



Universidade de São Paulo
Escola de Engenharia de São Carlos
Departamento de Engenharia Elétrica

Plano de Atividades para
Trabalho de Conclusão de Curso

Efeitos das Harmônicas sobre Curva de Torque de Motores de Indução Monofásicos Aplicados em Compressores Herméticos

Autor:
Gustavo Paiossin Pompeo

Número USP:
5716585

Curso:
Engenharia Elétrica – Ênfase Sistemas de Energia e Automação

Orientador:
Prof. Dr. Luís Fernando Costa Alberto

São Carlos, Dezembro de 2011



Gustavo Paiossin Pompeo

Efeitos das Harmônicas sobre Curva de Torque de Motores de Indução Monofásicos Aplicados em Compressores Herméticos

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à Escola de Engenharia de São Carlos, da Universidade de São Paulo.

Curso de Engenharia Elétrica com ênfase em Sistemas de Energia e Automação.

Orientador: Prof. Dr. Luís Fernando Costa Alberto

São Carlos

2011

AUTORIZO A REPRODUÇÃO E DIVULGAÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO, POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

Ficha catalográfica preparada pela Seção de Tratamento
da Informação do Serviço de Biblioteca – EESC/USP

P788e	Pompeo, Gustavo Paiossin. Efeitos das harmônicas sobre curva de torque de motores de indução monofásicos aplicados em compressores herméticos. / Gustavo Paiossin Pompeo ; orientador Luís Fernando Costa Alberto -- São Carlos, 2011. Monografia (Graduação em Engenharia Elétrica com ênfase em Sistemas de Energia e Automação) -- Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, 2011. 1. Compressor hermético. 2. Motor transitório. 3. Simulação. 4. Projeto. Título.
-------	--

Dedicatória

Aos meus pais, Sidney e Mônica,
ao meu irmão, Guilherme, e a Melina
pessoas que amo muito e que estiveram
sempre ao meu lado nestes anos de
graduação.

Agradecimentos

À Escola de Engenharia de São Carlos e ao Departamento de Engenharia Elétrica por fornecer a estrutura e a oportunidade de aprendizado.

Ao orientador Prof. Dr. Luis Fernando Costa Alberto pelo auxílio no desenvolvimento deste trabalho e pelo incentivo e as críticas construtivas.

À engenheira Dr. Claudia Andréa da Silva, profissional da Tecumseh do Brasil Ltda., pela ajuda com a revisão, apoio técnico e ensinamentos.

À Tecumseh do Brasil Ltda. pelo apoio e estrutura e aos amigos do Laboratório de Aplicação e Desenvolvimento, da Manufatura e do Desenvolvimento de Produtos, pela disponibilidade oferecida e pela intensidade de seus ensinamentos.

Sumário

Resumo.....	25
Abstract.....	26
1. INTRODUÇÃO	27
1.1 Contextualização	27
1.2 Importância do trabalho	27
1.3 Objetivos do trabalho	28
1.4 Estrutura da monografia.....	28
2. O MOTOR DE INDUÇÃO MONOFÁSICO ASSOCIADO AO COMPRESSOR HERMÉTICO	29
2.1 Introdução	29
2.2 Máquinas de indução	29
2.3 Estator.....	30
2.3.1 Laminação do estator - desenho	30
2.3.2 Processo de fabricação	31
2.3.3 Enrolamento	32
2.4 Rotor	34
2.4.1 Princípio de funcionamento do motor de Indução monofásico com gaiola de esquilo.....	35
2.4.2 Tipos de motor de indução monofásico com gaiola de esquilo	36
2.4.2.1 Motor de fase dividida ou fase auxiliar.....	36
2.4.2.2 Motor de fase dividida com capacitor de partida.....	37
2.4.2.3 Motor de fase dividida com capacitor permanente.....	38
2.4.2.4 Motor de fase dividida com dois capacitores	39
2.5 Vida útil da maquina de indução	39
2.6 Compressor hermético.....	40
2.6.1 Tipos de ligações para o motor de indução aplicado a compressores herméticos.....	44
2.6.1.1 RSIR - Relé amperométrico.....	44
2.6.1.2 PTCSIR – Rele térmico - coeficiente de temperatura positiva	44
3. HARMÔNICAS	45
3.1 Definição	45
3.2 Análise das harmônicas	45
3.2.1 Série de Fourier.....	46
3.2.2 Onda da força eletromotriz de um enrolamento concêntrico	47
3.3 Aplicação do método de Fourier para laminação THK/TS	49
3.3.1 Ângulo de enrolamento	49
3.4 Cálculo dos coeficientes	50
3.5 Ferramenta de Projeto	50
4. CIRCUITO EQUIVALENTE COM COMPONENTES HARMÔNICAS.....	51
4.1 Força Magneto Motriz	52
4.2 Circuito equivalente do enrolamento principal	54
4.3 Circuito equivalente do enrolamento principal e auxiliar.	57
5. ANÁLISE DOS RESULTADOS	59
5.1 Simulação computacional	59

5.1.1	Método de cálculo – Campos cruzados - SPEED ⁵	59
5.2	Dinamômetro	60
5.2.1	Visão geral	61
5.2.2	Tipos de testes	61
5.2.3	Teste de velocidade versus torque	61
5.3	Teste de partida em gabinete	62
5.3.1	Condições	62
5.3.2	Teste de partida a frio	62
5.3.3	Teste de partida auto-equalizante (quente)	63
5.3.4	Exigências	63
6.	PROJETOS	63
6.1	Projeto otimizado – Motor #1	64
6.1.1	Coeficiente de enrolamento	64
6.1.2	Circuito equivalente	64
6.1.3	Resultados de dinamômetro	64
6.1.4	Coeficientes harmônicos	65
6.1.5	Curvas de torque	66
6.1.6	Gráfico de partida em gabinete	66
6.1.6.1	– Partida equilibrada - Quente	67
6.1.6.2	- Partida a frio	68
6.1.7	Análises	68
6.2	3ª Harmônica – Motor #2	70
6.2.1	Coeficiente de enrolamento	70
6.2.2	Circuito equivalente	71
6.2.3	Resultados de dinamômetro	71
6.2.4	Coeficientes harmônicos	71
6.2.5	Curvas de torque	72
6.2.6	Gráfico de partida em gabinete	73
6.2.6.1	– Partida equilibrada - Quente	73
6.2.6.2	- Partida a frio	74
6.2.7	Análises	74
6.3	5ª Harmônica – Motor #3	77
6.3.1	Coeficiente de enrolamento	78
6.3.2	Circuito equivalente	78
6.3.3	Resultados de dinamômetro	78
6.3.4	Coeficientes harmônicos	79
6.3.5	Curvas de torque	80
6.3.6	Gráfico de partida em gabinete	80
6.3.6.1	- Partida a frio	81
6.3.7	Análises	82
6.4	7ª Harmônica – Motor #4	83
6.4.1	Coeficiente de enrolamento	83
6.4.2	Circuito equivalente	84

6.4.3	Resultados de dinamômetro.....	84
6.4.4	Coeficientes harmônicos	85
6.4.5	Curvas de torque	86
6.4.6	Gráfico de partida em gabinete	86
6.4.6.1	- Partida a frio	87
6.4.7	Análises.....	88
7.	Conclusão.....	89
7.1	Impacto	89
7.2	Análises	90
7.3	Aplicação	90
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	95
	APÊNDICE A – ANÁLISE DE EFEITOS	97
	ANEXO 1.....	101
	Motor #1	101
	Motor #2	102
	Motor #3	103
	Motor #4	104
	ANEXO 2.....	105
	Coeficiente de enrolamento	105
	Circuito equivalente	105

Lista de Figuras

Figura 2-1– Classificação dos motores elétricos.....	30
Figura 2-2 - Laminação do estator THK/TS.	31
Figura 2-3 – Estator – pacote e isolamento.....	32
Figura 2-4 – Estator.	32
Figura 2-5 – Corte detalhado estator – enrolamentos.....	33
Figura 2-6 – Detalhes slots estator.	33
Figura 2-7 – Detalhes enrolamentos estator.	34
Figura 2-8 - Rotor tipo gaiola de esquilo.	35
Figura 2-9 (a) Diagrama do motor de fase dividida e (b) Características típicas de torque-velocidade.	37
Figura 2-10 (a) Diagrama do motor de fase dividida a capacitor de partida e (b) Características típicas de torque-velocidade.....	38
Figura 2-11 (a) Diagrama do motor de fase dividida com capacitor permanente e (b) Características típicas de torque-velocidade.....	38
Figura 2-12 (a) Diagrama do motor de fase dividida com dois capacitores e (b) Características típicas de torque-velocidade.....	39
Figura 2-13 – Vista superior compressor hermético.....	40
Figura 2-14 – Esquema de um compressor alternativo.....	41
Figura 2-15 – Imagem 3D um compressor TS (Tecumseh do Brasil Ltda).	42
Figura 2-16 - Esquema básico compressor hermético aplicado em refrigeração.	43
Figura 2-17 – Tipo de ligação RSIR.	44
Figura 2-18 – Tipo de ligação PTCSIR.	45
Figura 3-1 – Esquema básico de harmônicas.....	45
Figura 3-2 – Função periódica Fourier.	46
Figura 3-3 – Onda quadrada formada por estator de 1 passo ou dois slots.	47
Figura 3-4 – Onda quadrada formada por estator de 3 passos, 6 slots.	48
Figura 3-5 – FMM de um enrolamento concêntrico.....	48
Figura 3-6 – Onda eletromotriz concêntrica.	49
Figura 4-1 – FMM do enrolamento Principal, substituído por duas componentes em direções diferentes.	53
Figura 5-1 – Esquema do fluxo magnético segundo teoria de campos cruzados.	60
Figura 6-1 – Curva de variação do torque.....	77

Lista de Tabelas

Tabela 2-1- Causas do estresse do estator.....	39
Tabela 3-1 – Ângulo enrolamento principal.....	49
Tabela 3-2 – Ângulo enrolamento auxiliar.....	49
Tabela 3-3 – Cálculo de magnitude harmônica.....	50
Tabela 5-1 – Tensões mínimas e máximas de funcionamento.....	62
Tabela 5-2 – Tabela de temperaturas para partida em gabinete.....	62
Tabela 5-3 - Tabela de pressões para partida em gabinete.....	62
Tabela 6-1 – Coeficientes motor #1.....	64
Tabela 6-2 – Resultado dinamômetro motor #1.....	64
Tabela 6-3 – Coeficientes Motor #2.....	70
Tabela 6-4 – Resultado dinamômetro Motor #2.....	71
Tabela 6-5 – Regra quadrática Motor #2.....	76
Tabela 6-6 – Coeficientes Motor #3.....	78
Tabela 6-7 – Resultado dinamômetro Motor #3.....	78
Tabela 6-8 – Coeficientes Motor #4.....	83
Tabela 6-9 – Resultado dinamômetro Motor #4.....	84
Tabela 7-1 – Resultado Motor Original.....	91
Tabela 7-2 – Coeficientes Motor Original.....	91
Tabela 7-3 – Coeficientes Motor Redução.....	91
Tabela 7-4 – Resultado Motor Otimizado.....	92
Tabela 0-1 – Coeficientes Motor #5.....	105

Lista de Circuitos

Circuito 1 – Circuito equivalente do motor de indução com rotor refletido ao lado do estator.....	36
Circuito 2 – Circuito equivalente monofásico do enrolamento principal, com harmônicas.	55
Circuito 3 – Circuito equivalente do enrolamento principal com harmônicas, simplificado.....	57
Circuito 4 – Circuito equivalente do enrolamento principal e auxiliar com componentes harmônicas.....	59
Circuito 5 – Circuito equivalente motor #1.....	64
Circuito 6 - Circuito equivalente Motor #2.	71
Circuito 7 – Circuito equivalente Motor #3.....	78
Circuito 8 – Circuito equivalente Motor #4.....	84
Circuito 9 – Circuito equivalente para análise das componentes harmônicas.....	98
Circuito 10 – Circuito equivalente Motor #5.....	105

Lista de Gráficos

Gráfico 6-1 – Coeficientes harmônicos normalizados enrolamento principal Motor #1.....	65
Gráfico 6-2 – Coeficientes harmônicos normalizados enrolamento auxiliar Motor #1.....	65
Gráfico 6-3 – Curvas de torque medido Motor #1.....	66
Gráfico 6-4 – Análise de tensão (V) e corrente (A) em partida quente Motor #1.....	67
Gráfico 6-5 – Análise de tensão (V) e corrente (A) em partida a frio Motor #1.....	68
Gráfico 6-6 – Curvas de torque comparativas enrolamento principal Motor #1.....	69
Gráfico 6-7 – Curvas de torque comparativas enrolamento principal + auxiliar Motor #1.....	70
Gráfico 6-8 – Coeficientes harmônicos normalizados enrolamento principal Motor#2.....	71
Gráfico 6-9 – Coeficientes harmônicos normalizados enrolamento auxiliar Motor #2.....	72
Gráfico 6-10 – Curvas de torque medido Motor #2.....	72
Gráfico 6-11 – Análise de tensão (V) e corrente (A) em partida quente Motor #2.....	73
Gráfico 6-12 – Análise de tensão (V) e corrente (A) em partida a frio Motor #2.....	74
Gráfico 6-13 – Curvas de torque comparativas enrolamento principal Motor #2.....	75
Gráfico 6-14 – Curvas de torque comparativas enrolamento auxiliar Motor #2.....	76
Gráfico 6-15 – Curvas de torque comparativas 220Vx187V Motor #2.....	77
Gráfico 6-16 – Coeficientes harmônicos normalizados enrolamento principal Motor #3.....	79
Gráfico 6-17 – Coeficientes harmônicos normalizados enrolamento auxiliar Motor #3.....	79
Gráfico 6-18 – Curvas de torque medido Motor #3.....	80
Gráfico 6-19 – Análise de tensão (V) e corrente (A) em partida a frio Motor #3.....	81
Gráfico 6-20 – Curvas de torque comparativas enrolamento principal Motor #3.....	82
Gráfico 6-21 – Curvas de torque comparativas enrolamento principal + auxiliar Motor #3.....	82
Gráfico 6-22 – Curvas de torque comparativas 220Vx242V Motor #3.....	83
Gráfico 6-23 – Coeficientes harmônicos normalizados enrolamento principal Motor #4.....	85
Gráfico 6-24 – Coeficientes harmônicos normalizados enrolamento auxiliar Motor #4.....	85
Gráfico 6-25 – Curvas de torque medido Motor #4.....	86
Gráfico 6-26 – Análise de tensão (V) e corrente (A) em partida a frio Motor #4.....	87
Gráfico 6-27 – Curvas de torque comparativas enrolamento principal Motor #4.....	88
Gráfico 6-28 – Curvas de torque comparativas enrolamento principal + auxiliar Motor #4.....	88
Gráfico 6-29 – Curvas de Torque Comparativas Enrolamento principal + auxiliar Motor #5.....	89
Gráfico 7-1 – Curvas de torque Motor Aplicação.....	91
Gráfico 7-2 – Análise de tensão (V) e corrente (A) em partida a frio Motor Otimizado.....	92

LISTA DE ABREVIATURAS

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
A/D	<i>Analogic-Digital</i>
BDT	<i>Breakdown Torque</i>
BTU	<i>British Thermal Unit</i> (unidade térmica britânica)
CA	Corrente alternada
CSIR	<i>Capacitive Start – Inductive Run</i>
FMM	Força Magneto Motriz
HST	<i>High Starting Torque</i>
LST	<i>Low Starting Torque</i>
MIM	Motor de Indução Monofásico
MMF	<i>Magneto Motive Force</i>
P&D	Pesquisa e Desenvolvimento
PTC	<i>Positive Temperature Coefficient</i> (coeficiente positivo de temperatura)
RSIR	Resistive Start – Inductive Run
SPEED	<i>Scottish Power Electronics and Electric Drives</i>

Resumo

Pompeo, Gustavo P. (2011) *Efeitos das Harmônicas sobre Curva de Torque de Motores de Indução Monofásicos Aplicados em Compressores Herméticos*. Trabalho de Conclusão de Curso – Escola de Engenharia de São Carlos, USP. São Carlos 2011.

