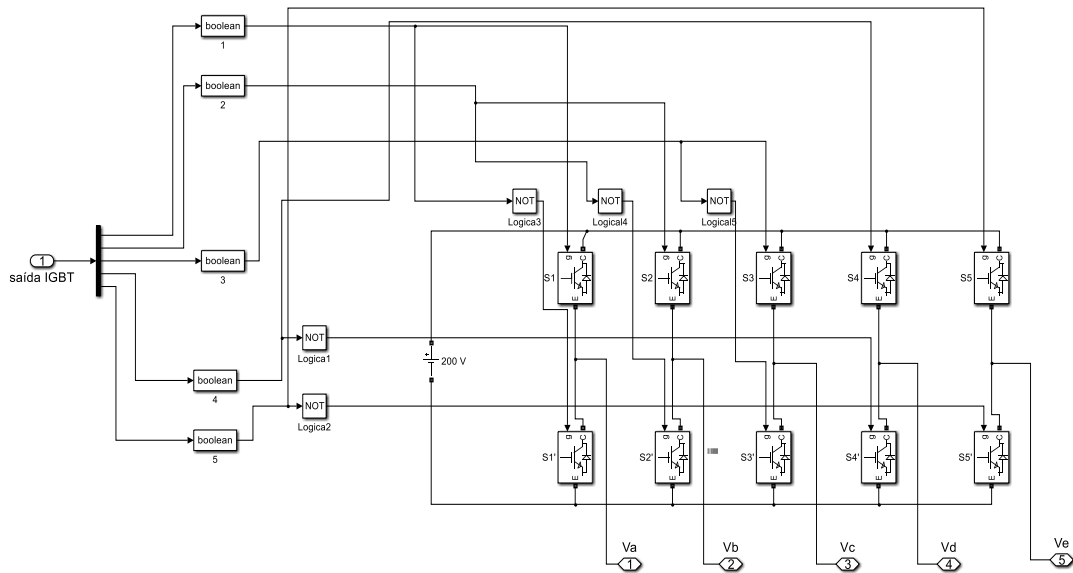


Figura 4.4 - Modelo do inversor VSI com seus IGBTs.

4.2. Resultados das simulações

Esta seção mostra os resultados das simulações para o controle de velocidade e oscilação no torque do rotor quando submetido a uma falta de fase monofásica e com mudança de carga. As correntes nas fases do estator e suas componentes i_d e i_q também são mostradas. Todos os resultados para o controlador *fuzzy* são comparados com os obtidos usando o controlador PI ajustado experimentalmente. O modelo matemático considera um MSIP pentafásico como distribuição de fluxo magnético senoidal, com rotor de polos lisos usando uma tensão no elo CC de 220 V.

A sequência de simulações é iniciada com o rotor partindo do repouso e, quando a velocidade de referência de 45 rad/s é atingida, uma carga de 2,5 N.m é aplicada no eixo do rotor constante. Posteriormente, com a velocidade constante, uma falta de fase acontece. Depois disso, a carga é alterada enquanto a falta permanece. O controlador PI ou o *fuzzy* são usados separadamente para controlar a componente de tensão de quadratura V_q^* .

A tabela 4.1 apresenta os valores das grandezas físicas do MSIP pentafásico usados na simulação. Os dados são muito próximos do protótipo experimental.

Tabela 4.1 - Dados das grandezas simuladas.

Potência nominal	P	11 KW
Tensão nominal (tensão de linha)	V	220 V
Frequência nominal	f	90 Hz
Número de polos	p	6
Resistência do estator	r_s	0,63 Ω
Fluxo enlaçado do imã	λ_m	0,33 Wb
Indutância de eixo direto	L_{ds}	17,3 mH
Indutância de eixo em quadratura	L_{qs}	7,3 mH
Indutância de dispersão	L_l	2,9 mH
Coefficiente de atrito	B	0,02 N.m.s
Momento de inércia	J	0,2 Kg.m ²

A Figura 4.6 mostra a variação da velocidade e do torque do MSIP pentafásico em função do tempo. Em 0,5 s, há uma falta monofásica na fase “a” e, em 0,7 s, a carga mecânica é alterada de 2,5 para 5 N.m. Como pode ser visto, ao usar o controlador *fuzzy*, a velocidade do rotor é atingida mais rapidamente do que ao usar o PI. A figura 4.6 (a) mostra os detalhes da resposta da velocidade e, quando o rotor atinge o regime permanente, antes da falha, aparece um sobressinal de cerca de 1%.

A Figura 4.6 (b) mostra as respostas do torque em função do tempo. Em 0,5 s, quando a fase A é interrompida, uma perturbação no torque é perceptível apenas quando o controlador PI é usado. Enquanto isso, usando o *fuzzy*, o torque é mantido constante mesmo após a condição de falha, mostrando que apresenta tolerância à falta.

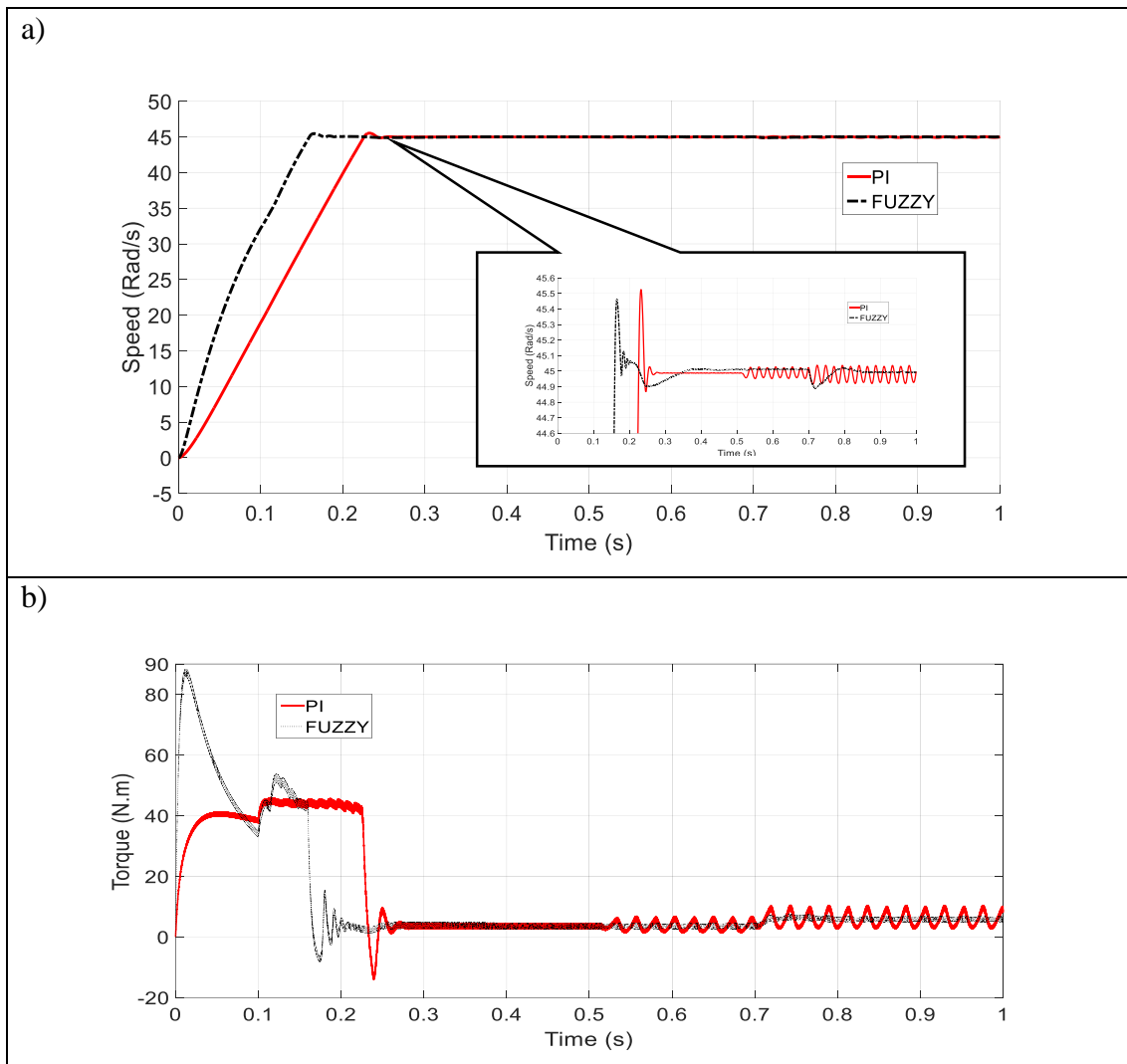


Figura 4.6 - Resultados da simulação. (a) Resposta da variação da velocidade do rotor.

(b) Resposta da variação de torque eletromagnético no rotor.

A Figura 4.7 mostra os detalhes das variações da velocidade e do torque em torno do tempo de 0,5 s e 0,7 s, no momento em que ocorre a falta e a mudança de carga, respectivamente. Na figura 4.7 (a), os resultados de velocidade foram ampliados em torno de 45 rad/s e, pode-se notar que, usando o controlador PI há oscilações de 0,1% na velocidade no entorno da sua de referência, na condição de falha. A partir da figura, quando o MSIP é controlado via *fuzzy*, estas oscilações são imperceptíveis durante a falha. Na figura 4.7 (b), pode ser visto que o controlador *fuzzy* mantém o torque constante. Ao usar o PI, a amplitude da variação do torque é de 5,0 N.m, em torno do torque eletromagnético médio de 3,5 N.m. A nítida redução nas oscilações da velocidade do rotor na figura 4.6 (a), quando usando o controlador *fuzzy*, é consequência desta redução significativa na oscilação do torque. No instante 0,7s, após uma mudança de carga

mecânica, as oscilações de torque aumentam proporcionalmente à carga, quando o motor é controlado via PI. Por outro lado, usando o controlador *fuzzy*, após a alteração da carga, o torque se mantém constante. A pequena resposta de recuo de velocidade, encontrada durante a mudança de carga, é devido ao uso do filtro de segunda ordem, operando como um *load observer* das ondulações no torque devido à falta de uma fase.

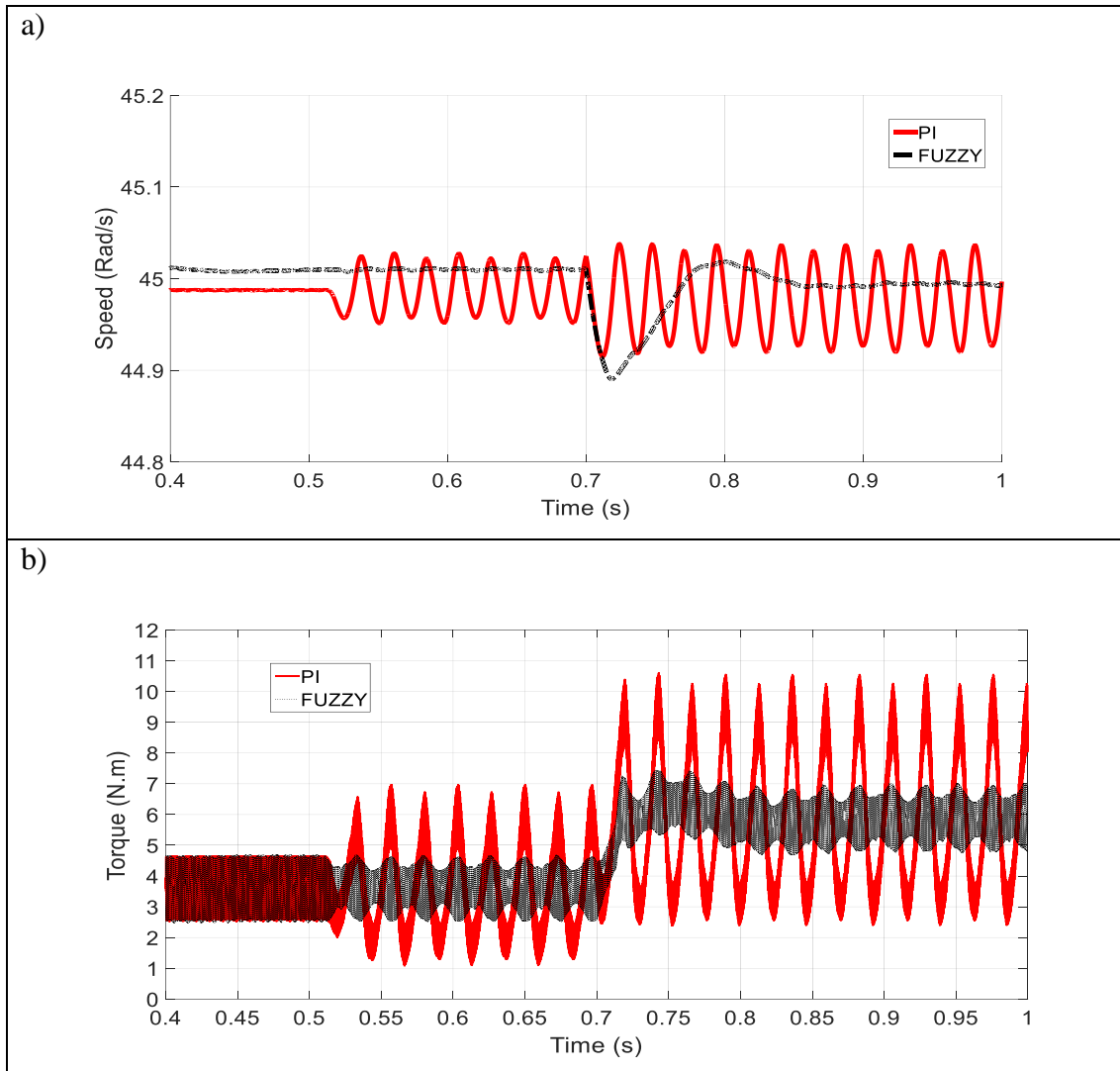


Figura 4.7. Resultados da simulação com zoom. (a) Resposta da velocidade do rotor.
(b) Resposta do torque eletromagnético.

A figura 4.8 mostra os detalhes da variação do torque em função do tempo durante uma falha monofásica em cada uma das fases, separadamente. O objetivo desta figura é mostrar que independentemente da falta em qualquer uma das fases, a variação do torque é praticamente a mesma. Pode ser isto na figura cinco resultados sobrepostos e independentes e, obtidos em simulações diferentes. Pode ser observada também uma pequena variação nas “bordas” limítrofes em torno de seus valores máximos e mínimos.

Na realidade, isto não é uma oscilação, e sim, a falta do preenchimento devido à ausência da respectiva fase. No caso do controlador PI, devido ao descontrole das amplitudes das fases remanescentes durante a condição de falta, a oscilação no torque é nítida. É sabido que a falta de uma das fases, como combinação para determinar o valor do torque eletromagnético, irá deixá-lo oscilante em torno da mesma média (valor do torque de carga) com frequência conhecida. É com este conhecimento que o controlador atua para compensar a falta.

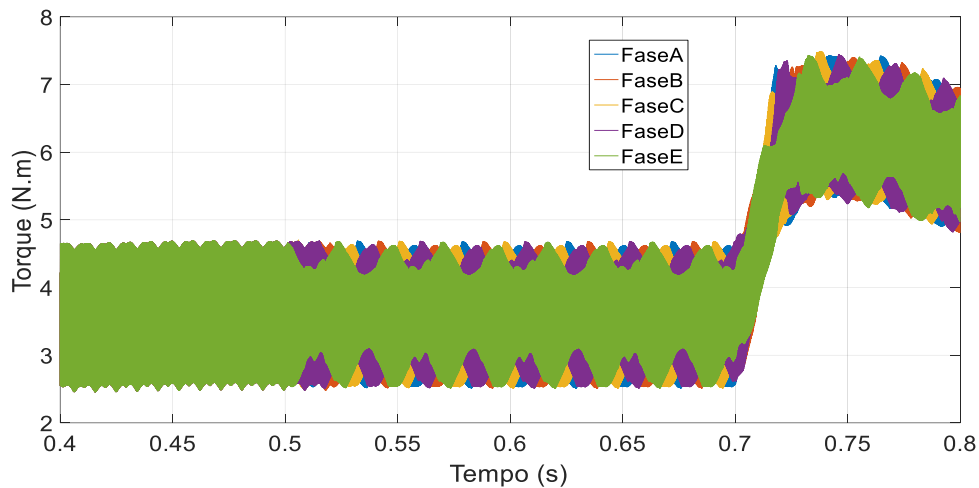


Figura 4.8 - Controle do torque em função do tempo para faltas monofásicas em cada uma das diferentes fases.

A Figura 4.9 mostra o comportamento das componentes da corrente de eixo direto i_d e, de eixo em quadratura i_q em função do tempo. No regime permanente, a corrente i_d deve permanecer nula e como pode ser visto, para ambas as estratégias de controle, seus valores são bastante pequenos, contribuindo muito pouco para as variações de torque de relutância. Durante a partida do motor, a corrente i_d não é nula, mas após o transiente de partida, ela permanece em torno do zero, como esperado, mesmo sob condição de falha e mudança de carga. Por outro lado, como a corrente i_q é proporcional ao torque eletromagnético, o comportamento desta é semelhante ao mostrado na figura 4.6. Sendo assim, usando o *fuzzy*, as oscilações também são reduzidas mesmo em condição de falta. O mesmo não ocorre quando controlado via PI. Portanto, o controlador *fuzzy* apenas atua na correção desta corrente i_q , que é proporcional ao torque eletromagnético, impedindo sua pulsação e devido à sua rápida resposta na correção frente ao PI, o controlador inteligente se mostra mais robusto e eficaz.

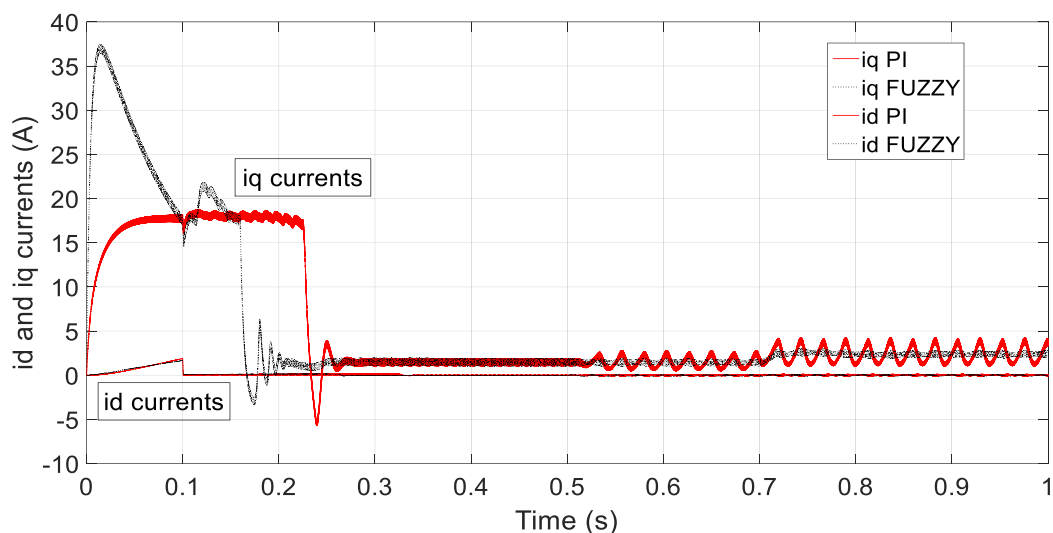


Figura 4.9. Correntes i_d e i_q em função do tempo.

As Figuras 4.10 (a) e (b) mostram as correntes nas fases do estator quando são utilizados os controladores *fuzzy* e PI, respectivamente. É possível perceber o momento exato da falta, quando a amplitude da fase A (em azul) vai para zero em 0,5 s. Em ambos os casos, as amplitudes das correntes aumentam após a falta. Claro que isso deve acontecer, para ambos os controladores, a fim de compensar a falta de uma das fase e manter o motor em pleno funcionamento, sem mudança carga. Pode ser visto na figura que as amplitudes nas fases quando controlado pelo PI são muito desproporcionais e distorcidas. Enquanto para o caso de utilizar o controlador *fuzzy*, as correntes são de amplitudes menores e melhor distribuídas, mesmo na mudança de carga. O estudo das amplitudes das fases remanescentes que deve ser feito e de outras alterações que devem ser feitas para controle na potência para que a proteção não atue, bem como as diferenças entre suas fases, foge ao escopo deste trabalho.

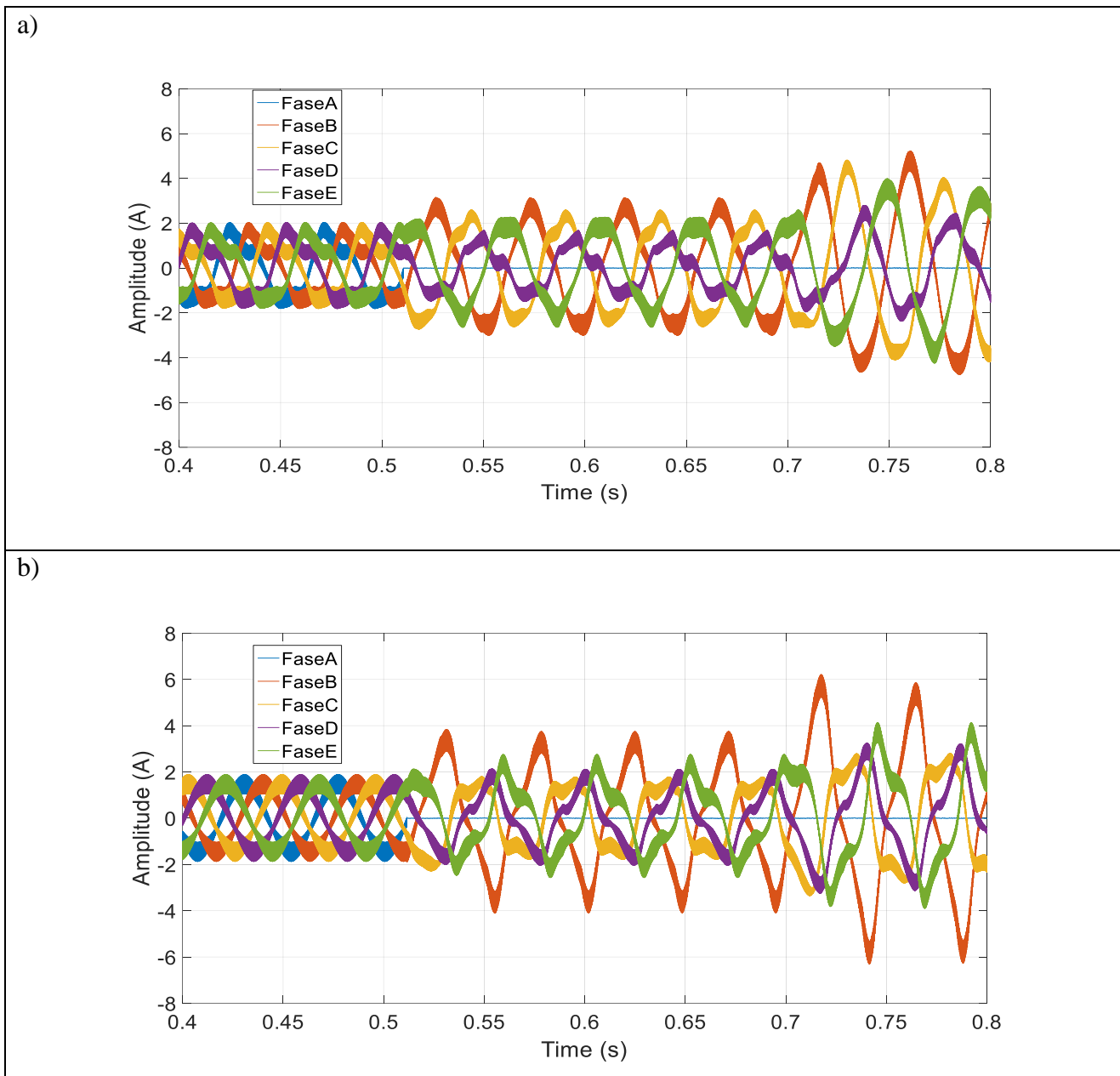


Figura 4.10 - Correntes nas fases do estator. (a) Com o controlador *fuzzy*. (b) Com o controlador PI.

