

JACQUES ROBERTH RUTHES

**ANÁLISE DOS TORQUES SÍNCRONOS EM
MOTORES DE INDUÇÃO MONOFÁSICOS**

FLORIANÓPOLIS
2008

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**ANÁLISE DOS TORQUES SÍNCRONOS EM
MOTORES DE INDUÇÃO MONOFÁSICOS**

Dissertação submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
como parte dos requisitos para a
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

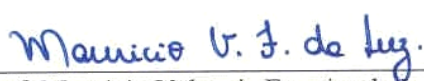
JACQUES ROBERTH RUTHES

Florianópolis, outubro de 2008.

ANÁLISE DOS TORQUES SÍNCRONOS EM MOTORES DE INDUÇÃO MONOFÁSICOS

Jacques Roberth Ruthes

‘Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Eletromagnetismo e Dispositivos Eletromagnéticos, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.’

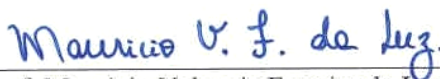


Prof. Mauricio Valencia Ferreira da Luz, Dr.
Orientador



Prof.^a Kátia Campos de Almeida, Ph.D.
Coordenadora do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

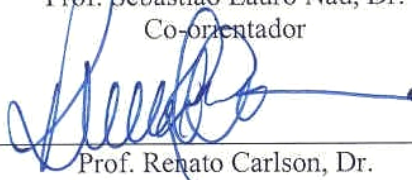
Banca Examinadora:



Prof. Mauricio Valencia Ferreira da Luz, Dr.
Presidente



Prof. Sebastião Lauro Nau, Dr.
Co-orientador



Prof. Renato Carlson, Dr.



Prof. Nelson Jhoé Batistela, Dr.



Eng. Mário Célio Contin, Dr.

Para
minha esposa Daniela e
meus filhos Pâmela e Rafael

AGRADECIMENTOS

À minha esposa Daniela e aos meus filhos Pâmela e Rafael, a quem dedico este trabalho, principalmente pela compreensão de minha ausência em tantos momentos importantes.

Ao meu orientador e incentivador, professor Mauricio, e meu co-orientador, Sebastião Lauro Nau, pela confiança, apoio e, principalmente, amizade.

À WEG, pela oportunidade proporcionada para o desenvolvimento de seus engenheiros.

Ao GRUCAD, pela realização do curso em conjunto com a WEG.

Aos colegas Rudi e Briam, pelas traduções dos textos em alemão.

Aos colegas do departamento de Pesquisa e Desenvolvimento e dos Laboratórios de Ensaio Elétricos, por todo o auxílio prestado na realização deste trabalho.

Aos meus pais e meus irmãos, que sempre me apoiaram e incentivaram.

E a Deus!

Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

ANÁLISE DOS TORQUES SÍNCRONOS EM MOTORES DE INDUÇÃO MONOFÁSICOS

Jacques Roberth Ruthes

Outubro/2008

Orientador: Prof. Mauricio Valencia Ferreira da Luz, Dr.

Co-Orientador: Prof. Sebastião Lauro Nau, Dr.

Área de Concentração: Eletromagnetismo e Dispositivos Eletromagnéticos.

Palavras-chave: motor de indução monofásico, harmônicas, torque síncrono.

Número de Páginas: 78

RESUMO: Este trabalho apresenta um estudo sobre os torques síncronos em motores de indução monofásicos. Nele estão contemplados o cálculo analítico e a verificação experimental do fenômeno. Inicialmente é apresentada uma revisão sobre a teoria dos motores de indução monofásicos segundo a abordagem dos campos girantes, seguida de uma conceituação sobre o problema dos torques síncronos em motores de indução em geral, e especificamente em motores monofásicos. Um modelo, baseado no circuito clássico do motor monofásico com dois enrolamentos, que considera os efeitos das harmônicas é analisado com o objetivo de verificar a sua aplicabilidade para motores monofásicos com uma faixa de potência maior. Este modelo permite a análise da interação entre as harmônicas de força magnetomotriz (fmm) e as ondas de permeância do entreferro que resultam em campos harmônicos de alta ordem. Estes campos, por sua vez, interagem com as harmônicas de fmm do rotor e quando duas ondas apresentam o mesmo número de pares de pólos e a mesma velocidade, ocorre o torque síncrono, em rotações específicas do rotor, calculadas pelo procedimento apresentado. Como a verificação experimental destes torques não é normalizada, o trabalho apresenta um método para medição e compara os resultados obtidos com os calculados.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

ANALYSIS OF SYNCHRONOUS TORQUES IN SINGLE-PHASE INDUCTION MOTORS

Jacques Roberth Ruthes

October 2008

Advisor: Prof. Mauricio Valencia Ferreira da Luz, Dr.

Co-Advisor: Prof. Sebastião Lauro Nau, Dr.

Area of Concentration: Electromagnetism and Electromagnetic Devices.

Keywords: single-phase motor, harmonics, synchronous locking, synchronous crawling.

Number of Pages: 78

ABSTRACT: This work presents a study on synchronous torques in single-phase induction motors through analytical calculation and experimental verification. At first, some concepts concerning the theory of single-phase induction motors based on rotating field analysis are reviewed, followed by concepts of synchronous torque issue for general induction motors and especially for single-phase motors. A model based on the classic single-phase two-winding motor circuit which considers harmonic effects is analyzed to verify its validity for single phase motors of higher power ranges. Such model allows the analysis of the interaction between the magnetomotive force (MMF) and permeance waves along the air gap, which results in high order magnetic field harmonics. Such fields interact with rotor MMF harmonics, and when two waves present both the same number of poles and the same velocity, then synchronous torque occurs at certain rotor speeds, that can be calculated by the procedure mentioned above. Due to the nonexistence of normalization for the experimental verification of this effect, this work also presents a methodology for measuring synchronous torques, thus allowing comparative analysis between experimental and analytical results.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS	ix
LISTA DE TABELAS	xi
SIMBOLOGIA	xii
1. INTRODUÇÃO	1
2. MOTOR DE INDUÇÃO MONOFÁSICO	4
2.1. Definição e classificação do MIM.....	4
2.1.1. MIM Split-phase	5
2.1.2. MIM com Capacitor de Partida	6
2.1.3. MIM com Capacitor de Dois Valores	6
2.1.4. MIM com Capacitor Permanente.....	7
2.2. Teoria básica do MIM	8
2.2.1. Teoria dos campos girantes	8
2.2.2. Perdas no ferro	12
2.2.3. Geração do torque no MIM com um enrolamento	13
2.2.4. Torque no MIM considerando o enrolamento auxiliar	14
3. TORQUE SÍNCRONO	16
3.1. Perturbações na curva de aceleração	16
3.2. Definição de torque síncrono	17
3.3. Harmônicas	18
3.3.1. Harmônicas espaciais do estator.....	18
3.3.2. Harmônicas de ranhura do estator (fmm).....	19
3.3.3. Harmônicas de ranhura do rotor (fmm)	19
3.3.4. Harmônicas de permeância do entreferro.....	19
3.3.5. Harmônicas de rotor (fmm).....	22
3.3.6. Harmônicas de densidade de fluxo resultantes.....	23
3.4. Cálculo do Torque Síncrono	24
3.4.1. Campos harmônicos no entreferro	25
3.4.2. Determinação do Torque Síncrono	28
3.4.2.1. Harmônica de fmm magnetizante.....	28
3.4.2.2. Permeância e Coeficiente de Permeância	29
3.4.2.3. Fmm do Rotor	29
3.4.2.4. Cálculo do Torque	29
4. MODELAGEM E ANÁLISE DO TORQUE SÍNCRONO	31
4.1. Circuito equivalente.....	31
4.1.1. Cálculo do torque.....	35
4.1.2. Avaliação do modelo	36
4.2. Permeância	38
4.2.1. Comprimento do entreferro para as harmônicas.....	38
4.2.2. Inclinação da ranhura do rotor.....	39
4.3. Torque síncrono.....	40
4.4. Processo iterativo para cálculo do torque síncrono	41
4.4.1. Procedimento iterativo	43
4.4.2. Resultados obtidos	43

4.4.2.1.	Torques síncronos para o Motor I	43
4.4.2.2.	Validação do modelo	45
5.	ENSAIOS	47
5.1.	Ensaio de rotina	47
5.1.1.	Curva XY	47
5.1.2.	Curva de Rotor Bloqueado em 360°	49
5.1.2.1.	Eixo de torção.....	49
5.1.2.2.	Bloqueado Ponto a Ponto.....	50
5.1.2.3.	Comparação dos métodos	51
5.2.	Verificação do torque síncrono	52
5.2.1.	Ensaio com o Motor I realizados com tensão nominal.....	53
5.2.2.	Ensaio com o Motor I realizados com tensão reduzida	59
5.3.	Comparação dos resultados de ensaio e simulação	61
6.	CONSIDERAÇÕES FINAIS	63
6.1.	Sobre a modelagem	63
6.1.1.	Do motor de indução monofásico	63
6.1.2.	Do torque síncrono.....	63
6.2.	Sobre os ensaios	64
6.3.	Propostas para trabalhos futuros	65
	ANEXO 1	66
	ANEXO 2	75
	Especificação do Motor I.....	75
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	76

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – MIM Split-phase	5
Figura 2.2 – MIM com Capacitor de Partida.....	6
Figura 2.3 – MIM com Capacitor de Dois Valores	7
Figura 2.4 – MIM com Capacitor Permanente e chave de reversão	7
Figura 2.5 – Circuito equivalente do motor monofásico [19]	9
Figura 2.6 – Circuito equivalente do motor monofásico com enrolamento auxiliar [19]....	10
Figura 2.7 – Diagrama de fasores para as componentes girantes de fmm.	14
Figura 2.8 – Diagrama de fasores para as componentes girantes de fmm.	15
Figura 4.1 – Circuito equivalente para o MIM com um enrolamento incluindo as harmônicas de fmm [16].	34
Figura 4.2 – Circuitos equivalentes para os enrolamentos principal e auxiliar [16].	35
Figura 4.3 – Comparação dos valores de torque (ensaio x simulação) para o Motor I.	37
Figura 4.4 – Comparação dos valores de corrente (ensaio x simulação) para o Motor I.	37
Figura 4.5 – Comprimento do entreferro equivalente.....	38
Figura 4.6 – Comprimentos do entreferro para as harmônicas.	39
Figura 4.7 – Geração das ondas de densidade de fluxo.	40
Figura 4.8 – Circuito equivalente para análise do torque síncrono [16].	42
Figura 4.9 – Curva obtida através de modelagem para o Motor I.....	44
Figura 4.10 – Valores do torque síncrono para o Motor I.....	44
Figura 4.11 – Valores do torque síncrono para o Motor I com $N_1/N_2 = 36/36$	45
Figura 5.1 – Curva XY de um motor monofásico com capacitor permanente, com uma sela na curva de torque originada pela 3ª harmônica de fmm.	47
Figura 5.2 – Curva XY de um motor monofásico com capacitor de partida, com uma sela na curva de torque originada pela 5ª harmônica de fmm.	48
Figura 5.3 – Curva XY de um motor monofásico com capacitor permanente, com uma redução na curva de torque numa das rotações onde ocorre torque síncrono.	48
Figura 5.4 – Curva de Rotor Bloqueado em 360° (realizada com o eixo de torção) de um motor monofásico com capacitor permanente.....	49
Figura 5.5 – Comparação dos valores de torque obtidos através do ensaio bloqueado ponto a ponto e com o eixo de torção com o motor a 6 rpm	51
Figura 5.6 – Comparação dos valores de torque obtidos através do ensaio bloqueado ponto a ponto e com o eixo de torção com o motor a 10 rpm	51
Figura 5.7 – Curvas de torque-rotação para o Motor I.....	53
Figura 5.8 – Curvas de torque-rotação para o Motor I até a rotação de 300 rpm.....	54
Figura 5.9 – Detalhe ampliado da Figura 5.8 para região de bloqueado.	54
Figura 5.10 – Detalhe ampliado da Figura 5.8 para região de 81,82 rpm.....	55
Figura 5.11 – Detalhe ampliado da Figura 5.8 para região de 163,63 rpm.....	55
Figura 5.12 – Curvas da Figura 5.8 com resultados dos 44 ensaios de rotação imposta.	56
Figura 5.13 – Ensaio de rotação imposta – 5 rpm.	56

Figura 5.14 – Ensaio de rotação imposta – 80 rpm.	57
Figura 5.15 – Ensaio de rotação imposta – 162 rpm.....	57
Figura 5.16 – Ensaio de rotação imposta – 163 rpm.....	58
Figura 5.17 – Ensaio de rotação imposta – 164 rpm.....	58
Figura 5.18 – Ensaio de rotação imposta – 166 rpm.....	58
Figura 5.19 – Curvas de torque-rotação para o Motor I e os resultados dos ensaios de rotação imposta – Ensaio realizado com tensão reduzida (64% U_N).....	60
Figura 5.20 – Curvas de torque-rotação para o Motor I – Ensaio realizado com tensão reduzida (38% U_N).....	60

LISTA DE TABELAS

Tabela 4.1 – Expressões para o cálculo das rotações do rotor nas quais ocorre o torque síncrono.	40
Tabela 5.1 – Resumo dos valores de torque obtidos através dos métodos XY e 360° para o Motor I.	59
Tabela 5.2 – Valores de torque síncrono (ensaio x modelagem) para o Motor I.	61

SIMBOLOGIA

Segue a relação das variáveis utilizadas na dissertação. Ela é dividida em Variáveis e Índices, visto que existem muitas combinações entre elas. Como exemplo pode-se citar a variável F_{isf} , que representa a “componente direta (f) da força magnetomotriz (F) devido à corrente (i) do estator (s)”.

Variáveis

Símbolo	Denominação	Unidade
B	Densidade de fluxo magnético	T
E	Força eletromotriz	V
f	Frequência	Hz
F	Força magnetomotriz	A
h	Número de pares de pólos de uma onda genérica de fmm	
I	Corrente	A
ℓ_{rc}	Comprimento do entreferro corrigido pelo fator de Carter	m
ℓ_g	Comprimento efetivo do entreferro	m
ℓ_{mec}	Comprimento mecânico do entreferro	m
L_{mag}	Comprimento efetivo do pacote de chapas	m
N	Número de espiras do enrolamento	
N_1	Número de ranhuras do estator	
N_2	Número de ranhuras do rotor	
n_B	Número de pares de pólos da onda de densidade de fluxo criada pela interação de uma harmônica de fmm com uma de permeância	
P	Coefficiente de permeância	H/m ²
p	Número de pares de pólos do motor	
R	Resistência	Ω
r	Raio médio do entreferro	m
s	Escorregamento	
T	Torque	Nm
t	Tempo	s
V	Tensão	V
x	Número de pares de pólos de uma onda genérica de permeância	
X	Reatância	Ω
y	Múltiplo da velocidade do rotor com a qual a harmônica genérica de permeância gira	
Z	Impedância	Ω

Símbolo	Denominação	Unidade
β	Relação de espiras entre os enrolamentos auxiliar e principal	
δ	Ângulo de inclinação do rotor	rad
φ	Ângulo de fase da impedância	rad
θ	Variável angular genérico	rad
ω	Frequência angular	rad/s

Índices

Símbolo	Denominação
1	Estator
2	Rotor
A, a	Auxiliar
b	Componente reversa (“ <i>backward</i> ”)
B	Densidade de fluxo
f	Componente direta (“ <i>forward</i> ”)
g	Entreferro
h	Harmônica de ordem h
I, i	Corrente
m	Harmônica de ordem m
m	Magnetização
M, m	Principal
n	Harmônica de ordem n
n_B	Harmônica de ordem n_B
r	Rotor
s	Estator

1. INTRODUÇÃO

Apesar de ter sido inventado há mais de 100 anos, a maioria dos motores elétricos utilizados em aplicações industriais e residenciais é de indução [1]. A faixa de potência abrangida por este tipo de motor é muito ampla, variando de dezenas de watts a vários megawatts.

Não há dúvida de que o motor de indução trifásico ocupa o primeiro lugar em termos de capacidade de potência (valor de mercado), porém, quando a análise é feita em função do número de unidades produzidas, o motor de indução monofásico (MIM) assume a liderança. Na WEG, em 2007, 70% do total de motores produzidos foram do tipo MIM.

Apesar da participação dos motores com ímãs permanentes estar aumentando em várias áreas, principalmente em função do menor consumo de energia, a utilização dos MIMs ainda é a alternativa mais viável para aplicações como bombas, ventiladores e compressores, bem como para aplicações residenciais (domésticas) e rurais, nas quais a rede de alimentação é predominantemente monofásica.

Atualmente, com o constante aumento do preço dos materiais (cobre e aço laminado) é necessário um melhor aproveitamento destes na fabricação dos motores. Isto é possível através de projetos otimizados que permitem uma melhoria contínua do desempenho dos motores de indução, trifásicos ou monofásicos.

Na etapa de projeto é importante que o projetista esteja atento aos detalhes que podem amplificar os efeitos de uma característica indesejada, porém inevitável, dos motores de indução: o torque síncrono que pode causar o travamento (*locking*) ou selas (*crawling*) na curva de torque-rotação, em especial em MIMs.

De uma maneira muito simples, pode-se dizer que a origem do torque síncrono está relacionada à interação de campos harmônicos do estator e do rotor em condições especiais que são abordadas nos próximos capítulos. Assim, é fundamental que na fase de projeto todas as ações sejam tomadas no intuito de eliminar ou, quando isto não for possível, diminuir a influência dos campos harmônicos.

Os efeitos dos torques síncronos ocorrem na região inicial da curva torque-rotação, condição na qual, independentemente do tipo do MIM, os dois enrolamentos (principal e auxiliar) estão sempre energizados. Isto é um agravante no sentido que a modelagem para o MIM com dois enrolamentos é muito mais complexa se comparada à dos motores de indução trifásico e monofásico com apenas um enrolamento.

Uma das abordagens clássicas utilizadas para analisar o MIM com dois enrolamentos é a teoria dos campos girantes. A abordagem apresentada por Morril [2] considerava a distribuição do enrolamento senoidal e um entreferro liso (sem aberturas das ranhuras). Pouca literatura é dedicada à modelagem dos motores de indução para considerar os efeitos dos torques harmônicos, de um modo geral, e dos torques síncronos, em especial.

No que se refere aos torques assíncronos, [3] a [9] são algumas das publicações encontradas que abordam o assunto para motores de indução trifásicos. Sobre torque síncrono, para o motor trifásico, [5] apresenta uma explicação sobre o fenômeno apresentando um procedimento bastante simplificado (idealizado) para o cálculo da amplitude deste torque. Métodos de cálculo também são apresentados em [3] e [7]. O mais comum, no entanto, é encontrar abordagens sobre o assunto que enfatizam a complexidade em se obter valores para esta grandeza.

Para MIMs, [10] apresentou um circuito equivalente para a consideração das harmônicas em geral, tanto as ímpares como as pares. Na última década percebeu-se um aumento no número de publicações ([11] a [15]) sobre modelagem de MIMs considerando as harmônicas.

Recentemente, durante a conclusão deste trabalho, foi publicada uma tese de doutorado [16] abordando especificamente a modelagem dos torques assíncronos e síncronos em motores monofásicos.

Esta dissertação, com foco nos motores de indução monofásicos de enrolamentos distribuídos¹ no estator, tem como objetivos: (a) analisar e validar o modelo apresentado em [16]; (b) verificar a aplicabilidade do modelo para uma faixa de potência maior do que a apresentada no trabalho [16]; e (c) apresentar uma metodologia de ensaio para verificação do torque síncrono.

Em suma, o objetivo geral é apresentar ferramentas para auxiliar o projetista, de forma analítica e experimental, na análise do torque síncrono em MIMs.

¹ Não são considerados nas análises os motores de indução monofásicos com enrolamentos concentrados, como por exemplo, o motor monofásico de pólos sombreados (*shaded-pole*).

O trabalho está estruturado da seguinte forma:

No capítulo 2 são apresentados aspectos básicos do MIM, como definição e classificação dos tipos de motores. Para facilitar a compreensão do modelo, são descritos de forma sucinta os princípios da teoria dos campos girantes.

O capítulo 3 é destinado ao torque síncrono. Inicialmente é apresentada uma revisão bibliográfica citando definições, origens e conseqüências do torque síncrono no desempenho do motor de indução. Em seguida esses conceitos são tratados especificamente sobre o MIM. Para uniformizar a nomenclatura utilizada, também é apresentada uma revisão sobre campos harmônicos, ou harmônicas, como são mais comumente referidas.

O capítulo 4 é destinado à discussão do modelo apresentado em [16], abordando as considerações utilizadas e as dificuldades de implantação do modelo.

No capítulo 5 é analisada a metodologia de ensaio. Os resultados são analisados e comparados com os obtidos através do modelo proposto.

As considerações finais, bem como as sugestões para continuação deste trabalho constam no capítulo 6.

2. MOTOR DE INDUÇÃO MONOFÁSICO

Este capítulo é destinado à teoria básica do MIM e está baseado em uma das clássicas referências da literatura técnica sobre o assunto [17], bem como em publicações mais recentes sobre motores de indução [18] e [19]. O objetivo desse capítulo é apresentar a fundamentação teórica básica e a nomenclatura utilizada com o intuito de facilitar a compreensão e servir de embasamento para o modelo que será apresentado mais adiante para análise dos torques síncronos, servindo como um capítulo de referência.

2.1. Definição e classificação do MIM

Motor de indução monofásico é a denominação dada ao motor de indução (com rotor de gaiola) apto a funcionar em uma rede de alimentação monofásica. Comumente estes motores são empregados em aplicações de baixa potência (abaixo de 3cv) e velocidade constante em locais onde a rede trifásica não é normalmente encontrada, como em residências e áreas rurais distantes.

Apesar do nome, a referência a uma fase (motor monofásico) está relacionada mais à fonte de alimentação do que propriamente ao número de enrolamentos (fases) do motor. Para poder gerar o campo girante na rotação zero (condição necessária para poder partir), é necessário haver dois enrolamentos no estator, os quais não precisam obrigatoriamente possuir o mesmo número de espiras. Normalmente, os eixos possuem uma defasagem de 90° elétricos entre si. Um dos enrolamentos (ou fase) é chamado de enrolamento principal e o outro, de enrolamento auxiliar (algumas vezes chamado de enrolamento de partida). Em regime, após partir com dois enrolamentos, o MIM pode funcionar tanto com os dois enrolamentos como com apenas o enrolamento principal.

Classificar os tipos de MIMs pode não ser uma tarefa muito fácil nos dias atuais, levando em consideração o aumento de configurações dos enrolamentos (concentrados ou distribuídos) para este tipo de motor [12], bem como a utilização ou não de impedâncias externas (capacitores e resistores). Contudo algumas denominações apresentadas por [17] são clássicas e podem ser consideradas como padrão.

Os MIMs fabricados com enrolamentos distribuídos no estator são comumente classificados em quatro tipos: split-phase, capacitor de partida, capacitor permanente e capacitor dois valores.

É importante ressaltar que algumas referências bibliográficas utilizam o termo “*split-phase*” para se referir ao motor cuja “alimentação monofásica é dividida entre as duas fases do motor” [19], tendo assim o mesmo significado adotado neste trabalho para “*motor de indução monofásico*”.

2.1.1. MIM Split-phase

Normalmente este motor possui o enrolamento principal e auxiliar deslocados no espaço de 90° (em alguns casos, a defasagem ξ pode chegar a 110° ou 120°). O esquema do motor split-phase é apresentado na Figura 2.1a, onde \dot{V}_s é tensão da fonte, \dot{I}_m a corrente do enrolamento principal e \dot{I}_a a corrente do enrolamento auxiliar.

A relação entre resistência e reatância do enrolamento auxiliar é maior do que a mesma relação do enrolamento principal. Os enrolamentos são projetados assim para criar uma defasagem temporal, fazendo com que a corrente do enrolamento auxiliar esteja adiantada em relação à corrente do enrolamento principal (Figura 2.1b).

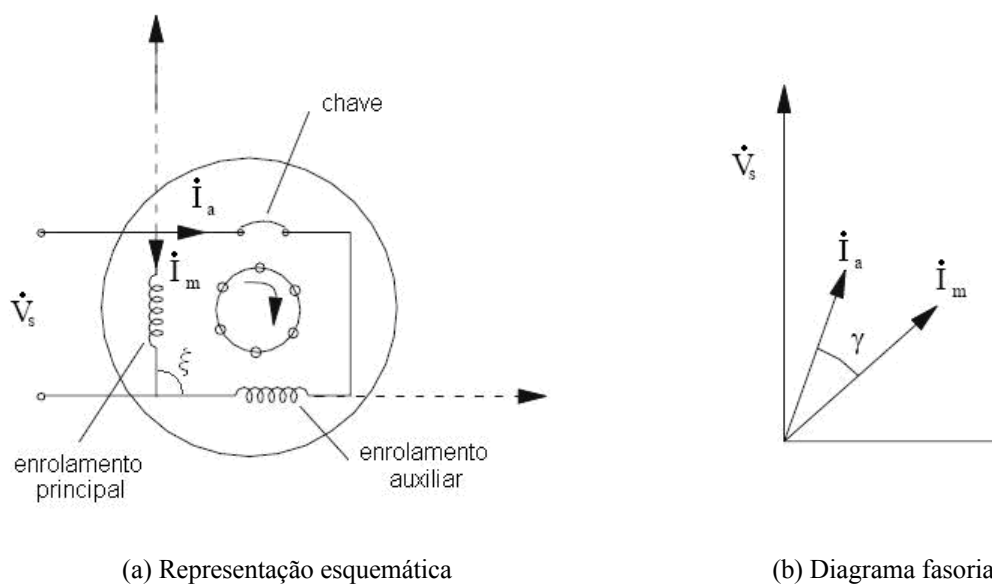


Figura 2.1 – MIM Split-phase

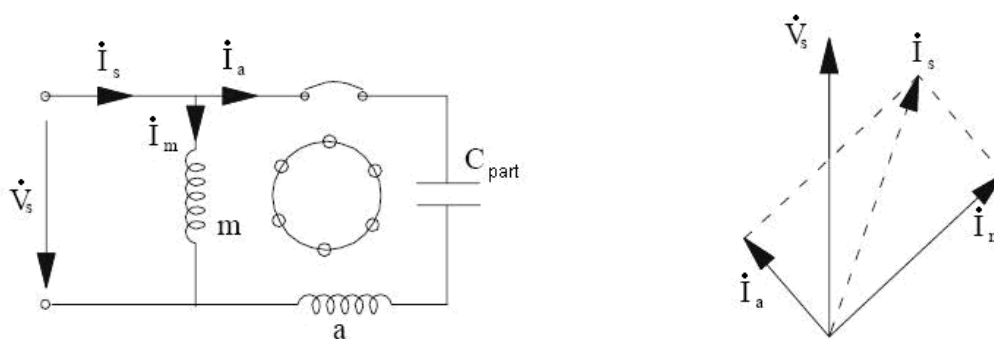
A defasagem espacial dos enrolamentos ($\xi=90^\circ$) e temporal das correntes ($\gamma \approx 20-30^\circ$) produz no entreferro um campo magnético com uma componente de campo para frente bem definida, do enrolamento principal (“m”) para o enrolamento auxiliar (“a”). Este campo induz tensões na gaiola do rotor, cujas correntes produzem torque de partida, fazendo o rotor girar de “m” para “a” (sentido horário).

Quando o rotor atinge uma determinada velocidade (algo em torno de 75% a 80% da rotação síncrona), a chave (vide Figura 2.1a) abre e desconecta o enrolamento auxiliar, o qual, neste caso, é projetado para um curto regime de trabalho. O torque de partida pode atingir até 150% do torque nominal do motor.

Em regime, o motor split-phase trabalha com apenas um enrolamento, e por isso apresenta um fator de potência relativamente baixo. Este motor é usado para baixas potências (abaixo de 250 W) em aplicações onde o custo do motor é o fator preponderante.