Devido à robustez e ao baixo custo, o motor de indução é a máquina elétrica em corrente alternada mais utilizada. É basicamente constituída por duas partes: estator (parte fixa) e rotor (parte móvel). O rotor pode ser de dois tipos: rotor bobinado (ou enrolado) e rotor em gaiola de esquilo. A utilização de motores de indução com rotor em gaiola é mais comum pela maior simplicidade de construção e menor custo. As harmônicas de FMM nos motores de indução monofásicos são geradas em função da distribuição dos enrolamentos do estator e são dependentes do número de ranhuras do estator, da distribuição destas ranhuras e também do número de espiras alocadas em cada ranhura. Como alterações na geometria do motor geram altos custos de implementação e ferramental, a melhor forma de se corrigir ou eliminar as componentes harmônicas, é por meio da redistribuição dos enrolamentos. Em um motor de indução (MI), uma distribuição de espiras inadequada pode gerar altos valores de componentes harmônicas, que produzem aquecimento, perda de eficiência e torque, queda do fator de potência e vibrações mecânicas. Ferramentas de cálculos existentes contemplam basicamente motores de indução trifásicos, porém o foco desse trabalho é compressores herméticos aplicados em refrigeração, focando especificamente nos motores de indução monofásicos (MIM) de fase dividida. As componentes harmônicas devem ser evitadas, porém esse trabalho consiste em analisar e definir parâmetros que nos auxiliem nesse processo, validando ferramentas e conceitos. As oscilações ocorrem em velocidades proporcionais a sua ordem, e sempre em baixas rotações, o que dificulta, e em alguns casos impedem, que o compressor vença a inércia e as pressões de aplicação e parta (ligue). Será também analisado a validação do Software SPEED⁵, aplicado para os MIM aplicados em compressores herméticos, assim como o melhor entendimento desse fenômeno serão demonstrado e discutido de forma prática e objetiva.

Palavras-chave: Compressor Hermético, Motor de Indução, Modelo Transitório, Simulação, Projeto.

Abstract

Pompeo, Gustavo P. (2011) *Effects of Harmonics on Torque Curve of Single-Phase Induction Motors Applied in Hermetic Compressors*. Course Final Paper - School of Engineering of Sao Carlos, USP. São Carlos 2011.

Due to the robustness and low cost, the induction motor is the machine on AC power that is most often used. It basically consists of two parts: stator (fixed part) and rotor (moving part). The rotor can be of two types: wound rotor (or rolled) and squirrel-cage rotor. The use of induction motors with cage rotor is the most common of construction simplicity and lower cost. The MMF harmonics in single-phase induction motors are generated according to the distribution of the stator windings and are dependent on the number of stator slots, the distribution of these slots and also depend on the number of coils placed in each slot. As changes in the geometry of the stator causes high costs of implementation and tooling, the best way to correct or eliminate the harmonic components is through winding redistribution. On induction motor (IM), an inadequate distribution of turns can generate high values of harmonic components, which produce heat, efficiency losses and torque, power factor drop and mechanical vibrations. Existing tools for calculations include mainly three phase induction motors, however the focus of this paper is applied to refrigeration compressors, focusing specifically on single-phase induction motors with split phase. The harmonic components should be avoided, but this paper focus is to analyze and define parameters that will assist in this process, validating tools and concepts. The oscillations occur at speeds proportional to the harmonics order, and always at low speed, making it difficult and in some cases not allowing, the compressor to overcome the inertia and pressure of application and start. Validation of SPEED⁵ Software, for MIM applied in hermetic compressors, as well as better understanding of this phenomenon will be demonstrated and discussed in a practical and objective way.

Keywords: Hermetic Compressor, Induction Motor, Transitory Model, Simulation, Design.

1. INTRODUÇÃO

1.1 Contextualização

Compressores Herméticos são utilizados em refrigeradores comerciais e domésticos, os quais deixaram de ser artigo de luxo e passaram a compor o elenco das necessidades básicas de cada domicílio residencial e de alguns setores do comércio.

A expansão demográfica e o conseqüente aumento das unidades residenciais, bem como a troca de aparelhos, têm sido fatores responsáveis por manterem aquecida a demanda por esses bens de consumo duráveis, mesmo quando o mercado interno se manteve retraído em diversos outros setores.

Os sistemas de refrigeração de pequeno porte, como refrigeradores, freezers e condicionadores de ar, utilizam compressores herméticos para injetar a energia necessária para que a troca de calor seja realizada com o meio externo, esses compressores por sua vez são compostos por MIM acoplados a bombas alternativas mecânicas.

A Serie de Fourier permite que funções periódicas sejam expressas como uma soma de termos senoidais e co-senoidais, as quais possuem uma componente fundamental e componente harmônicas de diferentes frequências. Considerando $k = 0, 1, 2, 3, \dots$, harmônicas de ordem $h = 3k + 1$ são de seqüência positiva, de ordem $h = 3k + 2$ são de seqüência negativa e de ordem $h = 3k + 3$, chamadas harmônicas triplas, são de seqüência zero. [23]

Um motor de indução (MI), com um projeto inadequado, pode gerar altos valores de campos harmônicos, que por sua vez geram perdas elétricas e mecânicas para o sistema. Harmônicas de seqüência positiva e negativa presentes no enrolamento de um motor de indução geram forças e conseqüentemente oscilações em seu torque eletromagnético.

Harmônicas de seqüência positiva tendem a aumentar levemente o torque eletromagnético do motor, pois a interação das correntes de seqüência positiva no rotor com o campo magnético do estator produz um torque positivo, logo a velocidade sofre uma pequena variação positiva, diminuindo o escorregamento; por outro lado, harmônicas de seqüência negativa tendem a gerar um torque contrário ao produzido na frequência fundamental, produzindo então uma pequena variação negativa na velocidade da máquina, aumentando o escorregamento. No entanto, será visto que as pequenas variações existentes no escorregamento não são suficientes para provocar um aumento na corrente fundamental do MI, sendo, portanto, a elevação da corrente de alimentação função praticamente da velocidade nominal, associada à carga aplicada [23].

1.2 Importância do trabalho

A partida é o momento mais crítico para o motor elétrico, pois exige correntes elevadas que permitam a geração de torques iniciais elevadíssimos, dadas às condições da carga, devido à exigência do sistema. A aplicação de um capacitor de partida ou redimensionamento do enrolamento auxiliar pode

auxiliar em situações mais críticas, porém soluções como essas podem acarretar em altos custos ou limitações operacionais de fabricação em grande escala.

Tendo como objetivo a análise do efeito das componentes harmônicas em compressores herméticos, temos que lembrar que por muito tempo a análise de harmônicas em motores de indução monofásicos era de certa forma um fator secundário e de pouca importância nos projetos. [20]

1.3 Objetivos do trabalho

A teoria de motor de indução desenvolvida assumindo-se que a força eletromotriz do entreferro tem uma forma senoidal perfeita. Porém hoje é sabido que a distribuição dos enrolamentos gera componentes harmônicas que podem gerar oscilações na curva de torque do motor, e analisar e conhecer o problema nos permite ajustar ferramentas atuais para minimizar ou se possível eliminar as componentes harmônicas, contemplando sempre a factibilidade desses motores em grande escala.

As análises serão baseadas na Série de Fourier, que será confirmada com simulações computacionais que permitirão prever e comprovar os efeitos das componentes harmônicas, em função da sua amplitude e ordem.

Uma vez simulado e projetado esses motores serão fabricados, dentro dos limites e parâmetros atuais da Tecumseh do Brasil, testados em um dinamômetro específico para motores de indução, montados em compressores herméticos e sujeitos a testes de aprovação de partida em condições específicas para um refrigerador¹ residencial de pequeno porte.

1.4 Estrutura da monografia

O texto deste trabalho está organizado como segue:

- **Capítulo 2:** Neste se mostra uma breve apresentação sobre MIM e suas correlações para com compressores herméticos, que por sua vez são aplicados a refrigeradores residências e comerciais.
- **Capítulo 3:** O foco desse capítulo é uma breve apresentação das componentes harmônicas, utilizando ferramentas matemáticas para a criação de uma ferramenta prática e aplicada para o projeto de motores de indução.
- **Capítulo 4:** Utilizando-se da teoria apresentada no Capítulo 3, e do circuito equivalente do Capítulo 2, será demonstrado por meio da teoria de Veinott, Cyril G.[10] e Morril, W. J. [16] o Circuito Equivalente para Motores de Indução Monofásicos contemplando as componentes harmônicas.

¹ Durante o desenvolvimento do trabalho o termo “gabinete” poderá surgir em equivalência a refrigerador.

- **Capítulo 5:** Serão apresentados os métodos de cálculo por meio das teorias do capítulo anterior além de definir os parâmetros e limites para as análises dos projetos propostos.
- **Capítulo 6:** Neste serão apresentadas às simulações e resultados de cinco motores elétricos aplicados a compressores herméticos.
- **Capítulo 7:** Resumirá as principais conclusões deste trabalho.

2. O MOTOR DE INDUÇÃO MONOFÁSICO ASSOCIADO AO COMPRESSOR HERMÉTICO

2.1 Introdução

O objetivo principal deste capítulo é a caracterização do MIM monofásico aplicado em compressores herméticos. Nesse contexto, estão apontados: principais estruturas e conceitos do motor e seu funcionamento.

2.2 Máquinas de indução

Em 1891, Dobrowolsky² estabeleceu um marco na história das máquinas elétricas, iniciando a fabricação em série de motores assíncronos (de indução).

A sua operação menos ruidosa, a minimização das atividades de manutenção, maior grau de segurança em operação e, indubitavelmente, sua construção mais simples com diminuição dos custos e consequente redução do preço final gerou ampla difusão desses dispositivos, complementando ou substituindo as tarefas das máquinas de corrente contínua[1][4].

De forma resumida, as máquinas de indução são, fundamentalmente, compostas de duas partes: uma parte estacionária e uma parte rotativa. O estator e rotor são montados solidários, com um eixo comum entre eles, porém não há contato físico entre os mesmos. O espaço uniforme existente entre eles é denominado entreferro (Air-Gap).

O estator é formado por chapas finas de aço magnético, com tratamento térmico para reduzir ao mínimo as perdas por correntes parasitas e histerese. Essas chapas têm o formato de anel com ranhuras internas de tal maneira que possam ser acondicionados os enrolamentos responsáveis pela criação do campo magnético da armadura (estator).

² Foi o engenheiro eletricista russo Michael von Dolivo-Dobrowolsky, da firma AEG, de Berlim, que entrou em 1889 com o pedido de patente de um motor trifásico com rotor de gaiola. O motor apresentado tinha uma potência de 80 watts, um rendimento aproximado de 80% em relação à potência consumida e um excelente conjugado de partida. Dobrowolsky desenvolveu, em 1891, a primeira fabricação em série de motores assíncronos, nas potências de 0,4 a 7,5 kW.

O rotor, composto de chapas finas de aço magnético tratado termicamente como o estator, tem também o formato de um anel, com ranhuras externas, permitindo o alojamento longitudinal dos enrolamentos.

A aplicação de tensão nos terminais do enrolamento do estator faz com que apareça uma tensão nos enrolamentos do rotor. Desta forma, o estator pode ser considerado como o primário de um transformador e o rotor como seu secundário.

Dentro do universo das máquinas elétricas, o motor de indução com rotor do tipo gaiola de esquilo é o que tem uso mais difundido, devido, principalmente, as vantagens de inerente simplicidade de construção e controle, seu baixo custo e, obviamente, sua adaptabilidade aos ambientes mais agressivos [2].

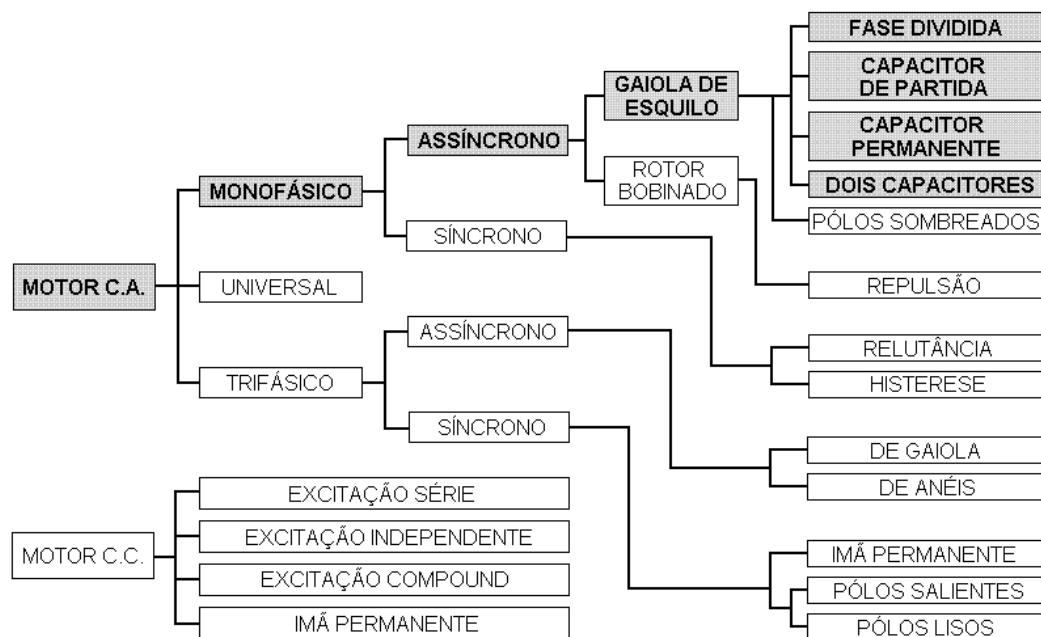


Figura 2-1– Classificação dos motores elétricos.

2.3 Estator

2.3.1 Laminação do estator - desenho

A laminação do estator Figura 2-2 utilizada tem formato semicircular, com 24 slots, deslocados 15° entre si, com dois tamanhos diferentes, igualmente espaçados e concêntricos, como mostra a figura a seguir:

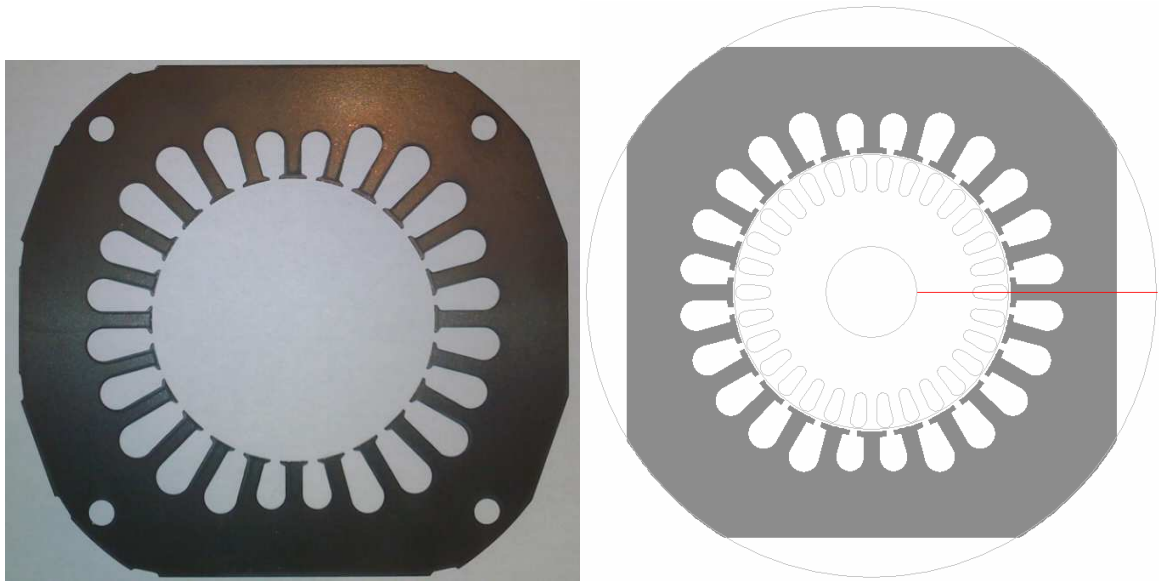


Figura 2-2 - Laminação do estator THK/TS.

2.3.2 Processo de fabricação

Durante o processo de estampagem a prensa faz as lâminas de estator e rotor simultaneamente e então formam-se pacotes que vão para um forno de decarbonização. Esse forno faz com que os grãos do material aumentem, aumentando a permeabilidade e reduzindo as perdas. Esse forno em alguns casos também faz o azulamento, ou seja, a temperatura é diminuída pra faixa de azulamento antes do resfriamento.