5. IMPLEMENTAÇÃO EXPERIMENTAL DO ACIONAMENTO DO MSIP PENTAFÁSICO

Este capítulo é dedicado ao detalhamento da parte experimental do acionamento do MSIP pentafásico. A experimentação foi realizada no Laboratório de Máquinas Elétricas (LABMAQ) do Departamento de Engenharia Elétrica (DEE) da Universidade Federal do Rio de Janeiro – UFRJ.

O objetivo do experimento é a verificação da implementação do controle de velocidade usando lógica *fuzzy*. Para isto, foi utilizado um MSIP pentafásico é construído de um motor trifásico. Por causa disso, o motor apresenta irregularidades na sua construção, como por exemplo, uma distribuição de fluxo magnético não senoidal com seus polos salientes no rotor. Com isso, este motor não possui uma planta definida. Desta forma, a utilização de controladores nebulosos resulta apropriada pois para o seu projeto não é necessário conhecer de forma acurada o modelo da planta a controlar tratam igualmente sistemas lineares e não lineares e, também não requererem modelagem matemática do processo a ser controlado [2]. Por causa disso, é uma excelente aplicação quando não se conhece a planta.

Será mostrado que é possível controlar o motor apenas com informações dos sensores de velocidade e de correntes, sem quaisquer alterações no hardware. Todos os resultados são comparados aos obtidos quando se utilizam apenas controladores clássico PIs implementado experimentalmente. Assim, quando uma falha acontece ou qualquer perturbação no torque aparece, o MSIP pentafásico continua operando com segurança e estabilidade, apenas ajustando automaticamente as correntes nos enrolamentos das fases. O software do controlador *fuzzy* implementado nas simulações é o mesmo utilizado na parte experimental, que roda em tempo real no DSP.

Na primeira parte, serão apresentados os resultados obtidos com o controlador *fuzzy* para o controle da velocidade e a pulsação do torque (*ripple*) devido às irregularidades de construção do motor e, finalmente, o desempenho do sistema de controle em condições de falta monofásica.

5.1. Equipamentos da bancada

A figura 5.1 mostra uma foto da bancada utilizada. Ela é composta por vários equipamentos para o funcionamento do MSIP pentafásico. Dentre eles, está o próprio

MSIP e um motor de corrente contínua funcionando como gerador sendo acoplado como carga; um *encoder incremental*, 2048 pulsos/revolução de fabricante *Veeder Root*, modelo HS35N204893CR0 para medição da posição do rotor; um VARIAC trifásico para fornecer tensões de diferentes valores ao inversor podendo variar entre 0 e 220 V com potência máxima de 15 kVA; um computador para o controle de um inversor também pentafásico, com 10 IGBTs em uso. Além disso, dois instrumentos de medidas, um osciloscópio para medidas da formas de onda de tensão e correntes nas fases do MSIP e, um multímetro digital para monitorar a tensão no elo CC.

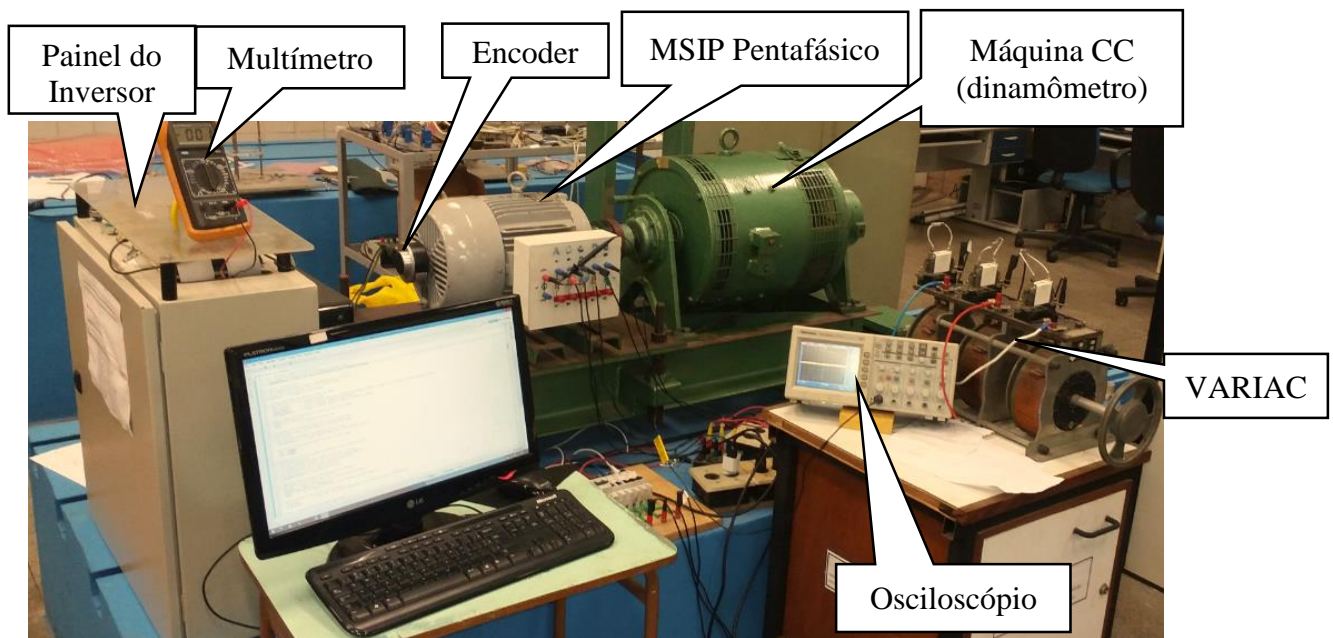


Figura 5.1 - Foto da bancada.

A figura 5.2 apresenta uma foto da parte superior do painel do inversor. Existem duas fontes auxiliares 35W/+5V/+15V/-15V de fabricante *Mean Well*, modelo NET-35C. Uma placa de controle com DSP TMS320F28335, com aquisição e condicionamento de sinal de *encoder*, bornes PWMs, ADCs, IO digital de fabricante Recriar Tecnologias. Uma interface USB - JTAG, fabricante Spectrum Digital, modelo XDS100v2 para conexão com o computador.

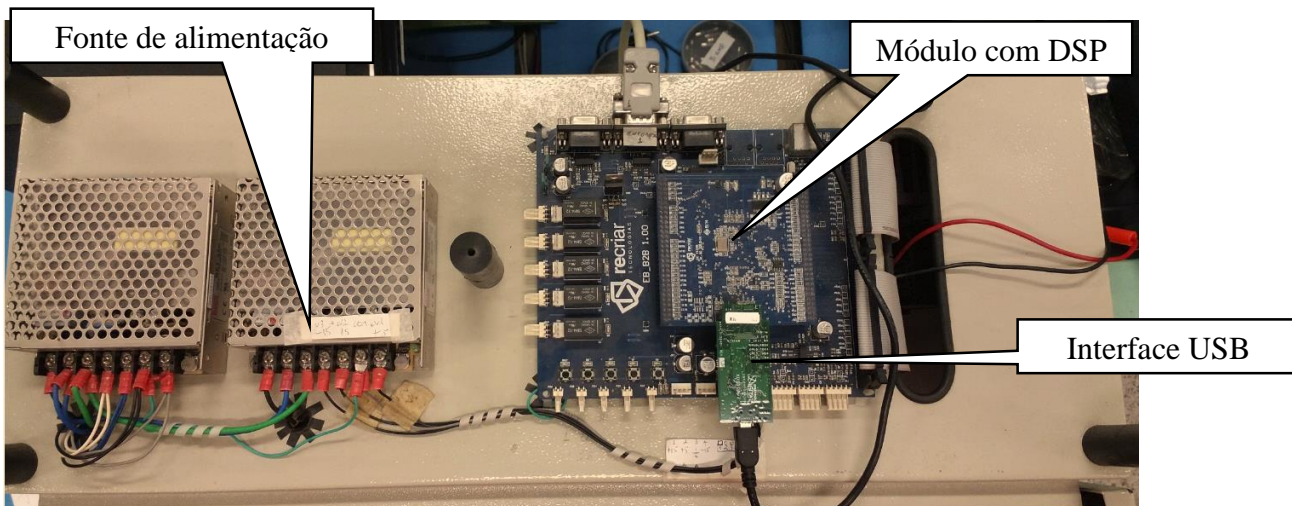
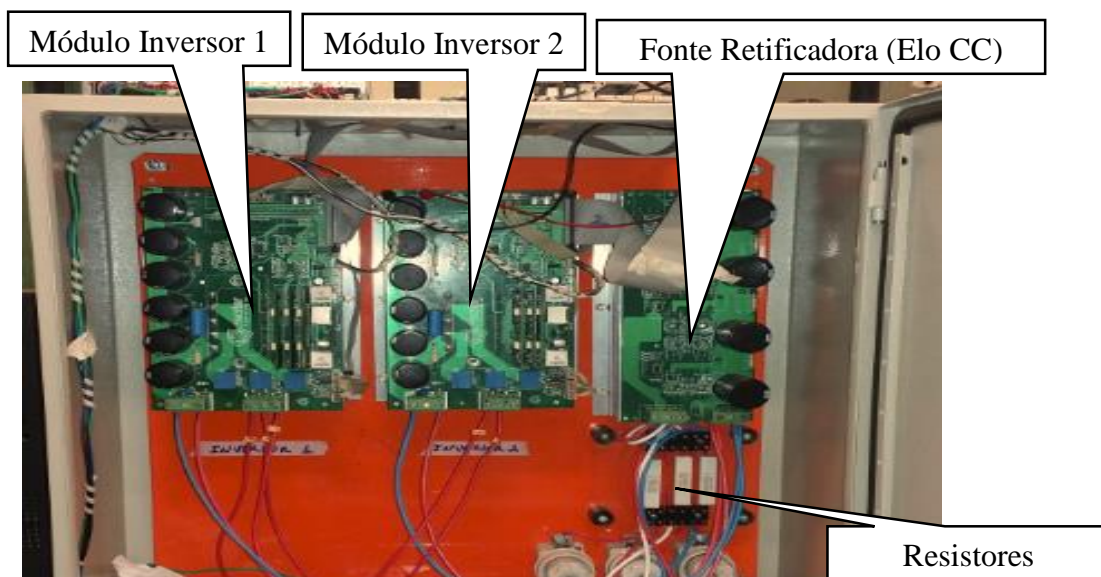


Figura 5.2 - Foto do painel superior no inversor.

A figura 5.3 é uma foto das placas do painel no interior do inversor. Possui, basicamente, três placas. Um módulo retificador trifásico 11 kW / 220 VCA / 312 VCC de fabricante Recriar Tecnologias; dois módulos inversor trifásico 10 kW / 0-220 VCA, com 6 IGBTs cada uma, drivers para acionamento destes, aquisição e condicionamento de sinal de corrente. Além disso, resistores 100 Ω /20 W para limitação da corrente que alimenta os capacitores no momento do carregamento do elo CC e fusíveis ultra-rápidos de 25A, para proteção do sistema.



A figura 5.3 - Foto das placas do painel inversor.

5.2. Descrição básica do MSIP pentafásico

O objetivo desta seção é apresentar as características básicas do MSIP pentafásico utilizado no experimento. O MSIP pentafásico foi projetado e construído pela empresa Equacional Elétrica e Mecânica Ltda. a partir da modificação de um MSIP trifásico, linha *Wmagnet* fabricado pela WEG Equipamentos Elétricos S.A. O núcleo do MSIP trifásico com 36 ranhuras, com enrolamento de estator trifásico foi substituído por um de 45 ranhuras, com enrolamento de estator pentafásico. As demais partes do motor (rotor, carcaça, rolamentos e estrutura mecânica) foram mantidas [6]. O enrolamento de estator pentafásico tem distribuição de FMM quase senoidal (o que aumenta consideravelmente o ripple no torque), simétrico e balanceado. Os ímãs permanentes são de terras raras de NdFeB.

As tabelas 5.1, 5.2, 5.3 e 5.4 apresentam as características básicas do motor. São apresentados os valores nominais, características construtivas, valores calculados e parâmetros do protótipo obtidos em [6].

Tabela 5.1 – Valores nominais.

Potência nominal	P=11 KW (15CV)
Tensão nominal (ligação estrela)	$V_L=220$ V
Corrente nominal (ligação estrela)	I=12,5 A
Frequência nominal	f=90 Hz
Número de polos	P=6
Velocidade nominal	N=1800 rpm
Torque nominal	T = 58,4 N.m

Tabela 5.2 – Características construtivas.

Número de ranhuras do estator	$Q = 45$ ranhuras
Número de ranhuras por polo	1,5
Comprimento do núcleo do estator	$L = 100,5$ mm
Diâmetro interno do núcleo do estator	$D_{in} = 150$ mm
Diâmetro externo do núcleo do estator	$D_{ext} = 220$ mm

Tabela 5.3 – Valores determinados [6].

Tensão de fase do estator	$V_f = 187,14 \text{ V}$
Número de espiras por fase	$N_{ef} = 128,78$
Número de espiras por bobina	$N_{eb} = 14$
Número de bobinas por fase	$N_{bf} = 9 \text{ bobinas}$
Fator de potência	$f_p = 0,97$
Rendimento	$\eta = 97 \%$
Área do fio de uma espira	19 AWG ($1,97 \text{ mm}^2$)

Tabela 5.4 – Parâmetros do protótipo.

Resistência do enrolamento do estator	$r_s = 0,63 \Omega$
Indutância de dispersão	$L_{ls} = 2,9 \text{ mH}$
Indutância de eixo direto	$L_{ds} = 7,3 \text{ mH}$
Indutância de eixo em quadratura	$L_{qs} = 17,3 \text{ mH}$
Fluxo enlaçado do ímã	$\lambda_s = 0,33 \text{ Wb}$
Momento de inércia	$J = 0,02 \text{ N.m.s}$
Coefficiente de atrito viscoso	$B = 0,2 \text{ Kg.m}^2$

5.3. Controle e acionamento do motor

O esquema básico do funcionamento do hardware do sistema é composto por um inversor pentafásico alimentado por uma rede trifásica alternada, que por sua vez, alimenta o elo CC para chavear os IGBTs. O funcionamento dos IGBTs é comandado pelo microcontrolador DSP e está acoplado ao computador através de uma conexão USB. O dinamômetro, que é um motor CC operando na condição de gerador, é acoplado ao eixo do rotor e valores de torques de carga podem ser definidos. O programa de acionamento e controle desenvolvido em C++ é carregado no dispositivo DSP, através do computador via USB. A posição do rotor é determinada pelo *encoder* através de pulsos digitais enviados ao módulo eQEP (*Enhanced Quadrature Encoder Pulse*). Cada IGBT é disparado através de pulsos PWM gerados pelo módulo ePWM (*Enhanced PWM*) para geração dos vetores espaciais. O inversor possui sensores de corrente por efeito hall que fazem a leitura dos valores de corrente das fases e, enviam ao DSP via entrada analógica ADCIN (*Analogic to Digital Converter*) do dispositivo.

A topologia do protótipo do inversor pentafásico é formado por dez IGBTs com diodos conectados em anti-parelo. Por isso, o inversor possui duas placas com seis IGBTs cada uma, ou seja, duas placas trifásicas. Como o motor tem cinco fases, serão utilizadas um total de dez chaves, deixando assim, dois IGBTs sobressalentes.

Para o funcionamento do motor, o DSP executa um algoritmo desenvolvido no *Code Composer Studio*® (CCS), que é um ambiente integrado de desenvolvimento para a família C2000 de processadores de sinais digitais da *Texas Instruments* (TI). A figura 5.4 ilustra um fluxograma básico de operação e controle do DSP. Primeiro ocorre a inicialização onde o programa desenvolvido é depositado no dispositivo. Depois, um *loop* de execuções fica sendo realizado durante cada interrupção. A partida é realizada uma única vez até a leitura do index.

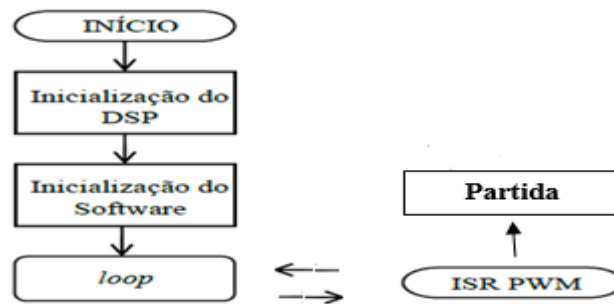


Figura 5.4 - Fluxograma de operação e controle.

Resumidamente, a cada interrupção gerada, quando o temporizador chega a zero (*interrupção do fluxo inferior*), como na figura 5.5, a posição e a velocidade do rotor são calculadas pelo software de controle no DSP. Através dos pulsos enviados pelo *encoder*, que mede a posição do rotor, e as correntes medidas pelos sensores, o controlador (*fuzzy* ou PI) determina o vetor espacial, que deve ser gerado pelo inversor. Os detalhes das estratégias de controle usando o PI ou *fuzzy* e, a geração de vetores espaciais para controlar e acionar o MSIP já foram explicados anteriormente e, “funcionam” da mesma forma.

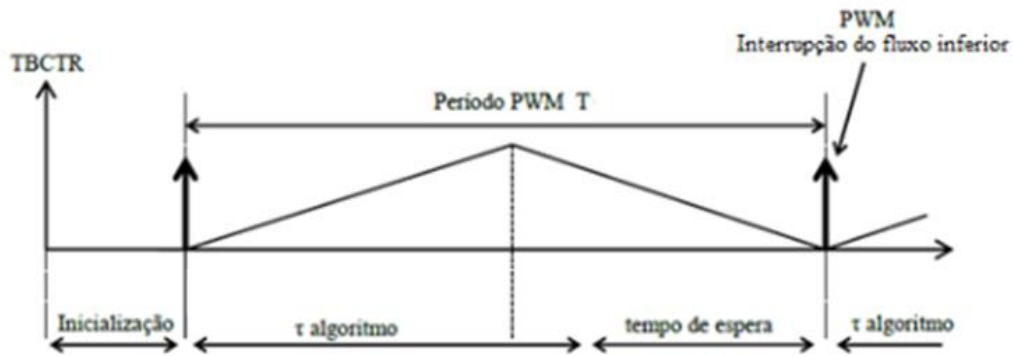


Figura 5.5 - Sistema de interrupção (ISR).

O algoritmo é processado durante a rotina de interrupção. Foi adotado um período de interrupção de $200 \mu s$, considerando o tempo de execução do algoritmo de controle, correspondendo a uma frequência de amostragem de 5 kHz. Este algoritmo programado para a experimentação é idêntico ao programado em MatLab e, rodado e programado no bloco *S-Function* para as simulações.

O controlador lógico *fuzzy* é desenvolvido também no MatLab e é o mesmo que controla o motor experimentalmente. Para implementação deste, o próprio MatLab (Build Model/Code Generation) cria uma biblioteca de arquivos em C e os configura para serem executados no DSP, vinculado ao programa de controle principal. Esses arquivos realizam apenas cálculos nebulosos e determinam o valor da tensão de referência V_q^* , a ser aplicada aos terminais do motor que representam a amplitude do vetor girante de campo magnético, em tempo real. Os detalhes da implementação do software programado em C++ para controladores PI e *fuzzy* e para a geração dos vetores espaciais via controle vetorial (FOC), já foram discutidos no capítulo de simulações. O software intencionalmente desenvolvido, que é executado pelo DSP, é o mesmo das simulações executado pelo MatLab para controle do motor. A diferença na parte experimental é que, os valores das correntes no referencial estático ($i_a i_b i_c i_d i_e$), a velocidade e a posição devem ser determinados pelo programa a partir dos sinais dos sensores e, as correntes transformadas para o referencial girante ($i_d i_q$). Nas simulações estes valores já estão determinados pelo MSIP pentafásico modelado.

O objetivo da implementação do programa, de forma idêntica ao experimental, foi para testar se os algoritmos, que são desenvolvidos para o acionamento, irão previamente

funcionar na máquina antes de implementá-los na prática, evitando-se assim riscos de danificação ou desgastes desnecessários do sistema na bancada.

5.4. Primeira partida do rotor

A partida de um motor síncrono de ímãs permanentes é diferente em relação aos outros tipos de motores, pois com os ímãs no rotor, o motor já possui fluxo magnético fixo e permanente. Se a informação da posição do rotor for arbitrária, ao produzir campo girante aplicando-se correntes no estator, a máquina pode levar a uma reversão momentânea da velocidade ou até mesmo a uma falha na partida, se não for sincronizada adequadamente.

Para determinação da posição, é utilizado um *encoder* incremental que gera 2048 pulsos/revolução em dois canais, A e B, e ainda possui um canal de indexação, que gera um pulso a cada revolução do eixo. Para obter a informação da posição do rotor foi definido como posição zero o eixo direto alinhado ao eixo magnético da fase “a”.

Uma única vez, é realizado o seguinte procedimento para configuração do sensor: com o rotor parado na posição em que o contador de posição indica zero (QPOSCNT=0), aplica-se uma tensão contínua no enrolamento da fase “a” e, o eixo magnético “d” do rotor irá se deslocar e alinhar com o eixo magnético da fase “a”. O valor registrado agora no contador de posição indica a posição relativa entre o eixo “d” do rotor e o eixo magnético da fase “a”, e é ajustado no programa principal em *cal_angle*.

O canal de indexação, que gera um pulso a cada revolução do eixo, zera a posição do rotor. Cada pulso obtido a partir daí, é registrado no contador de posição que sempre será a soma do número de pulso ao valor da calibração (*cal_angle*).

Quando o DSP é posto em execução, o rotor estará em qualquer posição e, não se pode dar partida na máquina, pois se o index não for lido pela primeira vez, o sistema não terá nenhuma referência de posição real do rotor. Para solucionar o problema, foi implementada então, uma partida automática do sistema. Foi criada uma sub-rotina no próprio programa, que é executada somente enquanto o index não é lido pela primeira vez, quando carregado no dispositivo. No momento inicial da execução do DSP, somente a fase “a” é alimentada durante alguns segundos, e assim, o fluxo de eixo direto do rotor fica alinhado com o desta fase. A posição que antes era qualquer, passa a ser definida neste momento com o valor da configuração (*cal_angle*) já conhecido. Com isso, a máquina pode ser partida normalmente inúmeras vezes, logo após uma primeira leitura

do index. A sub-rotina de partida deixa de ser executada por completo, permanentemente até ser desligado o DSP.