2.1.2. MIM com Capacitor de Partida

Em regime, o funcionamento básico deste motor é o mesmo do motor split-phase. A diferença entre eles está na inclusão de um capacitor de partida em série com o enrolamento auxiliar, que produz um avanço da corrente auxiliar, em relação à corrente principal, de praticamente 90° (Figura 2.2a). Desta maneira, na partida, o funcionamento do motor assemelha-se ao de um motor bifásico quase equilibrado, apresentando um torque de partida bem mais elevado do que o motor split-phase (Figura 2.2b).



(a) Representação esquemática

(b) Diagrama fasorial

Figura 2.2 – MIM com Capacitor de Partida

2.1.3. MIM com Capacitor de Dois Valores

Este motor utiliza dois capacitores diferentes em paralelo, um para a partida (C_{part}) e outro para condição de regime (C_{perm}), ligados em série com o enrolamento auxiliar. Em regime, o capacitor de partida é desconectado e o capacitor permanente permanece em série com o enrolamento auxiliar, como pode ser observado na Figura 2.3a. O uso de capacitâncias diferentes ($C_{part} \gg C_{perm}$) proporciona melhor desempenho tanto na partida como em carga, pois é possível ajustar o campo girante em cada uma das situações, fazendo com que o motor comporte-se também como um motor bifásico na região de plena carga, conforme está ilustrado nos diagramas das correntes da Figura 2.3b.

A inclusão do capacitor permanente no circuito produz os seguintes efeitos [18]:

- Aumento de 5 a 30% no torque máximo;
- Melhora de 5 a 10% no rendimento;
- Valores do fator de potência acima de 90%;
- Redução do ruído magnético;
- Aumento de 5 a 20% no torque de partida.

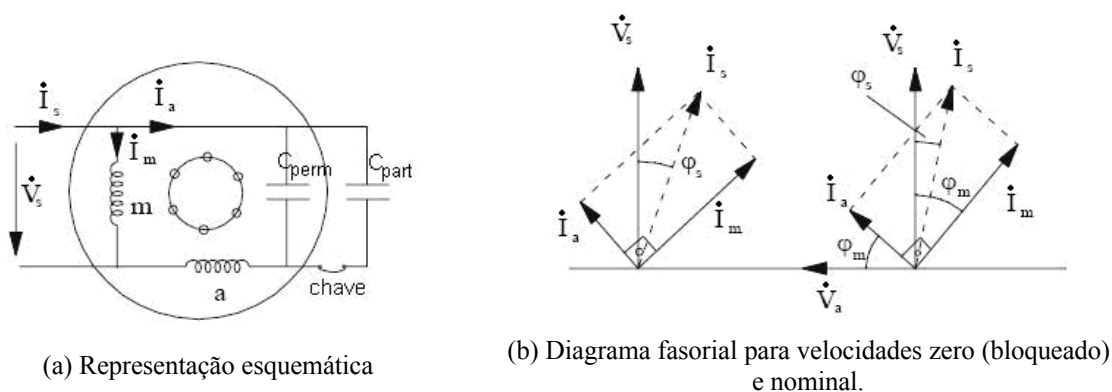


Figura 2.3 – MIM com Capacitor de Dois Valores

2.1.4. MIM com Capacitor Permanente

O MIM com capacitor permanente possui apenas um capacitor no enrolamento auxiliar que permanece conectado durante todo o período de funcionamento do motor.

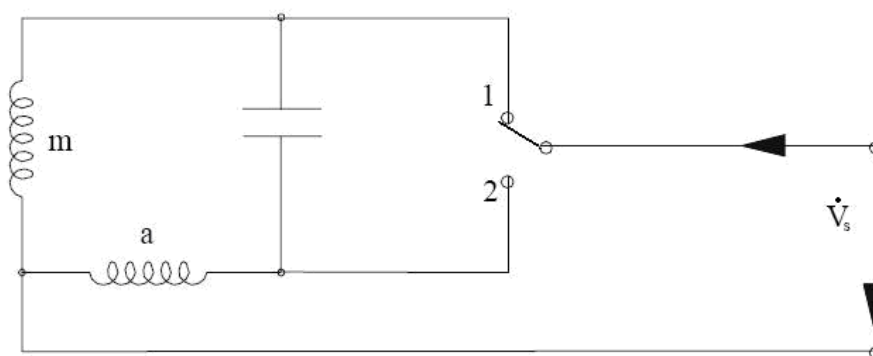


Figura 2.4 – MIM com Capacitor Permanente e chave de reversão

Como é necessário um compromisso entre o desempenho na partida e em carga, este motor apresenta um baixo torque de partida, mas bons valores para o fator de potência e rendimento na condição de plena carga.

Devido ao baixo torque de partida, geralmente são utilizados em aplicações como ventiladores, bombas centrífugas, lavadoras, etc. Este motor também é adequado para aplicações com regime de serviço intermitente que exijam reversão de rotação, situação na

qual os dois enrolamentos são idênticos e o capacitor é deslocado do circuito auxiliar para o circuito principal, conforme mostra a Figura 2.4.

2.2. Teoria básica do MIM

A modelagem para consideração dos torques síncronos, analisada mais adiante neste trabalho, é baseada na teoria dos campos girantes. Neste capítulo é apresentado, de forma resumida, o equacionamento básico segundo esta teoria. Contudo, há outras abordagens para o tratamento matemático do MIM, como as teorias dos campos cruzados ou das componentes simétricas, ambas descritas em [17].

A abordagem neste capítulo é feita considerando apenas a componente fundamental da força magnetomotriz (fmm). Porém, esta mesma teoria é útil para a análise com a influência das harmônicas. A conclusão apresentada em [14] é de que qualquer uma das três teorias clássicas é capaz de modelar o efeito das harmônicas de fmm nos MIMs, devendo-se apenas evitar a utilização das componentes simétricas quando ambos os enrolamentos apresentam altos conteúdos harmônicos com diferentes distribuições espaciais das componentes.

2.2.1. Teoria dos campos girantes

A metodologia dos campos girantes foi apresentada em [2]. O equacionamento apresentado aqui segue a abordagem utilizada por [17], com a consideração das perdas no ferro representadas no circuito equivalente por R_{fe} (vide Figura 2.5).

Neste trabalho são adotados os termos **campo direto** (*forward*) e **campo reverso** (*backward*) para a denominação dos sentidos dos campos girantes, conforme já utilizado em algumas referências em português, entre elas [20].

Considerando que um enrolamento de 2 pólos de um estator, cuja distribuição é senoidal ao longo do perímetro do entreferro, com um total de N espiras, seja alimentado por uma corrente com variação senoidal no tempo, uma fmm será criada no estator (pulsante no tempo com distribuição senoidal no espaço) e pode ser expressa por

$$\begin{aligned} F(t, \theta) &= N \cos(\theta) I \cos(\omega_s t) \\ &= \frac{NI}{2} (\cos(\omega_s t - \theta) + \cos(\omega_s t + \theta)) \end{aligned} \quad (2.1)$$

A equação (2.1) representa duas componentes girantes de fmm que são iguais em amplitude, mas giram em sentidos opostos numa velocidade angular ω_s , isto é:

$$\begin{aligned} F_f(t, \theta) &= \frac{NI}{2} \cos(\omega_s t - \theta) \\ F_b(t, \theta) &= \frac{NI}{2} \cos(\omega_s t + \theta) \end{aligned} \quad (2.2)$$

Com base em (2.2) pode-se dividir o estator em duas partes: uma que cria o campo direto e outra que cria o campo reverso. Estas partes são conectadas em série de modo que a corrente que circula por ambas as partes é a mesma. Cada parte do enrolamento possui metade das espiras do enrolamento físico.

A Figura 2.5 mostra a representação do circuito do motor monofásico com apenas um enrolamento (sem o enrolamento auxiliar) através dos campos direto e reverso.

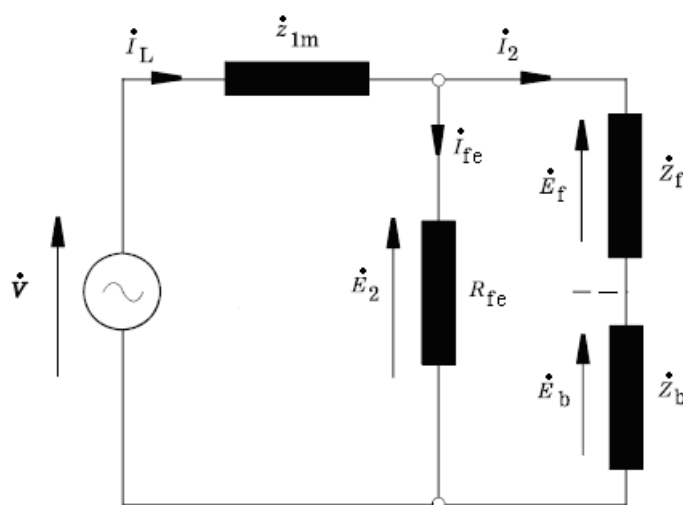


Figura 2.5 – Circuito equivalente do motor monofásico [19]

A tensão induzida é atribuída aos dois fluxos girantes em sentidos contrários, que resultam em \dot{E}_f e \dot{E}_b respectivamente, onde $\dot{E}_f = \dot{Z}_f \dot{I}_2$ e $\dot{E}_b = \dot{Z}_b \dot{I}_2$ na Figura 2.5. As impedâncias percebidas pelo campo direto e pelo reverso são

$$\dot{Z}_f = \frac{j \frac{X_m}{2} \left(\frac{R_2}{2s} + j \frac{X_r}{2} \right)}{\frac{R_2}{2s} + j \frac{X_r + X_m}{2}} \quad \text{e} \quad \dot{Z}_b = \frac{j \frac{X_m}{2} \left[\frac{R_2}{2(2-s)} + j \frac{X_r}{2} \right]}{\frac{R_2}{2(2-s)} + j \frac{X_r + X_m}{2}} \quad (2.3)$$

Metade da reatância mútua, ou de magnetização, é atribuída ao campo direto e metade ao campo reverso. Na condição de rotor bloqueado ($s=1$), as impedâncias de campo direto e campo reverso tornam-se iguais e, conseqüentemente, as tensões induzidas, \dot{E}_f e \dot{E}_b , também. Nesta condição não há campo girante resultante, logo o motor não consegue partir. Mas em condições normais de operação, nas quais o valor do escorregamento é pequeno, \dot{Z}_f torna-se bem maior que \dot{Z}_b , o que faz com que a maior parte da tensão induzida seja devida ao fluxo do campo girante direto.

A Figura 2.6 mostra o circuito equivalente para o motor monofásico com enrolamento auxiliar (onde β é a relação entre o número de espiras dos enrolamentos principal e auxiliar) e impedância externa (comumente um capacitor) representado pelo modelo dos campos girantes. As correntes \dot{I}_m e \dot{I}_a são as correntes reais que circulam no enrolamento principal e no auxiliar.

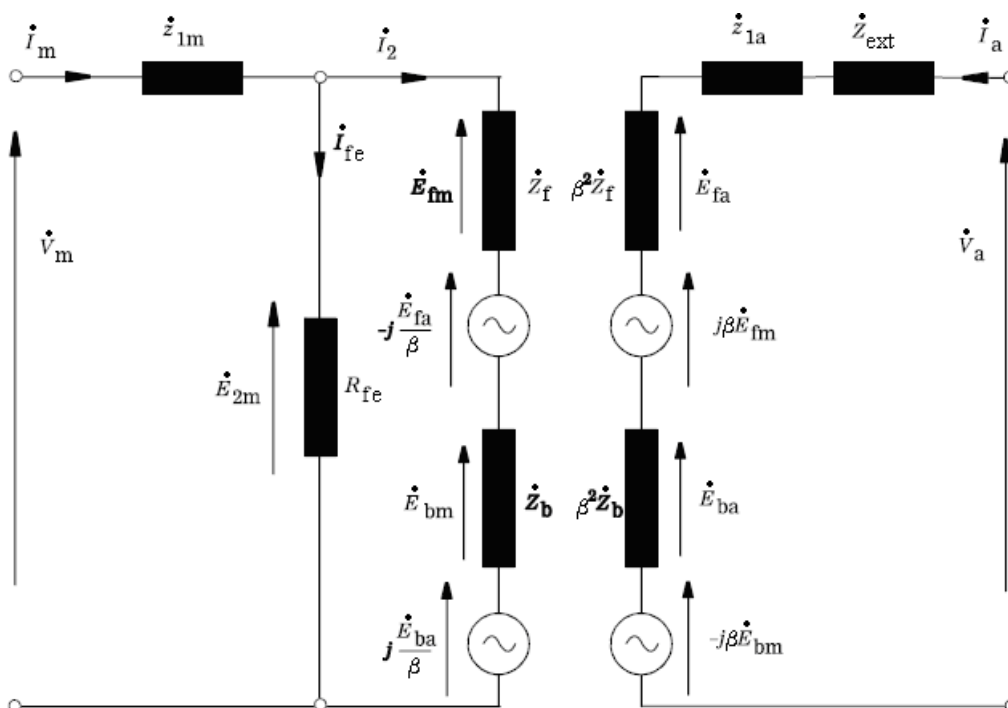


Figura 2.6 – Circuito equivalente do motor monofásico com enrolamento auxiliar [19]

As tensões expressas na forma do produto de uma impedância por uma corrente são devidas às tensões no próprio enrolamento, enquanto que as forças eletromotrizes (fem) expressas como fonte de tensão são devidas às induções mútuas entre os enrolamentos.

Os efeitos secundários como efeito pelicular, saturação da reatância de magnetização e perdas suplementares não são diretamente modeladas. As equações de tensão são as seguintes:

$$\begin{aligned}\dot{V}_m &= \dot{Z}_{1m} \dot{I}_m + \dot{Z}_f (\dot{I}_m - j\beta \dot{I}_a) + \dot{Z}_b (\dot{I}_m + j\beta \dot{I}_a) \\ \dot{V}_a &= \dot{Z}_{1a} \dot{I}_m + \dot{Z}_c \dot{I}_a + j\beta \dot{Z}_f (\dot{I}_a - j\beta \dot{I}_m) - j\beta (\dot{Z}_b \dot{I}_a + j\beta \dot{I}_m)\end{aligned}\quad (2.4)$$

A solução para as correntes \dot{I}_m e \dot{I}_a é dada por

$$\begin{aligned}\dot{I}_m &= \frac{\dot{V}_m \dot{Z}_{Ta} + j\beta (\dot{Z}_f - \dot{Z}_b) \dot{V}_a}{\dot{Z}_{Tm} \dot{Z}_{Ta} - \beta^2 (\dot{Z}_f - \dot{Z}_b)^2} \\ \dot{I}_a &= \frac{\dot{V}_a \dot{Z}_{Tm} - j\beta (\dot{Z}_f - \dot{Z}_b) \dot{V}_m}{\dot{Z}_{Tm} \dot{Z}_{Ta} - \beta^2 (\dot{Z}_f - \dot{Z}_b)^2}\end{aligned}\quad (2.5)$$

onde

$$\begin{aligned}\dot{Z}_{Tm} &= \dot{Z}_{1m} + \dot{Z}_f + \dot{Z}_b \\ \dot{Z}_{Ta} &= \dot{Z}_{1a} + R_{fe} + \beta^2 (\dot{Z}_f + \dot{Z}_b)\end{aligned}\quad (2.6)$$

Os termos entre parênteses em (2.4) indicam as correntes fictícias de rotor direta e reversa que são definidas pelas seguintes expressões:

$$\begin{aligned}\dot{I}_f &= (\dot{I}_m - j\beta \dot{I}_a) \\ \dot{I}_b &= (\dot{I}_m + j\beta \dot{I}_a)\end{aligned}\quad (2.7)$$

A tensão induzida no enrolamento principal pelo campo girante direto é $\dot{V}_f = \dot{Z}_f \dot{I}_f$ e a tensão induzida no enrolamento principal pelo campo girante reverso é $\dot{V}_b = \dot{Z}_b \dot{I}_b$. Em [17] é deduzido que ambos os campos, direto e reverso, quando interagem com as componentes da corrente de rotor de mesmo sentido, produzem componentes distintas de torque (T_f e T_b respectivamente), expressas, em watts-síncronos, pelas seguintes equações

$$\begin{aligned}T_f &= I_f^2 \operatorname{Re}\{Z_f\} \\ T_b &= -I_b^2 \operatorname{Re}\{Z_b\}\end{aligned}\quad (2.8)$$

A soma destas duas componentes de torque resulta no torque eletromagnético, que para ser expresso em Nm precisa ser dividido pela rotação síncrona (em rad/s),

$$T_e = \frac{(T_f + T_b)p}{\omega_s} \quad [\text{Nm}] \quad (2.9)$$

onde p é o número de pares de pólos e ω_s é a rotação síncrona para 2 pólos.

Os valores de torque definidos em (2.8) e (2.9) são expressos em valores eficazes, o que indica que eles são independentes do tempo e do espaço, resultando em valores de torques constantes no tempo. Contudo, (2.9) descreve as interações entre campo girante direto com corrente de rotor direta e campo girante reverso com corrente de rotor reversa. Porém, existem outras duas parcelas de torques geradas pela interação do campo girante direto com a corrente de rotor reversa e vive-versa, cuja soma resulta na expressão para o torque pulsante,

$$T_p = \frac{|\dot{V}_f \dot{I}_b + \dot{V}_b \dot{I}_f| p}{\omega_s} \quad [\text{Nm}] \quad (2.10)$$

Em [16] está demonstrado que o torque determinado por (2.10) possui comportamento pulsante com o dobro da frequência da linha, sem produzir um valor de torque médio.

Nos casos especiais em que o motor monofásico está perfeitamente balanceado (funcionando como um motor bifásico equilibrado) as componentes reversas se cancelam e o campo girante reverso é nulo. Deste modo, a corrente de rotor reversa não é gerada e, conseqüentemente, o torque pulsante inexistente.

2.2.2. Perdas no ferro

Para fazer a inclusão das perdas no ferro nos circuitos da Figura 2.5 e da Figura 2.6 é considerado que este valor é determinado por outros métodos de cálculos. Os programas de projeto e análise de máquinas elétricas fornecem este valor. Em [16] é apresentada uma das maneiras de se calcular.

Como o valor de \dot{E}_{2m} é conhecido, pode-se determinar \dot{I}_{fe}

$$\dot{I}_{fe} = \frac{P_{fe}}{\dot{E}_{2m}} \quad (2.11)$$

Por analogia com (2.5), substituindo \dot{V}_m por \dot{E}_{2m} e \dot{Z}_{Tm} por \dot{Z}_{fb} (onde $\dot{Z}_{fb} = \dot{Z}_f + \dot{Z}_b = \dot{Z}_{Tm} - \dot{Z}_{1m}$), pode-se definir a corrente no ramo secundário \dot{I}_2 e a corrente no enrolamento auxiliar \dot{I}_a como:

$$\begin{aligned} \dot{I}_2 &= \frac{\dot{E}_{2m} \dot{Z}_{Ta} + j\beta(\dot{Z}_f - \dot{Z}_b)\dot{V}_a}{\dot{Z}_{fb} \dot{Z}_{Ta} - \beta^2(\dot{Z}_f - \dot{Z}_b)^2} \\ \dot{I}_a &= \frac{\dot{V}_a \dot{Z}_{fb} + j\beta(\dot{Z}_f - \dot{Z}_b)\dot{E}_{2m}}{\dot{Z}_{fb} \dot{Z}_{Ta} - \beta^2(\dot{Z}_f - \dot{Z}_b)^2} \end{aligned} \quad (2.12)$$

Conhecendo-se \dot{I}_2 é possível determinar a corrente do enrolamento principal \dot{I}_m

$$\dot{I}_m = \dot{I}_{fe} + \dot{I}_2 \quad (2.13)$$

que permite recalculer o valor de \dot{E}_{2m} através de

$$\dot{E}_{2m} = \dot{V}_m - \dot{Z}_{1m} \dot{I}_m \quad (2.14)$$

O sistema de equações formado por (2.11) a (2.14) não permite uma solução algébrica direta por causa da não linearidade de (2.11). Neste caso, para considerar a saturação do material magnético é necessário que um processo iterativo seja usado na resolução do sistema. É importante observar que o modelo apresentado na Figura 2.6 não faz distinção entre as perdas no ferro originadas pelos campos girantes direto ou reverso, assim, as perdas no ferro estão todas englobadas em R_{fe} .

2.2.3. Geração do torque no MIM com um enrolamento

No item 2.2.1 é mostrada a maneira clássica para calcular o torque para o MIM. Outro modo de entender como o torque ocorre no MIM (com apenas um enrolamento) é através da análise da distribuição das correntes do estator e rotor no espaço, utilizando-se para isto a técnica de diagrama de fasores mostrada em [19].

Os fasores discutidos neste item estão representados na Figura 2.7.

A visualização da distribuição das correntes é iniciada com a componente direta da densidade de fluxo no entreferro (\dot{B}_f) que é gerada por uma fmm (fictícia) – a corrente de magnetização (\dot{F}_{imf}) – que está em fase com \dot{B}_f .

Em [16] está demonstrado que a distribuição da corrente do rotor está deslocada da densidade de fluxo no entreferro de um ângulo φ , determinado pela impedância do rotor que, por sua vez, é função do escorregamento. Em condição normal de operação do motor os valores de escorregamento são pequenos, o que implica em uma impedância rotórica predominantemente resistiva e relativamente alta, e a defasagem entre a densidade de fluxo e a distribuição da corrente (ângulo φ) é pequena. A fmm do rotor (\dot{F}_{irf}) está atrasada de 90° da distribuição da corrente.

Como \dot{F}_{imf} é a fmm resultante, é necessário que a fmm do rotor seja balanceada pelo estator. Esta fmm é representada por \dot{F}'_{irf} na Figura 2.7. Portanto, a fmm do estator resultante \dot{F}'_{isf} consiste de duas partes: a fmm de magnetização e a fmm de balanceamento do rotor.



Figura 2.7 – Diagrama de fasores para as componentes girantes de fmm.

Estas duas fmm são geradas pela corrente do estator e são estas fmm que estão representadas no diagrama do circuito equivalente. A fmm do rotor não é observada no circuito equivalente.

O diagrama fasorial para as componentes girantes reversas é obtido partindo do ponto que a componente girante reversa da fmm do estator (\dot{F}'_{isb}) é igual em amplitude, porém em oposição angular à componente girante direta da fmm do estator.

Na mesma condição em que a componente direta foi analisada (pequenos valores de escorregamento) o escorregamento da componente reversa ($2 - s$) é alto, resultando em uma impedância de baixo valor e predominantemente indutiva. Portanto, a fmm do rotor é apenas um pouco menor do que a fmm do estator, e está adiantada desta de um pequeno ângulo. Partindo disto, os demais fasores são deduzidos de maneira similar aos da componente direta.

A Figura 2.7 mostra como o torque é gerado em uma máquina monofásica com um enrolamento: para escorregamentos menores que 1, a componente direta de densidade de fluxo (\dot{B}_f) é maior do que a componente reversa (\dot{B}_b), e a componente direta de fmm do rotor (\dot{F}'_{irf}), apesar de menor em amplitude do que a componente reversa (\dot{F}'_{irb}), está em uma posição espacial melhor para produzir força.

2.2.4. Torque no MIM considerando o enrolamento auxiliar

A introdução do enrolamento auxiliar resulta em dois pares de componentes girantes, direta e reversa, de fmm no entreferro, conforme ilustrado na Figura 2.8.

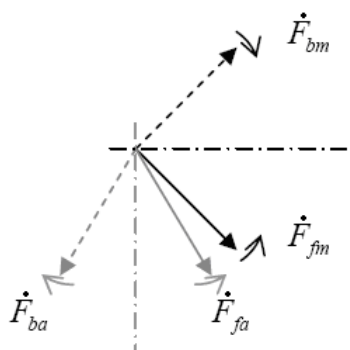


Figura 2.8 – Diagrama de fasores para as componentes girantes de fmm.

Analisando a figura percebe-se a possibilidade de transformar o MIM em um motor bifásico equilibrado. Através de um dimensionamento adequado dos enrolamentos, mantendo o deslocamento espacial correto entre eles (comumente utilizado) e uma impedância externa apropriada, obtém-se a condição na qual as componentes de sentido direto se somam diretamente e as componentes de sentido reverso se anulam. Como resultado tem-se a eliminação dos efeitos causados pelo campo reverso: perdas no ramo do circuito da componente reversa e torques pulsantes.

Porém, esta é uma situação ideal que é obtida para um ponto específico de operação do motor. Normalmente, adotam-se soluções que atendam a várias condições como, por exemplo, na partida, em plena carga, em sub-tensão, etc.

Este capítulo foi destinado à revisão dos conceitos sobre MIM. Eles são importantes para a modelagem do torque síncrono apresentada no Capítulo 4.

3. TORQUE SÍNCRONO

O principal objetivo deste capítulo é fazer um levantamento do estado da arte sobre torque síncrono. Pretende-se apresentar definições deste fenômeno indesejável, suas origens, métodos de cálculo (considerações adotadas, limitações e abrangência) e soluções já conhecidas para solucionar este problema.

3.1. Perturbações na curva de aceleração

Desde o início da história dos motores de indução, ocasionalmente são percebidas irregularidades na parte inicial (baixas rotações) da curva torque-rotação do motor – há relatos [3] de que o segundo motor de indução construído por Dobrowolsky, em 1889, apresentou problemas de aceleração. Em alguns casos, as selas produzidas na curva de torque-rotação afetam de tal maneira o torque resultante produzido que ele passa a ser menor do que o torque exigido pela carga, causando o travamento do motor. Em outros, o motor tende a operar em baixa velocidade, ou bloqueado na partida, como se tivesse sincronizado com estas velocidades.

Costuma-se classificar as perturbações em função dos efeitos indesejados que provocam na curva de torque-rotação:

- Selas assíncronas;
- Bloqueado e selas síncronas;
- Ruído magnético e vibração.

Em [5], citam-se as duas causas destes fenômenos: (a) as harmônicas de fmm devido à distribuição do enrolamento no estator e (b) a variação da permeância no entreferro devido à abertura das ranhuras. Desta forma, torna-se necessário uma análise sobre estas harmônicas para uma melhor compreensão e avaliação do torque síncrono.

Se as perturbações forem classificadas como assíncronas e síncronas, pode-se resumir que as selas assíncronas resultam da superposição de uma harmônica espacial de baixa ordem ou harmônica de ranhura sobre a fundamental, enquanto que os efeitos síncronos (bloqueado ou sela) resultam das interações entre harmônicas espaciais e harmônicas de ranhura.

3.2. Definição de torque síncrono

Neste sub-capítulo são reproduzidas as definições de torque síncrono apresentadas por alguns autores.

Kostenko [21] define torque síncrono como *“um torque que aparece em certa velocidade do rotor em consequência da interação dos harmônicos de mesma ordem do estator e do rotor, e para uma velocidade tal que estes harmônicos girem em sincronismo”*.

Para Alger [5], *“se duas das harmônicas de campo possuem o mesmo número de pólos, torques pulsantes serão produzidos no cruzamento entre elas. Quando suas velocidades coincidem, os dois campos semelhantes sincronizarão, e um torque correspondente de travamento ou sela síncrona será observado.”*

O torque síncrono, quando ocorre para velocidades nulas ($s=1$) provoca uma oscilação no valor do torque resultante fazendo com que, para algumas posições relativas entre rotor e estator, seu valor não seja suficiente para acionar a carga. Cochran [22] explica que este torque ocorrerá na rotação zero ($s=1$) *“se o número de pólos da harmônica de ranhura do estator for igual ao número de pólos da harmônica de ranhura do rotor, e se as direções de rotação destas harmônicas de campo forem iguais”*.

Ainda conforme [22], *“se o número de pólos da harmônica de ranhura do estator for igual ao número de pólos da harmônica de ranhura do rotor, porém as direções de rotação das harmônicas de campo correspondentes do estator e rotor forem opostas”*, a sela síncrona ocorrerá numa velocidade diferente de zero ($s \neq 1$), mas próximo da região de bloqueado.

Heller [23] descreve que *“sempre que uma harmônica do estator excita um campo superior no rotor, cujo número de pares de pólos é igual ao número de pares de pólos de outra onda do estator”* ocorre um torque síncrono parasita no rotor de gaiola.

Mais abrangente, [16] descreve que *“do mesmo modo como acontece na produção do torque útil da máquina, as componentes dos torques síncronos de travamento surgem de uma combinação de fmm's interagindo com densidades de fluxo de várias ordens de harmônicas”*.