O azulamento cria uma camada de óxido de cor azulada que é isolante, e com isso ao formar o pacote de estator as suas lâminas ficam isoladas. As lâminas necessitam estar isoladas para que diminuam as correntes parasitas que são geradas pelo campo magnético [19].



Figura 2-3 – Estator – pacote e isolamento.

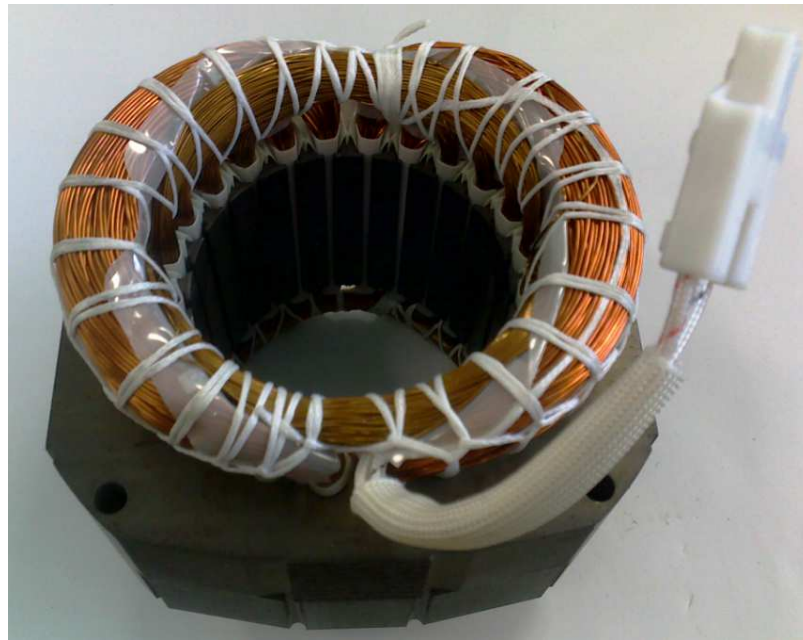


Figura 2-4 – Estator.

O ideal seria que o pacote não precisasse ser fixado, e existem algumas máquinas que já fazem esse processo, mas é claro com o custo mais elevado do que os processos anteriores. Os isoladores são inseridos antes da bobina e consegue fixar o pacote até a inserção, Figura 2-3 (após a inserção as bobinas fixam o pacote mecanicamente como pode ser visto na Figura 2-4).

2.3.3 Enrolamento

A Figura 2-3 mostra o pacote formado e a sua altura que tem uma relação aproximadamente direta com a curva de Torque. Isso significa que se aumentarmos a altura do pacote alteramos a curva de Torque. Ao aumentarmos o comprimento do pacote reduzimos a influência da reatância de dispersão.

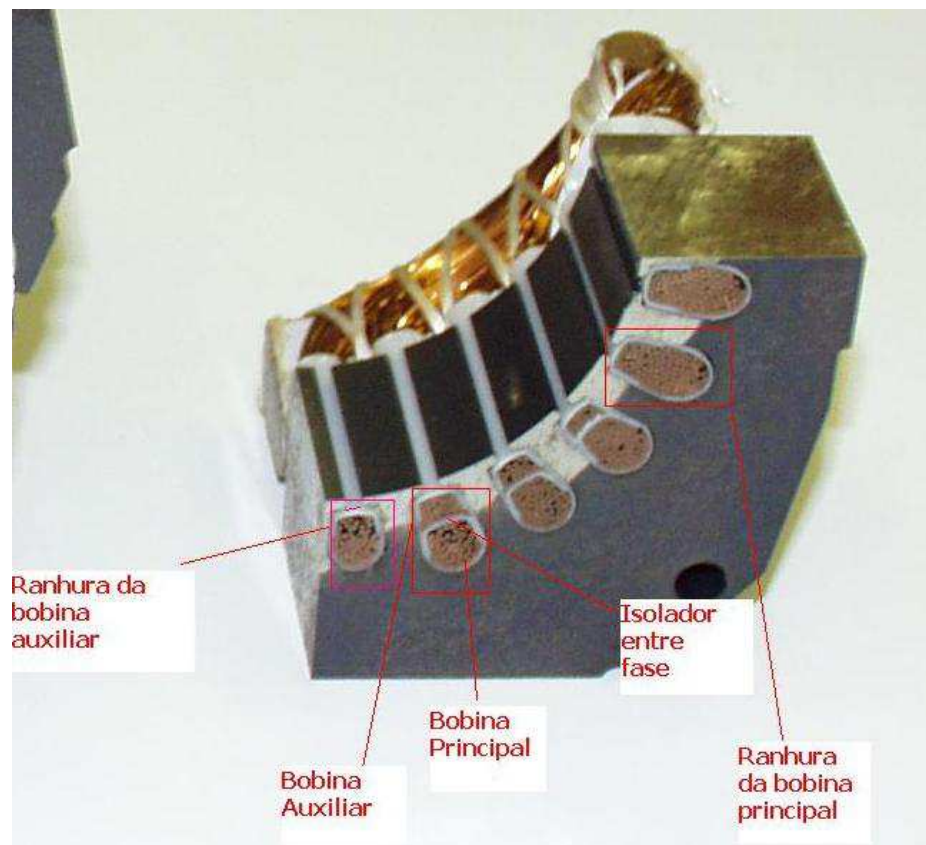


Figura 2-5 – Corte detalhado estator – enrolamentos.

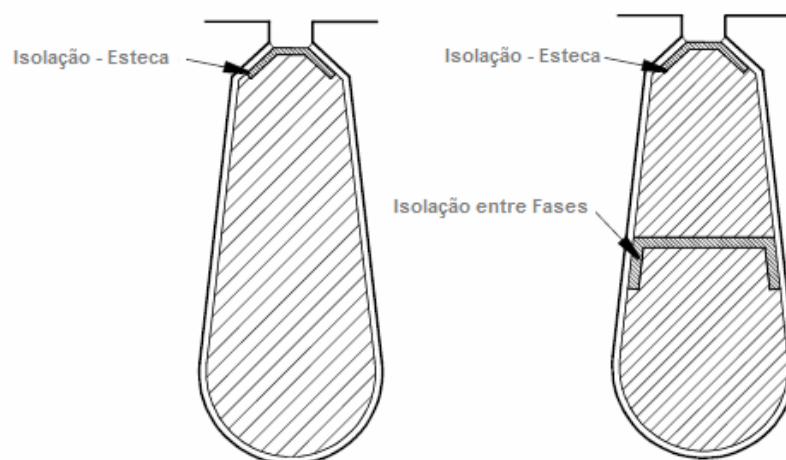


Figura 2-6 – Detalhes slots estator.

A Figura 2-6 mostra a disposição dos enrolamentos dentro das ranhuras.

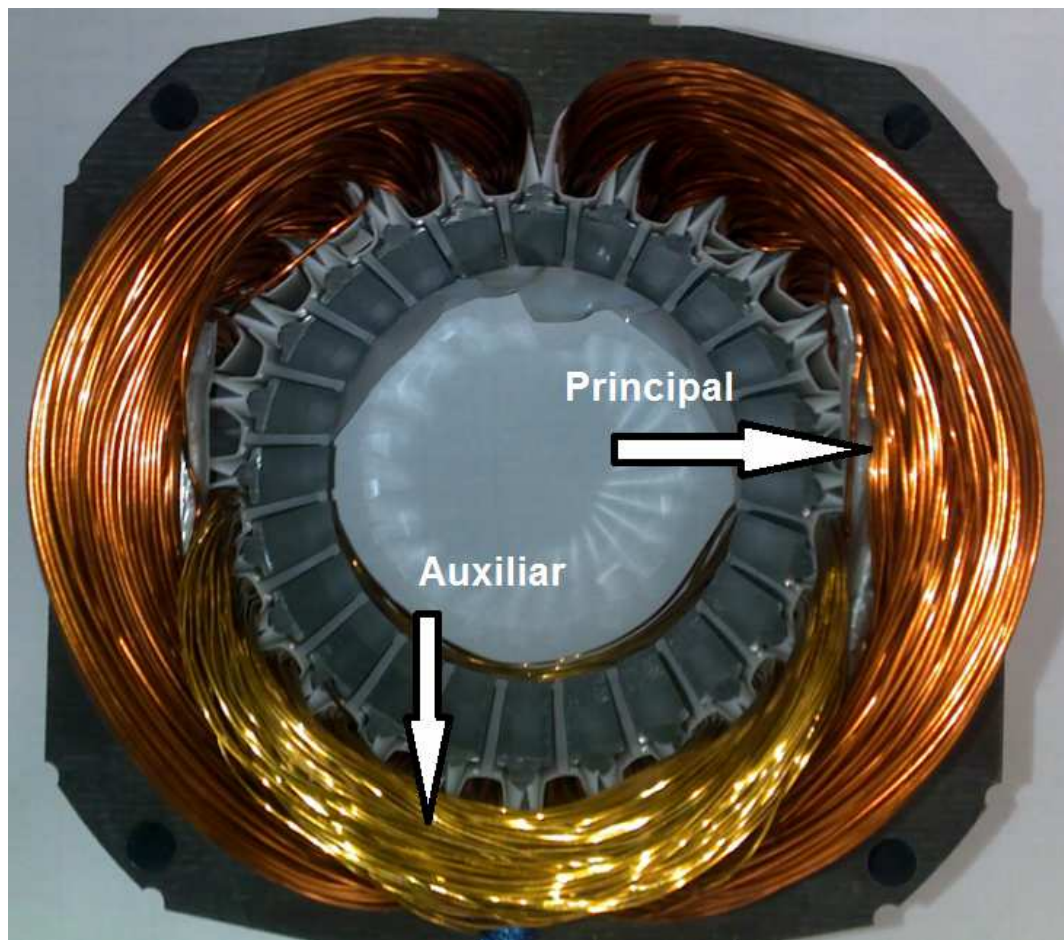


Figura 2-7 – Detalhes enrolamentos estator.

A Figura 2-7 mostra a disposição das bobinas auxiliar e principal. A bobina auxiliar é localizada 90° da bobina principal.

2.4 Rotor

Para formar o rotor é necessário formar um pacote de lâminas. O pacote de lâminas, a princípio, é o conjunto de lâminas sobrepostas. Porém, esse pacote, não é formado com as ranhuras das lâminas alinhadas, existe um dispositivo mecânico que imprime certo ângulo as barras do rotor, esse ângulo é chamado de ângulo de inclinação e serve para minimizar harmônicas. (os quais não serão analisados nesse trabalho). Esse dispositivo de ângulo de inclinação só é necessário quando as lâminas são soltas. Existem alguns pacotes que são formados na própria máquina de punção chamados *corepack*.

Depois de formado o pacote (sendo este lâmina solta ou *corepack*), e esse tratado pelo forno, a etapa posterior será a injeção do alumínio. A injeção do alumínio é o processo que pega o alumínio fundido e injeta no pacote para preencher as barras, o formato dos anéis de curto é dado pelo dispositivo também na injeção. Depois da injeção o Rotor vai para um forno para ser azulado.

A Figura 2-8 mostra o Rotor completo, em corte e sua lâmina. E com essa figura temos uma idéia de como este Rotor é formado. Nota-se que a cor da lâmina é mais clara que o Rotor completo ou em corte, mas isso se deve ao tratamento no forno.



Figura 2-8 - Rotor tipo gaiola de esquilo.

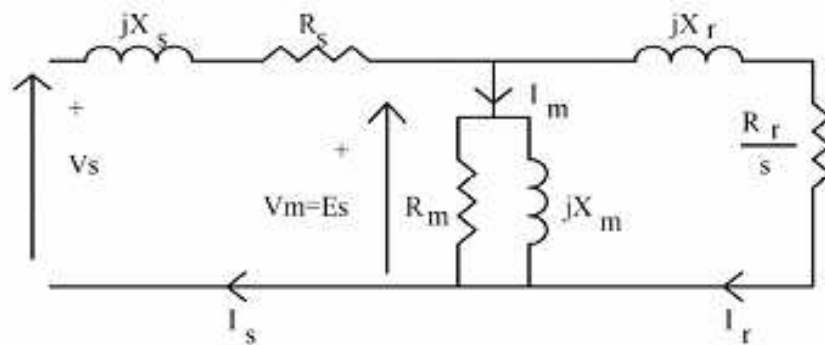
2.4.1 Princípio de funcionamento do motor de Indução monofásico com gaiola de esquilo

Ao ser ligado a uma rede de tensão senoidal, circula no estator uma corrente igualmente senoidal. O campo criado por esta corrente possui uma distribuição espacial no entreferro muito próximo de uma senóide, cujo valor instantâneo depende da corrente instantânea do enrolamento. O campo criado é assim um campo do tipo pulsante, o qual induz uma tensão no enrolamento do rotor.

Imaginando-se que o rotor esteja parado, a força de interação dos campos criados pelo estator e o rotor faz surgir um torque que atua com igual intensidade nos dois sentidos de rotação do motor. Como resultado, o motor não apresenta conjugado de partida. Assim, não consegue, por ele mesmo, acelerar e atingir a rotação nominal. Desta forma é necessário dotar o motor monofásico de um dispositivo auxiliar de partida, a fim de que o mesmo possa ser utilizado.

Uma vez que o motor começa a girar, observa-se que o torque fornecido pelo motor no sentido de rotação é maior que o torque exercido no sentido contrário, ou seja, o motor passa a fornecer um torque acelerante.

O circuito equivalente do motor pode ser representado pelo Circuito 1.



Legenda:

R_s é a resistência do enrolamento do estator;	X_s é a reatância de dispersão do estator;
R_r é a resistência do enrolamento do rotor;	X_r é a reatância de dispersão do rotor;
R_m é a resistência de perdas do ferromagnético;	X_m é a reatância de magnetização;
V_s é a tensão de alimentação;	I_s é a corrente do estator;
V_m é a tensão de magnetização;	I_r é a corrente do rotor;
s é o escorregamento;	I_m é a corrente de magnetização.

Circuito 1 – Circuito equivalente do motor de indução com rotor refletido ao lado do estator.

2.4.2 Tipos de motor de indução monofásico com gaiola de esquilo

A forma mais usual de partida do motor de indução monofásico, com rotor tipo gaiola de esquilo, é o emprego de um enrolamento auxiliar, o qual pode atuar apenas na partida ou ainda ser conectado para funcionamento permanente.

Nos itens a seguir (2.4.2.1-2.4.2.4) estão representadas as quatro classes, mais utilizadas, de partida dos motores de indução monofásicos.

2.4.2.1 Motor de fase dividida ou fase auxiliar

O motor de fase dividida ou fase auxiliar possui dois enrolamentos no estator deslocados eletricamente de 90° , ligados em paralelo, Figura 2-9. O enrolamento auxiliar, usado só na partida, tem normalmente mais espiras com um fio de menor bitola, em relação ao enrolamento principal, sendo colocado no topo das ranhuras.

Assim, esse enrolamento de partida tem uma resistência elevada e uma baixa reatância. Inversamente, o enrolamento de funcionamento tem baixa resistência e elevada reatância.

Para esse tipo de motor, o enrolamento auxiliar tende a ser projetado apenas para funcionar na partida e, se não for desligado, aumentará a temperatura do estator, podendo queimar ambos os enrolamentos.

Como no motor de fase dividida, o circuito auxiliar é desligado, por uma chave ³, quando o motor atinge entre 75% a 80% da velocidade síncrona. Neste intervalo de velocidades, o enrolamento principal sozinho desenvolve quase o mesmo torque que os enrolamentos combinados. Para velocidades maiores, entre 80% e 90% da velocidade síncrona, a curva do torque com os enrolamentos combinados cruza a curva de torque do enrolamento principal de maneira que, para velocidades acima deste ponto, o motor desenvolve menor torque, para qualquer escorregamento, com o circuito auxiliar ligado do que sem ele.

Os motores projetados para operarem nesta condição possuem baixo torque de partida, Figura 2-9.