5.5. Resultados experimentais

5.5.1. Resultados para o controle de velocidade com redução na pulsação do torque (*ripple*)

Esta seção apresenta resultados experimentais para MSIP pentafásico com controle de velocidade com redução na pulsação do torque, provocado pelas características construtivas do motor e pela saliência de seus polos. Para todos os casos, a tensão do barramento CC é fixada em 200 V, o período de interrupção do DSP (ISR - Interruption System Request) é de 200 μ s e o tempo de aquisição de dados é de 1 ms.

- Resultados para a variação de velocidade sem mudança de carga no eixo

As medidas foram feitas com o rotor partindo do repouso, até atingir a velocidade de referência de 40 rad/s, com aproximadamente 4 N.m de carga mecânica, acoplada no eixo. A Fig. 5.6 mostra as respostas da velocidade e do torque do MSIP em função do tempo, com carga. O estado estacionário é alcançado em aproximadamente 0,75 s, para ambas as estratégias.

Para avaliar o *ripple* na velocidade, na figura 5.6 (a) mostra um zoom internamente na resposta de velocidade no entorno de 40 rad/s. Fica claro, pela figura, que quando o MSIP é controlado pelo *fuzzy*, as oscilações de velocidade, em torno do valor do regime permanente, são menores. Isso mostra um resultado melhor em comparação com o controlador PI.

A Fig. 5.6 (b) mostra a variação de torque para os primeiros 2,1 s do ciclo de controle de velocidade. Logo após 0,6 s, o torque tende a variar em torno de aproximadamente 4,0 N.m, correspondendo assim ao torque mecânico esperado. No transiente, surgem picos de torque de mais de 60 N.m, especialmente para estratégia *fuzzy*, que se explica pelo tempo de partida ser menor do que para o caso de utilizar apenas PI's de subida da velocidade é maior para este caso. Conforme o estado estacionário é alcançado, pode-se observar que a ondulação de torque é significativamente menor, quando o sistema é controlado pela estratégia *fuzzy*, em relação ao PI

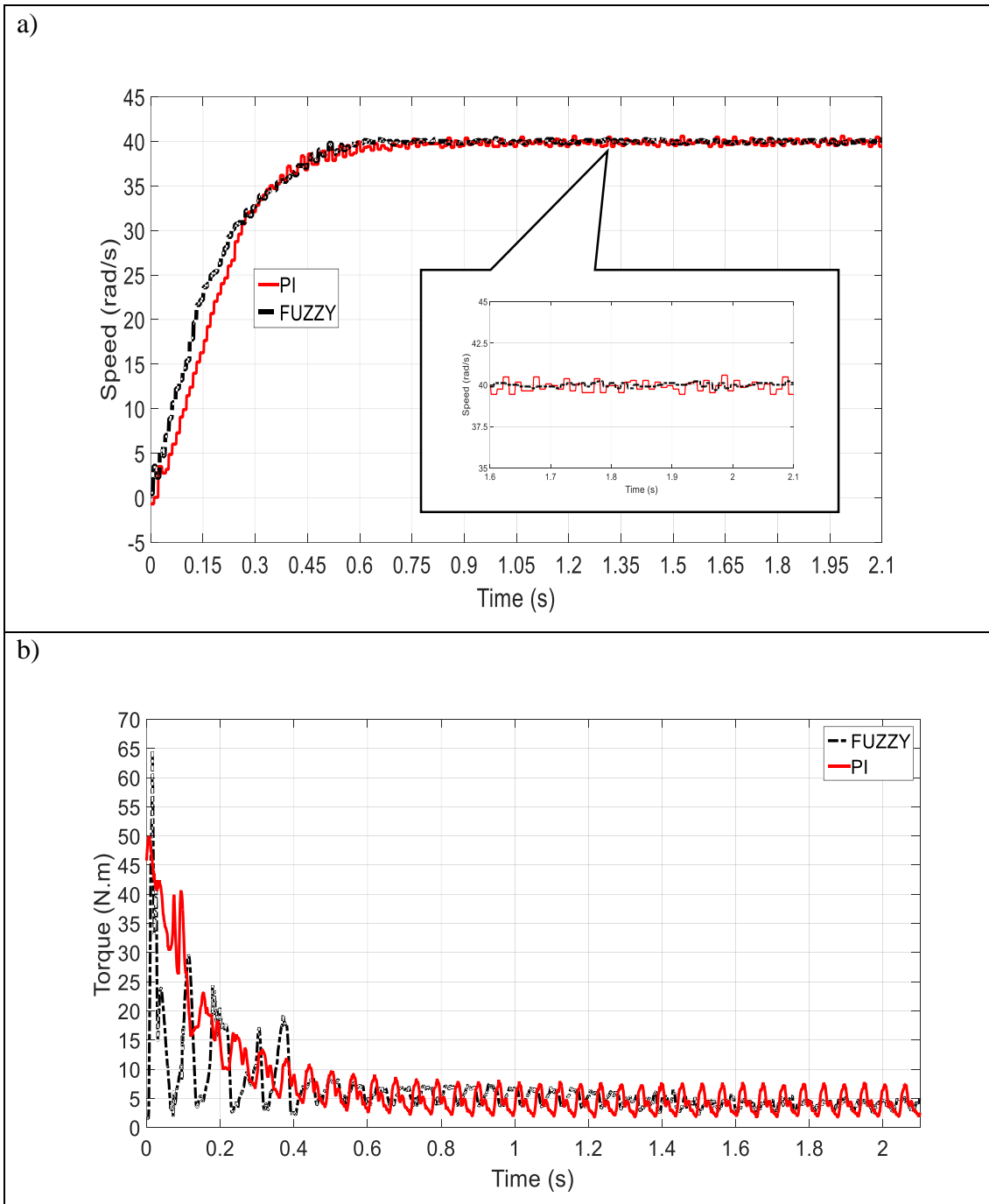


Figura 5.6 - Variação da velocidade e do torque em função do tempo sem mudança de carga. (a) Resposta da velocidade. (b) Resposta do torque.

A figura 5.7 mostra detalhes da variação do torque, entre os tempos de 1,6 s até 2,1 s. Pode-se observar na figura, que o controlador difuso reduz a variação do torque, de pico a pico, de 4 N.m para 2 N.m, ou seja, uma grande redução de torque pulsante. Pode-se concluir com isso, que a redução na ondulação da velocidade do rotor na figura 5.6 (a), deve-se a esta redução significativa na ondulação do torque, quando o sistema opera com

controlador *fuzzy*. Assim, com este controlador também é possível reduzir as vibrações do eixo provocado por estas perturbações do torque.

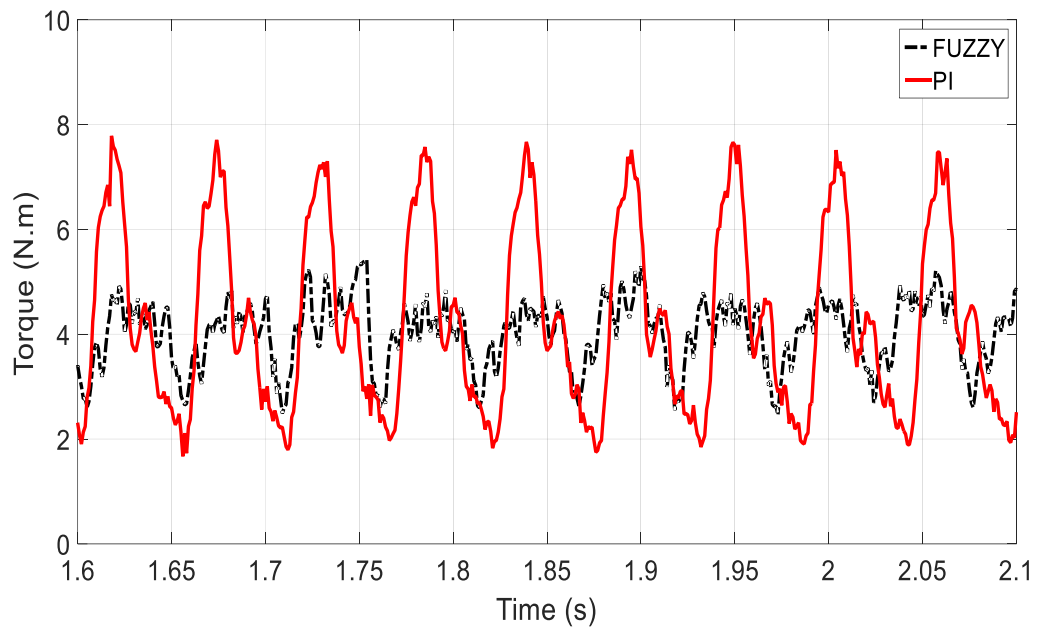


Fig. 5.7 - Variação do torque em função do tempo.

A Fig. 5.8 mostra a corrente i_d para ambos os esquemas de controle, também entre os tempos de 1,6 s até 2,1 s, mas para controlar esta corrente i_d , apenas o controlador PI foi utilizado. Esta corrente permanece praticamente nula enquanto a máquina é controlada pelo *fuzzy*, mantendo a condição de torque máximo e, quando controlada pelo PI, aparecem muitos picos de 0,2 A. O desempenho do torque no eixo é melhor quando o sistema é controlado pela estratégia *fuzzy* reduzindo a pulsação, pois as perturbações que ocorrem na corrente i_q influenciam diretamente a i_d . Sendo assim é natural que as repostas de correntes sejam diferentes em cada caso, mesmo sendo o mesmo controlador clássico para esta corrente.

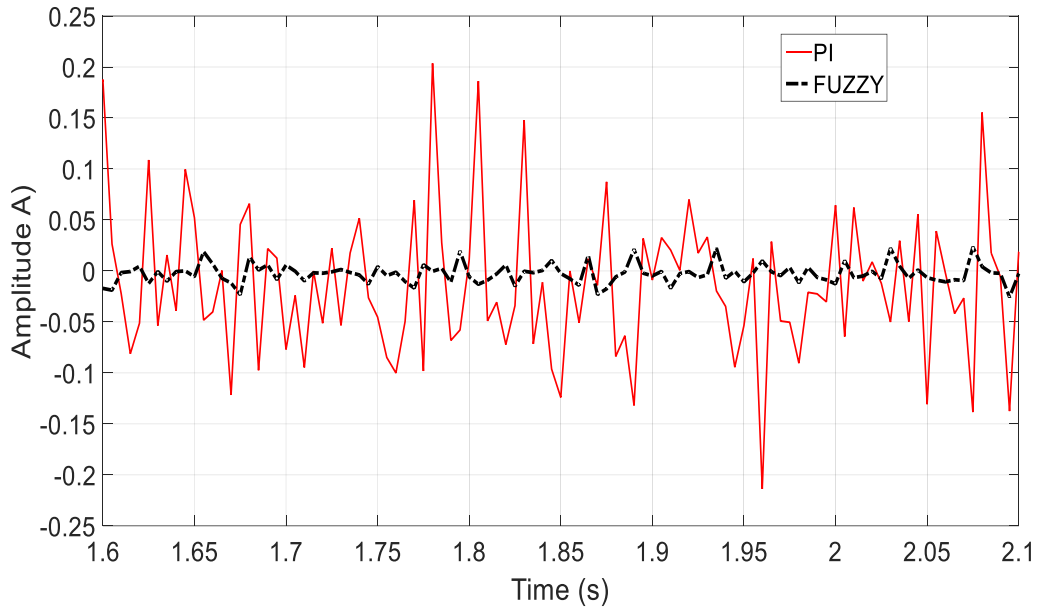


Figura 5.8 - Corrente i_d em função do tempo.

A figura 5.9 mostra a corrente do estator em uma das fases do MSIP pentafásico, para ambas estratégias de controles, no referencial estacionário. O pico da corrente está em torno de 4 A, e a frequência está em torno de 19 Hz que é 3 vezes a frequência de rotação do eixo, já que a máquina possui seis polos. Esta corrente seria senoidal sem harmônicos, caso o motor tivesse esta distribuição. Mas o que é visto na figura, é uma corrente distorcida, que pode ser modelada por uma série de Fourier.

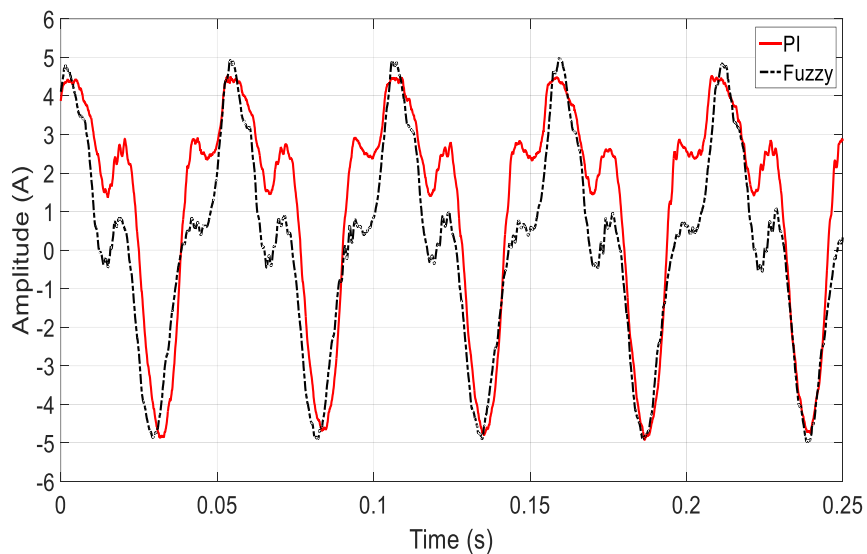


Figura 5.9 - Corrente do estator em uma das fases em função do tempo.

A figura 5.10 mostra o espectro de conteúdo de harmônicos da corrente numa das fases do motor, utilizando a Transformada Rápida de Fourier (FFT). Neste caso se observa que utilizando o controlador *fuzzy*, a componente harmônica de segunda ordem (aproximadamente 40 Hz) é eliminada, o que resulta em uma contribuição na redução da ondulação de torque também.

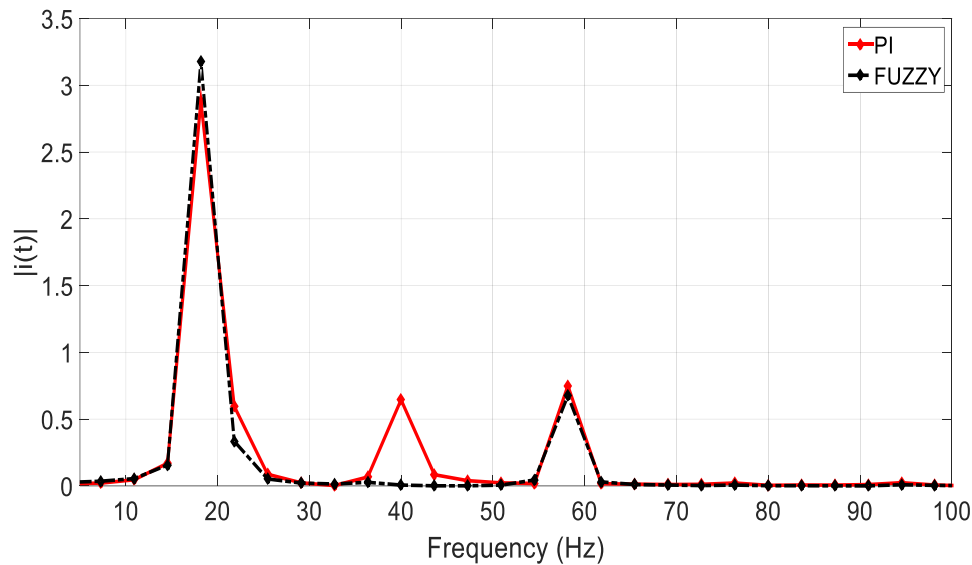


Figura 5.10 – Espectro de conteúdo harmônico numa das correntes de fase em função da frequência.

- Respostas da velocidade constante com mudança de carga no eixo.

A figura 5.11 mostra o resultado experimentais para variação do torque quando ocorre mudança de carga para ambos os controladores. No início, o MSIP tem uma carga de 2 N.m e, por volta de 1,75 s, a carga é elevada para 6 N.m. Mais uma vez fica claro que a ondulação natural do torque é reduzida quando o sistema é controlado pelo *fuzzy*, e atinge o estado estacionário mais rapidamente. Dada esta redução na ondulação de torque, a variação de velocidade também é reduzida.

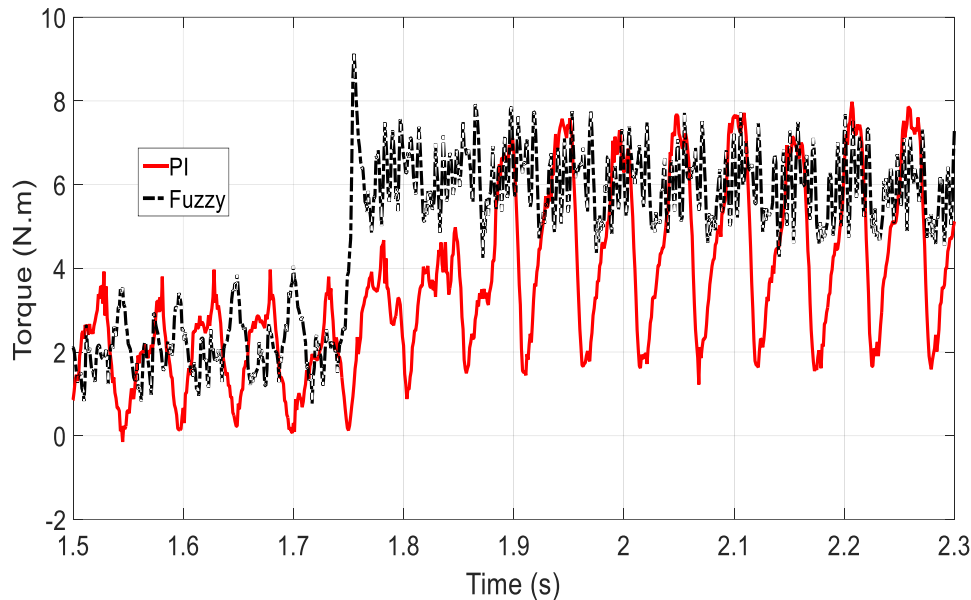


Figura 5.11 - Resultados experimentais para variação de torque eletromagnético quando ocorre mudança de carga no eixo.

5.5.2. Resultados para o controle de velocidade tolerante à falta de fase

Esta seção analisa os resultados experimentais obtidos com o controlador de velocidade *fuzzy* e são comparados com um PI clássico. Em todos os casos, a tensão no elo CC também foi de 200 V, o período de interrupção do DSP (ISR - *Interruption System Request*) foi de 200 μ s e o tempo de aquisição de dados foi de 1 ms.

- Resposta da velocidade com carga constante acoplada no eixo

As medidas foram feitas com o rotor partindo do repouso até atingir a velocidade de referência de 45 rad/s. No laboratório, inicialmente foi utilizada uma carga mecânica de aproximadamente 4 N.m para os experimentos. Em 5,0 s, ocorre uma falta de fase monofásica para todos os casos.

A figura 5.12 mostra a variação de velocidade e torque do MSIP pentafásico em função do tempo sob carga e na condição de falha. Na figura 5.12 (a), são mostrados detalhes dos resultados do controle de velocidade em torno de 45 rad/s. Observa-se que, quando apenas controlado pelo PI, ocorrem maiores oscilações em torno da velocidade de referência e um sobressinal de aproximadamente 0,1%. Enquanto isso, usando o *fuzzy*,

essas oscilações de velocidade são menores e, após a falha, os distúrbios são imperceptíveis.

A figura 5.12 (b) mostra a variação do torque do MSIP em função do tempo durante o transiente de partida e na condição de falha. O estado estacionário é alcançado pouco antes de 1,0 s para um valor médio de aproximadamente 5,0 N.m. No início, aparecem picos no torque. Por volta de 5,0 s, quando uma das fases é desligada, é detectada uma perturbação no torque para ambas as estratégias de controle, no entorno deste tempo. Porém, somente para o controlador *fuzzy*, o torque logo retorna ao mesmo nível de antes, mostrando sua eficácia como tolerante a falhas. Como pode ser visto na figura, as amplitudes da ondulação de torque para o controlador *fuzzy* são significativamente menores nesta condição. Esta redução está de acordo com os resultados obtidos das simulações teóricas.

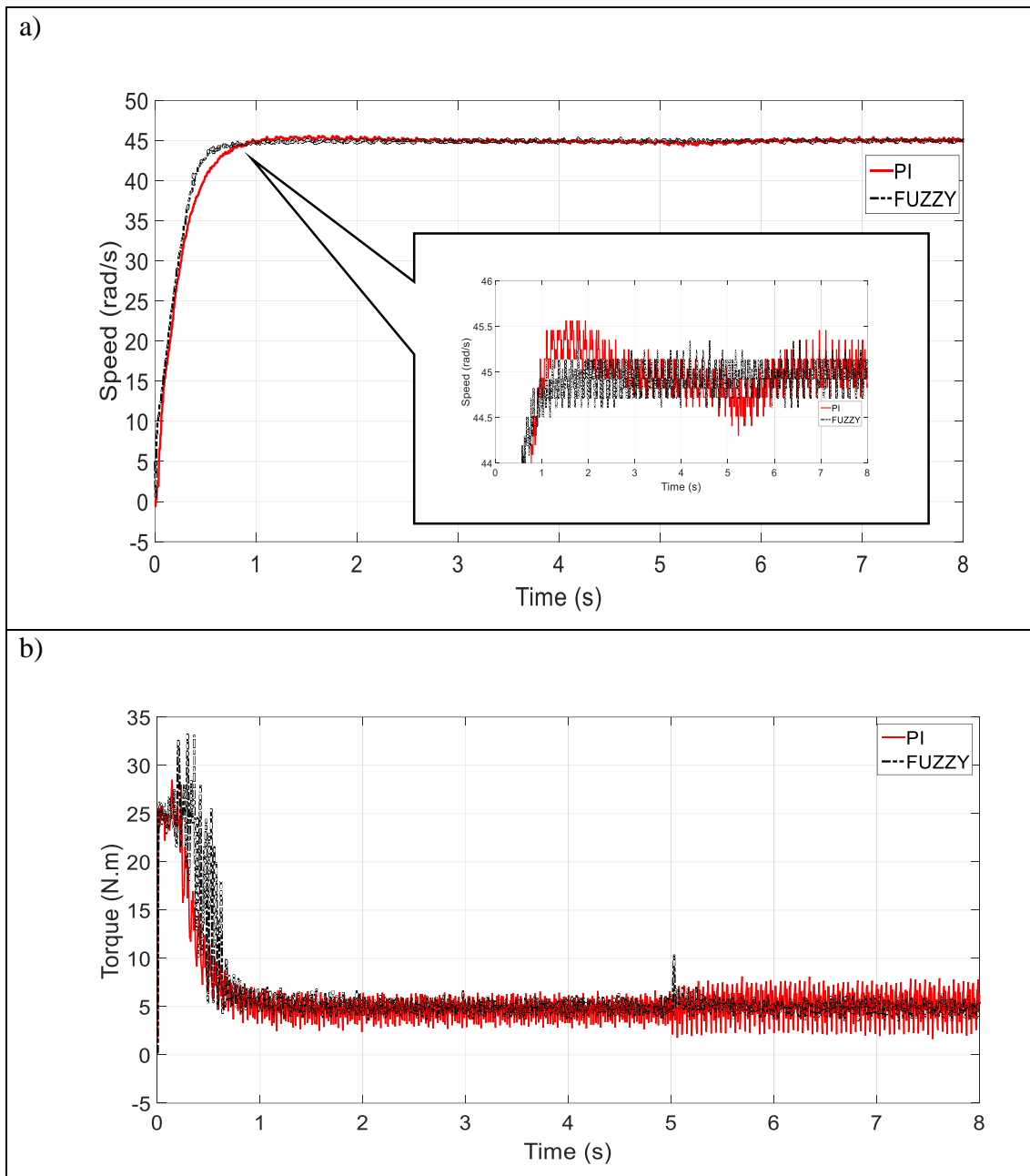


Figura 5.12 - Resultados experimentais da velocidade e do torque após uma falta (a) Resposta da velocidade do rotor. (b) Resposta de torque eletromagnético.

