

**UNESP – UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
FACULDADE DE ENGENHARIA DE BAURU
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

BRUNO EDUARDO PAIVA MANCUSSI

**PULSAÇÃO DE CONJUGADO EM MOTORES MONOFÁSICOS DE
CAPACITOR PERMANENTE ALIMENTADOS POR TENSÕES NÃO
SENOIDAIS**

BAURU/2013

BRUNO EDUARDO PAIVA MANCUSSI

**PULSAÇÃO DE CONJUGADO EM MOTORES MONOFÁSICOS DE
CAPACITOR PERMANENTE ALIMENTADOS POR TENSÕES NÃO
SENOIDAIS**

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia de Bauru, como requisito parcial para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Renato C. Creppe.

BAURU/2013

Mancussi, Bruno Eduardo Paiva.

Pulsção de conjugado em motores monofásicos de capacitor permanente alimentados por tensões não senoidais:/ Bruno Eduardo Paiva Mancussi, 2013

102 f.

Orientador: Renato Crivellari Creppe

Dissertação (Mestrado)-Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia, Bauru, 2013

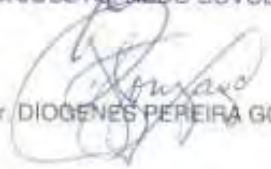
1. Pulsção de conjugado. 2. Motor monofásico. 3. Tensões não senoidais. I. Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia.

ATA DA DEFESA PÚBLICA DA DISSERTAÇÃO DE MESTRADO DE BRUNO EDUARDO PAIVA MANCUSSI, DISCENTE DO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA, DO(A) FACULDADE DE ENGENHARIA DE BAURU.

Aos 02 dias do mês de dezembro do ano de 2013, às 09:00 horas, no(a) Anfiteatro da Seção Técnica de Pós-graduação da Faculdade de Engenharia de Bauru, reuniu-se a Comissão Examinadora da Defesa Pública, composta pelos seguintes membros: Prof. Dr. RENATO CRIVELLARI CREPPE do(a) Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Bauru, Prof. Dr. JOSE ALFREDO GOVOLAN ULSON do(a) Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Bauru, Prof. Dr. DIOGENES PEREIRA GONZAGA do(a) Departamento de Engenharia Elétrica / Universidade de São Paulo, sob a presidência do primeiro, a fim de proceder a arguição pública da DISSERTAÇÃO DE MESTRADO de BRUNO EDUARDO PAIVA MANCUSSI, intitulado "PULSAÇÃO DE CONJUGADO EM MOTORES MONOFÁSICOS DE CAPACITOR PERMANENTE ALIMENTADO POR TENSÕES NÃO SENOIDAIS". Após a exposição, o discente foi arguido oralmente pelos membros da Comissão Examinadora, tendo recebido o conceito final: APROVADO. Nada mais havendo, foi lavrada a presente ata, que, após lida e aprovada, foi assinada pelos membros da Comissão Examinadora.


Prof. Dr. RENATO CRIVELLARI CREPPE


Prof. Dr. JOSE ALFREDO GOVOLAN ULSON


Prof. Dr. DIOGENES PEREIRA GONZAGA

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho aos meus pais, irmãos e a todos meus familiares e amigos.

AGRADECIMENTOS

Ao Prof. Dr. Renato C. Creppe, meus sinceros agradecimentos pelos ensinamentos, paciência e amizade firmada durante a elaboração do trabalho.

Ao meu pai Reginaldo, minha mãe Raquel e minhas irmãs Gheisa e Maísa que com muito trabalho e incentivo proporcionaram que eu chegasse até aqui.

Ao Prof. Dr. José Alfredo C. Ulson e ao Prof. Dr. André Luiz Andreoli por inúmeras colaborações e sugestões durante o trabalho.

Aos amigos Mauricio Nakai, Marcelo Marchi e Guilherme Clerice pelas colaborações ao longo do trabalho.

Aos Srs. Edson Oshiro e Osmar Luis Martinelli pela contribuição nas montagens para os ensaios práticos.

A todas as pessoas que direta ou indiretamente apoiaram, torceram e incentivaram e que agora dividem comigo a alegria deste momento.

Por fim, meus agradecimentos à Faculdade de Engenharia de Bauru pela oportunidade a mim oferecida.

“Deixem que o futuro diga a verdade e avalie cada um de acordo com o seu trabalho e realizações. O presente pertence a eles, mas o futuro pelo qual eu sempre trabalhei pertence a mim.”

Nikola Tesla

RESUMO

Os motores monofásicos de indução são dispositivos para produção de força motriz que apresentam baixas potências quando comparados aos motores trifásicos, porém, são largamente utilizados em aplicações domésticas e comerciais. Ao contrário dos motores trifásicos, os motores monofásicos não possuem um campo girante uniforme, mas, um campo magnético pulsante que resulta em conjugado de partida nulo, tornando necessários métodos de partida auxiliares. Além disso, o campo pulsante ocasiona uma operação com conjugado pulsante. A pulsação de conjugado produz vibrações que podem se agravar com a alimentação a partir de fontes não senoidais de tensão. Dessa forma, o objetivo deste trabalho é avaliar experimentalmente a influência de tensões não senoidais sobre as pulsações de conjugado do motor monofásico de capacitor permanente, que opera de maneira semelhante a um motor bifásico desequilibrado e que é um dos modelos mais utilizados em diversas aplicações como refrigeradores e aparelhos condicionadores de ar. Para tanto, foi construída uma bancada de ensaio para observação do motor operando sob diversas condições de alimentação e os resultados experimentais são comparados com aqueles oriundos de simulações numéricas com modelos tradicionalmente utilizados em pesquisas acadêmicas.

Palavras-chave: Motor monofásico, conjugado, pulsações de conjugado, harmônicas.

ABSTRACT

The single phase induction motors are devices for producing driving force with relatively low power consumption, but widely used in domestic refrigeration systems. Unlike polyphase AC motors, single-phase induction motors have a pulsating magnetic field. For this reason they have a zero starting torque, being necessary to use auxiliary starting methods, furthermore presenting pulsating torque. The pulsating torque produces vibrations during operation of the engine that may be worsened with power from non-sinusoidal voltage supply systems. Thus, the aim of this work is to evaluate experimentally the influence of non-sinusoidal voltages exert on the single phase permanent capacitor motor torque pulsations. Therefore was constructed a test facility for observation of the motor operating under different feeding conditions and the experimental results are compared with those from usually mathematical models.

Key-words: Phase motor, torque, torque pulsations, harmonics.

SUMÁRIO

AGRADECIMENTOS	vi
RESUMO.....	viii
LISTA DE FIGURAS	xii
ÍNDICE DE TABELAS	xvii
CAPÍTULO 01	1
1.1 INTRODUÇÃO	1
1.2 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	2
1.3 PUBLICAÇÕES	3
1.4 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	4
CAPÍTULO 02	8
2 MOTORES ELÉTRICOS MONOFÁSICOS	8
2.1 ASPECTOS CONSTRUTIVOS DOS MOTORES DE INDUÇÃO MONOFÁSICOS	8
2.2 CLASSIFICAÇÃO DOS MOTORES MONOFÁSICOS	10
2.2.1 MOTORES DE FASE DIVIDIDA.....	10
2.2.2 MOTORES DE CAPACITOR DE PARTIDA	12
2.2.3 MOTORES DE CAPACITOR PERMANENTE.....	14
CAPÍTULO 03	16
3 CAMPOS GIRANTES.....	16
3.1 CAMPO MAGNÉTICO EM MOTORES DE INDUÇÃO MONOFÁSICOS...	21
3.2 MODELO EM REGIME PERMANENTE.....	22
3.3 MODELO DINÂMICO	26
3.3.1 EQUAÇÕES DE TENSÃO DA MÁQUINA DE INDUÇÃO BIFÁSICA	27
3.3.2 MODELO DO MOTOR MONOFÁSICO NO AMBIENTE MATLAB	31
CAPÍTULO 04	34
4 PULSAÇÕES DE CONJUGADO EM MOTORES MONOFÁSICOS.....	34
4.1 FLUXO DE ENERGIA EM MOTORES MONOFÁSICOS	36
CAPÍTULO 05	37
5 MATERIAIS E MÉTODOS.....	37
5.1 FONTE DE TENSÃO PROGRAMÁVEL PACIFIC POWER 360AMX-UPC32.....	37

5.2	PLACA DE AQUISIÇÃO DE DADOS NI-DAQ6009.....	38
5.3	MOTOR MONOFÁSICO DE CAPACITOR PERMANENTE.	39
5.4	TRANSDUTOR DE FORÇA.	40
5.5	AMPLIFICADOR PARA TRANSDUTORES STRAIN GAUGE.	42
5.6	PONTA DE CORRENTE DE EFEITO HALL	43
6	ENSAIOS E SIMULAÇÕES.....	47
6.1	LEVANTAMENTO DOS PARÂMETROS DO MOTOR.....	47
6.1.1	ENSAIO COM O ROTOR BLOQUEADO	47
6.1.1.1	ENROLAMENTO AUXILIAR ABERTO	48
6.1.1.2	ENROLAMENTO PRINCIPAL ABERTO.....	49
6.1.2	ENSAIO COM O MOTOR EM VAZIO.....	50
6.2	VALORES REFERENTES AO MOTOR ENSAIADO.....	52
6.3	ENSAIOS E SIMULAÇÕES REALIZADAS.....	52
6.3.1	CONJUGADO COM TENSÃO SENOIDAL (1ª CONDIÇÃO)	52
6.3.2	MOTOR MONOFÁSICO ALIMENTADO COM TENSÃO CONTENDO 30% DE TERCEIRA HARMÔNICA – (2ª CONDIÇÃO)	59
6.3.3	CONJUGADO DO MOTOR MONOFÁSICO ALIMENTADO COM TENSÃO CONTENDO 30% DE QUINTA HARMÔNICA – (3ª CONDIÇÃO). ...	64
6.3.4	CONJUGADO DO MOTOR MONOFÁSICO ALIMENTADO COM TENSÃO CONTENDO 30% DE SÉTIMA HARMÔNICA – (4ª CONDIÇÃO). ...	70
6.3.5	ISP DE CONJUGADO	76
7	CONCLUSÕES	80
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	82

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Exemplo da disposição dos enrolamentos no motor monofásico de quatro pólos.....	9
Figura 2 - Visão explodida do motor monofásico (www.weg.com.br).....	10
Figura 3 - Diagrama fasorial na partida. (FITZGERALD, 2006).....	11
Figura 4 - Característica típica de conjugado x velocidade. (FITZGERALD, 2006 adaptado).	11
Figura 5 - Esquema do motor de fase dividida com capacitor de partida (COLLINS, 2008 adaptado).....	12
Figura 6 - Diagrama fasorial na partida. (FITZGERALD, 2006 adaptado).....	13
Figura 7 - Motor monofásico de capacitor de partida (www.weg.com.br).....	13
Figura 8 - Característica típica de conjugado x velocidade (FITZGERALD, 2006 adaptado).	14
Figura 9 - Circuito do motor com capacitor permanente (COLLINS, 2008 adaptado).	15
Figura 10 - Motor de fase dividida com capacitor permanente (www.weg.com.br).....	15
Figura 11 - Característica de conjugado x velocidade de um motor de indução monofásico com base nas ondas de fluxo constantes (adaptado de FITZGERALD, 2006 adaptado).	17
Figura 12 - Circuito equivalente de um transformador monofásico com o secundário em curto-circuito (FITZGERALD, 2006 adaptado).	18
Figura 13 - Configuração da Figura 12 modificada para realçar a equivalência dos campos girantes duplos (FITZGERALD, 2006 adaptado).	19
Figura 14 – Circuito equivalente do motor de indução monofásico operando num escorregamento s , baseado na teoria de campo girante duplo (FITZGERALD, 2006 adaptado).	20
Figura 15 - Comparação dos campos girantes nos motores (a) polifásicos e (b) monofásicos (o autor).....	21
Figura 16 - Circuito equivalente do motor monofásico de capacitor permanente levando em consideração os dois enrolamentos (GURU, 2001 adaptado).	23
Figura 17 - Circuito simplificado do motor de capacitor permanente levando em conta os dois enrolamentos (GURU, 2001 adaptado).	24

Figura 18 - Representação da máquina simétrica bifásica (TOMASELLI, 2004).	27
Figura 19 - Máquina monofásica observada nos eixos dq (TOMASELLI, 2004).	30
Figura 20 - Bloco do Simulink para Motores Monofásicos (MATLAB/SIMULINK).	32
Figura 21 - Janela de entrada de dados do bloco motor monofásico (MATLAB/SIMULINK).	32
Figura 22 - Programa Simulink com Motor Monofásico (MATLAB/SIMULINK).	33
Figura 23 - Tensão, corrente e potência em motores monofásicos (KIMBALL, 1924 adaptado).	35
Figura 24 - Velocidade angular e Torque como função do tempo (KIMBALL, 1924 adaptado).	36
Figura 25 - Esquema da bancada utilizada nos ensaios (o autor).	37
Figura 26 - Fonte de tensão programável Pacific Power 360AMX-UPC32 (www.powerlabsolutions.com.br).	38
Figura 27 - Placa de aquisição de dados modelo NI-DAQ6009 utilizada nos ensaios (sine.ni.com).	39
Figura 28 - Motor utilizado nos ensaios (o autor).	40
Figura 29 - Célula de carga (www.hbm.com).	41
Figura 30 - Ligação entre a carcaça do motor e a célula transdutor de força (o autor).	42
Figura 31 - Amplificador para transdutores strain gauge (www.hbm.com).	42
Figura 32 - Ponta de corrente de efeito Hall modelo A622 da empresa Tektronix (www.tektronix.com).	43
Figura 33 - Diagrama de blocos do instrumento virtual utilizado nos ensaios.	44
Figura 34 - Tela de apresentação de resultados do instrumento virtual utilizado nos ensaios.	45
Figura 35 - Esquema do ensaio com o rotor bloqueado e enrolamento auxiliar aberto.	47
Figura 36 - Circuito equivalente do motor para o ensaio com o rotor bloqueado e enrolamento auxiliar aberto (GURU, 2011 adaptado).	48
Figura 37 - Circuito equivalente do motor para o ensaio em vazio (GURU, 2011 adaptado).	51

Figura 38 - Tensão senoidal aplicada ao motor por meio de ensaio.	53
Figura 39 - Espectro da tensão senoidal aplicada ao motor por meio de ensaio.	54
Figura 40 - Corrente do motor alimentado por uma tensão senoidal por meio de ensaio.....	54
Figura 41 - Espectro da corrente do motor alimentado por uma tensão senoidal por meio de ensaio.....	55
Figura 42 - Conjugado do motor alimentado por uma tensão senoidal obtido por meio de ensaio.	55
Figura 43 - Espectro do conjugado do motor alimentado por tensão senoidal obtido por meio de ensaio.	56
Figura 44 - Espectro do conjugado do motor alimentado por uma tensão senoidal considerando apenas as frequências múltiplas da frequência da tensão de alimentação do motor.	57
Figura 45 - Corrente do motor alimentado por uma tensão senoidal - simulação.	57
Figura 46 - Espectro da corrente do motor alimentado por uma tensão senoidal - simulação.....	58
Figura 47 - Conjugado do motor alimentado por uma tensão senoidal - simulação.	58
Figura 48 - Espectro do conjugado produzido pelo motor com tensão senoidal - simulação.	59
Figura 49 - Tensão aplicada ao motor contendo 30% de terceira harmônica - ensaio.....	59
Figura 50 - Espectro da tensão contendo 30% de terceira harmônica - ensaio.	60
Figura 51 - Corrente do motor alimentado por tensão contendo 30% de terceira harmônica - ensaio.....	60
Figura 52 - Espectro da corrente produzida pelo motor alimentado por uma tensão contendo 30% de terceira harmônica - ensaio.	61
Figura 53 - Conjugado do motor alimentado por uma tensão contendo 30% de terceira harmônica - ensaio.	61
Figura 54 - Espectro do conjugado do motor alimentado por uma tensão contendo 30% de terceira harmônica - ensaio.	62

Figura 55 - Espectro do conjugado produzido pelo motor alimentado por uma tensão contendo 30% de terceira harmônica considerando apenas as frequências múltiplas da frequência da tensão de alimentação do motor - ensaio.....	62
Figura 56 - Corrente do motor alimentado por uma tensão contendo 30% de terceira harmônica - simulação.	63
Figura 57 - Espectro da corrente produzida pelo motor alimentado por uma tensão contendo 30% de terceira harmônica - simulação.	63
Figura 58 - Conjugado do motor alimentado por uma tensão contendo 30% de terceira harmônica - simulação.	64
Figura 59 - Espectro do conjugado produzido pelo motor alimentado por uma tensão contendo 30% de terceira harmônica - simulação.	64
Figura 60 - Tensão aplicada ao motor contendo 30% de quinta harmônica - ensaio.....	65
Figura 61 - Espectro da tensão contendo 30% de quinta harmônica - ensaio.	66
Figura 62 - Corrente do motor alimentado por uma tensão contendo 30% de quinta harmônica - ensaio.	66
Figura 63 - Espectro da corrente produzida pelo motor alimentado por uma tensão contendo 30% de quinta harmônica - ensaio.....	67
Figura 64 - Conjugado do motor alimentado por uma tensão contendo 30% de quinta harmônica - ensaio.	67
Figura 65 - Espectro do conjugado produzido pelo motor quando alimentado por uma tensão elétrica contendo 30% de quinta harmônica.	68
Figura 66 - Espectro do conjugado produzido pelo motor alimentado por uma tensão contendo 30% de quinta harmônica considerando apenas as frequências múltiplas da frequência da tensão de alimentação do motor.	68
Figura 67 - Corrente do motor alimentado por uma tensão contendo 30% de quinta harmônica - simulação.....	69
Figura 68 - Espectro da corrente produzida pelo motor alimentado por uma tensão contendo 30% de quinta harmônica - simulação	69
Figura 69 - Conjugado do motor alimentado por uma tensão contendo 30% de quinta harmônica – simulação.....	70
Figura 70 - Espectro do conjugado produzido pelo motor alimentado por uma tensão contendo 30% de quinta harmônica - simulação.	70

Figura 71 - Tensão aplicada ao motor contendo 30% de sétima harmônica - ensaio.....	71
Figura 72 - Espectro da tensão contendo 30% de sétima harmônica - ensaio.	71
Figura 73 - Corrente do motor alimentado por uma tensão contendo 30% de sétima harmônica - ensaio.	72
Figura 74 - Espectro da corrente produzida pelo motor alimentado por uma tensão contendo 30% de sétima harmônica - ensaio.	72
Figura 75 - Conjugado do motor alimentado por uma tensão contendo 30% de sétima harmônica - ensaio.	73
Figura 76 - Espectro do conjugado produzido pelo motor alimentado por uma tensão contendo 30% de sétima harmônica.....	73
Figura 77 - Espectro do conjugado produzido pelo motor alimentado por uma tensão contendo 30% de sétima harmônica considerando apenas as frequências múltiplas da frequência da tensão de alimentação do motor.	74
Figura 78 - Corrente do motor alimentado por uma tensão contendo 30% de sétima harmônica - simulação.....	75
Figura 79 - Espectro da corrente produzida pelo motor alimentado por uma tensão contendo 30% de sétima harmônica - simulação.	75
Figura 80 - Conjugado do motor alimentado por uma tensão contendo 30% de sétima harmônica - simulação.....	76
Figura 81 - Espectro do conjugado produzido pelo motor alimentado por uma tensão contendo 30% de sétima harmônica - simulação.	76
Figura 82 - Variação de ISP de conjugado em função das condições de ensaios e simulações.	77
Figura 83 - Variação de THD de corrente em função das condições de ensaios e simulações.	78
Figura 84 - Comparativo entre a variação de THD de corrente e ISP de conjugado para as quatro situações ensaiadas.	78
Figura 85 - Comparativo entre a variação de THD de corrente e ISP de conjugado para as quatro situações simuladas.....	79

ÍNDICE DE TABELAS

Tabela 1 - Características da placa de aquisição de dados.	39
Tabela 2 - Dados de placa do motor ensaiado.	40
Tabela 3 - Características do transdutor de força.	41
Tabela 4 – Especificações do amplificador para transdutor de força strain gauge.	43
Tabela 5 - Especificações da ponta de corrente.	43
Tabela 6 - Valores obtidos nos ensaios para levantamento de parâmetros do motor.	52
Tabela 7 - Parâmetros do Motor de Laboratório.	52

CAPÍTULO 01

1.1 INTRODUÇÃO

A maioria dos estudos realizados com motores de indução em locais com distorção harmônica de tensão são referentes aos motores trifásicos, pois esses motores são largamente utilizados na indústria. Poucos são os estudos realizados com o mesmo propósito para os motores monofásicos, que são os mais apropriados para locais onde não existe um sistema de alimentação trifásico, como em residências, ambientes comerciais e prédios públicos. Os motores monofásicos são também chamados de “motores de potência fracionária” por serem construídos com potências geralmente inferiores a 1 cv. Apesar da pequena potência individual este tipo de máquina aciona refrigeradores, ventiladores, condicionadores de ar, pequenos sistemas de bombeamento, entre outros diversos. Dessa forma, o conjunto de motores elétricos monofásicos representa um consumo de energia significativo.

De acordo com relatório de 2011 da Associação Brasileira da Indústria Eletroeletrônica (ABINEE), são produzidos, anualmente, cerca de 3,6 milhões de motores monofásicos no Brasil. Os motores monofásicos podem ser de diversos tipos, mas os de capacitor de partida e os de capacitor permanente são especialmente importantes pelo número de unidades produzidas e suas inúmeras aplicações. Ainda segundo os dados do relatório, os motores de capacitor permanente respondem por cerca de 48% da produção anual dos motores monofásicos (ABINEE, 2011).

Ao contrário dos motores de indução trifásicos, os motores de indução monofásicos não apresentam conjugado de partida. Isso acontece porque o enrolamento principal do motor produz apenas um campo magnético pulsante. Este campo pulsante pode ser entendido como sendo o resultante da soma de dois campos magnéticos girantes iguais e opostos que se anulam quando o rotor está imóvel (FITZGERALD, 2006). Em operação, com velocidade não nula, um dos campos magnético passa a preponderar, produzindo conjugado. Em movimento, a interação destes campos girantes provocam pulsações no

conjugado do motor, o que acarreta vibrações mecânicas, que são transmitidas ao equipamento acionado pelo motor.

De uma forma geral, os motores elétricos são projetados para operação com fontes de alimentação senoidal. Contudo, o grande número de dispositivos eletrônicos empregados nas instalações elétricas produz distorções de tensão, principalmente, nos sistemas de baixa tensão. Uma das consequências de se ter distorção harmônica em fontes de alimentação de motores elétricos é a presença de componentes harmônicas de campo magnético girante, que produzem diversos efeitos sobre os motores elétricos. Um grupo de harmônicas tendem a produzir campos girantes em sentidos opostos ao campo produzido pela componente fundamental, enquanto que outro grupo de harmônicas tendem a criar campos que giram no mesmo sentido do campo fundamental.

Além de aumentar o aquecimento do motor e reduzir seu rendimento, as harmônicas produzem aumento na vibração do motor, originada por pulsações de conjugado.

O presente trabalho tem por objetivo investigar experimentalmente as alterações no perfil das pulsações de conjugado dos motores monofásicos de capacitor permanente quando alimentados por tensões não senoidais. Os dados necessários para tal investigação foram levantados por meio de ensaios e simulações foram realizadas com modelos matemáticos para confrontação dos resultados.

1.2 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

A organização do trabalho é feita através de divisões por capítulos, sendo que o capítulo 1 apresenta uma introdução e os objetivos da dissertação. O capítulo 2 trata dos principais conceitos relacionados aos motores monofásicos e harmônicas. O capítulo 3 descreve a teoria dos campos girante. O capítulo 4 trata das pulsações de conjugado. O Capítulo 5 descreve os materiais e métodos utilizados nos ensaios. O capítulo 6 apresenta os ensaios e simulações realizados durante o trabalho. Finalmente, o capítulo 7 expõe as conclusões obtidas com os ensaios e simulações. Também são apresentadas as referências.

1.3 PUBLICAÇÕES

- MANCUSSI, B. E. P. ; CREPPE, R. C. ; ULSON, José A C ; CLERICE, G. *DISTORÇÃO DE CORRENTE EM MOTORES MONOFÁSICOS DE CAPACITOR PERMANENTE ALIMENTADOS POR TENSÕES NÃO SENOIDAIS. X Conferência Brasileira sobre Qualidade da Energia Elétrica (CBQEE), 2013, Araxá. Anais da X Conferência Brasileira sobre Qualidade da Energia Elétrica (CBQEE) - CD-ROM, 2013. v. 1. p. 1-6.*
- MANCUSSI, B. E. P. ; CREPPE, R. C. ; ULSON, José A C ; CLERICE, G. A. M. *Motores Monofásicos de Capacitor Permanente Alimentados por Tensões não Senoidais. IV Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos (SBSE), 2014, Foz do Iguaçu. (Submetido para Publicação).*

1.4 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Apesar da bibliografia restrita ou pouco abrangente quando comparada aos motores trifásicos, o motor de indução monofásico tem sido alvo de trabalhos e publicações que abordam algumas características de sua operação e também por detalhes de suas aplicações nos ambientes comerciais e residenciais nos quais existe apenas a possibilidade da alimentação monofásica.

Conhecer o comportamento dos motores monofásicos sob a influência de harmônicas é extremamente importante, uma vez que anormalidades em sua operação podem ocasionar diminuição do tempo de vida útil dos aparelhos por ele acionados, além de perdas por aquecimento e excesso de vibração.

Neste capítulo serão comentadas algumas publicações relevantes sobre o motor monofásico de indução. De maneira geral, grande parte dos textos apresentados trata do desempenho do motor de indução monofásico, ora focado em simulações utilizando modelos matemáticos ora focado em ensaios práticos.

Em seus pioneiros trabalhos, Kimball e Alger (1924) estudaram as vibrações em motores monofásicos buscando suas causas e soluções. No trabalho uma ampla discussão sobre os efeitos das vibrações nos motores monofásicos é apresentada e as possíveis causas de vibração foram estudadas e apresentadas. Os autores realizaram experimentos nos quais se constatou que a causa principal das vibrações dos motores monofásicos são as pulsações no conjugado com do dobro da frequência de alimentação do motor. Foi observado através deste experimento que as pulsações de conjugado no motor monofásico são especialmente evidentes quando estão operando em vazio.

Mais recentemente, Khoei e Yuvarajan (1989) estudando os motores monofásicos com acionamento eletrônico, compararam os acionamentos com conversores CA-CA diretos e indiretos. No trabalho observou-se que conversores CA-CA diretos apresentam algumas vantagens em relação aos conversores indiretos utilizados em controle de motores elétricos. Para os dois tipos de conversores foram realizadas simulações com o programa SPICE e nos modelos foram utilizadas chaves tipo MOSFET (IRF240). Através de

simulação matemática, os autores analisaram a corrente do motor e o seu conjugado de operação para frequências de alimentação de 10Hz a 100Hz.

Por meio de simulações por software baseado em elementos finitos com modelo em duas dimensões, Rajanatham e Watson (1996) realizaram simulações com o motor de indução monofásico operando no modo motor, gerador e frenagem com alimentação não senoidal. Realizaram-se também três ensaios em protótipos nos modos simulados. As formas de onda de tensão, corrente e conjugado obtido nos ensaios no modo motor foram comparados com os resultados obtidos através de simulação. As tensões obtidas nos ensaios realizados no modo gerador foram comparadas com a simulação, o torque necessário foi medido e comparado. Os resultados obtidos nas simulações foram considerados aceitáveis em relação aos resultados obtidos nos ensaios.

Os pesquisadores Lin et al. (1996) apresentaram em seu trabalho um modelo matemático no domínio da frequência para observar o comportamento do motor de indução monofásico sob a influência de tensões distorcidas. O autor estabeleceu um algoritmo que leva em consideração a não linearidade da indutância de dispersão do rotor. Este algoritmo foi aplicado ao modelo para estimar a corrente no motor e as perdas por harmônicas com o motor trabalhando sem carga. Os resultados obtidos na simulação são comparados com resultados obtidos em ensaios onde se observa um bom desempenho do método utilizado na simulação.

O trabalho apresentado por De Gersem et al. (2002) constituiu-se de uma adaptação do método de simulação utilizado em motores trifásicos para a utilização em motores monofásicos pela decomposição do campo pulsante em campos rotativos. O método foi utilizado para simular motores monofásicos de capacitor de partida e de capacitor permanente e considerou a saturação do material ferromagnético em suas simulações.

Abdel-Rahim e Shaltout (2002) utilizaram um modelo matemático para simular no software MATLAB o motor de indução monofásico conectado a um inversor de frequência mono-bifásico. Por meio de simulação foi possível estimar grandezas como corrente elétrica, potência elétrica e torque eletromagnético. Os valores obtidos em simulação foram comparados com valores obtidos em ensaios posteriores em um protótipo, as comparações

mostraram que os valores foram praticamente iguais e a operação como motor bifásico resultou em melhor desempenho do motor.

O trabalho apresentado por Collins et al. (2008) apresenta um interessante ensaio realizado com o objetivo de observar o perfil da corrente elétrica em motores monofásicos de capacitor permanente quando alimentados por tensões distorcidas unicamente por terceira harmônica. Para a realização do experimento utilizou-se uma fonte geradora de sinais arbitrários que forneceu uma tensão de alimentação com três níveis diferentes de terceira harmônica em relação a componente fundamental de tensão para três motores monofásicos diferentes. O valor do capacitor foi alterado com o objetivo de observar a resposta da corrente em função do valor do capacitor para cada nível de distorção. Variou-se o ângulo da componente harmônica com o objetivo de observar a variação de THD de corrente nos motores. O trabalho apresentou como resultado os valores de THD de corrente obtidos nos experimentos, e constatou-se que o ângulo da componente harmônica não influencia de forma significativa no THD de corrente. A variação dos capacitores representou uma variação mais considerável de THD de corrente.