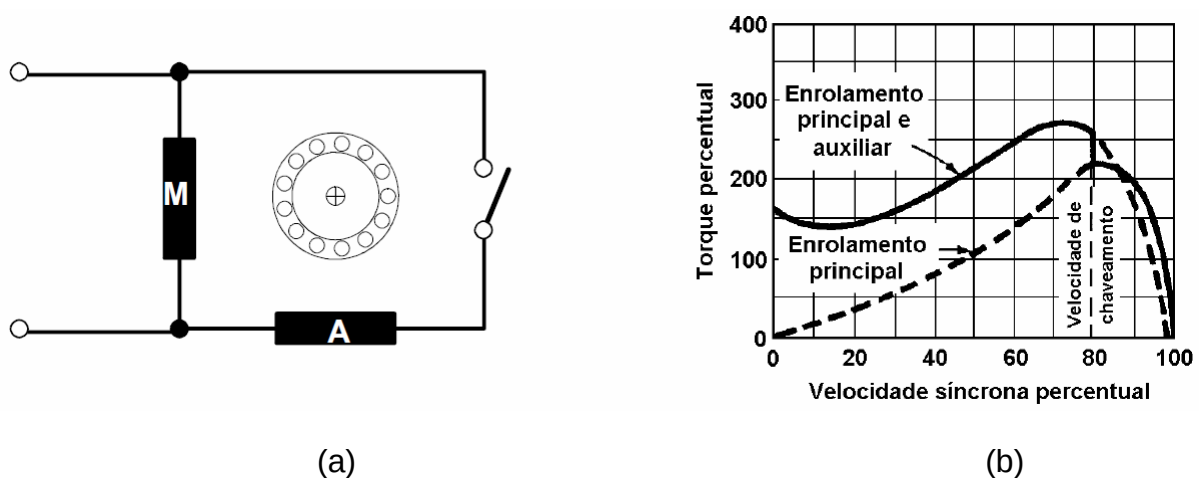


Figura 2-9 (a) Diagrama do motor de fase dividida e (b) Características típicas de torque-velocidade.

2.4.2.2 Motor de fase dividida com capacitor de partida

É um motor semelhante ao de fase dividida, porem é adicionado um capacitor eletrolítico em série com o enrolamento auxiliar de arranque. O capacitor permite um maior ângulo de defasagem entre as correntes dos enrolamentos principal e auxiliar, proporcionando assim, elevados torques de arranque. Após desconexão do enrolamento auxiliar, o seu funcionamento é idêntico ao do motor de fase dividida.

Com o seu elevado torque de arranque, o motor de capacitor de partida pode ser utilizado numa grande variedade de aplicações.

³ Essa chave é caracterizada e descrita no Capítulo -2.6.1.

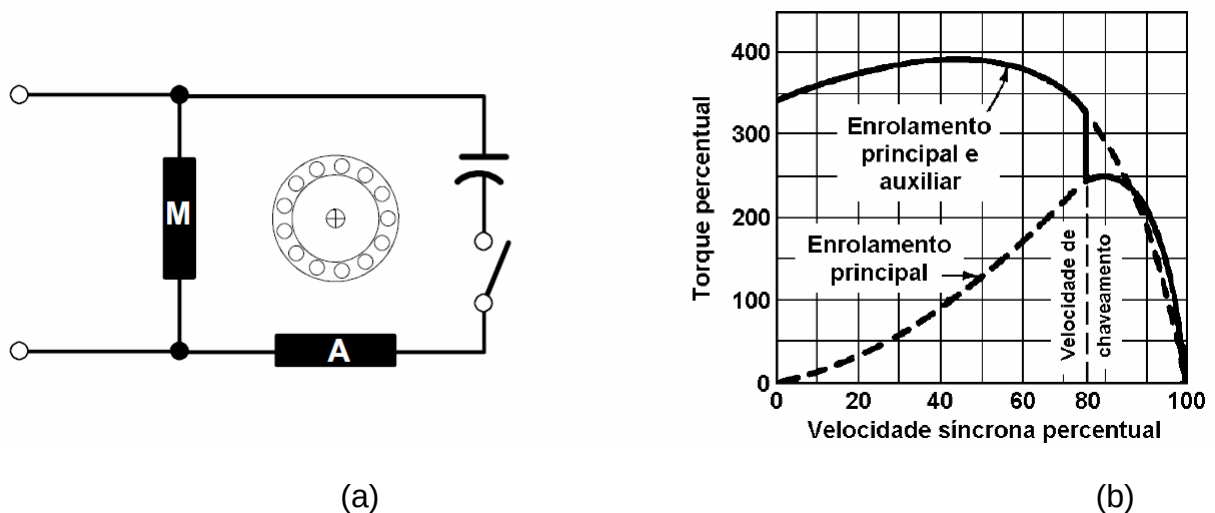


Figura 2-10 (a) Diagrama do motor de fase dividida a capacitor de partida e (b) Características típicas de torque-velocidade.

2.4.2.3 Motor de fase dividida com capacitor permanente

Nesse caso, o enrolamento auxiliar e o capacitor ficam permanentemente ligados, sendo o capacitor do tipo eletrostático, criando condições de fluxo muito semelhantes às encontradas nos motores polifásicos, aumentando, com isso, o torque máximo, o rendimento e o fator de potência, além de reduzir sensivelmente o ruído.

Construtivamente são menores, porém o seu torque de arranque é inferior ao do motor de fase dividida (50% a 100% do conjugado nominal). Porém existem aplicações em que o capacitor permanente é usado junto com relés permitindo um maior torque de partida.

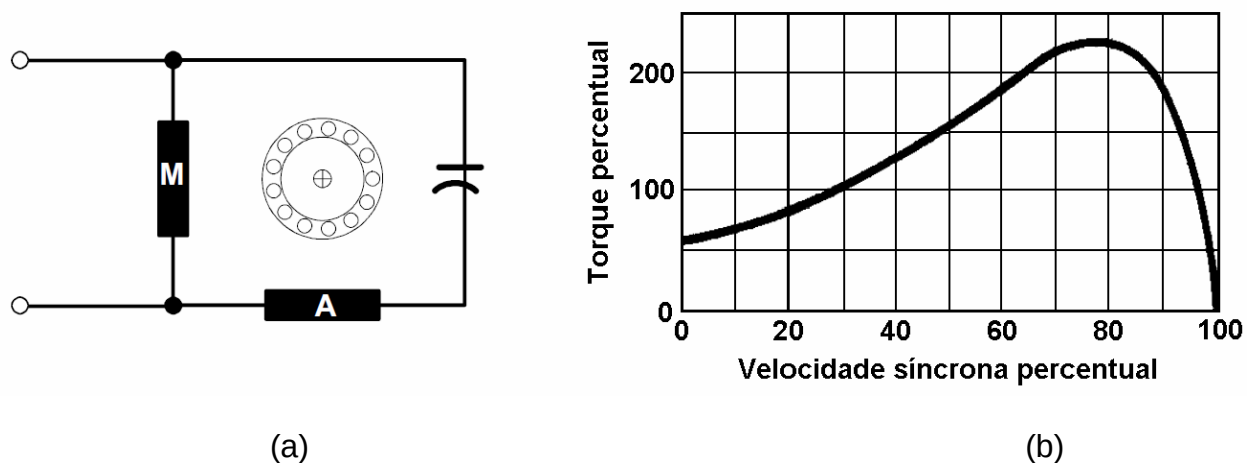


Figura 2-11 (a) Diagrama do motor de fase dividida com capacitor permanente e (b) Características típicas de torque-velocidade.

2.4.2.4 Motor de fase dividida com dois capacitores

Esse motor associa as características de alto torque de partida Figura 2-10 do motor com capacitor de partida com as características de ótimo funcionamento do motor com capacitor permanente Figura 2-11, gerando um motor muito mais eficiente, porém com torque de partida elevado.

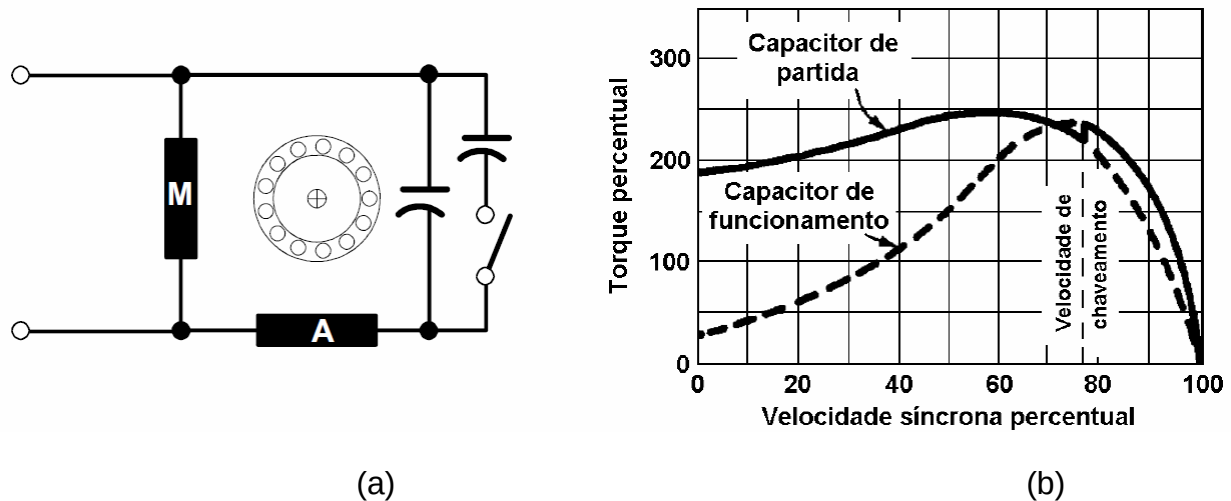


Figura 2-12 (a) Diagrama do motor de fase dividida com dois capacitores e (b) Características típicas de torque-velocidade.

2.5 Vida útil da máquina de indução

A robustez e versatilidade do motor de indução com rotor do tipo gaiola de esquilo o tornam o carro-chefe da indústria. As vidas úteis do estator e do rotor dependem muito dos extremos a que eles são submetidos e na maioria das vezes as falhas dos motores de indução são causadas pela combinação de vários estresses que atuam sobre o estator e o rotor, Tabela 2-1, [8].

Tabela 2-1- Causas do estresse do estator.

Térmicos	envelhecimento sobrecarga ciclagem	Mecânicos	movimentação do núcleo rotor quebrado desvios de forma
Elétricos	dielétrico <i>tracking</i> corona transitórios	Ambientais	umidade químico abrasão corpos estranhos

Para o rotor, esses estresses têm sido identificados como: térmicos; eletromagnéticos; residuais; dinâmicos; mecânicos; ambientais. Eles são resultados das seguintes forças e condições: torque de trabalho; força dinâmica não balanceada e torques transitórios.

2.6 Compressor hermético

O compressor é o principal componente do sistema de refrigeração. Ele é responsável pelas transformações físicas, que ocorrem no fluido refrigerante, que culminam no fenômeno da refrigeração.

Compressor, do latim *compressor oris*, é definido como “máquina alternativa ou rotativa que se usa para comprimir um fluido”. Hermético, do francês *hermétique* (1554), com origem do grego *hermes*, perfeitamente selado para impedir a entrada e saída do ar.



Figura 2-13 – Vista superior compressor hermético.

Os compressores são responsáveis pela movimentação e pelo aumento da pressão do gás em um sistema frigorífico. A aplicação de compressores alternativos é bastante ampla, abrangendo refrigeração doméstica e instalações industriais.

A quase totalidade dos fabricantes de refrigeradores domésticos utiliza compressores de deslocamento positivo no qual o conjunto motor-compressor é hermeticamente selado numa carcaça de aço soldada, sendo, portanto chamado de compressor hermético. O projeto deste componente é feito de modo que se obtenha fácil manutenção, segurança de funcionamento, baixo custo, operação silenciosa e alta eficiência.

Os compressores herméticos normalmente são acionados por motores de indução de dois pólos, 3600 rpm. Os motores são projetados de acordo com a capacidade frigorífica (“potência térmica” do compressor), custo e eficiência requeridos além, naturalmente, de se enquadrarem a uma série de

normas relativas à segurança e à confiabilidade de operação, com a compatibilidade do óleo e o refrigerante utilizado.

Um esquema de compressor alternativo é ilustrado na Figura 2-14, incluindo sistema de acionamento, pistão, cilindro, sistema de válvulas e as câmaras de sucção e descarga.

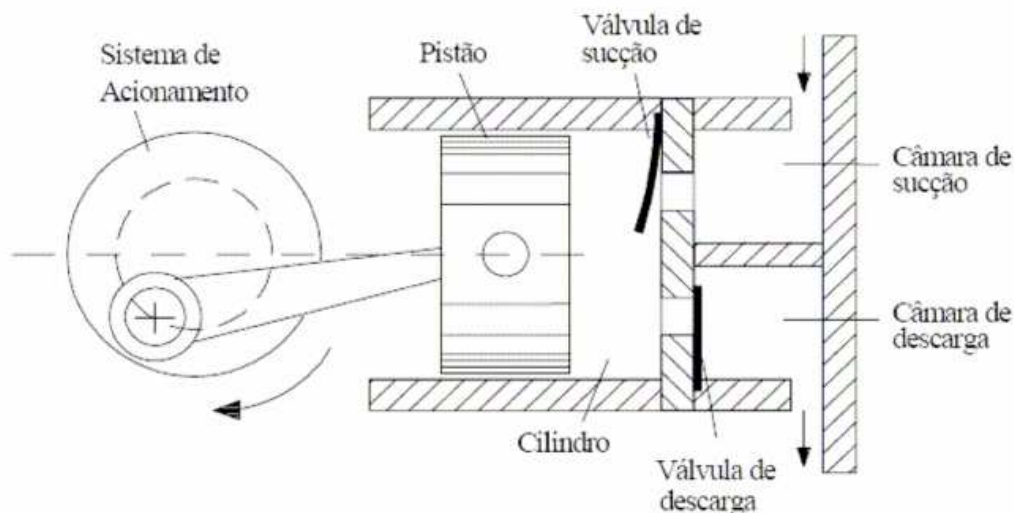


Figura 2-14 – Esquema de um compressor alternativo.

A compressão do gás é realizada pelo deslocamento linear e movimento alternado do pistão. As válvulas de sucção e de descarga são responsáveis respectivamente pela retenção e passagem do fluido refrigerante da câmara de sucção para o cilindro e do cilindro para a câmara de descarga, Figura 2-14. O correto dimensionamento do sistema de válvulas é fundamental para uma eficiência elevada do compressor. De forma geral, o projetista busca válvulas com resposta rápida, tanto na abertura como no fechamento, que produzam uma perda de carga pequena e que restrinjam ao máximo o refluxo do gás.

As diferenças de pressão entre o cilindro e as câmaras de sucção e de descarga comandam inicialmente a abertura e o fechamento das válvulas. Uma vez abertas, a dinâmica dessas válvulas é controlada pela força resultante do campo de pressão do próprio escoamento. Por este motivo, válvulas deste tipo são usualmente denominadas “automáticas”. Fica evidente, portanto que, para o correto dimensionamento deste tipo de válvula, necessita-se conhecer profundamente as características do escoamento e a influência de parâmetros físicos sobre seu comportamento, o que não é foco desse projeto.

Para obter compressores mais eficientes, muitas características são levadas em consideração: a aplicação correta do compressor, ou seja, os compressores são dimensionados para determinadas capacidades frigoríficas, regiões geográficas; o uso ou não de ventilação forçada; a dimensão correta dos componentes elétricos do compressor como estator e rotor; entre outros. A Figura 2-16 mostra o compressor desmontado, e nela temos a oportunidade de ver o estator, o rotor e os outros equipamentos dentro do compressor.

Em se tratando de refrigeração residencial, o compressor utilizado é do tipo hermético, Figura 2-15.