Analisando as definições supracitadas fica evidente a necessidade de profundo conhecimento sobre a teoria das harmônicas para motores de indução para a compreensão e estudo dos torques síncronos.

3.3. Harmônicas

Nem sempre há consenso com relação à classificação/denominação das harmônicas. Este item sobre harmônicas descreve primeiramente sobre os tipos de harmônicas que agem no entreferro, conforme [22]. Em seguida, é apresentada uma classificação para as harmônicas de densidade de fluxo resultantes no entreferro, segundo [24].

3.3.1. Harmônicas espaciais do estator

Estas harmônicas também são chamadas de harmônicas de fmm ou harmônicas de campo do estator. Seus efeitos elétricos e mecânicos sobre o comportamento do motor de indução podem ser visualizados como um conjunto correspondente de motores de pequena faixa de potência montados num eixo comum e ligados eletricamente em série com o motor representado pela componente fundamental.

Através da análise da decomposição da onda de fmm de um motor de indução trifásico utilizando-se a série de Fourier [5] verifica-se que, considerando a componente fundamental como harmônica de ordem um, a série consiste apenas de termos ímpares, com os termos múltiplos de três eliminados. Começando com o termo fundamental, os termos harmônicos são alternadamente girantes no sentido direto e no sentido reverso. As ordens das harmônicas espaciais do estator são: -5, 7, -11, 13, -17, 19, e assim por diante. O sinal negativo indica que a harmônica gira no sentido reverso enquanto que as harmônicas positivas giram no sentido direto.

As harmônicas espaciais do estator também são chamadas de harmônicas de campo do estator, isto porque elas constituem as harmônicas da onda de campo da fmm do estator. Cada harmônica espacial, ou harmônica de campo, de ordem “h” tem o número de pares de pólos igual a “p h”.

Nos motores de indução bifásicos equilibrados, a quinta harmônica gira no sentido direto, a sétima no sentido reverso, e assim por diante, diferente do que ocorre no motor trifásico onde a quinta harmônica é negativa e a sétima positiva. Nestes motores há também a terceira harmônica, visto que estas não se cancelam.

Para os motores monofásicos com dois enrolamentos a situação é mais complexa, pois o desequilíbrio entre as fases faz surgir os campos girantes direto e reverso para cada harmônica. Um modelo para considerar todas estas harmônicas é apresentado mais adiante.

A análise precedente da onda de fmm é baseada em um estator com um número de ranhuras por pólos e por fases inteiro ($N_1/2pq = \text{inteiro}$). Um enrolamento fracionário

($N_1/2pq \neq$ inteiro) produz sub-harmônicas espaciais cujos principais efeitos são pequenos aumentos nas reatâncias e nas perdas, porém normalmente tais efeitos não são muito significativos.

3.3.2. Harmônicas de ranhura do estator (fmm)

A concentração da corrente do estator em ranhuras discretas provoca uma mudança abrupta na fmm de uma ranhura para outra, ao longo de um grupo de fase. Tais passos discretos, ao invés de um aumento ou redução gradual na fmm da fundamental, produzem uma onda estacionária de N_1/p pólos. Esta onda estacionária pode interagir com a fundamental, ou qualquer h^a harmônica espacial, gerando uma onda harmônica girante de ranhura do estator de ordem $N_1/p \pm h$.

As ordens das harmônicas de ranhura não são normalmente tão importantes como são os números de pólos. Diferente das harmônicas espaciais do estator, as harmônicas de ranhura do estator não são diretamente afetadas pelo fator de passo do estator.

3.3.3. Harmônicas de ranhura do rotor (fmm)

Do mesmo modo, a concentração da corrente rotórica em ranhuras discretas provoca mudanças abruptas na fmm do rotor de uma ranhura do rotor para outra. Novamente, isto origina uma onda estacionária de N_2/p pólos. De modo análogo ao estator, esta onda estacionária do rotor pode interagir com a fundamental, ou qualquer h^a harmônica espacial, gerando uma onda harmônica girante de ranhura do rotor de ordem $N_2/p \pm h$.

Como as harmônicas de ranhura do estator, as harmônicas de ranhura do rotor não são diretamente afetadas pelo fator de passo do estator. Entretanto, elas são afetadas pelo fator de inclinação do rotor.

3.3.4. Harmônicas de permeância do entreferro

Do mesmo modo que [16], aqui as harmônicas de permeância são apresentadas conforme a abordagem de [5].

A variação da relutância do entreferro é diretamente proporcional ao comprimento radial do entreferro, e a permeância é inversamente proporcional a relutância.

Porém, tanto o estator como o rotor produzem variações cíclicas no comprimento radial do entreferro como uma função da distância em torno do perímetro médio do entreferro. Estas variações podem ser expressas em termos de funções trigonométricas,

para o estator e para o rotor, que modulam o comprimento radial médio e, conseqüentemente, a permeância média do entreferro.

Seja θ a posição angular, em radianos mecânicos, do rotor em relação ao centro de um dente do estator. Aproximando-se a variação do coeficiente de permeância produzida pelas ranhuras do estator por uma variação senoidal, tem-se

$$P_{g1} = P_o + P_1 \cos(N_1\theta) \quad (3.1)$$

onde P_1 é metade da variação total do coeficiente de permeância no entreferro devido ao estator, e P_o é o valor médio do coeficiente de permeância no entreferro. Do mesmo modo, a variação do coeficiente de permeância causada pelo rotor pode ser aproximada por

$$P_{g2} = P_o + P_2 \cos[N_2(\theta - \omega_r t)] \quad (3.2)$$

onde P_2 é metade da variação total do coeficiente de permeância no entreferro devido ao rotor, ω_r é a velocidade do rotor em radianos mecânicos, e t é o tempo medido em segundos.

Por ora, apenas os termos fundamentais da variação dos coeficientes de permeâncias de ranhura estão considerados em (3.1) e (3.2). Na prática é necessário considerar as componentes harmônicas da onda de permeância, como é demonstrado mais adiante.

O efeito combinado das aberturas de ranhuras do estator e rotor sobre o coeficiente de permeância no entreferro é igual ao produto de (3.1) por (3.2)

$$\begin{aligned} P_g &= P_o \left[1 + \frac{P_2}{P_o} \cos N_2(\theta - \omega_r t) \right] \left[1 + \frac{P_1}{P_o} \cos N_1 \theta \right] \\ &= P_o \left[1 + \frac{P_1}{P_o} \cos N_1 \theta + \frac{P_2}{P_o} \cos N_2(\theta - \omega_r t) + \frac{P_1 P_2}{P_o^2} \cos N_1 \theta \cos N_2(\theta - \omega_r t) \right] \end{aligned} \quad (3.3)$$

Quando $t=0$, o centro de um dente do rotor coincide com o centro do dente do estator em $\theta=0$.

As análises são feitas considerando cada um dos termos de (3.3) separadamente, desconsiderando inicialmente os efeitos dos termos de alta ordem.

Utilizando a identidade trigonométrica $2 \cos(a) \cos(b) = \cos(a - b) + \cos(a + b)$, pode-se expandir o quarto termo de (3.3),

$$\begin{aligned} P_g &= P_o + P_1 \cos N_1 \theta + P_2 \cos N_2(\theta - \omega_r t) + \\ &+ \frac{P_1 P_2}{2P_o} \cos[(N_2 - N_1)\theta - N_2 \omega_r t] + \frac{P_1 P_2}{2P_o} \cos[(N_2 + N_1)\theta - N_2 \omega_r t] \end{aligned} \quad (3.4)$$

O termo $\cos[(N_2 - N_1)\theta - N_2\omega_r t]$ em (3.4) é importante, visto que corresponde a um campo com um pequeno número de pólos, $2(N_2 - N_1)$. Isto pode ser confirmado através da análise de um motor hipotético onde $N_2 - N_1 = 2$. Para as duas extremidades opostas do diâmetro para as quais um dente do estator está alinhado com um dente do rotor, a permeância do fluxo principal (considerado sobre um passo de ranhura) é máxima, e a permeância do fluxo zig-zag é mínima. Nas duas extremidades deslocadas de 90° , um dente do estator está alinhado com uma ranhura do rotor, resultando na mínima permeância para o fluxo principal e máxima para o fluxo zig-zag. As permeâncias intermediárias do entreferro, consideradas sobre um passo de ranhura, variam lentamente entre estes extremos. Assim, há uma onda de permeância com um longo passo, tendo $(N_2 - N_1)$ ciclos em torno da periferia. A onda de permeância gira muito mais rápido do que o rotor; na mesma direção dele se $N_2 > N_1$, e na direção oposta caso $N_2 < N_1$.

O quinto termo de (3.4) não é relevante em função do seu número de pólos ser muito grande para produzir variações significativas de torque ou força. O segundo e o terceiro termos de (3.4) são ondulações de permeância de passos curtos devido às aberturas do estator e rotor.

Como mencionado anteriormente, há a necessidade de incluir as harmônicas de ranhura na análise da variação da permeância. Segundo [16], considerando a m^{a} harmônica de ranhura do estator e a n^{a} harmônica de ranhura do rotor, o coeficiente de permeância total do entreferro pode ser redefinido como,

$$\begin{aligned}
 P_g = & P_o + \sum_m P_{1m} \cos(mN_1\theta) + \sum_n P_{2n} \cos[nN_2(\theta - \omega_r t)] + \\
 & + \sum_m \sum_n \frac{P_{1m}P_{2n}}{2P_o} \cos[(mN_1 - nN_2)\theta + nN_2\omega_r t] \\
 & + \sum_m \sum_n \frac{P_{1m}P_{2n}}{2P_o} \cos[(mN_1 + nN_2)\theta - nN_2\omega_r t]
 \end{aligned} \tag{3.5}$$

As harmônicas de permeância do estator, representadas no segundo termo de (3.5), são estacionárias, isto é, possuem velocidade angular zero. Com exceção dos dois primeiros termos de (3.5), para os demais, a velocidade angular pode ser determinada pelo tempo necessário para completar uma volta completa. Considerando o termo genérico para o coeficiente de permeância

$$P_{\text{gen}} = P_x \cos(x\theta - y\omega_r t) \tag{3.6}$$

onde x é o número de pares de pólos de uma harmônica de permeância genérica e y é um múltiplo da velocidade do rotor que determina a velocidade com a qual a harmônica gira; a velocidade angular pode ser determinada pela substituição de θ por 2π e t por $2\pi/\omega_p$, fazendo $(x\theta - y\omega_r t) = 0$, sendo definida por

$$\omega_p = \frac{y}{x} \omega_r \quad (3.7)$$

Logo, a velocidade angular para as harmônicas de permeância do rotor, independente da ordem n da harmônica, é

$$\omega_p = \frac{nN_2}{nN_2} \omega_r = \omega_r \quad (3.8)$$

Para a combinação das harmônicas de permeância de ordem m e n são determinadas duas velocidades angulares

$$\omega_{p1} = \frac{-nN_2}{mN_1 - nN_2} \omega_r \quad (3.9)$$

e

$$\omega_{p2} = \frac{nN_2}{mN_1 + nN_2} \omega_r \quad (3.10)$$

As harmônicas com velocidade ω_{p1} giram no sentido direto (mesmo sentido do rotor) se $mN_1 < nN_2$, e no sentido reverso quando $mN_1 > nN_2$; enquanto que as harmônicas com velocidade ω_{p2} giram sempre no sentido direto, independente da combinação do número de ranhuras.

3.3.5. Harmônicas de rotor (fmm)

O enrolamento de um rotor de gaiola produz uma onda de corrente fundamental e, conseqüentemente, uma onda de fmm. Esta corrente resulta da tensão induzida nas barras do rotor pela fundamental das ondas girantes de fluxo do estator. Todas as ondas girantes de fluxo devido às harmônicas de fmm presentes no estator, incluindo a fundamental, induzem tensões correspondentes no enrolamento do rotor. Estas tensões harmônicas no rotor produzem correntes de mesma ordem que circulam no enrolamento do rotor. De uma forma geral, pode-se afirmar que o rotor contém todos os componentes harmônicos presentes no estator. Além do mais, um conjunto de harmônicas secundárias do rotor é gerado, devido à interação das harmônicas de ranhura do rotor com as várias ordens de harmônicas do estator presentes no rotor. Porém, a maioria das harmônicas do rotor é de ordem muito elevada para ser considerada.

3.3.6. Harmônicas de densidade de fluxo resultantes

A interação entre as várias harmônicas de fmm e de permeância resulta em harmônicas de densidade de fluxo que, conforme [24], podem ser classificadas da seguinte maneira:

- a) Harmônica de Indução Fundamental – é resultado do produto da onda fundamental de fmm pela permeância constante do entreferro.
- b) Harmônicas de indução do enrolamento do estator – é formada a partir da variação da fmm do estator sobre a permeância constante do entreferro.
- c) Harmônicas de indução das ranhuras do estator – ocorrem devido à combinação das ondas de permeância das ranhuras do estator com a fmm, principalmente com a fundamental.
- d) Harmônicas de indução do enrolamento do rotor – estas harmônicas de indução são formadas a partir da variação da fmm das barras do rotor sobre a permeância constante do entreferro.
- e) Harmônicas de indução das ranhuras do rotor – ocorrem devido à combinação das ondas de permeância das ranhuras do rotor com a fmm, principalmente com a fundamental.
- f) Harmônicas de indução das ranhuras do estator e do rotor simultaneamente – ocorrem devido à combinação daquelas ondas de permeância mútua entre as ranhuras do estator e do rotor com a fmm.
- g) Harmônicas de indução de saturação da onda fundamental da fmm – estas harmônicas de indução são obtidas a partir da combinação das ondas de permeância da saturação com a onda fundamental da fmm do estator e do rotor.
- h) Harmônicas de indução de saturação das ranhuras do estator – estas harmônicas de indução são obtidas a partir da combinação das ondas de permeância mútua de saturação e das ranhuras do estator com a fmm.
- i) Harmônicas de indução de saturação do enrolamento do estator – ocorrem devido à combinação das ondas de fmm de saturação do estator com a permeância constante do entreferro.
- j) Harmônicas de indução de saturação das ranhuras do rotor – estas harmônicas de indução são obtidas a partir da combinação das ondas de permeância mútua de saturação e das ranhuras do rotor com a fmm.

- k) Harmônicas de indução de saturação do enrolamento do rotor – ocorrem devido à combinação das ondas de fmm de saturação do rotor com a permeância constante do entreferro.
- l) Harmônicas de indução de excentricidade da onda fundamental de fmm – estas harmônicas de indução são obtidas a partir da combinação das ondas de permeância de excentricidade com a onda fundamental de fmm.
- m) Harmônicas de indução de excentricidade das ranhuras do estator – estas harmônicas de indução são obtidas a partir da combinação das ondas de permeância mútua de excentricidade e das ranhuras do estator com a fmm.
- n) Harmônicas de indução de excentricidade do enrolamento do estator – ocorrem devido à combinação das ondas de fmm de excentricidade do estator com a permeância constante do entreferro. No entanto, como a fmm de excentricidade do estator é nula, estas harmônicas de indução também são nulas.
- o) Harmônicas de indução de excentricidade das ranhuras do rotor – estas harmônicas de indução são obtidas a partir da combinação das ondas de permeância mútua de excentricidade e das ranhuras do rotor com a fmm.
- p) Harmônicas de indução de excentricidade do enrolamento do rotor – ocorrem devido à combinação das ondas de fmm de excentricidade do rotor com a permeância constante do entreferro.

Destas harmônicas, algumas não são contempladas no cálculo do torque síncrono, conforme as considerações apresentadas na discussão da modelagem (Capítulo 4).

3.4. Cálculo do Torque Síncrono

Em síntese, o problema consiste no cálculo da amplitude de torques que, conforme explicado em [5], pode ser determinada “*como o produto da intensidade do campo do rotor pela corrente de carga do estator ou pelo princípio do deslocamento virtual*”; neste caso, o torque é dado pela “*taxa de variação da energia magnética armazenada em relação ao deslocamento angular*”.

Em função da infinidade de harmônicas que podem interagir para gerar os torques síncronos, a determinação dos seus valores é um problema de grande complexidade.

A literatura apresenta bastante referências sobre a análise qualitativa deste fenômeno ([3] a [5], [7], [9], [16], [18], [21] a [23]), principalmente no que diz respeito à determinação das velocidades nas quais o torque síncrono pode ocorrer, porém, na maioria dos casos, citando a dificuldade de calculá-lo.

Com relação à análise quantitativa, a literatura é escassa em procedimentos para determinação desta grandeza, como afirma [7]. As poucas encontradas são destinadas à análise específica de motores de indução trifásicos. Entre as que abordam o problema através do método da variação da energia, [5] o faz de um modo bastante simplificado, sendo necessária a utilização de fatores empíricos; já [3], [23] e [25] levam em consideração muito mais aspectos nas análises: influência da abertura das ranhuras, saturação do material magnético e a influência das ligações paralelas do enrolamento do estator.

A abordagem pelo método dos campos harmônicos é encontrada em [4] e [7], porém, sempre com procedimentos dedicados a motores de indução trifásicos.

Muito recentemente, [16] apresentou uma metodologia dedicada para análise dos torques síncronos em MIMs. Este procedimento é apresentado resumidamente neste capítulo.

3.4.1. Campos harmônicos no entreferro

Como já mencionado anteriormente, o torque é resultado da interação entre os campos harmônicos no entreferro e as harmônicas de fmm do rotor. A seguir é demonstrado como as harmônicas de permeância interferem neste processo.

Considerando F_{res} a fmm resultante no entreferro e P o coeficiente de permeância do entreferro, a densidade de fluxo magnético no entreferro é determinada por

$$\dot{B} = \dot{F}_{res} P \quad (3.11)$$

Cada harmônica de ordem h da fmm resultante no entreferro possui duas componentes girantes, campo direto e campo reverso, com velocidades angulares $\pm \omega_s/h$. O produto do campo direto da h^a harmônica da fmm resultante no entreferro e do coeficiente de permeância no entreferro (3.6) resulta em

$$\begin{aligned} B(t, \theta) &= F_{fh} \cos(\omega_s t - h\theta) P_x \cos(x\theta - y\omega_r t) \\ &= \frac{F_{fh} P_x}{2} [\cos((\omega_s + y\omega_r)t - (h+x)\theta) + \cos((\omega_s - y\omega_r)t - (h-x)\theta)] \end{aligned} \quad (3.12)$$

A densidade de fluxo definida em (3.12) também é composta por dois campos girantes, cujos números de pares de pólos (n_{B1} e n_{B2}) e velocidades angulares (ω_{B1} e ω_{B2}) são definidos por

$$\begin{aligned} n_{B1} &= h + x & \omega_{B1} &= \frac{\omega_s + y\omega_r}{h + x} \\ n_{B2} &= h - x & \omega_{B2} &= \frac{\omega_s - y\omega_r}{h - x} \end{aligned} \quad (3.13)$$

O número de pares de pólos negativo indica que o campo gira no sentido reverso.

Cada um destes campos cria torque efetivo quando interage com uma harmônica de fmm do rotor que possua o mesmo número de pares de pólos e a mesma velocidade angular.

Analisando o primeiro par de valores (índice $B1$), determina-se a primeira condição para interação dos campos, ou seja, $n_{B1} = n_{r1}$.

A velocidade angular ω_{B1} também pode ser definida como

$$\omega_{B1} = \pm \frac{\omega_s}{n_{B1}} \quad (3.14)$$

A segunda condição para interação dos campos estabelece que as velocidades angulares sejam iguais. Isolando a velocidade angular do rotor (ω_r) de (3.13), tem-se

$$\omega_{r1} = \frac{\omega_{B1}(h + x) - \omega_s}{y} \quad (3.15)$$

Substituindo (3.14) em (3.15), determinam-se as velocidades do rotor nas quais haverá interação entre os campos.

É importante perceber que (3.14) leva em consideração o fato de o rotor poder girar em ambos os sentidos, operando com escorregamentos tanto menor (operação normal) quanto maior (operação reversa) do que 1.

Assim, a primeira componente da densidade de fluxo magnético interage com a componente girante direta da fmm do rotor numa velocidade rotórica de

$$\omega_{r1f} = \frac{\frac{\omega_s}{h + x}(h + x) - \omega_s}{y} = 0 \quad (3.16)$$

e com a componente girante reversa da fmm do rotor na velocidade rotórica de

$$\omega_{r1b} = \frac{\frac{-\omega_s}{h + x}(h + x) - \omega_s}{y} = \frac{-2\omega_s}{y} \quad (3.17)$$

De modo semelhante, a interação do campo reverso da harmônica de ordem h da fmm resultante no entreferro com os vários termos do coeficiente de permeância no entreferro resulta na seguinte densidade de fluxo magnético

$$\begin{aligned} B(t, \theta) &= F_{bh} \cos(\omega_s t + h\theta) P_x \cos(x\theta - y\omega_r t) \\ &= \frac{F_{bh} P_x}{2} [\cos((\omega_s + y\omega_r)t + (h - x)\theta) + \cos((\omega_s - y\omega_r)t + (h + x)\theta)] \end{aligned} \quad (3.18)$$

que também é composta por dois campos girantes, cujos números de pares de pólos (n_{B3} e n_{B4}) e velocidades angulares (ω_{B3} e ω_{B4}) são definidos por

$$\begin{aligned} n_{B3} &= h - x & \omega_{B3} &= -\frac{\omega_s + y\omega_r}{h - x} = \frac{\omega_s + y\omega_r}{x - h} \\ n_{B4} &= h + x & \omega_{B4} &= \frac{\omega_s - y\omega_r}{-x - h} \end{aligned} \quad (3.19)$$

onde h é a ordem da harmônica de fmm resultante considerada, e os valores de x e y são definidos de modo a se obter, através de (3.6), os termos de (3.5):

$$\begin{aligned} \text{Termo 1:} & \quad y = 0 & \quad x = 0 \\ \text{Termo 2:} & \quad y = 0 & \quad x = mN_1 \\ \text{Termo 3:} & \quad y = nN_2 & \quad x = nN_2 \\ \text{Termo 4:} & \quad y = -nN_2 & \quad x = mN_1 + nN_2 \\ \text{Termo 5:} & \quad y = nN_2 & \quad x = mN_1 - nN_2 \end{aligned} \quad (3.20)$$

Este processo pode ser resumido da seguinte maneira:

1. Cada uma das componentes de campo girante (direta e reversa) da fmm de enrolamento com h pares de pólos interage com o coeficiente genérico de permeância com x pares de pólos \Rightarrow 2 ondas de fmm para cada harmônica h .
2. Cada uma das fmm anteriores produz duas ondas girantes, com sentidos contrários, de densidade de fluxo, com $(h+x)$ e $(h-x)$ pares de pólos \Rightarrow 4 ondas de densidade de fluxo para cada combinação de harmônicas h , m e n .
3. Cada uma das ondas de densidade de fluxo pode interagir com as componentes girantes de fmm do rotor, ou direta ou reversa, com o mesmo número de pólos, produzindo torques médios sempre que as velocidades angulares coincidirem \Rightarrow 8 velocidades possíveis para cada combinação de harmônicas h , m e n .

Deste modo, para cada componente harmônica de fmm de enrolamento do estator, de permeância do estator e permeância do rotor, 8 componentes de torque síncrono precisam ser consideradas.

3.4.2. Determinação do Torque Síncrono

Para poder calcular com precisão as amplitudes das componentes do torque síncrono é necessário que as grandezas envolvidas, harmônicas de densidade de fluxo, fmm do rotor e permeância, sejam determinadas de maneira mais realística possível. Em [16] são mostradas as deduções das expressões que serão apresentadas nesse texto. O objetivo é apresentar o equacionamento necessário para utilização do modelo que é analisado no próximo capítulo.

3.4.2.1. Harmônica de fmm magnetizante

É importante ressaltar que a fmm considerada é a resultante da soma vetorial das fmm do estator e do rotor e é determinada pelas correntes de magnetização de cada um dos circuitos harmônicos que compõem o circuito equivalente.

A componente girante direta da h^a harmônica de fmm magnetizante é definida, segundo [16], por

$$F_{m\,fh} = \left| \frac{N_{Mh}}{\sqrt{2}} \left(\dot{i}_{mMh} + \frac{-j\beta_h}{\text{sen}\left(\frac{h\pi}{2}\right)} \dot{i}_{mAh} \right) \right| \quad (3.21)$$

onde

N_{Mh} - número de espiras do enrolamento principal para h^a harmônica.

I_{mMh} - valor eficaz da h^a harmônica da corrente magnetizante do ramo principal.

I_{mAh} - valor eficaz da h^a harmônica da corrente magnetizante do ramo auxiliar.

β_h - relação entre o número de espiras dos enrolamentos auxiliar e principal para a h^a harmônica.

A expressão da componente girante reversa da h^a harmônica de fmm magnetizante é semelhante à anterior

$$F_{m\,bh} = \left| \frac{N_{Mh}}{\sqrt{2}} \left(\dot{i}_{mMh} + \frac{j\beta_h}{\text{sen}\left(\frac{h\pi}{2}\right)} \dot{i}_{mAh} \right) \right|. \quad (3.22)$$

3.4.2.2. Permeância e Coeficiente de Permeância

A permeância do entreferro é comumente definida pela seção transversal do entreferro dividida pelo comprimento do entreferro. Com o objetivo de obter uma expressão mais precisa, [16] deduz a variação da permeância de outra maneira; porém, a permeância está relacionada ao fluxo magnético, enquanto que o coeficiente de permeância, relacionado à densidade de fluxo, é mais apropriado neste caso, tendo em vista (3.11). Segundo [16] o coeficiente de permeância é definido por

$$P = \frac{\pi\mu_0}{8\ell_{gn}} \quad (3.23)$$

onde ℓ_{gn} é o comprimento efetivo do entreferro para a m^{a} harmônica de permeância do estator.

3.4.2.3. Fmm do Rotor

A fmm do rotor deve ser expressa em termos dos seus valores referidos, visto que todas as grandezas estão referidas no diagrama do circuito equivalente. Assim, a corrente de rotor relacionada à fmm do mesmo é, conforme [16],

$$I_{Rn_B} = \frac{n_B F_{Rn_B}}{2} = \left| \frac{n_B N_{Rn_B}}{2\sqrt{2}} \left(\dot{i}_{rMn_B} + \frac{-j\beta_{n_B}}{\text{sen}\left(\frac{n_B\pi}{2}\right)} \dot{i}_{rAn_B} \right) \right|. \quad (3.24)$$

3.4.2.4. Cálculo do Torque

As amplitudes dos torques síncronos podem ser calculadas através de (3.24) e (3.11). O valor máximo para o torque síncrono ocorre quando a densidade de corrente e a distribuição de fluxo estão em fase, e o valor mínimo quando eles estão em oposição.

Segundo [16], a amplitude do torque é dada por

$$\begin{aligned} T_{Sn_B} &= \pm r L_{mag} \int_0^{2\pi} I_{Rn_B} \text{sen}(n_B \theta) B_{n_B} \text{sen}(n_B \theta) d\theta \\ &= \pm r L_{mag} I_{Rn_B} B_{n_B} \pi \end{aligned} \quad (3.25)$$

onde r é o raio médio do entreferro e L_{mag} é comprimento magnético efetivo (considerando o fator de empilhamento) do pacote de chapas.

Se comparado ao motor de indução trifásico equilibrado, no MIM há muito mais fontes para gerar o torque síncrono. No motor de indução trifásico equilibrado, o conteúdo

harmônico de enrolamento é menor, visto que (a) todas as harmônicas múltiplas de 3 se anulam e (b) para cada uma das demais harmônicas (1, 5, 7, 11, ...) existe apenas um dos campos girantes e devido ao balanceamento trifásico a 5^a, 11^a, etc., giram no sentido reverso enquanto que a 7^a, 13^a, etc., giram no sentido direto.

Já para o MIM, todas as harmônicas ímpares de enrolamento estão presentes, e para cada uma delas existem ambas as componentes de campo girante, direta e reversa. Assim, sempre que possível o MIM deve apresentar enrolamentos com distribuição senoidal.

Neste capítulo o problema do torque síncrono foi tratado de forma conceitual. Também foram apresentadas as equações necessárias para o cálculo da amplitude destes torques. Estes conceitos e expressões são importantes para a discussão da modelagem do torque síncrono apresentada no próximo capítulo.