Alshamasin (2009) observou o comportamento dos motores de indução monofásicos com capacitor de partida alimentados por fontes não senoidais oriundas de controladores de tensão tipo PWM (*pulse width modulation*). Baseados em modelo matemático de componentes simétricas com diferentes componentes harmônicas e simulações no ambiente Matlab, determinaram as frequências de chaveamento que trazem menores impactos ao fator de potência, rendimento e distorção de corrente.

Hrabovcova, et al. (2010) apresentaram três métodos para a determinação de parâmetros em motores de indução monofásicos. O método clássico, habitualmente utilizado em motores de indução trifásicos, o mesmo método adaptado e pelo método de duas fases. Os parâmetros obtidos pelos diferentes métodos comparados com os parâmetros obtidos através do método de elementos finitos e simulados no modelo matemático da máquina de indução monofásica em regime permanente. As discussões comentam os resultados encontrados e relatam as vantagens e desvantagens de cada método.

Motores de indução alimentados por inversores de frequência apresentam além das perdas comuns, perdas devido às componentes harmônicas. Ambas

as perdas são prejudiciais no desempenho e operação dos motores de indução. Wenping Cao et al. (2010) realizaram um trabalho medindo perdas em motores trifásicos alimentados por inversores de frequência através de uma técnica de calorimetria. Para este trabalho o autor realizou ensaios em motores de 1,1kW, 7,5kW, 15kW e 30kW. O estudo sugeriu que são necessários projetos específicos para motores alimentados por inversores de frequência visando à redução das perdas.

Agamloh et al. (2012) observaram o rendimento de motores elétricos quando alimentados por tensões não senoidais. Para a realização dos experimentos foi utilizado um inversor de frequência para alimentar motores de indução trifásicos e monofásicos. O estudo demonstrou que para uma tensão com THD por volta de 8% a redução do rendimento é pouco significativa.

Os modelos matemáticos dos motores de indução basicamente são divididos em duas categorias: em regime permanentemente senoidal, baseado na teoria dos campos girantes duplos; e em regime transitório, que utilizam equações diferenciais (FITZGERALD, 2006; ALGER, 1995).

CAPÍTULO 02

2 MOTORES ELÉTRICOS MONOFÁSICOS

Os motores de indução monofásicos são largamente utilizados em aplicações residenciais e comerciais. São encontrados em equipamentos como: geladeiras, máquinas de lavar, ventiladores, processador de alimentos, etc. Estes motores são uma alternativa para locais onde não se dispõe de alimentação trifásica, como por exemplo, escritórios e residências. Sua utilização é justificada apenas para pequenas potências, geralmente inferiores a 10 cv.

Estes motores partem com enrolamentos auxiliares, que são dimensionados e posicionados de forma a criar uma segunda fase fictícia, permitindo a formação do campo girante necessário para a partida (BIM, 2009).

2.1 ASPECTOS CONSTRUTIVOS DOS MOTORES DE INDUÇÃO MONOFÁSICOS

Os motores monofásicos possuem duas partes principais que são o rotor e o estator. O rotor de qualquer motor de indução monofásico é semelhante ao dos motores polifásicos e, na sua grande maioria, são do tipo gaiola de esquilo. Não existem ligações físicas entre o rotor e o estator. O estator é ranhurado e as ranhuras são uniformemente distribuídas, preenchidas por enrolamentos do tipo concêntrico. Um enrolamento monofásico simples não produzirá um campo magnético girante, nem um conjugado de partida. Então, faz-se necessário dividir o enrolamento do estator em duas partes. Assim existem dois enrolamentos em quadratura, ambos ligados a mesma fonte monofásica (FITZGERALD, 2006).

Um destes enrolamentos é chamado de *enrolamento principal*, e suas bobinas são distribuídas nas ranhuras, uniformemente espaçadas no estator. Existe outro enrolamento em paralelo ao enrolamento principal chamado de *enrolamento auxiliar*, ou simplesmente, *enrolamento de partida*, que também é distribuído uniformemente no estator, mas sua posição está defasada de 90°

elétricos nas ranhuras do enrolamento principal com o objetivo de criar uma disposição semelhante à de um motor bifásico. O enrolamento auxiliar tem sua corrente e impedância ajustadas em relação à tensão de linha, de modo que a corrente do enrolamento de partida esteja adiantada em relação a corrente do enrolamento principal, não necessariamente 90° como nos motores bifásicos, mas, o suficiente para que haja defasagem no tempo, uma vez que já existe defasagem no espaço (FITZGERALD, 2006; BIM, 2009; DEL TORO, 1999). A Figura 1 mostra um esquema de motor monofásico com parte de seus enrolamentos.

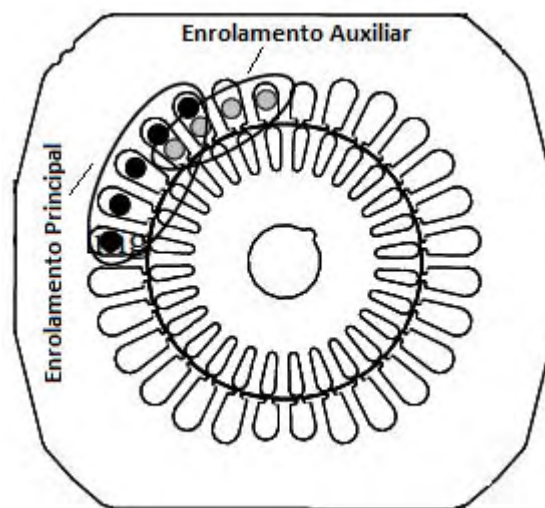


Figura 1 - Exemplo da disposição dos enrolamentos no motor monofásico de quatro pólos (KIM, 2006 adaptado).

A Figura 2 apresenta a visão explodida de um motor monofásico com seus diversos componentes.

Em alguns tipos de motores monofásicos, o enrolamento auxiliar é desligado logo após o período de partida do motor por algum mecanismo como as chaves centrífugas.

Em outros tipos de motores, o enrolamento auxiliar permanece ligado durante todo o período de operação do motor (BIM, 2009; DEL TORO, 1994).



Figura 2 - Visão explodida do motor monofásico (www.weg.com.br).

2.2 CLASSIFICAÇÃO DOS MOTORES MONOFÁSICOS

Na bibliografia técnica, os motores de indução monofásicos são classificados de acordo com seus métodos de partida e, usualmente, são referidos por nomes que descrevem esses métodos (FITZGERALD, 2006).

2.2.1 MOTORES DE FASE DIVIDIDA

Os motores de fase dividida apresentam dois enrolamentos no estator, o enrolamento principal, e o enrolamento auxiliar alimentados pela mesma fonte de tensão. O enrolamento auxiliar tem uma razão mais elevada entre resistência e reatância do que o enrolamento principal (BIM, 1999). Assim, as correntes que circulam nos enrolamentos estão defasadas como mostra a Figura 3 e reproduzem o comportamento de um motor bifásico desequilibrado, gerando um pequeno conjugado de partida. Uma maneira simples de se obter uma razão elevada entre resistência e reatância no enrolamento auxiliar é pelo uso de um fio mais fino no enrolamento auxiliar do que no enrolamento principal, ou com bobinas de material diverso (ex.: alumínio). Esse procedimento é permitido porque o enrolamento auxiliar atua somente durante a partida (FITZGERALD, 2006).

Como a resistência do enrolamento auxiliar é elevada e produz notável aquecimento, deve-se desligar o enrolamento de partida por meio de uma chave (ex. centrífuga) tão logo o motor acelere.

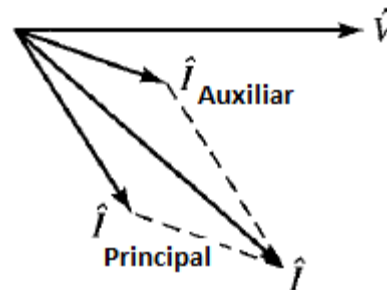


Figura 3 - Diagrama fasorial na partida. (FITZGERALD, 2006).

O resultado dessas correntes é um campo girante de estator que produz a partida do motor. Após a aceleração, o enrolamento auxiliar é desligado, usualmente por meio de uma chave que atua em torno de 75% da velocidade síncrona.

A Figura 4 representa a curva de conjugado do motor monofásico de fase dividida em função da velocidade na qual se observa a presença do enrolamento auxiliar na fase de aceleração e a operação monofásica após a abertura da chave.

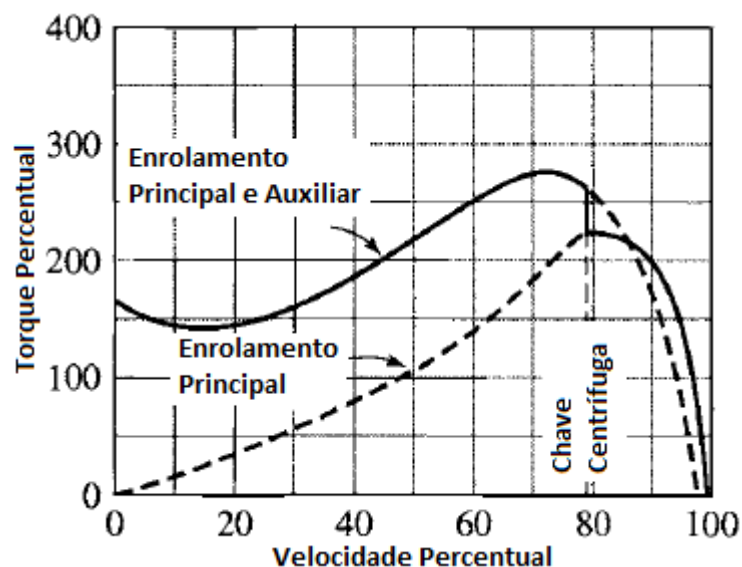


Figura 4 - Característica típica de conjugado x velocidade. (FITZGERALD, 2006 adaptado).

Os motores de fase dividida têm conjugados de partida de baixos para uma baixa corrente de partida. As aplicações típicas desses motores são incluem ventiladores e equipamentos de escritório. As potências nominais estão entre 50 e 500 watts (FITZGERALD, 2006).

2.2.2 MOTORES DE CAPACITOR DE PARTIDA

Neste tipo de motor, com a utilização de um capacitor bem dimensionado em série com o enrolamento auxiliar, consegue-se um adiantamento de cerca de 90° elétricos entre a corrente da corrente do enrolamento auxiliar em relação a corrente do enrolamento principal melhorando as condições de partida. Como importante característica este motor apresenta um elevado torque de partida em relação ao motor de fase dividida (BIM, 2009; KOSOW; DEL TORO, 1994). A Figura 5 apresenta o circuito equivalente de um motor de capacitor de partida.

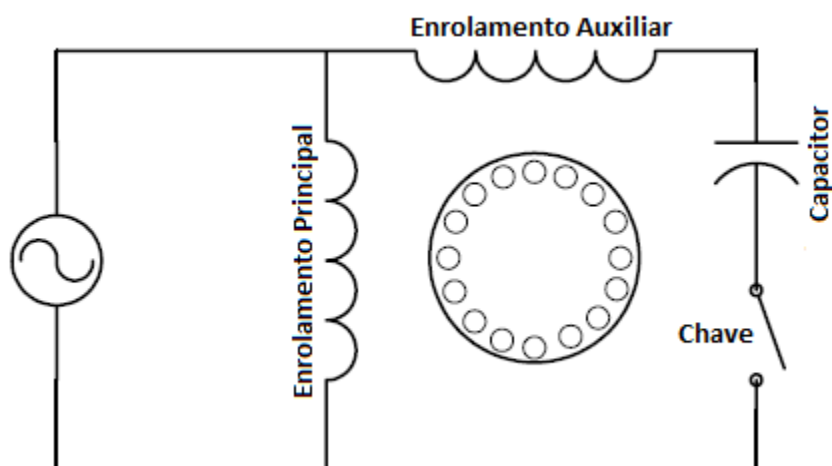


Figura 5 - Esquema do motor de fase dividida com capacitor de partida (COLLINS, 2008 adaptado).

Como a presença do capacitor no circuito do enrolamento auxiliar as correntes dos dois enrolamentos estarão fora de fase e defasadas de cerca de 90° . A Figura 6 apresenta o digrama com as correntes do motor e a tensão aplicada.

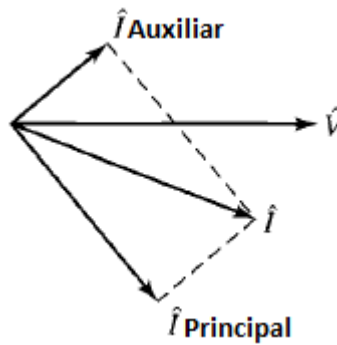


Figura 6 - Diagrama fasorial na partida. (FITZGERALD, 2006 adaptado).

Como a corrente do enrolamento auxiliar está adiantada em relação a corrente do enrolamento principal, o campo do estator atinge primeiro o máximo no eixo do enrolamento auxiliar e então, um pouco depois, atinge o máximo no eixo do enrolamento principal, reproduzindo o comportamento do motor bifásico para uma alimentação monofásica (FITZGERALD, 2006). A Figura 7 apresenta um típico motor monofásico de capacitor de partida. A Figura 8 ilustra a curva de conjugado deste tipo de motor.



Figura 7 - Motor monofásico de capacitor de partida (www.weg.com.br).

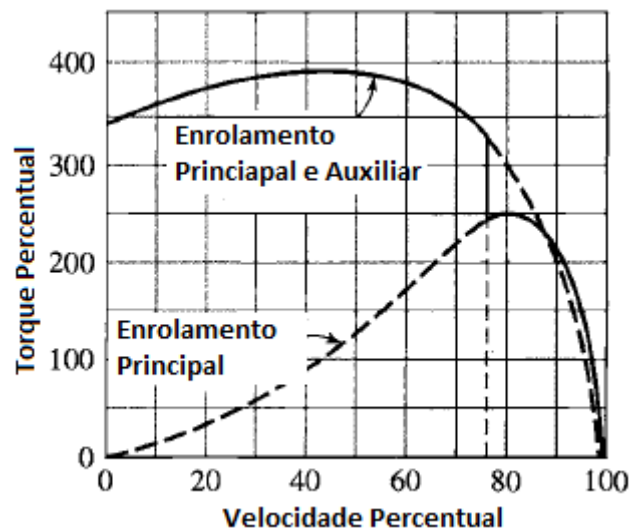


Figura 8 - Característica típica de conjugado x velocidade (FITZGERALD, 2006 adaptado).

O gráfico apresentado na Figura 8 permite observar que o valor de conjugado de partida é da ordem de 340% do conjugado nominal, muito superior ao do motor de fase dividida, que torna este tipo de motor muito interessante nas aplicações em que a inércia da carga é elevada.

2.2.3 MOTORES DE CAPACITOR PERMANENTE.

O motor monofásico de capacitor permanente apresenta a mesma construção do motor de capacitor de partida, porém, não possui a chave que desliga o enrolamento auxiliar, que fica ligado durante toda a operação do motor. Este tipo de motor é muito popular em aplicações domésticas por ser bem simples e ter um custo relativamente baixo. Uma das suas grandes vantagens é que seu sentido de rotação pode ser facilmente revertido, além de não necessitar de uma chave para desligar o enrolamento de partida, porém, ele apresenta um conjugado de partida relativamente menor (BIM, 2009). A Figura 9 apresenta o circuito equivalente de um motor de capacitor permanente.

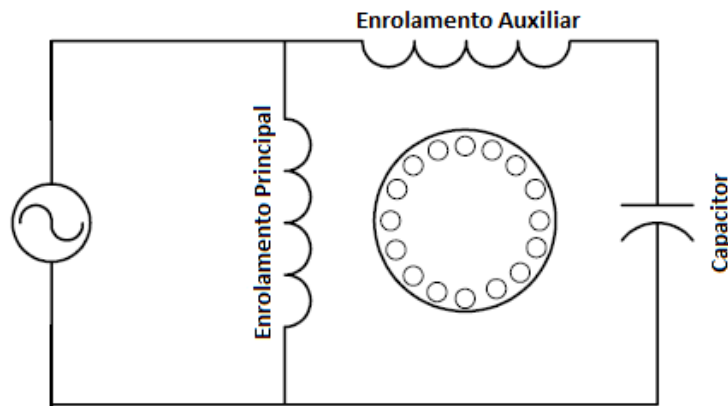


Figura 9 - Circuito do motor com capacitor permanente (COLLINS, 2008 adaptado).

No motor monofásico com capacitor permanente, tanto o capacitor quanto o enrolamento auxiliar não são desconectados após a partida e sua construção pode ser simplificada eliminando-se a chave, com isso obtém-se redução no custo, melhoria no fator de potência, no desempenho do motor em operação. A Figura 10 apresenta um motor de capacitor permanente (WEG, 2013).



Figura 10 - Motor de fase dividida com capacitor permanente (www.weg.com.br).

O motor consegue partir e funcionar devido ao deslocamento que existe entre as correntes nos dois enrolamentos. O resultado disto é um motor com um torque menor do que o motor com capacitor de partida. O valor ideal do capacitor utilizado é baseado nas condições ideais de funcionamento do motor, com as duas correntes defasadas de 90° elétricos (FITZGERALD, 2006 adaptado). Em situação prática, as correntes não estão defasadas exatamente de 90° elétricos e o motor se comporta como um motor bifásico desequilibrado.

CAPÍTULO 03

3 CAMPOS GIRANTES

Como já mencionado, os tipos mais comuns de motores monofásicos assemelham-se aos motores polifásicos de gaiola de esquilo, exceto em relação ao número e à disposição dos enrolamentos do estator. Nos motores monofásicos o enrolamento colocado no estator é distribuído e tem a função de estabelecer uma onda de distribuição de campo magnético com variação senoidal ao longo do entreferro (α), conforme mostra a expressão (3.1).

$$b(t, \alpha) = B_m \sin \omega t \cos \alpha \quad (3.1)$$

Na expressão (3.1) B_m representa a amplitude da densidade de fluxo no entreferro produzida por um enrolamento do estator distribuído adequadamente pelas ranhuras, conduzindo uma corrente de frequência angular ω . Na expressão (3.1) não são considerados os efeitos das ranhuras ou do número de bobinas por polo de cada enrolamento, apenas a componente fundamental de distribuição de densidade de fluxo espacial. O ângulo α representa o deslocamento no espaço medido do eixo do enrolamento do estator (DEL TORO, 1994). A onda de campo magnético pulsante pode ser decomposta em duas componentes como apresentado em (3.2).

$$b(t, \alpha) = b_1(t, \alpha) + b_2(t, \alpha) \quad (3.2)$$

As expressões b_1 e b_2 representam dois campos magnéticos girantes de mesma amplitude e que podem ser expressos como em (3.3):

$$b(t, \alpha) = \frac{B_m}{2} \sin(\omega t - \alpha) + \frac{B_m}{2} \sin(\omega t + \alpha) \quad (3.3)$$

Os dois termos da equação (3.3) representam dois campos girantes que tem sentidos opostos de movimento. O primeiro termo do lado direito da expressão (3.3) representa um campo girante que se move no sentido de α

positivo e tem a metade da amplitude do campo pulsante original. Esse campo é chamado de *campo girante direto*. De maneira similar, o termo do lado esquerdo da equação (3.3) representa um campo girante que se move no sentido negativo de α e de forma análoga ao campo girante positivo também tem metade da amplitude do campo alternado original. Esse campo corresponde ao campo girante reverso. Por definição, o sentido direto é aquele no qual o motor partiu (DEL TORO, 1994).

Cada uma dessas componentes produz um conjugado próprio, porém, em sentidos opostos. Com o rotor em repouso, o conjugado criado pela componente direta é igual ao conjugado produzido pela componente reversa. O resultado é que com o rotor parado os dois conjugados se anulam e nenhum conjugado resultante é produzido (FITZGERALD, 2006).

Se as componentes da onda de fluxo permanecessem iguais enquanto o rotor girasse, cada um dos campos componentes produziria uma característica de conjugado x velocidade semelhante à de um motor polifásico é apresentado na Figura 11 (FITZGERALD, 2006).

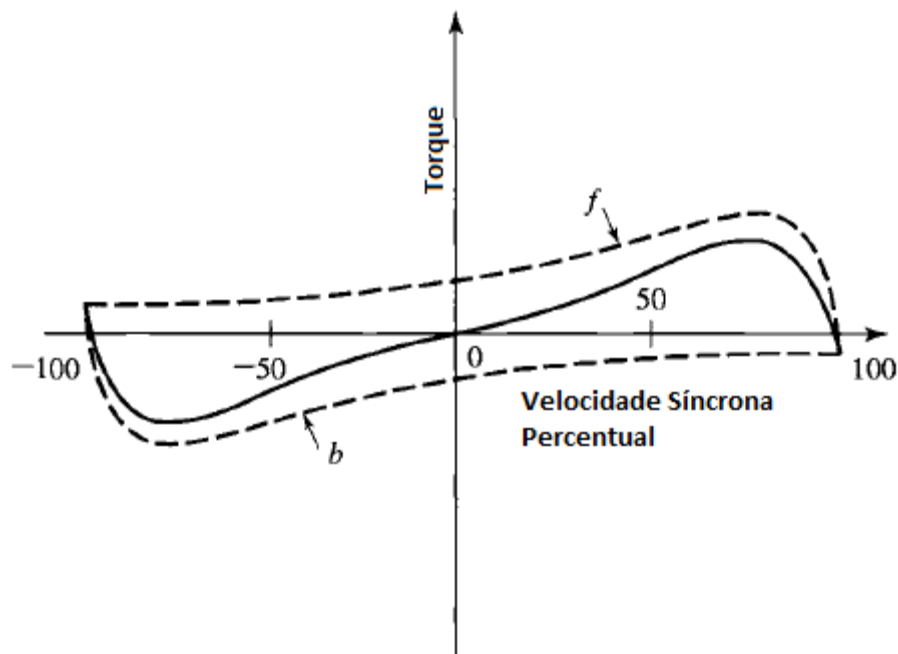


Figura 11 - Característica de conjugado x velocidade de um motor de indução monofásico com base nas ondas de fluxo constantes (adaptado de FITZGERALD, 2006 adaptado).

A característica do conjugado resultante, que é a soma algébrica das duas curvas produzidas pelas componentes, mostra que se for utilizado um método

de partida no motor, o resultado será um conjugado com o sentido usado na partida. (FITZGERALD, 2006). Na região de funcionamento, o conjugado produzido pelo campo direto é diversas vezes maior do que o conjugado reverso, o que provoca um conjugado resultante diferente de zero. O circuito equivalente de um motor de indução monofásico pode ser representado como o de um transformador com o secundário em curto-circuito como apresentado na Figura 12 (DEL TORO, 1994).

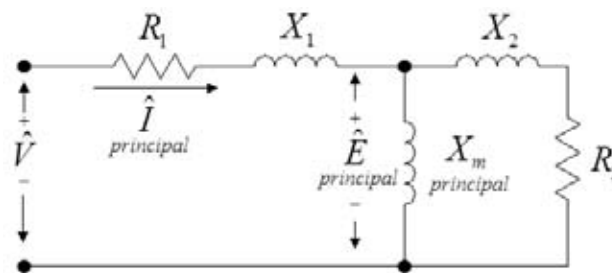


Figura 12 - Circuito equivalente de um transformador monofásico com o secundário em curto-circuito (FITZGERALD, 2006 adaptado).

Os parâmetros R_1 e R_2 representam as resistências de estator e rotor, respectivamente. Os parâmetros X_1 e X_2 representam as reatâncias de dispersão de estator e rotor, respectivamente.

O parâmetro X_m representa a reatância de magnetização do motor. O resistor de perdas no núcleo, que está em paralelo com a reatância de magnetização, foi omitido a fim de simplificação (DEL TORO, 1994). A Figura 13 representa o circuito equivalente apresentado na Figura 12, porém, com adequações para evidenciar a representação dos dois campos girantes (DEL TORO, 1994).

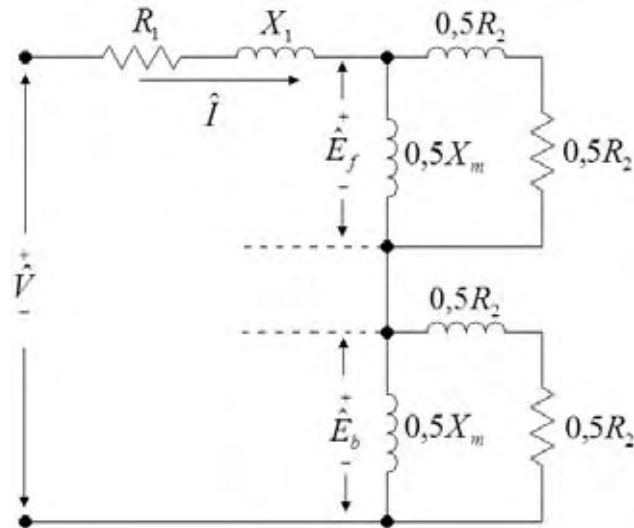


Figura 13 - Configuração da Figura 12 modificada para realçar a equivalência dos campos girantes duplos (FITZGERALD, 2006 adaptado).

Com o rotor em movimento, o motor irá operar com um escorregamento s segundo a equação (3.4).

$$s = \frac{n_f - n}{n_f} = 1 - \frac{n}{n_f} \quad (3.4)$$

Onde n_f representa a velocidade do campo girante direto. A equação (3.5) representa o escorregamento s_b em relação ao campo reverso (DEL TORO, 1994).

$$s_b = 2 - s \quad (3.5)$$

Associando-se os escorregamentos s e s_b com os parâmetros da Figura 13 obtém-se o circuito equivalente do motor de indução monofásico operando no escorregamento s apresentado na Figura 14 (DEL TORO, 1994).

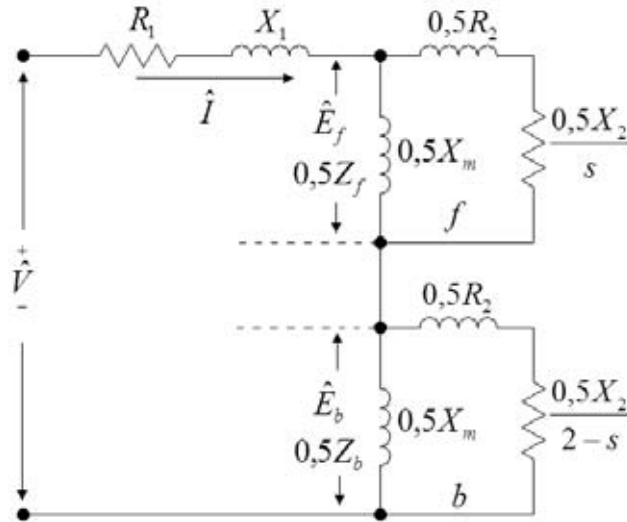


Figura 14 – Circuito equivalente do motor de indução monofásico operando num escorregamento s , baseado na teoria de campo girante duplo (FITZGERALD, 2006 adaptado).

A impedância em função do escorregamento s relacionada ao campo girante direto é escrita da forma mostrada em (3.6):

$$\frac{Z_f}{2} = \frac{1}{2} \frac{jx_\phi \left(\frac{r_2}{s} + jx_2 \right)}{\frac{r_2}{s} + j(x_\phi + x_2)} \quad (3.6)$$

A impedância em função de s relacionada ao campo girante reverso é escrita da forma apresentada em (3.7):

$$\frac{Z_b}{2} = \frac{1}{2} \frac{jx_\phi \left(\frac{r_2}{2-s} + jx_2 \right)}{\frac{r_2}{2-s} + j(x_\phi + x_2)} \quad (3.7)$$

Pulsações no conjugado com o dobro da frequência do estator são produzidas pela interação entre as componentes direta e reversa que giram em sentidos opostos, cruzando-se com o dobro da velocidade síncrona (FITZGERALD, 2006).

3.1 CAMPO MAGNÉTICO EM MOTORES DE INDUÇÃO MONOFÁSICOS.

Em motores de indução polifásicos, a intensidade do campo girante não varia de forma considerável durante o movimento de rotação, podendo ser considerada como de amplitude constante ao longo do entreferro e representada por uma circunferência (VEINOTT, 1978). Esta condição pode ser demonstrada segundo a Figura 15a.

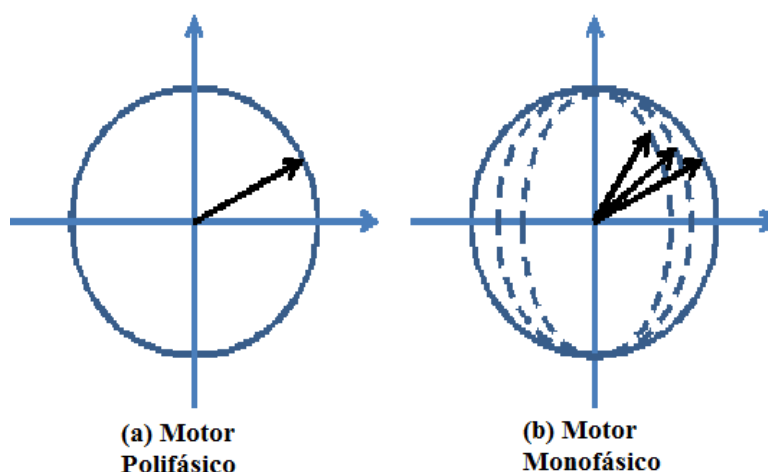


Figura 15 - Comparação dos campos girantes nos motores (a) polifásicos e (b) monofásicos (o autor).