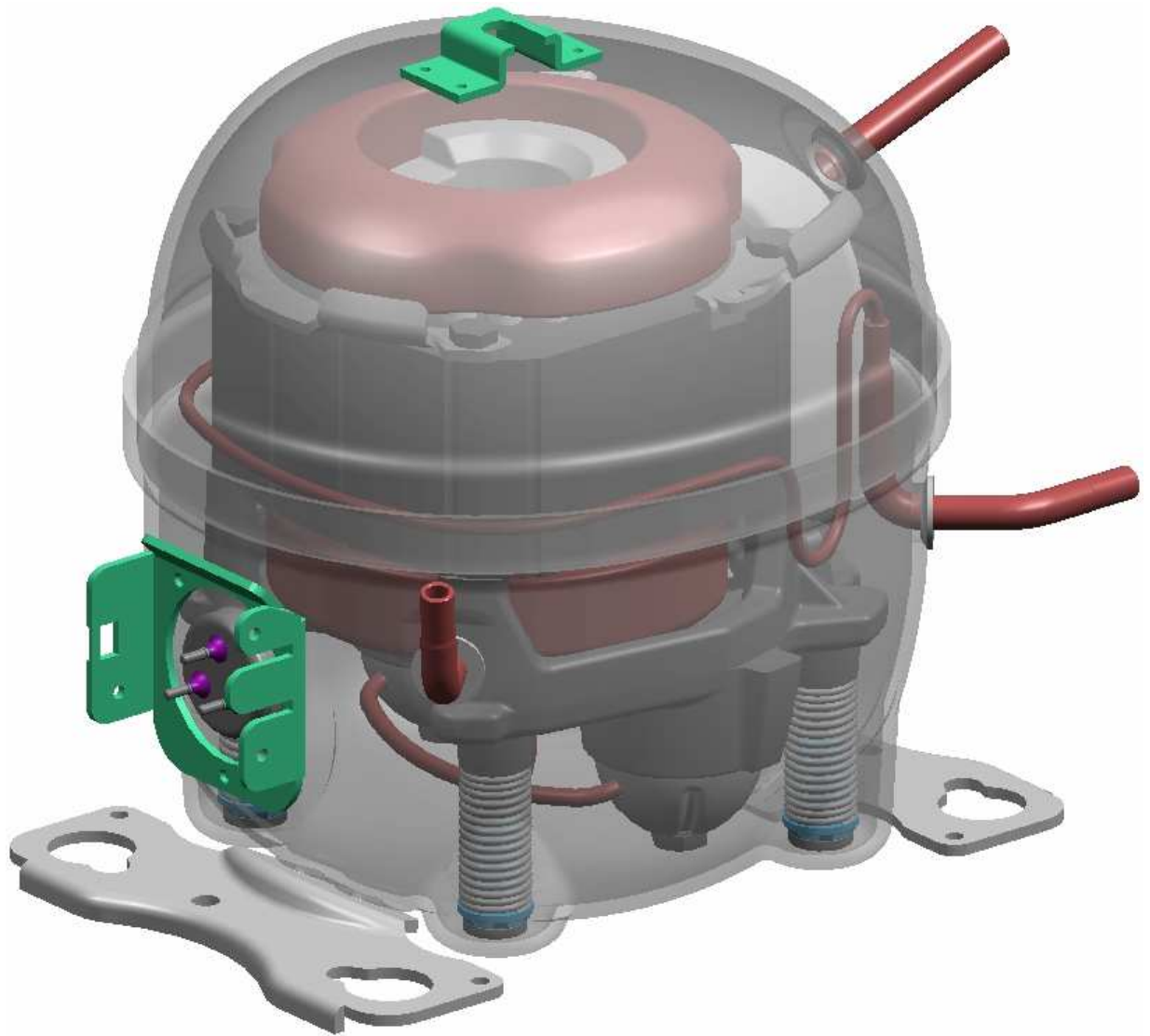


Figura 2-15 – Imagem 3D um compressor TS (Tecumseh do Brasil Ltda).

- Com relação ao torque, os motores são classificados em:
 - LST (Low Starting Torque)* – baixo torque de partida. Empregado em sistemas de tubo capilar;
 - HST (High Starting Torque)* – alto torque de partida. Empregado em sistemas com válvula de expansão ou com tubo capilar.

43

2.6.1 Tipos de ligações para o motor de indução aplicado a compressores herméticos.

2.6.1.1 RSIR - Relé amperométrico

O relé amperométrico possui os contatos normalmente abertos. Quando o motor do compressor é energizado, a corrente que passa pela bobina do relé cria um campo magnético que atrai a armadura para cima proporcionando o fechamento dos contatos e energizando a bobina de partida do motor. Quando o motor do compressor alcança a rotação de marcha, a corrente diminui até o ponto em que o campo magnético não tem força para manter a armadura para cima.

Dessa forma a armadura desce pela força da gravidade abrindo os contatos, desconectando a bobina de partida do motor. Para o funcionamento correto do relé, deve-se montá-lo na posição vertical e com a bobina para baixo para que os contatos permaneçam abertos enquanto a bobina do relê estiver desenergizada de acordo com a Figura 2-17.

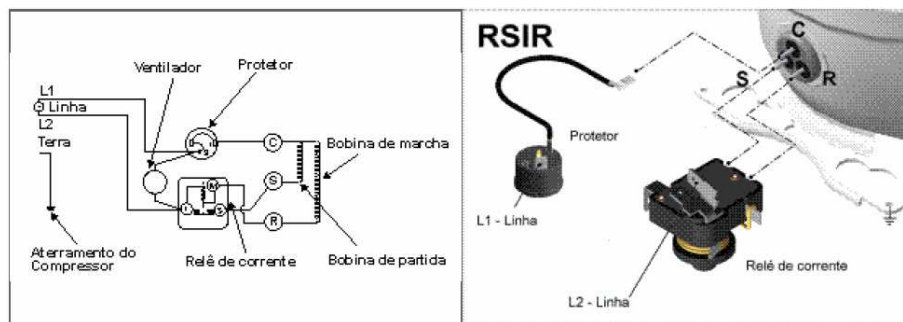


Figura 2-17 – Tipo de ligação RSIR.

2.6.1.2 PTCSIR – Rele térmico - coeficiente de temperatura positiva

O relê PTC é formado por uma pastilha de material cerâmico. Este material possui a propriedade de aumentar a resistência elétrica quando aquecido pela corrente que passa através dele. Durante a partida do motor, o PTC está frio, e com uma resistência elétrica baixa, conseqüentemente, conduz corrente através da bobina de partida, fazendo o motor girar. Esta corrente vai aquecê-lo fazendo com que a resistência aumente e a corrente diminua através da bobina de partida até se tornar praticamente zero, Figura 2-18.

Seu uso é recomendado para freezers e refrigeradores domésticos, onde o tempo entre os ciclos de operação é suficiente para o PTC esfriar e estar pronto para uma nova partida.

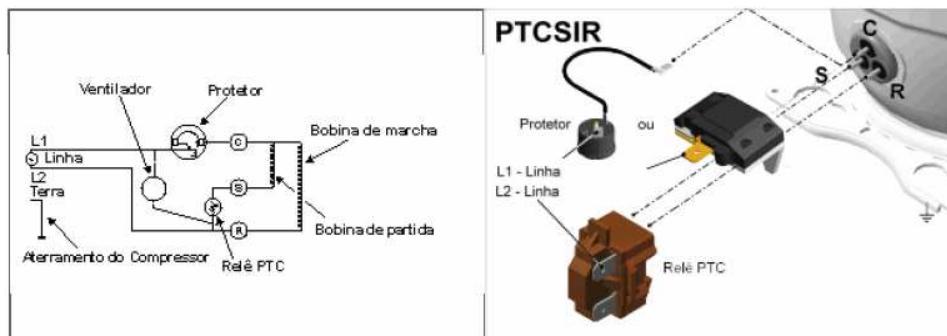


Figura 2-18 – Tipo de ligação PTCSIR.

3. HARMÔNICAS

3.1 Definição

O Teorema de Fourier indica que toda função periódica não senoidal pode ser representada sob a forma de uma soma de senóides (série) que é composta:

- de uma senóides em frequência fundamental,
- de senóides cujas frequências são múltiplos inteiros da frequência fundamental (harmônicas),
- e de uma eventual componente contínua.

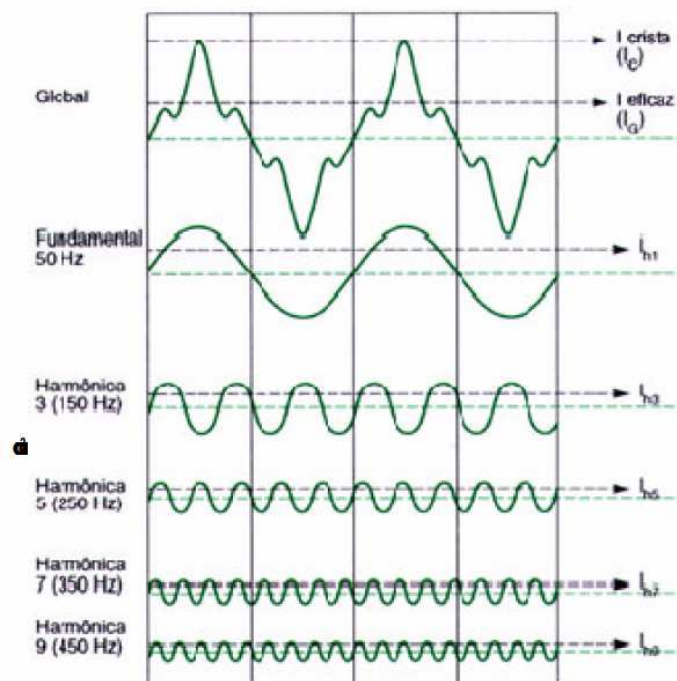


Figura 3-1 – Esquema básico de harmônicas.

3.2 Análise das harmônicas

Nesse tópico vamos analisar através da Série de Fourier o comportamento matemático das harmônicas de ordem 3, 5 e 7, tendo como objetivo a criação de uma ferramenta matemática, aplicada a

nossa realidade, a lâmina do estator, que nos permita calcular os valores das componentes harmônicas de enrolamento concêntrico em relação a fundamental.

3.2.1 Série de Fourier

“Qualquer função periódica, finita e constante, pode ser expressa em uma série trigonométrica”.
Cyrill G. Veinott, [10]

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cdot \text{sen}(n\pi) + b_n \cdot \text{cos}(n\pi)] \quad (3.1)$$

A série (3.1) é conhecida como Série de Fourier, sendo n a ordem da componente, de acordo com a Figura 3-2. As constantes acima mencionadas são calculadas da seguinte forma:

$$\begin{aligned} a_0 &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) dt \\ a_n &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \text{sen}(n\pi) dt \\ b_n &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \text{cos}(n\pi) dt \end{aligned} \quad (3.2)$$

Se definirmos os seguintes parâmetros:

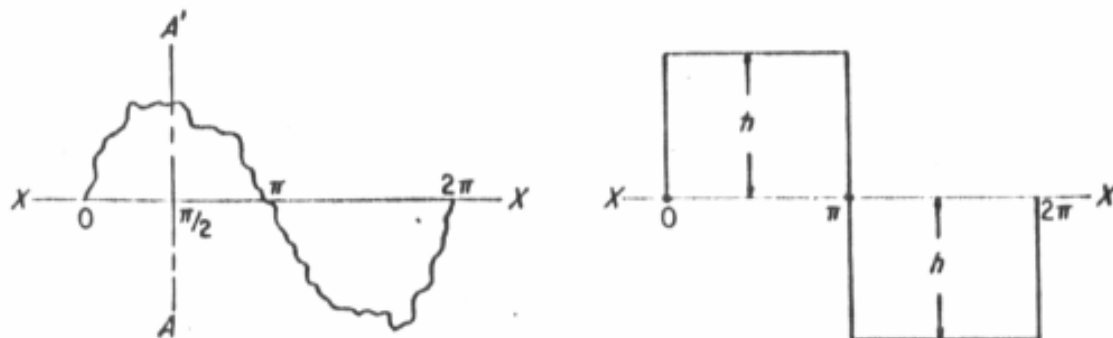


Figura 3-2 – Função periódica Fourier.

- Se a área abaixo do eixo X é igual à área acima do eixo X no intervalo de $0 - 2\pi$, o termo a_0 é igual a Zero. Isso é verdade, pois todo fluxo magnético que entra no rotor deve sair do mesmo.
- Se a área abaixo do eixo X tem forma simétrica com a onda acima do eixo X no intervalo de $0 - 2\pi$, ou seja, se $f(x) = -f(x+\pi)$, apenas harmônicas ímpares podem existir.

$$\begin{aligned}
a_n &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} h \sin(nx) dx + \frac{1}{\pi} \int_{\pi}^{2\pi} (-h) \sin(nx) dx \\
&= \frac{1}{n\pi} [(-h) \cos(nx)]_0^{\pi} + \frac{1}{n\pi} [(h) \cos(nx)]_{\pi}^{2\pi} \\
&= \frac{4h}{n\pi} \xrightarrow{n \rightarrow \text{impar}} \\
&= 0 \xrightarrow{n \rightarrow \text{par}}
\end{aligned} \tag{3.3}$$

• Se não existem harmônicas pares e se a onda no intervalo de $0 - \pi$ é simétrica em relação ao eixo Y, cosseno é igual à zero, mantendo-se somente o seno, conforme (3.3).

3.2.2 Onda da força eletromotriz de um enrolamento concêntrico

Seguindo como base a teoria apresenta por *Cyrill G. Veinott*[10] temos:

“Um enrolamento concêntrico é composto por diversos conjuntos de fios, tendo posições diferentes no estator, porém, com um centro comum, podemos dizer que a força eletromotriz produzida pela bobina é uma onda quadrada de valores máximos diferentes, e cuja soma, quebra uma onda em forma de escada”.

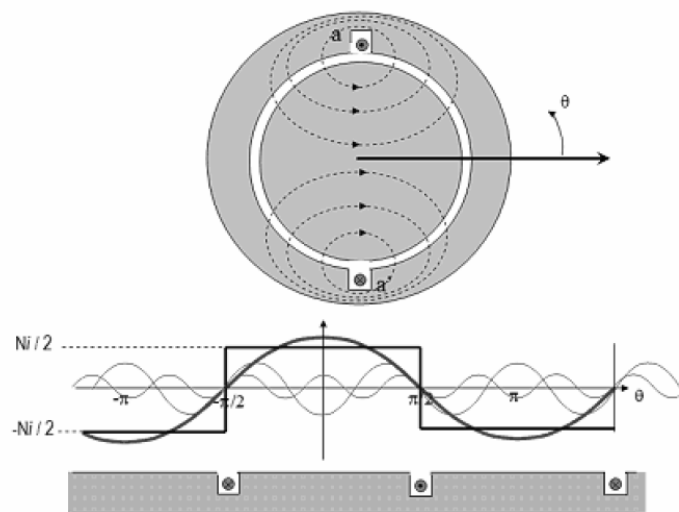


Figura 3-3 – Onda quadrada formada por estator de 1 passo ou dois slots.

A Figura 3-3 ilustra a teoria para somente 1 passo ou dois slots, ou seja, nesse caso somente um degrau é formado.

A seguir serão adicionados mais 2 passos no enrolamento, simulando um enrolamento com 3 passos ou 6 slots.

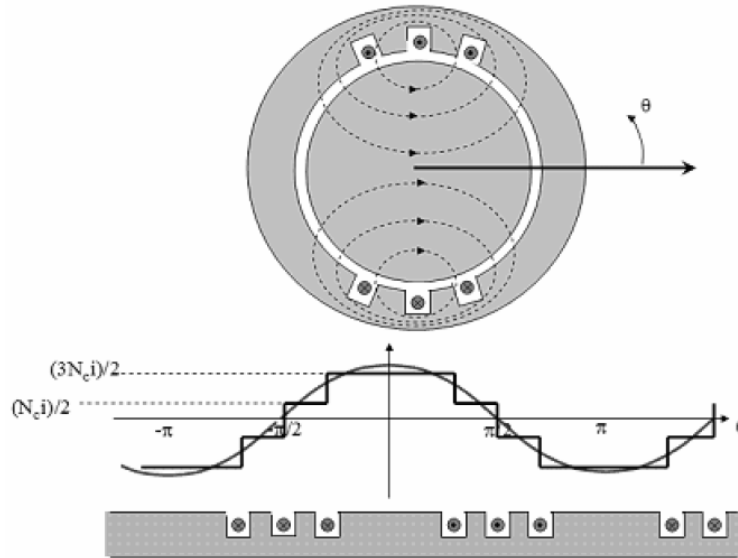


Figura 3-4 – Onda quadrada formada por estator de 3 passos, 6 slots.

Seguindo essa mesma teoria, vamos analisar a teoria de Fourier:

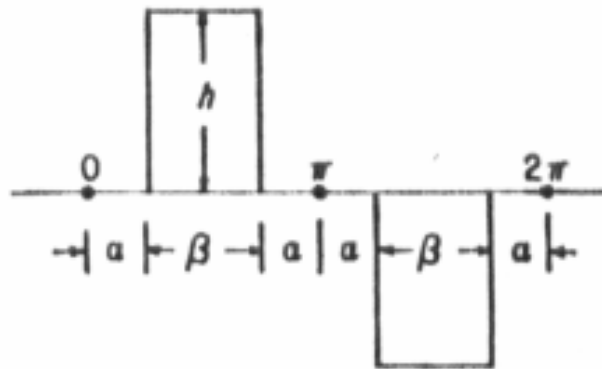


Figura 3-5 – FMM de um enrolamento concêntrico.