4. MODELAGEM E ANÁLISE DO TORQUE SÍNCRONO

Um dos objetivos desta dissertação é aplicar a modelagem apresentada em [16] para motores com uma faixa de potência maior do que a apresentada naquele trabalho. Este capítulo é dedicado à apresentação das considerações adotadas, circuitos equivalentes utilizados e equacionamento demonstrado em [16]. No final, são mostrados os resultados obtidos para um motor que também é analisado no Capítulo 5 referente a ensaios.

No capítulo anterior está demonstrado como a interação entre os campos harmônicos de alta ordem origina o torque síncrono e o equacionamento necessário para calculá-lo. O problema consiste em determinar o valor das grandezas envolvidas e para isto é necessário recorrer à modelagem do MIM.

O procedimento desenvolvido por [16] para calcular o torque síncrono está estruturado conforme a seguinte seqüência:

- Definição do circuito equivalente para consideração das harmônicas de fmm (harmônicas de enrolamento).
- Desenvolvimento de metodologia para consideração das harmônicas de permeância.
- Apresentação do procedimento iterativo para cálculo do torque síncrono.

A seguir cada uma destas etapas é tratada com mais detalhes.

4.1. Circuito equivalente

As harmônicas de fmm possuem duas origens: (a) a primeira é inevitável e se deve ao fato do enrolamento estar distribuído de forma descontínua em um número finito de ranhuras; (b) já a segunda pode ser atenuada fazendo-se a distribuição dos enrolamentos o mais senoidal possível.

A Figura 2.6 apresenta o circuito equivalente para o motor monofásico com dois enrolamentos. Nele são consideradas as influências do enrolamento principal sobre o auxiliar e vice-versa, tanto para o campo direto como para o campo reverso, porém apenas para a componente fundamental de fmm.

Em [16] a inclusão das harmônicas é feita primeiramente no circuito equivalente para apenas um enrolamento (vide Figura 2.5) e depois a análise é estendida para contemplar os dois enrolamentos. São adotadas as seguintes considerações no desenvolvimento apresentado:

- Os enrolamentos (principal e auxiliar) são ortogonais.
- Os enrolamentos (principal e auxiliar) são simétricos, isto é, o estator possui um número inteiro de ranhuras por pólo e os enrolamentos são idênticos em todos os pólos. Isto implica na eliminação das harmônicas pares devido à simetria de metade da onda.
- Os materiais magnéticos são considerados lineares.
- O entreferro é considerado liso e seu valor é corrigido pelo fator de Carter.

Assim, apenas as harmônicas ímpares de enrolamento são consideradas e o número de pares de pólos de cada harmônica de ordem h é igual a ph .

A partir de (2.1) pode-se expressar a fmm para a h^{a} harmônica como

$$\begin{aligned} F(t, \theta, h) &= N_h \cos(h\theta) I \cos(\omega_s t) \\ &= \frac{N_h I}{2} (\cos(\omega_s t - h\theta) + \cos(\omega_s t + h\theta)) \end{aligned} \quad (4.1)$$

onde N_h representa o número de espiras (fictício) para a harmônica de ordem h e pode ser determinado através da análise de Fourier para a distribuição do enrolamento.

As harmônicas de fmm, do mesmo modo que a fundamental, geram ondas de densidade de fluxo no entreferro que, por sua vez, induzem tensões nas barras do rotor que geram correntes rotóricas. Contudo, há diferenças em termos de velocidades relativas. Considerando o rotor girando em uma velocidade $\omega_r = (1-s) \omega_s$ e conhecendo a velocidade síncrona da h^{a} harmônica de densidade de fluxo ($\omega_{sh} = \omega_s/h$), pode-se determinar a velocidade das harmônicas de sentido direto e reverso em relação ao rotor. Para as harmônicas de sentido direto a velocidade angular é dada por

$$\omega_{sfh} = \omega_{sh} - \omega_r = \frac{\omega_s}{h} - (1-s) \omega_s = \omega_s \left(\frac{1}{h} - 1 + s \right) \quad (4.2)$$

onde ω_s é a frequência angular da fonte de alimentação.

De modo semelhante é definida a velocidade para as harmônicas de sentido reverso

$$\omega_{sbh} = \omega_{sh} + \omega_r = \frac{\omega_s}{h} + (1-s) \omega_s = \omega_s \left(\frac{1}{h} + 1 - s \right) \quad (4.3)$$

A dedução do circuito equivalente, detalhada em [16], resulta nas expressões para as tensões induzidas pelas componentes, direta e reversa, das harmônicas de fmm dadas por

$$\dot{E}_{fh} = \left[\frac{j \frac{X_{mh}}{2} \left(\frac{R'_{rh}}{2(1-h+sh)} + j \frac{X'_{rh}}{2} \right)}{\frac{R'_{rh}}{2(1-h+sh)} + j \frac{X'_{rh} + X_{mh}}{2}} \right] \dot{I}_1 \quad (4.4)$$

e

$$\dot{E}_{bh} = \left[\frac{j \frac{X_{mh}}{2} \left(\frac{R'_{rh}}{2(1+h-sh)} + j \frac{X'_{rh}}{2} \right)}{\frac{R'_{rh}}{2(1+h-sh)} + j \frac{X'_{rh} + X_{mh}}{2}} \right] \dot{I}_1 \quad (4.5)$$

onde X_{mh} é a reatância de magnetização, R'_{rh} e X'_{rh} são respectivamente a resistência e a reatância de dispersão do rotor referidas ao estator; todas relacionadas a harmônica de ordem h .

A Figura 4.1 mostra o circuito equivalente para o MIM com um enrolamento incluindo as harmônicas de fmm ligadas em série.

A influência do enrolamento auxiliar é obtida modificando-se o circuito equivalente da Figura 2.6. As ondas de indução geram tensões nos dois enrolamentos que diferem em amplitude (determinada pela relação de espiras) e em fase pelo deslocamento mecânico entre os enrolamentos. O mesmo processo ocorre para as harmônicas de fluxo. Analisando as componentes harmônicas dos enrolamentos tem-se que

$$N_{Mh}(\theta) = N_{Mh} \sin(h\theta) \quad (4.6)$$

$$N_{Ah}(\theta) = N_{Ah} \sin(h(\theta + \pi/2)) = N_{Ah} \sin(h\theta + h\pi/2)$$

A equação (4.6) mostra que para $h=1, 5, 9, 13, \dots$ a h^a harmônica do enrolamento auxiliar está adiantada da harmônica do enrolamento principal de $\pi/2$ ou j , enquanto que para $h=3, 7, 11, 15, \dots$ a h^a harmônica do enrolamento auxiliar está atrasada da harmônica do enrolamento principal do mesmo ângulo.

A Figura 4.2 mostra o diagrama do circuito equivalente para o MIM com dois enrolamentos considerando as harmônicas de fmm.

A impedância Z_{ex} representa as impedâncias externas utilizadas para partida e/ou regime (resistores ou capacitores).

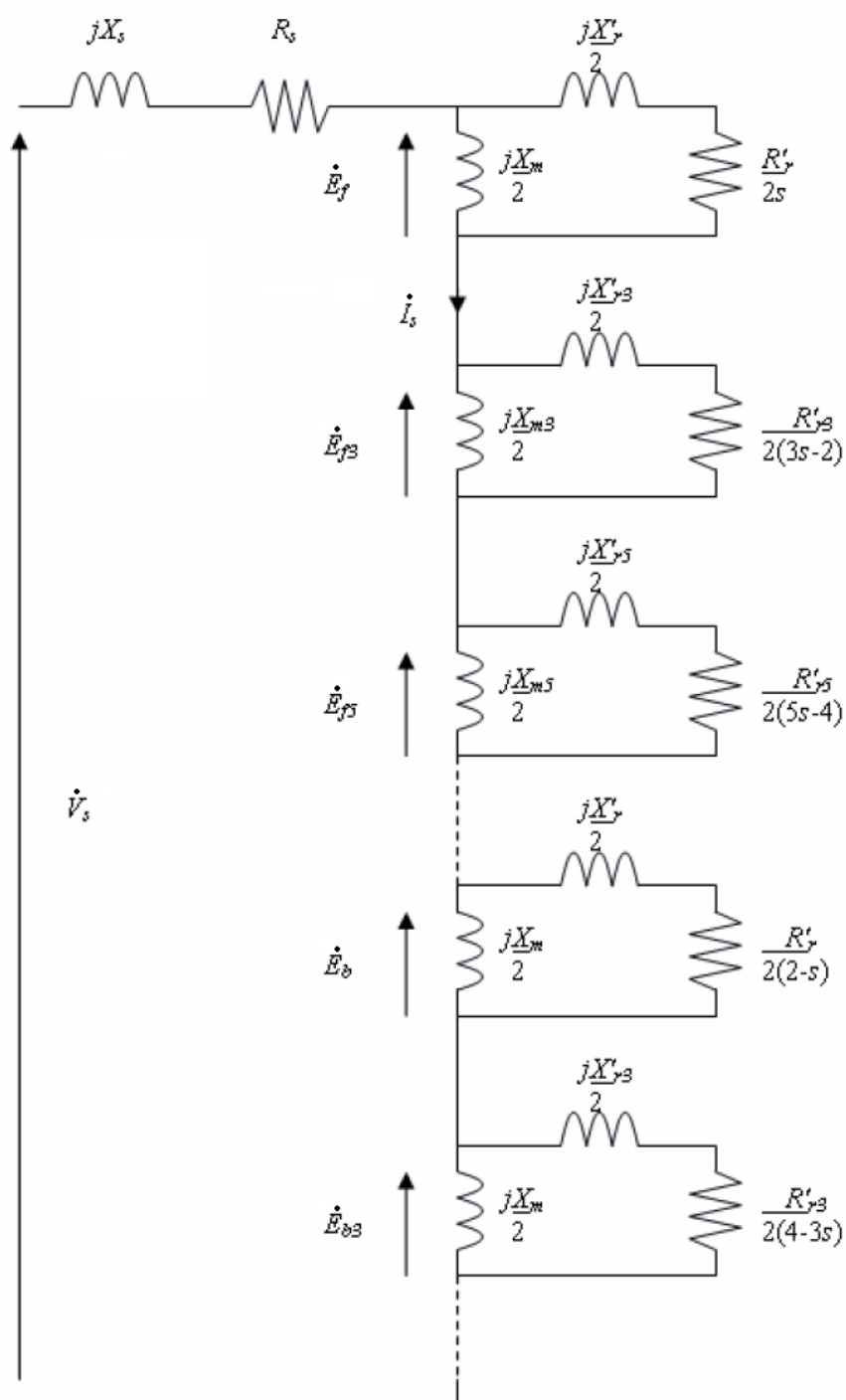


Figura 4.1 – Circuito equivalente para o MIM com um enrolamento incluindo as harmônicas de fmm [16].

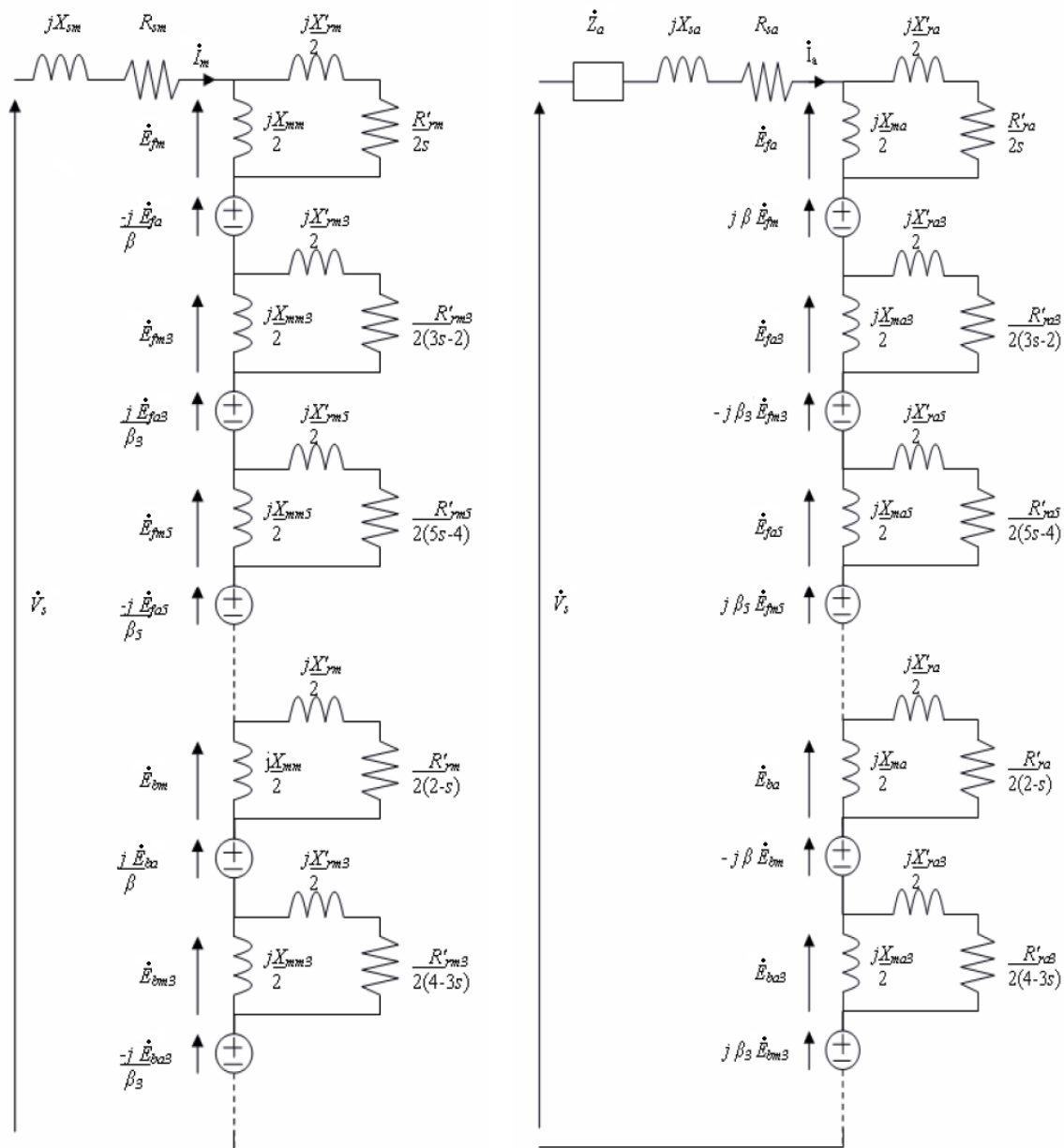


Figura 4.2 – Circuitos equivalentes para os enrolamentos principal e auxiliar [16].

4.1.1. Cálculo do torque

O valor das componentes, direta e reversa, do torque originado pela harmônica de ordem h , conforme [16], podem ser calculadas através dos parâmetros do circuito equivalente pelas seguintes expressões:

$$T_{th} = \operatorname{Re} \left(\left[\frac{h \dot{E}_{fMh}}{\omega_s} + \frac{-j h \dot{E}_{fAh}}{\beta_h \omega_s} \right] \dot{i}'_{rMh} \right) + \operatorname{Re} \left(\left[\frac{h \dot{E}_{fAh}}{\omega_s} + \frac{j \beta_h h \dot{E}_{fMh}}{\omega_s} \right] \dot{i}'_{rAh} \right) \quad (4.7)$$

e

$$T_{bh} = \operatorname{Re} \left(\left[\frac{h\dot{E}_{bMh}}{\omega_s} + \frac{j}{\beta_h} \frac{h\dot{E}_{bAh}}{\omega_s} \right] \dot{I}'_{rbMh} \right)^* + \operatorname{Re} \left(\left[\frac{h\dot{E}_{bAh}}{\omega_s} + \frac{-j\beta_h h\dot{E}_{bMh}}{\omega_s} \right] \dot{I}'_{rbAh} \right)^* \quad (4.8)$$

O torque médio resultante do motor é obtido pelo somatório das contribuições de todas as harmônicas e é determinado por

$$T_{med} = \sum_h T_{fh} - \sum_h T_{bh} \quad (4.9)$$

4.1.2. Avaliação do modelo

Com o modelo para o motor monofásico apresentado na Figura 4.2 é possível determinar as correntes em cada ramo do circuito. A proposta apresentada em [16] consiste em considerar 4 harmônicas de enrolamento (1^a, 3^a, 5^a e 7^a) para os campos direto e reverso. Isto resulta em um sistema de 20 equações para os dois enrolamentos.

Através da análise clássica de circuitos é possível determinar uma matriz de impedâncias que pode ser resolvida por meio da álgebra linear. A validação deste modelo é apresentada em [16] para MIMs de 2 pólos de potência fracionária.

Seguindo o mesmo procedimento descrito em [16], o modelo foi implantado através do programa MathCad[®]. A rotina utilizada encontra-se no ANEXO 1.

A etapa mais complexa para a utilização de um modelo é a determinação dos parâmetros do mesmo. Existem alguns estudos que tratam da determinação/obtenção dos parâmetros do circuito equivalente para o MIM ([26] a [28]). Nesta dissertação, os parâmetros foram definidos conforme procedimento descrito em [16].

O modelo foi avaliado através da simulação de um motor, referenciado como Motor I e especificado no ANEXO 2.

Os resultados obtidos na simulação do Motor I são comparados com valores ensaiados através das curvas de torque (Figura 4.3) e de corrente absorvida (Figura 4.4). Neles, os valores de ensaio são representados pela linha contínua e os valores simulados pela linha tracejada.

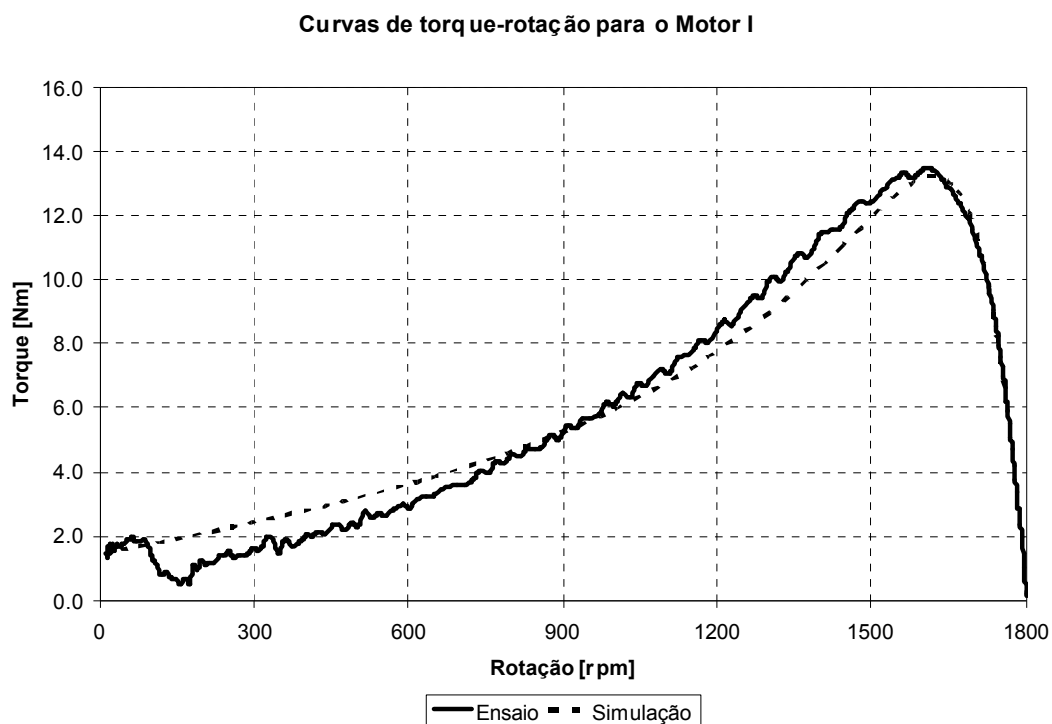


Figura 4.3 – Comparação dos valores de torque (ensaio x simulação) para o Motor I.

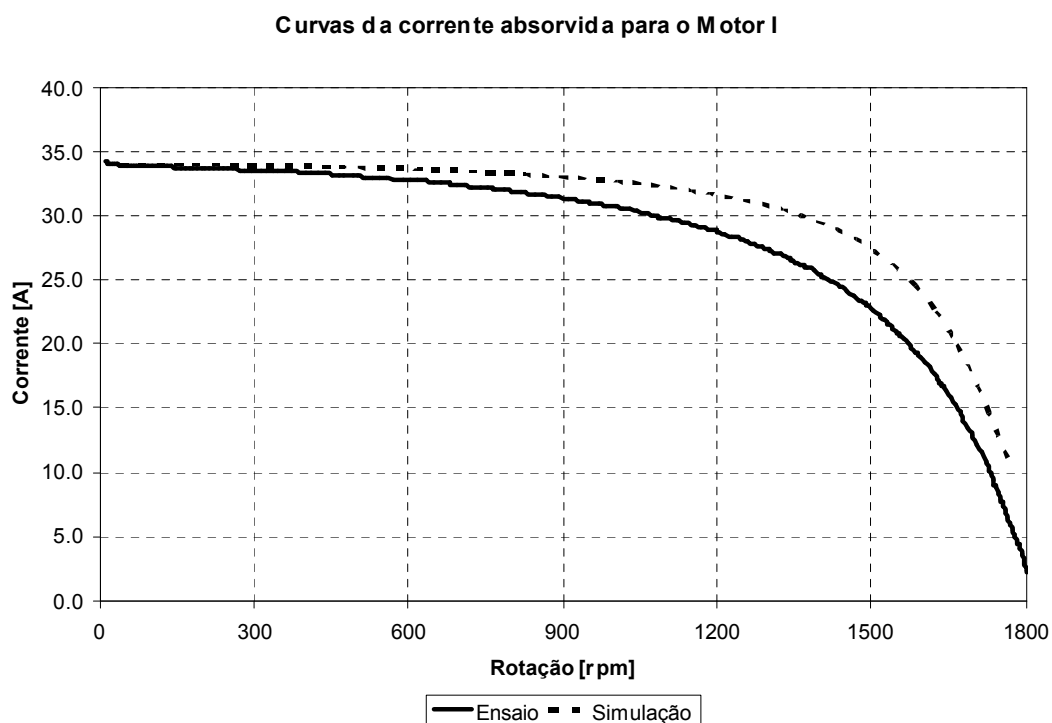


Figura 4.4 – Comparação dos valores de corrente (ensaio x simulação) para o Motor I.

Foi constatada durante o processo de elaboração da rotina uma grande dificuldade para a determinação dos parâmetros do circuito equivalente. O principal desafio para a modelagem é considerar todos os efeitos que ocorrem durante o processo de aceleração de

um motor. A elevação de temperatura que ocorre nos instantes iniciais da partida, devido às altas correntes que circulam pelas barras do rotor em rotações próximas de zero (sem ventilação), provoca um aumento da temperatura rotórica que resulta numa atenuação da curva. Para o modelo utilizado a temperatura é considerada constante nos enrolamentos.

4.2. Permeância

A existência das ranhuras, tanto do estator como do rotor, introduz efeitos harmônicos no desempenho do motor. Primeiro, devido à localização descontínua dos enrolamentos nas ranhuras (tratada no item anterior) e, segundo, introduzindo harmônicas na permeância do entreferro.

4.2.1. Comprimento do entreferro para as harmônicas

O fator de Carter apresenta uma correção para determinação de um entreferro magnético equivalente, porém de valor constante. Para a análise do entreferro [16] mostra que os valores para as harmônicas do comprimento do entreferro podem ser obtidos através do método dos elementos finitos e de maneira analítica. No trabalho é adotado o procedimento analítico em função da facilidade de aplicação.

A Figura 4.5 mostra a consideração apresentada por [16] para representar a variação do entreferro equivalente magnético (representado na figura pela linha pontilhada) para um passo de ranhura do estator.

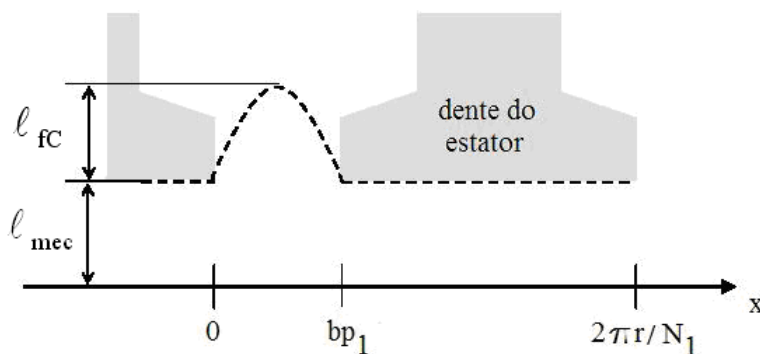


Figura 4.5 – Comprimento do entreferro equivalente.

A linha pontilhada da Figura 4.5 pode ser expressa da seguinte maneira:

$$l_g(x) = \begin{cases} l_{mec} + l_{fc} \sin\left(\frac{\pi}{bp_1} x\right) & ; \quad 0 < x < bp_1 \\ l_{mec} & ; \quad bp_1 \leq x \leq \frac{2\pi r}{N_1} \end{cases} \quad (4.10)$$

onde l_{mec} o entreferro mecânico, l_{fc} é o entreferro efetivo determinado pelo fator de Carter, bp_1 é a abertura da ranhura do estator e N_1 o número de ranhuras do estator.

Através da análise de Fourier determinam-se os comprimentos do entreferro para as harmônicas. Estes valores são necessários para o cálculo do coeficiente de permeância (3.23) que é utilizado na determinação da amplitude do torque síncrono. Na Figura 4.6 é mostrado o resultado desta análise para um motor com $l_{mec} = 0,25$ mm, $l_{fc} = 0,311$ mm, $bp_1 = 0,2$ e um passo de ranhura de 6,283 mm.

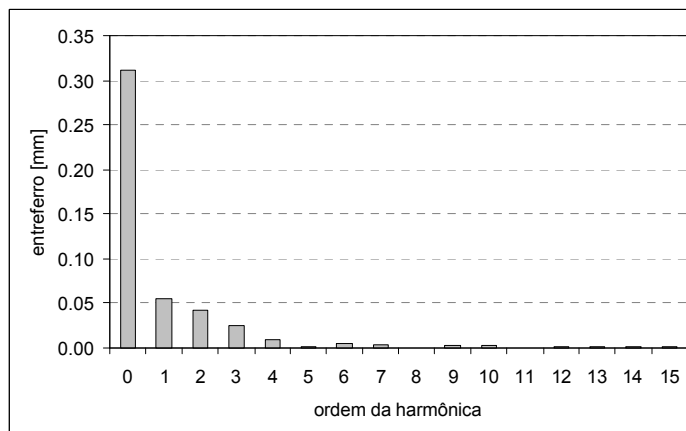


Figura 4.6 – Comprimentos do entreferro para as harmônicas.

A representação das harmônicas de permeância e a definição de suas velocidades angulares estão apresentadas no item 3.3.4.

4.2.2. Inclinação da ranhura do rotor

É comum MIMs apresentarem inclinação das ranhuras do rotor. Esta prática reduz os efeitos das harmônicas de ranhuras [5]. O grau de inclinação mais comum para estes motores é da ordem de uma ranhura do estator.

A proposta de [16] para considerar a inclinação é através de um fator de correção da impedância da barra, definido por

$$k_{inc} = \frac{1}{\cos^2(\delta_{inc})} \quad (4.11)$$

onde δ_{inc} é o ângulo de inclinação da ranhura do rotor.