A figura 5.13 mostra os resultados experimentais para as correntes i_q e i_d . A figura 5.13 (a) mostra o resultado obtido para a corrente i_d em função do tempo. Conforme mencionado, para ambas as estratégias de controle, foi utilizado um controlador PI. Esta corrente deve permanecer nula enquanto a máquina estiver girando. Como pode ser visto, ocorreram alguns picos no início, atingindo cerca de 1,5 A, mas durante o resto do tempo permaneceu em torno de zero, como desejado. Além disso, usando o *fuzzy*, essa ondulação é menor do que a encontrada usando apenas PI, como explicado anteriormente. Em ambos

os casos, seus valores são bastante pequenos, contribuindo muito pouco para as variações de torque de relutância.

A corrente i_q na figura 5.13 (b) tem comportamento semelhante ao torque. É claramente visível que o controlador *fuzzy* também reduz as amplitudes oscilantes da corrente i_q em qualquer tempo, mostrando assim a eficácia do controlador.

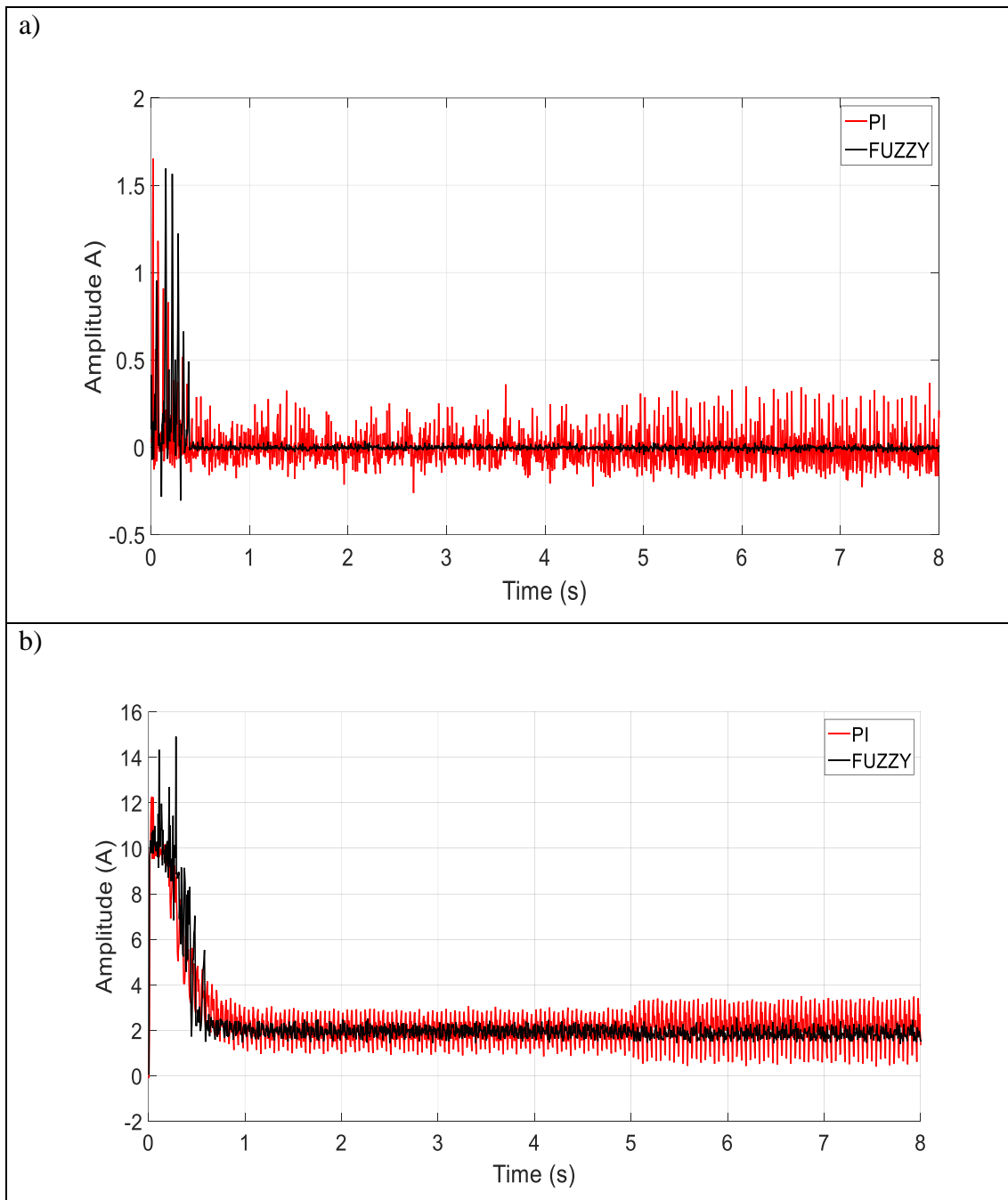


Figura 5.13 - Resultados experimentais das correntes após uma falta. (a) variação de i_d .
(b) variação i_q .

- Resposta de velocidade com variação da carga acoplada no eixo

A figura 5.14 mostra os resultados experimentais da velocidade e do torque sob condição de falha e mudança de carga. Durante todo o tempo, o motor funcionou sem uma fase e, em aproximadamente 2,0 s, houve uma variação da carga mecânica, de 5,0 para 7,0 N.m. O objetivo dos controladores é manter a mesma velocidade 45 rad/s durante todo o tempo, mesmo quando ocorrem alterações na carga. Na figura 5.14 (a), uma pequena queda na velocidade é observada, quando o PI é o controlador e, um erro permanente de aproximadamente 0,34 rad/s para menos na velocidade de referência é encontrado. Além disso, foi observado um aumento da ondulação de velocidade, que está associado a uma alta vibração mecânica. Por outro lado, para o caso do controlador *fuzzy*, após alguns segundos depois da mudança de carga, a velocidade atinge o valor exato de 45 rad/s e um baixo valor na sua respectiva ondulação.

A figura 5.14 (b) mostra as respostas do torque, após a mudança da carga mecânica no mesmo tempo. Mais uma vez, está claro que a ondulação do torque é significativamente reduzida, quando controlado pelo *fuzzy*.

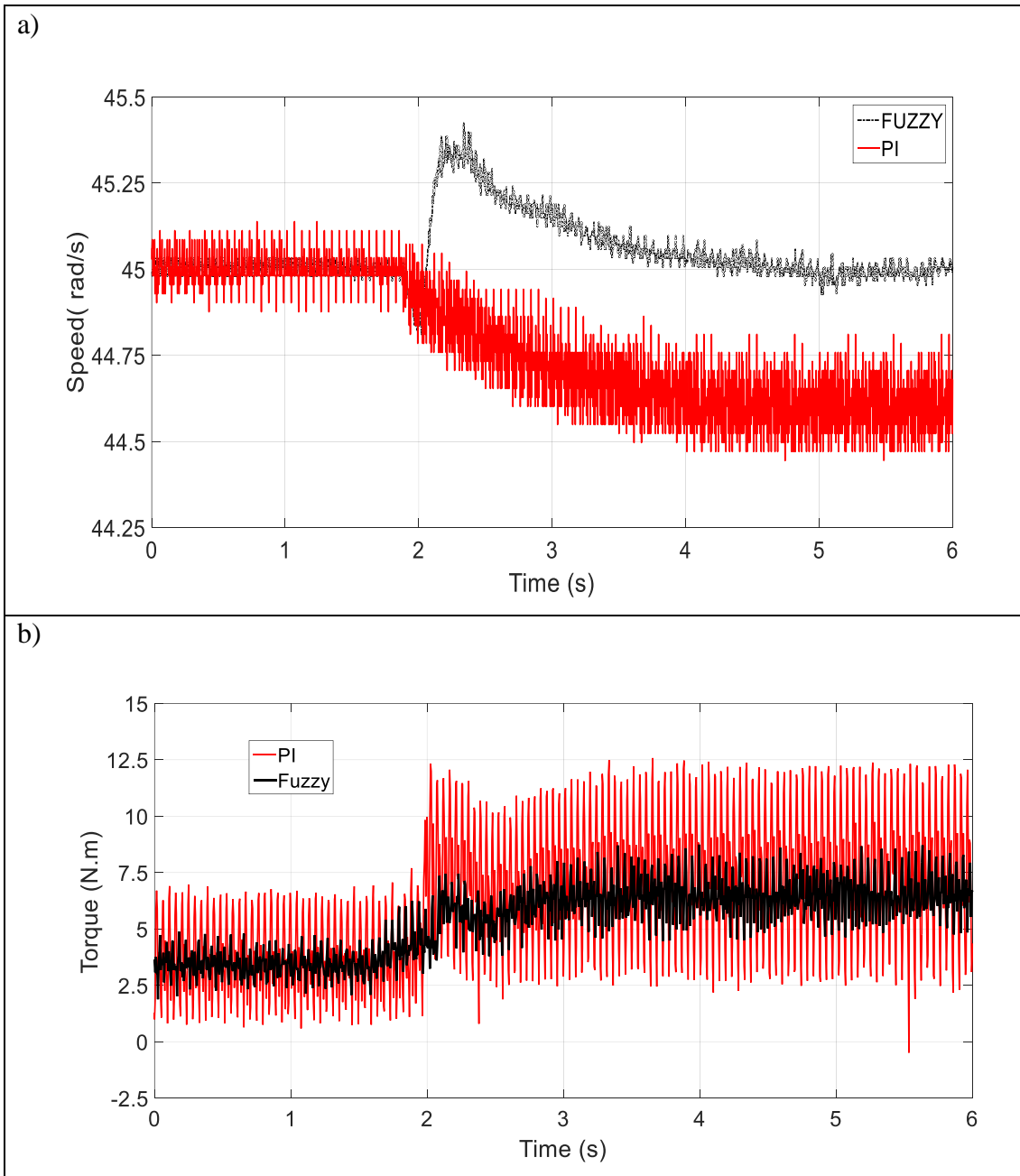


Figura 5.14 - Resultados experimentais da velocidade e do torque durante a falta. (a) Resposta da velocidade do rotor. (b) Resposta do torque eletromagnético.

6. CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

O estudo de máquinas elétricas, programação de computadores, sistemas eletrônicos e de controle são essenciais para os engenheiros eletricitistas. Os acionamentos com tensão e frequência variadas, usando dispositivos de eletrônica de potência, têm tornado, cada vez mais, equipamentos viáveis, precisos e eficientes.

Neste trabalho, foi implementado um modelo matemático para as simulações, parecida com a realidade do sistema, incluindo os programas desenvolvidos, que é utilizado, tanto para o acionamento do MSIP pentafásico experimental, como para o simulado. Ou seja, o mesmo programa que é utilizado para simulação no MatLab, é o mesmo para o DSP, que aciona o motor na bancada. Com isso, é possível testar, se os algoritmos que são desenvolvidos para o acionamento, irão previamente funcionar na máquina antes de implementá-los, evitando-se assim, riscos de danificação ou desgastes desnecessários do sistema na bancada.

Foi implementado experimentalmente, e através de simulações, um acionamento usando técnica de modulação por vetor espacial (SVM) para o MSIP pentafásico, que antes era somente acionado por banda de histerese. O algoritmo foi criado e implementado no programa MatLab e CCS, que é específico para o carregamento no DSP. Esta técnica não é simples, como a trifásica, de ser implementada e requer desenvolvimento específico. Foi implementado também, um sistema de partida por software, que antes era necessário rodar o eixo manualmente, até completar uma volta para o sistema identificar as posições reais do rotor.

Foi implementado e estudado o controlador de velocidade usando lógica *fuzzy*, mostrando ser tolerante à falta de fase com redução na pulsação do torque (*ripple*) para um MSIP pentafásico com irregularidades na sua construção, devido à sua adaptação de origem trifásica para pentafásica. Um software completo de acionamento do motor foi desenvolvido para simulações. Para isso, foram consideradas os transientes de partida, falta de fase monofásica e mudanças de carga. Para mostrar a eficácia desta abordagem, seu desempenho foi comparado com o obtido por um controlador clássico do tipo PI.

O controlador *fuzzy* foi desenvolvido para operar em seu núcleo como um do tipo hierárquico, ou seja, o controle de velocidade tem prioridade sobre o controle de torque pulsante. Para determinação do valor do torque mecânico acoplado no eixo do rotor, foi implementado um filtro de segunda ordem operando como um *load observer*.

Observando as respostas da velocidade, do torque e das componentes das correntes i_d e i_q , a abordagem usando controle *fuzzy* de velocidade mostrou excelente desempenho devido à sua rápida resposta de atuação para controlar, basicamente, o vetor girante de campo magnético no interior do estator. A pulsação do torque e da velocidade são significativamente reduzidas, mesmo quando o motor está operando com falhas. Além disso, este controlador *fuzzy* também eliminou harmônicos de segunda ordem na corrente do estator em comparação ao PI e, reduziu 67% a pulsação do torque em operação normal (de aproximadamente 6 N.m pico a pico para 2N.m) para um motor que foi adaptado. Com isso, o motor opera com maior eficiência devido a menores perdas no estator, menor vibração e, se mostra tolerante à falta de fase.

Esta abordagem pode ser utilizada em diferentes aplicações de veículos elétricos que requerem projetos envolvendo conforto e confiabilidade, que garantam a segurança e a integridade física dos passageiros. Abordagens de controles com resposta dinâmica rápida podem ser usadas, não apenas para aplicações em veículos elétricos, mas também para outras aplicações, como a necessidade de suavização de torque e um sistema que precise de alta eficiência, como menor consumo de baterias.

Como trabalhos futuros, tendo em vista o aprimoramento do inversor, pode ser utilizando chaves mais rápidas, como carbeto de silício ou arseneto de gálio. Outro trabalho futuro pode ser o aprofundamento de estudos sobre o funcionamento do motor pentafásico, em condições de falta, e a aplicação de outros tipos de controles inteligentes, como redes neurais.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Mohammad, M. T., Fletcher, J. E., “Five-phase permanent magnet machines, advantages and applications”, *5th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2010)*, DOI: 10.1049/CP.20100092, pp.1-5, 2010.
- [2] Qiu-Liang, H., Yong, C., Li, X., "Fault-Tolerant Control Strategy for Five-Phase PMSM with Third-Harmonic Current Injection", *IEEE Digital Library*, vol. 31 DOI: 10.1109/ACCESS.2018.2873603, pp. 58501-58509, 2018.
- [3] Krause, P. C., “Analysis of Electric Machinery” in USA, McGraw-Hill (Book Co, 1986).
- [4] Bilobrovec, M., Marçal, R. F. M. e Kovaleski, J. L. “Implementação de um Sistema de controle inteligente utilizando a lógica fuzzy”, *XI SIMPEP - Bauru*, SP, Brasil, novembro 2004.
- [5] Lega, A., Mengoni, M., *et al.*, “General Theory of Space Vector Modulation for Five-Phase Inverters”, *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, November 2008.
- [6] Souza, S. A., 2016, “Acionamento de Motor Síncrono de Ímãs Permanentes Pentafásico com Controle Tolerante a Falta de Fase”, Tese de D. Sc., Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, RJ, Brasil.
- [7] Robert, E., Benkhoris, M. F., Zaim, M. E., “Control Strategy of a Five-Phase Synchronous Machine”, *CRTT*, France, 2004.
- [8] Mehedi, F., Nezli, L., *et al.*, “A Hybrid of Sliding Mode Control and Fuzzy Logic Control for a Five-Phase Synchronous Motor Speed Control”, *Artificial Intelligence in Renewable Energetic Systems*. 10.1007/978-3-030-04789-4_22, 2019.
- [9] Shi, Z., Sun, X., Cai, Y., and Yan, Z., "Robust Design Optimization of a Five-Phase PM Hub Motor for Fault-Tolerant Operation Based on Taguchi Method," *in IEEE*

Transactions on Energy Conversion, vol. 35, no. 4, pp. 2036-2044, Dec. 2020, doi: 10.1109/TEC.2020.2989438.

[10] Trabelsi, M., Nguyen, N. K., and Semail, E., "Real-Time Switches Fault Diagnosis Based on Typical Operating Characteristics of Five-Phase Permanent-Magnetic Synchronous Machines," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 8, pp. 4683-4694, Aug. 2016, doi: 10.1109/TIE.2016.2554540.

[11] Mehedi, F., Djilali, A. B., Yahdou, A., and Bouyakoub, I., "Fuzzy Logic Based DTC-SVM for Speed Control of Five-Phase IPMSM," *2019 7th International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC)*, 2019, pp. 1-6, doi: 10.1109/IRSEC48032.2019.9078283.

[12] Bensalem, Y., Abbassi, R., and Jerbi, H., "Fuzzy Logic Based-Active Fault Tolerant Control of Speed Sensor Failure for Five-Phase PMSM", *Journal of Electrical Engineering & Technology*, 2020. doi:10.1007/s42835-020-00559-7.

[13] LIU, G., Qu, L., Zhao W., Chen, Q., and Xie Y., "Comparison of Two SVPWM Control Strategies of Five-Phase Fault-Tolerant Permanent- Magnet Motor," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, DOI: 10.1109/TPEL.2015.2499211, no. 9, pp. 6621-6630, Sept. 2016.

[14] Meinguet, F., Nguyen, N., Sandulescu P., Kestelyn, X., and Semail, E., "Fault-tolerant operation of an open-end winding five-phase PMSM drive with inverter faults", *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, DOI: 10.1109/IECON.2013.6699978, pp. 5191-5196. Vienna, 2013.

[15] Waley, A. S., Mao, C., and Wang, C. D., "Artificial Optimal fuzzy Control Strategy for Electric Vehicle Drive System by Using Permanent Magnet Synchronous Motor", *International Journal of Engineering and Technology*, Vol. 9, no. 1, Feb. 2017.

[16] Shuaichen, Ye & Xiaoxian, Yao, "An improved permanent-magnet synchronous machine sensorless drive based on the fuzzy-PI phase-locked loop and the adjustable boundary-layer FOSMO". *IET Power Electronics*. 14. 10.1049/pe12.12058, 2020.

- [17] Dawood, Suroor & Majeed, Samar & J. Nekad, Habeeb, “Comparative Analysis of Speed Control of Multiple Master/Slaves PMSMS Using PI Controller and fuzzy Logic Controller”, 8. 119-137, 2017.
- [18] Mehedi, Fayça, Yahdou, Adil, Belhadj D., *et al*, “Direct Torque Fuzzy Controlled Drive for Multi-phase IPMSM Based on SVM Technique”. 53. 259-266. 10.18280/jesa.530213, 2020.
- [19] Sadeghi, S., Parsa, L., “Design and Dynamic Simulation of Five Phase Interior Permanent Magnet Machine for Series Hybrid Electric Vehicles”, *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, conference in USA, april 2010.
- [20] Wang, X., “Analysis of Harmonic Current in Permanent Magnet Synchronous Motor and Its Effect on Motor Torque,” *Journal of Electromagnetic Analysis and Applications* 4(01):15-20 • January 2012, DOI: 10.4236/jemaa.2012.41003.
- [21] Sari, B., Dieng, A., Benkhoris, M. F., *et al.*: “A new Robust torque control of a five Phase Permanent Magnet Synchronous Machine”, 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), Novi Sad, 2012, pp. LS1c.5-1-LS1c.5-6.
- [22] Sun, T., Kim, J., Lee G., *et al*, “Effect of Pole and Slot Combination on Noise and Vibration in Permanent Magnet Synchronous Motor”, *IEEE Transactions on Magnetics*, 2011, 47, (5), pp. 1038-1041.
- [23] Pinheiro, M. L., 2013, “Acionamento de Motor Síncrono de Ímãs Permanentes (MSIP) em embarcações com sistema de propulsão elétrica”, *Dissertação de Mestrado*, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, RJ, Brasil.
- [24] B. Hannon, P. Sergeant and L. Dupré, "Time- and Spatial-Harmonic Content in Synchronous Electrical Machines", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 53, no. 3, pp. 1-11, March 2017, doi: 10.1109/TMAG.2016.2637316.

- [25] Pinzhi, Z., Guijie, Y., Yong, L., “Fault-tolerant Control Strategy for Five-phase Permanent Magnetic Synchronous Motor Under Single Phase Open-circuit Fault Condition.”, *Energy Procedia*, Vol. 158, DOI 10.1016/j.egypro.2019.02.010, Pages 2605-2610, ISSN 1876-6102, 2019.
- [26] Chakaravarthi, P. V., Karpagavalli P., “Speed Control of PMSM Motor Using fuzzy and PID Controller,” *IJISSET-International Journal of Innovative Science, Engineering & Technology*, Vol. 3, Issue 1, Jan. 2016.
- [27] Singh, S. P., Gautam, A. K., Dubey, J., Pandey, J. P., and Pavasi, R. P., “Performance Comparison of PMSM Drive using PI and fuzzy Logic based controllers”, *IEEE Uttar Pradesh Section International Conference on Electrical, Computer and Electronics Engineering (UPCON)*, Dec 2016.
- [28] El-Barbary, Z., “fuzzy logic based controller for five-phase induction motor drive system”, *Alexandria Engineering Journal* 51, 263-268, November 2012.
- [29] Sanches, E. S., Santisteban, J. A., “Mutual Inductances Effect on the Torque of an Axial Magnetic Flux Switched Reluctance Motor”, *IEEE Latin America Transaction* v. 13, No. 7, July 2015.
- [30] Er, M. J. e Sun Y. L. “Hybrid fuzzy Proportional–Integral Plus Conventional Derivative Control of Linear and Nonlinear Systems”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 48, n.6, dezembro 2001.
- [31] Niu, F., Wang, B., Babel, A. S., *et al*, "Comparative Evaluation of Direct Torque Control Strategies for Permanent Magnet Synchronous Machines”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, DOI: 10.1109/TPEL.2015.2421321, no. 2, pp. 1408-1424, Feb. 2016.
- [32] Jash, K., Chakraborty, N., “Comparative Study between PI and fuzzy Logic Speed Controller in Vector Controlled PMSM Drive”, *Journal of Engineering Research and Applications*, ISSN: 2248-9622, vol. 4, Issue 4, pp. 58-62, 2014.

[33] Paramasivam S., Arumugam, R., “Hybrid fuzzy controller for speed control of switched reluctance motor drives”, *Energy Conversion and Management*, 46 1365–1378, 2005.

[34] L. Chang, “Comparison of AC drives for electric vehicles a report on experts' opinion survey,” *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, vol. 9, n. 8, pp. 7-11, Aug. 1994.