A posição angular do vetor é representada em diversas posições (ângulos) e a intensidade do campo é representado pelo módulo do vetor campo magnético (VEINOTT, 1978). Em motores polifásicos, a linha imaginária traçada pelo extremo do vetor campo magnético é uma circunferência. Nos motores monofásicos esta linha imaginária tem a forma de uma elipse. Isso acontece porque a intensidade do campo depende da velocidade do motor uma vez que a tensão induzida durante a rotação do rotor depende desta velocidade. A magnitude do campo diminui com a redução da velocidade no eixo, assim, o campo resultante adquire a forma de uma elipse. Ao diminuir a velocidade do eixo, a elipse vai se “achatando” até o ponto em que o rotor fica completamente parado. Nesta condição de rotor parado o campo não é girante e sim pulsante.

3.2 MODELO EM REGIME PERMANENTE.

Nos motores monofásicos, após a partida o enrolamento auxiliar é desconectado, passando a uma operação com apenas o enrolamento principal alimentado pela fonte. Entretanto em motores elétricos monofásicos com capacitor permanente o enrolamento auxiliar não é desconectado após a partida, com comportamento semelhante ao dos motores de indução bifásicos desequilibrados. O desequilíbrio tem origem na diferença entre os enrolamentos, entre os módulos das correntes ou entre a defasagem das correntes. Desta forma existe uma interação entre os campos produzidos pelo enrolamento principal com os campos produzidos pelo enrolamento auxiliar, totalizando quatro campos girantes (GURU, 2001).

O enrolamento principal e o enrolamento auxiliar estão defasados de 90° elétricos no espaço. Isto implica que o fluxo produzido por um enrolamento não induz uma FMM no outro, ou seja, a ação “transformador” pode ser desprezada (GURU, 2001).

Os parâmetros reatância de fuga, reatância de magnetização e resistência do rotor referente ao enrolamento auxiliar podem ser expressos como uma função dos respectivos parâmetros do enrolamento principal e da relação de espiras (a) entre esses dois enrolamentos (GURU, 2001). A Figura 16 apresenta o circuito equivalente do motor de indução monofásico de capacitor permanente levando em conta os dois enrolamentos. A Figura 17 apresenta o circuito equivalente do motor de capacitor permanente de forma simplificada.

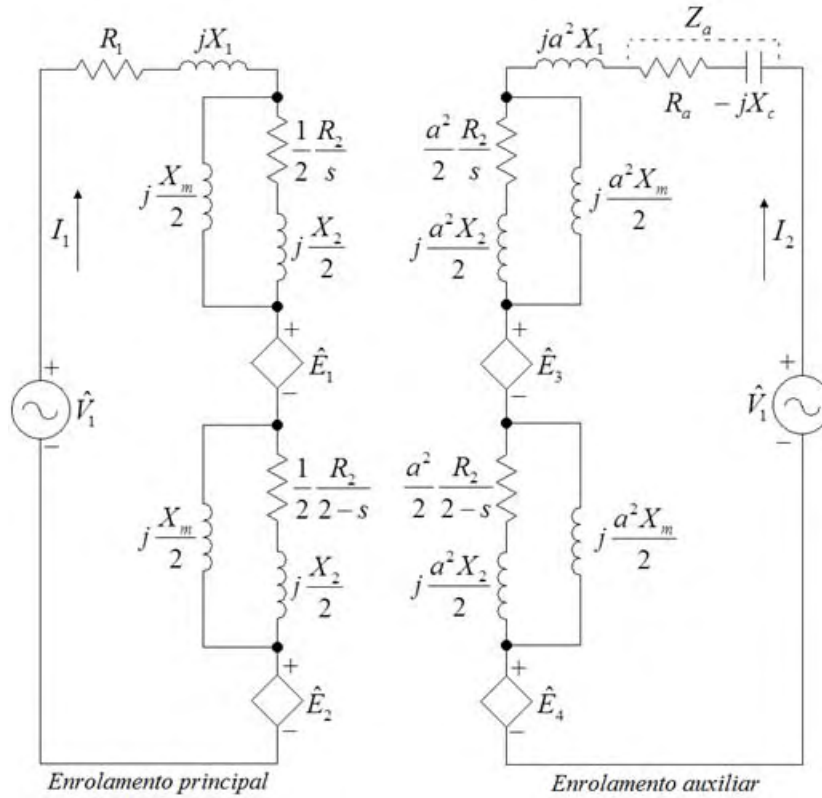


Figura 16 - Circuito equivalente do motor monofásico de capacitor permanente levando em consideração os dois enrolamentos (GURU, 2001 adaptado).

A força eletromotriz no enrolamento principal devido aos campos direto ou para frente $\hat{E}_{fm}$ e reverso ou para trás $\hat{E}_{bm}$ pode ser escrita da seguinte forma (GURU, 2001):

$$\hat{E}_{fm} = I_1 Z_f \quad (3.8)$$

$$\hat{E}_{bm} = I_1 Z_b \quad (3.9)$$

A força eletromotriz no enrolamento auxiliar devido aos campos para frente e para trás pode ser escrita da seguinte forma (GURU, 2001):

$$\hat{E}_{fa} = I_2 a^2 Z_f \quad (3.10)$$

$$\hat{E}_{ba} = I_2 a^2 Z_b \quad (3.11)$$

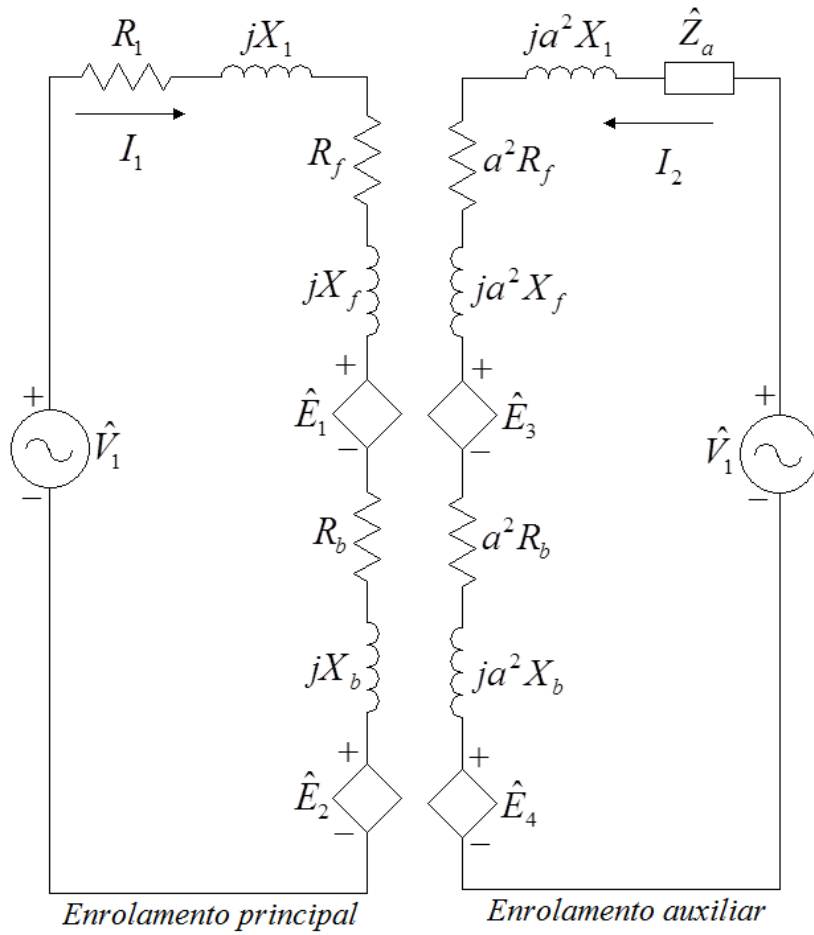


Figura 17 - Circuito simplificado do motor de capacitor permanente levando em conta os dois enrolamentos (GURU, 2001 adaptado).

Considerando o enrolamento principal está 90° elétricos adiantado do enrolamento auxiliar, a força eletromotriz (fem) induzida no enrolamento principal do campo girante “para a frente” do enrolamento auxiliar deve ficar 90° atrasada da fem induzida no enrolamento auxiliar. Além disso, a fem induzida no enrolamento principal está relacionada como fem do enrolamento auxiliar pela relação de espiras (a). Assim, a expressão da força eletromotriz pode ser escrita como (GURU, 2001):

$$\hat{E}_1 = -j \frac{1}{a} \hat{E}_{fa} = -jaI_2Z_f \quad (3.12)$$

Da mesma forma, a força eletromotriz produzida pelo campo girante “para trás” no enrolamento auxiliar deve estar defasada 90° elétricos e sua magnitude está relacionada com a relação de espiras (GURU, 2001).

$$\hat{E}_2 = j \frac{1}{a} \hat{E}_{ba} = jaI_2 Z_b \quad (3.13)$$

As forças eletromotrizes produzidas pelos campos para frente e para trás produzidas pelo enrolamento principal são (GURU, 2001):

$$\hat{E}_3 = jaI_1 Z_f \quad (3.14)$$

$$\hat{E}_4 = -jaI_1 Z_b \quad (3.15)$$

Aplicando a lei de Kirchhoff das tensões:

$$I_1(R_1 + jX_1) + \hat{E}_{fm} + \hat{E}_{bm} + \hat{E}_1 + \hat{E}_2 = \hat{V}_1 \quad (3.16)$$

$$I_2(Z_a + ja^2 X_1) + \hat{E}_{fa} + \hat{E}_{ba} + \hat{E}_3 + \hat{E}_4 = \hat{V}_1 \quad (3.17)$$

As expressões podem ser escritas da seguinte forma:

$$I_1 Z_{11} + I_2 Z_{12} = \hat{V}_1 \quad (3.18)$$

$$I_1 Z_{21} + I_2 Z_{22} = \hat{V}_1 \quad (3.19)$$

Onde:

$$Z_{11} = R_1 + Z_f + Z_b + jX_1 \quad (3.20)$$

$$Z_{12} = -ja(Z_f - Z_b) \quad (3.21)$$

$$Z_{21} = ja(Z_b - Z_f) \quad (3.22)$$

$$Z_{22} = Z_a + a^2(Z_f + Z_b + jX_1) \quad (3.23)$$

Assim:

$$I_1 = \frac{\hat{V}_1(Z_{22} - Z_{12})}{Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}} \quad (3.24)$$

$$I_2 = \frac{\hat{V}_1(Z_{11} - Z_{21})}{Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}} \quad (3.25)$$

As expressões apresentadas neste item permitem a análise em regime permanente do motor e são muito importantes para a análise de correntes, tensões e conjugados em condições específicas de operação e determinação de parâmetros do motor para simulação, entre outras. Em situações transitórias como a partida, variação de carga e observação de pulsação de conjugado é necessário um modelo dinâmico para análise do motor.

3.3 MODELO DINÂMICO

No motor monofásico de capacitor permanente existem dois enrolamentos deslocados de 90° no espaço, normalmente denominados de principal e auxiliar. Este tipo de construção é o mesmo da máquina elétrica bifásica e estes enrolamentos podem ser posicionados exatamente nos eixos direto (d) e quadratura (q), muito comum na análise de máquinas elétricas (KRAUSE, 1989). Como a fonte de alimentação é monofásica, o enrolamento auxiliar está ligado em série com um capacitor permanente para produção de uma corrente deslocada no tempo. Nos motores monofásicos o rotor utilizado é do tipo gaiola de esquilo.

Como os enrolamentos principal e auxiliar são defasados de 90° no espaço, para obter o campo rotativo é necessário que as correntes dos dois enrolamentos também estejam deslocadas no tempo, preferencialmente de um ângulo próximo de noventa graus. No motor de capacitor permanente, ambos os enrolamentos principal e auxiliar são conectados a mesma fonte de tensão e permanecem energizados durante sua operação. A defasagem, entre as correntes, é obtida pela inserção de um capacitor no enrolamento auxiliar e, por consequência, faz surgir um campo girante, uma vez que a corrente no

enrolamento auxiliar se adianta em relação ao principal. A presença permanente do capacitor também melhora as características da máquina, pois faz com que esta se aproxime do motor bifásico (TOMASELLI, 2004).

3.3.1 EQUAÇÕES DE TENSÃO DA MÁQUINA DE INDUÇÃO BIFÁSICA

Para se estudar o conjugado eletromagnético produzido pelo motor podem ser utilizadas duas formas de análise: pelo ponto de vista de circuitos acoplados e pelo de dois grupos de enrolamentos produzindo campos magnéticos no entreferro (TOMASELLI, 2004). Utilizando-se a primeira forma, o motor pode ser observado possuindo dois enrolamentos de estator em quadratura (S_1 e S_2) e dois enrolamentos de rotor em quadratura (R_1 e R_2), conforme apresentado na Figura 18.

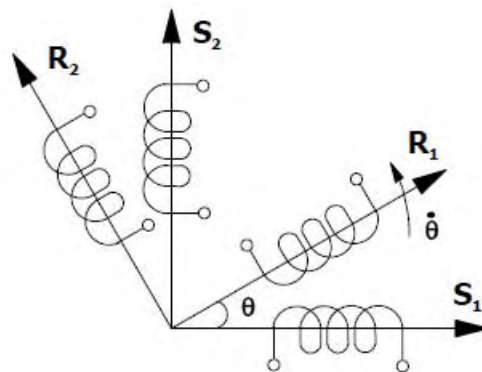


Figura 18 - Representação da máquina simétrica bifásica (TOMASELLI, 2004).

Algumas hipóteses necessitam ser aplicadas para a simplificação do modelo sem prejudicar a qualidade de suas respostas (VENKATA, 1964):

- Os enrolamentos são tratados como conjuntos de espiras concentrados sobre seus eixos magnéticos;
- A distribuição espacial da força magnetomotriz é senoidal em todos os enrolamentos.
- O rotor é do tipo gaiola de esquilo e pode ser tratado como um enrolamento simétrico com o mesmo número de fases do enrolamento do estator;

- As indutâncias próprias dos enrolamentos do rotor e do estator são independentes da posição relativa entre os enrolamentos do estator e do rotor;
- Os circuitos são considerados como sendo lineares com parâmetros dependentes do movimento relativo.
- A espessura do entreferro pode ser considerada constante durante todo o movimento do rotor;
- Os efeitos das perdas no núcleo, da saturação magnética, do efeito pelicular e das capacitâncias entre espiras são ignorados.

Os enrolamentos são distribuídos e encurtados de tal modo que as forças magnetomotrices (fmm) se distribuam senoidalmente ao longo do estator (Fitzgerald et al, 1986). A máquina possui rotor cilíndrico que é concêntrico ao estator, fazendo com que o entreferro seja constante. A relutância do circuito de ferro do estator e do rotor são desprezíveis frente à relutância do entreferro, de modo que toda a fmm pode ser considerada como sendo concentrada no entreferro. Também, com base nas considerações anteriores, pode-se afirmar que as indutâncias próprias dos enrolamentos do rotor e do estator são constantes.

Como o rotor gira, existe uma variação angular entre os eixos magnéticos do rotor e estator fazendo com que os fluxos concatenados mútuos variem. Logo, as indutâncias mútuas são dependentes da posição relativa do rotor. A indutância mútua possui um máximo positivo quando os eixos magnéticos estão alinhados e no mesmo sentido (por exemplo, em $\theta = 0$ ou 2π), e apresentam um valor máximo negativo quando os eixos magnéticos estão alinhados e em sentidos contrários (por exemplo: $\theta = \pm\pi$). Do mesmo modo, o fluxo concatenado é nulo quando os eixos magnéticos estão defasados de $\pi/2$. Logo pode impor uma variação senoidal em função da posição do rotor (θ) de acordo com a expressão dada por:

$$M(\theta) = M_{\max} \cos(\theta) \quad (3.26)$$

Nos enrolamentos do estator o fluxo total é a soma do fluxo produzido pelo enrolamento do estator mais o fluxo produzido pelo enrolamento do rotor. Assim, a Figura 19 faz a representação das bobinas concentradas sobre os

eixos magnéticos do motor bifásico. Percebe-se que os enrolamentos estão noventa graus defasados no espaço. Então, pode-se escrever:

$$M_{S1R1} = M \cos \theta \quad (3.27)$$

$$M_{S1R2} = M_1 \cos\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right) = -M_1 \text{sen} \theta \quad (3.28)$$

$$M_{S2R1} = M_2 \cos\left(\frac{\pi}{2} - \theta\right) = M_2 \text{sen} \theta \quad (3.29)$$

$$M_{S2R2} = M_2 \cos \theta \quad (3.30)$$

As indutâncias mútuas entre os enrolamentos do estator são nulas, pois os enrolamentos estão em quadratura no espaço, o mesmo ocorre para os enrolamentos do rotor. A relação entre os fluxos concatenados (λ) e correntes estatóricas e rotóricas (SIMONE, 1999) considerando-se que os enrolamentos do estator são diferentes entre si e que os enrolamentos do rotor são idênticos podem ser expressos por:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{S1} \\ \lambda_{S2} \\ \lambda_{R1} \\ \lambda_{R2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{S1} & 0 & M_1 \cos \theta & -M \text{sen} \theta \\ 0 & L_{S2} & M_2 \text{sen} \theta & M_2 \cos \theta \\ M_1 \cos \theta & M_2 \text{sen} \theta & L_R & 0 \\ -M_1 \text{sen} \theta & M_2 \cos \theta & 0 & L_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{S1} \\ i_{S2} \\ i_{R1} \\ i_{R2} \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

As tensões nos terminais da máquina são dadas pela soma das quedas de tensão nas resistências dos enrolamentos (R) e pela lei de Faraday (Simone, 1999). Portanto:

$$\begin{bmatrix} V_{S1} \\ V_{S2} \\ V_{R1} \\ V_{R2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{S1} + pL_{S1} & 0 & pM_1 \cos \theta & -pM_1 \text{sen} \theta \\ 0 & R_{S2} + pL_{S2} & pM_2 \text{sen} \theta & pM_2 \cos \theta \\ pM_1 \cos \theta & pM_2 \text{sen} \theta & R_R + pL_R & 0 \\ -pM_1 \text{sen} \theta & pM_2 \cos \theta & 0 & R_R + pL_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{S1} \\ i_{S2} \\ i_{R1} \\ i_{R2} \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

Onde p é o operador d/dt .

O conjugado (T) total produzido por uma máquina é a soma dos conjugados de relutância e eletromagnéticos (Simone, 1999). Como se trata de uma máquina tipo “gaiola de esquilo”, não se têm conjugados de relutância consideráveis ($dL_i/d\theta = 0$), pois o rotor é cilíndrico e o entreferro é considerado constante. Assim:

$$T_{ins} = \sum i_i i_j \frac{dM_{ij}(\theta)}{d\theta} \quad (3.33)$$

Como existem quatro componentes de conjugado relacionadas aos quatro enrolamentos, a expressão fica:

$$T_{ins} = -M_1 i_{S1} (i_{R1} \sin \theta + i_{R2} \cos \theta) + M_2 i_{S2} (i_{R1} \cos \theta - i_{R2} \sin \theta) \quad (3.34)$$

A dependência da indutância mútua em relação ao deslocamento angular do rotor faz com que as equações sejam funções de duas variáveis (tempo e espaço), o que implica em um aumento na dificuldade ao se analisar a máquina. Utilizando-se a transformação $dq0$ (KRAUSE, 1989) pode-se simplificar a análise numérica para um novo modelo onde os enrolamentos estão posicionados nos eixos d e q como apresentado na Figura 19. Nesta transformação os referenciais podem ser o estator, o rotor ou o campo girante. Neste trabalho, para algumas demonstrações é utilizado o referencial do estator.

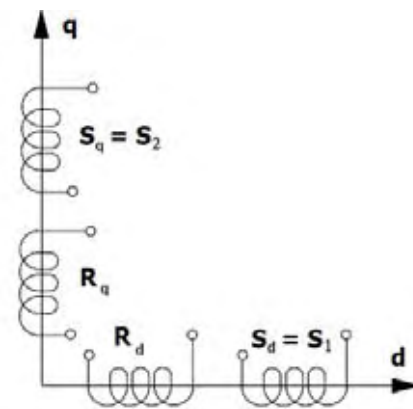


Figura 19 - Máquina monofásica observada nos eixos dq (TOMASELLI, 2004).

Na transformação $dq0$ as o motor monofásico é descrito pela expressão matricial dada por:

$$\begin{bmatrix} V_{Sd} \\ V_{Sq} \\ \hline V_{Rd} \\ V_{Rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{S1} + pL_{S1} & 0 & pM_1 & 0 \\ 0 & R_{S2} + pL_{S2} & 0 & pM_2 \\ \hline pM_1 & M_2 \dot{\theta} & R_R + pL_R & L_R \dot{\theta} \\ -M_1 \dot{\theta} & pM_2 & -L_R \dot{\theta} & R_R + pL_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Sd} \\ i_{Sq} \\ \hline i_{Rd} \\ i_{Rq} \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

Para o rotor tipo gaiola de esquilo, as tensões de rotor serão nulas, uma vez que suas barras estão fechadas na forma de um curto-circuito por anéis de material condutor colocados em suas extremidades. Na transformação $dq0$ o conjugado eletromagnético instantâneo é dado pela expressão:

$$T_e = M_2 i_{Sq} i_{Rd} - M_1 i_{Sd} i_{Rq} \quad (3.36)$$

3.3.2 MODELO DO MOTOR MONOFÁSICO NO AMBIENTE MATLAB

Com base no modelo dinâmico da máquina, diversos programas podem ser utilizados para simular o sistema de equações diferenciais que regem a operação do motor monofásico com dois enrolamentos em operação (bifásico). Entre os programas mais utilizados está o conjunto Matlab/Simulink, que tem grande utilização no meio acadêmico e que foi utilizado neste trabalho para a realização das simulações. O Simulink possui uma *ToolBox* (conjunto de aplicativos especializados) para a simulação de máquinas elétricas de diferentes tipos, entre elas a máquina monofásica, denominada de SimPowerSystems. A Figura 20 apresenta o bloco referente ao motor monofásico, que apresenta as entradas para a fonte de alimentação, para o torque mecânico da carga (T_m) e a saída de resultados (m).

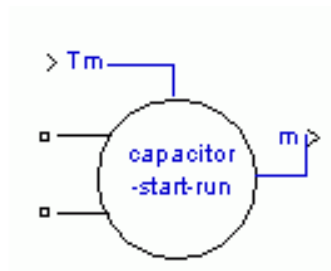


Figura 20 - Bloco do Simulink para Motores Monofásicos (MATLAB/SIMULINK).

As características do motor a ser simulado podem ser fornecidas por meio de uma janela de entrada de parâmetros na qual são solicitados dados como potência, tensão, número de polos, frequência, resistência e reatâncias, entre outros. A Figura 21 apresenta a janela de entrada de dados do motor.

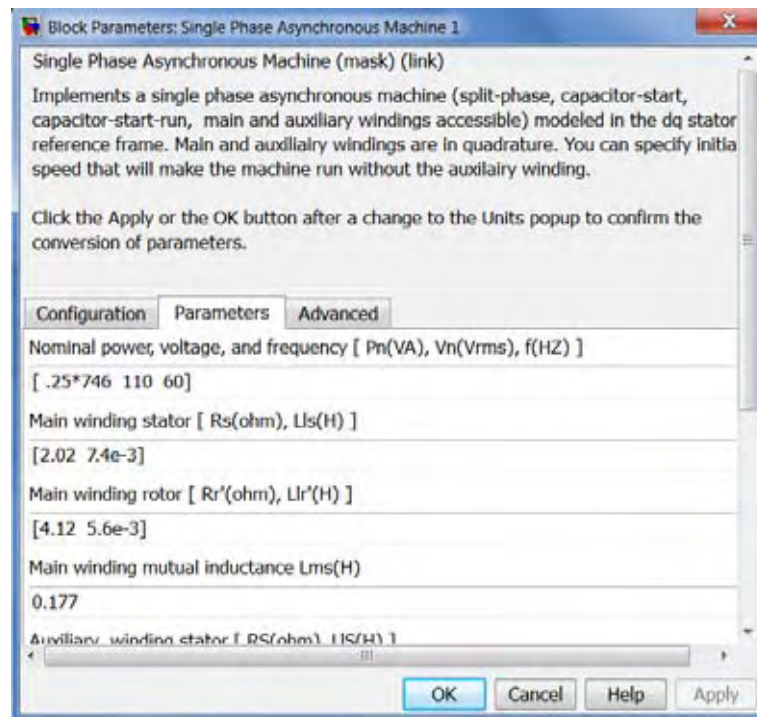


Figura 21 - Janela de entrada de dados do bloco motor monofásico (MATLAB/SIMULINK).

Os programas de simulação são feitos com associações de blocos como: motor, fonte, carga, medidores e indicadores numéricos e gráficos. A Figura 22 mostra um programa típico do Simulink com fontes de alimentação, medidores e visualizadores de gráficos.

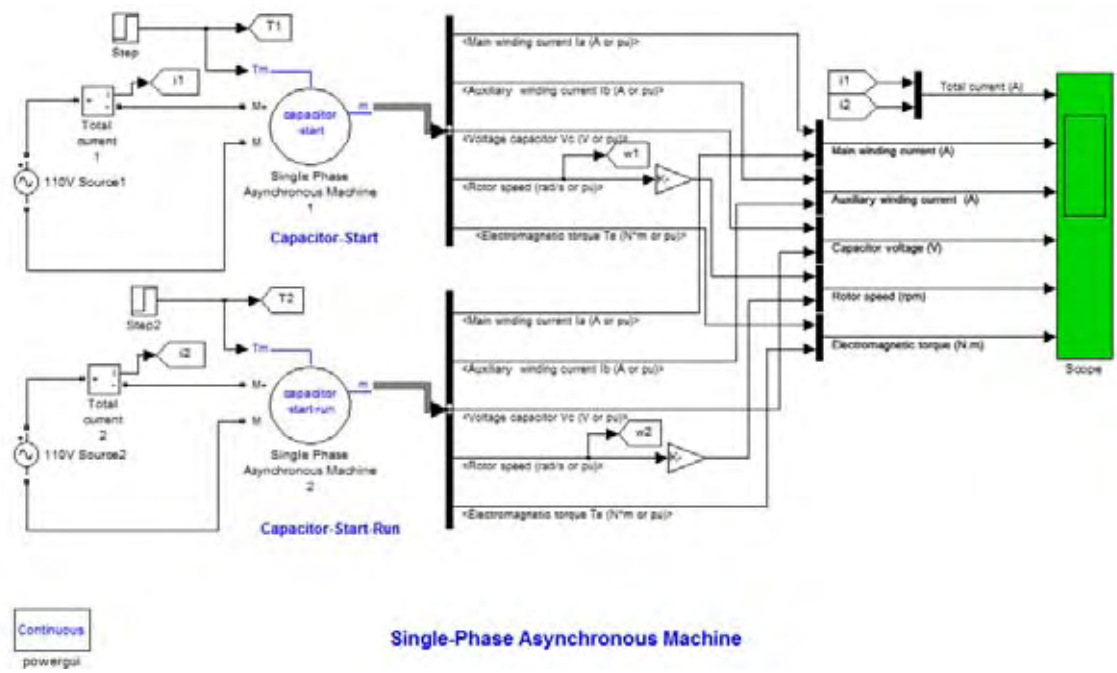


Figura 22 - Programa Simulink com Motor Monofásico (MATLAB/SIMULINK).

CAPÍTULO 04

4 PULSAÇÕES DE CONJUGADO EM MOTORES MONOFÁSICOS

Nos motores monofásicos, a alimentação através de uma única fase ocasiona uma operação com pulsação de conjugado com frequência dupla em relação à da alimentação. Nos motores de motor monofásico de capacitor permanente, como os dois enrolamentos operam continuamente alimentados, a pulsação pode ser atenuada, de acordo com o projeto de cada máquina, sendo tanto menor quanto mais próxima for sua operação de um motor bifásico equilibrado.

A potência de entrada de um motor monofásico tem característica pulsante, e pode ser obtida através do produto entre corrente elétrica de entrada e tensão (Simone, 1999).

$$v = \sqrt{2}V\text{sen}\omega t \quad (4.1)$$

A corrente elétrica pode ser escrita de forma análoga, da seguinte forma:

$$i = \sqrt{2}I\text{sen}(\omega t - \theta) \quad (4.2)$$

Realizando o produto entre corrente e tensão, obtém-se a seguinte expressão:

$$S = 2VI\text{sen}\omega t.\text{sen}(\omega t - \theta) \quad (4.3)$$

A expressão (4.3) pode ser decomposta em duas expressões como apresentado em (4.4) e (4.5):

$$S = \frac{2VI}{2} [\cos(\omega t - \omega t + \theta) - \cos(\omega t + \omega t - \theta)] \quad (4.4)$$

$$S = VI[\cos \theta - \cos(2\omega t - \theta)] \quad (4.5)$$

Na expressão (4.5) o primeiro termo cossenoidal representa a potência ativa do sistema, já o segundo termo representa uma pulsação com o dobro da frequência de alimentação do sistema cujo valor máximo é resultado do produto entre a tensão RMS e a corrente RMS e é independente do fator de potência (SIMONE, 1999). A Figura 23 representa as formas de onda de tensão, corrente e potência nos motores monofásicos.

O valor máximo positivo da pulsação pode ser obtido de acordo com a expressão (4.6):

$$S_{ma} = (1 + \cos \theta).V.I \quad (4.6)$$

O valor máximo negativo da pulsação pode ser observado na forma da expressão (4.7):

$$S_{mi} = (1 - \cos \theta).V.I \quad (4.7)$$

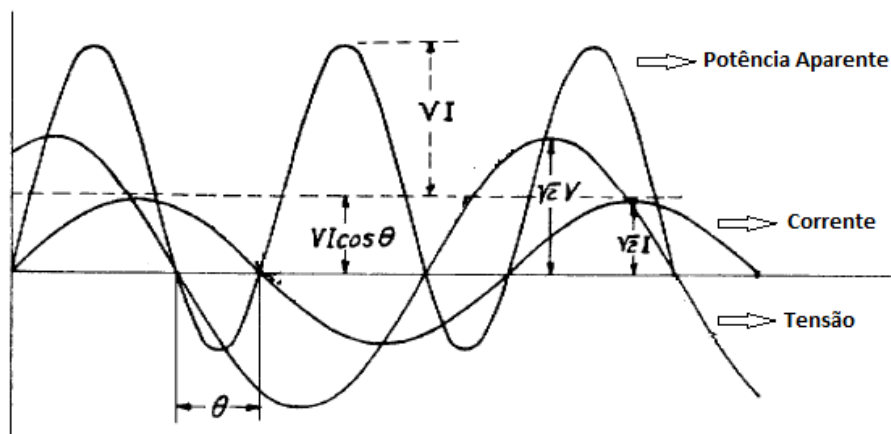


Figura 23 - Tensão, corrente e potência em motores monofásicos (KIMBALL, 1924 adaptado).