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi-\alpha} h \sin(nx) dx + \frac{1}{\pi} \int_{\pi+\alpha}^{2\pi-\alpha} -h \sin(nx) dx \quad (3.4)$$

Por meio da equação (3.4) e da Figura 3-5 e Figura 3-6, é possível através da teoria apresentada por *Veinott* [10] obter os seguintes valores da componente harmônica pela Série de Fourier, (3.5):

$$a_n = \pm \frac{4}{n\pi} (C_1 \sin(nB_1) + C_2 \sin(nB_2) + C_3 \sin(nB_3)) \quad (3.5)$$

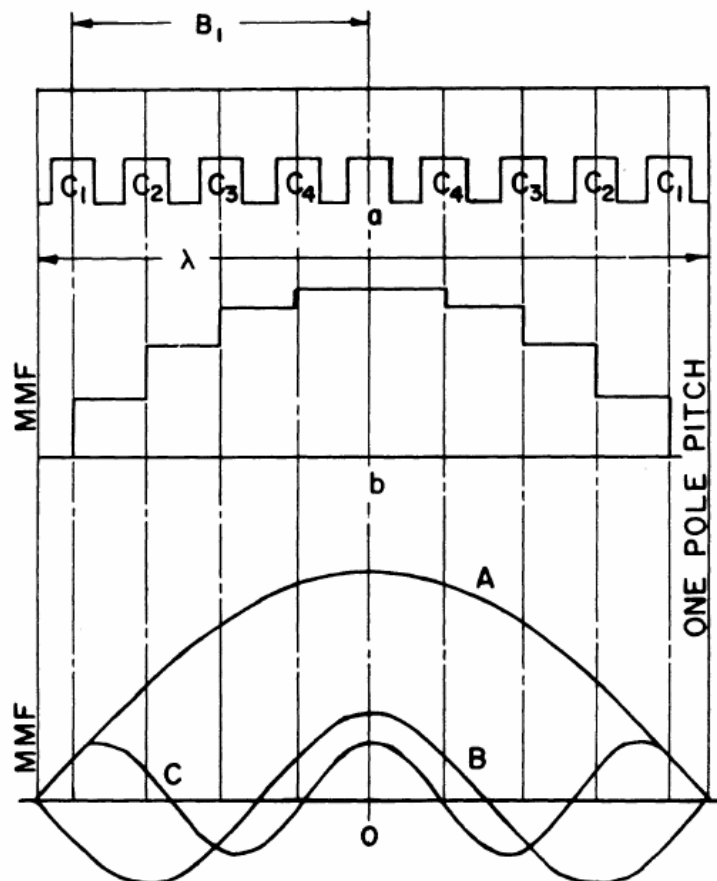


Figura 3-6 – Onda eletromotriz concêntrica.

Sendo C o número de espiras em cada passo e B o ângulo relativo de cada slot em função do eixo horizontal.

3.3 Aplicação do método de Fourier para laminação THK/TS

3.3.1 Ângulo de enrolamento

Aplicando o estator do Capítulo 2.3 vamos assumir que o centro do primeiro slot está a $22,5^\circ$ em função do eixo vertical, e como cada slot está 15 graus deslocados um do outro, temos a seguinte configuração para o enrolamento principal, com 5 passos:

Tabela 3-1 – Ângulo enrolamento principal.

B1	1,4399	Ângulo Segundo Slot (rad)
B2	1,1781	Ângulo Terceiro Slot (rad)
B3	0,9163	Ângulo Quarto Slot (rad)
B4	0,6545	Ângulo Quinto Slot (rad)
B5	0,39270	Ângulo Sexto Slot (rad)

E para enrolamento auxiliar, seguindo como referência para os ângulos o eixo horizontal e com 4 passos:

Tabela 3-2 – Ângulo enrolamento auxiliar.

B1	1,4399	Ângulo Primeiro Slot (rad)
----	--------	----------------------------

B2	1,1781	Ângulo Segundo Slot (rad)
B3	0,9163	Ângulo Terceiro Slot (rad)
B4	0,6545	Ângulo Quarto Slot (rad)

3.4 Cálculo dos coeficientes

Uma vez que os ângulos, ou distancia angulares B já foram determinadas e C é o numero de espiras, podemos calcular os coeficientes de cada passo, (3.6), para determinar o valor de cada harmônica em função da fundamental:

$$a_n = \pm \frac{4}{\pi} (C_1 \sin(B_1) + C_2 \sin(B_2) + C_3 \sin(B_3)) \quad (3.6)$$

E adaptando essa equação para cada um das componentes impares a serem analisadas temos os coeficientes descrito nas equações (3.7), (3.8) e (3.9), para as harmônicas de 3, 5 e 7ª ordem, respectivamente.

$$a_3 = \frac{4}{3\pi} (C_1 \sin(3B_1) + C_2 \sin(3B_2) + C_3 \sin(3B_3)) \quad (3.7)$$

$$a_5 = \frac{4}{5\pi} (C_1 \sin(5B_1) + C_2 \sin(5B_2) + C_3 \sin(5B_3)) \quad (3.8)$$

$$a_7 = \frac{4}{7\pi} (C_1 \sin(7B_1) + C_2 \sin(7B_2) + C_3 \sin(7B_3)) \quad (3.9)$$

3.5 Ferramenta de Projeto

A Tabela 3-3 é baseada na tabela atualmente utilizada pela equipe de projetos da Tecumseh do Brasil.

Tabela 3-3 – Calculo de magnitude harmônica.

ENROLAMENTO PRINCIPAL					
n	3	Ordem das Harmônicas			
C1	55	Bobinagem do 1º Enrolamento			
C2	56	Bobinagem do 2º Enrolamento			
C3	57	Bobinagem do 3º Enrolamento			
C4	55	Bobinagem do 4º Enrolamento			
C5	55	Bobinagem do 5º Enrolamento			
B1	1,4399	Ângulo Segundo Slot (rad)			
B2	1,1781	Ângulo Terceiro Slot (rad)			
B3	0,9163	Ângulo Quarto Slot (rad)			
B4	0,6545	Ângulo Quinto Slot (rad)			
B5	0,39270	Ângulo Sexto Slot (rad)			
COEFICIENTES DE ANÁLISE DA HARMÔNICA					
	0,4244	termo $4/n \cdot \pi$			
a1	-50,8134	termo $C1 \cdot \text{sen}(n \cdot B1)$			
a2	-21,4303	termo $C2 \cdot \text{sen}(n \cdot B2)$			
a3	21,8130	termo $C3 \cdot \text{sen}(n \cdot B3)$			
a4	50,8134	termo $C4 \cdot \text{sen}(n \cdot B4)$			
a5	50,8134	termo $C5 \cdot \text{sen}(n \cdot B5)$			
COEFICIENTE DE ANÁLISE DA HARMÔNICA FUNDAMENTAL					
	1,2732	termo $4/\pi$			
a1	54,5295	termo $C1 \cdot \text{sen}(B1)$			
a2	51,7373	termo $C2 \cdot \text{sen}(B2)$			
a3	45,2211	termo $C3 \cdot \text{sen}(B3)$			
a4	33,4819	termo $C4 \cdot \text{sen}(B4)$			
a5	21,0476	termo $C5 \cdot \text{sen}(B5)$			
MAGNITUDE DA HARMÔNICA			n =	21,73	
MAGNITUDE DA HARMÔNICA FUNDAMENTAL			1 =	262,31	
PORCENTAGEM DE MMF			=	8,283	%

4. CIRCUITO EQUIVALENTE COM COMPONENTES HARMÔNICAS

Utilizando a teoria do Veinott, Cyril G [10] descrita no Capítulo 3, em conjunto com a teoria apresentada por Morril, W. J [16] iremos adaptar o circuito equivalente básico para motores de indução monofásicos levando em consideração as componentes harmônicas ímpares. Iniciaremos com o enrolamento principal, e em seguida com o auxiliar, e então finalmente obtendo nosso circuito equivalente final.

4.1 Força Magneto Motriz

A Figura 3-6 representação de um pólo do enrolamento principal de um motor monofásico típico. As bobinas de cada pólo são enroladas concêntricas umas as outras[10], há condutores na bobina exterior. Assim a FMM de um pólo é gerada por meio da posição do entreferro, e a FMM é igual a $C_1 I_m$ para os slots C_1 até C_2 , $(C_1+C_2)I_m$, para C_2 a C_3 , e para C_4 até C_4 temos, $(C_1 +C_2 +C_3+C_4).I_m$, onde I_m é a corrente do enrolamento em análise.

A FMM pode ser representada pela soma de uma onda senoidal e suas componentes harmônicas ímpares assim, uma série infinita de Fourier pode expressar a FMM produzido pelo enrolamento na Figura 3-6, se:

- Todos os pólos têm a mesma configuração,
- Enrolamentos são simétricos sobre seu centro,
- A corrente através de cada condutor é I_m , então somente harmônicas ímpares existirão.

Onde λ é a distância angular entre os slots do estator.

A FMM em qualquer ponto do entreferro pode ser algebricamente expressa por:

$$f_{mm_x} = \frac{4\sqrt{2}}{\pi} [(C_1 \text{sen}(B_1) + C_2 \text{sen}(B_2) + C_3 \text{sen}(B_3) \dots) \cdot \cos(\frac{\pi x}{\lambda}) + \frac{1}{3} (C_1 \text{sen}(3B_1) + C_2 \text{sen}(3B_2) + C_3 \text{sen}(3B_3) \dots) \cdot \cos(\frac{3\pi x}{\lambda}) + \dots + \frac{1}{n} (C_1 \text{sen}(nB_1) + C_2 \text{sen}(nB_2) + C_3 \text{sen}(nB_3) \dots) \cdot \cos(\frac{n\pi x}{\lambda})] \cdot (I_m \cos(2\pi f t)) \quad (4.1)$$

Os termos entre parênteses na equação (4.1) são funções obtidas pela distribuição dos enrolamentos e podem ser substituídos por CK_{wn} e simplificados para (4.2):

$$f_{mm_x} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi P} [(CK_{w1} \cos(\frac{\pi x}{\lambda}) + CK_{w3} \cos(\frac{3\pi x}{\lambda}) + CK_{wn} \cos(\frac{n\pi x}{\lambda})] I_m \cos(2\pi f t) \quad (4.2)$$

Onde K_{wn} é o fator de enrolamento para cada “n” harmônico, ímpar, calculado conforme (4.3):

$$K_{wn} = \frac{(C_1 \text{sen}(nB_1) + C_2 \text{sen}(nB_2) + C_3 \text{sen}(nB_3) + \dots)}{n(C_1 + C_2 + C_3 + \dots)} \quad (4.3)$$

Utilizando as relações trigonométricas, vamos ajustar a nossa equação, (4.4):

$$\begin{aligned}
 fmm_x = & \frac{\sqrt{2}I_m}{\pi P} \{ CK_{w1} [\cos(\frac{\pi x}{\lambda} - 2\pi ft) + \cos(\frac{\pi x}{\lambda} + 2\pi ft)] + \\
 & CK_{w3} [\cos(\frac{3\pi x}{\lambda} - 2\pi ft) + \cos(\frac{3\pi x}{\lambda} + 2\pi ft)] + \\
 & CK_{w5} [\cos(\frac{5\pi x}{\lambda} - 2\pi ft) + \cos(\frac{5\pi x}{\lambda} + 2\pi ft)] + \dots \\
 & CK_{wn} [\cos(\frac{n\pi x}{\lambda} - 2\pi ft) + \cos(\frac{n\pi x}{\lambda} + 2\pi ft)] \}
 \end{aligned}
 \tag{4.4}$$

A Equação (4.4) pode ser representada em forma gráfica pela Figura 4-1, onde uma onda para frente (F) e uma onda para trás (B) deslocadas entre si em 30° em suas respectivas direções. A soma das duas ondas representado por (A) foi reduzida em magnitude igual $\cos(30^\circ)$, ou seja, 0,866 vezes a onda original no tempo zero⁴.

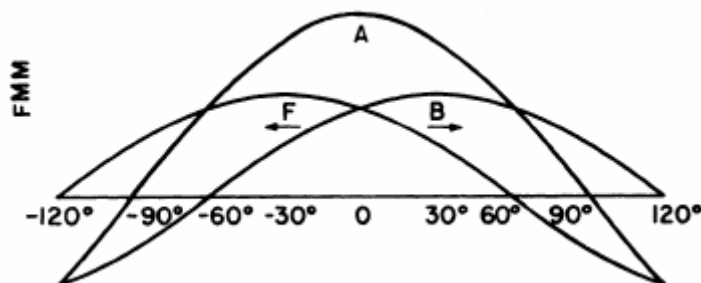


Figura 4-1 – FMM do enrolamento Principal, substituído por duas componentes em direções diferentes.

O valor máximo da onda pulsante (A) é igual a duas vezes o valor máximo da onda F ou B (Frente e Trás e, inglês). O primeiro termo entre parênteses em (4.4) é o componente para frente e o segundo termo é para trás da FMM fundamental. A componente de terceira harmônica da FMM é o terceiro termo, assim como o enésimo termo é a FMM da enésima harmônica.

Cada campo, incluindo os campos para frente e para trás gera correntes com frequências diferentes e similares a configurações nos pólos condutores do rotor. A impedância dos condutores do rotor varia com a frequência e, portanto, não há uma relação comum entre o componente de magnetização e componente corrente do rotor para os diversos campos.

A corrente de enrolamento principal (I_m) pode ser dividida em uma componente de magnetização (I_{Mn}) e um componente do rotor (I_{2n}) para cada campo. Mas as duas componentes, quando somados, devem ser iguais, I_m . Ao determinar os campos magnéticos reais, apenas I_{Mn} é usado para determinar a força de campo, (4.5), que por sua vez deve ser novamente dividida entre as componentes para frente e para trás.

⁴ A Figura 4-1 representa 2 vetores de magnitude $A/2$, se movendo em direções opostas, no $t=t$, temos que elas tomam posição de wt , horizontalmente e verticalmente em relação ao eixo horizontal, dessa forma, se fizermos o calculo de vetores, temos que a sua é $A\cos(wt)$. Veinott, Cyril G [10] pagina 184, 185.

$$\begin{aligned}\dot{I}_{Mfn} &= \sqrt{2}I_{Mfn} \cos(2\pi ft + b_{fn}) \\ \ddot{I}_{Mfn} &= \sqrt{2}I_{Mfn} \cos\left(\frac{n\pi x}{\lambda} - 2\pi ft - b_{fn}\right)\end{aligned}\quad (4.5)$$

Na (4.5), b_{fn} representa o ângulo de fase entre I_{Mfn} e I_m ou o ângulo pelo qual o pico da enésima harmônica é deslocada de zero graus no tempo zero. Os dois pontos acima do I_{Mfn} referência às harmônicas de enésima ordem, e a distancia ao redor do entreferro e FMM produz um campo magnético:

$$\begin{aligned}mmf_x &= \frac{2\sqrt{2}}{\pi P} \left\{ CK_{w1} \left[\frac{I_{Mf1}}{2} \cos\left(\frac{\pi x}{\lambda} - 2\pi ft - b_{f1}\right) + \frac{I_{Mb1}}{2} \cos\left(\frac{\pi x}{\lambda} + 2\pi ft + b_{b1}\right) \right] + \right. \\ &CK_{w3} \left[\frac{I_{Mf3}}{2} \cos\left(\frac{3\pi x}{\lambda} - 2\pi ft - b_{f3}\right) + \frac{I_{Mb3}}{2} \cos\left(\frac{3\pi x}{\lambda} + 2\pi ft + b_{b3}\right) \right] + \\ &CK_{w5} \left[\frac{I_{Mf5}}{2} \cos\left(\frac{5\pi x}{\lambda} - 2\pi ft - b_{f5}\right) + \frac{I_{Mb5}}{2} \cos\left(\frac{5\pi x}{\lambda} + 2\pi ft + b_{b5}\right) \right] + \dots \\ &\left. CK_{wn} \left[\frac{I_{Mfn}}{2} \cos\left(\frac{n\pi x}{\lambda} - 2\pi ft - b_{fn}\right) + \frac{I_{Mbn}}{2} \cos\left(\frac{n\pi x}{\lambda} + 2\pi ft + b_{bn}\right) \right] \right\}\end{aligned}\quad (4.6)$$

Onde,

$$\dot{I}_m = \dot{I}_{Mf1} + \dot{I}_{2f1} = \dot{I}_{Mb1} + \dot{I}_{2b1} = \dot{I}_{Mfn} + \dot{I}_{2fn} = \dot{I}_{Mbn} + \dot{I}_{2bn}\quad (4.7)$$

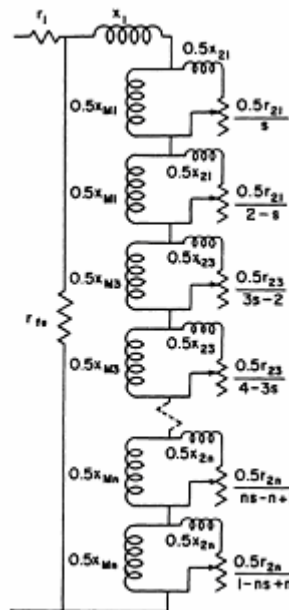
4.2 Circuito equivalente do enrolamento principal

Morril, W. J usa o termo,

$$I_{Mf1} \cos\left(\frac{\pi x}{\lambda} + 2\pi ft - b_{f1}\right) + I_{Mb1} \cos\left(\frac{\pi x}{\lambda} - 2\pi ft + b_{b1}\right)\quad (4.8)$$

Para desenvolver a parte fundamental do circuito equivalente de um motor monofásico mostrado na parte superior do Circuito 2.