[35] Sony, M., “Modelling and Simulation of Permanent Magnet Synchronous Motor Using fuzzy Controller With Variable Torque”, *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering (An ISO 3297: 2007 Certified Organization)* vol. 5, Issue 4, 2016. DOI:10.15662/IJAREEIE.2015.0501001.

[36] Mamta, P., Tejaswi, P., Priyanka, P, Y., “Hybrid PI- fuzzy Logic Based Speed Control of an IPMSM Drive”, *International Journal of Electrical Engineering & Technology (IJEET)*, Vol. 7, Issue 6, pp.117–121, 2016. Article ID: IJEET_07_06_011.

[37] Khedri, J., Chaabane, M., Souissi, M., Mehdi, D., “Speed Control of a Permanent Magnet Synchronous Machine (PMSM) Fed by an Inverter Voltage fuzzy Control Approach”, *World Academy of Science, Engineering and Technology International Journal of Mechanical and Mechatronics Engineering*, Vol. 4, No.8, 2010. ISNI:0000000091950263.

[38] W. Qu *et al*, "Permanent Magnet Synchronous Motor Drive System Based on fuzzy Control", *Applied Mechanics and Materials*, Vols. 336-338, pp. 1519-1524, 2013. <https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/AMM.336-338.1519>.

[39] Mohammad, M. T., Fletcher, J. E., “Five-phase permanent magnet machines, advantages and applications”, *5th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2010)*, Brighton, UK, 2010, pp. 1-5.

[40] Mehedi, F., Nezli, L., Mahmoudi, M., Taleb, R., Boudana, D., “Fuzzy logic based vector control of multi-phase permanent magnet synchronous motors”, *Journal of Renewable Energies*, 22(1), pp. 161 – 170, 2019.

[41] Abdelmoula, R., Naourez, A., Benhadj, *et al.*: “Reducing torque ripples in permanent magnet synchronous motor”, *Journal of Electrical Systems*, 2017, 13, 528-542.

[42] Yan, L., Liao, Y., Lin, H., *et al.*: “Torque ripple suppression of permanent magnet synchronous machines by minimal harmonic current injection”, *IET Power Electronics*, 2019, 12, (6), pp. 1368-1375.

[43] Dajaku, G., Gerling, D., “Air-Gap Flux Density Characteristics of Salient Pole Synchronous Permanent-Magnet Machines”, *IEEE Transactions on Magnetics*, 2012, 48, (7), pp. 2196-2204.

[44] Pellerey, P., Favennec, G., Lanfranchi, V., *et al.*: “Active reduction of electrical machines magnetic noise by the control of low frequency current harmonics”, *IECON 2012–38th Annual Conf. IEEE Industrial Electronics Society*, Montreal, QC, Canada, 2012.

[45] Ouledali, O., Meroufel, A., Wira, P., Bentouba, S., “Direct torque fuzzy control of PMSM based on SVM”, *International Conference on Technologies and Materials for Renewable Energy, Environment and Sustainability*, ELSEVIER, DOI: 10.1016/j.egypro.2015.07.778, 2015.

[46] Sheng, O., Haishan, L., “A fuzzy PI Speed Controller based on Feedback Compensation Strategy for PMSM”, *International Journal of Advanced Computer Science and Applications (IJACSA)*, vol. 6, No. 5, 2015.

[47] Zhang, Y., Zhu, J., Xu, W., Guo, Y., “A Simple Method to Reduce Torque Ripple in Direct Torque-Controlled Permanent-Magnet Synchronous Motor by Using Vectors With Variable Amplitude and Angle”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no.7, July 2011.

[48] Kesraoui, H., Echeikh, H., *et al.*, “Five-Phase Permanent Magnetic Synchronous Motor Fed by Fault Tolerant Five Phase Voltage Source Inverter”, *International Journal*

of *Electrical and Computer Engineering (IJECE)*, v. 6, no. 5, pp. 1994~2004, October 2016.

[49] Lin, F., Hung, Y., Hwang, J., and Tsai, M., "Fault-Tolerant Control of a Six-Phase Motor Drive System Using a Takagi–Sugeno–Kang Type fuzzy Neural Network With Asymmetric Membership Function," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 7, pp. 3557-3572, July 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2224888.

[50] Al-Hitmi, M. A., Kesraoui, H., Rahmana, K., Iqbala A., “Comparative study of classical and fuzzy -regulator in five phase synchronous machine control with open phase”, *Journal of Intelligent & Fuzzy System*, DOI:10.3233/JIFS-169802, IOS Press, 2018.

[51] Benelghali, S., Mekri, F., Benbouzid, M., and Charpentier, J. F., “Performance comparison of three — and five-phase permanent magnet generators for marine current turbine applications under open-circuit faults,” *2011 International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives, Malaga*, 2011, pp. 1-6, doi: 10.1109/PowerEng.2011.6036506.

[52] Pinheiro M. L. e Suemitsu W. I., “Permanent magnet synchronous motor drive in vessels with electric propulsion system”, *2013 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, pp. 808 - 813, 27-31 Oct. 2013.

[53] Gor, Chandani P., Shah, Varsha A. and Rangachar, Bharadwaj. "Fuzzy logic based dynamic performance enhancement of five phase induction motor under arbitrary open phase fault for electric vehicle", *International Journal of Emerging Electric Power Systems*, vol. 22, no. 4, 2021, pp. 473-492.

[54] Souza, S. A. e Suemitsu, W. I. “Five-Phase Permanent-Magnet Synchronous Motor”, *IEEE Latin America Transactions* v. 15, no. 4, april 2017.

[55] A. E. Fitzgerald, J. Charles Kingsley e S. D. Umans, “Apêndice C2 Relações Básicas das Máquinas Síncronas com Variáveis $dq0$,” em *Máquinas Elétricas*, São Paulo, Bookman Companhia Editora, 2008, pp. 620-626.

- [56] CHAPMAN, J. S., Fundamentos de Máquinas Elétricas. 5a ed. Mc Graw Hill, Porto Alegre-RS. 2013.
- [57] UMOH, G., OGBUKA, C. e OBE, E, “Modelling and Analysis of Five-Phase Permanent Magnet Synchronous Motor in Machine Variables”, *Prezeglad Elektrotechniczny*, ISSN 0033-2097, R.96 NR 1/2020.
- [58] Jeevananthan, P., Sathish Kumar, C., Nithya, R. K., “Fuzzy Logic Based Field Oriented Control of Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM)”, *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering*, vol. 1, Issue 5, November 2012.
- [59] GODOY, R. J. C., 2012, Sintonia ótima de controladores. DISSERTAÇÃO* de D.Sc., Universidade de São Paulo, São Paulo, SP, Brasil.
- [60] Shaw, I. S. e Simões, M. G., Controle e Modelagem Fuzzy, SP:Edgard Blücher: FAPESP, 1999.
- [61] L.A. Zadeh, Fuzzy sets, *Information and Control*, Volume 8, Issue 3, 1965, Pages 338-353, ISSN 0019-9958.
- [62] Fuller, D., “Neural Fuzzy Systems”, Robert Visiting professor °Abo Akademi University ISBN 951-650-624-0, ISSN 0358-5654.
- [63] Sanchez, E. C. M., “Controle por Aprendizado Acelerado e Neuro-Fuzzy de Sistemas Servo - Hidráulicos de Alta Frequência”, Dissertação de Mestrado, PUC, 2009.
- [64] Junior, O., Aguiar, H., Lógica Difusa: Aspectos práticos e aplicações, RJ: Ed. Interciência LTDA, 1999.
- [65] Zulkifli, Mohd, Munim, *et al*, “Five Phase Space Vector Modulation Voltage Source Inverter using large vector only”, *ISCAIE 2012 2012 IEEE Symposium on Computer Applications and Industrial Electronics*, 59. 10.1109/ISCAIE.2012.6482057.

- [66] Witold, P., “Fuzzy Sets Engineering”, Editora : CRC-Press; 1ª edição (22 abril 1995).
- [67] BORMANN, F., “Introduction to TMS320F28335”, OpenStax-CNX module: m36699, Jan-2011.
- [68] Muhamamd, I., Park, Byung, Kim, J. “Design and Analysis of A Five-Phase Permanent-Magnet Synchronous Motor for Fault-Tolerant Drive”. *Energies*. 14. 514. 10.3390/en14020514, 2021.
- [69] Kennel, R., “Power Electronics Exercise: Space Vector Modulation, Technische Universität München”, 2013. Disponível em: https://www.eal.ei.tum.de/fileadmin/tueieal/www/courses/PE/tutorial/2013-2014-W/08Space_vector_modulation.pdf. Acesso em: 27 jan. 2018, 16:40:30.
- [70] Yesil, E., Güzelkaya, M. e Eksin, I. “FUZZY PID Controllers: an Overview”, The 3rd Triennial ETAI International Conference on Applied Automatic Systems, At Ohrid, Macedonia, outubro 2003.
- [71] Bonissone, P. P. *et al*, “Industrial Applications of Fuzzy Logic at General Electric”, Proceedings of the IEEE v. 83, n. 3, março 1995.
- [72] Gomide, F., Gudwin, R. “Modelagem, Controle, Sistemas e Lógica FUZZY”, IEEE SBA Controle & Automação v.4 n°3, setembro-outubro 1994.
- [73] Bezerra, L. B., 2004, Implementação de uma Bancada para o controle Eletrônico de Motores Síncronos de Ímãs Permanente Utilizando um DSP, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, RJ, Brasil.
- [74] Carrasco, G. e Silva, C. A. “Space Vector PWM Method for Five-Phase Two-Level VSI With Minimum Harmonic Injection in the Overmodulation Region”, IEEE Transactions on Industrial Electronics v. 60, no. 5, May 2013.

[75] Leonhard, Werner: Control of Electrical Drives. - Third edition. / Werner Leonhard. - Berlin; Heidelberg; New York; Barcelona; Hong Kong; London; Milan; Paris; Singapore; Tokyo: Springer 2001 (Power Systems) ISBN 3-540-41820-2.

[76] Yu, F., Zhang, X., Wang, S. “Five-phase Permanent Magnet Synchronous Motor Vector Control Based on Harmonic Eliminating Space Vector Modulation”, International Conference on Electrical Machines and Systems, Sept. 2005.

[77] S. Chug, J. B. M. Youn, “Integral Variable Structure Controller for Current Control of PWM Inverter-Fed AC Drives”, Electric Machines and Power Systems, 27:753–769, 1999.

[78] K. Ogata, “Modern Control Engineering”, 5th ed., USA, 2010.

[79] M. R. Timothy, J. K. Russel, “A New Synchronous Current Regulator and an Analysis of Current-Regulated PWM Inverters”, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, vol. IA-22, no.4, JULY/AUGUST 1986.

[80] B. Adhavan, V. Jagannathan, “Performance comparison of hysteresis pulse width modulation and space vector pulse width modulation techniques for torque ripple reduction in permanent magnet synchronous motor using iterative learning control”, Journal of Vibration and Control 2014, vol. 20(5) 698–712, 2012.

APÊNDICE A – LÓGICA FUZZY

Este apêndice tem por objetivo uma abordagem básica e resumida da teoria e das aplicações da lógica *fuzzy* em controle de sistemas. Serão apresentadas suas formulações teóricas matemáticas e suas aplicações.

A lógica *fuzzy* é uma abordagem da inteligência artificial, onde um mecanismo de raciocínio similar ao do ser humano associado à linguagem, é incorporado de forma diferente aos sistemas lógicos binários [60]. Neste sistema binário, o valor “verdade” somente pode assumir duas possibilidades “verdadeiro ou falso”, ou em termos numéricos, “0 ou 1”.

A utilização da lógica *fuzzy* ou nebulosa na engenharia, diferentemente dos controladores convencionais que utilizam modelos matemáticos com algoritmos de controle descrito analiticamente por equações algébricas ou diferenciais como nos controladores PID, no controle nebuloso são utilizadas regras lógicas no algoritmo de controle, tentando descrever numa rotina a experiência humana para controlar um processo [61].

Nos sistemas cujo comportamento dinâmico é pouco conhecido e que possuem características não lineares de suas plantas, dificultam a utilização de técnicas de controle convencionais. Controladores nebulosos tratam igualmente sistemas lineares e não lineares e, também não requererem modelagem matemática do processo a ser controlado. Por causa disso, é uma excelente aplicação quando não se conhece a planta.

Em 1974, o engenheiro Tanzanês Ebrahim H. Mamdani implementou um controle nebuloso em uma máquina a vapor, sendo uma primeira aplicação prática usando lógica *fuzzy* em controle de sistemas [62]. Outra importante metodologia de derivação de regras de controle nebuloso foi implementada pelo físico japonês Michio Sugeno e pelo engenheiro japonês Tomohiro Takagi.

As principais vantagens em aplicações práticas usando controle *fuzzy* [63] são a facilidade de utilizar expressões na linguagem natural na elaboração das regras (proposições linguísticas), a habilidade de controlar processos com características não lineares e de elevada ordem, em que a determinação do modelo matemático e o controle clássico do sistema são muito complexos. Outra facilidade é também a de implementar técnicas de controle baseadas na experiência em aspectos intuitivos, utilizando regras e entradas imprecisas.

A.1. Introdução

A lógica *fuzzy* ou nebulosa cria condições de tratar as informações lógicas, seguindo regras naturais de raciocínio do tipo, por exemplo: SE “tensão motor muito baixa”, ENTÃO “desligue motor”. Os fundamentos desta teoria são representados por conjuntos nebulosos (*fuzzy sets*), que permitem a manipulação de valores não precisos e não binários, pois o sistema pode operar com valores intermediários com expressões verbais abstratas (muito baixo, baixo, longe, muito rápido etc).

As informações adquiridas por sensores e dispositivos computadorizados sofrem uma transformação, por meio da definição de conjuntos de variáveis *fuzzy*, convertidos em regras de produção do tipo (*if ... then ...*), que são dependentes entre as variáveis que compõem as expressões de entrada e saída do sistema [64]. Depois de obtidas as regras de produção e consequentes valores associados a elas, o passo seguinte é a inferência, que é o processamento destas variáveis. Para a obtenção das variáveis numéricas de saídas para o controle de grandezas físicas como tensão e/ou velocidade de uma máquina, a etapa é de *defuzzyficação* [65].

A.2. Variáveis linguísticas

Um conjunto *fuzzy* é caracterizado por sua função de pertinência, que equivale a uma função numérica gráfica, que pode ser de diferentes tipos, que atribui graus de pertinência nebulosa para valores de uma determinada variável, dentro de um intervalo numérico determinado. Estes graus sempre variam entre 0 e 1. Um conjunto *fuzzy* A , por exemplo, pode ser definido através da seguinte relação:

$$A = \{x, \mu_a(x) | \mu_a(x) \in [0,1]\} \quad (\text{A.1}).$$

Onde $\mu_a(x)$ é a chamada de função de pertinência e x um número dentro do intervalo. Estas funções de pertinência podem ser representadas de várias formas e as mais utilizadas são: triangular, trapezoidal, gaussiana e sigmoide.

Outro conceito importante é o de variável linguística. Elas são caracterizadas por conceitos incertos que associam valores a palavras ou sentenças dentro de uma linguagem, ao invés de serem associadas a valores numéricos, como é feito similarmente pela mente humana [66]. Um conjunto de variáveis linguísticas que representa as

variáveis numéricas de velocidade de um motor pode ser representado abaixo pelo conjunto Vel , como exemplo.

$$Vel = \{baixíssimo, baixo, médio, alto, altíssimo\}, \text{ com } U \in [0,100]. \quad (A.2).$$

Onde U representa o universo com intervalo de todas as velocidades possíveis do motor associados à variáveis linguísticas.

Assim, um projeto de controle com aplicações usando lógica *fuzzy* é composto por funções de pertinência que são atribuídas a variáveis linguísticas de entradas e saídas. A figura A.1 apresenta um exemplo destas variáveis linguísticas, com diferentes tipos de funções de pertinência associadas à diferentes variáveis numéricas da velocidade de um motor, a título de ilustração.

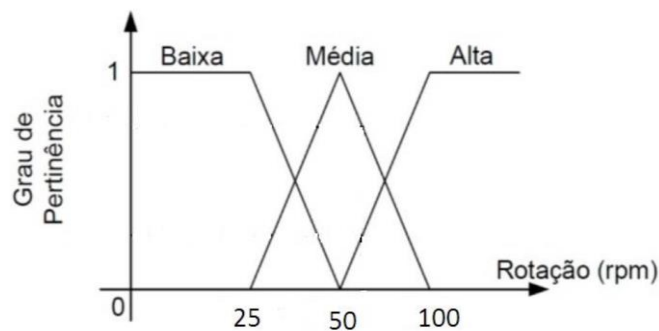


Figura A.1 – Ilustração de uma aplicação *fuzzy* com 3 funções de pertinência e suas respectivas variáveis linguísticas.

A.3. Sistema de controle lógico *fuzzy*

O controle lógico *fuzzy* de um sistema consiste no processo em três etapas básicas: *fuzzyficação*, inferência e *defuzzyficação*. A *fuzzyficação* é a transformação das variáveis numéricas de entrada como, tensão, corrente, temperatura, entre outras, em conjuntos nebulosos ou variáveis linguísticas. A inferência processa estes conjuntos nebulosos (funções de pertinência) através de bases de regras de controle que, então, são *defuzificadas*. A *defuzzyficação* é a transformação destas variáveis linguísticas de saída em variáveis numéricas de volta para o controle da planta. A figura A.2 apresenta um esquema ilustrativo básico deste processo.

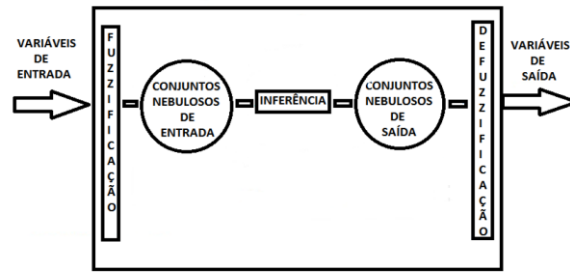


Figura A.2 - Diagrama básico do processamento de um controle lógico *fuzzy*.

A.3.1. *Fuzzyficação*

Na etapa de *fuzzyficação*, os valores numéricos, geralmente provenientes de sensores das grandezas físicas, são transformados em variáveis linguísticas, atribuindo-se graus de pertinência a cada uma delas. Com isso, um determinado valor numérico de entrada pertencerá a uma determinada classificação nebulosa da variável linguística. Esta classificação pertence aos conjunto *fuzzy* com determinados graus de pertinência.

A.3.2. Inferência

Nesta etapa de inferência, as variáveis linguísticas, representadas por um conjunto de regras associadas às variáveis de entrada e saída, são processadas em núcleo para o controle do sistema. Regras do tipo “se-então” são chamadas de regras nebulosas e determinadas de acordo com a estratégia de controle desejada. A estrutura de inferência da base de regras na lógica de tomada de decisões com diferentes operações de conjuntos simula as tomadas similares a forma humana. Ela gera ações de controle, denominadas consequentes, inferidas a partir de um conjunto de condições de entrada, denominadas antecedentes.

Os sistemas de inferência de controladores nebulosos encontrados na literatura e mais utilizados são os modelos clássicos de Mamdani e de Takagi-Sugeno. Os modelos são bem parecidos e diferem quanto à saída. O controlador Mamdani processa decisões baseadas em regras do tipo “SE A, ENTÃO B”, em que tanto “A” quanto “B” são conjuntos nebulosos. O controlador de Takagi-Sugeno processa tomada de decisões simplificado, baseado na lógica nebulosa, em que somente a entrada é nebulosa e a saída

é expressa por uma função linear dos valores observados das variáveis que descrevem o estado do sistema (variáveis de entrada).

As vantagens do modelo de Takagi-Sugeno são computacionalmente eficientes e trabalham bem com técnicas clássicas como controle PID. Já as do Modelo de Mamdani são de fácil intuição, de grande aceitação e de boa adequação ao pensamento humano [67].

As variáveis linguísticas de entrada estão relacionadas entre si por meio de conectivos lógicos “and” ou “or”. O conectivo “and” executa operações de mínimo ou de produto das entradas, e o conectivo “or” executa operações de máximo ou de soma algébrica (conhecida como “ou probabilístico”) das entradas [66].

A.3.3. Defuzzyficação

A *defuzzyficação* determina um único valor discreto e escalar para a ação de controle, a partir dos valores *fuzzy* de saída obtidos da inferência. Dos muitos *defuzzyficadores*, como Centro do Máximo e Média do Máximo, o mais utilizado é o Centro da Área.

O Centro da Área calcula o centro de gravidade ou centroide da área composta pela saída *fuzzy* que é determinada pela união de todas as contribuições de regras na inferência. Os cálculos necessitam de integração numérica e com isso requer um esforço computacional muito grande. São indicados para aplicações em malha fechada, pois a saída do controlador nebuloso que controla a variável do processo não provoca saltos na saída do controlador, que poderiam causar instabilidades e oscilações no sistema e, com isso, este tipo se torna o mais indicado para este controle.

O Centro do Máximo determina a saída discreta calculando uma média ponderada dos máximos, cujos pesos são os resultados da inferência. Já a Média do Máximo calcula a média aritmética dos elementos de pertinência máxima. Neste caso, não se considera o formato das funções de pertinência de saída. Em ambos os casos, se a função de pertinência tiver mais de um máximo, o método dará resultados enganosos.

APÊNDICE B – MODULAÇÃO POR VETOR ESPACIAL (3-PHASE SPACE VECTOR MODULATION)

A técnica de modulação por espaço vetorial (*Space Vector Modulation - SVM*) é um método avançado e excelente, mas que requer uma intensa computação. Além disso, requer um volume grande de processamento, mas que possivelmente, é a melhor entre as técnicas de PWM de frequência variável para aplicações em acionamentos de máquinas [67]. Somente foi possível com o desenvolvimento de microprocessadores. Isso se deve ao fato da possibilidade de programação em microcontroladores, onde um campo girante de tensão e corrente podem ser gerados de acordo com a leitura de posição de uma máquina. Basicamente, nesta técnica de modulação por espaço vetorial, vetores que giram em ordem sequencial são gerados no espaço com determinadas magnitudes e frequência rotacional definida. A direção de cada vetor é determinada com tempo de chaveamentos específicos nos IGBTs podendo manter assim, correntes senoidais nas fases do sistema com um mínimo de distorção harmônica [68].

A figura B.1 apresenta um inversor trifásico do tipo fonte de tensão (*Voltage Source Inverter – VSI*) de dois níveis, que é comumente empregada em máquinas elétricas. Cada saída possui um ramo com dois IGBTs que são ligados a carga e então conectados a um nó central. Os IGBTs dos ramos não podem ser ligados simultaneamente, pois haveria um curto-circuito na fonte. Portanto os disparos estão sempre invertidos nos dois dispositivos do ramo para que sempre um, quando na condição de ligado, o outro esteja certamente desligado. Para garantir que não haja curto-circuito entre as aberturas e fechamentos dos IGBTs, é inserido um tempo morto (*dead-time*) entre os disparos. Com estes chaveamentos nos ramos, podemos ter na saída, no caso na carga, tensões e correntes senoidais ou outras formas de onda, como se queira.