4.1 FLUXO DE ENERGIA EM MOTORES MONOFÁSICOS

Uma vez que a energia de entrada em motores monofásicos tem a característica pulsante e carga no eixo do motor é constante, a energia deve ser armazenada nos picos e liberada nas depressões. Desta forma se faz necessário uma grande capacidade de armazenamento de energia e a energia armazenada deve aumentar com a carga. A pulsação no torque do motor monofásico tem características correspondentes à energia de entrada no motor. Desta forma a velocidade no eixo varia continuamente refletindo em variações no torque do motor (KIMBALL, 1924). A Figura 24 demonstra a velocidade angular e o torque em função do tempo.

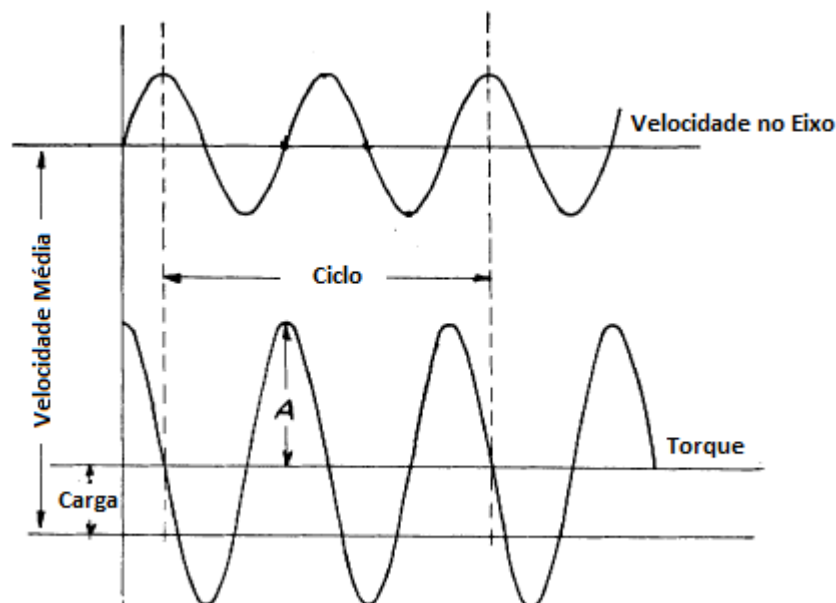


Figura 24 - Velocidade angular e Torque como função do tempo (KIMBALL, 1924 adaptado).

CAPÍTULO 05

5 MATERIAIS E MÉTODOS.

Com o propósito de se observar o comportamento da pulsação de conjugado no motor de indução monofásico produzida pela alimentação não senoidal foi construída uma bancada para a realização dos ensaios. Os principais componentes da banca são: fonte de tensão programável Pacific Power AMX, Placa de aquisição de dados NI-DAQ6009, motor monofásico de 1/4cv. O esquema da bancada pode ser observado na Figura 25:

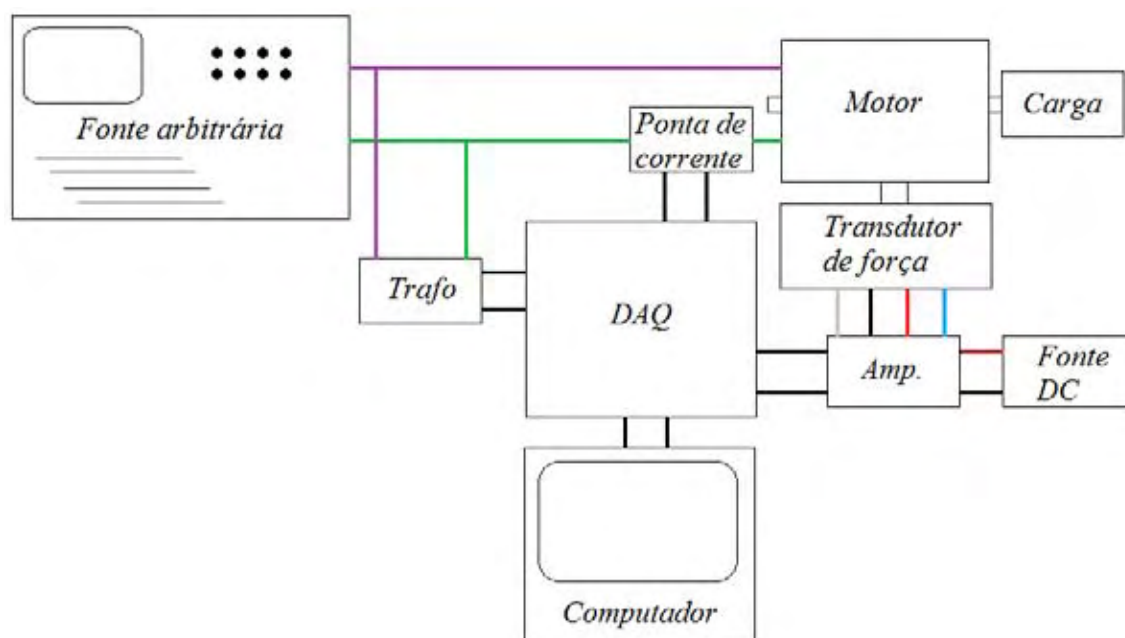


Figura 25 - Esquema da bancada utilizada nos ensaios (o autor).

5.1 FONTE DE TENSÃO PROGRAMÁVEL PACIFIC POWER 360AMX-UPC32.

A fonte de tensão programável é um equipamento que tem a capacidade de fornecer tensão elétrica com o conteúdo harmônico pré-definido pelo seu operador. Nos ensaios realizados a fonte de tensão programável Pacific Power AMX teve a função de fornecer uma tensão com conteúdo harmônico específico para a alimentação do motor monofásico. A fonte utilizada é

composta por dois módulos (mestre e escravo) que juntos oferecem uma potência de saída de até 12 kVA e frequência de saída de até 5kHz. A Figura 26 apresenta uma foto do módulo principal da fonte utilizada.

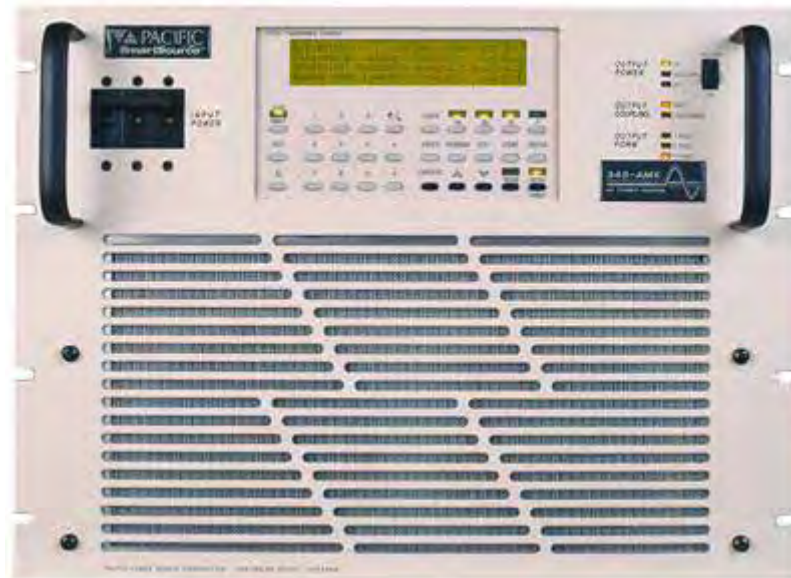


Figura 26 - Fonte de tensão programável Pacific Power 360AMX-UPC32
(www.powerlabsolutions.com.br).

5.2 PLACA DE AQUISIÇÃO DE DADOS NI-DAQ6009.

A placa de aquisição de dados é um equipamento responsável pela interface com o computador. Ela tem a função de transformar sinais elétricos de tensão em dados que podem ser analisados por meio do software LABVIEW. A Figura 27 apresenta a foto da placa de aquisição de dados utilizada nos ensaios.



Figura 27 - Placa de aquisição de dados modelo NI-DAQ6009 utilizada nos ensaios (sine.ni.com).

Nos ensaios realizados, a placa de aquisição de dados foi responsável por realizar a leitura dos níveis de tensão na entrada do motor, pela leitura da ponta de corrente e pela leitura do transdutor de força. A placa tem as características mostradas na Tabela 1.

Tabela 1 - Características da placa de aquisição de dados.

Canais	4 , 8
Canais single-ended	8
Canais diferenciais	4
Resolução	14 bits
Taxa de amostragem	48 kS/s
Throughput (todos os canais)	48 kS/s
Tensão máxima	10 V
Faixa máxima de tensão	-10 V - 10 V
Exatidão na faixa máxima de tensão	7.73 mV
Faixa mínima de tensão	-1 V - 1 V
Exatidão na faixa mínima de tensão	1.53 mV
Quantidade de faixas	8
Amostragem simultânea	Não
Memória on-board	512 bytes

5.3 MOTOR MONOFÁSICO DE CAPACITOR PERMANENTE.

O motor utilizado nos ensaios é de ¼ CV, 220V, 60 Hz, 6 polos, comumente encontrado em aparelhos de ar condicionado de 18000BTU,. Neste tipo de aplicação o motor opera por várias horas por dia em instalações não industriais como bancos, escolas e prédios comerciais, sujeitos a distorção de tensão. Nos ensaios realizados, o motor foi submetido a uma alimentação com conteúdo harmônico variado. O objetivo desta alimentação foi o de

analisar o comportamento das pulsações do conjugado do motor quando submetido a essas condições. O motor foi colocado numa estrutura que o prende pelo eixo deixando sua carcaça livre para se movimentar. As pulsações se manifestam no motor na forma de reação da carcaça ao movimento do eixo. Está movimentação é transmitida ao transdutor de força. A Tabela 2 apresenta os dados de placa do motor ensaiado. A Figura 28 apresenta a foto do motor utilizado nos ensaios montado sob a estrutura descrita.



Figura 28 - Motor utilizado nos ensaios (o autor).

Tabela 2 - Dados de placa do motor ensaiado.

Tensão nominal	220V
Corrente nominal	1,5 A
Potência	$\frac{1}{4}$ cv
Número de pólos	6
Frequência	60 Hz
Valor do capacitor	4 μ F

5.4 TRANSDUTOR DE FORÇA.

Para as medições de pulsações de conjugado foi utilizado um transdutor de força modelo U9B da empresa HBM. A Figura 29 apresenta a foto do transdutor utilizado nos ensaios. A Tabela 3 apresenta as características do transdutor de força utilizado nos ensaios.



Figura 29 - Célula de carga (www.hbm.com).

O transdutor de força modelo U9B possui as seguintes características:

- Construído de aço inoxidável;
- Tecnologia *strain gauge*;
- Realiza medições de tração e compressão.

Tabela 3 - Características do transdutor de força.

Modelo	U9B
Força máxima	500N
Classe de exatidão	0,5
Erro de sensibilidade relativa	$\leq \pm 0,5\%$
Tensão de alimentação	0,5-12 V
Temperatura nominal de operação	-10 a +70°C
Frequência fundamental de ressonância	15,5 kHz
Resistência de saída	<350Ω

O transdutor foi ligado à carcaça do motor através de um braço mecânico com o objetivo de ser observar o comportamento das oscilações no motor monofásico sob a influência de tensões distorcidas. O comprimento do braço é de 10,5 cm, comprimento este medido do centro do eixo até o final do braço. A Figura 30 mostra a ligação entre a carcaça do motor e o transdutor de força.



Figura 30 - Ligação entre a carcaça do motor e a célula transdutor de força (o autor).

5.5 AMPLIFICADOR PARA TRANSDUTORES STRAIN GAUGE.

Para a alimentação e adequação dos sinais fornecidos pelo transdutor de força foi utilizado nos ensaios o amplificador modelo RM4220 da empresa HBM. A Figura 31 apresenta o amplificador utilizado nos ensaios.



Figura 31 - Amplificador para transdutores strain gauge (www.hbm.com).

A alimentação do amplificador foi realizada por meio de uma fonte DC ajustável de 0-30V/5A. A Tabela 4 apresenta as especificações do amplificador utilizado.

Tabela 4 – Especificações do amplificador para transdutor de força strain gauge.

Modelo	RM4220
Classe de precisão	0,1
Ajuste de zero (87Ω)	$\pm 2,0$ mV/V
Amplificação Máxima	8500
Amplificação Mínima	80
Sinal de saída	-10 a 10V
Frequência de saída	0-1kHz

Os sinais fornecidos pelo amplificador foram enviados à placa de aquisição de dados.

5.6 PONTA DE CORRENTE DE EFEITO HALL

As leituras de corrente foram realizadas por meio da utilização de uma ponta de corrente de efeito hall. A Figura 32 apresenta uma foto da ponta de corrente A622 da Tektronix, modelo utilizado nos ensaios.



Figura 32 - Ponta de corrente de efeito Hall modelo A622 da empresa Tektronix (www.tektronix.com).

A ponta de corrente apresenta as características descritas na Tabela 5:

Tabela 5 - Especificações da ponta de corrente.

Frequência de operação	0 – 100 KHz
Máxima corrente (valor de pico)	100 A
Saída	10 mV/A 100 mV/A
Diâmetro máximo do condutor	11,8 mm
Tensão de isolamento	600 V (CAT II I)
Frequência	DC-100kHz

5.7 TRATAMENTO DOS DADOS AQUISITADOS

Os dados provenientes dos ensaios foram tratados utilizando o ambiente gráfico da National Instruments, LabVIEW 2011. Por meio deste recurso foi possível criar gráficos que traduzem o perfil da tensão aplicada ao motor, corrente e conjugado sob as condições sugeridas pelo trabalho. Além dos gráficos, foi possível analisar o espectro de cada uma destas grandezas. A Figura 33 apresenta o diagrama de blocos do *Virtual Instruments* (VI) criado para o tratamento dos dados. A Figura 33 apresenta a tela de observação dos resultados. A taxa de aquisição utilizada no VI foi de 15,36 KS/s.

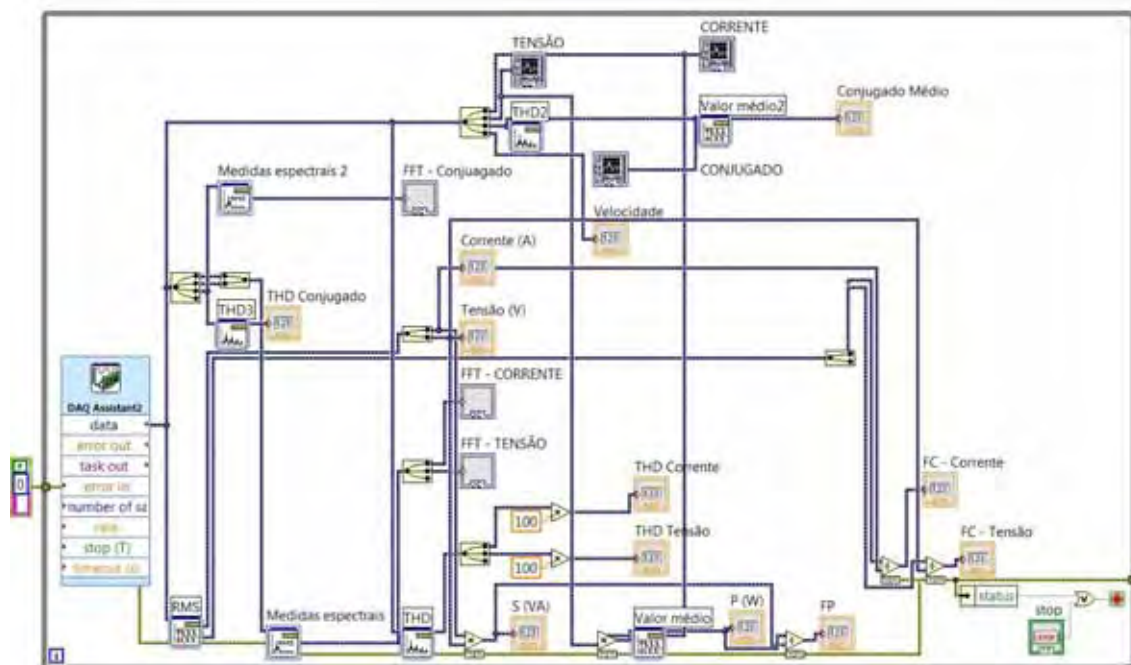


Figura 33 - Diagrama de blocos do instrumento virtual utilizado nos ensaios.

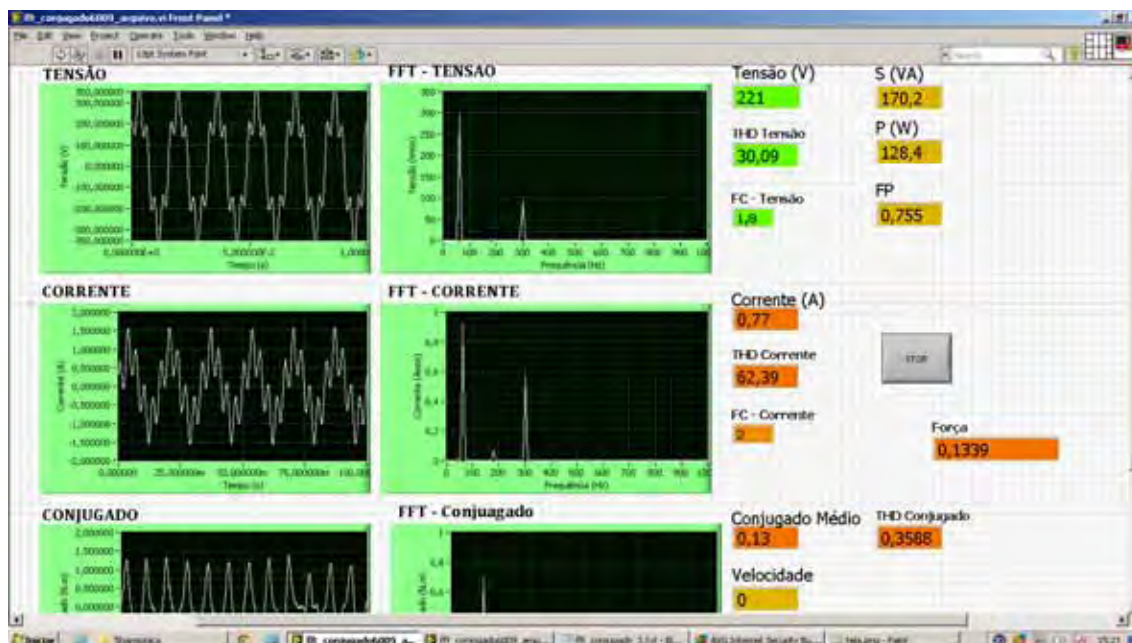


Figura 34 - Tela de apresentação de resultados do instrumento virtual utilizado nos ensaios.

5.7 METODOLOGIA

Para observar o comportamento das pulsações de conjugado e o perfil da corrente elétrica em motores monofásicos de capacitor permanente quando alimentados por tensões distorcidas foram realizados ensaios e simulações numéricas em quatro situações diferentes de conteúdo harmônico na tensão elétrica. O objetivo foi coletar os dados de ensaios e compará-los com os resultados obtidos por meio de simulações desenvolvidas nas mesmas condições que dos ensaios.

O primeiro ensaio foi realizado com a tensão elétrica senoidal. Para garantir o sinal senoidal de tensão foi utilizada a fonte arbitrária AMX 360. Posteriormente, foi realizada uma simulação com as mesmas condições que o ensaio realizado através de modelo existente no Matlab/Simulink. Os resultados obtidos numericamente foram comparados com os resultados observados no experimento.

Em um segundo ensaio foi adicionado 30% de terceira harmônica ao sinal fundamental de tensão. Paralelo a este ensaio realizou-se uma simulação em que o motor simulado foi submetido às mesmas condições que o motor ensaiado. Os resultados obtidos no ensaio e na simulação foram comparados posteriormente.

O procedimento do terceiro e quarto experimentos são análogos ao do segundo experimento, porém nestes casos foi utilizado um conteúdo de 30% de quinta harmônica e 30% de sétima harmônica na tensão, respectivamente. Os resultados obtidos no terceiro e quarto experimentos foram comparados com os resultados obtidos em suas respectivas simulações.

O valor do conteúdo harmônico nos ensaios foi escolhido com o objetivo de representar um ambiente com elevada distorção harmônica e caracterizar sua influência na pulsação de conjugado.

CAPÍTULO 06

6 ENSAIOS E SIMULAÇÕES

Neste capítulo serão descritas as simulações e os ensaios realizados em laboratório. Também é apresentado o cálculo dos parâmetros do motor. Após a apresentação dos valores experimentais e numéricos, os resultados de ambos serão comparados e analisados.

6.1 LEVANTAMENTO DOS PARÂMETROS DO MOTOR

Para a realização das simulações foi necessário levantar os parâmetros do motor segundo seu circuito elétrico equivalente. Os parâmetros foram obtidos com base no método clássico que consiste basicamente em ensaiar o motor com o rotor bloqueado e com o motor em vazio.

6.1.1 ENSAIO COM O ROTOR BLOQUEADO

O ensaio com o rotor bloqueado é realizado em duas etapas: A primeira etapa consiste em alimentar o motor com o enrolamento auxiliar aberto. A tensão de alimentação vai sendo ajustada até que a corrente atinja o seu valor nominal. Neste ensaio são observados os valores de tensão, corrente e potência. A Figura 35 representa o ensaio com o rotor bloqueado.

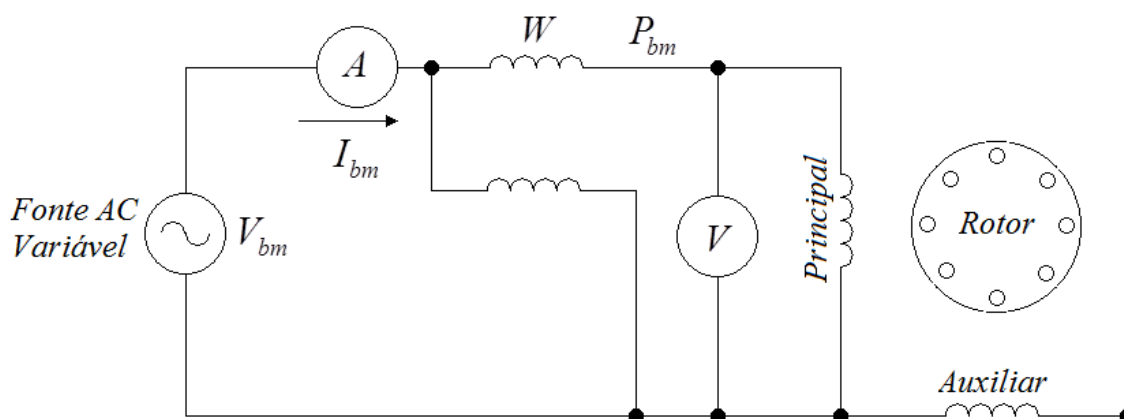


Figura 35 - Esquema do ensaio com o rotor bloqueado e enrolamento auxiliar aberto (GURU, 2011 adaptado).

A segunda etapa do ensaio com rotor bloqueado consiste em alimentar o motor com o enrolamento principal aberto. A tensão vai sendo ajustada ate que a corrente atinja o seu valor nominal no enrolamento auxiliar. Neste ensaio são observados os valores de tensão, corrente e potência.

6.1.1.1 ENROLAMENTO AUXILIAR ABERTO

Os valores de V_{bm} , I_{bm} e P_{bm} são obtidos por meio do ensaio do motor com o rotor bloqueado e o enrolamento auxiliar aberto. A Figura 36 representa o circuito equivalente do motor para o ensaio com o rotor bloqueado e enrolamento auxiliar aberto. O valor da impedância Z_{bm} é calculado segundo a expressão (6.1):

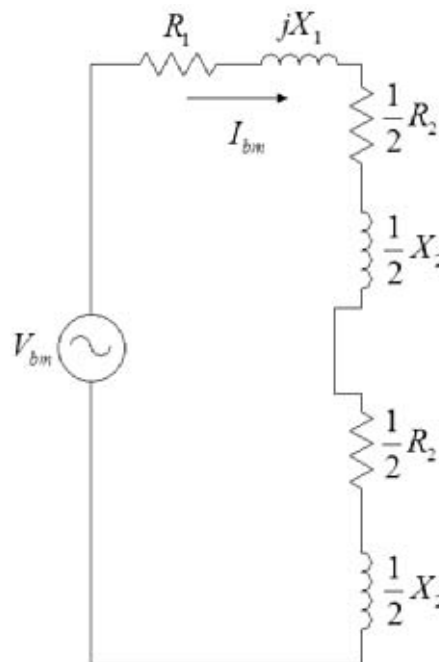


Figura 36 - Circuito equivalente do motor para o ensaio com o rotor bloqueado e enrolamento auxiliar aberto (GURU, 2011 adaptado).

$$Z_{bm} = \frac{V_{bm}}{I_{bm}} \quad (6.1)$$

A resistência do circuito é calculada segundo a expressão (6.2):

$$R_{bm} = \frac{P_{bm}}{I_{bm}^2} \quad (6.2)$$

A reatância do circuito é calculada segundo a expressão (6.3):

$$X_{bm} = \sqrt{Z_{bm}^2 - R_{bm}^2} \quad (6.3)$$

A partir do circuito equivalente da Figura 36, obtêm-se as expressões (6.4) e (6.5):

$$R_{bm} = R_1 + R_2 \quad (6.4)$$

$$X_{bm} = X_1 + X_2 \quad (6.5)$$

Uma vez que a resistência do enrolamento principal pode ser avaliada através de medição direta e correção para a frequência do ensaio, a expressão (6.4) pode ser reescrita na forma da expressão (6.6):

$$R_2 = R_{bm} - R_1 \quad (6.6)$$

Assumindo que X_1 e X_2 são iguais na expressão (6.5), obtém-se a expressão (6.7):

$$X_1 = X_2 = \frac{1}{2} X_{bm} \quad (6.7)$$

6.1.1.2 ENROLAMENTO PRINCIPAL ABERTO

De maneira análoga ao ensaio com o enrolamento auxiliar aberto, obtém-se os valores P_{ba} , V_{ba} e I_{ba} por meio do ensaio com o rotor bloqueado e

enrolamento principal aberto. A resistência do enrolamento auxiliar é calculada segundo a expressão (6.8):

$$R_{ba} = \frac{P_{ba}}{I_{ba}^2} \quad (6.8)$$

A resistência do rotor é calculada segundo a expressão (6.9):

$$R_{2a} = R_{ba} - R_a \quad (6.9)$$

Onde R_a é a resistência associada ao capacitor. A relação de espiras é calculada segundo a expressão (6.10):

$$a = \sqrt{\frac{R_{2a}}{R_2}} \quad (6.10)$$

6.1.2 ENSAIO COM O MOTOR EM VAZIO

O ensaio com o motor em vazio consiste basicamente em alimentar o motor com tensão nominal e com o enrolamento auxiliar aberto. Neste ensaio são observados os valores de tensão, corrente e potência. A Figura 37 representa o circuito equivalente do motor para o ensaio em vazio.

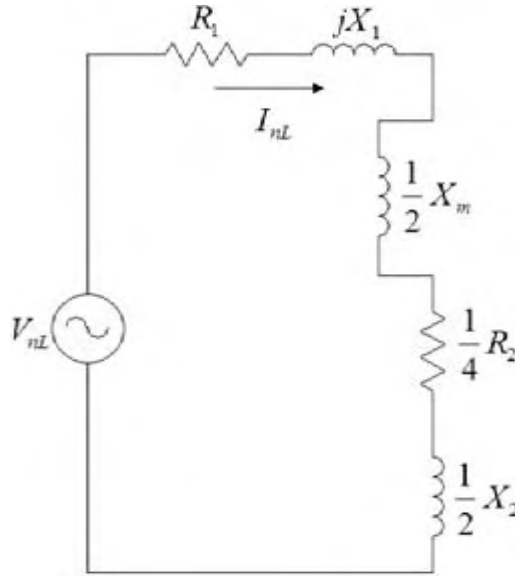


Figura 37 - Circuito equivalente do motor para o ensaio em vazio (GURU, 2011 adaptado).

A reatância do circuito pode ser calculada segundo a expressão (6.11):

$$X_{nL} = \sqrt{Z_{nL}^2 - R_{nL}^2} \quad (6.11)$$

A expressão (6.12) é obtida de acordo com a Figura 37:

$$X_{nL} = X_1 + \frac{1}{2}X_m + \frac{1}{2}X_2 \quad (6.12)$$

$$X_1 = X_2 = \frac{1}{2}X_{bm} \quad (6.13)$$

$$X_1 + \frac{1}{2}X_2 = \frac{3}{4}X_{bm} \quad (6.14)$$

A reatância de magnetização é obtida segundo a expressão (6.15):

$$X_m = 2X_{nL} - \frac{3}{2}X_{bm} \quad (6.15)$$

As perdas rotacionais são calculadas por meio da expressão (6.16):

$$P_r = P_{nL} - I_{nL}^2 \left(R_1 + \frac{1}{4} R_2 \right) \quad (6.16)$$

6.2 VALORES REFERENTES AO MOTOR ENSAIADO

Para a realização das simulações no ambiente SIMULINK foi necessário realizar os ensaios com o rotor bloqueado e em vazio. Os ensaios permitiram realizar o levantamento dos seguintes dados apresentados na Tabela 6:

Tabela 6 - Valores obtidos nos ensaios para levantamento de parâmetros do motor.