4.3. Torque síncrono

O item 3.4.1 explica como os campos harmônicos são gerados e como interagem com as harmônicas de permeância para gerar as ondas de densidade de fluxo. Estas ondas interagem com as ondas de fmm do rotor e em condições específicas (mesmo número de pólos e mesma velocidade) dão origem ao torque síncrono. Naquele item é mencionado que cada combinação entre as harmônicas de fmm (ordem h), de permeância do estator (ordem m) e permeância do rotor (ordem n) resulta em quatro ondas de densidade de fluxo no entreferro. As equações da Figura 4.7 mostram como estas ondas são geradas.

$$\begin{array}{l}
 F_h P \begin{cases} \nearrow \\ \searrow \end{cases} \begin{array}{l} F_{fh} \cos(\omega_s t - h\theta) P_x \cos(x\theta - y\omega_r t) \\ F_{bh} \cos(\omega_s t + h\theta) P_x \cos(x\theta - y\omega_r t) \end{array} \begin{cases} \nearrow \\ \searrow \\ \nearrow \\ \searrow \end{cases} \begin{array}{l} B_1 = \frac{F_{fh} P_x}{2} \cos[(\omega_s + y\omega_r)t - (p+x)\theta] \\ B_2 = \frac{F_{fh} P_x}{2} \cos[(\omega_s - y\omega_r)t - (p-x)\theta] \\ B_3 = \frac{F_{bh} P_x}{2} \cos[(\omega_s + y\omega_r)t + (p-x)\theta] \\ B_4 = \frac{F_{bh} P_x}{2} \cos[(\omega_s - y\omega_r)t + (p+x)\theta] \end{array}
 \end{array}$$

Figura 4.7 – Geração das ondas de densidade de fluxo.

Para cada uma das ondas de densidade de fluxo pode-se determinar o número de pólos da onda e a sua velocidade angular; e, com estas informações, definir as duas rotações do rotor que estabelecem a condição de mesma velocidade angular das ondas. A velocidade angular da onda também pode ser calculada por (3.14). A Tabela 4.1 apresenta um resumo destas expressões.

Tabela 4.1 – Expressões para o cálculo das rotações do rotor nas quais ocorrem o torque síncrono.

Onda de densidade de fluxo	Pares de pólos n_B	Velocidade angular síncrona ω_B	Velocidade angular síncrona ω_s/n_B	Rotação do rotor ω_r
B_1	$h+x$	$\frac{\omega_s + y\omega_r}{h+x}$	$\pm \frac{\omega_s}{h+x}$	0
				$\frac{-2\omega_s}{y}$
B_2	$h-x$	$\frac{\omega_s - y\omega_r}{h-x}$	$\pm \frac{\omega_s}{h-x}$	0
				$\frac{2\omega_s}{y}$
B_3	$h-x$	$-\frac{\omega_s - y\omega_r}{h-x}$	$\pm \frac{\omega_s}{h-x}$	$\frac{-2\omega_s}{y}$
				0
B_4	$h+x$	$-\frac{\omega_s - y\omega_r}{h+x}$	$\pm \frac{\omega_s}{h+x}$	$\frac{2\omega_s}{y}$
				0

Analisando as expressões da Figura 4.7 e da Tabela 4.1 pode-se concluir:

- As ondas de densidade de fluxo B_1 e B_2 são originadas pela componente direta da fmm resultante, enquanto que B_3 e B_4 são originadas pela componente reversa.
- A velocidade angular das harmônicas de fmm do rotor (ω_s/n_B) pode ser positiva (sentido direto) ou negativa (sentido reverso).
- O torque síncrono ocorre na rotação zero sempre que a interação acontece entre ondas de mesmo sentido, direto ou reverso.
- Quando a interação ocorre entre ondas de sentidos contrários, o torque síncrono acontece em rotações diferentes de zero. Estas rotações podem ser positivas ou negativas.
- A velocidade do rotor em que ocorre o torque síncrono independe da polaridade do motor, sendo função apenas da frequência de rede de alimentação e do número de pares de pólos da harmônica de permeância do rotor.
- A velocidade do rotor é o dobro da velocidade da harmônica de permeância do rotor.

4.4. Processo iterativo para cálculo do torque síncrono

O cálculo do torque síncrono é independente para cada combinação de harmônicas de fmm, permeância do estator e permeância do rotor. As expressões necessárias para o cálculo do torque síncrono estão descritas no item 3.4.2. O torque resultante, em cada rotação, é o somatório de todas as parcelas daquela rotação. A precisão do cálculo depende da determinação dos valores de densidade de fluxo e fmm para as diversas harmônicas.

Para se obter os valores para as várias ondas de densidade de fluxo e fmm é utilizado o circuito que inclui as harmônicas de enrolamento. As variáveis referentes à fundamental e à terceira harmônica são sempre consideradas. A fundamental pelo fato de determinar a corrente absorvida da linha e a terceira por ser a harmônica mais significativa.

Ao circuito são adicionadas as harmônicas de ordem h (que interage com a harmônica de permeância para produzir fluxo) e de ordem n_B (que é a harmônica de enrolamento de mesma ordem do fluxo resultante) para obtenção dos valores necessários para o cálculo do torque. Se h ou n_B é de uma ordem já presente no circuito, então, são utilizados os valores de ordem 5 e 7 respectivamente.

Assim, a fundamental e a terceira harmônica são utilizadas para estabelecer o funcionamento do circuito, enquanto que as harmônicas adicionais são usadas para calcular a amplitude do torque síncrono.

A Figura 4.8 mostra uma parte do circuito com as quatro componentes de sentido direto das harmônicas de enrolamento da principal. O circuito completo contempla ainda as quatro componentes de sentido reverso e o circuito do enrolamento auxiliar.

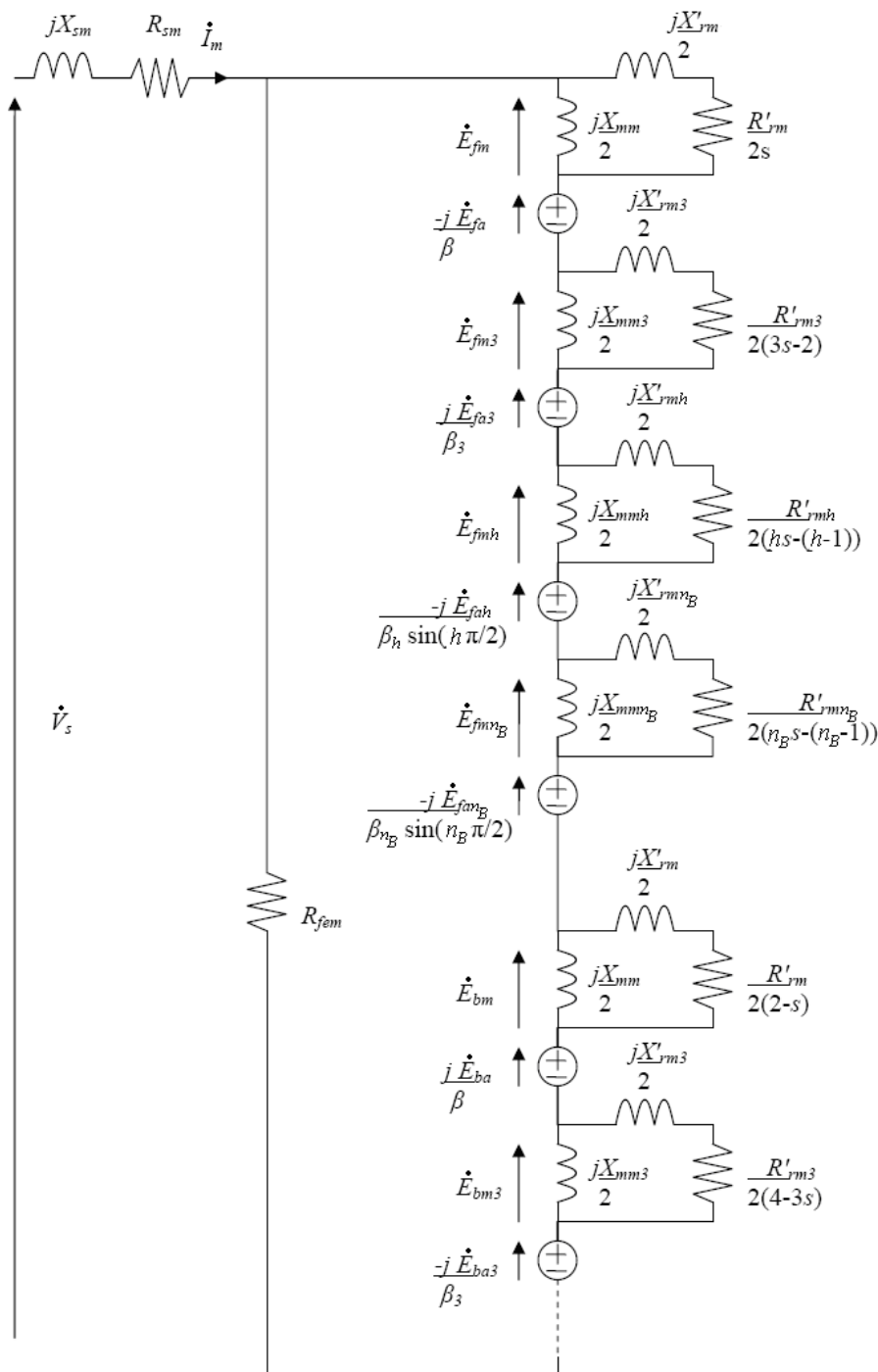


Figura 4.8 – Circuito equivalente para análise do torque síncrono [16].

4.4.1. Procedimento iterativo

As seguintes etapas descrevem o procedimento de cálculo:

1. Definir as ordens das harmônicas de permeância do estator (m) e do rotor (n).
2. Calcular os termos da onda de permeância (x, y) conforme (3.20).
3. Definir a ordem da harmônica de fmm (h).
4. Calcular o número de pólos (n_B) da onda de densidade de fluxo resultante e a velocidade rotórica na qual o torque síncrono ocorre – consultar Tabela 4.1.
5. Resolver o circuito equivalente para obtenção dos valores da h^a harmônica de fmm magnetizante e da n_B^a harmônica de fmm do rotor $\rightarrow [I] = [Z]^{-1} \cdot [U]$
6. Calcular o valor do torque síncrono conforme item 3.4.2.
7. Armazenar os valores calculados (ω_r , T_s).
8. Voltar à etapa 3 para cada uma das harmônicas de fmm consideradas.
9. Voltar à etapa 1 para cada uma das harmônicas de permeância consideradas.

4.4.2. Resultados obtidos

As funções para o cálculo do torque síncrono foram inseridas como complemento ao procedimento de modelagem do MIM. Os parâmetros do circuito foram ajustados, mantendo-se um compromisso entre o comportamento das curvas de corrente e de torque, para o modelo fornecer resultados próximos da realidade.

A rotina foi utilizada para calcular os torques síncronos do Motor I (já analisado no item 4.1.2) e os resultados são apresentados a seguir.

4.4.2.1. Torques síncronos para o Motor I

A Figura 4.9 mostra a curva de torque obtida por simulação ($2 < s < 0$) para o Motor I. Este motor possui 44 ranhuras no rotor e a faixa de rotação onde os torques síncronos ocorrem varia de -163,63 a 163,63 rpm.

Os valores de torques síncronos, calculados segundo o procedimento descrito anteriormente, são determinados para várias velocidades e podem ser visualizados de várias maneiras. A Figura 4.10 mostra de forma gráfica os valores obtidos para o Motor I.

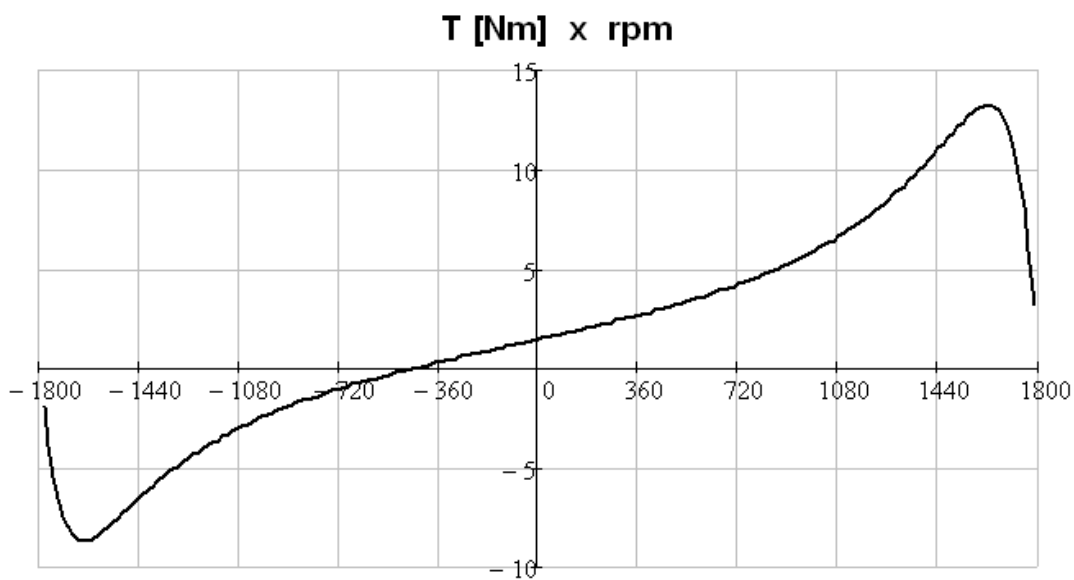


Figura 4.9 – Curva obtida através de modelagem para o Motor I.

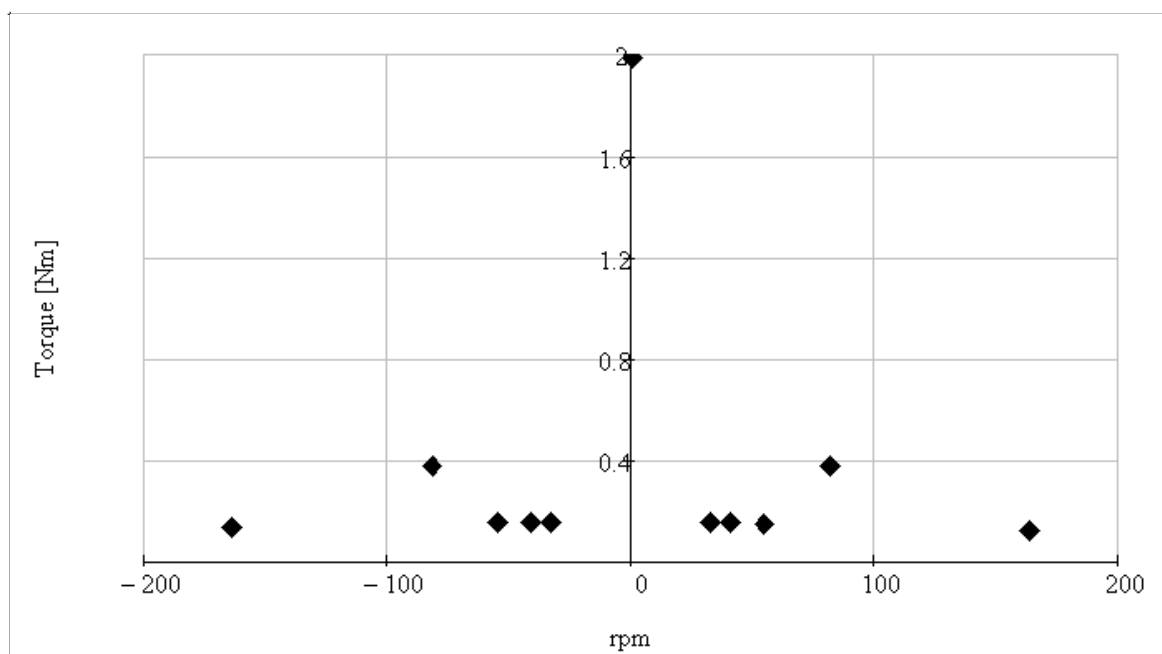


Figura 4.10 – Valores do torque síncrono para o Motor I.

É importante lembrar que os valores indicados representam o valor máximo que o torque síncrono pode atingir naquela rotação quando os campos que o produziram estão em fase, assim, quando a defasagem entre os campos é igual a π , este valor torna-se negativo.

Uma maneira de se avaliar os resultados do torque síncrono é sobrepô-los à curva de torque médio nas respectivas rotações. Deste modo, percebe-se a influência sobre a curva resultante de torque-rotação.

Tendo em mente estas informações, algumas constatações podem ser feitas analisando-se a Figura 4.10:

- Os resultados estão qualitativamente coerentes, pois apresentam a maior amplitude para a rotação zero (bloqueado).
- Há a possibilidade deste motor não conseguir partir. Isto ocorrerá quando o torque síncrono produzido na rotação zero estiver próximo de seu valor máximo negativo ($\approx -2 \text{ Nm}$).
- Os valores calculados estão coerentes com a ordem de grandeza dos torques da região analisada.

4.4.2.2. Validação do modelo

Para verificar se a tendência indicada pelo procedimento de cálculo está coerente, a rotina foi utilizada para calcular os torques síncronos do mesmo motor, porém alterando o número de ranhuras do rotor para o mesmo número de ranhuras do estator. Esta combinação de número de ranhuras é notoriamente conhecida por proporcionar as maiores amplitudes para os torques síncronos.

As seções das barras do rotor foram redimensionadas de modo a manter a seção total constante.

A Figura 4.11 mostra os torques síncronos obtidos para o Motor I com $N_1/N_2 = 36/36$.

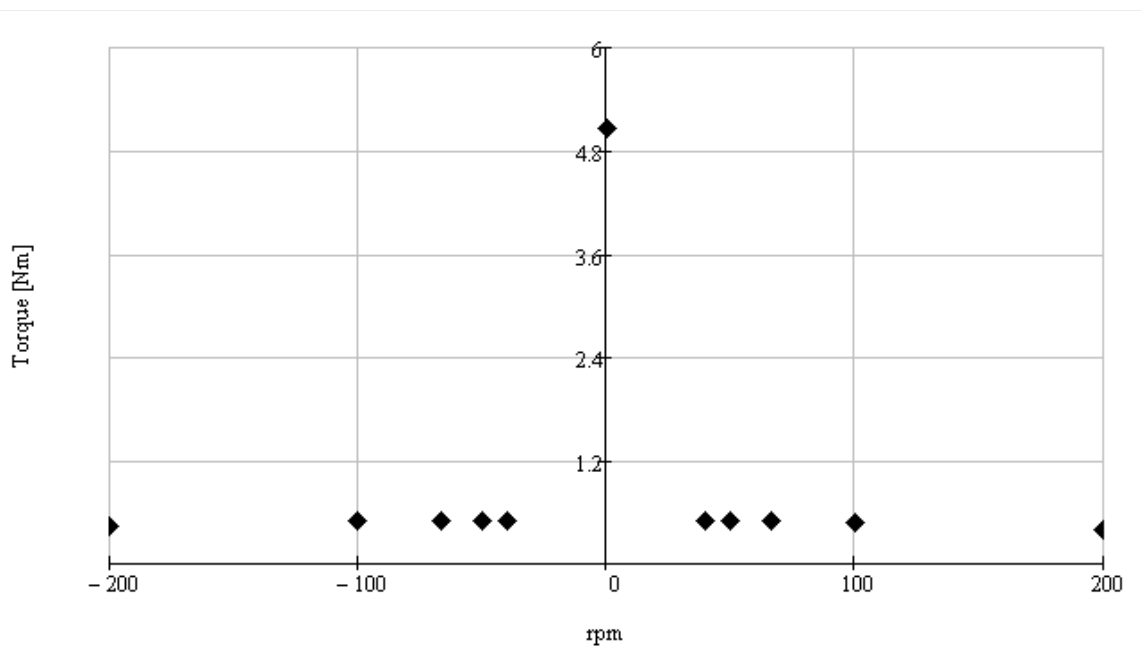


Figura 4.11 – Valores do torque síncrono para o Motor I com $N_1/N_2 = 36/36$.

A análise dos resultados permite as seguintes conclusões:

- Com exceção da rotação zero, há a modificação das rotações na qual ocorrem os torques síncronos; como pode ser analisado através da Tabela 4.1 e de (3.20).
- A amplitude do torque síncrono na rotação zero é aproximadamente 2,5 vezes maior do que na configuração original do motor.

Desta maneira, conclui-se que a modelagem está indicando a tendência correta para a análise do torque síncrono. Isto já se caracteriza como uma importante ferramenta para o projetista de MIM.

5. ENSAIOS

5.1. Ensaios de rotina

Entre os vários ensaios normalmente realizados nos desenvolvimentos de MIMs, dois deles fornecem como resultados curvas que auxiliam na verificação dos efeitos das harmônicas (seja qual for a origem delas) sobre o desempenho dos motores. Eles são referenciados neste trabalho pelas denominações Curva XY e Curva de Rotor Bloqueado em 360° .

5.1.1. Curva XY

Este é o ensaio para obtenção da curva que descreve o comportamento do torque do motor em função da rotação. Na literatura é comum se referir a esta curva como curva torque-rotação, sendo também conhecida como curva XY.

Neste tipo de curva é possível perceber, dependendo do teor das harmônicas de fmm do estator, as selas produzidas pelos torques assíncronos. Na Figura 5.1 é mostrada, como exemplo, uma curva torque-rotação na qual é possível perceber nitidamente a sela na curva de torque originada pela 3ª harmônica de fmm. Em outro exemplo, mostrado na Figura 5.2, a sela na curva de torque é produzida pela 5ª harmônica de fmm.

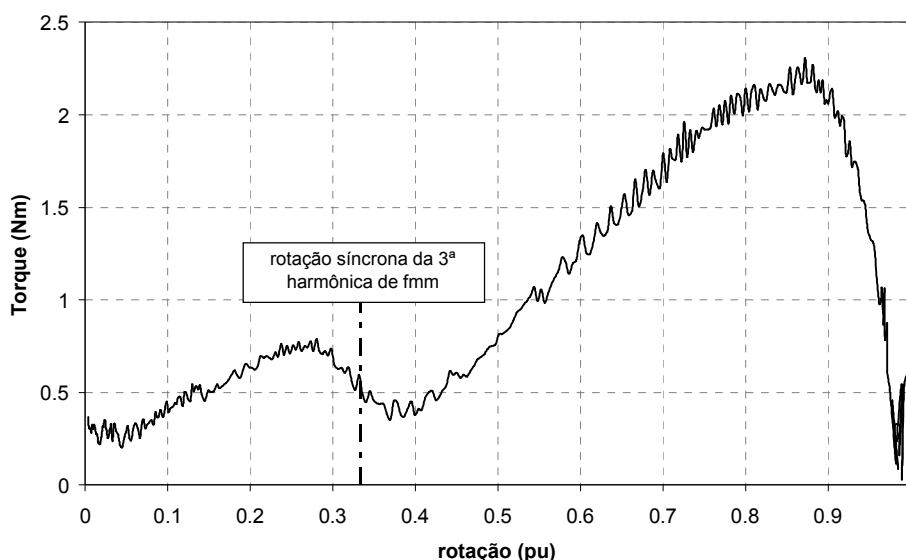


Figura 5.1 – Curva XY de um motor monofásico com capacitor permanente, com uma sela na curva de torque originada pela 3ª harmônica de fmm.

Quando os torques assíncronos têm intensidade significativa em relação ao torque da fundamental seus efeitos são sempre percebidos na curva torque-rotação. Nestes casos,

sempre há um incremento no torque resultante na região da curva imediatamente anterior à rotação síncrona da harmônica que o produziu, ocorrendo uma redução no torque resultante na região imediatamente posterior a esta rotação, como pode ser percebido nas Figura 5.1 e Figura 5.2.

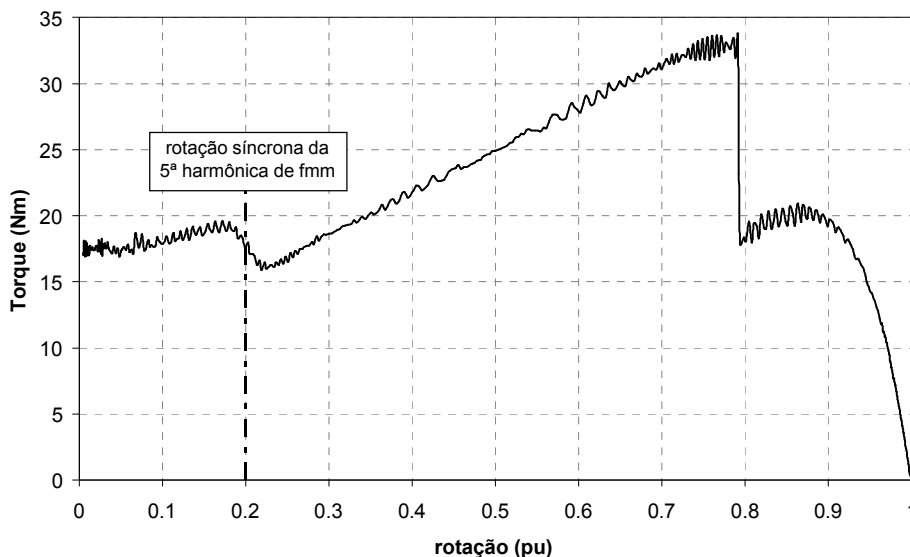


Figura 5.2 – Curva XY de um motor monofásico com capacitor de partida, com uma sela na curva de torque originada pela 5ª harmônica de fmm.

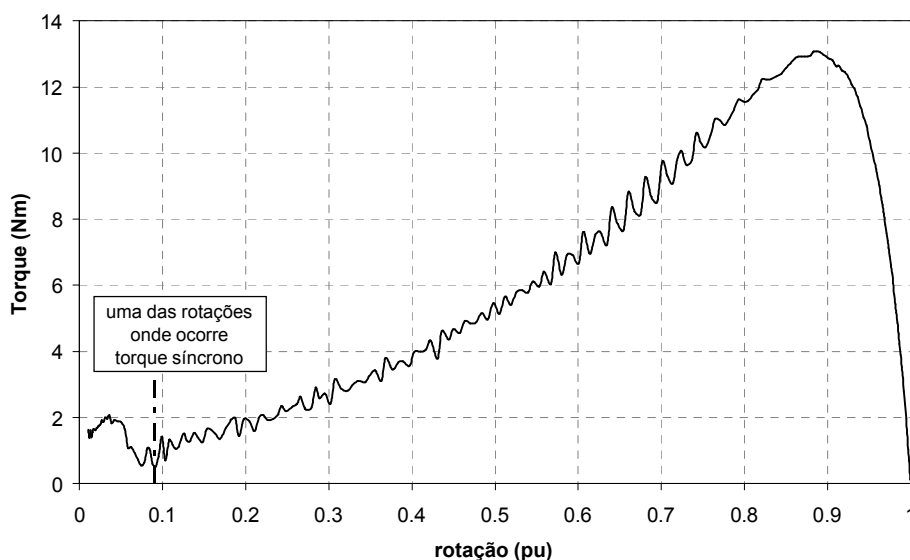


Figura 5.3 – Curva XY de um motor monofásico com capacitor permanente, com uma redução na curva de torque numa das rotações onde ocorre torque síncrono.

De modo diferente é a manifestação dos torques síncronos (outro efeito das harmônicas) neste tipo de curva. Devido à sua característica (dependente do tempo e do espaço) o torque síncrono se manifesta de maneira aleatória neste tipo de ensaio, podendo,

próximo da rotação onde ele ocorre, resultar num aumento, redução ou descontinuidade do torque resultante do motor. A Figura 5.3 ilustra uma curva onde é muito sutil a manifestação do torque síncrono. Logo, este ensaio, se realizado desta maneira, torna-se inapropriado para a investigação do torque síncrono.

5.1.2. Curva de Rotor Bloqueado em 360°

Este ensaio tem por objetivo analisar a variação do torque de partida ao longo de uma rotação completa do rotor. Duas das maneiras de se realizar este ensaio são através de eixo de torção e bloqueado ponto a ponto. Na Figura 5.4 é apresentada uma curva típica deste ensaio realizado com o eixo de torção. Além das análises referentes aos efeitos das harmônicas, este ensaio permite verificar outros problemas no motor como, por exemplo, casos de excentricidade. Entretanto, estes aspectos não são abordados neste trabalho.