O campo gerado pela terceira harmônica, o segundo termo da equação (4.6), é semelhante ao campo fundamental, porém possui uma magnitude diferente, uma relação de fase diferente, e três vezes o número de pólos. O terceiro campo harmônico pode ser considerado como um campo gerado por um motor com três vezes mais pólos que o gerado pelo campo fundamental.



Circuito 2 – Circuito equivalente monofásico do enrolamento principal, com harmônicas.

O valor máximo da FMM de terceira harmônica para frente, que é igual a:

$$fmm_x = (\sqrt{2} / \pi P).CK_{w3}I_{Mf3} \quad (4.9)$$

Comparado com a FMM máxima do campo fundamentais:

$$fmm_x = (\sqrt{2} / \pi P). CK_{w1} I_{Mf1} \quad (4.10)$$

Intensidade do campo em qualquer ponto do entreferro é igual à FMM, dividido pela relutância do caminho de fluxo. A relutância total do caminho de fluxo é a relutância efetiva do entreferro, multiplicado pelo fator de saturação, K_m .

A intensidade do campo é igual a:

$$\begin{aligned}
B_x = & \frac{3,19}{\pi P g_e K_m} \{ CK_{w1} [I_{Mf1} \cos(\frac{\pi x}{\lambda} - 2\pi f t - b_{f1}) + I_{Mb1} \cos(\frac{\pi x}{\lambda} + 2\pi f t + b_{b1})] + \\
& CK_{w3} [I_{Mf3} \cos(\frac{3\pi x}{\lambda} - 2\pi f t - b_{f3}) + I_{Mb3} \cos(\frac{3\pi x}{\lambda} + 2\pi f t + b_{b3})] + \dots \\
& CK_{wn} [I_{Mfn} \cos(\frac{n\pi x}{\lambda} - 2\pi f t - b_{fn}) + I_{Mbn} \cos(\frac{n\pi x}{\lambda} + 2\pi f t + b_{bn})] \}
\end{aligned} \tag{4.11}$$

O campo mostrado pela (4.11), gera uma tensão no enrolamento primário igual a:

$$E_x = \frac{2\pi f(0,647)10^{-8}C^2A_g}{2Pg_eK_m} \{K_{w1}^2[I_{Mf1}\sin(2\pi ft + b_{f1}) + I_{Mb1}\sin(2\pi ft + b_{b1})] + K_{w3}^2[I_{Mf3}\sin(2\pi ft + b_{f3}) + I_{Mb3}\sin(2\pi ft + b_{b3})] + \dots K_{wn}^2[I_{Mfn}\sin(2\pi ft + b_{fn}) + I_{Mbn}\sin(2\pi ft + b_{bn})]\} \quad (4.12)$$

Usando fasores e impedâncias complexas, temos:

$$\begin{aligned} \dot{E}_2 = & 0,5j\dot{I}_{Mf1}x_{M1} + 0,5j\dot{I}_{Mb1}x_{M1} + 0,5j\dot{I}_{Mf3}x_{M3} + 0,5j\dot{I}_{Mb3}x_{M3} \\ & + \dots + 0,5j\dot{I}_{Mfn}x_{Mn} + 0,5j\dot{I}_{Mbn}x_{Mn} \end{aligned} \quad (4.13)$$

onde:

$$\begin{aligned} x_{Mn} &= \frac{2\pi f (0,647) 10^{-8} C^2 K_{wn} A_g C_{skn}}{Pg_e K_M} \\ \dot{I}_{Mfn} &= \sqrt{2} I_{Mfn} \cos(2\pi f t + b_{fn}) \\ \dot{I}_{Mbn} &= \sqrt{2} I_{Mbn} \cos(2\pi f t + b_{bn}) \end{aligned} \quad (4.14)$$

Assumindo todas as impedâncias do rotor “relativas” ao enrolamento principal, como se o rotor tivesse o mesmo número de condutores que enrolamento principal, uma tensão E_2 seria induzida no circuito quando rotor está parado.

O componente do campo fundamental se move para frente em velocidade síncrona (N) na mesma direção do rotor, já a terceira harmônica do campo se move a um terço da velocidade síncrona e assim como a enésima harmônica, n^{th} , se move a enésima parte da velocidade síncrona, N/n^{th} . Os campos para frente e para trás estão se movendo na mesma velocidade, mas em direções opostas, dessa forma o rotor gera uma tensão:

$$\begin{aligned} \dot{E}_2 = & 0,5[j\dot{I}_{Mf1}x_{M1}s + j\dot{I}_{Mb1}x_{M1}(2-s) + j\dot{I}_{Mf3}x_{M3}(3s-2) + \\ & j\dot{I}_{Mb3}x_{M3}(4-3s) + \dots + j\dot{I}_{Mfn}x_{Mn}(ns-n+1) + j\dot{I}_{Mbn}x_{Mn}(1-ns+n)] \end{aligned} \quad (4.15)$$

A frequência no rotor é o modulo de $(ns-n+1)f$ para o campo para frente e $(1-ns+n)f$, no campo para trás. A corrente do rotor I_{2n} é calculada pelas equações (4.16) e (4.17):

$$I_{2f1} = \frac{j\dot{I}_{Mf1}x_{M1}}{\frac{r_{21}}{s} + jx_{21}} \quad I_{2b1} = \frac{j\dot{I}_{Mb1}x_{M1}}{\frac{r_{21}}{(2-s)} + jx_{21}} \quad (4.16)$$

$$I_{2fn} = \frac{j\dot{I}_{Mfn}x_{Mn}}{\frac{r_{2n}}{(ns-n+1)} + jx_{2n}} \quad I_{2bn} = \frac{j\dot{I}_{Mbn}x_{Mn}}{\frac{r_{21}}{(1-ns+n)} + jx_{2n}} \quad (4.17)$$

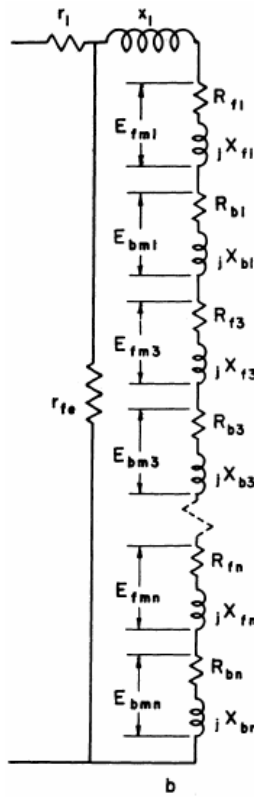
Usando o circuito simplificado, a tensão induzida no enrolamento primário é calculada pela equação (4.18), que é calculada por meio das equações (4.12) até (4.14):

$$\dot{E}_2 = \dot{I}_m(\dot{Z}_{f1} + \dot{Z}_{b1} + \dot{Z}_{f3} + \dot{Z}_{b3} + \dots + \dot{Z}_{fn} + \dot{Z}_{bn}) \quad (4.18)$$

O torque síncrono, em watts, é igual com a ordem da harmônica (n), multiplicado pela energia gerada pelo campo para frente do rotor, menos energia fornecida ao campo para trás do rotor, (4.19):

$$T = 0,5 \left[\frac{I_{2f1}^2 r_{21}}{s} - \frac{I_{2b1}^2 r_{21}}{(2-s)} + \dots + n \left(\frac{I_{2fn}^2 r_{2n}}{(ns-n+1)} - \frac{I_{2bn}^2 r_{2n}}{(1-ns+n)} \right) \right] \quad (4.19)$$

O Circuito 3 representa o circuito equivalente de um MIM, com as impedâncias do enrolamento principal e nesse ponto foi considerando o circuito do rotor. Para cada componente harmônica a corrente do rotor é adicionada à corrente de magnetização para se igualar a corrente de linha. Além disso, E_2 , tensão total induzida no primário, é igual à soma das tensões harmônicas (para frente e para trás), como é evidente em (4.12) e (4.13). A resistência usada para representar a perda no ferro é incorporada arbitrariamente nos Circuito 2 e Circuito 3 garantindo que a tensão sobre a resistência seja igual à soma de todas as densidades de fluxo no motor. Os circuitos em paralelo da Circuito 2 podem ser combinados em uma série de circuitos Circuito 3.



Circuito 3 – Circuito equivalente do enrolamento principal com harmônicas, simplificado.

Finalmente o torque síncrono, em watts, pode ser calculado por meio de (4.20):

$$T = I_m^2 [R_{f1} - R_{b1} + 3(R_{f3} - R_{b3}) + \dots + n(R_{fn} - R_{bn})] \quad (4.20)$$

4.3 Circuito equivalente do enrolamento principal e auxiliar.

Um enrolamento auxiliar pode ser adicionado ao enrolamento principal, de forma a garantir um deslocamento de fase onde seus pólos ou enrolamentos estão 90° defasados entre si. Neste caso, a bobina auxiliar está deslocada na direção oposta à rotação com referência a bobina principal. Se os

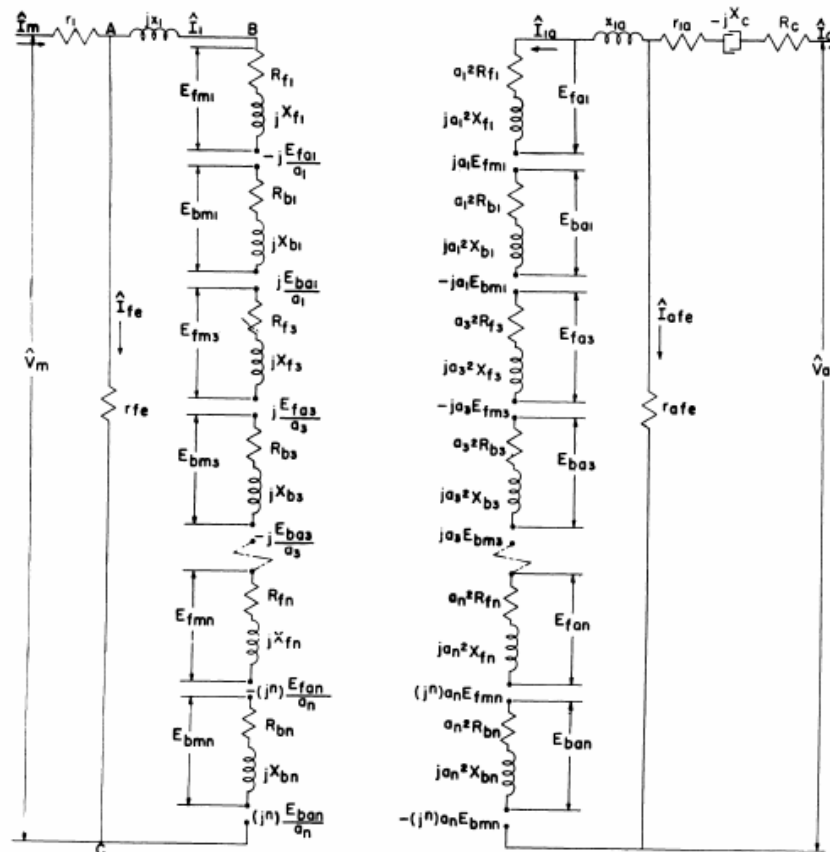
coeficientes de enrolamento da harmônica fundamental e do n^{th} harmônica do enrolamento auxiliar são $C_a K_{wa1}$ e $C_a K_{wan}$, respectivamente, então a relação por meio dos coeficientes de enrolamento será:

$$a_1 = \frac{C_a K_{wa1}}{CK_{w1}} \quad a_3 = \frac{C_a K_{wa3}}{CK_{w3}} \quad a_n = \frac{C_a K_{wan}}{CK_{wn}} \quad (4.21)$$

A análise do enrolamento auxiliar será semelhante ao enrolamento principal, com a ressalva de que os coeficientes aCK_{w1} serão usados para substituir coeficientes do enrolamento principal CK_{w1} , e a_nCK_{wn} substituirá CK_{wn} para as componentes harmônicas. A corrente utilizada como referência de fase será a do enrolamento auxiliar (I_a). Desde que o centro do enrolamento principal seja usado como referência da (4.11) que também será modificada pelo deslocamento de fase, ou seja, pelo ângulo de $\pi/2$ radianos (90°). A intensidade do campo do enrolamento auxiliar é expressa:

$$\begin{aligned} B_{xa} = & \frac{3,19}{\pi P g_e K_M} \{ a_1 CK_{w1} [I_{Mf1} \cos(\frac{\pi x}{\lambda} - \frac{\pi}{2} - 2\pi f t - b_{f1}) + \\ & I_{Mb1} \cos(\frac{\pi x}{\lambda} - \frac{\pi}{2} + 2\pi f t + b_{b1})] + \\ & a_3 CK_{w3} [I_{Mf3} \cos(\frac{3\pi x}{\lambda} - \frac{3\pi}{2} - 2\pi f t - b_{f3}) + \\ & I_{Mb3} \cos(\frac{3\pi x}{\lambda} - \frac{3\pi}{2} + 2\pi f t + b_{b3})] + \dots + \\ & a_n CK_{wn} [I_{Mfn} \cos(\frac{n\pi x}{\lambda} - \frac{n\pi}{2} - 2\pi f t - b_{fn}) + \\ & I_{Mbn} \cos(\frac{n\pi x}{\lambda} - \frac{n\pi}{2} + 2\pi f t + b_{bn})] \} \end{aligned} \quad (4.22)$$

Então seguindo os mesmos conceitos adotados para o enrolamento principal, temos:



Circuito 4 – Circuito equivalente do enrolamento principal e auxiliar com componentes harmônicas.

5. ANÁLISE DOS RESULTADOS

5.1 Simulação computacional

Utilizando o Software SPEED⁵, os projetos serão simulados considerando, ou não, a influência das harmônicas na curva de toque.

5.1.1 Método de cálculo – Campos cruzados - SPEED⁵

Essa teoria baseia-se na existência de duas tensões: uma chamada tensão de velocidade, que é induzida no rotor devido à sua rotação em relação ao campo pulsante do estator e outra chamada tensão de transformador que é gerada também no rotor por ação de transformador devido à variação no tempo do campo do estator. Cada uma dessas tensões induzidas dará origem a uma corrente. A frequência da corrente do rotor, relativa à tensão de velocidade é elevada, pois é proporcional à velocidade do rotor; sendo assim, a reatância do rotor será elevada, podendo o mesmo ser visto como um elemento praticamente indutivo. Desse modo, as correntes geradas pela tensão de velocidade estarão em quadratura com as correntes devido à tensão de transformador.

⁵ Software Comercial, criado pelo Prof. Tim Miller na Universidade de Glasgow.

A corrente gerada pela tensão de velocidade dará origem a um campo pulsante e ortogonal ao campo do estator Figura 5-1. A ação combinada desses dois campos gera um campo resultante girante de amplitude quase constante, obtendo-se as condições necessárias para o funcionamento do motor. Como a tensão de velocidade só existe quando o motor está em movimento, para a partida (velocidade nula) é necessário utilizar alguma técnica de partida, como por exemplo, a colocação do enrolamento auxiliar.