Principal	V (V)	I (A)	P (W)	n (rpm)
Vazio	220	1,16	90	1190
Bloqueado	97,6	1,21	90	0
Auxiliar	V (V)	I (A)	P (W)	n (rpm)
Vazio	221,5	0,23	50	1180
Bloqueado	222,3	0,92	160	0

Substituindo os valores apresentados na Tabela 6 foi possível calcular por meio das expressões anteriores os parâmetros do motor. A Tabela 6 apresenta os valores obtidos nos cálculos:

Tabela 7 - Parâmetros do Motor de Laboratório.

Parâmetro	Valor
R1	25.90 Ω
R2	35.57 Ω
L1	0.069266 H
L2	0.069266 H
Lm	0.837607 H
A	1.64
RS	92.80 Ω
Lls	0.399218 H

6.3 ENSAIOS E SIMULAÇÕES REALIZADAS

6.3.1 CONJUGADO COM TENSÃO SENOIDAL (1ª CONDIÇÃO)

Este primeiro ensaio foi realizado com o objetivo de observar o comportamento do conjugado do motor quando alimentado por uma tensão

senoidal. É o ensaio que caracteriza a “referência de operação”, uma vez que os demais são comparados com esta condição ideal. O motor foi alimentado pela fonte geradora de sinais arbitrários. Os gráficos que traduzem o perfil da tensão elétrica, corrente elétrica, pulsações de conjugado, bem como suas respectivas análises espectrais são mostrados nas Figura 38 a Figura 44:

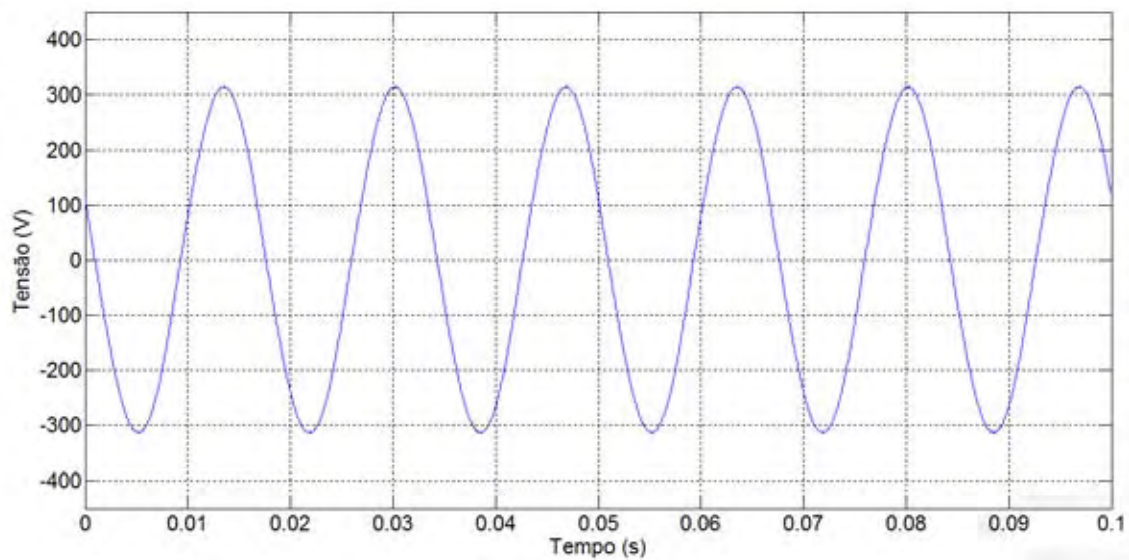


Figura 38 - Tensão senoidal aplicada ao motor por meio de ensaio.

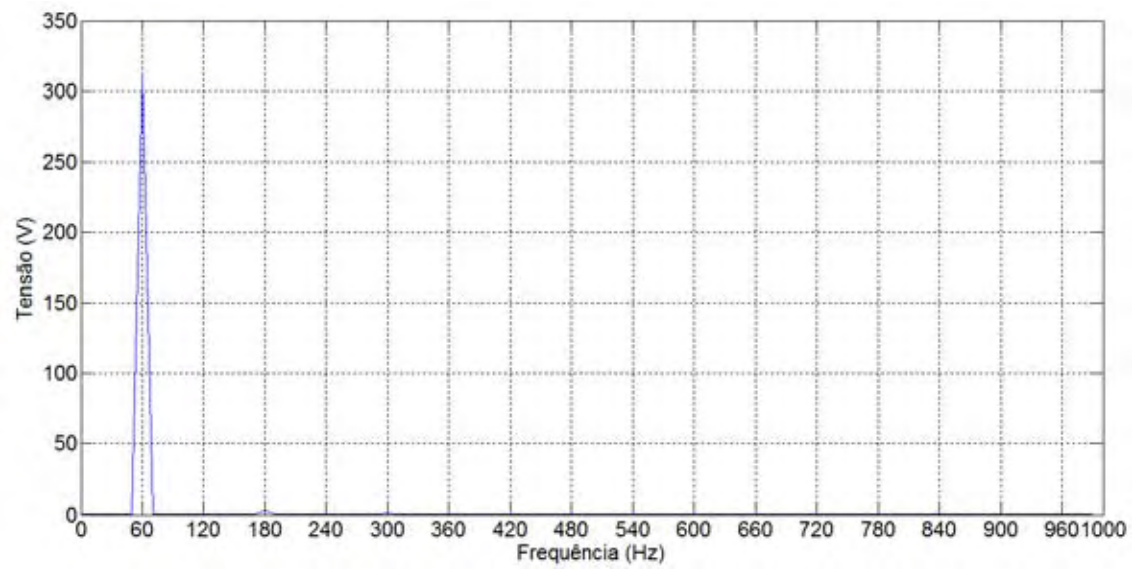


Figura 39 - Espectro da tensão senoidal aplicada ao motor por meio de ensaio.

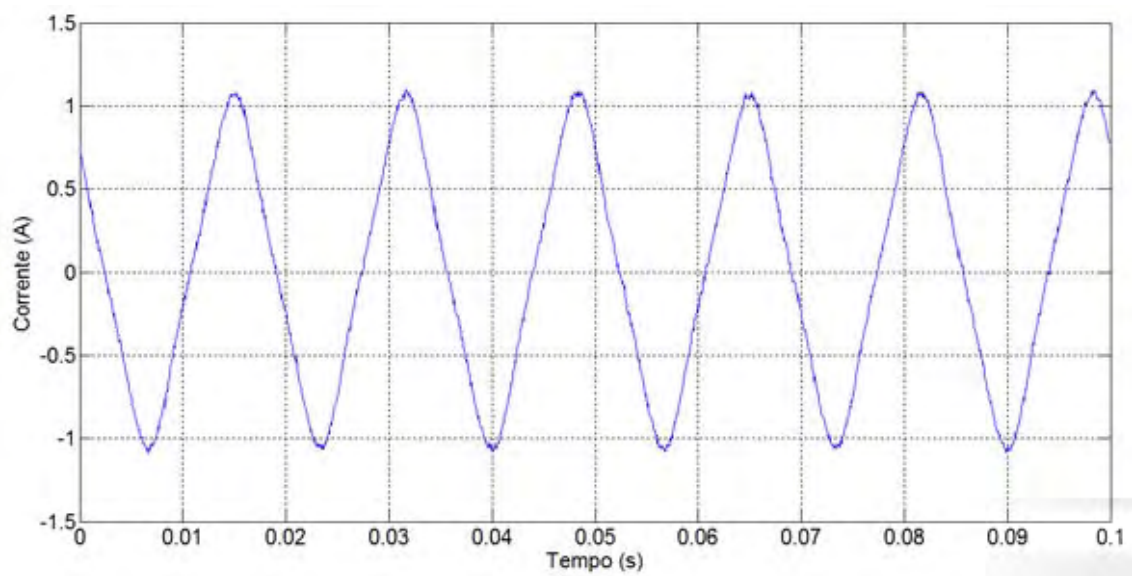


Figura 40 - Corrente do motor alimentado por uma tensão senoidal por meio de ensaio.

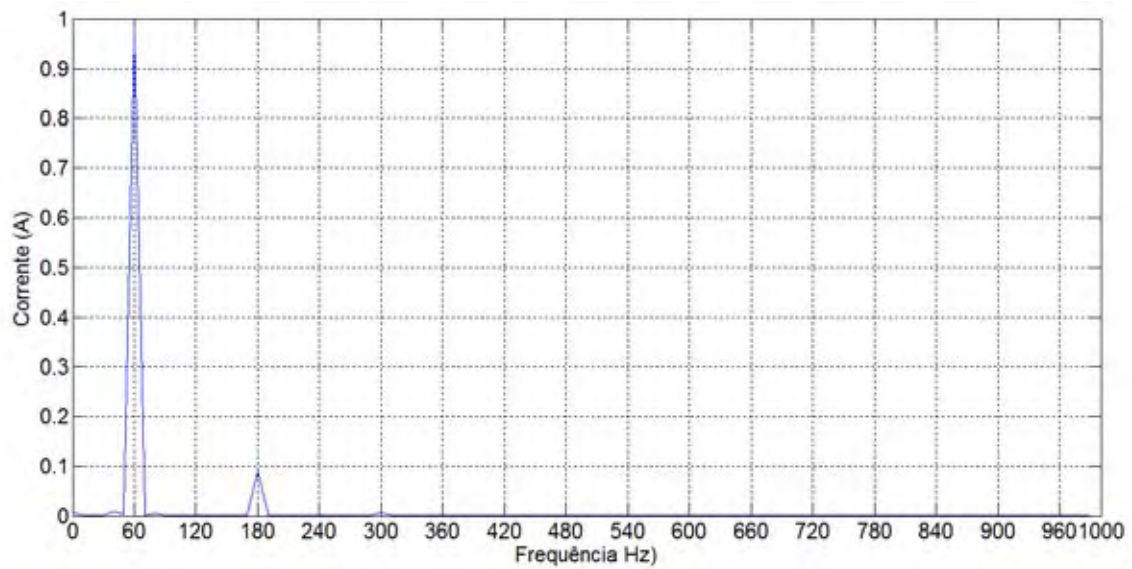


Figura 41 - Espectro da corrente do motor alimentado por uma tensão senoidal por meio de ensaio.

A Figura 40 permite observar que mesmo com tensão senoidal aplicada ao motor, devido à não linearidade do circuito magnético do motor, a corrente que é drenada da fonte apresenta uma componente de 3ª harmônica da ordem de 10% da fundamental.

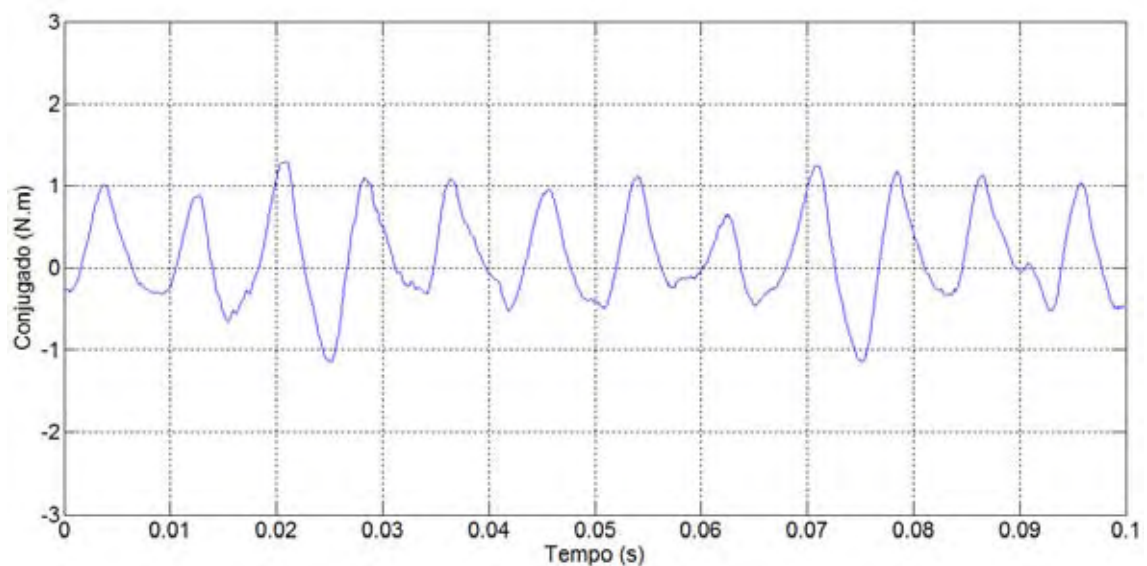


Figura 42 - Conjugado do motor alimentado por uma tensão senoidal obtido por meio de ensaio.

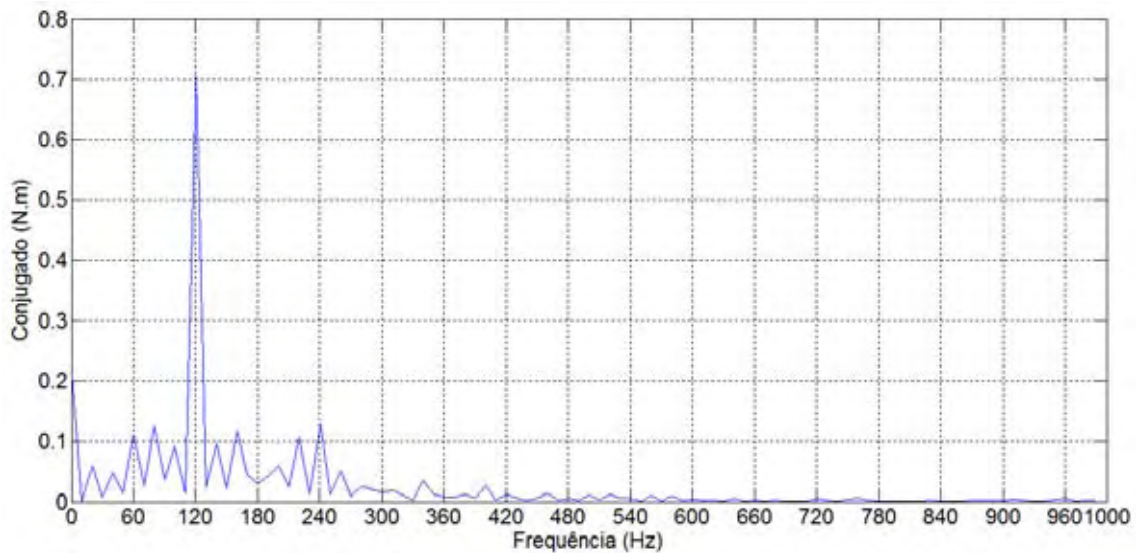


Figura 43 - Espectro do conjugado do motor alimentado por tensão senoidal obtido por meio de ensaio.

A Figura 43 apresenta componentes em várias frequências do espectro. Além das componentes de pulsação de conjugado de origem eletromagnética, a mesma figura apresenta componentes que tem origem devido à vibração de origem mecânica do sistema como um todo.

Segundo a expressão (4.5) as componentes de pulsação de conjugado de origem magnética sempre serão múltiplas da frequência de alimentação do motor. Desta forma, o espectro apresentado na Figura 43 pode ser redefinido considerando apenas as componentes múltiplas da frequência de alimentação. Desta forma, é possível analisar as componentes devido à pulsação de conjugado com mais precisão. A Figura 44 apresenta o espectro de conjugado da Figura 43 com apenas as componentes múltiplas da frequência de alimentação (60Hz) e o seu valor médio.

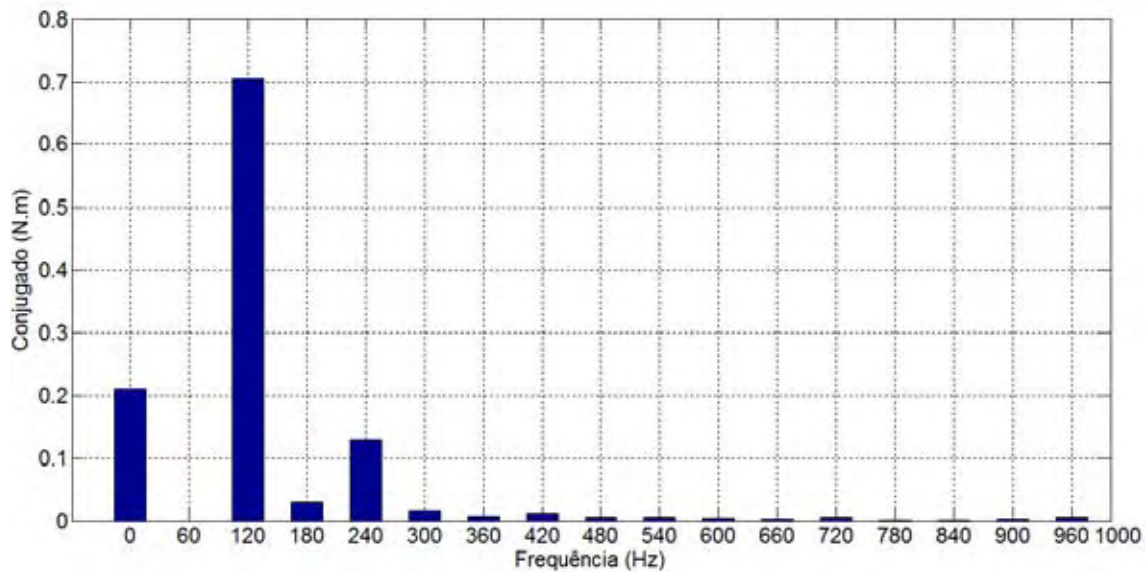


Figura 44 - Espectro do conjugado do motor alimentado por uma tensão senoidal considerando apenas as frequências múltiplas da frequência da tensão de alimentação do motor.

Os resultados da primeira simulação, que foi realizada com o objetivo de se observar a resposta do modelo matemático referente ao conjugado do motor quando alimentado por uma tensão senoidal. Os gráficos que traduzem o perfil da tensão elétrica, corrente elétrica, pulsações de conjugado, bem como suas respectivas análises espectrais são apresentados nas Figura 45 a Figura 48:

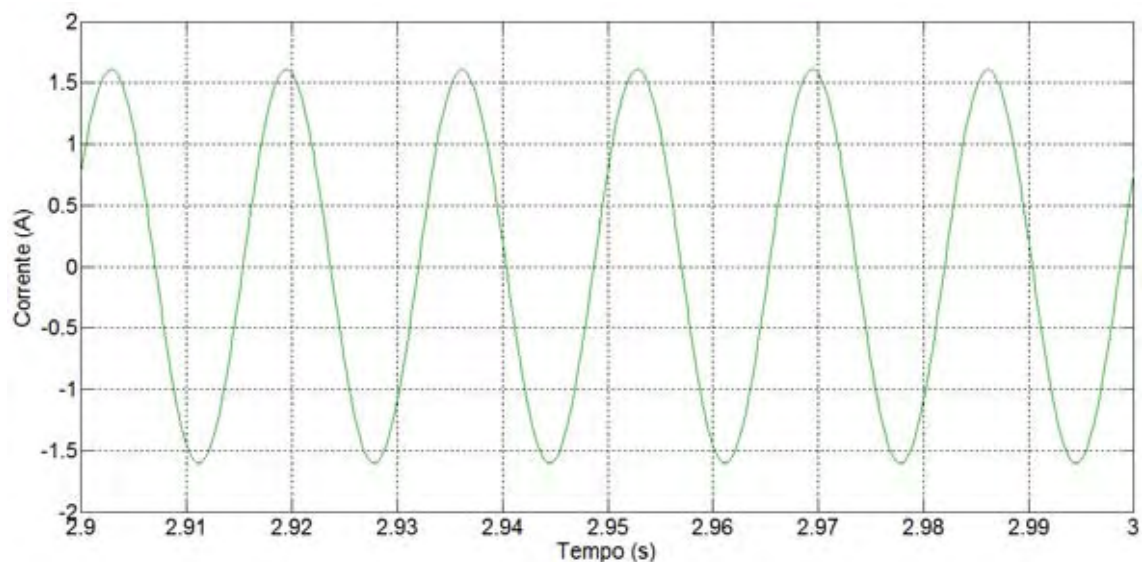


Figura 45 - Corrente do motor alimentado por uma tensão senoidal - simulação.

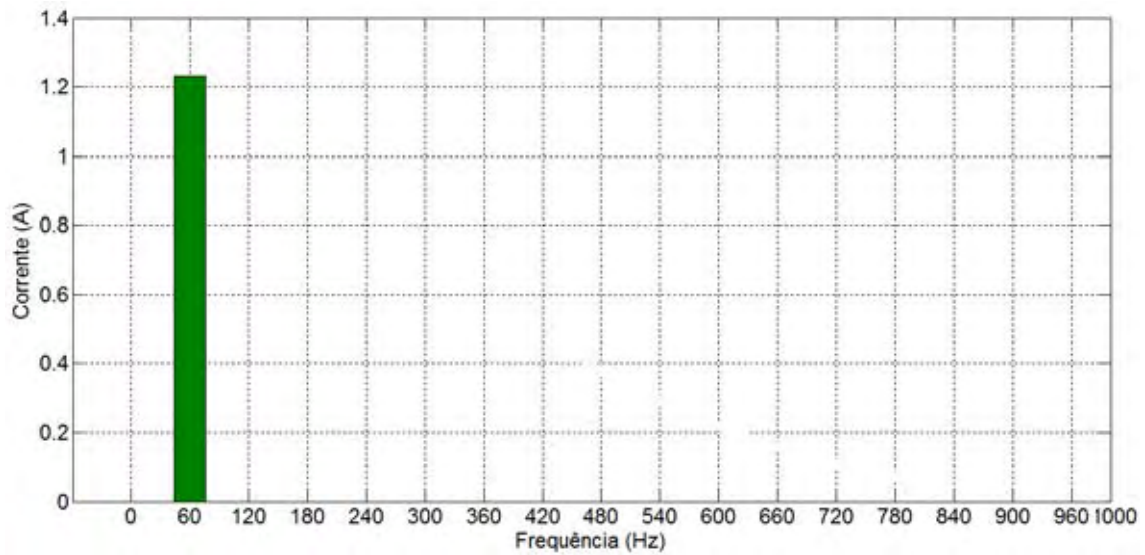


Figura 46 - Espectro da corrente do motor alimentado por uma tensão senoidal - simulação.

A Figura 45 permite observar que o modelo do Matlab/Simulink não considera a saturação do material ferromagnético e a corrente do motor é senoidal como a da tensão diferindo do resultado experimental.

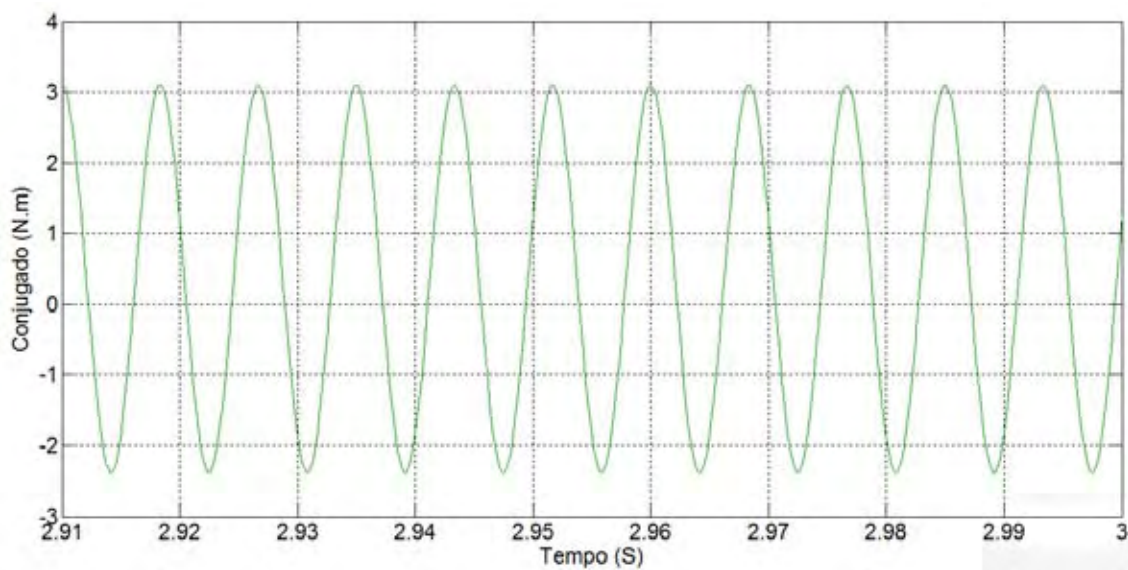


Figura 47 - Conjugado do motor alimentado por uma tensão senoidal - simulação.

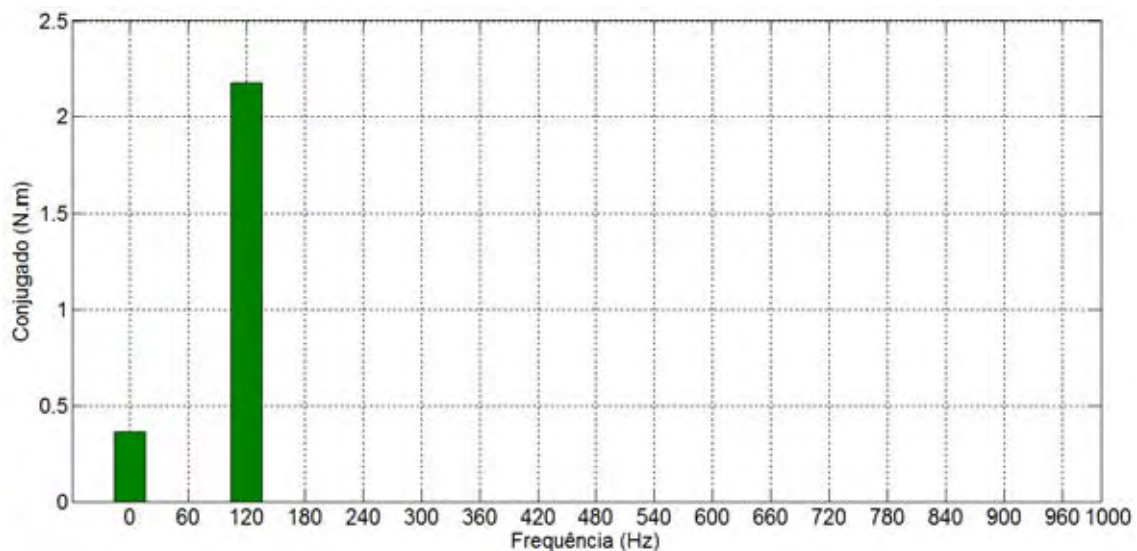


Figura 48 - Espectro do conjugado produzido pelo motor com tensão senoidal - simulação.

6.3.2 MOTOR MONOFÁSICO ALIMENTADO COM TENSÃO CONTENDO 30% DE TERCEIRA HARMÔNICA – (2ª CONDIÇÃO)

O segundo ensaio foi realizado o objetivo foi observar o comportamento do conjugado do motor quando alimentado por uma tensão contendo 30% de terceira harmônica. O motor foi alimentado pela fonte geradora de sinais arbitrários. Os gráficos que mostram o perfil da tensão elétrica, corrente elétrica, pulsações de conjugado, bem como suas respectivas análises espectrais sob essas condições são apresentados nas Figura 49 a Figura 55:

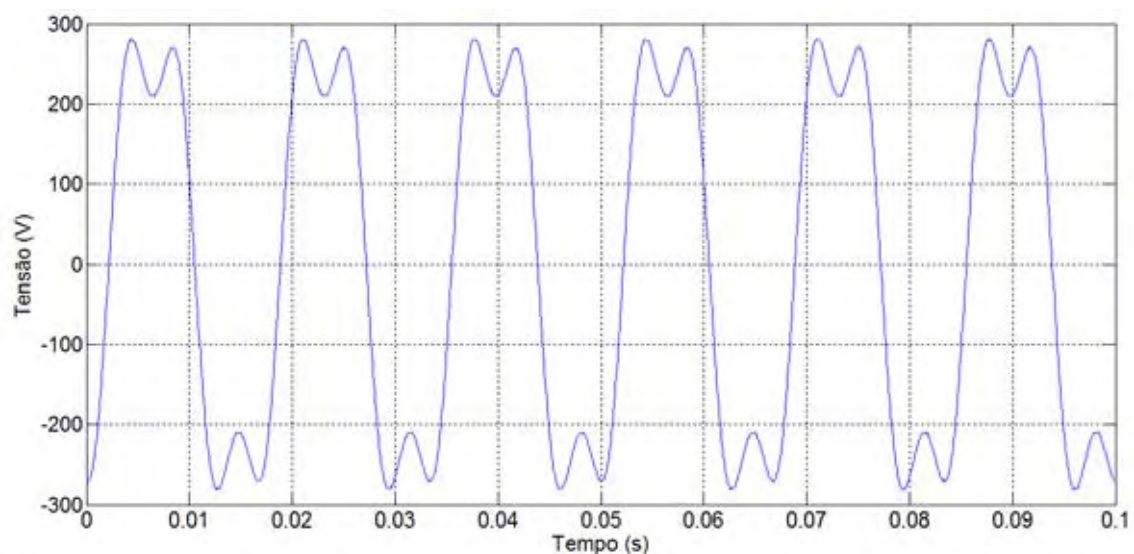


Figura 49 - Tensão aplicada ao motor contendo 30% de terceira harmônica - ensaio.