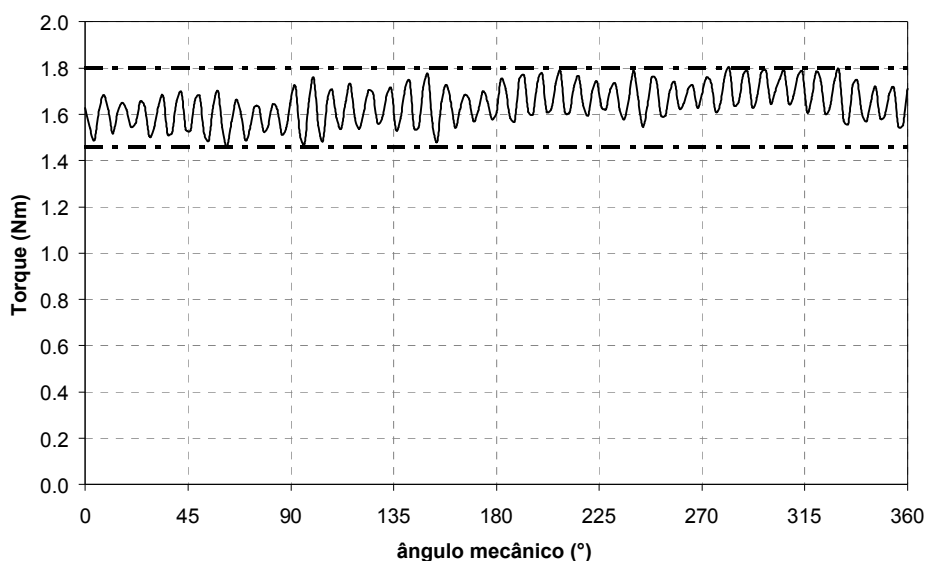


Figura 5.4 – Curva de Rotor Bloqueado em 360° (realizada com o eixo de torção) de um motor monofásico com capacitor permanente.

5.1.2.1. Eixo de torção

Este é o método mais utilizado. Nesse ensaio o motor em teste é acoplado diretamente ao eixo de um motor de maior potência acionado por um inversor de frequência que impõe uma rotação fixa de baixo valor, de modo que o motor em teste opere numa condição de quase bloqueado. Uma célula de carga de torção acoplada na ponta do eixo realiza a leitura dos valores de torque, corrente e potência absorvida em função do tempo, cujos valores são registrados e processados automaticamente por um software dedicado.

Pontos positivos:

- Alta precisão na velocidade de giro do motor que é controlada pelo inversor de frequência.
- Alta precisão dos valores que são adquiridos automaticamente.
- Agilidade na execução do ensaio e rapidez na emissão de relatórios conclusivos.

Pontos negativos:

- Programa está ajustado para capturar os pontos de um volta completa num intervalo de 6 s com o motor girando a 10 rpm. Esta situação não contempla possíveis variações na velocidade do motor, o que pode não garantir uma volta completa no intervalo programado.
- Impossibilidade de controlar e monitorar a temperatura de ensaio do rotor.
- O aquecimento do motor durante o ensaio pode distorcer a curva de torque.

5.1.2.2. Bloqueado Ponto a Ponto

Este ensaio é realizado com o auxílio de um dispositivo mecânico acoplado ao eixo de um dinamômetro. Esse dispositivo sustenta o motor de modo que seja possível girar a sua carcaça enquanto o rotor permanece fixado no dinamômetro. Desta maneira consegue-se, com maior precisão, medir a posição relativa entre estator e rotor. A leitura dos valores da curva de torque é feita em função da posição angular, e não mais do tempo. Para cada incremento no ângulo de giro do motor são registrados a temperatura do rotor (controlada em 40°C), a corrente, o deslocamento angular e o torque.

Pontos positivos:

- Variação pontual e precisa dos pontos de medição ao longo da circunferência do rotor.
- A metodologia de ensaio pode ser estendida para qualquer tamanho de motor, desde que o dispositivo de variação seja adaptado para cada situação.
- Possibilidade de controlar e monitorar a temperatura do rotor e do estator.

Pontos negativos:

- Demanda de tempo excessiva na realização do ensaio e tratamento dos dados para emissão de relatórios.
- Registro manual dos valores de ensaio.

- O número de pontos de ensaio cresce com o número de ranhuras no rotor para garantir a variação do torque no passo de uma ranhura.
- Necessidade de ajustes no dispositivo de travamento para atender diferentes motores de diferentes carcaças.

5.1.2.3. Comparação dos métodos

Comparando as medições realizadas através dos dois métodos (utilizando-se duas velocidades para o ensaio com o eixo de torção) concluiu-se que ambos apresentam boa correlação qualitativa entre os valores medidos. A Figura 5.5 mostra os resultados obtidos para a rotação imposta de 6 rpm. Nela percebe-se que os valores estão mais próximos do que os valores obtidos para a rotação imposta de 10 rpm, cujos valores estão plotados na Figura 5.6.

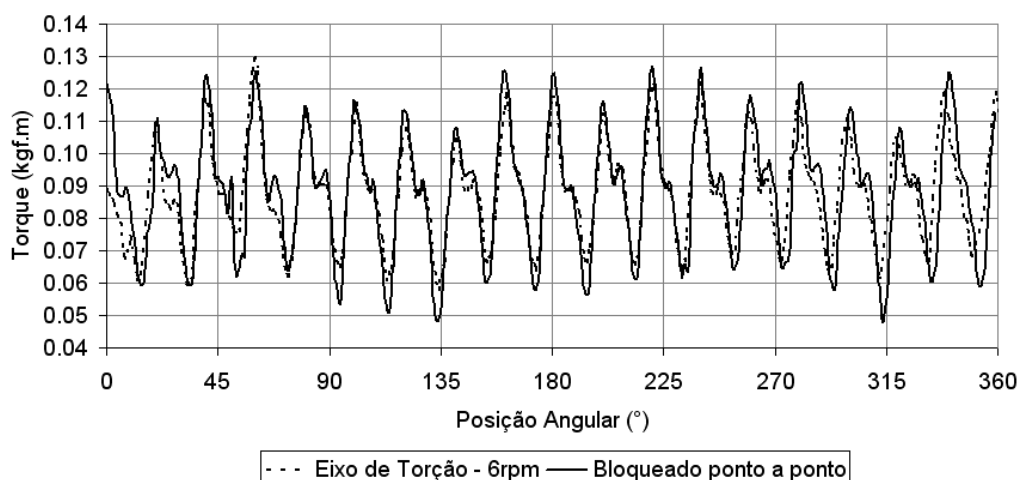


Figura 5.5 – Comparação dos valores de torque obtidos através do ensaio bloqueado ponto a ponto e com o eixo de torção com o motor a **6 rpm**.

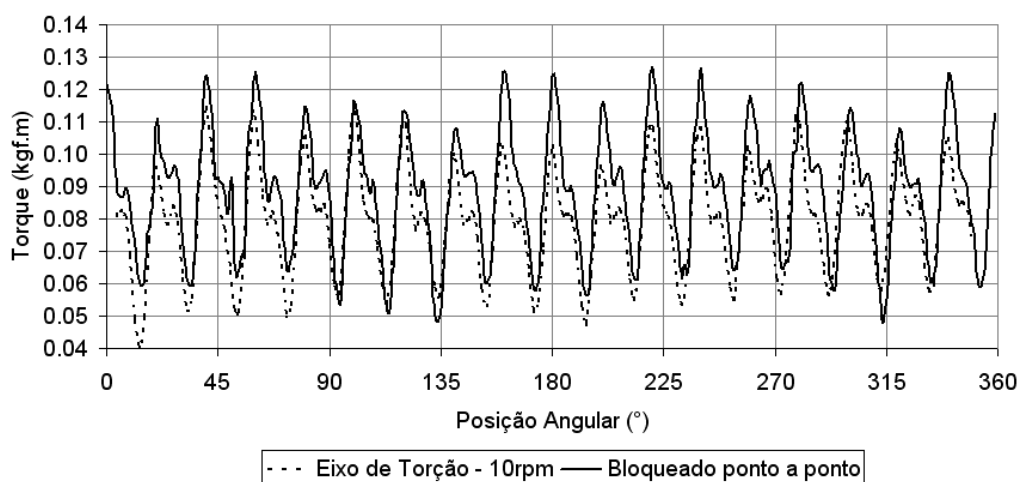


Figura 5.6 – Comparação dos valores de torque obtidos através do ensaio bloqueado ponto a ponto e com o eixo de torção com o motor a **10 rpm**.

Conclui-se que para uma análise quantitativa deve ser usada a menor velocidade permitida pelo sistema de ensaio.

5.2. Verificação do torque síncrono

Atualmente não há procedimentos normalizados para a medição do torque síncrono. A determinação da amplitude do torque síncrono é uma tarefa difícil devido à própria natureza deste fenômeno. Como já foi descrito, o torque síncrono ocorre em diversas rotações bem definidas, porém, a pior condição para o MIM é na velocidade zero (bloqueado). Nesta condição, dependendo da amplitude do torque síncrono, pode acontecer do motor não partir.

A medição na condição de bloqueado pode ser feita por dois métodos citados anteriormente: bloqueado ponto a ponto e rotação imposta.

Para o método bloqueado ponto a ponto, o tempo de realização do ensaio torna-se proibitivo. Para exemplificar pode-se citar um ensaio realizado para medição do torque em uma volta completa do rotor (com controle de temperatura do mesmo) que durou 5 dias para ser concluído (medições realizadas em dois turnos diários, totalizando aproximadamente 16 horas de ensaio por dia).

É importante destacar que, teoricamente para os MIMs, na rotação zero, é necessário medir o torque apenas para um passo de ranhura; pois ao longo dos 360° mecânicos do entreferro, a onda obtida no ensaio repete-se N_2 vezes (número de ranhuras do rotor). Contudo, não é o que se observa nas curvas da Figura 5.4, da Figura 5.5 e da Figura 5.6. Há outros fatores, tanto de origem eletromagnética como mecânica, que influenciam a variação do torque para diferentes posições angulares do rotor; entre eles podem-se citar as excentricidades dinâmica e estática, falhas na injeção das barras do rotor e outros efeitos das harmônicas. O MIM está sujeito a todos estes fatores devido à sua característica construtiva. Conclui-se que a medição de apenas um passo de ranhura pode não contemplar o pior caso.

O eixo de torção, embora apresente uma pequena diferença em relação ao método anterior (considerado mais confiável), possibilita um tempo de ensaio muito curto fornecendo o comportamento do torque ao longo de todo o entreferro.

Já para as rotações diferentes de zero, o torque pode ser medido através da curva XY (curva torque-rotação) ou pelo ensaio de rotação imposta. Neste capítulo são apresentadas comparações entre os valores medidos por ambos os métodos.

Através da observação da sobreposição de duas curvas XY do Motor I (especificado no ANEXO 2) foi observado que em determinadas rotações, onde em uma curva há uma sela, na outra há uma inversão deste valor. A Figura 5.7 mostra estas curvas e em destaque a região de interesse para análise.

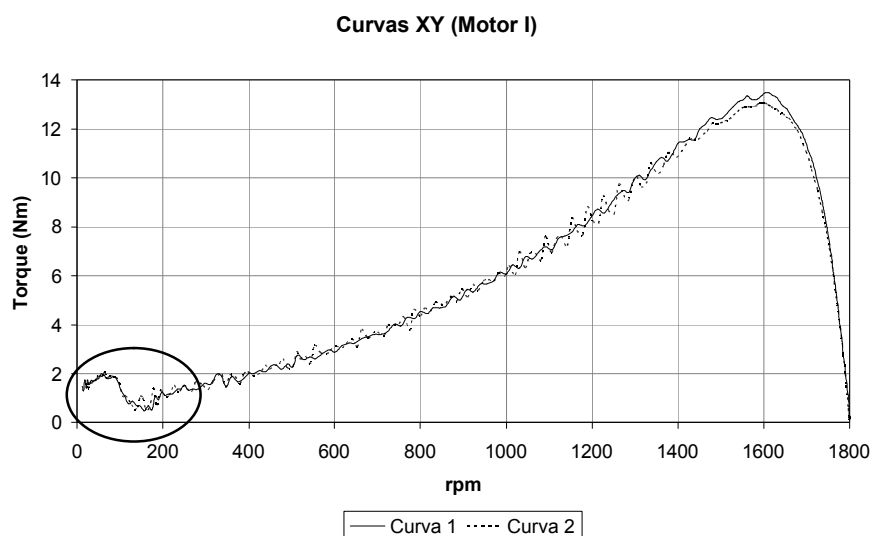


Figura 5.7 – Curvas de torque-rotação para o Motor I.

Para este motor, depois da posição de bloqueado (velocidade zero), a rotação na qual o torque síncrono ocorre com mais intensidade, conforme demonstrado no capítulo 4, é 163,63 rpm, velocidade que coincide com a região destacada na Figura 5.7. Assim, decidiu-se investigar com mais detalhes a parte inicial da curva torque-rotação.

5.2.1. Ensaios com o Motor I realizados com tensão nominal

Como o sistema atual de ensaio utilizado para fazer as curvas XY tem uma limitação para aquisição de pontos, foi adotado o procedimento de realizar o ensaio com um tempo de aceleração maior que o padrão (para este motor foi adotado um tempo de 60s, comumente se utiliza 12s). Para não haver aquecimento excessivo do motor, o ensaio é interrompido logo após o motor atingir uma rotação superior à rotação onde ocorre o torque síncrono (para este motor os ensaios foram interrompidos em torno de 300 rpm). A Figura 5.8 mostra a sobreposição das curvas de cinco ensaios com o Motor I. Nelas é possível perceber experimentalmente o torque síncrono fora da região de bloqueado, bem como a sua aleatoriedade em função da posição relativa entre estator e rotor.

Na Figura 5.8 estão destacadas três regiões relacionadas às velocidades nas quais ocorre o torque síncrono: bloqueado (rotação zero), 81,82 rpm e 163,63 rpm. Para avaliar a amplitude do torque síncrono para estas velocidades, cada região foi ampliada e nelas

foram inseridas, manualmente, linhas de tendência (nos gráficos estas linhas aparecem tracejadas). Com base nestas linhas, foram definidos três valores para cada rotação: torques máximo, médio e mínimo. É importante ressaltar que os valores mostrados nas figuras são extrapolados e podem variar em função dos ajustes feitos nas linhas de tendência.

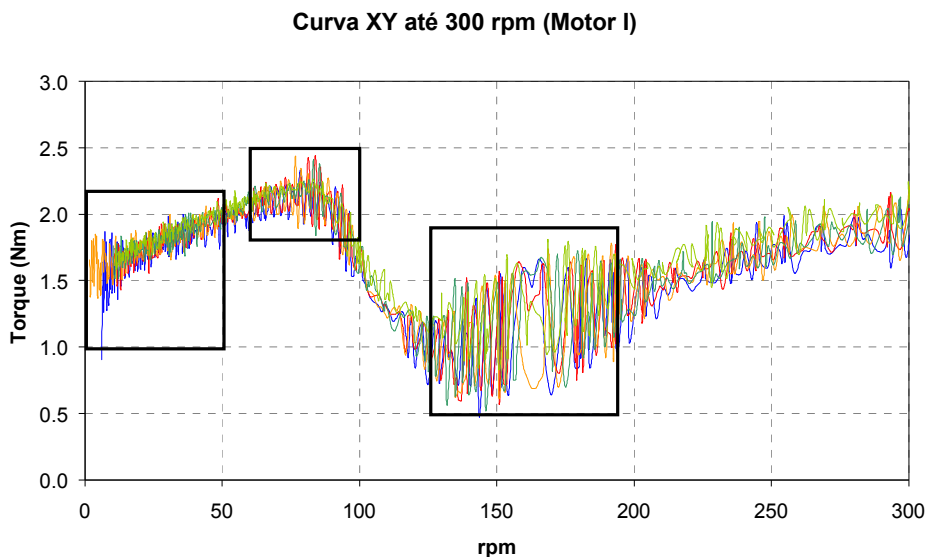


Figura 5.8 – Curvas de torque-rotação para o Motor I até a rotação de 300 rpm.

Na Figura 5.9 também aparecem os valores para a rotação de 5 rpm que serão comparados adiante com valores do ensaio 360°.

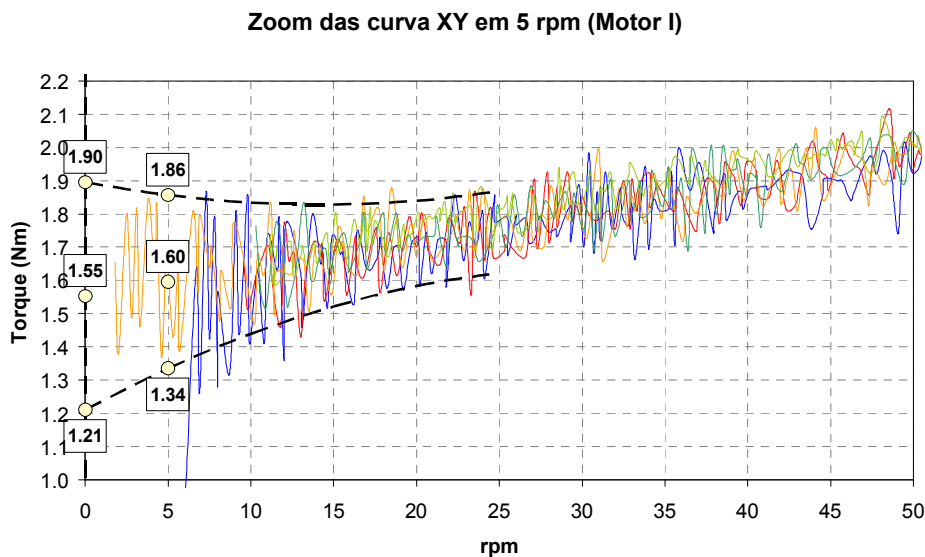


Figura 5.9 – Detalhe ampliado da Figura 5.8 para região de bloqueado.

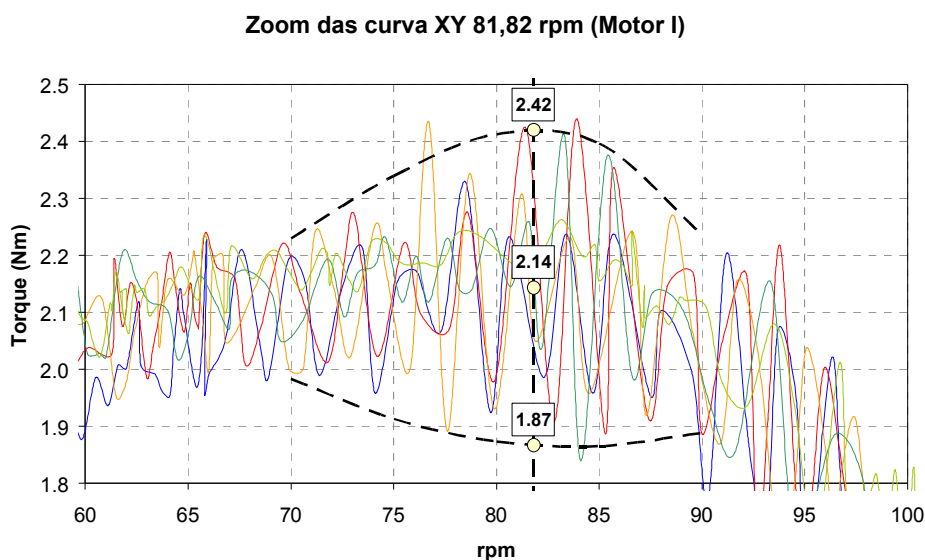


Figura 5.10 – Detalhe ampliado da Figura 5.8 para região de 81,82 rpm.

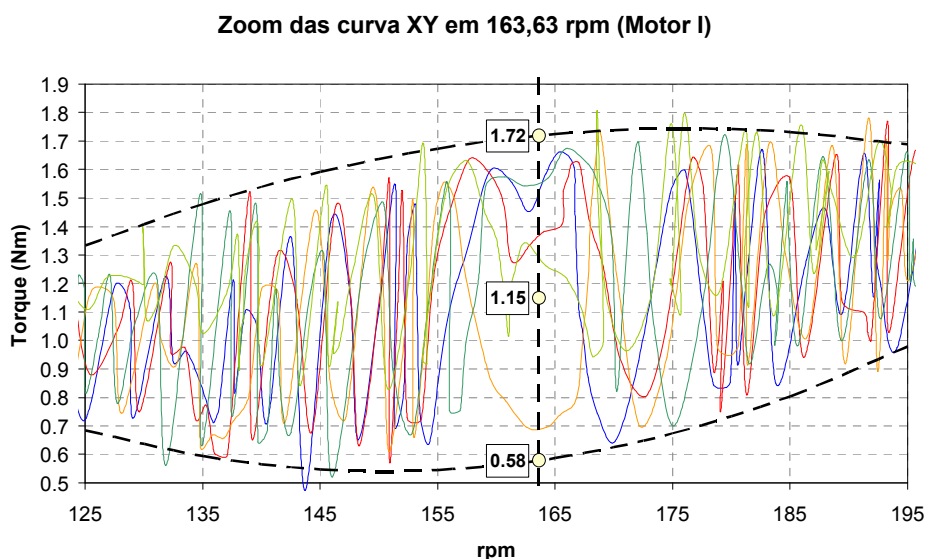


Figura 5.11 – Detalhe ampliado da Figura 5.8 para região de 163,63 rpm.

Com o objetivo de validar os resultados extraídos das curvas XY, foram realizadas medições de torque, através do método da rotação imposta (bloqueado em 360°), para diversas rotações. Usando o procedimento implantado atualmente, foram realizados 44 ensaios para determinar os valores de torque mínimo, médio e máximo em cada rotação. Os valores encontrados estão sobrepostos na curva da Figura 5.8 no formato de duas envoltórias (mínima e máxima) e uma linha para os valores médios do torque e aparecem na Figura 5.12.

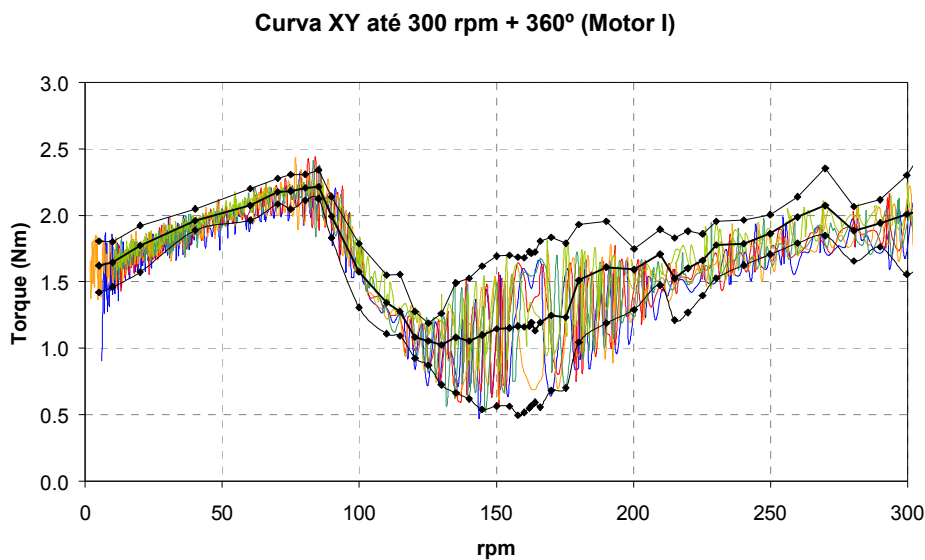


Figura 5.12 – Curvas da Figura 5.8 com resultados dos 44 ensaios de rotação imposta.

Da Figura 5.13 até a Figura 5.18 são ilustradas algumas curvas obtidas nos ensaios de rotação imposta para rotações próximas das de torque síncrono (0 rpm, 81,82 rpm e 163,64 rpm).

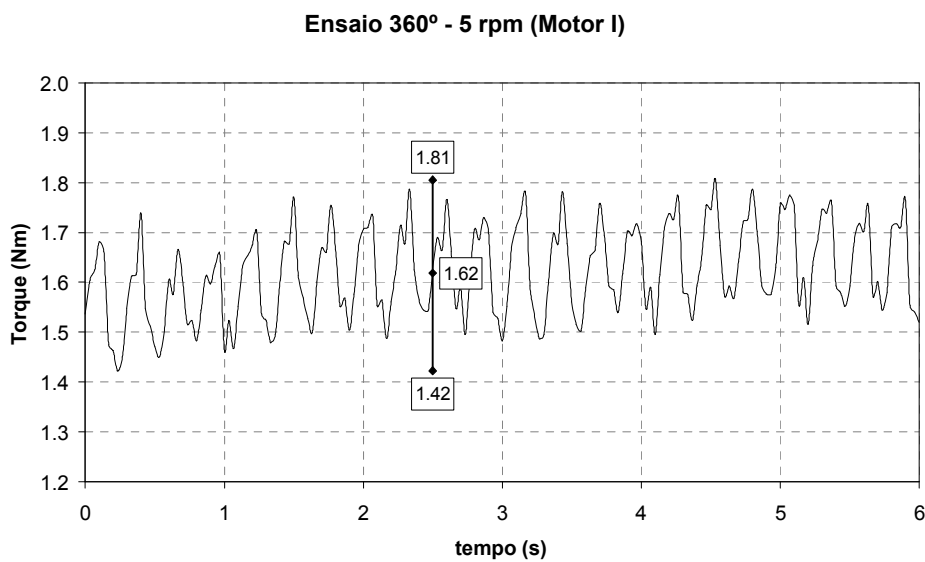


Figura 5.13 – Ensaio de rotação imposta – 5 rpm.

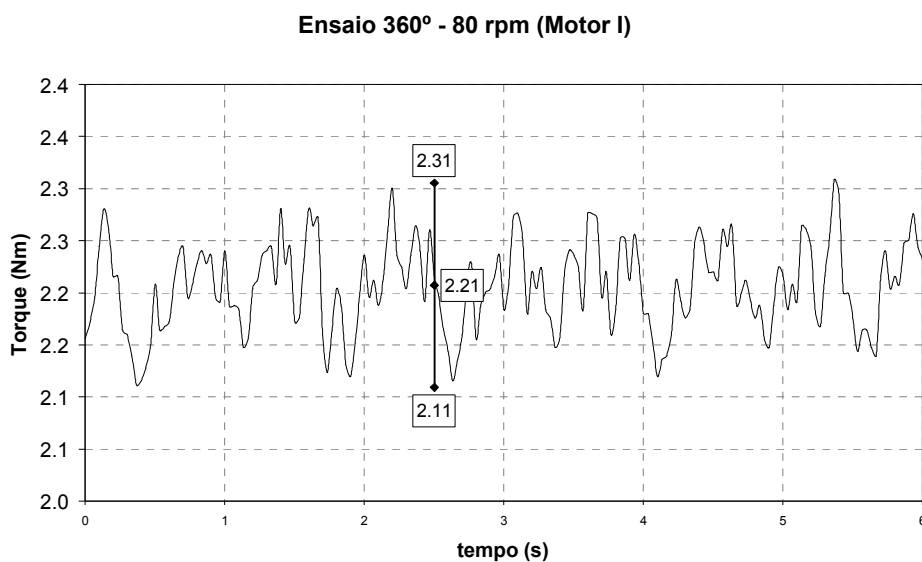


Figura 5.14 – Ensaio de rotação imposta – 80 rpm.

Para a região próxima da rotação de 163,63 rpm são mostradas quatro curvas: Figura 5.15 com 162 rpm, Figura 5.16 com 163 rpm, Figura 5.17 com 164 rpm e Figura 5.18 com 166 rpm, para verificação da variação do formato da onda nas proximidades imediatas de uma das rotações onde ocorre o torque síncrono.