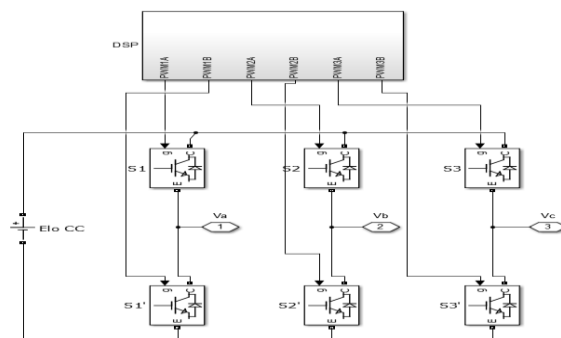


Figura B.1 - Esquema de um inversor trifásico.

Em geral, as técnicas de PWM oferecem bons resultados quando operados em fases independentemente, ou seja, quando o neutro é ligado no comum ou no centro da fonte do elo CC. Mas quando uma máquina é a carga do sistema, geralmente o neutro é isolado e, com isso, haverá interações entre as fases quando em operação. O método de SVM considera essa interação entre as fases e otimiza os conteúdos harmônicos no motor, tornando assim, uma técnica altamente eficiente quando em aplicações de acionamento de motores.

A figura B.2 representa um hexágono com os oito vetores do espaço, obtidos na saída do inversor com os chaveamentos nos IGBTs de acordo com a tabela B.1. Como pode ser visto, um inversor trifásico típico de dois níveis tem oito possibilidades de configuração para os estados, abertos ou fechados, das seis chaves para geração destes vetores. Sempre que o IGBT estiver ligado em um dos polos do elo CC, o outro deverá estar desligado e vice-versa, como mencionado acima.

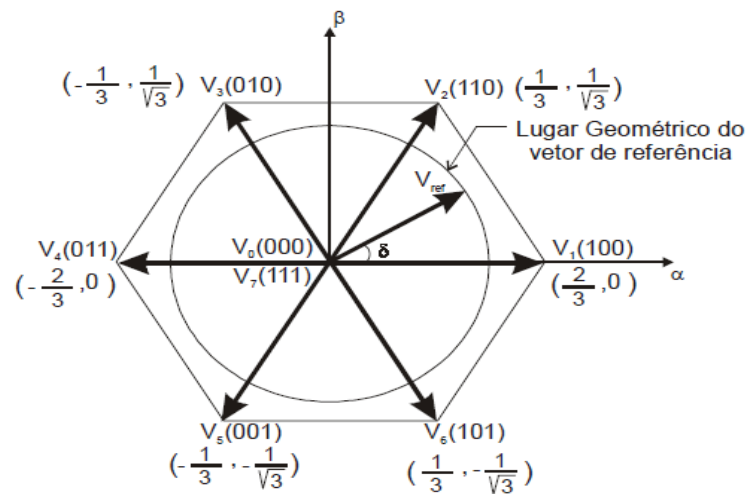


Figura B.2 - Hexágono com os vetores no espaço.

Tabela B.1 - Configuração dos vetores no espaço.

Configuração	Chave a	Chave b	Chave c	Vetor
1	0	0	0	V_0
2	1	0	0	V_1
3	1	1	0	V_2
4	0	1	0	V_3
5	0	1	1	V_4
6	0	0	1	V_5
7	1	0	1	V_6
8	1	1	1	V_7

A equação (B.1) representa matematicamente os $2^3 = 8$ possíveis combinações que determinam os vetores dessa base deslocados de 60° entre si e dependentes do chaveamento S_k [69]. O chaveamento S_k dos IGBTs determinará qual vetor deverá ser gerado de acordo com o setor desejado. Os valores possíveis para S_k somente podem ser 0 ou 1, pois são dependentes do IGBT ligado no polo negativo ou positivo, respectivamente. O módulo de cada vetor é proporcional à tensão no elo CC e, a base é composta pela configuração de três vetores unitários como na equação (B.2).

$$\mathbf{V}_b = \frac{2}{3} V_D (S_1 \boldsymbol{\gamma}_1 + S_2 \boldsymbol{\gamma}_2 + S_3 \boldsymbol{\gamma}_3) \quad (\text{B.1}).$$

$$\boldsymbol{\gamma}_k = e^{j\frac{2\pi}{3}(k-1)} \quad (k = 1,2,3) \quad (\text{B.2}).$$

Onde:

$\mathbf{V}_b \rightarrow$ Vetores do espaço;

$V_D \rightarrow$ Tensão no elo CC;

$\boldsymbol{\gamma}_k \rightarrow$ Vetores unitários da base que compõem os vetores do espaço.

Por exemplo, quando a configuração da chave for 1, o IGBT conecta o polo positivo do elo na carga e quando 0, o polo negativo. Com isso, a configuração para \mathbf{V}_1 que é o chaveamento (101), quer dizer que a fase A naquele instante está conectada ao terminal positivo e as fases B e C, no negativo. Assim, essa configuração gera o vetor

$\mathbf{V}_1(100)$ que se encontra na posição inicial no diagrama da figura B.2, ou seja, aquele que aponta para a esquerda na direção horizontal, exatamente em cima do eixo α .

Quando em seguida é gerado o vetor $\mathbf{V}_2(110)$, após findado o \mathbf{V}_1 , a média entre o surgimento destes vetores, originará um equivalente que estará entre os dois. A equação (B.3) determina o vetor equivalente \mathbf{V}_{ref} com módulo V_{ref} e ângulo δ que dependerá do tempo de existência entre \mathbf{V}_1 e \mathbf{V}_2 . Quanto menor for o δ neste caso, significa que o \mathbf{V}_1 existiu mais tempo que o \mathbf{V}_2 e, vice-versa. Além disso, o \mathbf{V}_{ref} deve ser menor que qualquer um dos dois vetores adjacentes que o geram, no caso de modulação linear dentro da região do hexágono. Isso deve acontecer, pois este vetor é sempre uma média de existência entre outros dois do espaço de vetores deslocados entre si de 60° .

$$\mathbf{V}_{ref} = V_{ref} e^{j\delta} \quad (B.3)$$

Considerando um intervalo de tempo de existência do vetor \mathbf{V}_{ref} bem pequeno, da ordem de milésimo de segundos com período igual a T_s , a tensão aplicada ao motor pode ser considerada constante neste intervalo de tempo e será a média ponderada das tensões nas oito configurações possíveis dos vetores do espaço \mathbf{V}_b , como na equação (B.4) [74].

$$\mathbf{V}_{ref} = \frac{t_1}{T_s} \cdot \mathbf{V}_0 + \frac{t_2}{T_s} \cdot \mathbf{V}_1 + \dots + \frac{t_7}{T_s} \cdot \mathbf{V}_7 \quad (B.4).$$

Onde os valores de $t_0, t_1 \dots t_7$ representam os tempos que o inversor deve chavear os IGBTs para determinação do vetor desejado e, o somatório destes tempos deve corresponder a este período de amostragem T_s .

B.1. Implementação do SVM trifásico

Para implementação em *software*, a *Texas Instruments* disponibiliza dispositivos de controle digital DSC que podem ser programados permitindo que pulsos PWM sejam gerados em canais diferentes e independentes. Logo, é possível obter sequências de chaveamentos nos *drives* dos IGBTs e, assim, formas de ondas de tensão e corrente na saída. No caso de saídas com vetores espaciais, são aplicados pulsos simétricos nas chaves semicondutoras e a figura B.3 ilustra um exemplo. Assim, os IGBTs são chaveados,

permitindo na saída do inversor, a geração de tensão ou corrente por vetores espaciais.

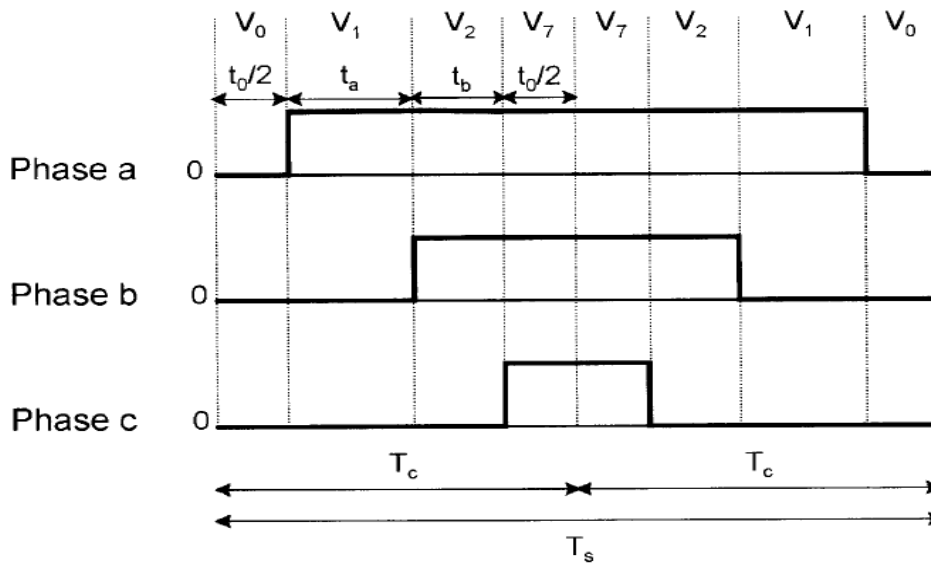


Figura B.3 - Construção de pulsos simétricos para três fases.

Em termos práticos de implementação, com objetivo de reduzir o número de chaveamentos e obter uma melhor performance de conteúdo harmônico, somente os estados de tensão nula e dois vetores adjacentes são usados. Assim, em cada amostragem ou período de interrupção T_s , é realizada uma sequência simétrica com dois vetores nulos. Inicialmente, é sempre gerado um vetor nulo, no caso o $V_0(000)$, em seguida dois consecutivos adjacentes que dependerão do setor onde V_{ref} deverá ser gerado e, mais um outro nulo, no caso o $V_7(111)$ até a metade do período de interrupção. Na outra metade, a sequência é repetida de forma invertida, já que os pulsos devem ser simétricos. O tempo de existência de cada vetor corresponde a um ciclo de trabalho. Os vetores devem ser escolhidos sequencialmente de modo a haver um mínimo de comutação possível para evitar perdas no chaveamento e harmônicos indesejáveis. Os vetores nulos são utilizados o mesmo número de vezes e pelo mesmo tempo, ou seja, o ciclo de trabalho para eles são sempre dividido igualmente. Em geral, os motores possuem baixo fator de potência e a frequência de chaveamento empregada é de 5 kHz.

Determinar o ciclo de trabalho de cada vetor da base é a parte central da modulação, ou seja, é determinar o tempo de cada vetor ativo, para gerar a tensão de

referência na saída do inversor. A equação (B.5) relaciona a integral no tempo entre o vetor de referência e os vetores ativos num determinado setor.

$$\int_0^{T_c} V_{ref} dt = \int_0^{\frac{t_0}{2}} V_0 dt + \int_{\frac{t_0}{2}}^{\frac{t_0}{2}+t_a} V_b dt + \int_{\frac{t_0}{2}+t_a}^{\frac{t_0}{2}+t_a+t_b} V_{b+1} dt + \int_{\frac{t_0}{2}+t_a+t_b}^{T_c} V_7 dt \quad (B.5).$$

Onde:

$T_c \rightarrow$ representa meio período de interrupção;

$t_0 \rightarrow$ representa a metade do tempo total de aplicação dos vetores nulos;

t_a e $t_b \rightarrow$ representa a metade do ciclo de trabalho do vetor ativo V_b ;

É importante ressaltar que a soma $t_0+t_a+t_b$ deve corresponder à metade do tempo de interrupção, ou seja, a $T_s/2 = T_c$. Assim, a equação (B.6) determina o tempo do vetor V_{ref} que pode ser considerado constante durante o tempo de interrupção.

$$V_{ref} = \frac{t_a}{T_c} \cdot V_b + \frac{t_b}{T_c} \cdot V_{b+1} \quad (B.6).$$

O cálculo do ciclo de trabalho pode ser deduzido de diferentes maneiras como em [69]. A TI também fornece módulos para implementação de modulação por espaço vetorial e pode ser deduzido em *Space Vector Generator With Quadrature Control*. Basicamente, o que é feito, é a determinação dos ciclos que corresponderão a uma porcentagem de existência de dois vetores consecutivos dos vetores da base e mais a porcentagem dos vetores nulos que, neste caso, serão iguais. Estes cálculos sempre têm como base os vetores girantes no referencial α - β .

É desejável que o vetor espacial de referência esteja inscrito no interior do hexágono para que o modo de operação seja linear. Neste caso, a modulação é sempre o mesmo valor e igual à 0,906. Com isso, a amplitude nesse caso é sempre no máximo de 90,6% da capacidade do inversor. Esta técnica SVM aumenta em 15% a tensão máxima de saída com relação a técnica de senoidal PWM, proporcionando assim uma grande vantagem [69].

A equação (B.7) determina as componentes da tensão no referencial α - β . A tensão em cada uma das fases na saída do inversor é determinada na equação (B.8) e é obtida a partir da transformação de Clarke trifásica $[T_{\alpha\beta}]^{-1}$ inversa aplicada às componentes α - β

da tensão trifásica. Como pode ser visto e esperado, cada uma das fases é composta por formas de ondas que são senoidais e defasadas entre si de 120° .

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = V_{ref} \begin{bmatrix} \sin(\delta) \\ \cos(\delta) \end{bmatrix} = V_{ref} e^{j\delta} \quad (\text{B.7}).$$

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta}]^{-1} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \cos\left(-\frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(-\frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(-\frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(-\frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} V_{ref} \begin{bmatrix} \sin(\delta) \\ \cos(\delta) \end{bmatrix} = V_{ref} \begin{bmatrix} \sin(\delta) \\ \sin\left(\delta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\delta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{B.8}).$$

APÊNDICE C – APLICAÇÕES GERAIS COM MICROCONTROLADORES

Com os avanços tecnológicos, a indústria de componentes conseguiu compactar, em um pequeno pedaço de silício, tudo o que é necessário para que um microcomputador atenda a uma tarefa de controle automático. Com isso, existem famílias de microcontroladores com diferentes unidades internas, conjunto de instruções, número de periféricos e espaço de memória interna. Esses produtos, hoje em dia, são facilmente encontrados no mercado.

Muitos microcontroladores são encontrados em vários dos equipamentos de pesquisas e produtos que formam parte do nosso cotidiano [70]. A título de exemplo, as pesquisas para desenvolvimentos de veículos elétricos contam com microcontroladores cada vez mais velozes e eficientes, pois os controles devem ser muito sofisticados e inteligentes por se tratarem de conforto e principalmente segurança aos ocupantes transportados. Um carro moderno, hoje em dia, possui cerca de 80 microcontroladores para executar todas as funções eletrônicas, como o sistema de ABS (*Anti-Lock Braking System*), central de travas e bloqueios, vidros elétricos, ajustes dos espelhos, entre outros [67].

Atualmente, os microcontroladores são disponíveis em unidades de 4, 8, 16, 32 ou até mesmo 64 bits. Este número informa a quantidade de bits que um operando do processador pode executar paralelamente em um único período do seu relógio (*clock*).

Se um dispositivo desse tem um núcleo (*core*) de 32-bits, então ele terá 32 linhas de sinais conectadas nos dados de memórias internas.

Os microcontroladores já vêm com blocos de memórias integrados, as *FLASHs* e as *RAMs*, e também são equipados com periféricos analógicos e digitais para canais de comunicações. Estes dispositivos avançam cada vez mais em velocidade de processamento e quantidade de memórias.

Um DSC (*Digital Signal Controller*) é um dispositivo orientado ao controle digital em tempo real. Este conceito é diferente ao de um DSP (*Digital Signal Processor*), que se trata de um dispositivo específico que executa operações matemáticas em alta velocidade para manipular dados de sinais, tendo aplicações em diversos campos de processamento de imagens, áudio, multimídia, estação de base para comunicação sem fio, sistemas móveis com alta eficiência em consumo, telefones celulares e muitas outras tecnologias. A *Texas Instruments* (TI) oferece módulos de desenvolvimento com núcleo de DSP da família C6000.

Por outro lado, o microcontrolador da TI, da família C2000, é um dispositivo classificado pela mesma TI como DSC. Este possui um processador e coprocessador de ponto flutuante, que lhe permite ter um desempenho equivalente ao de um DSP. Desta forma, se a aplicação não exigir o desempenho próprio de um DSP, estes dispositivos também podem ser dedicados a algumas das aplicações descritas acima para o DSP. De qualquer forma, os DSCs possuem grandes aplicações em poderosas soluções para controles em tempo real. A TI é líder absoluta na área [67].

APÊNDICE D – APLICAÇÕES GERAIS DE CONTROLE LÓGICO FUZZY *(Fuzzy Logic Control)*

O uso de controle *fuzzy-PID* tem sido usado para melhorar o comportamento dinâmico de motores em sistemas de acionamentos para melhor desempenho. A tecnologia em controle usando lógica *fuzzy* (FLC) tem reduzido significativamente o tempo e o custo para síntese de controles não lineares para sistemas dinâmicos. Com isso tem surgido muitas aplicações desse tipo de controle e muitos desenvolvimentos industriais aplicando FLC nas áreas de controle de turbinas, geradores térmicos, usinas nucleares, refinarias, conversores eletrônicos de potência, controle de máquinas de relutância, motores de indução e máquinas síncronas [70] e [71].

Essa tecnologia FLC teve grande ascensão industrial e comercial desde quando os japoneses ofereceram aos consumidores produtos com essa tecnologia, tais como carros com transmissão automática, controles de ar-condicionado (Mitsubishi), máquinas de lavar (Hitachi), elevadores, controle de tráfego urbano de trens, frenagem e parada de trens, geladeiras (Sharp), etc. [71].

As primeiras aplicações práticas de FLC ocorreram nos anos 70. Mas foi a partir dos anos 80 que os controles nebulosos começaram a ser implementados na indústria e no comércio. Apesar dos estudos teóricos terem sido desenvolvidos na Europa e nos EUA, as aplicações foram desenvolvidas pelo oriente, principalmente no Japão, que investiu muito nessa tecnologia.

O desenvolvimento e a implementação de um FLC visam uma melhor eficiência no controle de sistemas. Muitas instituições têm procurado soluções diversas na teoria nebulosa. Muitas linhas de pesquisa têm sido desenvolvidas tais como: controle de refrigeradores de baixa potência, transmissão automotiva (NISSAN, LEXUS), injeção eletrônica, suspensão ativa, freios ABS, motores elétricos de alta eficácia e ancoragem automática de naves espaciais, ventilação de túneis, entre outros.

Nos últimos anos, o potencial de manuseio de incertezas e de controles de sistemas complexos pela FLC vem sendo combinado com redes neurais que possuem características de aprendizagem e adaptação. Os controladores *neurofuzzy* deverão proporcionar importantes contribuições para o sistema de automação e controle no futuro.

Conversores de potência têm reguladores para manter a tensão de saída ou potência constante em situações operacionais e mudanças genéricas de qualquer parâmetro, tais como variações em cargas e temperaturas. O uso de controles lineares

torna pobres a performance de controle elétrico quando ocorrem variações na tensão de saída ou acoplamentos de cargas. Mesmo que um controle linear seja bem otimizado em determinadas condições de operação particulares, eles vão exibir grandes variações em sobressinal, tempo de acomodação, ondulações de saída para diferentes pontos de operação. As mudanças nos ganhos de um conversor ressonante, quando a estrutura é não-linear com FLC, proverão grandes intervalos de operação que será amplamente independente de variações de tensões ou de cargas.

D.1. Os controladores do tipo *fuzzy-PID* e suas aplicações industriais

Os controladores mais conhecidos e usados na indústria são os clássicos PIDs (proporcional, integral, derivativo). Porém, como eles são indicados para sistemas lineares, sua performance fica comprometida quando em sistemas não lineares. Controladores *fuzzy-PID* são frequentemente mencionados como uma alternativa para sistemas não-lineares, usando regras e funções *fuzzy* para controles de sistemas [72].

Os controladores *fuzzy-PID*, em sua maioria, são classificados geralmente em: ação direta (*Direction Action* - DA), programação de ganhos (FGS) e híbrido [71]. Existem, além destes, os controladores *fuzzy* que não são PID.

O controlador PI convencional é mais indicado em estado de regime permanente e sem mudanças de cargas. Para casos transitórios, o controlador *fuzzy-PI* é mais indicado. Com isso, combinando o do tipo PI convencional com o *fuzzy-PI* (híbrido *fuzzy-PID*) será o mais adequado para operar tanto em regime permanente como nos casos de mudanças de velocidades e cargas. A implementação do controle híbrido FLC conta com as altas velocidades dos DSPs atuais e, com isso, pequenos circuitos integrados lógicos e simples sensores de correntes são utilizados.

Em aplicações industriais, a GE usa FLC em controle de turbinas de aerogeradores com o objetivo de melhor performance, segurança, custo operacional, eficiência e tempo de vida útil dos produtos [72]. As turbinas térmicas de alta pressão usam tipos de controle, que é composto em geral, por um híbrido *fuzzy-PID*. Já os controles *neurofuzzy* são desenvolvidos em turbina de vapor. São combinados controles com tecnologia FLC com outras técnicas tais como controle ótimo convencional ou redes neurais.

Uma outra aplicação industrial de controle FLC é o controle de chaveamento de alta frequência em conversores de potência implementados com microcontroladores

padrões ou, alternativamente, por hardwares que realizam controle *fuzzy*. A eletrônica de potência requer altas frequências de chaveamentos na parte de controle com altas variações de valores de magnitudes em determinados intervalos de operação [71].

APÊNDICE E - CONTROLE VETORIAL USANDO MODULAÇÃO POR VETOR ESPACIAL (SPACE VECTOR MODULATION – SVM)

O controle vetorial usando modulação por vetor espacial (*Espace Vector Modulation* – SVM) em máquinas síncronas de ímãs permanentes provê, entre outros, respostas dinâmicas rápidas e frequência de chaveamento constante dos IGBTs [31].

Este capítulo enfoca o desenvolvimento da técnica de modulação por vetor espacial quando aplicados em sistemas pentafásicos. Serão apresentadas as deduções para o caso pentafásico, onde as deduções para o caso trifásico podem ser vistas no apêndice B. Além disso, alguns métodos de controle de corrente serão apresentados.

A apresentação dos detalhes desta implementação da modulação por vetor espacial se justifica pelas complexidades técnicas no desenvolvimento, que surgem se o mesmo for implementado apenas pela extensão do caso. Se assim for, harmônicos de ordem superior irão aparecer, inviabilizando o acionamento do motor.

E.1. Técnicas de modulação por largura de pulsos (PWM)

Com o avanço da eletrônica de potência, os conversores podem ter frequência, tensão CC ou CA na entrada e, na saída pode ser obtida qualquer forma de onda de tensão ou corrente que se queira. Devido a isso, foram desenvolvidos métodos de modulação por largura de pulso PWM (*Pulse Width Modulation*) capazes de regular a saída sem a necessidade de mudar a tensão de entrada. Esse tipo de modulação pode ser feita através de um único pulso, com vários pulsos e através de comparação com sinais de referência.

A técnica de controle por pulsos PWM é aplicado para acionamento de conversores simplesmente ligando e desligando chaves semicondutoras, controlando a saída do circuito a partir de uma tensão CC em um elo conectado na entrada. Os inversores de uma forma geral possuem muitas vantagens e limitações na sua implementação e vários fatores devem ser levados em consideração no seu projeto, tais como perdas no chaveamento, tempo de liga/desliga (*dead-time*) e harmônicos gerados que causam distorções na forma de onda da corrente e/ou tensão, mas que podem ser corrigidas por filtros. Além disso, a amplitude máxima da componente harmônica da frequência fundamental é sempre menor que a tensão máxima no elo CC, devido às condições de chaveamento.