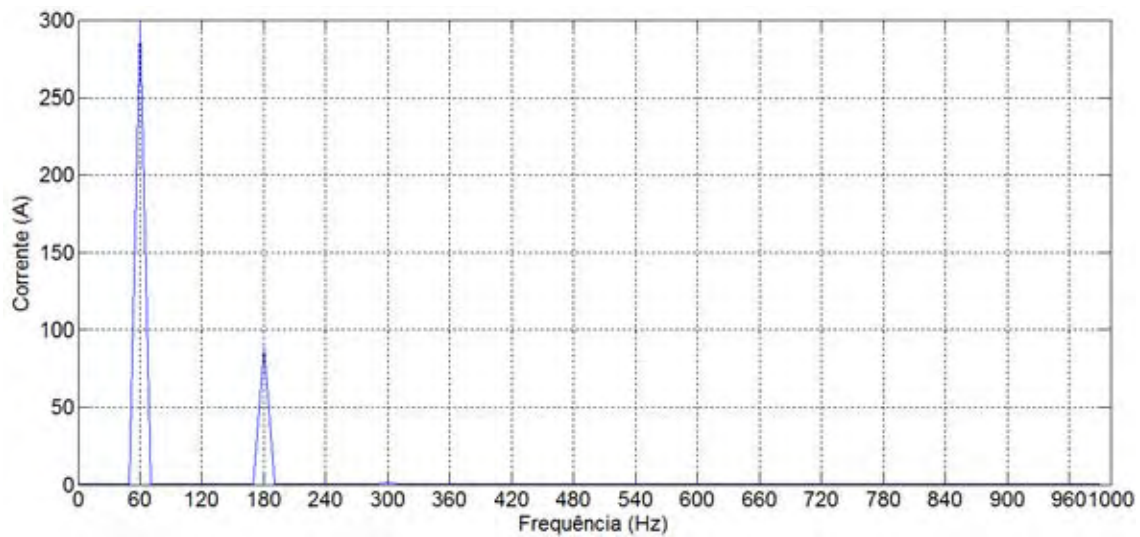


Figura 50 - Espectro da tensão contendo 30% de terceira harmônica - ensaio.

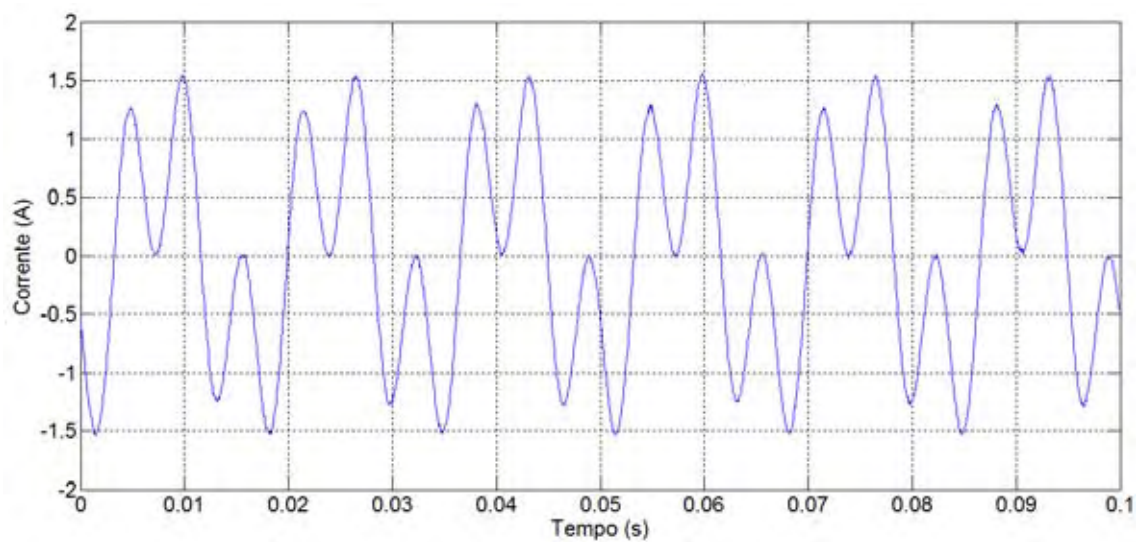


Figura 51 - Corrente do motor alimentado por tensão contendo 30% de terceira harmônica - ensaio.

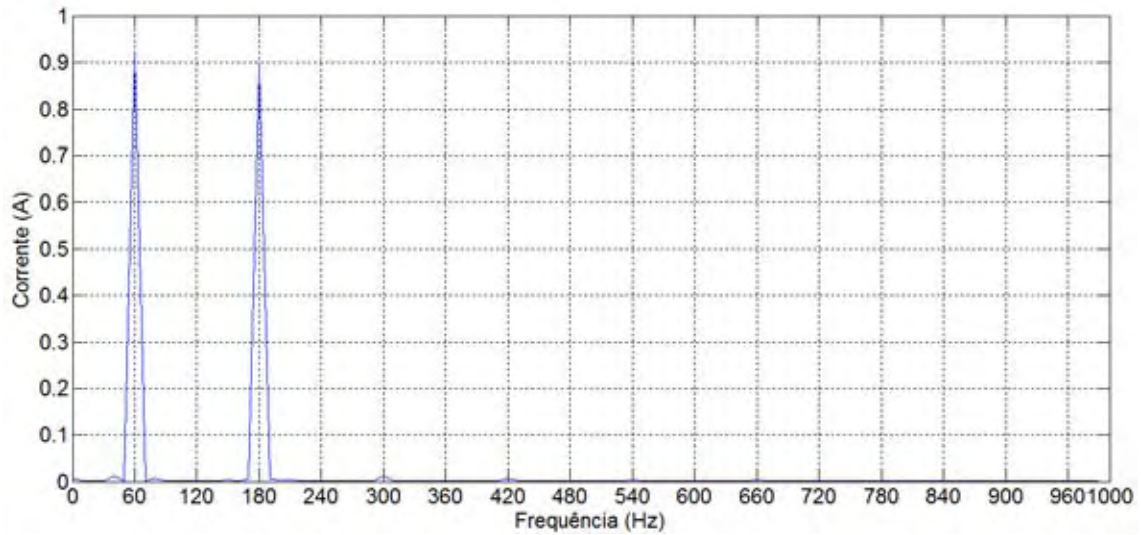


Figura 52 - Espectro da corrente produzida pelo motor alimentado por uma tensão contendo 30% de terceira harmônica - ensaio.

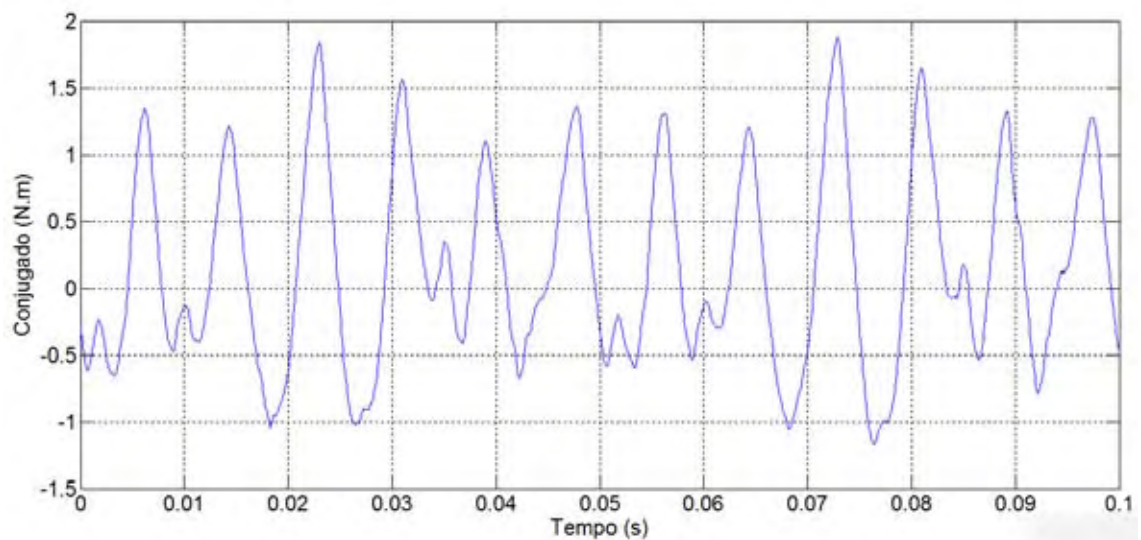


Figura 53 - Conjugado do motor alimentado por uma tensão contendo 30% de terceira harmônica - ensaio.

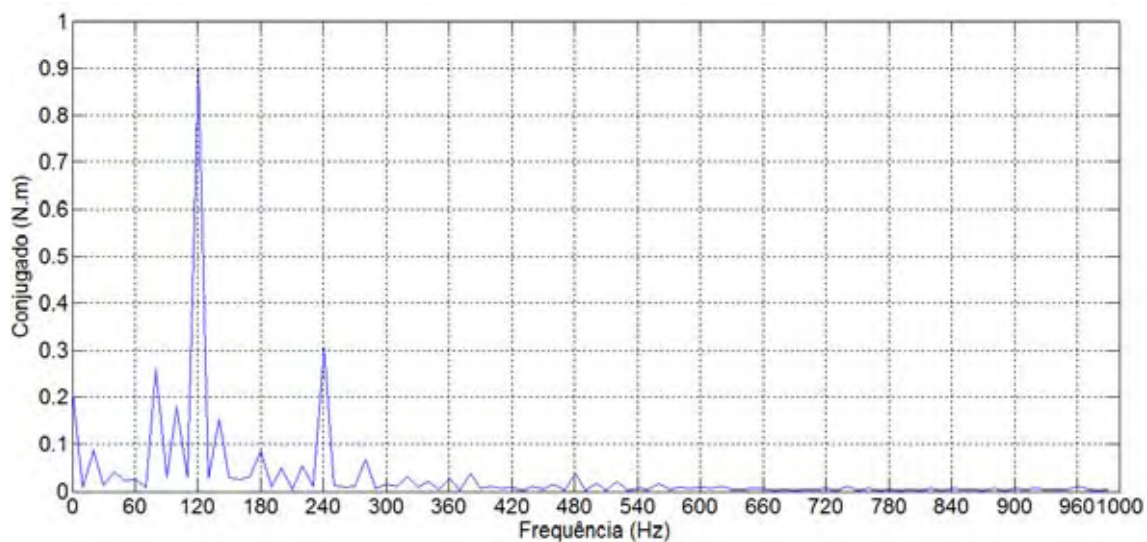


Figura 54 - Espectro do conjugado do motor alimentado por uma tensão contendo 30% de terceira harmônica - ensaio.

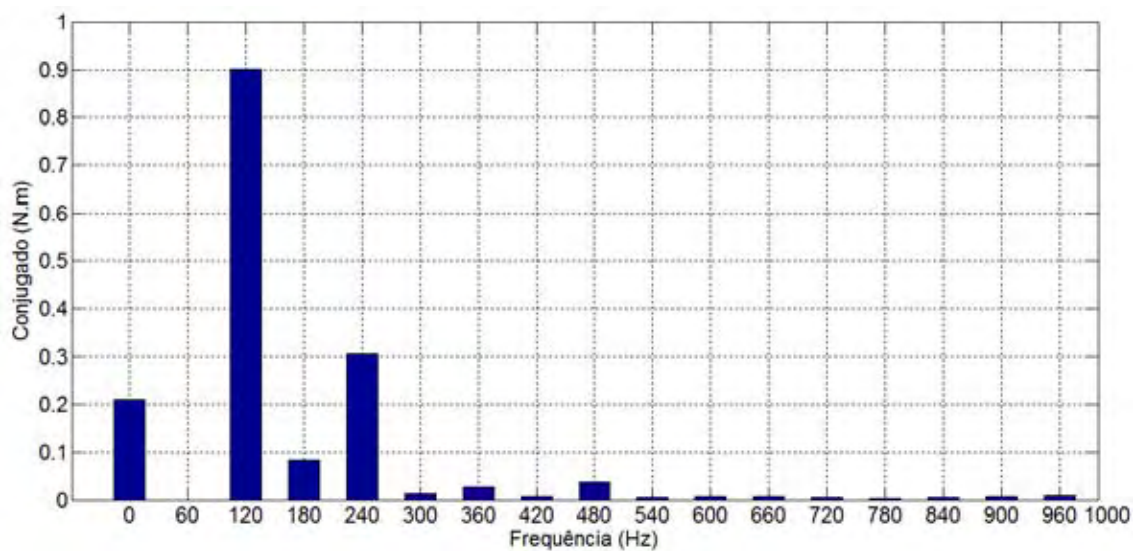


Figura 55 - Espectro do conjugado produzido pelo motor alimentado por uma tensão contendo 30% de terceira harmônica considerando apenas as frequências múltiplas da frequência da tensão de alimentação do motor - ensaio.

A segunda simulação foi realizada com o objetivo de observar o comportamento do conjugado do motor quando alimentado por uma tensão contendo 30% de terceira harmônica. Para isso o motor foi alimentado por uma fonte de tensão contendo 30% de terceira harmônica. Os gráficos que mostram o perfil da tensão elétrica, corrente elétrica, pulsações de conjugado, bem como suas respectivas análises espectrais são mostrados nas Figura 56 a Figura 59:

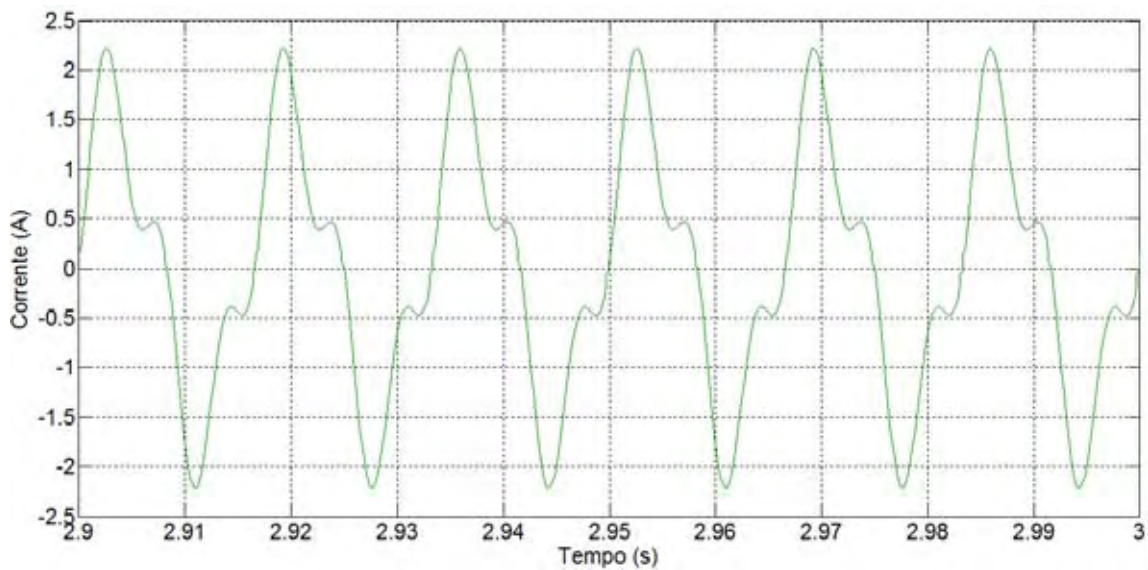


Figura 56 - Corrente do motor alimentado por uma tensão contendo 30% de terceira harmônica - simulação.

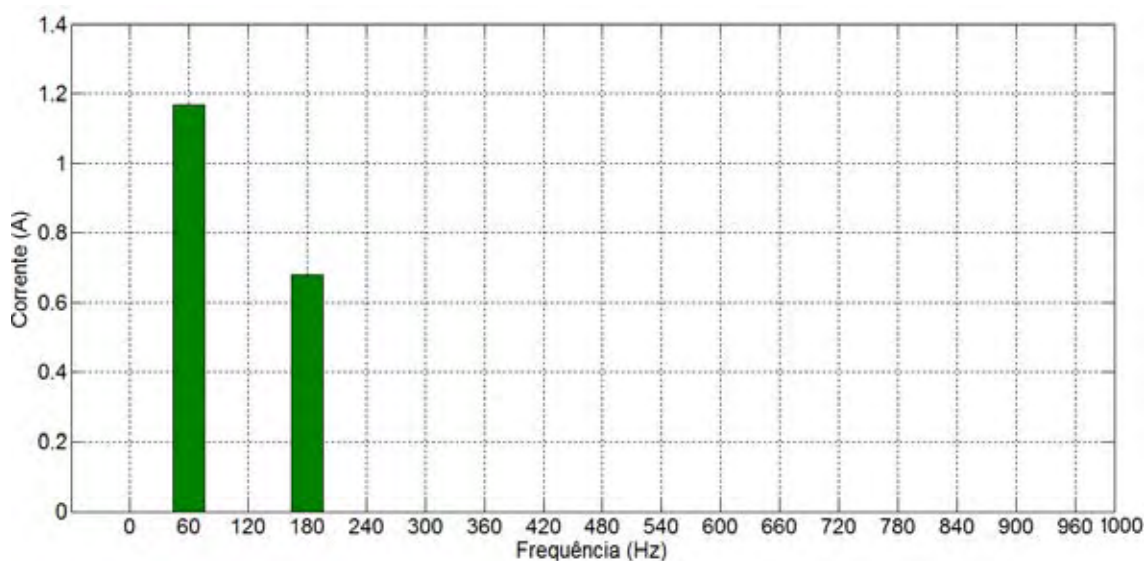


Figura 57 - Espectro da corrente produzida pelo motor alimentado por uma tensão contendo 30% de terceira harmônica - simulação.

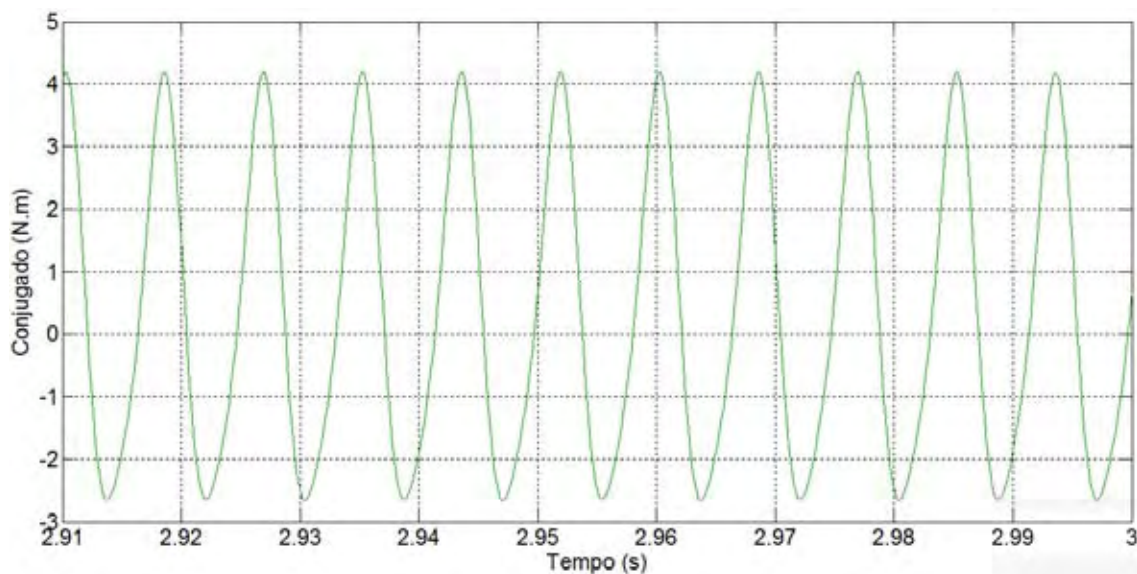


Figura 58 - Conjugado do motor alimentado por uma tensão contendo 30% de terceira harmônica - simulação.

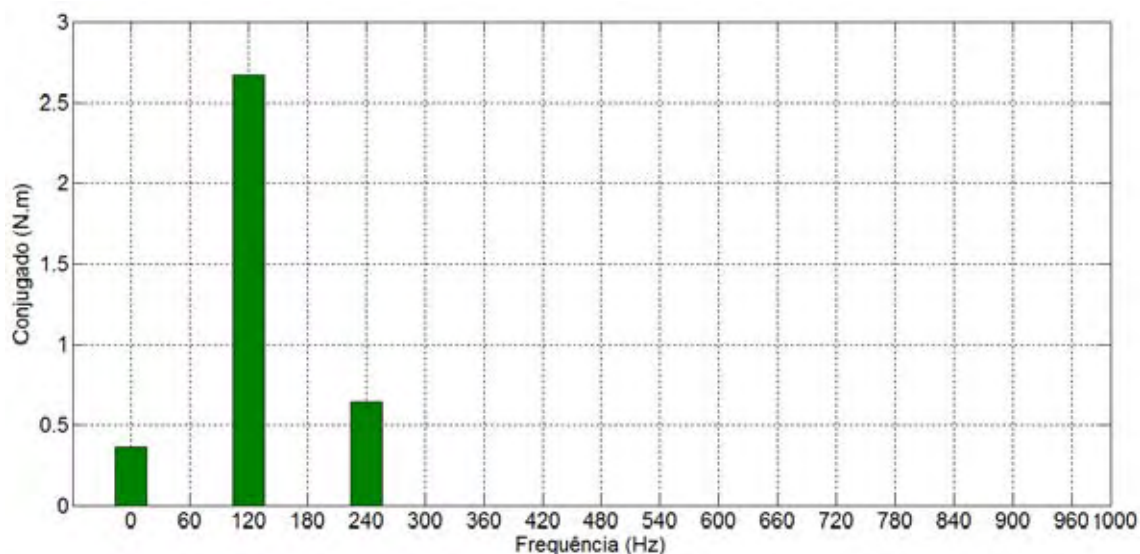


Figura 59 - Espectro do conjugado produzido pelo motor alimentado por uma tensão contendo 30% de terceira harmônica - simulação.

6.3.3 CONJUGADO DO MOTOR MONOFÁSICO ALIMENTADO COM TENSÃO CONTENDO 30% DE QUINTA HARMÔNICA – (3ª CONDIÇÃO).

Neste terceiro ensaio realizado o objetivo foi observar o comportamento do conjugado do motor quando alimentado por uma tensão contendo 30% de

quinta harmônica. O motor foi alimentado pela fonte geradora de sinais arbitrários. Os gráficos que mostram o perfil da tensão elétrica, corrente elétrica, pulsações de conjugado, bem como suas respectivas análises espectrais sob essas condições são apresentados nas Figura 60 a Figura 66:

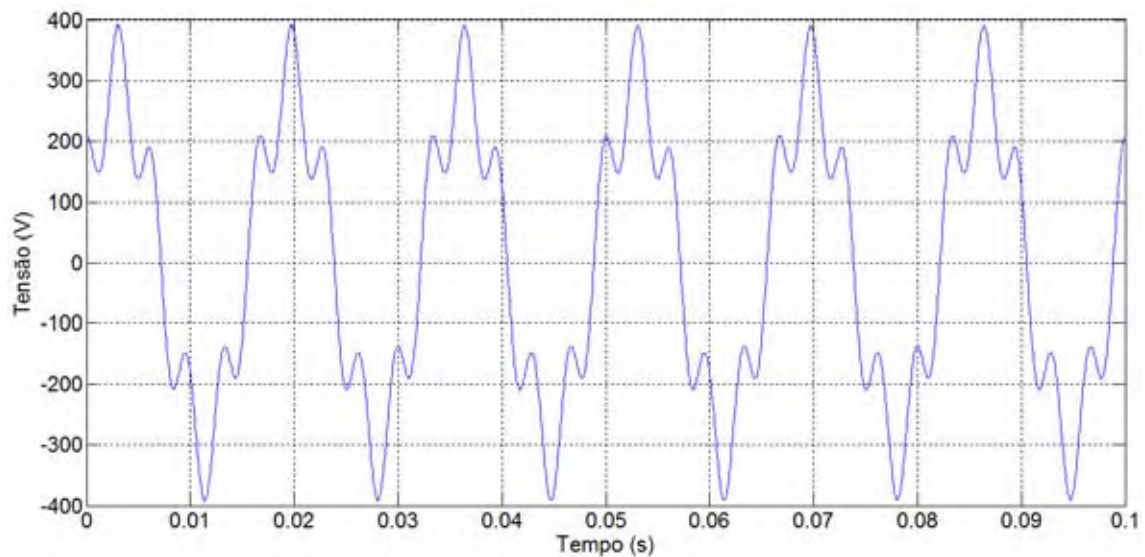


Figura 60 - Tensão aplicada ao motor contendo 30% de quinta harmônica - ensaio.

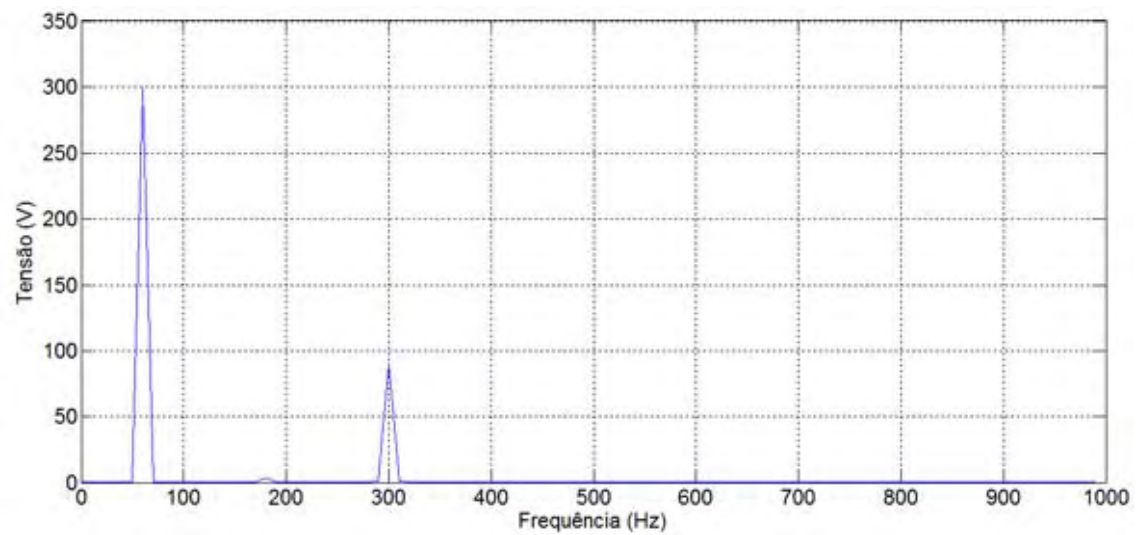


Figura 61 - Espectro da tensão contendo 30% de quinta harmônica - ensaio.

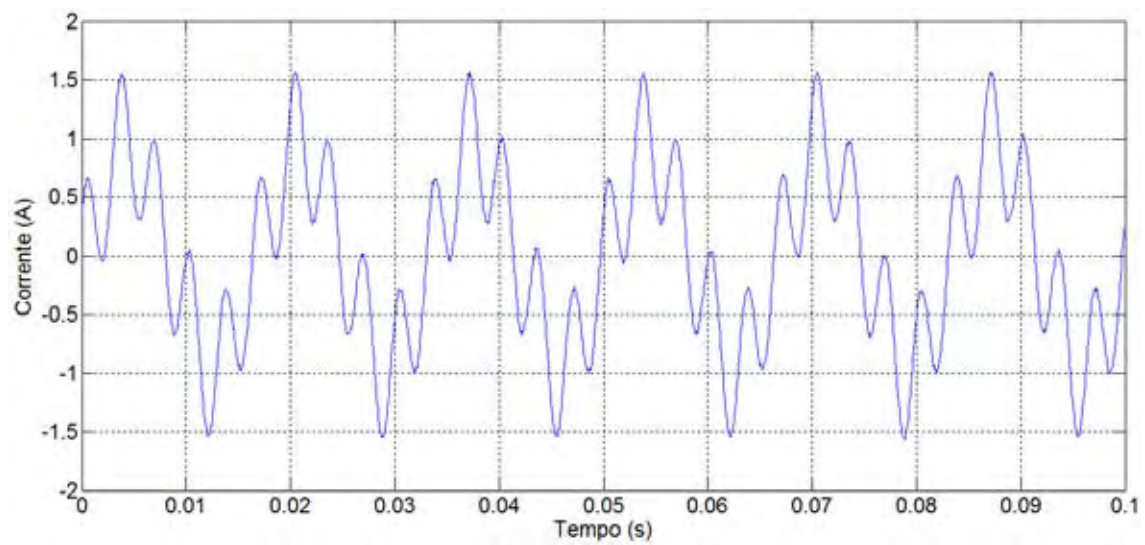


Figura 62 - Corrente do motor alimentado por uma tensão contendo 30% de quinta harmônica - ensaio.

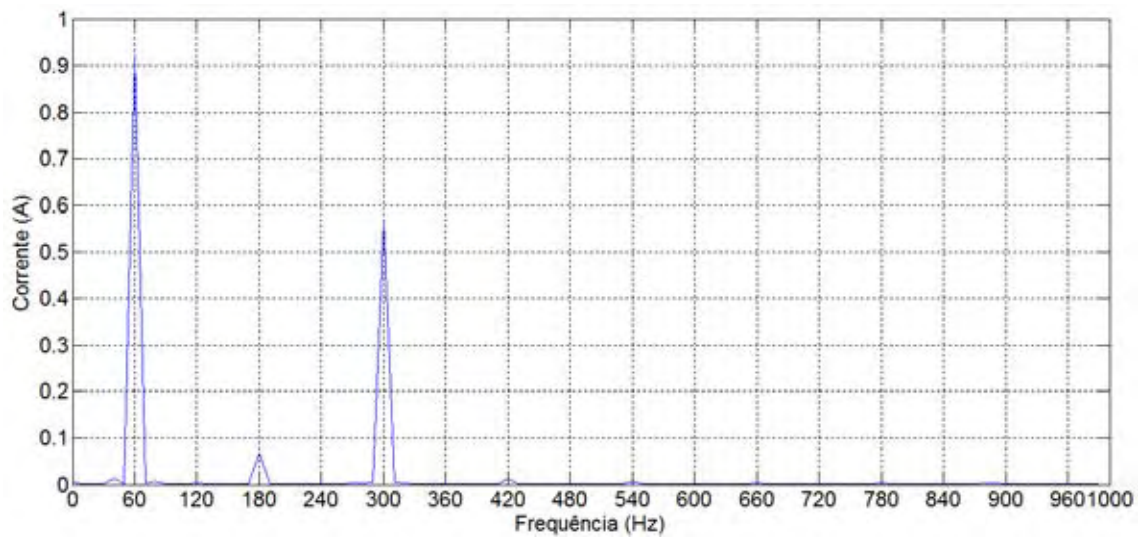


Figura 63 - Espectro da corrente produzida pelo motor alimentado por uma tensão contendo 30% de quinta harmônica - ensaio.