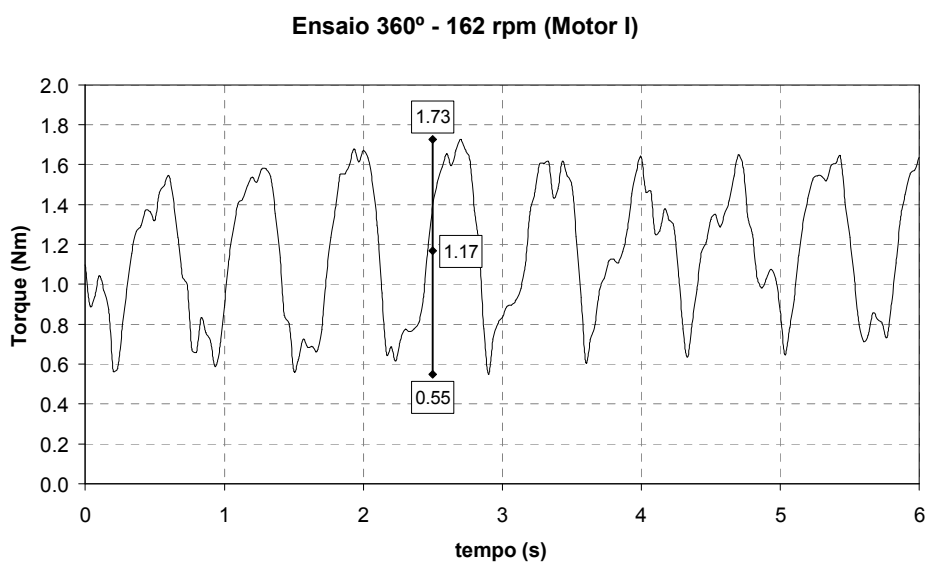


Figura 5.15 – Ensaio de rotação imposta – 162 rpm.

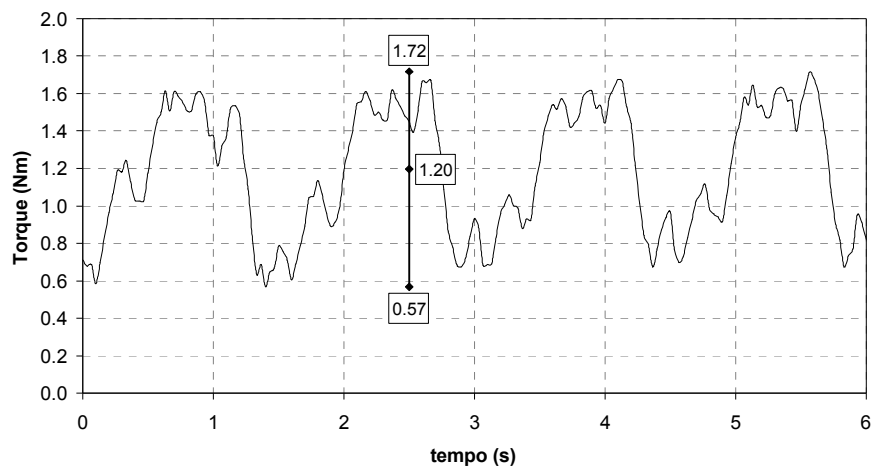
Ensaio 360° - 163 rpm (Motor I)

Figura 5.16 – Ensaio de rotação imposta – 163 rpm.

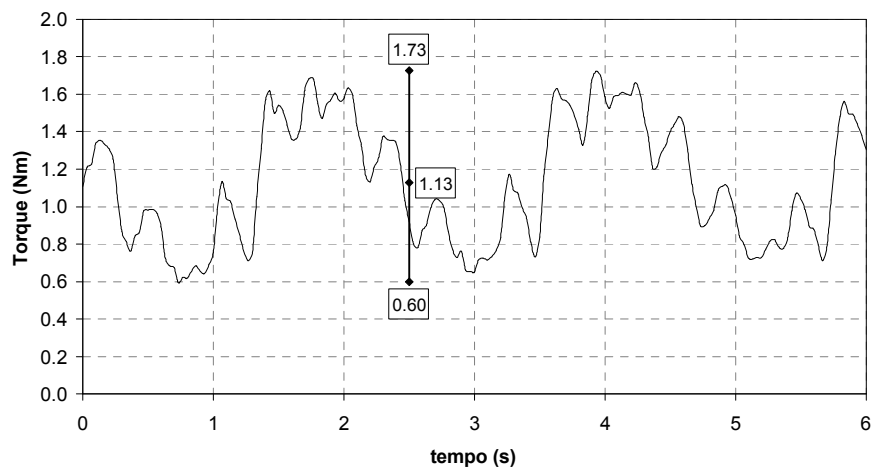
Ensaio 360° - 164 rpm (Motor I)

Figura 5.17 – Ensaio de rotação imposta – 164 rpm.

A Tabela 5.1 apresenta um resumo dos três valores obtidos (torques mínimo, médio e máximo) através dos dois métodos para três pontos onde ocorre o torque síncrono. Na tabela também consta a variação percentual do torque mínimo (ΔT mín) e máximo (ΔT máx) em relação ao valor médio. O cálculo do erro não é indicado, pois o valor de referência não é conhecido. O objetivo é analisar a coerência entre os valores para indicar o método mais apropriado para o ensaio.

Tabela 5.1 – Resumo dos valores de torque obtidos através dos métodos XY e 360° para o Motor I.

Ensaio		Tmín [Nm]	Tméd [Nm]	Tmáx [Nm]	ΔT mín	ΔT máx
Bloqueado	XY (5 rpm)	1.34	1.60	1.86	16.3%	16.3%
	360° (5 rpm)	1.42	1.62	1.81	12.3%	11.7%
81,82 rpm	XY (81,82 rpm)	1.87	2.14	2.42	12.6%	13.1%
	360° (80 rpm)	2.11	2.21	2.31	4.5%	4.5%
163,64 rpm	XY (163,63 rpm)	0.58	1.15	1.72	49.6%	49.6%
	360° (163 rpm)	0.57	1.20	1.72	52.5%	43.3%
	361° (164 rpm)	0.60	1.13	1.73	46.9%	53.1%

No ponto de 81,82 rpm, apesar dos valores médios estarem próximos, verifica-se uma divergência maior em relação aos valores de torques máximos e mínimos. Porém, para os dois pontos mais importantes (bloqueado e 163,64 rpm) os valores estão próximos.

5.2.2. Ensaio com o Motor I realizados com tensão reduzida

Com o objetivo de verificar a influência da saturação sobre o torque síncrono, os ensaios com o motor I foram repetidos com 64% e 38% da tensão nominal.

A Figura 5.19 mostra a sobreposição das curvas XY de cinco ensaios para o Motor I (alimentado com 64% da tensão nominal) juntamente com os valores obtidos nos ensaios de rotação imposta (10 rpm e 163,63 rpm). A comparação desta figura com a Figura 5.8 mostra que neste caso, a variação da amplitude do torque síncrono é maior do que quando o motor é alimentado em tensão nominal.

Nas curvas XY obtidas com 38% da tensão nominal o nível de distorção das curvas dificulta a determinação dos valores de torque síncrono através da análise da linha de tendência. Como pode ser observado na Figura 5.20, é difícil a determinação experimental das regiões de torque síncrono para este tipo de curva.

Assim, para os ensaios com tensão reduzida, os valores de torque síncrono foram determinados pelo método da rotação imposta para todas as curvas e estão tabelados no item 5.3. Em alguns casos, os valores também foram extraídos das curvas XY.

Curva XY até 300 rpm (Motor I) - 64% da tensão nominal

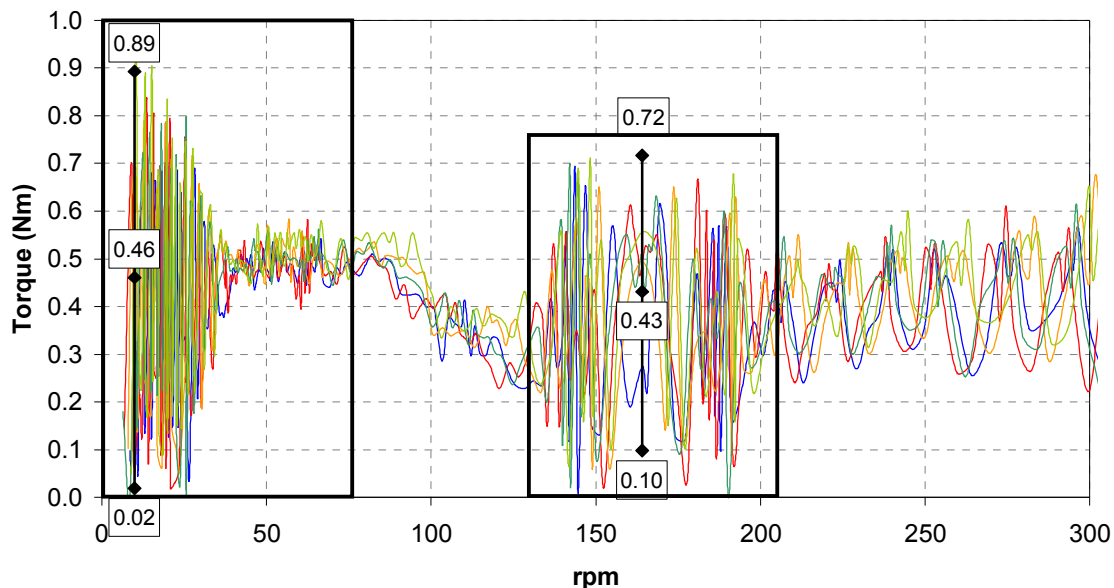


Figura 5.19 – Curvas de torque-rotorção para o Motor I e os resultados dos ensaios de rotação imposta – Ensaios realizados com tensão reduzida (64% U_N)

Curva XY até 300 rpm (Motor I) - 38% da tensão nominal

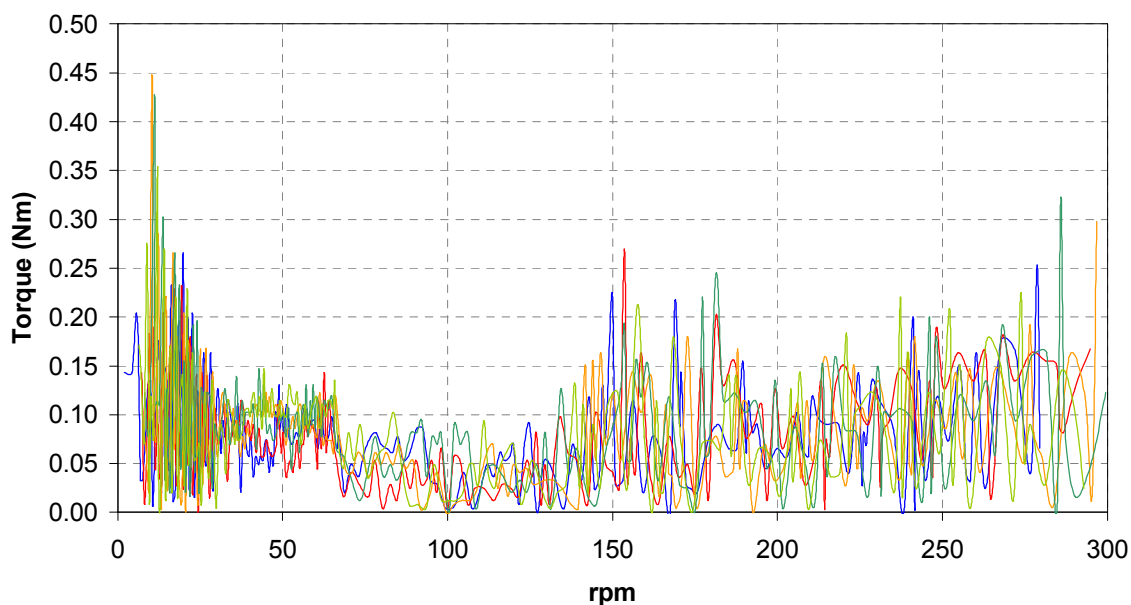


Figura 5.20 – Curvas de torque-rotorção para o Motor I – Ensaios realizados com tensão reduzida (38% U_N)

5.3. Comparação dos resultados de ensaio e simulação

Os resultados obtidos nos ensaios e nas simulações são apresentados na Tabela 5.2. Para facilitar a interpretação da tabela são convenientes as seguintes observações:

- “Região de TS” – define qual rotação de torque síncrono está sendo analisada.
- Método – origem dos valores: simulação (modelo), ensaio de rotação imposta (“360°”) ou ensaio da curva torque-rotação (“XY”).
- Rotação – velocidade de realização do ensaio para obtenção dos valores.
- “TS máx” e “TS mín” representam as máximas variações, positiva e negativa, sobre o torque médio. Optou-se por representar a amplitude do torque síncrono desta forma para eliminar a interferência de possíveis erros na determinação do torque médio através da simulação.

Tabela 5.2 – Valores de torque síncrono (ensaio x modelagem) para o Motor I.

MOTOR I								
Região de TS			Bloqueado			163,63 rpm		
Método			Modelo	Ensaio		Modelo	Ensaio	
Rotação [rpm]				"360"	"XY"		"360"	"XY"
Un	TS máx	[Nm]	1,983	0,190	0,260	0,129	0,600	0,570
		[%]	139%	12%	16%	7%	53%	50%
	T méd	[Nm]	1,430	1,620	1,600	1,963	1,130	1,150
	TS mín	[Nm]	1,980	0,200	0,260	0,129	0,530	0,570
		[%]	138%	12%	16%	7%	47%	50%
	0,64.Un	TS máx	[Nm]	0,812	0,437	0,481	0,053	0,284
[%]			139%	96%	100%	7%	66%	100%
T méd		[Nm]	0,586	0,456	0,481	0,804	0,432	0,361
TS mín		[Nm]	0,812	0,437	0,481	0,053	0,324	0,361
		[%]	139%	96%	100%	7%	75%	100%
0,38.Un		TS máx	[Nm]	0,286	0,170	0,243	0,019	0,183
	[%]		139%	114%	100%	7%	99%	100%
	T méd	[Nm]	0,206	0,149	0,243	0,283	0,184	0,123
	TS mín	[Nm]	0,286	0,149	0,243	0,019	0,184	0,123
		[%]	139%	100%	100%	7%	100%	100%

Os dados da Tabela 5.2 mostram que quando o motor é alimentado com tensão reduzida, há um aumento na variação da amplitude do torque síncrono, o que indica a influência da saturação magnética sobre este fenômeno.

A intensidade das induções das harmônicas de alta ordem está aquém dos níveis de saturação do material magnético, porém, na condição de tensão nominal, o circuito magnético se encontra saturado devido aos níveis de indução das componentes

fundamental e de campo reverso. Com a redução da tensão, as induções diminuem e o circuito magnético opera na região linear, fazendo com que os efeitos das harmônicas apresentem proporções maiores em relação aos valores da fundamental e do campo reverso.

Na Tabela 5.2 também é possível verificar a condição de linearidade do modelo, visto que a variação percentual do torque síncrono permanece constante, para cada rotação, independente da tensão aplicada. Contudo, não é o que se verifica na prática. À medida que a tensão aumenta, e com ela os níveis de densidade de fluxo, a variação da amplitude do torque síncrono diminui.

Como os MIMs normalmente trabalham com níveis de densidade de fluxo próximos aos de saturação, é importante que o modelo contemple esta característica. Esta é uma das propostas para trabalhos futuros.

Outro ponto que merece destaque é o fato de que os valores tendem à concordância para a região de rotação zero com tensão reduzida. A explicação para o que se refere tensão reduzida é apresentada nos parágrafos anteriores, e o fato de ser na rotação zero indica que o cálculo das harmônicas, que está coerente para esta rotação, precisa ser aprimorado para as harmônicas dependentes da velocidade rotórica. Conseqüentemente, uma revisão da determinação dos parâmetros é necessária.

Com relação aos métodos de ensaio, sugere-se a adoção do método de rotação imposta, pois mesmo apresentando valores um pouco menores do que os determinados pelo método XY, independe de um tratamento manual dos dados pelo analista de ensaio. Há também o fato de que em tensões reduzidas, o método XY mostrou-se inviável para a determinação confiável dos valores de torque síncrono.

Desta forma, o ensaio de rotação imposta se apresenta como uma ferramenta para análise experimental do torque síncrono, podendo ser utilizada para rotações maiores que zero.

6. CONSIDERAÇÕES FINAIS

A motivação para realização desta dissertação foi a necessidade de ferramentas, analíticas e experimentais, para análise de torque síncrono em motores de indução monofásicos. Para tratar do assunto, primeiramente foi apresentada uma revisão teórica sobre motores monofásicos e torque síncrono, onde também foi abordada a questão das harmônicas.

Um procedimento para a modelagem analítica foi apresentado e avaliado através da simulação de um motor (Motor I). Este mesmo motor foi utilizado para a realização de uma série de ensaios experimentais para determinação de um método a ser adotado.

As principais conclusões deste estudo estão listadas a seguir.

6.1. Sobre a modelagem

6.1.1. Do motor de indução monofásico

- a) O modelo apresentado por [16] e discutido neste trabalho apresenta como grande vantagem o fácil processo de resolução algébrica, característica de sistemas lineares.
- b) A vantagem supracitada acarreta em imprecisão dos resultados para a região de saturação.
- c) O modelo, como apresentado, não considera a variação dos valores dos parâmetros para as diversas condições de operação do motor.
- d) Considerando a dificuldade de modelagem de algumas características do MIM, o modelo apresenta resultados satisfatórios, e é indicado como ferramenta de análise qualitativa para o MIM.

6.1.2. Do torque síncrono

- a) Uma análise do procedimento para determinação da velocidade onde ocorre o torque síncrono indica que esta independe da polaridade do motor, sendo função apenas da frequência de alimentação e da ordem da harmônica de permeância do rotor que interage na geração do torque síncrono.
- b) Os resultados qualitativos apresentaram coerência com a teoria, ou seja, a maior intensidade de torque síncrono ocorre na partida. Isto é razoável tendo em vista que metade das combinações das harmônicas resulta em torque harmônico na

rotação zero. As demais combinações se distribuem entre várias rotações, tanto positivas como negativas.

- c) Tendo em vista as considerações adotadas, o modelo apresentou valores coerentes para o Motor I.
- d) O modelo se mostrou coerente na simulação do motor com $N_1=N_2$ (combinação conhecida por apresentar problemas). Na simulação do motor, a amplitude do torque síncrono, na rotação zero, apresentou um valor aproximadamente 2,5 vezes maior em relação ao motor original.
- e) Os resultados apresentados para a rotação zero apresentam melhor concordância com os valores experimentais. Duas hipóteses devem ser consideradas: o cálculo das harmônicas dependentes da rotação não está fornecendo o valor correto (hipótese mais provável) ou os valores de ensaio estão sendo afetados por outras influências.
- f) A metodologia proposta por [16] se apresenta com uma solução viável para o estudo analítico do torque síncrono.

6.2. Sobre os ensaios

- a) Atualmente, a verificação experimental do torque síncrono pode ser feita de três maneiras: através da curva XY com o tempo de aceleração aumentado, através do ensaio com rotação imposta (comumente este ensaio é realizado apenas em baixas rotações para simular a região de bloqueado) ou através da medição de torques ponto a ponto.
- b) O método de medição ponto a ponto não é viável em função do tempo necessário para a realização do ensaio.
- c) A medição de apenas um passo de ranhura (viável através do método de medição ponto a ponto) pode não contemplar o pior caso.
- d) Para determinação através da curva XY é necessário analisar a sobreposição das curvas de vários ensaios.
- e) O método da curva XY pode, dependendo da tensão utilizada no ensaio, não ser viável para a verificação do torque síncrono.
- f) De um modo geral, o método da rotação imposta apresentou valores pouco menores dos que os obtidos através da curva XY.

- g) Atualmente os valores obtidos através do método da curva XY dependem de um tratamento manual, ou seja, estão sujeitos à subjetividade do analista.
- h) Uma vantagem do método de rotação imposta é que o próprio sistema de ensaio fornece os valores de torque.
- i) Em função das constatações realizadas, propõem-se a utilização do método de rotação imposta para os estudos do torque síncrono.

6.3. Propostas para trabalhos futuros

O modelo e os ensaios apresentados neste trabalho, dentro de suas limitações, se caracterizam como ferramentas úteis para auxiliar o projetista na análise do torque síncrono em MIMs. Porém, trabalhos futuros devem ser realizados para melhorar a qualidade dos resultados obtidos. Entre eles podem-se citar:

- a) Estudar outros modelos para simulação do MIM, observando a condição de que o modelo deve considerar as harmônicas de enrolamento, pois desta forma é possível adequá-lo ao procedimento para cálculo do torque síncrono. Uma alternativa é proposta em [15].
- b) Elaborar novos procedimentos para a determinação dos parâmetros do circuito equivalente, incluindo a sua variação em função da condição de operação do motor.
- c) Determinar através dos programas para análise de MIM existentes a variação dos parâmetros em função dos níveis de saturação do circuito magnético.
- d) Investigar a influência da velocidade sobre a medição do torque para o método da rotação imposta.

ANEXO 1

MODELAGEM DO MOTOR DE INDUÇÃO MONOFÁSICO

Rotina implementada por Jacques R. Ruthes no programa MathCad® para a modelagem do MIM.

ORIGIN:= 1

ANÁLISE DO MOTOR MONOFÁSICO - TEORIA DOS CAMPOS GIRANTES

Modelagem do motor monofásico proposta por Peter Scavenius Andersen em sua tese de doutorado "Modelling and Analysis of Asynchronous and Synchronous Torques in Split-Phase Induction Machines", University of Glasgow, Department of Electronics and Electrical Engineering, 2007.

Constantes e funções auxiliares

$$\mu_0 := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot \frac{\text{H}}{\text{m}} \quad \text{rpm} := \frac{2 \cdot \pi}{60\text{s}} \quad \rho_{\text{Al}}(T) := \frac{(222 + T)}{(222 + 75)} \cdot \frac{21 \cdot 10^{-6}}{0.52} \cdot \Omega \cdot \text{mm} \quad \text{Nm} := \text{N} \cdot \text{m}$$

Dados do motor analisado

Descrição: 1cv - IV - 220V 60Hz N56 (6981.9885) -> projeto M2E:tsn56iv

Vf := 220V	fq := 60·Hz	rpmn := 1769rpm	pares de pólos	p := 2
diâmetro interno do estator	Di1 := 100·mm	entreferro	gap := 0.4·mm	
número de ranhuras	N1 := 36	pacote	Lpac := 90·mm	ke := 0.96
	N2 := 44		Lmg := Lpac · ke	Lmg = 86.4mm
temperatura da gaiola	Trot := 100			

Dados dos enrolamentos

Enrolamento PRINCIPAL	pbM := 8	epbM := (27 23 18 9 0 0)
Enrolamento AUXILIAR	pbA := 9	epbA := (17 31 25 16 0 0)

Dimensões das ranhuras

Ranhura do ESTATOR		Ranhura do ROTOR	
ran[1].hp	hps := 0.7·mm	ran[2].hp	hpr := 0.1·mm
ran[1].bp	bps := 2.5·mm	ran[2].bp	bpr := 0.05·mm
ran[1].bf1	xst := 4.42·mm	ran[2].ha1	yt := 0.1·mm
ran[1].bf2	xsb := 7.031·mm	ran[2].ba1	xt := 0.866·mm
ran[1].hf2	ys := 14.915·mm		Sbr := 32.58·mm ²
		inclinação da ranhura do rotor	δinc := 13·deg

Anel de curto	da := 8·mm	ba := 14·mm	Da1 := 89·mm	Sal := 112·mm ²
---------------	------------	-------------	--------------	----------------------------

Cálculos auxiliares

$$r := \frac{Di1}{2} - \text{gap} \quad \theta_b := \frac{2 \cdot \pi}{N2} \quad \omega_s := 2 \cdot \pi \cdot f_q \quad \text{sn} := 1 - \frac{\text{rpmn}}{\omega_s} \quad \text{sn} = 0.509$$

$$De := Di1 + \text{hps} + \text{ys}$$

DISTRIBUIÇÃO DOS ENROLAMENTOS

$$iN1 := 1..N1 \quad iN2 := 1..N2 \quad pp := \frac{N1}{2 \cdot p} \quad ib := 1.. \text{ceil}\left(\frac{N1}{4 \cdot p}\right)$$

Análise do enrolamento conform e item 2.1 da tese

A amplitude do enrolamento para cada harmônica é obtida através da análise de Fourier (Veinot 14.3).

Análise enrolamento PRINCIPAL $eM := \text{epbM}^T$ $etM := 2 \cdot p \cdot \sum_{ib} eM_{ib}$ $etM = 308$

$$pbMi_{ib} := pbM - (ib - 1) \cdot 2 \quad \theta_{M_{ib}} := \frac{pbMi_{ib}}{pp} \cdot \pi \quad \theta M^T = (160 \ 120 \ 80 \ 40 \ 0) \text{ deg}$$

$$NM(h) := 2 \cdot \frac{4}{h \cdot \pi} \cdot \sin\left(h \cdot \frac{\pi}{2}\right) \cdot \sum_{ib} \left(eM_{ib} \cdot \sin\left(h \cdot \frac{\theta_{M_{ib}}}{2}\right) \right) \quad NM(1) = 155.734 \quad \frac{NM(1)}{etM} = 0.506$$

Análise enrolamento AUXILIAR $eA := \text{epbA}^T$ $etA := 2 \cdot p \cdot \sum_{ib} eA_{ib}$ $etA = 356$

$$pbAi_{ib} := pbA - (ib - 1) \cdot 2 \quad \theta_{A_{ib}} := \frac{pbAi_{ib}}{pp} \cdot \pi \quad \theta A^T = (180 \ 140 \ 100 \ 60 \ 20) \text{ deg}$$

$$NA(h) := 2 \cdot \frac{4}{h \cdot \pi} \cdot \sin\left(h \cdot \frac{\pi}{2}\right) \cdot \sum_{ib} \left(eA_{ib} \cdot \sin\left(h \cdot \frac{\theta_{A_{ib}}}{2}\right) \right) \quad NA(1) = 186.61 \quad \frac{NA(1)}{etA} = 0.524$$

Relação de espiras entre auxiliar e principal $\beta(h) := \frac{NA(h)}{NM(h)}$ $\beta(1) = 1.1983$

Resistência dos enrolamentos do estator $R_{sM} = 2.409 \Omega$ $R_{sA} = 4.297 \Omega$

Capacitor $C_{ex} := \frac{-1}{\text{Im}(Z_{ex}) \cdot \omega_s}$ $C_{ex} = 35 \times 10^{-6} \text{ F}$

Resistência do rotor

resistividade da barra do rotor $\rho_b := \rho_{Al}(\text{Trot})$ $\rho_b = 43.784 \times 10^{-6} \Omega \cdot \text{mm}$

comparando (A1.4) e (A1.8) $RB\alpha(h) := |h| \cdot \rho_b \cdot \frac{L_{pac}}{S_{br}}$ $RB\alpha(1) = 120.95 \times 10^{-6} \Omega$

de (A1.7) --> obs.: $m\alpha = 2\pi/N2 = \theta_b$ $\theta_b = 8.182 \text{ deg}$

Resistência de uma seção α $RE\alpha := \rho b \cdot \frac{\pi \cdot Da1}{N2} \cdot \frac{1}{Sa1}$ $RE\alpha = 2.484 \times 10^{-6} \Omega$

$\alpha(h) := \frac{\theta b}{|h|}$ $\alpha(3) = 2.727 \text{deg}$

conforme A1.4 a A1.8 $R\alpha(h) := RB\alpha(h) + 2 \cdot RE\alpha$ $R\alpha(1) = 125.919 \times 10^{-6} \Omega$

Entreferro efetivo (fator de Carter)

passos das ranhuras $\lambda_s := \frac{2 \cdot \pi \cdot r}{N1}$ $\lambda_r := \frac{2 \cdot \pi \cdot r}{N2}$ $\lambda_s = 8.657 \text{mm}$ $\lambda_r = 7.083 \text{mm}$

$K_{cs} := \frac{\lambda_s \cdot (5 \cdot \text{gap} + bps)}{\lambda_s \cdot (5 \cdot \text{gap} + bps) - bps^2}$ $K_{cs} = 1.191$

$K_{cr} := \frac{\lambda_r \cdot (5 \cdot \text{gap} + bpr)}{\lambda_r \cdot (5 \cdot \text{gap} + bpr) - bpr^2}$ $K_{cr} = 1$

$K_c := K_{cs} \cdot K_{cr}$ $K_c = 1.191$ $lg := \text{gap} \cdot K_c$ $lg = 0.477 \text{mm}$

Reatância de Magnetização (cfe equação 3.31)

$X_{mM}(h, s) := \frac{L_{mg} \cdot r \cdot \omega_s \cdot \pi \cdot \mu_0}{lg \cdot (h \cdot p)^2} \cdot \frac{NM(h)^2}{4}$ $X_{mM}(1, sn) = 20.289 \Omega$