Usualmente as técnicas de PWM são utilizadas para o chaveamento dos IGBTs e são classificadas com base no controle de tensão ou corrente. As classificações podem ser divididas basicamente, entre muitas outras, em: SPWM (PWM senoidal), eliminação selecionada de harmônicos (SHE PWM), corrente de mínimo ripple, modulação por vetor espacial (*Space Vector Modulation* - SVM PWM), PWM randômico, controle por banda de histereses, modulação delta e modulação sigma-delta [75]. As duas técnicas mais destacadas são as SPWM e SVMPWM. Neste trabalho é usada somente a técnica de modulação por vetor espacial.

E.2. PWM senoidal

A técnica PWM senoidal é bastante popular em conversores industriais e muito discutido nas literaturas. A figura E.1 ilustra o princípio básico e geral para inversores de dois níveis.

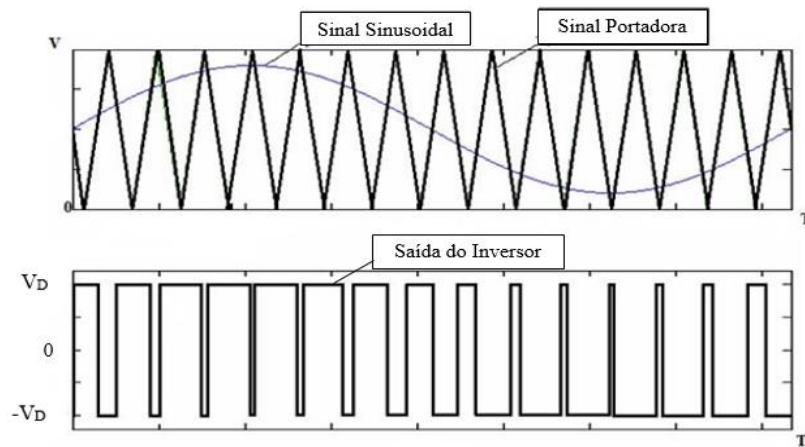


Figura E.1 - Princípio da técnica PWM senoidal.

Basicamente, uma onda portadora triangular de frequência f_c é comparada com uma onda senoidal modulada de frequência fundamental f , que é sempre a onda desejada na saída do inversor. O ponto de interseção entre as duas ondas determina o tempo de chaveamento dos semicondutores, através de pulsos de disparos. Como pode ser visto na figura, quanto maior a amplitude da onda modulada (senoidal), maior é o tempo de disparo para o chaveamento no terminal positivo do elo CC e, o mesmo acontece quando a amplitude se inverte, maior será o tempo de chaveamento no terminal negativo, formando, assim na saída do inversor, uma onda praticamente senoidal de mesma frequência do sinal.

O inversor terá em sua saída uma componente senoidal, cuja frequência fundamental, será a mesma frequência f da onda de referência e sua amplitude proporcional à tensão nos terminais do elo CC multiplicada por um índice de modulação m . Onde m é definido como sendo a razão entre a tensão de pico da onda modulada de referência V_p e a tensão da onda triangular portadora V_t , como na equação (E.1).

$$m = \frac{V_p}{V_t} \quad (\text{E.1}).$$

Para que essa estratégia funcione é necessário que a onda portadora tenha amplitude maior que a onda de referência. O controle da tensão de saída do inversor pode ser feito tanto pelo controle da tensão no elo CC como pela variação do índice de modulação m . Observe que m é sempre menor que 1, o que torna a tensão de saída sempre menor que a tensão do elo CC.

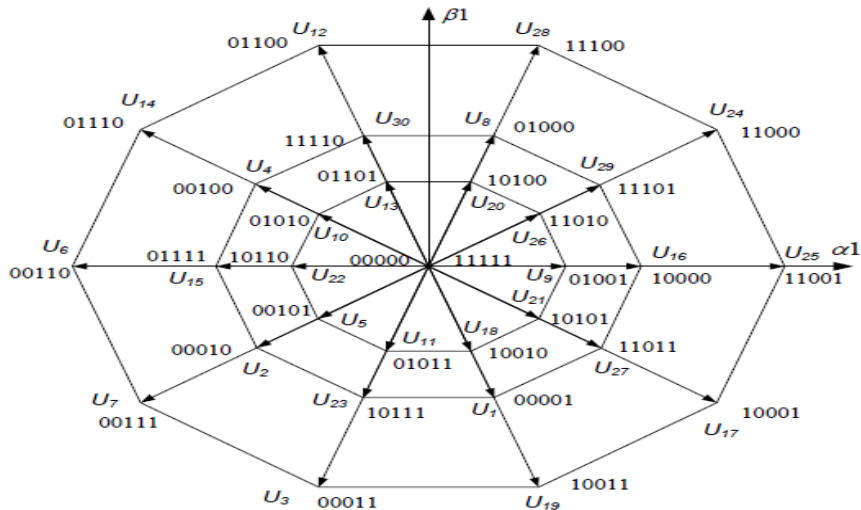
Com $f_c > f$, os harmônicos de baixa ordem são reduzidos e os harmônicos de alta frequência podem ser filtrados com o uso de indutores. No caso de máquinas, os enrolamentos possuem indutâncias e, com isso, a corrente nessas máquinas será praticamente senoidal, com a frequência fundamental igual à da onda de referência modulada.

E.3. Modulação por vetor espacial pentafásico (*Five-Phase Space Vector Modulation - SVM*)

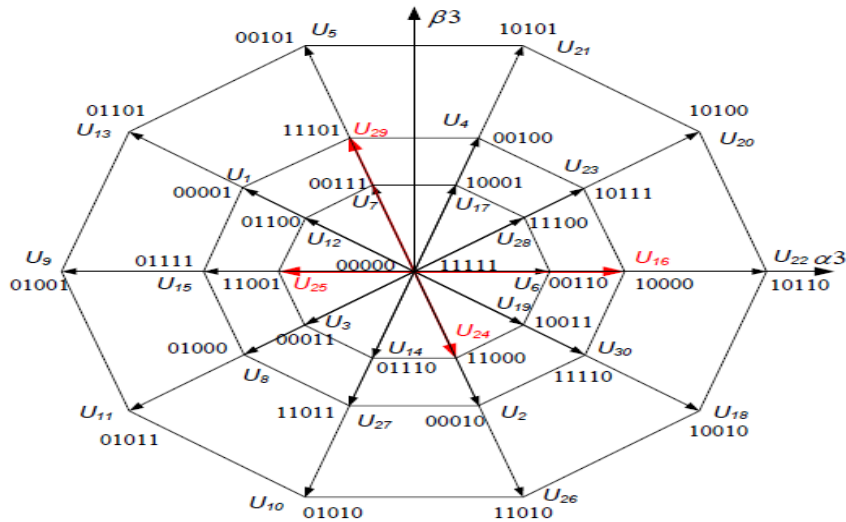
A técnica de modulação por vetor espacial (SVM) pentafásica é uma tecnologia muito promissora especialmente para acionamentos de máquinas de médio e grande porte e utilizada para o acionamento do MSIP deste trabalho. O acionamento de motores multifásicos, não é tão simples como o trifásico, devido aos harmônicos que são gerados simultaneamente em diferentes planos (α - β). Por conta destes planos, a implementação desta técnica não pode ser simplesmente estendida trivialmente a partir da técnica de modulação trifásica vista no apêndice B.

Nesta técnica de modulação por vetor espacial, vetores girantes também em ordem sequencial, são gerados no espaço com determinada magnitude e frequência rotacional definida, onde a direção de cada vetor é determinado por chaveamentos específicos nos IGBTs [76]. Sendo assim, as correntes nas fases do sistema também são senoidais com

um mínimo indesejável de distorção harmônica. Na modulação pentafásica, existem ($2^5=32$) combinações possíveis de vetores em dois espaços distintos, o espaço fundamental $\alpha_1\text{-}\beta_1$ e, o espaço dos harmônicos $\alpha_3\text{-}\beta_3$, formando um decágono, como na figura E.2. Para cada vetor gerado no plano fundamental, também é gerado simultaneamente, um outro vetor no espaço dos harmônicos, porém com módulo e frequência diferente.



(a) Decágono com o espaço fundamental $\alpha_1\text{-}\beta_1$.



(b) Decágono com o espaço dos harmônicos $\alpha_3\text{-}\beta_3$.

Figura E.2 - Decágonos ($\alpha_1\text{-}\beta_1$ e $\alpha_3\text{-}\beta_3$) com cada um dos vetores nos espaços [76].

Quando implementado o SVM pentafásico, os dois planos devem ser levados em consideração, o que não torna trivial sua programação, a uma mera extensão do SVM trifásico. Se implementado, levando-se em consideração apenas o plano de vetores ($\alpha_1\text{-}\beta_1$), a forma de onda de saída não será a desejada. Pois simultaneamente são gerados vetores no plano ($\alpha_3\text{-}\beta_3$), aparecendo harmônicos de altas intensidades e indesejáveis.

Pode ser observado na figura, que a cada setor percorrido no plano ($\alpha_1\text{-}\beta_1$), três setores são percorridos no plano ($\alpha_3\text{-}\beta_3$). No caso de tensão ou corrente na saída, haveria uma forma de onda com frequência três vezes maior que a frequência fundamental e amplitude elevada, inviabilizando qualquer controle. Porém, uma máquina síncrona rodaria com frequência fundamental e consumindo uma corrente elevada.

As equações (E.2) e (E.3) representam matematicamente todos os possíveis vetores do espaço deslocados de 36° entre si, nos dois planos. Como no caso trifásico, o módulo de cada vetor é proporcional à tensão no elo CC, mas neste caso, a base é composta pela configuração de cinco vetores unitários, como na equação (E.4). O chaveamento S_k - chaveamento dos IGBTs, também determinará qual vetor deverá ser gerado, de acordo com o setor desejado.

$$\mathbf{U}_{s1} = \sqrt{\frac{2}{5}}V_D(S_a\boldsymbol{\alpha}_1 + S_b\boldsymbol{\alpha}_2 + S_c\boldsymbol{\alpha}_3 + S_d\boldsymbol{\alpha}_4 + S_e\boldsymbol{\alpha}_5) \quad (\text{E.2})$$

$$\mathbf{U}_{s3} = \sqrt{\frac{2}{5}}V_D(S_a\boldsymbol{\alpha}_1^3 + S_b\boldsymbol{\alpha}_2^3 + S_c\boldsymbol{\alpha}_3^3 + S_d\boldsymbol{\alpha}_4^3 + S_e\boldsymbol{\alpha}_5^3) \quad (\text{E.3})$$

$$\boldsymbol{\alpha}_k = e^{j\frac{2\pi}{5}(k-1)} \quad (k = 1,2,3,4,5) \quad (\text{E.4})$$

Onde:

\mathbf{U}_{s1} e $\mathbf{U}_{s3} \rightarrow$ Vetores dos espaços fundamental e dos harmônicos;

$V_D \rightarrow$ Tensão no elo CC;

$\boldsymbol{\alpha}_k \rightarrow$ Vetores unitários da base que compõem os vetores do espaço.

Existem simultaneamente dois vetores sendo gerados a cada ciclo de trabalho, nos espaços \mathbf{U}_{s1} e \mathbf{U}_{s3} . Portanto, o vetor resultante \mathbf{U}_{ref} , multidimensional gerado no espaço terá duas componentes, sendo os vetores destes planos ($\alpha_1\text{-}\beta_1$) e ($\alpha_3\text{-}\beta_3$), as suas coordenadas. A equação (E.5) representa este vetor \mathbf{U}_{ref} de 4 dimensões ou tetradimensional.

$$\mathbf{U}_{ref} = \begin{pmatrix} U_{s1} \\ U_{s3} \end{pmatrix} \quad (\text{E.5}).$$

Este vetor deveria ser girante e possuir apenas duas componentes, como no caso trifásico (α - β) mas, não é o que acontece neste vetor multidimensional. Na próxima subseção, será desenvolvido um método para anular as componentes do espaço dos harmônicos e com isso, torna o vetor \mathbf{U}_{ref} girante bidimensional e com as correntes sendo senoidais nas fases do estator.

E.3.1. Implementação prática do SVM pentafásico

A equação (E.6) relaciona os vetores bidimensionais multiplicados por quatro ciclos de trabalho ou intervalos de tempo que representam uma porcentagem do tempo de interrupção. São necessários quatro intervalos de tempo, pois deverão ser gerados quatro vetores distintos no total, dois no plano (α_1 - β_1) e mais dois no plano (α_3 - β_3).

$$\mathbf{U}_{ref} = \begin{pmatrix} U_{s1} \\ U_{s3} \end{pmatrix} = \frac{1}{T_c} \left(T_{Ls} \begin{pmatrix} U_{s1}^1 \\ U_{s3}^1 \end{pmatrix} + T_{Ms} \begin{pmatrix} U_{s1}^2 \\ U_{s3}^2 \end{pmatrix} + T_{L(s+1)} \begin{pmatrix} U_{s1}^3 \\ U_{s3}^3 \end{pmatrix} + T_{M(s+1)} \begin{pmatrix} U_{s1}^4 \\ U_{s3}^4 \end{pmatrix} \right) \quad (E.6).$$

$(s = 1, 2, 3, \dots, 10)$

Onde:

$T_{Ls} \rightarrow$ representa o tempo de existência de um vetor grande ativo no setor s ;

$T_{Ms} \rightarrow$ representa o tempo de existência de um vetor médio ativo no setor s ;tt

Uma técnica de eliminação de harmônicos, como proposta em [75], é necessário para implementação da SVM pentafásico. Comparando os vetores nas distribuições da figura E.2 (a), os vetores grandes e médios em ($\alpha_1\beta_1$) correspondem a vetores pequenos e médios em ($\alpha_3\beta_3$), respectivamente, porém com as fases entre eles diferentes. Baseado nisso, ao se selecionar dois vetores no plano fundamental na mesma direção e sentido, como por exemplo o U_{25} e U_{16} , dois outros opostos no espaço das harmônicas irão aparecer e se cancelarão entre si, como pode ser visto na figura E.2 (b), nos vetores destacados em vermelho. Assim, dependendo do ciclo de existência entre os vetores maiores e menores, o resultado disso é um único vetor resultante na direção e sentido como desejado. O mesmo pode ser feito para quaisquer outros vetores.

A equação (E.7) determina a relação entre os ciclos de trabalho dos vetores grandes e médios que devem ser gerados. Como esperado, o ciclo para os vetores grandes devem ser proporcionalmente maiores que para os médios, pois os grandes no ($\alpha_1\beta_1$)

geram pequenos no $(\alpha_3\beta_3)$ e, a média desses vetores deve ser nula em $\alpha_3\beta_3$. Esta constante de proporcionalidade h é aproximadamente igual a 1,618 [75]. Ou seja:

$$T_{Ls} = hT_{Ms} \quad (\text{E.7}).$$

A equação (E.8) determina o vetor de referência \mathbf{U}_{ref} gerado em um determinado setor, em uma interrupção T_c . Este vetor é girante e bidimensional, pois esta técnica deve eliminar todos os vetores no plano dos harmônicos $(\alpha_3\beta_3)$.

$$\mathbf{U}_{ref} = \frac{T_{Ls}}{T_c} \mathbf{U}_{Ls} + \frac{T_{Ms}}{T_c} \mathbf{U}_{Ms} + \frac{T_{L(s+1)}}{T_c} \mathbf{U}_{L(s+1)} + \frac{T_{M(s+1)}}{T_c} \mathbf{U}_{M(s+1)} \quad (\text{E.8}).$$

Os valores do tempo ou ciclo de trabalho destes vetores espaciais são determinados pelas equações (E.9), (E.10) e (E.11) e deduzidas em [75]. Estes ciclos variam de acordo com a posição do vetor de referência. A soma dos 4 ciclos de trabalho dos vetores grandes e pequenos no plano fundamental e, mais os ciclos dos vetores nulos, deve corresponder à metade do tempo total de interrupção T_c .

$$T_{Ms} = \frac{U_{ref}T_c}{\sqrt{\frac{2}{5}}V_D(h^2+1)\sin(\frac{\pi}{5})} \sin(\frac{s\pi}{5} - \delta) \quad (\text{E.9}).$$

$$T_{M(s+1)} = \frac{U_{ref}T_c}{\sqrt{\frac{2}{5}}V_D(h^2+1)\sin(\frac{\pi}{5})} \sin(\delta - \frac{s-1}{5}\pi) \quad (\text{E.10}).$$

$$T_0 = T_c - T_{Ms} - T_{Ls} - T_{M(s+1)} - T_{L(s+1)} \quad (\text{E.11}).$$

O valor de \mathbf{U}_{ref} nestas equações representa o vetor girante. Ele é determinado de acordo com o controle, pois o aumento ou diminuição deste valor no algoritmo corresponde, respectivamente, a um aumento ou diminuição do ciclo de trabalho dos vetores. O ângulo δ é a posição angular do vetor resultante girante no plano e V_D a tensão no elo CC.

Para implementação em *software*, os chaveamentos dos IGBTs vão ocorrendo de modo a gerar na saída do inversor, os vetores que compõem o vetor \mathbf{U}_{ref} desejado. Com o auxílio de um DSP, as formas de onda de tensão e/ou corrente podem ser impostas em

cada fase do sistema. São aplicados pulsos simétricos nas chaves até a metade de um ciclo e, sua inversão no complemento do período de interrupção, como pode ser visto na figura E.3. Assim, os IGBTs são chaveados, permitindo na saída do inversor, a geração de tensão usando modulação por vetores espaciais, sendo que desta vez, são cinco fases.

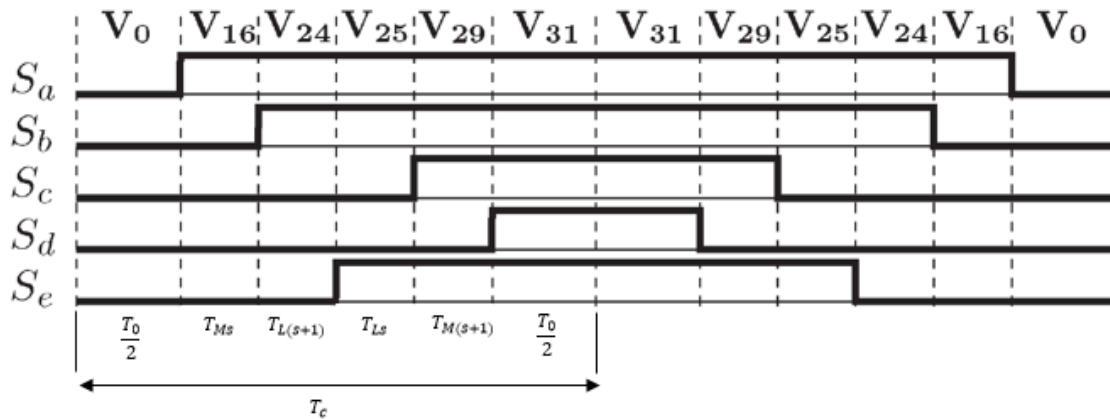


Figura E.3 - Construção de pulsos simétricos para cinco fases.

Considerando, por exemplo, um determinado tempo de interrupção T_s e na região linear de modulação, pois também pode ser implementado em condições de sobremodulação, como proposto em [58], inicialmente pode ser gerado um vetor nulo, no caso o $U_0(00000)$ durante uma porcentagem do ciclo para todas as fases ($T_0/2$). Em seguida, quatro outros vetores no plano ($\alpha_1\beta_1$) são gerados, para eliminação de dois vetores indesejáveis no plano ($\alpha_3\beta_3$) e então, até o fim da metade do período, mais um vetor nulo, no caso o $U_{31}(11111)$.

Quando é gerado o vetor grande $U_{25}(11001)$ no plano ($\alpha_1\beta_1$), simultaneamente é gerado o pequeno $U_{25}(11001)$ em ($\alpha_3\beta_3$) e quando gerado em menor tempo o vetor médio $U_{16}(10000)$ no plano ($\alpha_1\beta_1$), é gerado simultaneamente o médio $U_{16}(10000)$ no plano ($\alpha_3\beta_3$). Com isso, o vetor $U_{25}(11001)$ será eliminado. O resultado destes vetores será um único na direção horizontal no plano $\alpha_1\beta_1$. Para gerar o próximo vetor adjacente, o mesmo procedimento deve ser adotado para eliminação dos harmônicos e, conseqüentemente, obter o vetor resultante U_{ref} girante no plano fundamental sendo bidimensional. Na outra metade do período, a sequência de pulsos é repetida de forma invertida, como esperado e visto na figura E.3.

Usando a transformação inversa de Clarke, obtém-se as tensões nas fases do estator, verificando que elas são senoidais e defasadas de 72° entre si, como pode ser visto

na equação (E.12). A matriz de transformação foi reduzida em uma dimensão de (5x2), pois o vetor girante tem apenas duas dimensões no plano bidimensional.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ v_d \\ v_e \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta x_1 y_1 0}]^{-1} \mathbf{U}_{ref} = \frac{5}{2} [T_{\alpha\beta x_1 y_1 0}]^T \mathbf{U}_{ref} =$$

$$U_{ref} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & -\sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & -\sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sin(\omega t) \\ \cos(\omega t) \end{bmatrix} \quad (E.12).$$

A figura E.4 apresenta um diagrama, de forma básica, dos passos do algoritmo de implementação que devem ser seguidos para gerar os pulsos de disparos dos IGBT's. Este algoritmo determina o vetor \mathbf{U}_{ref} que deve ser gerado. O módulo U_{ref} de referência é a amplitude da tensão aplicada no sistema acionado e, este valor é determinado com o aumento ou diminuição do valor do ciclo de trabalho dos IGBTs. O ângulo θ é a posição angular que depende do setor, onde devem ocorrer os chaveamentos e, a correta posição que deve ser gerado o vetor com a inclusão da correção $\Delta\theta$.

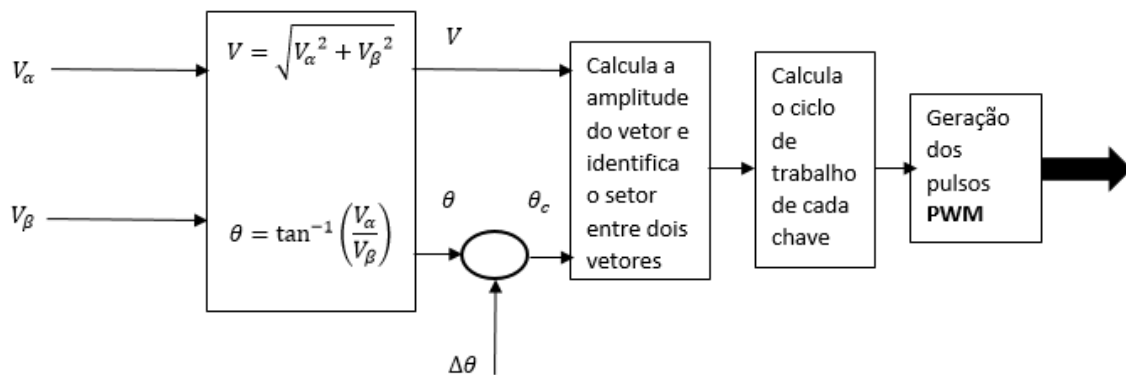


Figura E.4 - Algoritmo básico de implementação dos pulsos de disparos dos IGBT's.