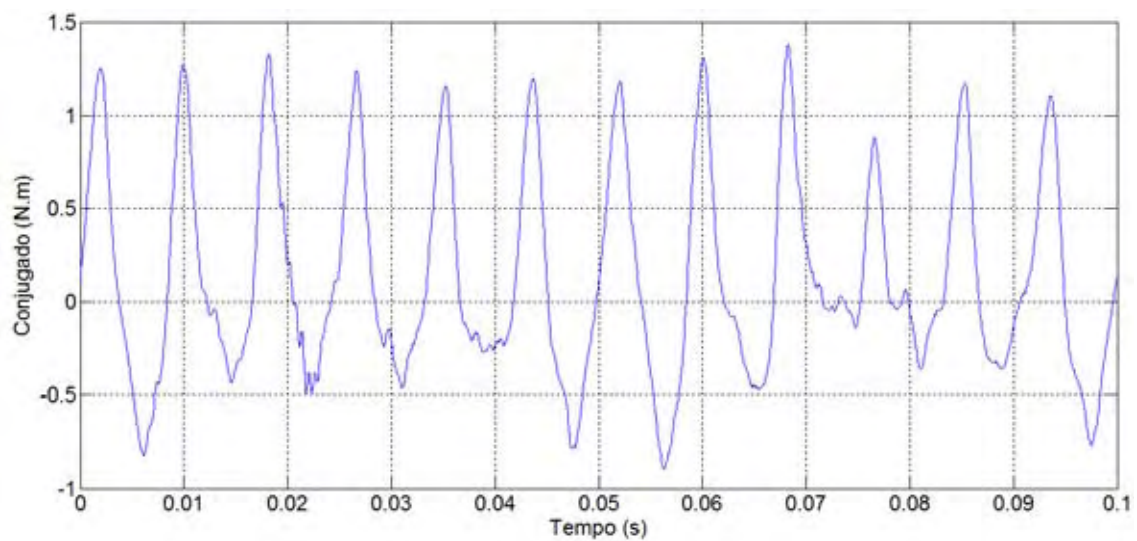


Figura 64 - Conjugado do motor alimentado por uma tensão contendo 30% de quinta harmônica - ensaio.

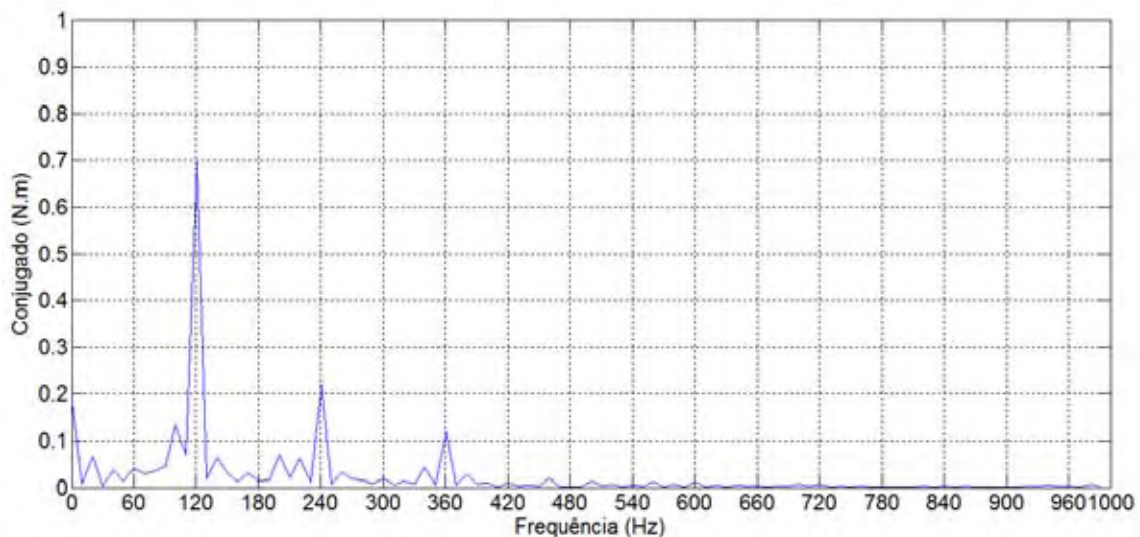


Figura 65 - Espectro do conjugado produzido pelo motor quando alimentado por uma tensão elétrica contendo 30% de quinta harmônica.

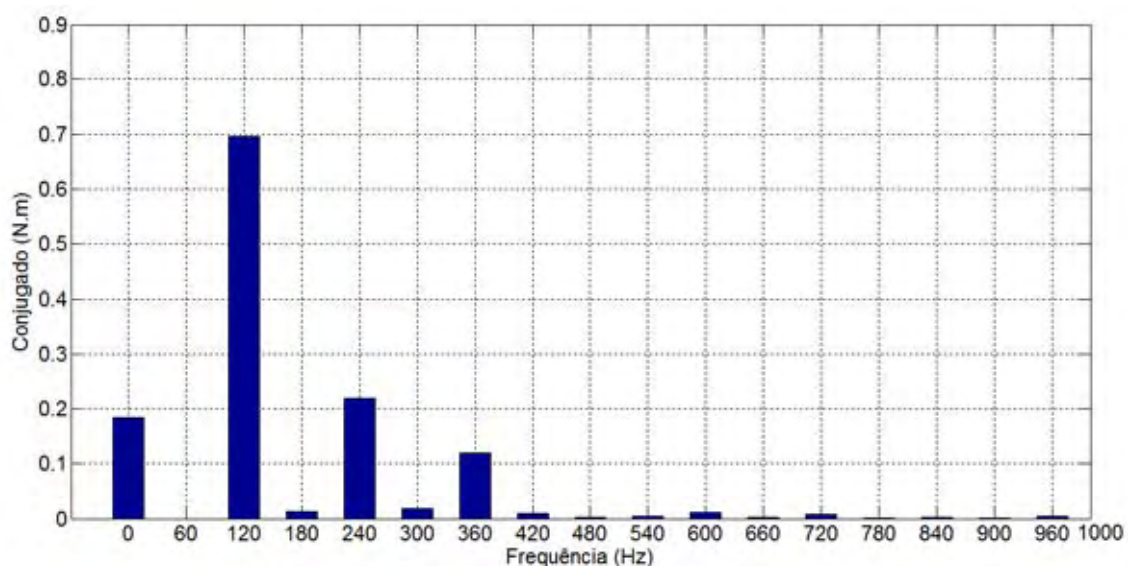


Figura 66 - Espectro do conjugado produzido pelo motor alimentado por uma tensão contendo 30% de quinta harmônica considerando apenas as frequências múltiplas da frequência da tensão de alimentação do motor.

A terceira simulação foi realizada com o objetivo de observar as características do conjugado do motor quando alimentado por uma tensão contendo 30% de quinta harmônica. Para isso o motor foi alimentado pela fonte de tensão arbitrária contendo 30% de terceira harmônica. Os gráficos que traduzem o perfil da tensão elétrica, corrente elétrica, pulsações de conjugado, bem como suas respectivas análises espectrais são mostrados nas Figura 67 a Figura 70:

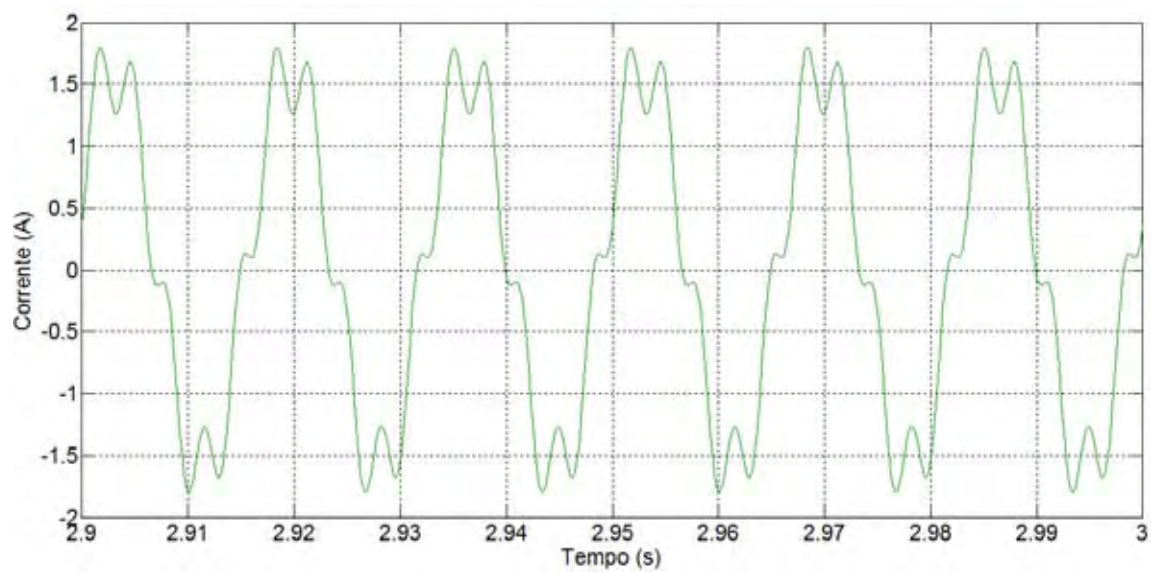


Figura 67 - Corrente do motor alimentado por uma tensão contendo 30% de quinta harmônica - simulação.

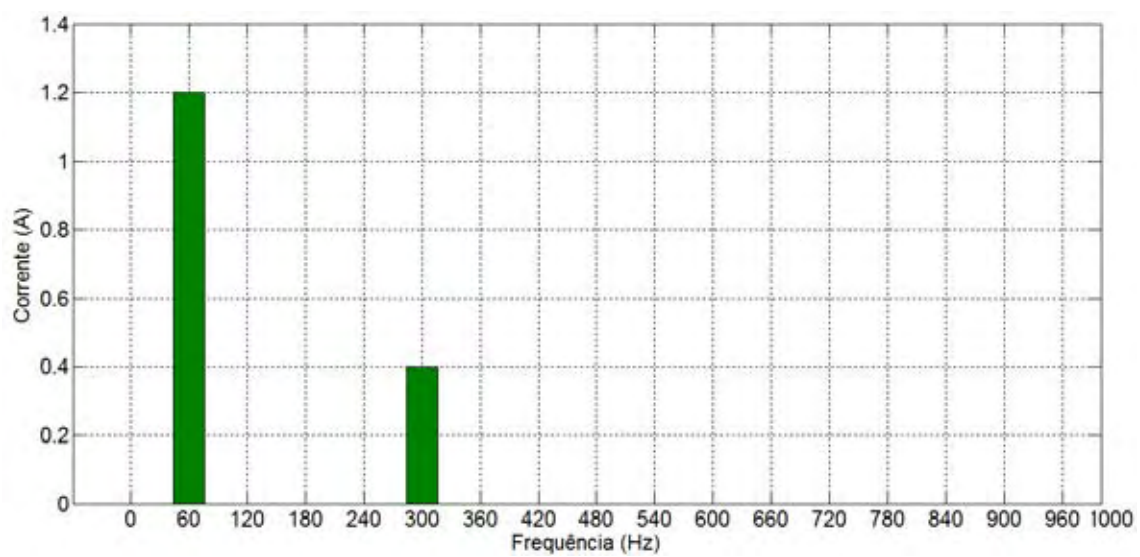


Figura 68 - Espectro da corrente produzida pelo motor alimentado por uma tensão contendo 30% de quinta harmônica - simulação

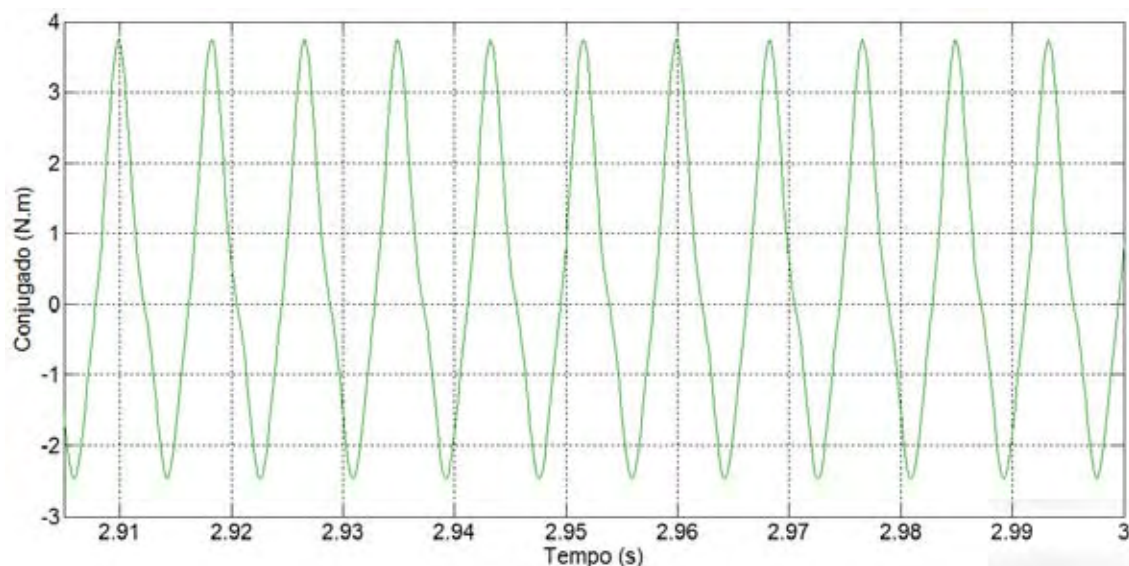


Figura 69 - Conjugado do motor alimentado por uma tensão contendo 30% de quinta harmônica – simulação.

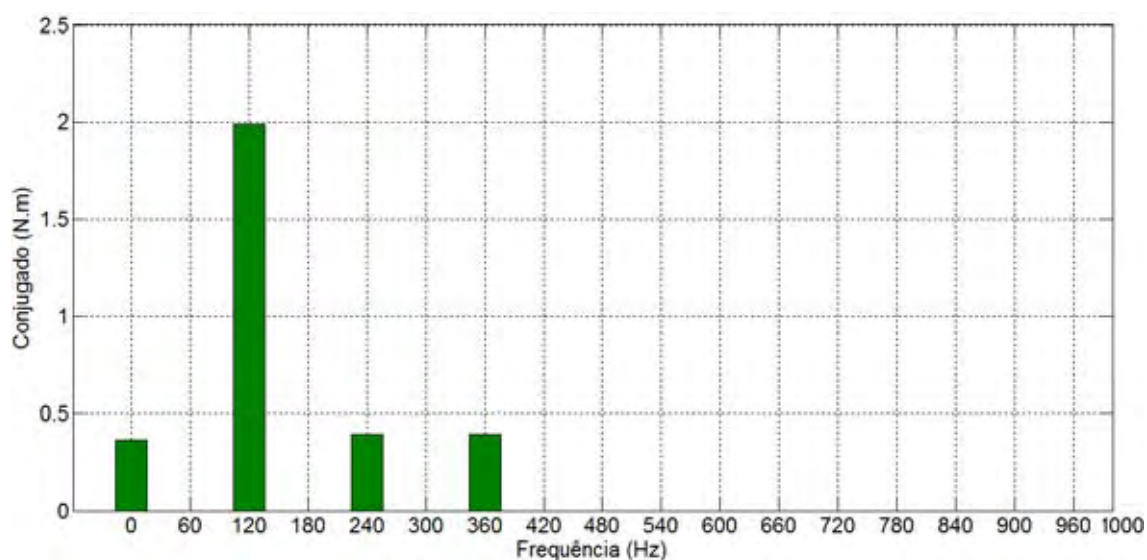


Figura 70 - Espectro do conjugado produzido pelo motor alimentado por uma tensão contendo 30% de quinta harmônica - simulação.

6.3.4 CONJUGADO DO MOTOR MONOFÁSICO ALIMENTADO COM TENSÃO CONTENDO 30% DE SÉTIMA HARMÔNICA – (4ª CONDIÇÃO).

Neste quarto ensaio realizado o objetivo foi observar o comportamento do conjugado do motor quando alimentado por uma tensão contendo 30% de sétima harmônica. O motor foi alimentado pela fonte geradora de sinais arbitrários. Os gráficos que mostram o perfil da tensão elétrica, corrente

elétrica, pulsações de conjugado, bem como suas respectivas análises espectrais sob essas condições são mostrados nas Figura 71 a Figura 77:

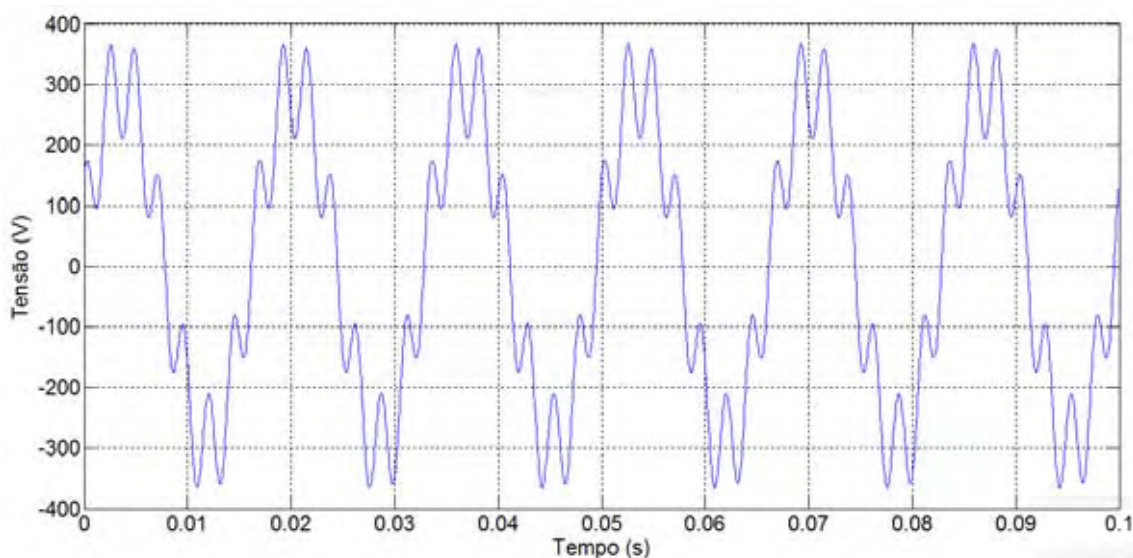


Figura 71 - Tensão aplicada ao motor contendo 30% de sétima harmônica - ensaio.

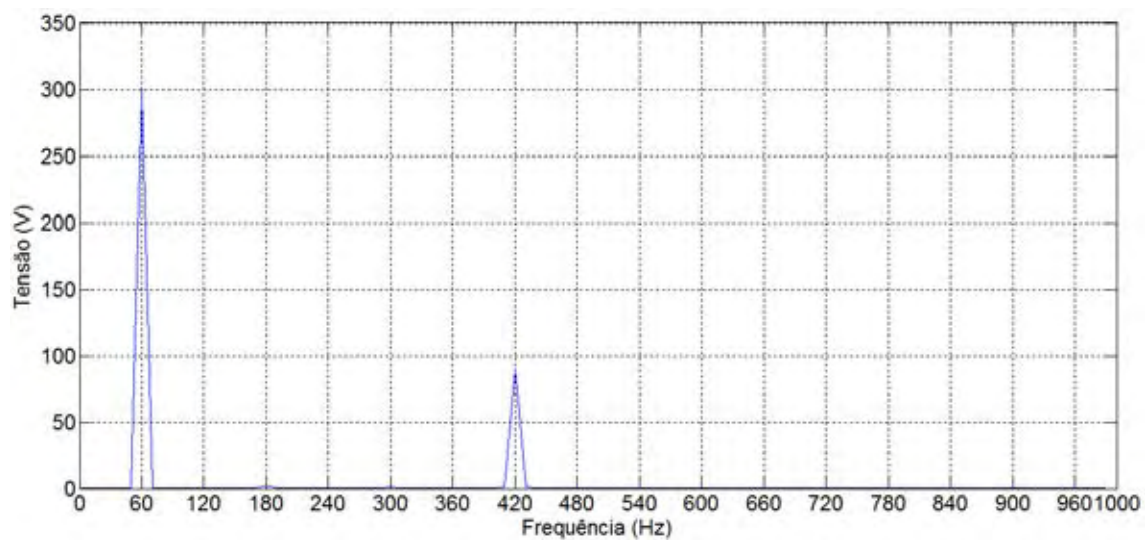


Figura 72 - Espectro da tensão contendo 30% de sétima harmônica - ensaio.

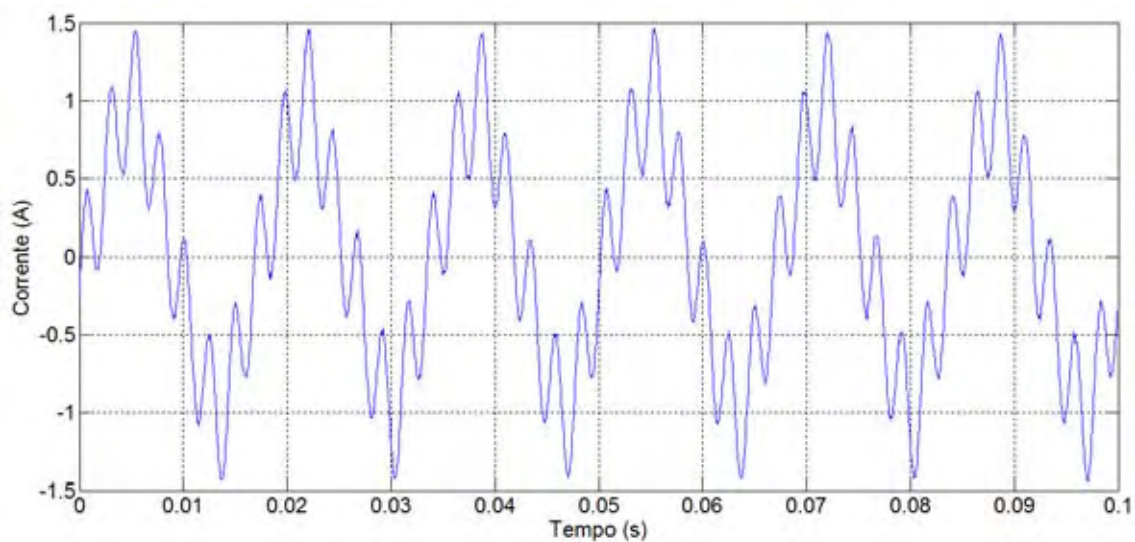


Figura 73 - Corrente do motor alimentado por uma tensão contendo 30% de sétima harmônica - ensaio.

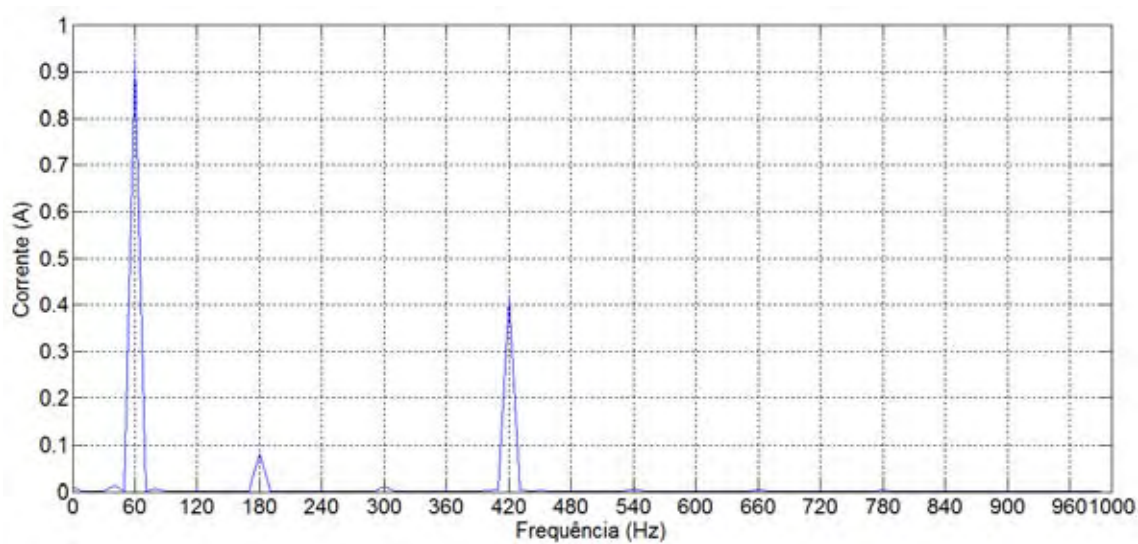


Figura 74 - Espectro da corrente produzida pelo motor alimentado por uma tensão contendo 30% de sétima harmônica - ensaio.

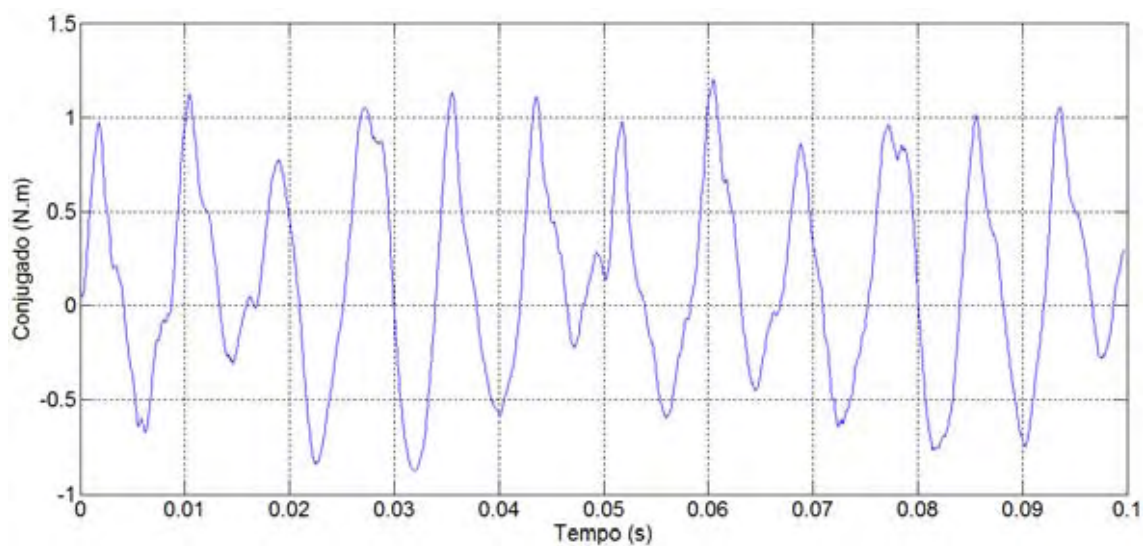


Figura 75 - Conjugado do motor alimentado por uma tensão contendo 30% de sétima harmônica - ensaio.

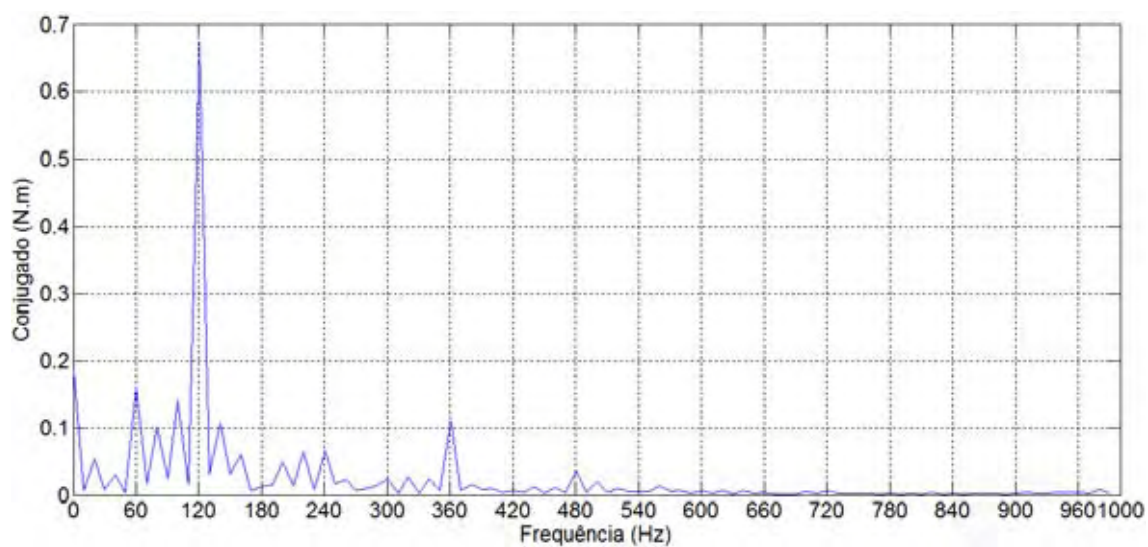


Figura 76 - Espectro do conjugado produzido pelo motor alimentado por uma tensão contendo 30% de sétima harmônica.