$X_{mA}(h, s) := \frac{L_{mg} \cdot r \cdot \omega_s \cdot \pi \cdot \mu_0}{lg \cdot (h \cdot p)^2} \cdot \frac{NA(h)^2}{4}$ $X_{mA}(1, sn) = 29.131 \Omega$

Impedâncias de Perdas no Ferro (M2E)

$R_{feM} := Z_{mgd} \cdot Z_n$ $R_{feM} = 674.961 \Omega$

$R_{feA} := Z_{mgq} \cdot Z_n \cdot \beta(1)^2$ $R_{feA} = 1189.027 \Omega$

Reatância de dispersão da ranhura do Estator (A 1.17 e A 1.18)

$x_{sM} := \frac{x_{st} + 3 \cdot x_{sb}}{4}$ $y_{sM} := \frac{y_s}{2}$ $x_{sA} := \frac{3 \cdot x_{st} + x_{sb}}{4}$ $y_{sA} := y_{sM}$

enrolamento principal (fundo da ranhura)

$L_{sM} := \frac{NM(1)^2}{4} \cdot L_{mg} \cdot \mu_0 \cdot \left(\frac{y_{sM}}{3 \cdot x_{sM}} + \frac{y_{sA}}{x_{sA}} + \frac{hps}{bps} \right)$

$L_{sM} = 1.409 \times 10^{-3} \text{H}$ $X_{sM} := L_{sM} \cdot \omega_s$ $X_{sM} = 0.531 \Omega$

enrolamento auxiliar (topo da ranhura)

$$L_{sA} := \frac{NA(1)^2}{4} \cdot L_{mg} \cdot \mu_0 \cdot \left(\frac{y_{sA}}{3 \cdot x_{sA}} + \frac{h_{ps}}{b_{ps}} \right)$$

$$L_{sA} = 7.279 \times 10^{-4} \text{ H}$$

$$X_{sA} := L_{sA} \cdot \omega_s$$

$$X_{sA} = 0.274 \Omega$$

Reatância de dispersão da cabeça de bobina (A 1.21)

$$D_e = 115.615 \text{ mm}$$

$$L_{eM} := \frac{NM(1)^2}{4} \cdot \mu_0 \cdot \frac{\pi}{N1} \cdot \frac{D_e}{p} \cdot \frac{\sum_{ib} \left[e_{M_{ib}} \cdot \left[\frac{N1}{2} - 1 - 2 \cdot (ib - 1) \right] \right]}{NM(1)} \quad X_{eM} := L_{eM} \cdot \omega_s$$

$$X_{eM} = 0.212 \Omega$$

$$L_{eA} := \frac{NA(1)^2}{4} \cdot \mu_0 \cdot \frac{\pi}{N1} \cdot \frac{D_e}{p} \cdot \frac{\sum_{ib} \left[e_{A_{ib}} \cdot \left[\frac{N1}{2} - 1 - 2 \cdot (ib - 1) \right] \right]}{NA(1)} \quad X_{eA} := L_{eA} \cdot \omega_s$$

$$X_{eA} = 0.28 \Omega$$

Reatância de dispersão da ranhura do Rotor

$$P_{rt} := y_b^2 - \frac{\frac{x_m^2}{2} - 2 \cdot x_b \cdot x_m + x_b^2 \cdot \ln\left(\frac{x_m}{mm}\right)}{\left(\frac{x_m - x_b}{y_b}\right)^2} + \frac{\frac{x_b^2}{2} - 2 \cdot x_b^2 + x_b^2 \cdot \ln\left(\frac{x_b}{mm}\right)}{\left(\frac{x_m - x_b}{y_b}\right)^2}$$

$$P_{rb} := y_t^2 - \frac{\frac{x_t^2}{2} - 2 \cdot x_m \cdot x_t + x_m^2 \cdot \ln\left(\frac{x_t}{mm}\right)}{\left(\frac{x_t - x_m}{y_t}\right)^2} + \frac{\frac{x_m^2}{2} - 2 \cdot x_m^2 + x_m^2 \cdot \ln\left(\frac{x_m}{mm}\right)}{\left(\frac{x_t - x_m}{y_t}\right)^2}$$

$$P_{rm} := \frac{y_b}{2} \cdot (x_b + x_m) \cdot \frac{\ln\left(\frac{x_t}{x_m}\right)}{\left(\frac{x_t - x_m}{y_t}\right)}$$

$$P_{rp} := \frac{h_{pr}}{b_{pr}}$$

$$K_P := \frac{1}{y_b \cdot (x_b + x_m) + y_t \cdot (x_m + x_t)}$$

$$L_{rr} := L_{mg} \cdot \mu_0 [K_P \cdot (P_{rt} + P_{rm} + P_{rb}) + P_{rp}]$$

$$X\alpha(h, s) := L_{rr} [1 - h \cdot (1 - s)] \cdot \omega_s$$

$$X\alpha(1, s_n) = 8.196 \times 10^{-5} \Omega$$

$$X\alpha(-1, s_n) = 240.33 \times 10^{-6} \Omega$$

Reatância de dispersão do anel de curto

$$X_{erM} := X_{eM} \cdot \frac{Da1}{De \cdot \pi \cdot \left(\frac{NM(1)}{2}\right)^2}$$

$$X_{erM} = 8.551 \times 10^{-6} \Omega$$

$$X_{erA} := X_{eA} \cdot \frac{Da1}{De \cdot \pi \cdot \left(\frac{NA(1)}{2}\right)^2}$$

$$X_{erA} = 7.877 \times 10^{-6} \Omega$$

$$X_{eR} := \frac{X_{erM} + X_{erA}}{2}$$

$$X_{eR} = 8.214 \times 10^{-6} \Omega$$

Reatância de dispersão da faixa de fase do estator (stator belt leakage)

$$L_{bM} := 2 \cdot \sum_{ib} \frac{\left(\frac{etM}{p}\right)^2 \cdot \mu_0 \cdot L_{mg} \cdot h_{ps}}{2 \cdot ib \cdot b_{ps}}$$

$$L_{bM} = 1.646 \times 10^{-3} \text{ H}$$

$$X_{bM} := L_{bM} \cdot \omega_s$$

$$X_{bM} = 0.621 \Omega$$

$$L_{bA} := 2 \cdot \sum_{ib} \frac{\left(\frac{etA}{p}\right)^2 \cdot \mu_0 \cdot L_{mg} \cdot h_{ps}}{2 \cdot ib \cdot b_{ps}}$$

$$L_{bA} = 2.199 \times 10^{-3} \text{ H}$$

$$X_{bA} := L_{bA} \cdot \omega_s$$

$$X_{bA} = 0.829 \Omega$$



Inclinação da ranhura do rotor (pg.138 - A1.56)

$$K_{inc} := \frac{1}{\cos(\delta_{inc})^2}$$

$$K_{inc} = 1.053$$

DEFINIÇÃO DAS IMPEDÂNCIAS

IMPEDÂNCIA ESTATÓRICA

Enrolamento principal $Z_{sM} := R_{sM} + i \cdot (X_{sM} + X_{eM} + X_{dM} + X_{bM})$

$$Z_{sM} = 2.409 + 2.042i \Omega$$

Enrolamento auxiliar $Z_{sA} := R_{sA} + i \cdot (X_{sA} + X_{eA} + X_{dA} + X_{bA}) + Z_{ex}$

$$Z_{sA} = 5.055 - 72.929i \Omega$$

RAMO MAGNETIZANTE

Enrolamento principal

$$Z_{feM} := R_{feM}$$

$$Z_{feM} = 674.961 \Omega$$

$$Z_{mM}(h, s) := i \cdot X_{mM}(h, s)$$

$$Z_{mM}(1, sn) = 20.289i \Omega$$

Enrolamento auxiliar

$$Z_{feA} := R_{feA}$$

$$Z_{feA} = 1189.027 \Omega$$

$$Z_{mA}(h, s) := i \cdot X_{mA}(h, s)$$

$$Z_{mA}(1, sn) = 29.131i \Omega$$

IMPEDÂNCIA ROTÓRICA

$$RrM(h) := (h \cdot p)^2 \cdot \alpha(h) \cdot \pi \cdot R\alpha(h) \cdot \frac{NM(h)^2}{4} \cdot Kinc$$

$$RrM(1) = 1.443\Omega$$

$$RrA(h) := (h \cdot p)^2 \cdot \alpha(h) \cdot \pi \cdot R\alpha(h) \cdot \frac{NA(h)^2}{4} \cdot Kinc$$

$$RrA(1) = 2.072\Omega$$

$$XrM(h, s) := (h \cdot p)^2 \cdot \alpha(h) \cdot \pi \cdot X\alpha(h, s) \cdot \frac{NM(h)^2}{4} \cdot Kinc + XeR + XdR$$

$$XrM(1, sn) = 2.993\Omega$$

$$XrM(-1, sn) = 4.808\Omega$$

$$XrA(h, s) := (h \cdot p)^2 \cdot \alpha(h) \cdot \pi \cdot X\alpha(h, s) \cdot \frac{NA(h)^2}{4} \cdot Kinc + XeR + XdR$$

$$XrA(1, sn) = 3.402\Omega$$

$$XrA(-1, sn) = 6.008\Omega$$

$$ZrM(h, s) := \frac{RrM(h)}{2 \cdot [1 - h \cdot (1 - s)]} + i \cdot \left(\frac{XmM(h, s)}{2} + \frac{XrM(h, s)}{2} \right)$$

$$ZrM(1, sn) = 1.419 + 11.641i\Omega$$

$$ZrA(h, s) := \frac{RrA(h)}{2 \cdot [1 - h \cdot (1 - s)]} + i \cdot \left(\frac{XmA(h, s)}{2} + \frac{XrA(h, s)}{2} \right)$$

$$ZrA(1, sn) = 2.037 + 16.266i\Omega$$

DEFINIÇÃO DA MATRIZ DE IMPEDÂNCIAS

Ordem da maior harmônica: $hmx := 7$

$$nh := hmx + 1 \quad ih := 1..nh \quad nh2 := \frac{nh}{2} \quad i2 := 1..nh2$$

Vetor com as ordens das harmônicas

$$hc_{i2} := i2 \cdot 2 - 1 \quad hc_{nh2+i2} := -hc_{i2} \quad hc^T = (1 \ 3 \ 5 \ 7 \ -1 \ -3 \ -5 \ -7)$$

Dimensionamento da matriz

$$nl := (hmx + 1) \cdot 2 + 4 \quad ilc := 1..nl \quad nl = 20$$

Referências para principal (rp) e auxiliar (ra)

$$rp := 1 \quad ra := \frac{nl}{2} + 1 \quad rp = 1 \quad ra = 11$$

Definição do vetor de tensão

$$U_{rp,1} := Vf \quad U_{ra,1} := Vf \quad U_{nl,1} := 0$$

$$U^T = (220 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 220 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0) V$$

Ponto(s) de escorregamento(s) para cálculo:

$$nps := 500 \quad is := 1..nps \quad sc_{is} := \frac{is}{nps}$$

$$sc^T =$$

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	0.002	0.004	0.006	0.008	0.01	0.012	0.014	0.016	0.018	0.02

FUNÇÃO PARA MONTAGEM DA MATRIZ DE IMPEDÂNCIAS

$$\begin{aligned}
 Z(s) := & z_{nl, nl} \leftarrow 0 \\
 & z_{1, 1} \leftarrow ZsM + ZfeM \\
 & z_{1, 2} \leftarrow -ZfeM \\
 & z_{2, 1} \leftarrow -ZfeM \\
 & z_{2, 2} \leftarrow ZfeM + \sum_{i2} ZmM(hc_{i2}, s) \\
 & z_{ra, ra} \leftarrow ZsA + ZfeA \\
 & z_{ra, ra+1} \leftarrow -ZfeA \\
 & z_{ra+1, ra} \leftarrow -ZfeA \\
 & z_{ra+1, ra+1} \leftarrow ZfeA + \sum_{i2} ZmA(hc_{i2}, s) \\
 \text{for } ih \in 1..nh & \\
 & hz \leftarrow hc_{ih} \\
 & z_{2, ih+2} \leftarrow \frac{-ZmM(hz, s)}{2} \\
 & z_{ih+2, 2} \leftarrow z_{2, ih+2} \\
 & z_{ih+2, ih+2} \leftarrow ZrM(hz, s) \\
 & z_{ra+1, ih+ra+1} \leftarrow \frac{-ZmA(hz, s)}{2} \\
 & z_{ih+ra+1, ra+1} \leftarrow z_{ra+1, ih+ra+1} \\
 & z_{ih+ra+1, ih+ra+1} \leftarrow ZrA(hz, s) \\
 & z_{2, ra+1+ih} \leftarrow \frac{i}{\sin\left(\frac{hz \cdot \pi}{2}\right) \cdot \beta(hz)} \cdot \frac{ZmA(hz, s)}{2} \\
 & z_{ra+1, 2+ih} \leftarrow \frac{-i \cdot \beta(hz)}{\sin\left(\frac{hz \cdot \pi}{2}\right)} \cdot \frac{ZmM(hz, s)}{2}
 \end{aligned}$$

z

Resolução do sistema

$$I_{is} := \left(Z(sc_{is}) \right)^{-1} \cdot U$$

Cálculo das correntesEnrolamento PRINCIPAL

$$\text{corrente: } IPR_{is} := \left(I_{is} \right)_{rp}$$

$$\text{módulo: } Ipr_{is} := \left| IPR_{is} \right|$$

$$\text{fase: } Apr_{is} := \arg\left(IPR_{is} \right)$$

Enrolamento AUXILIAR

$$\text{corrente: } IAU_{is} := \left(I_{is} \right)_{ra}$$

$$\text{módulo: } Iau_{is} := \left| IAU_{is} \right|$$

$$\text{fase: } Aau_{is} := \arg\left(IAU_{is} \right)$$

CORRENTE DE LINHA

$$\text{corrente: } Ilin_{is} := IPR_{is} + IAU_{is}$$

$$\text{módulo: } Ilin_{is} := \left| Ilin_{is} \right|$$

CÁLCULO DOS TORQUES

$$\begin{aligned}
 T_f(s, I_t) := & \text{IfeM} \leftarrow I_{t_2} \\
 & \text{IfeA} \leftarrow I_{t_{12}} \\
 & \text{for } j \in 1..4 \\
 & \quad \text{IrfM} \leftarrow I_{t_{2+j}} \\
 & \quad \text{IrfA} \leftarrow I_{t_{12+j}} \\
 & \quad \text{EfM} \leftarrow \frac{Z_{mM}(hc_j, s)}{2} \cdot (\text{IfeM} - \text{IrfM}) \\
 & \quad \text{EfA} \leftarrow \frac{Z_{mA}(hc_j, s)}{2} \cdot (\text{IfeA} - \text{IrfA}) \\
 & \quad \text{sinal} \leftarrow \sin\left(hc_j \cdot \frac{\pi}{2}\right) \\
 & \quad \text{Tf1} \leftarrow \text{Re} \left[\frac{hc_j \cdot p}{\omega s} \cdot \left(\text{EfM} + \frac{-i \cdot \text{sinal}}{\beta(hc_j)} \cdot \text{EfA} \right) \cdot \overline{\text{IrfM}} \right] \\
 & \quad \text{Tf2} \leftarrow \text{Re} \left[\frac{hc_j \cdot p}{\omega s} \cdot \left(\text{EfA} + \frac{i \cdot \beta(hc_j)}{\text{sinal}} \cdot \text{EfM} \right) \cdot \overline{\text{IrfA}} \right] \\
 & \quad \text{Tf}_j \leftarrow (\text{Tf1} + \text{Tf2}) \\
 & \quad \text{Tf}
 \end{aligned}$$

Componentes de torque
"para frente"

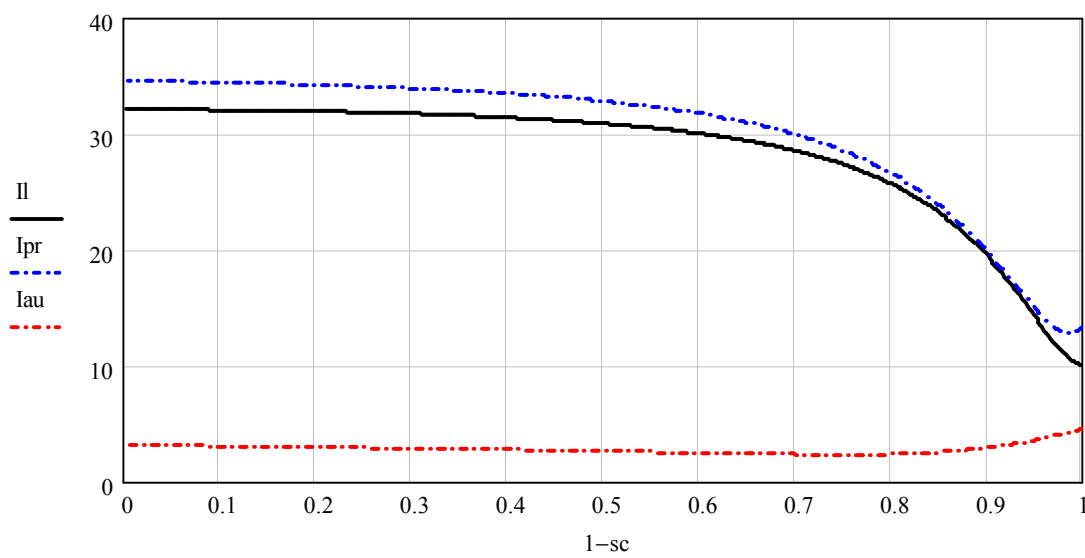
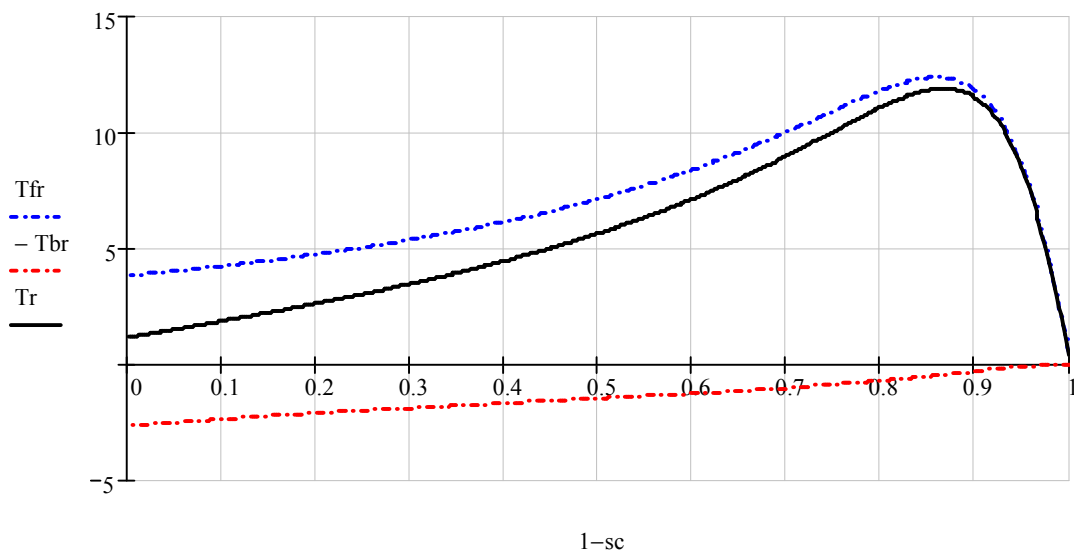
$$T_{f_{is, i2}} := T_f(sc_{is}, I_{is})_{i2}$$

$$\begin{aligned}
 T_b(s, I_t) := & \text{IfeM} \leftarrow I_{t_2} \\
 & \text{IfeA} \leftarrow I_{t_{12}} \\
 & \text{for } j \in 1..4 \\
 & \quad \text{IrbM} \leftarrow I_{t_{6+j}} \\
 & \quad \text{IrbA} \leftarrow I_{t_{16+j}} \\
 & \quad \text{EbM} \leftarrow \frac{Z_{mM}(hc_j, s)}{2} \cdot (\text{IfeM} - \text{IrbM}) \\
 & \quad \text{EbA} \leftarrow \frac{Z_{mA}(hc_j, s)}{2} \cdot (\text{IfeA} - \text{IrbA}) \\
 & \quad \text{sinal} \leftarrow \sin\left(hc_j \cdot \frac{\pi}{2}\right) \\
 & \quad \text{Tb1} \leftarrow \text{Re} \left[\frac{hc_j \cdot p}{\omega s} \cdot \left(\text{EbM} + \frac{i \cdot \text{sinal}}{\beta(hc_j)} \cdot \text{EbA} \right) \cdot \overline{\text{IrbM}} \right] \\
 & \quad \text{Tb2} \leftarrow \text{Re} \left[\frac{hc_j \cdot p}{\omega s} \cdot \left(\text{EbA} + \frac{-i \cdot \beta(hc_j)}{\text{sinal}} \cdot \text{EbM} \right) \cdot \overline{\text{IrbA}} \right] \\
 & \quad \text{Tb}_j \leftarrow \text{Tb1} + \text{Tb2} \\
 & \quad \text{Tb}
 \end{aligned}$$

Componentes de torque
"para trás"

$$T_{b_{is, i2}} := T_b(sc_{is}, I_{is})_{i2}$$

$$T_{fr, is} := \sum_{i2} T_{f, is, i2} \quad T_{br, is} := \sum_{i2} T_{b, is, i2} \quad Tr := T_{fr} - T_{br}$$



ANEXO 2

Especificação do Motor I

```

-----
ESPECIFICACAO ELETROMECANICA DE MOTORES MONOFASICOS DE INDUCAO
  cv: 1.0          kW: 0.75          60 / 0 / 0 Hz          Isol: F
Polos: 4 / 0      Carc: D56          Tensao: 220 -254 / 0 - 0 / 0 - 0 V
-----
                                Dados de Bobinagem -----
Principal  2 Fios de 0.800          Passo  1:3:5:7:9
Espiras: 9:18:23:27              Bobinas Por Grupo: 4
Grupos por Fase: 4                Enchimento: 0.312 (0.000)

Auxiliar   1 Fios de 0.900          Passo  1:4:6:8:10
Espiras: 16:25:31:17            Bobinas Por Grupo: 4
Grupos por Fase: 4                Enchimento: 0.124 (0.000)
-----
                                Dados de Chapas -----
D. Ext | 160.00 | 99.20 | Anel Curto 8x14
D. Int | 100.00 | 21.00 | Pacote 90
NR      | 36    | 44    | Tipo Chapa 1100-60SP      Espessura 0.60
Area   | 87.0   | 30.7   | Rotor Com Choque Termico
Tratam |Descarbo|Descarbo| Entref.: 0.40  Incl.: 11.30  Toler.: 2.260

-- Capacitores -----
Perm: 1 X 35      (uF)  Tensao: 400 V  Ligacao: Serie
-----

```

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] B.C. Mecrow and A.G. Jack, “Efficiency Trends in Electric Machines and Drives”, University of Newcastle Upon Tyne , October 2006
http://www.foresight.gov.uk/Energy/Reports/Mini_Energy_Reports/PDF/Efficiency_trends_in_machines_and_drives.pdf
- [2] W.J. Morril, “The Revolving Field Theory of the Capacitor Motor”, Trans. AIEE, April 1929.
- [3] K. Oberretl, “New Facts about Parasitic Torques in Squirrel Cage Induction Motors”, Bulletin Oerlikon 348, 1962 Pages: 130 – 155.
- [4] B. Heller and A.L. Jokl, “Tangencial Forces in Squirrel-Cage Induction Motors”, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-88, No. 4, April 1969
- [5] P.L. Alger, “Induction Machines –Their Behavior and Uses”. Second Edition. New York: Gordon and Breach Science Publishers Inc., 1970.
- [6] H.R. Fudeh and C.M. Ong, “Modelling and Analysis of Induction Machines Containing Space Harmonics - Part I: Modelling and Transformation”, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-102, No. 8, August 1983.
- [7] H.R. Fudeh and C.M. Ong, “Modelling and Analysis of Induction Machines Containing Space Harmonics - Part II: Analysis of Asynchronous and Synchronous Actions”, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-102, No. 8, August 1983.
- [8] H.R. Fudeh and C.M. Ong, “Modelling and Analysis of Induction Machines Containing Space Harmonics - Part III: Three-Phase Cage Rotor Induction Machines”, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-102, No. 8, August 1983.
- [9] L. Golebiowski and D. Mazur, “The Effect of Strong Parasitic Synchronous and Asynchronous Torques in Induction Machines with Rotor Eccentricity”, 10th Mediterranean Electrotechnical Conference, MEleCon 2000, Vol III.
- [10] J.H. Davis and D.W. Novotny, “Equivalent Circuits for Single-Phase Squirrel Cage Induction Machines with both Odd and Even Order MMF Harmonics”, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-88, No. 7, July 1969.
- [11] R.W. Fei, J.D. Lloyd and M.C. Dierkes, “An experimental study of single-phase induction motor starting performance and its dependency on winding harmonics”, IEEE Industry Applications Conference, IAS '95., Vol. 1, Oct 1995.
- [12] S. Williamson and A.C. Smith, “A Unified Approach to the Analysis of single-Phase Induction Motors”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 35 , Issue 4, Jul/Aug 1999 Pages: 837 – 843.

- [13] H. De Gersem, K. De Brabandere, R.J.M. Belmans et al., “Motional time-harmonic simulation of slotted single-phase induction machines”, IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, 2002, Vol. 2, Issue , 25-25, July 2002
- [14] M. Popescu, C.B. Rasmussen, T.J.E. Miller et al., “Effect of MMF Harmonics on Single-Phase Induction Motor Performance – A Unified Approach”, IEEE 42nd Industry Applications Conference, Sept 2007.
- [15] D.G. Dorrell and F. Jensen, “Modeling Split Phase Induction Motors with Center-Tapped Windings and Asynchronous Torque Dips”, IEEE 42nd Industry Applications Conference, Sept 2007.
- [16] P.S. Andersen, “Modelling and Analysis of Asynchronous and Synchronous Torques in Split-Phase Induction Machines”, PhD thesis, University of Glasgow, Department of Electronics and Electrical Engineering, 2007.
- [17] C.G. Veinott, “Theory and Design of Small Induction Motors”, McGraw-Hill Book Company, 1959
- [18] I. Boldea and S.A. Nasar, “The Induction Machines Handbook”, CRC Press LLC, 2002.
- [19] TJE Miller, “SPEED's Electric Motors”, University of Glasgow, 2002 – 2007
- [20] W. Eggert, “Ruído Magnético em Motores de Indução Monofásicos com Rotor de Gaiola”, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, 2007.
- [21] M. Kostenko and L. Piotrovski, “Máquinas Eléctricas – Máquinas de Corrente Alternada – Volume II”, Porto: Edições Lopes da Silva, 1979.
- [22] P.L. Cochran, “Polyphase Induction Motors: Analysis, Design, and Application”, New York: Marcel Dekker, Inc., 1989.
- [23] B. Heller e V. Klima, “Die synchronen parasitären Momente” [Momentos parasitas síncronos], Archiv fur Elektrotechnik, Vol. 53, Núm. 4, Jul 1970.
- [24] S.L. Nau, “Desenvolvimento de um Método de Cálculo para Determinação do Ruído Acústico de Origem Magnética Gerado por Motores de Indução Trifásicos”, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, 2000.
- [25] K. Oberretl, “Parasitäre synchrone Dreh- und Pendelmomente in Asynchronmotoren, Einfluß von Ausgleichsvorgängen und Eisensättigung” [Torques Síncronos e Momentos Pendulares Parasitas em Motores Assíncronos, Influência dos Transitórios e Saturação do Ferro], Archiv fur Elektrotechnik, Vol. 77, Núm. 3, Mar 1994.
- [26] F.W. Shur, “Towards an accurate evaluation of single-phase induction motor constants,” Trans. on AIEE, part 3, Power Apparatus and Systems, vol. 71, January 1952, pp. 221-227.

- [27] C.G. Veinott, "Performance Calculations of L- and T-connected Tapped-Winding Capacitor Motors", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-96, No. 4, July/August 1977
- [28] A.A. Jimoh, O. Omozusi, O. Ojo, "Parameter estimation of Single-Phase Induction Machines", IEEE 0-7803-5293-9, 1999