E.4. Controle orientado por campo (*Field Oriented Control* – FOC)

Este tipo de controle é baseado na representação das tensões, correntes e fluxos como vetores espaciais, transformados, inicialmente, de um sistema pentafásico ($abcde$) com grandezas variantes no tempo, para um sistema de coordenadas ($\alpha\beta x_1 y_1 0$), onde as grandezas continuam sendo variantes no tempo. Quando então, este sistema é levado a girar com velocidade sincronizada com o rotor (referencial girante $qdx_1 y_1 0$), torna-se um sistema de coordenadas com grandezas invariante no tempo. Com isso, é facilitada a análise os transitórios de uma máquina elétrica. Portanto, um determinado vetor espacial de corrente de um sistema estático pode ser transformado para um referencial dinâmico e, assim, controlar a relação espacial entre o vetor de corrente e o vetor do fluxo rotórico. O controle FOC, com modulação por vetor espacial, mostra ter grande vantagem nas aplicações de controle de máquinas elétricas CA [77].

Esta estratégia de controle apresenta desempenho semelhante ao de uma máquina CC, com excitação independente, onde é possível controlar a sua corrente de campo I_f e corrente de armadura I_a . De forma similar, i_d e i_q representam as componentes das correntes de eixo direto e em quadratura no referencial síncrono e, quando utilizando o controle vetorial, serão análogas as respectivas correntes I_f e I_a da máquina CC.

O vetor corrente \mathbf{i}_d está sempre alinhado com a direção do fluxo enlaçado do imã λ_f e o vetor \mathbf{i}_q , sempre ortogonal a ele, como na figura E.5. Pode ser vista também, a resultante entre estes vetores espaciais, no caso o vetor de corrente \mathbf{i}_s . O vetor de tensão \mathbf{V}_s faz um ângulo ϕ com \mathbf{i}_s de acordo com o fator de potência da máquina. O ângulo δ é o ângulo de torque, o ângulo θ_r é a posição angular do rotor e ω_r a sua velocidade angular. Assim, a corrente \mathbf{i}_d sempre irá contribuir no fortalecimento ou enfraquecimento do fluxo ao longo do eixo d e, a corrente \mathbf{i}_q é responsável pelo valor do torque, análogo a I_a , na máquina CC. No caso deste trabalho, devido ao imãs permanente o \mathbf{i}_d é sempre mantido nulo, sendo \mathbf{i}_q a única componente responsável pelo torque.

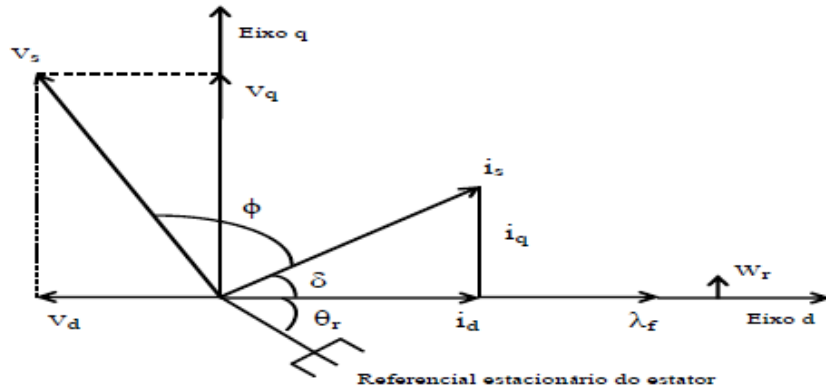


Figura E.5 - Plano bidimensional composto pelos eixos q e d.

Para ser feito o controle vetorial numa máquina CA pentafásica, as correntes nas fases do motor devem ser impostas pelo inversor VSI, de acordo com a posição angular do rotor θ_r . Assim, as correntes no estator do referencial estacionário devem ser determinadas, aplicando-se a transformação inversa de Park $[T_{qdx_1y_10}]$, nas correntes i_q e i_d do referencial girante. A equação (E.13) mostra as componentes do vetor \mathbf{i}_s , \mathbf{i}_d e \mathbf{i}_q e a equação (E.14), as componentes das correntes no estator no referencial estacionário. Neste caso, as componentes x_1y_1 do referencial girante são nulas, pois este vetor é bidimensional, contendo apenas as componentes d e q. Assim, a matriz inversa de transformação não precisa ser completa, sendo necessário apenas conter duas colunas e cinco linhas.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i}_d \\ \mathbf{i}_q \end{bmatrix} = i_s \begin{bmatrix} \sin(\delta) \\ \cos(\delta) \end{bmatrix} = i_s e^{\delta} \quad (\text{E.13}).$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_d \\ i_e \end{bmatrix} = [T_{qdx_1y_10}]^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_d \\ \mathbf{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \sin(\theta_r) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) \end{bmatrix} i_s \begin{bmatrix} \sin(\delta) \\ \cos(\delta) \end{bmatrix} = \\
i_s \begin{bmatrix} \sin(\theta_r + \delta) \\ \sin\left(\theta_r + \delta - \frac{2\pi}{5}\right) \\ \sin\left(\theta_r + \delta - \frac{4\pi}{5}\right) \\ \sin\left(\theta_r + \delta + \frac{4\pi}{5}\right) \\ \sin\left(\theta_r + \delta + \frac{2\pi}{5}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{E.14}).$$

Como pode ser visto, estas componentes de correntes do estator no referencial estacionário são senoidais e, dependentes da posição angular do rotor θ_r . Se estas correntes forem impostas através da modulação por vetores espaciais, o vetor corrente girante no interior do estator irá ser \mathbf{i}_s , composto pelas componentes \mathbf{i}_d e \mathbf{i}_q , permitindo assim um controle sobre o torque.

No caso específico de máquinas síncronas de ímãs permanentes, não é necessário em princípio, uma corrente de campo, pois os ímãs mantêm seus campos magnéticos permanentes no rotor. Assim, \mathbf{i}_d pode sempre ser igual a zero, pois nenhum fluxo no eixo direto precisa ser gerado para funcionamento em condições normais da máquina [75]. No caso de \mathbf{i}_d positivo ou negativo, haverá um fortalecimento ou enfraquecimento de campo, respectivamente. Cuidados devem ser tomados, pois o torque pode sofrer alterações significativas e indesejáveis, além de outros prejuízos, como possível desmagnetização dos ímãs.

Logo, no caso deste trabalho, \mathbf{i}_s deve estar na direção de \mathbf{i}_q , ou seja, perpendicular ao eixo de fluxo direto, para se ter um torque maximizado, pois a componente de corrente \mathbf{i}_q é a única responsável pelo torque. E, com isso, o ângulo de torque δ na equação (E.14) deve ser igual a 90 graus. Sendo assim, o controle de velocidade ou carga no eixo do motor pode ser feito através da variação angular ou amplitude da corrente \mathbf{i}_q , mantendo \mathbf{i}_d sempre nulo, durante a operação do motor.

Em geral, as correntes são medidas por sensores nos fios do estator e transformadas para o referencial girante através da transformação de Park [70]. As correntes são dependentes da posição do rotor, medida por *encoders* ou *resolvers* no eixo

do motor. Porém, é possível também fazer a leitura de posição do rotor sem sensores, mas para isso é necessária alguma técnica para eliminação de sensores (*Sensorless*) [77].

Sendo assim, o controle orientado por campo (FOC) tem uma elevada performance dinâmica em termos de resposta no tempo e conversão de energia [70]. Além disso, possibilita um controle com alto grau de precisão em regime permanente bem como em transitórios mecânicos e eletromagnéticos [78]. Com os avanços dos microprocessadores de alto desempenho, com versatilidade para trabalhar com modulação por largura de pulsos e controle por orientação de campo, a utilização de máquinas CA, incluindo as de indução, têm tido grandes vantagens sobre as máquinas CC, no que tange a questão de não se precisar de comutação mecânica e possuir menor relação massa/potência.

E.5. Controle retroalimentado por corrente

Para controlar a velocidade do motor em malha fechada, utilizando fontes de tensão, e de acordo ao controle FOC, as componentes de corrente i_d e i_q devem ser impostas em malha fechada, em fontes de tensão VSI, de uma forma geral, correntes são impostas no sistema a ser controlado, fazendo-se chaveamentos de tensão em uma malha de controle. Para execução plena do controle, o tempo de resposta do sistema deve ser bem menor que as constantes de tempo mecânicas do motor. Estas correntes produzem um campo magnético que irá interagir com o campo magnético do ímã. As leituras dos sensores de corrente são enviadas ao DSP, que por sua vez comanda pulsos PWM de chaveamento para permitir que as correntes acompanhem as suas respectivas referências, com o objetivo de se obter uma corrente real, seguindo uma determinada corrente de referência desejada.

São vários os métodos de controle de corrente para acionamento de motores sendo que os mais comuns são: controle de corrente por banda de histerese, controle de corrente por controle vetorial, controle de corrente linear com comparação, método de leitura de tabela pré-definida (*lookup table*), controle de corrente preditivo e controle de corrente com rastreamento de trajetória [80]. No caso deste trabalho, o controle utilizado é o controle vetorial.

Os métodos de controle de velocidade para motores multifásicos são os mesmos para os trifásicos. Dois controladores do tipo PI (Proporcional-Integral) de correntes são suficientes para o acionamento do motor, pois a produção de torque é governada pelo

controle vetorial das componentes d e q da corrente que circula no estator, onde o fluxo e o torque são controlados em duas malhas de controle desacopladas [79]. Contudo, para a velocidade, uma malha de controle externa precisa de um terceiro controlador (PI), que determina o valor da corrente sendo que, este é para o controle de velocidade, que determina o valor da corrente de torque de referência i_{qref} que deve ser seguida com base na diferença de velocidade. A figura E.6 ilustra um diagrama em malha fechada para controle de corrente i_q . Os valores das constantes k_{pi} e k_{ii} geralmente são determinadas experimentalmente, porém podem ser determinadas através de um projeto de controle específico [80].

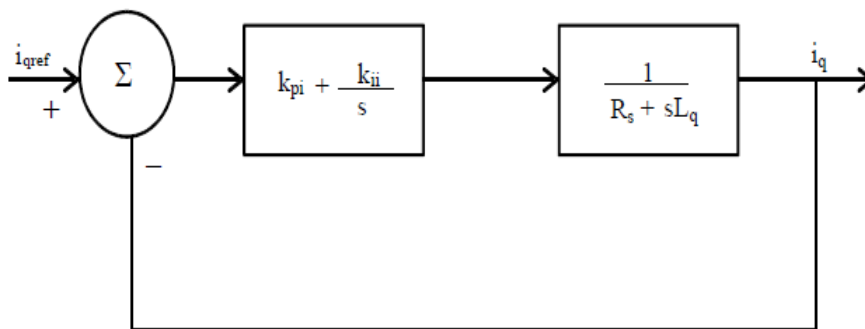


Figura E.6 - controle de corrente em malha fechada.

O controlador PI clássico é bem adequado para controlar a velocidade de motores, quando a planta é bem definida, ajustando corretamente tanto as constantes proporcional P (k_{pi}) e a integral I (k_{ii}), que por sua vez determinam a sensibilidade e o erro de regime permanente pelo erro de sensibilidade e pelo erro de estado estacionário [80].

E.5.1. Controle de corrente por banda de histereses

Apesar deste método de controle não ser aplicando com SVM e não ser utilizado neste trabalho, ele é muito utilizado para implementações de controle de torque em máquinas, pois é prático e de fácil implementação, sendo interessante fazer um breve comentário sobre o assunto.

Este controle mantém a corrente entre dois limites máximo e mínimo, a chamada banda de histerese e é de fácil implementação [70]. As chaves são operadas de acordo com as correntes nos enrolamentos. Ou seja, se a corrente da fase for maior que a referência superior da banda, a saída do controlador irá acionar as chaves inferiores. Se a

corrente for menor, o acionamento das chaves serão as superiores. Assim, a frequência de chaveamento não é definida, dependendo da corrente nas fases com tensão fixa no elo CC. As equações (E.15) e (E.16) determinam esse funcionamento básico.

$$i_{ref} - i \geq \Delta i \rightarrow \text{chave superior é acionada} \quad (E.15).$$

$$i_{ref} - i \leq -\Delta i \rightarrow \text{chave inferior é acionada} \quad (E.16).$$

Para este tipo de controle é necessário conhecer, em tempo real, os valores das correntes que circulam nas fases. Geralmente um único controlador PI de velocidade determina a amplitude de corrente de torque i_q que deve ser imposta no motor, com base na posição do rotor.

A ocorrência de harmônicos de baixa frequência, o fato de não haver intercomunicação entre controles individuais, incremento da frequência de chaveamento quando operando com índice de modulação reduzido, além do erro esperado da corrente não ser estritamente limitado, podendo alcançar valores altos de forma randômica, são desvantagens deste método [79]. Sendo assim, o SVM se torna muito mais vantajoso. A figura E.8 ilustra um esquema simplificado do sistema de controle por banda de histerese.

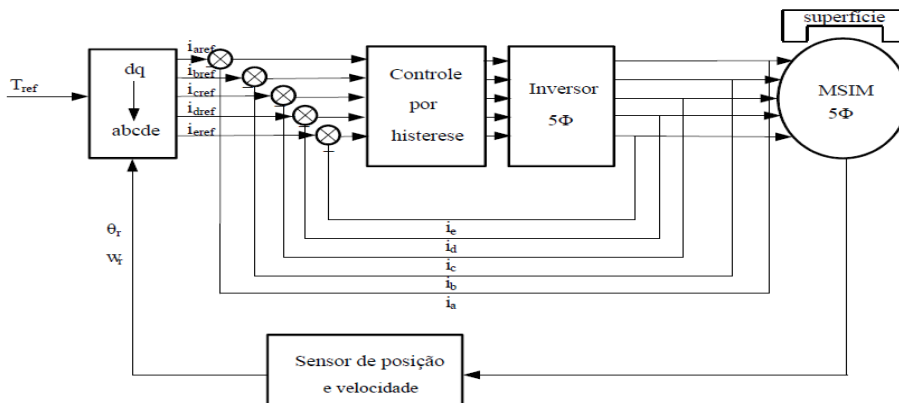

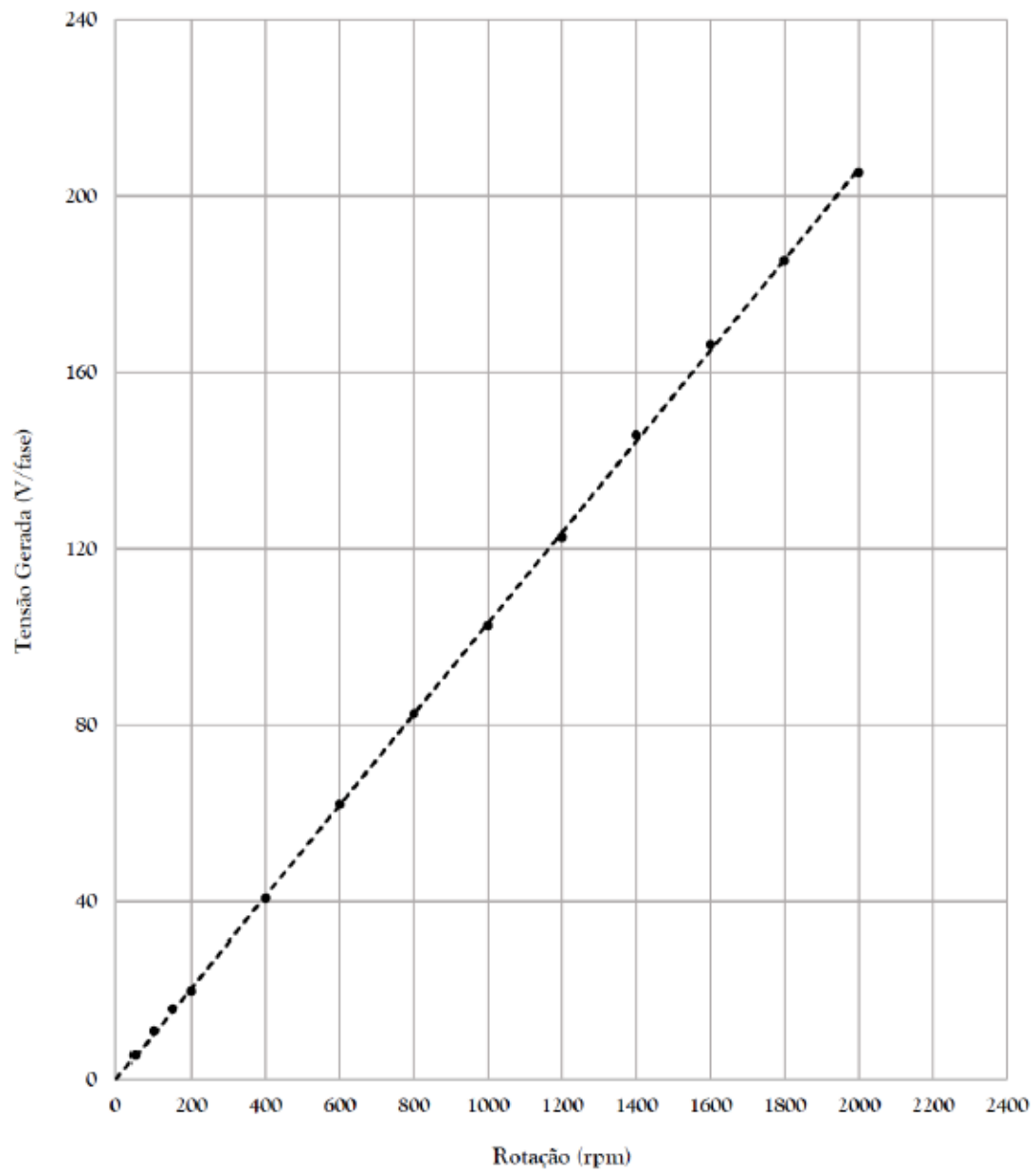


Figura E.8 - Esquema de controle por banda de histerese.

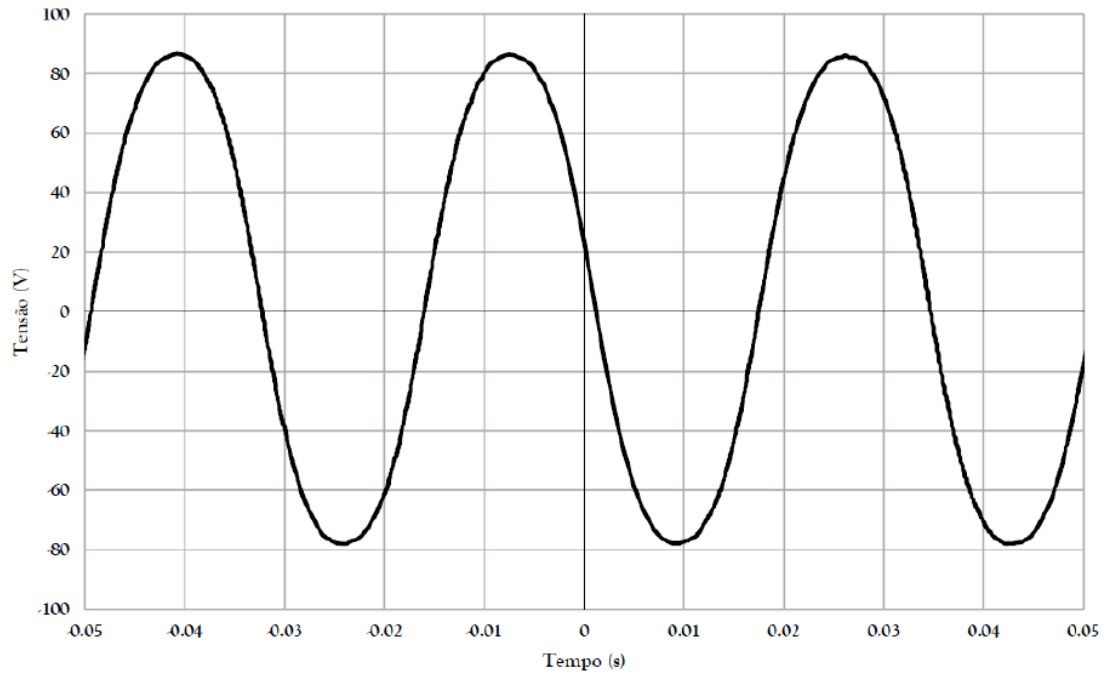
ANEXO I – ENSAIO EM VAZIO DO MSIP PENTAFÁSICO

 Folha de Ensaios Geradores		Cliente: Samuel - UFRJ													
		Pedido Interno nº: 56653													
		Tipo: 132S (Ímãs Permanentes) X nº: -													
		Máquina nº: 17172													
DADOS DE PLACA															
kW	RPM	Ligação	Hz	V	A	Campo (exc.)		Isol.	f.p.	Obs.:					
11.1	1800	-	90	220	12	V	- A -	F							
ENSAIOS (NBR 5052)															
Vazio		Curto-Circuito				Resistências		Temp. Ambiente: 27 °C							
						CAMPO		Ω							
						ARMADURA		0,566 Ω Lig. fase							
						CPO EXCITATRIZ		Ω							
						ARMADURA EXCITATRIZ		Ω Lig.							
						Resistências de Isolação (0.5 kVcc 60 s)									
						CAMPO		MΩ							
						ARMADURA		110000 MΩ							
						CPO EXCITATRIZ		MΩ							
						ARMADURA EXCITATRIZ		MΩ							
						Tensão Aplicada (Δt = 60 s)									
						CAMPO		kV _{AC}							
						ARMADURA		1.9 kV _{AC}							
						CPO EXCITATRIZ		kV _{AC}							
						ARMADURA EXCITATRIZ		kV _{AC}							
						Vibração Mancal L.A. (pico)		Vibração Mancal L.O.A. (pico)							
						Axial		mm/s							
						Vertical		mm/s							
						Horizontal		mm/s							
						Observações:									
Carga															
										Lig. Braço m					
I_{exc}	V_L	I_L	W₁	W₂	X	kW_{ABS}	f.p.	kVA	kgf / lbf	n (rpm)					
Moto-Ventilador						Instrumentos Utilizados									
Isol. MΩ R Ω Lig. V _L V I _L A						2 Amperímetros AC SP									
Resistência de Aquecimento						2 Wattímetros SP									
P W V V Isol. MΩ D ₁ -D ₂ Ω						1 Voltímetro AC SP									
Sensores Térmicos						1 Megômetro SP									
Tipo: PTC 155°C						1 Ohmímetro SP									
						ST ₁ Ω ST ₂ Ω ST ₃ Ω					1 Tacômetro SP				
						ST ₄ Ω ST ₅ Ω ST ₆ Ω					1 Analisador de Vibrações SP				
					ST ₇ Ω ST ₈ Ω ST ₉ Ω					1 Amperímetro DC					
										1 Multímetro SP					
Enc. dos Ensaios:		Joaquim		10 / 09 / 13		Verif.:		Daniel		12 / 09 / 13		Insp.:		/ /	

Tensão x Rotação - Motor Rebobinado (PI 56653 - Samuel UFRJ)



Forma de Onda (FASE) em 30 Hz - Estator Rebobinado (PI 56653 - Samuel UFRJ)



Forma de Onda (LINHA) em 30 Hz - Estator Rebobinado (PI 56653 - Samuel UFRJ)