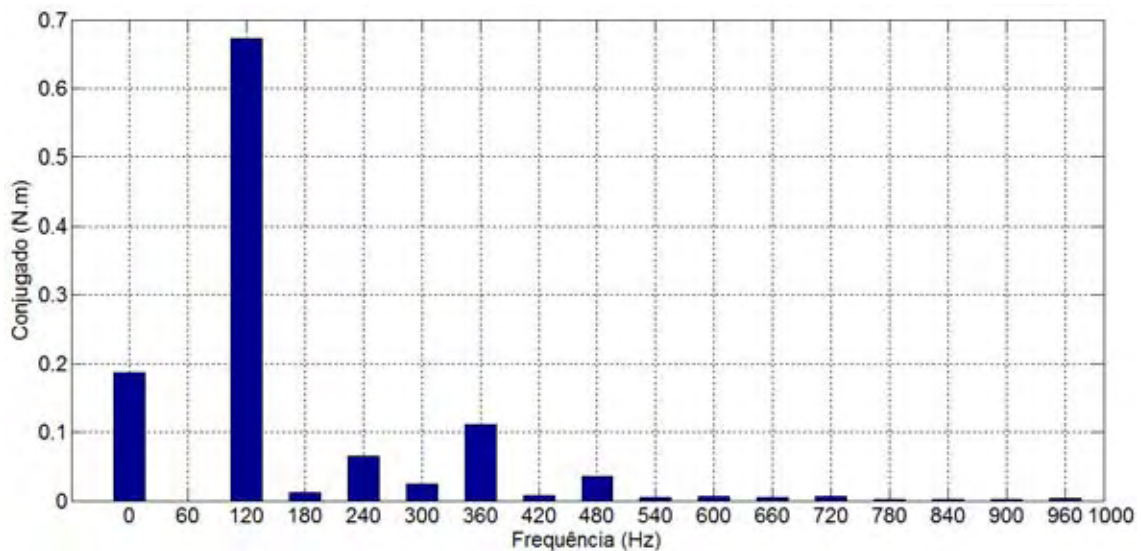


Figura 77 - Espectro do conjugado produzido pelo motor alimentado por uma tensão contendo 30% de sétima harmônica considerando apenas as frequências múltiplas da frequência da tensão de alimentação do motor.

A quarta simulação foi realizada com o objetivo de observar o comportamento do conjugado do motor quando alimentado por uma tensão contendo 30% de sétima harmônica. Para isso o motor foi alimentado por uma fonte de tensão contendo 30% de terceira harmônica. Os gráficos que mostram o perfil da tensão elétrica, corrente elétrica, pulsações de conjugado, bem como suas respectivas análises espectrais são mostrados nas Figura 78 a Figura 81:

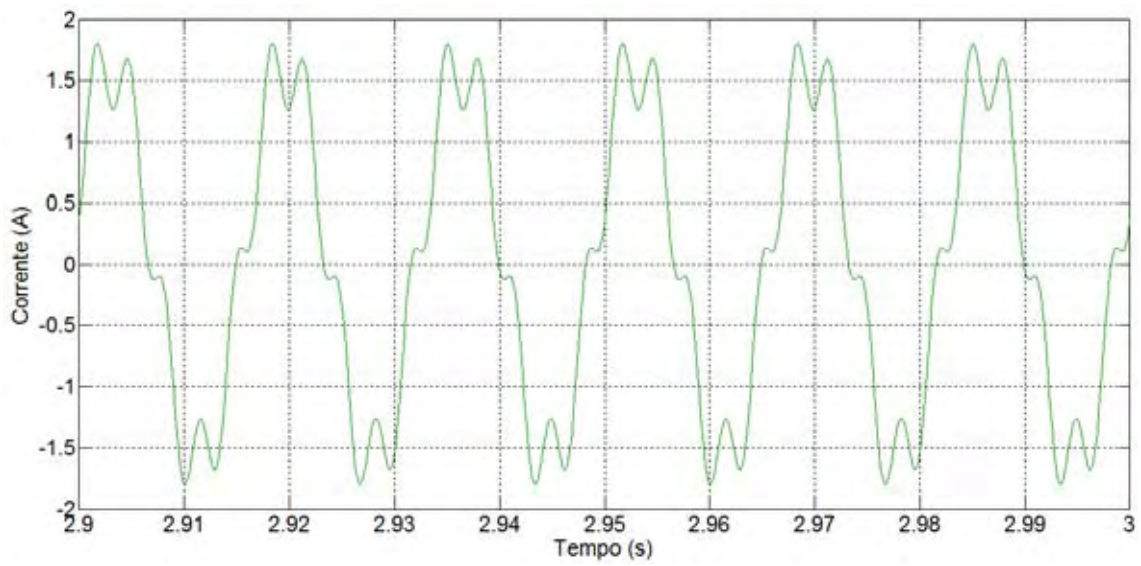


Figura 78 - Corrente do motor alimentado por uma tensão contendo 30% de sétima harmônica - simulação.

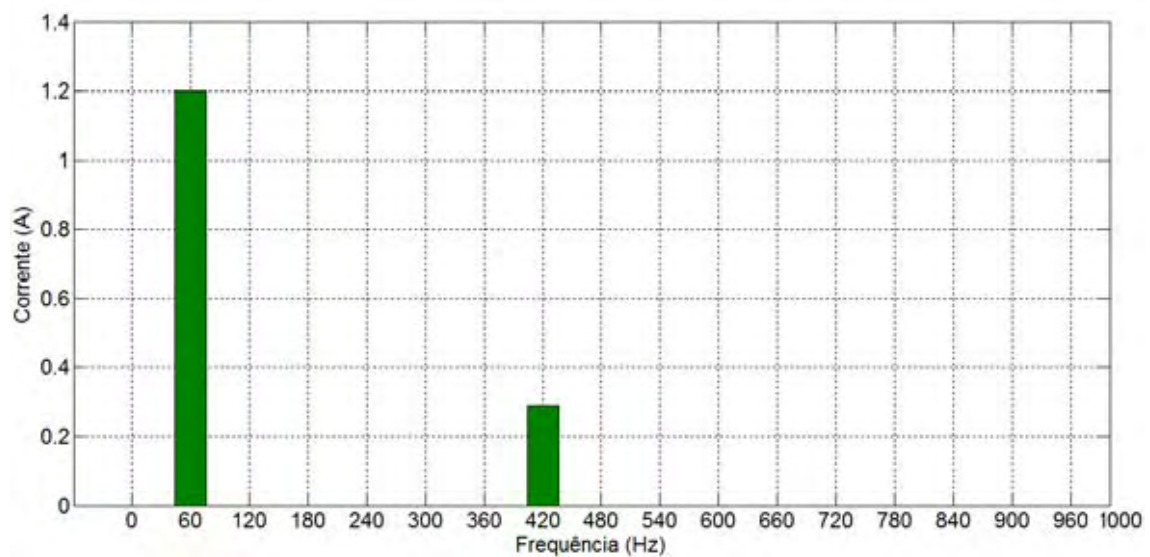


Figura 79 - Espectro da corrente produzida pelo motor alimentado por uma tensão contendo 30% de sétima harmônica - simulação.

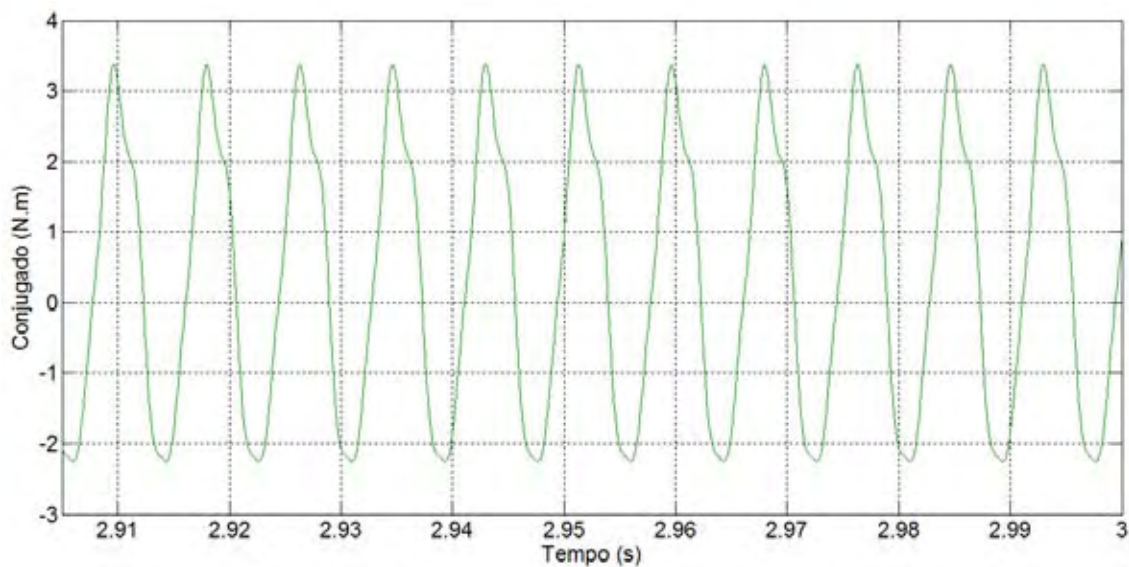


Figura 80 - Conjugado do motor alimentado por uma tensão contendo 30% de sétima harmônica - simulação.

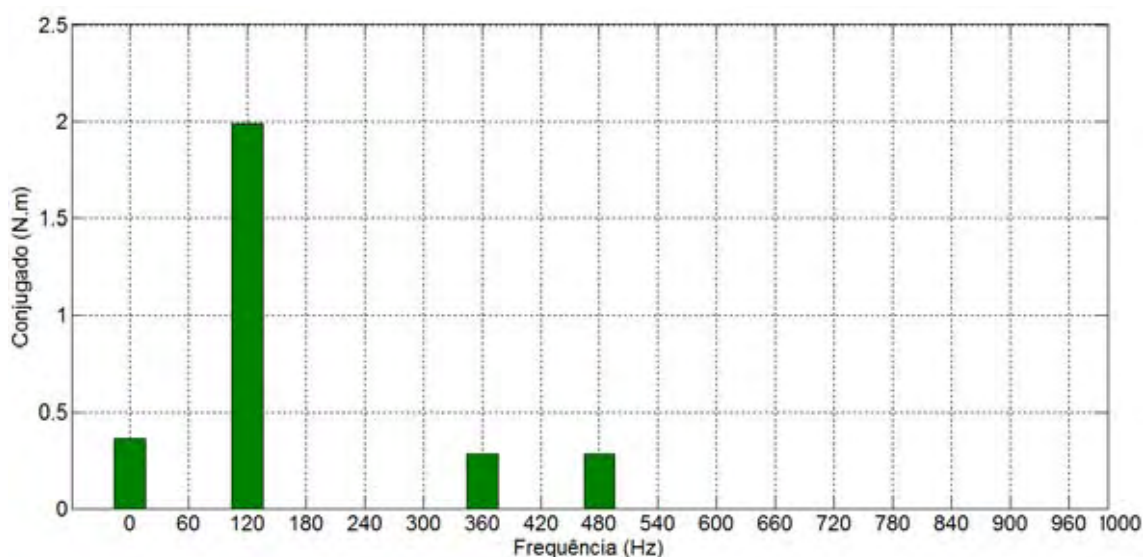


Figura 81 - Espectro do conjugado produzido pelo motor alimentado por uma tensão contendo 30% de sétima harmônica - simulação.

6.3.5 ISP DE CONJUGADO

Para avaliar o quanto o perfil das pulsações de conjugado está alterado quando a alimentação conta com a presença de componentes harmônicos na tensão, foi sugerido um parâmetro de desempenho que foi chamado neste trabalho de ISP - **Índice de Severidade de Pulsação**. O ISP apresenta de uma forma percentual, a quantidade de componentes de pulsação de conjugado em relação a uma componente de pulsação de conjugado “fundamental” que é

aquela o dobro da frequência de alimentação. A expressão (6.17) apresenta a forma como o ISP é calculado:

$$ISP = \sqrt{\frac{\sum C_h^2}{C_1^2}} \times 100\%, \quad h = 3, 4, 5 \dots \quad (6.17)$$

Onde C_1 representa o valor máximo da componente “fundamental” de pulsação do conjugado, ou seja, a componente cuja frequência tem o dobro do valor da frequência da tensão de alimentação e C_h representa o valor máximo das demais componentes do espectro cuja frequência é múltipla da frequência da tensão de alimentação.

Para cada condição de ensaio e simulação foi calculado o ISP de conjugado. Os ensaios foram realizados com uma tensão de alimentação do motor de 60Hz, logo, C_1 é o valor de pico da componente de 120Hz e C_h é o valor de pico das componentes múltiplas de 60Hz. A Figura 82 representa a variação do ISP em função dos ensaios e simulações realizadas.

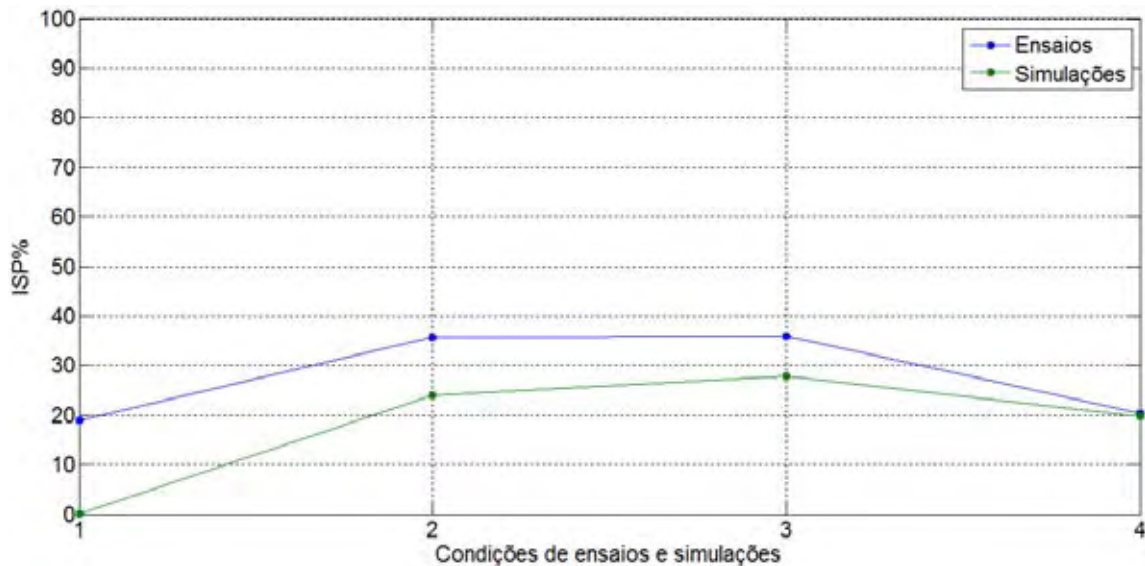


Figura 82 - Variação de ISP de conjugado em função das condições de ensaios e simulações.

A Figura 83 apresenta a variação de THD de corrente em função das condições de ensaios e simulações realizadas.

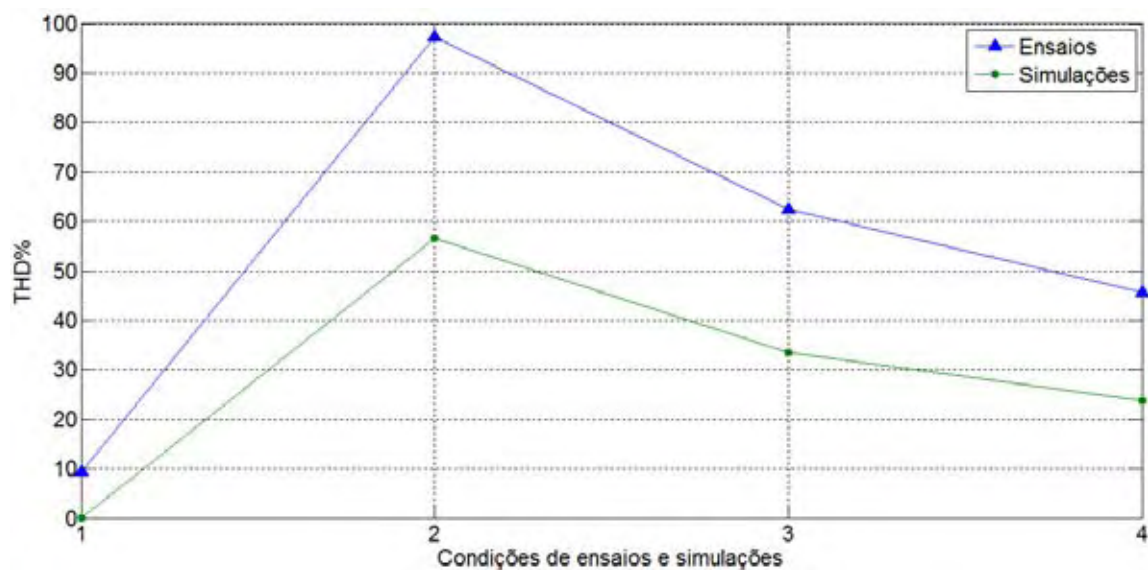


Figura 83 - Variação de THD de corrente em função das condições de ensaios e simulações.

O conjugado está intimamente relacionado à corrente circulante no motor, desta forma a variação de THD de corrente altera significativamente o ISP de conjugado do motor. A Figura 84 e Figura 85 apresentam respectivamente um comparativo entre THD de corrente e ISP de conjugado em função das quatro condições de ensaios e simulações realizados.

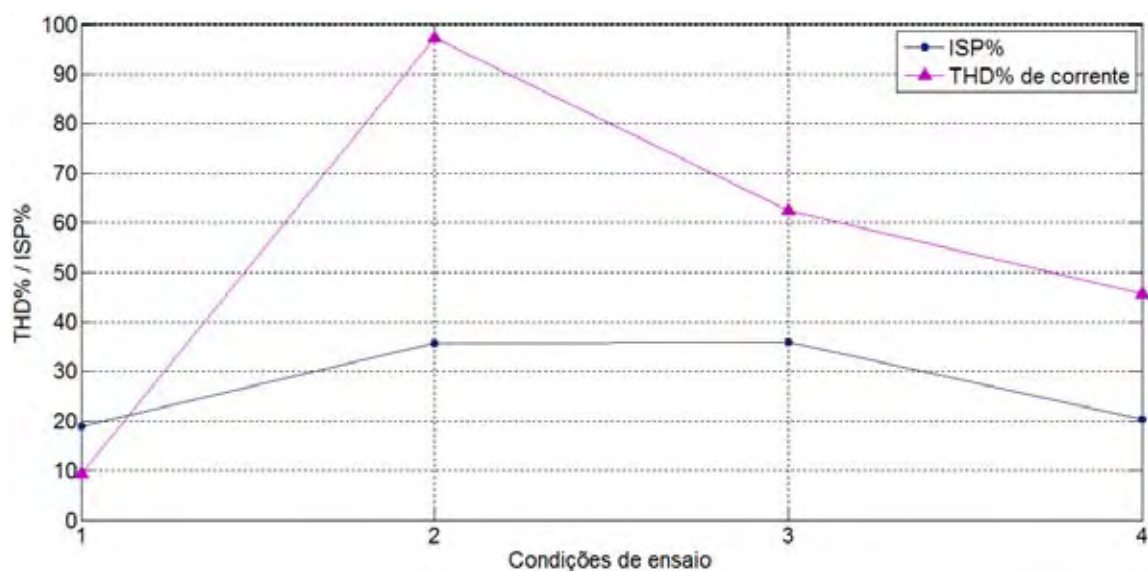


Figura 84 - Comparativo entre a variação de THD de corrente e ISP de conjugado para as quatro situações ensaiadas.

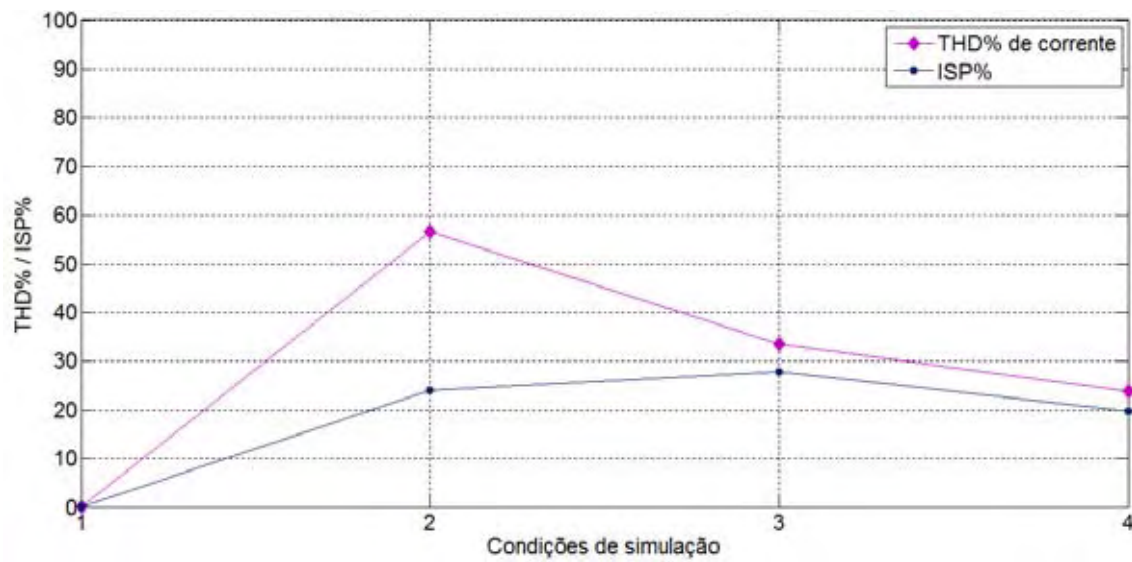


Figura 85 - Comparativo entre a variação de THD de corrente e ISP de conjugado para as quatro situações simuladas.

CAPÍTULO 07

7 CONCLUSÕES

Este trabalho realizou uma investigação experimental sobre o comportamento do motor de indução monofásico de capacitor permanente operando sob condições de alimentação não senoidais. Um dos principais desafios consistiu na criação de uma bancada de ensaios que pudesse analisar as alterações na corrente e nas pulsações de conjugado do motor. Para tanto, foi necessária a criação de uma base específica e a utilização de equipamentos apropriados como uma fonte de sinais arbitrários, sensores e equipamentos para aquisição de sinais.

Inicialmente, o motor de indução monofásico utilizado na bancada de ensaios foi submetido a um sinal de tensão senoidal para caracterizar sua operação ideal. Posteriormente, o motor foi acionado por tensões distorcidas por componentes de terceira, quinta e sétima harmônicas. Os sinais de tensão, corrente e conjugado foram registrados para comparação com os valores oriundos de simulação numérica, baseada em modelo matemático disponível no ambiente Matlab/Simulink, de ampla utilização no meio científico.

Para a avaliação do nível de distorção das pulsações de conjugado foi sugerido um parâmetro de desempenho denominado de ISP – Índice de Severidade de Pulsação. O ISP apresenta um valor percentual de quantidade de componentes de pulsação de conjugado tomando como referência a componente fundamental de pulsação.

Os ensaios realizados puderam demonstrar, dentro das limitações impostas por problemas de vibração do sistema, o comportamento do THD de corrente do motor e do ISP de conjugado. Também, pode-se observar uma relação não linear entre THD de tensão e THD de corrente no motor ensaiado.

Quando comparados os resultados obtidos por meio de ensaios com os resultados obtidos por meio de simulação, percebeu-se que para a primeira condição de ensaio (tensão senoidal alimentado o motor) o modelo matemático não apresentou as distorções provenientes da saturação do material ferromagnético. Nas demais condições, quando comparados os resultados obtidos nos ensaios com os resultados obtidos nas simulações, as diferenças

entre THD de corrente ficaram ainda mais evidentes. Na quarta condição de ensaio valor de ISP obtido no ensaio foi praticamente o mesmo que o obtido por meio de simulação. Uma explicação para este comportamento pode estar no amortecimento das componentes de maior frequência de pulsação pelo sistema utilizado para medição.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ABDEL-RAHIM, N.; SHALTOUT, A., **"Operation of single-phase induction motor as two-phase motor,"** *IECON 02 [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the]*, vol.2, no., pp.967,972 vol.2, 5-8 Nov. 2002.

ABINEE, Associação Brasileira da Indústria Elétrica e Eletrônica. Relatório de Produção de Motores Elétricos no Brasil. 2011.

AGAMLOH, E.B.; PEELE, S.; GRAPPE, J., **"An experimental evaluation of the effect of voltage distortion on the performance of induction motors,"** *Pulp and Paper Industry Technical Conference (PPIC), Conference Record of 2012 Annual IEEE* , vol., no., pp.1,7, 17-21 June 2012.

ALGER, P.L **Induction Machines**: Ed Gordon and Breach Publishes, New York, 1995.

ALSHAMASIN, M.S, **"Optimization of the Performance of Single-Phase Capacitor-Run Induction Motor"**, *American Journal of Applied Sciences* 6 (4): 745-751, 2009.

BIM, EDSON. **"Máquinas Elétricas e Acionamentos"**. Elsevier, 2009.

COLLINS, E.R.; SHIRLEY, J.R.; FOX, J.C, **"An Experimental Investigation of Third Harmonic Current Distortion in Single-Phase Induction Motors"**, *Harmonics and Quality of Power, 2008. ICHQP 2008. 13th International Conference on*, vol., no., pp.1,7, Sept. 28 2008-Oct. 1 2008

DE GERSEM, H.; DE BRABANDERE, K.; BELMANS, R. J M; HAMEYER, K., **"Motional time-harmonic simulation of slotted single-phase induction machines,"** *Energy Conversion, IEEE Transactions on* , vol.17, no.3, pp.313,318, Sep 2002.

DEL TORO, VINCENT. **“Fundamentos de Máquinas Elétricas”**. Editora Prentice – Hall do Brasil LTDA, 1999.

ENOKIZONO, M.; TODAKA, T.; AOKI, M.; YOSHIOKA, K.; WADA, M., **"Analysis of characteristics of single phase induction motor by finite element method,"** *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol.23, no.5, pp.3302, 3304, Sep 1987.

FITZGERALD, ARTHUR E. **“Máquinas Elétricas. Com introdução à Eletrônica de Potência”**: Artmed Editora S.A, 6º Edição, 2006.

GNACINSKI, **“Prediction of windings temperature rise in induction motors supplied with distorted voltage,”** *Energy Conversion and Management*, Elsevier, vol. 49, 2008 pp.707-717.

GURU, BHAG S. **“Electric Machinery and Transformers,”** Oxford University Press, 2001.

HO, S.L.; FU, W.N., **"Computation of harmonic stray losses of induction motors using adaptive time stepping finite element method together with externally coupled circuits,"** *Electrical Machines and Drives*, 1995. *Seventh International Conference on (Conf. Publ. No. 412)*, vol., no., pp.93, 97, 11-13 Sep 1995.

HRABOVCOVA, V.; KALAMEN, L.; SEKERAK, P.; RAFAJDUS, P., **"Determination of single phase induction motor parameters,"** *Power Electronics Electrical Drives Automation and Motion (SPEEDAM)*, 2010 *International Symposium on* , vol., no., pp.287,292, 14-16 June 2010.

JOHNSON, K.; ZAVADIL, R., **"Assessing the impacts of nonlinear loads on power quality in commercial buildings-An overview,"** *Industry Applications Society Annual Meeting, 1991., Conference Record of the 1991 IEEE* , vol., no., pp.1863,1869 vol.2, Sept. 28 1991-Oct. 4 1991.

KHOEI, A.; YUVARAJAN, S., **"Steady state performance of a single phase induction motor fed by a direct AC-AC converter,"** *Industry Applications Society Annual Meeting, 1989., Conference Record of the 1989 IEEE* , vol., no., pp.128,132 vol.1, 1-5 Oct. 1989.

KIMBALL, A.L.; ALGER, P.L., **"Single-Phase Motor-Torque Pulsations"** *American Institute of Electrical Engineers, Transactions of the*, vol. XLIII, no., pp.730, 739, Jan. 1924

KOSOW, IRVING L. **Máquinas Elétricas e Transformadores:** Editora Globo, 4º Edição, 1982.

KRAUSE, P.C, WASYNCZUK, O; SUDHOFF, S.D., **Analysis of Electric Machinery**, Wiley-IEEE Press; 2nd edition, Piscataway, NJ, 2002, p. 632

LIN, D.; BATAN, T.; FUCHS, E. F.; GRADY, W.M., **"Harmonic losses of single-phase induction motors under nonsinusoidal voltages,"** *Energy Conversion, IEEE Transactions on* , vol.11, no.2, pp.273,286, Jun 1996.

RAJANATHAN, C.B.; WATSON, B.J., **"Simulation of a single phase induction motor operating in the motoring, generating and braking modes,"** *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol.32, no.3, pp.1541,1544, May 1996.

SIMONE, G. A; CREPPE, R. C. – **Conversão Eletromecânica de Energia, Uma Introdução ao Estudo.** Editora Érica, 1999.

TOMASELLI, L. C. **Estudo De Acionamentos à Velocidade Variável para Motores de Indução Monofásicos com Capacitor Permanente para Aplicação em Ventiladores.** Tese de doutorado, UFSC, 2004.

VEINOTT, CYRIL G. **Motores electricos de potencia fraccionaria y subfraccionaria:** Marcombo Boixareu Editores, 1978.

VENKATA, R., **Transient Analysis of Single-Phase Induction Motors**, Asia Publishing House, New York, 1964, p. 148.

WEG – **Motores de Indução Alimentados por Inversores de Frequência PWM**: Guia Técnico.

WENPING CAO; BRADLEY, K.J.; CLARE, J.C.; WHEELER, P.W., **"Comparison of Stray Load and Inverter-Induced Harmonic Losses in Induction Motors Using Calorimetric and Harmonic Injection Methods,"** *Industry Applications, IEEE Transactions on* , vol.46, no.1, pp.249,255, Jan.-feb. 2010.