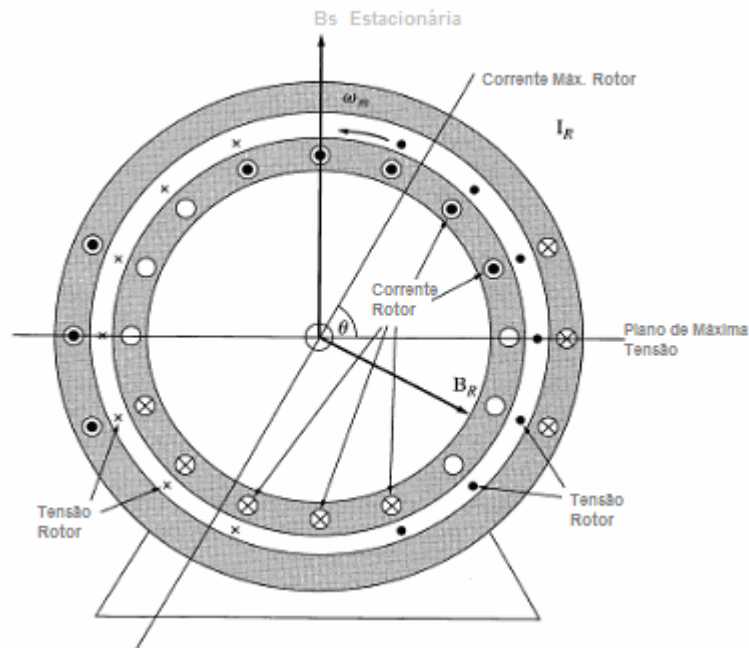


Figura 5-1 – Esquema do fluxo magnético segundo teoria de campos cruzados.

Dois trabalhos clássicos representativos desta teoria são o de H. R. West [14] e o de F. Puchstein e T.C. Lloyd [15].

West, através de métodos puramente numéricos mostra que a teoria de campos cruzados apresenta bons resultados do desempenho do motor. Por meio das expressões de corrente obtidas das equações de Kirchhoff são desenvolvidas expressões para o campo do estator, cujo eixo é denominado de eixo de transformador, e para o campo devido à tensão de velocidade, tendo seu eixo chamado de eixo de campo. O conjugado desenvolvido será a resultante da composição dos dois componentes: um devido à interação entre a corrente de rotor segundo o eixo transformador e o campo no sentido do eixo de campo; e o outro devido à interação da corrente do rotor segundo o eixo de campo e o campo do eixo transformador.

Puchstein e Lloyd, de maneira similar a West, aplicam a teoria dos campos cruzados para analisar o motor monofásico com capacitor. Sustentam que a teoria de campos cruzados facilita os estudos dos efeitos de saturação e perdas no núcleo, enquanto a teoria de duplo campo girante facilita o estudo dos efeitos do conjugado pulsante sobreposto ao conjugado médio (Torque médio).

5.2 Dinamômetro

5.2.1 Visão geral

O dinamômetro consiste em um motor DC e motor AC acoplados a um eixo comum. O motor DC aciona o motor AC de forma a girar em sua velocidade síncrona até zero. Quando a saída do motor AC exceder o torque gerado pelo motor DC, este age como um gerador, e a energia gerada é dissipada em um banco de resistores pelo motor DC.

A saída de torque do motor AC é medida com um transdutor de torque do tipo de reação Lebow, célula de carga, sobre o qual o estator AC está montado. O Transdutor é então encaixado com um aparelho amortecedor por um líquido de silício e a reação do transdutor mede o torque desenvolvido pelo motor AC sem efeitos de atrito.

A velocidade do motor é controlada por um servo motor de circuito completamente fechado que pode variar ou manter constante a velocidade, dependendo do teste.

5.2.2 Tipos de testes

- Velocidade versus Torque
- Rotor Travado
- Giros lentos (Análise de torque em baixas rotações)
- Teste de Multi-Tensão (Análise de comportamento da curva de torque em função da tensão)
- Elevação de Temperatura
- Teste de Enrolamento Duplo
- Teste de Velocidade Lenta (Análise de torque em baixas rotações, 250-500 rpm)

Nesse caso vamos discutir somente o teste de Velocidade versus Torque

5.2.3 Teste de velocidade versus torque

A curva de torque versus velocidade é gerada da velocidade síncrona até zero, com uma duração total de aproximadamente 11 segundos, chamado de modo rampa abaixo. Nesse modo, o motor DC gira o sistema em velocidade síncrona, 3600 rpm para 60Hz, nesse momento o motor AC, em teste, é alimentado e sua velocidade variada até zero rpm.

A forma da curva de velocidade-tempo é parabólica para dois terços do tempo e linear para o resto, isso permite aos instrumentos terem maiores precisões nas leituras de torque, corrente e potência.

Sendo (5.1) o primeiro terço e (5.2) o segundo terço da curva.

$$N = S - \frac{(9 \times S \times t^2)}{(8 \times T_1^2)} \quad 0 \leq t \leq \frac{2T_1}{3} \quad (5.1)$$

$$N = 1,5S - (1,5 \times S \times \frac{t}{T_1}) \quad \frac{2T_1}{3} \leq t \leq T_1 \quad (5.2)$$

5.3 Teste de partida em gabinete

5.3.1 Condições

Testes de partida devem ser conduzidos em um sistema de refrigeração adequadamente dimensionado. Consideração deve ser dada à dimensão dos tubos e ao volume do sistema, carregado com o tipo e quantidade de refrigerante adequado e instalado com os componentes elétricos corretos (relé, capacitor, etc).

Tabela 5-1 – Tensões mínimas e máximas de funcionamento.

Tensão Nominal		Frequência (Hz)		Teste de Funcionamento Testes de Carga Mín e Máx			
Vr1	Vr2	F1	F2	-Vr	+Vr	-Vr	+Vr
220	220	60	50	187	242	180	242

Tabela 5-2 – Tabela de temperaturas para partida em gabinete.

CONDIÇÕES DO TESTE DE PARTIDA						
Teste Número	Tipo de Aplicação	Auto Equalizante (LST)		Não Auto-Equalizante (HST)		Temperaturas do Motor
		Temp. Evap. °F/°C	Temp. Cond. °F/°C	Temp. Evap. °F/°C	Temp. Cond. °F/°C	
5.1	LBP	59°/ 15°	59°/ 15°	55°/ 12.8°	115°/ 46.1°	176° - 199°F (80° - 93°C)

Tabela 5-3 - Tabela de pressões para partida em gabinete.

Temperatura °F/°C	Refrigerantes e Pressões do Teste de Partida (PSIG)				
	R-134a	R-22	R-407-C	R404A	R-410A
55°/12.8°	51	93	96	113	158
59°/15°	56	100	103	122	167
70°/21.1°	71	122	127	148	201
90°/32.2°	104	168	177	202	278
115°/46.1°	159	243	259	290	391
122°/50°	177	267	285	318	429
Pressão de Partida Mínima à Frio	40	74	77	90	126

5.3.2 Teste de partida a frio

O teste de partida a frio simula a partida do compressor na linha de produção do cliente, onde o compressor hermético é instalado no refrigerador. Os testes de gabinete são conduzidos a 110°F (43°C). Se um gabinete representativo estiver sendo usado para a aprovação de um motor, pressões de partida maiores do que as normais devem ser consideradas para simular uma situação pior. Estas pressões maiores podem ser conseguidas adicionando-se mais refrigerante ao sistema. O compressor deve partir a 85% da tensão nominal (tensão sem carga). Se o compressor não partir, eleve a tensão e determine onde uma partida bem sucedida puder ser conseguida. O teste de partida a frio é conduzido a pressões que não sejam menores do que a mínima pressão especificada na Tabela 5-2 e Tabela 5-3.

Cuidado deve ser tomado durante o teste de partida a frio para assegurar que o fornecimento de energia seja adequadamente dimensionado para a carga (LRA). O sistema de teste deve simular o desempenho esperado num sistema de teste de partida adequadamente projetado num local de OEM.

Testes de confirmação de partida a frio podem ser conduzidos em sistemas representativos usando a máxima carga de refrigerante que é recomendada para o modelo envolvido.

5.3.3 Teste de partida auto-equalizante (quente)

O teste de partida auto-equalizante deve ser realizado em motores com Baixo Torque de Partida (LST). O teste é realizado após o motor ter sido aquecido até 176-199°F (80 – 93°C) por resistência e o compressor estiver nas condições equalizadas especificadas na Tabela 5-2 e Tabela 5-3. Essas condições são obtidas funcionando o compressor, bloqueando o condensador, adicionando calor ao evaporador e/ou controlando velocidades do ventilador.

5.3.4 Exigências

Um compressor deve partir dentro de 360 ciclos para aplicações de 60 Hz e 300 ciclos para aplicações de 50 Hz. Se um compressor parte e atinge a velocidade plena e então mantém esta velocidade, esta é considerada uma partida bem sucedida. Para determinar uma tensão de partida mínima, o compressor deve ter três (3) partidas bem sucedidas nessa tensão com o rotor na posição mais desfavorável conforme o procedimento de teste de partida do laboratório. Para fins de produção, todos os compressores devem partir numa tensão mínima que seja igual aos valores especificados na Tabela 5-1.

6. PROJETOS

Nesse capítulo serão apresentados os cinco projetos que serviram como base para análise e estudo dos efeitos harmônicos. Esses projetos estão separados da seguinte forma, o primeiro é um projeto otimizado, com valores de componentes harmônicas muito próximas de zero, uma base de referencia para os outros projetos. O segundo projeto, tem como principal característica a presença da harmônica de terceira ordem, assim como o terceiro tem a harmônica de quinta ordem e o quarto de sétima ordem. O quinto e último projeto é um comparativo entre o Motor#3 e Motor#4. Os compressores foram instalados e testados em um compressor de 650 btu/h, e aplicado em geladeiras de 2 portas.

Para tornar a apresentação dos projetos mais dinâmica e prática para a análise, serão apresentados somente seus coeficientes de enrolamento, calculados pelo software SPEED, segundo a equação exemplificada no Capítulo 4, no qual ele define o coeficiente de enrolamento como sendo a relação entre a amplitude da harmônica “*n*” no passo em específico, em função da harmônica total do enrolamento.

De forma padronizada os projetos serão apresentando da seguinte forma, primeiro os coeficientes de bobinagens, seguidos pelo seu circuito equivalente, os resultados tabelados de dinamômetro, as

componentes de cada harmônica normalizada em função da fundamental, assim como a suas curvas de torque reais e simuladas e os gráficos de tensão e corrente no momento da partida no refrigerador.

Todas as simulações computacionais no software SPEED⁵, foram geradas por meia da mesma metodologia, e tem seus resultados de potência, corrente, eficiência e fator de potência, tabelados e comparados com os testados em dinamômetro, no Anexo1, garantindo a precisão dos resultados.

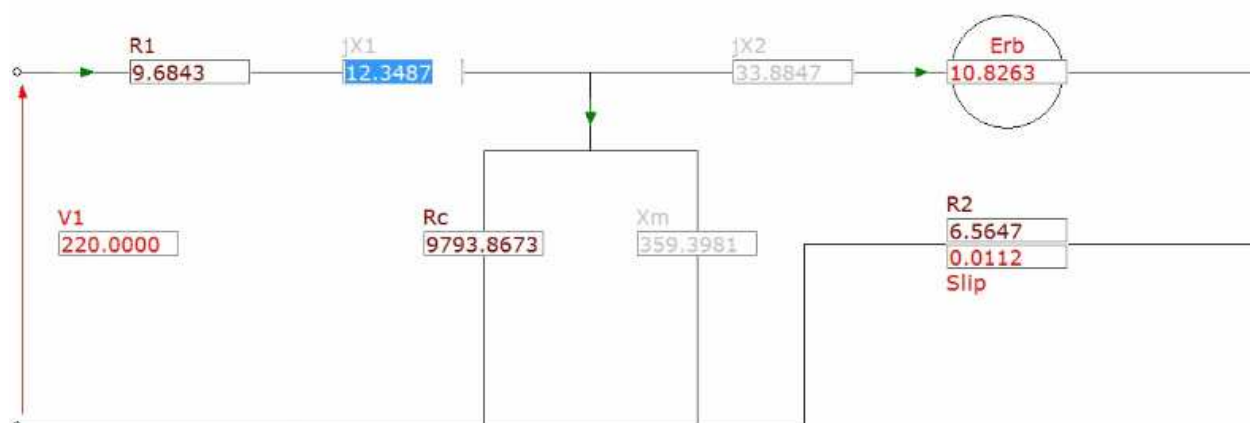
6.1 Projeto otimizado – Motor #1

6.1.1 Coeficiente de enrolamento

Tabela 6-1 – Coeficientes motor #1.

Motor #1		
K_w	Principal	Auxiliar
Fund.	0,7986	0,8375
3ª Harm	0,0127	0,0478
5ª Harm	0,0167	0,1398
7ª Harm	0,0322	0,0869

6.1.2 Circuito equivalente



Circuito 5 – Circuito equivalente motor #1.

6.1.3 Resultados de dinamômetro

Tabela 6-2 – Resultado dinamômetro motor #1.

Estator	Linha		Principal		Auxiliar		RPM	BDT	BDT	SLOW	SLOW	LRA	PF	EEF	Resistência	
	A	W	A	W	A	W		Principal	P+A	15 RPM	250/300	3 SEG.		%		
Motor#1																
Motor#1	1,27	160	1,32	161	***	***	3553	17,9	22,5	7,09	7,24	13,39	0,571	74,90	9,58	20,53

6.1.4 Coeficientes harmônicos

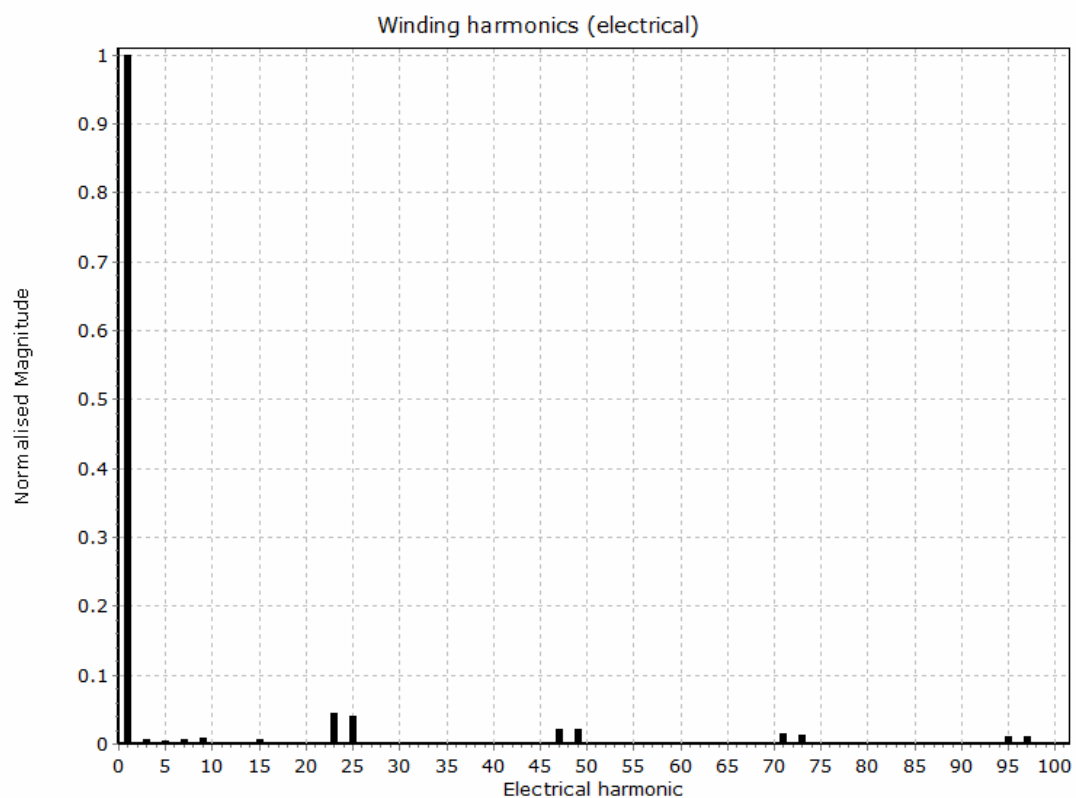


Gráfico 6-1 – Coeficientes harmônicos normalizados enrolamento principal Motor #1.

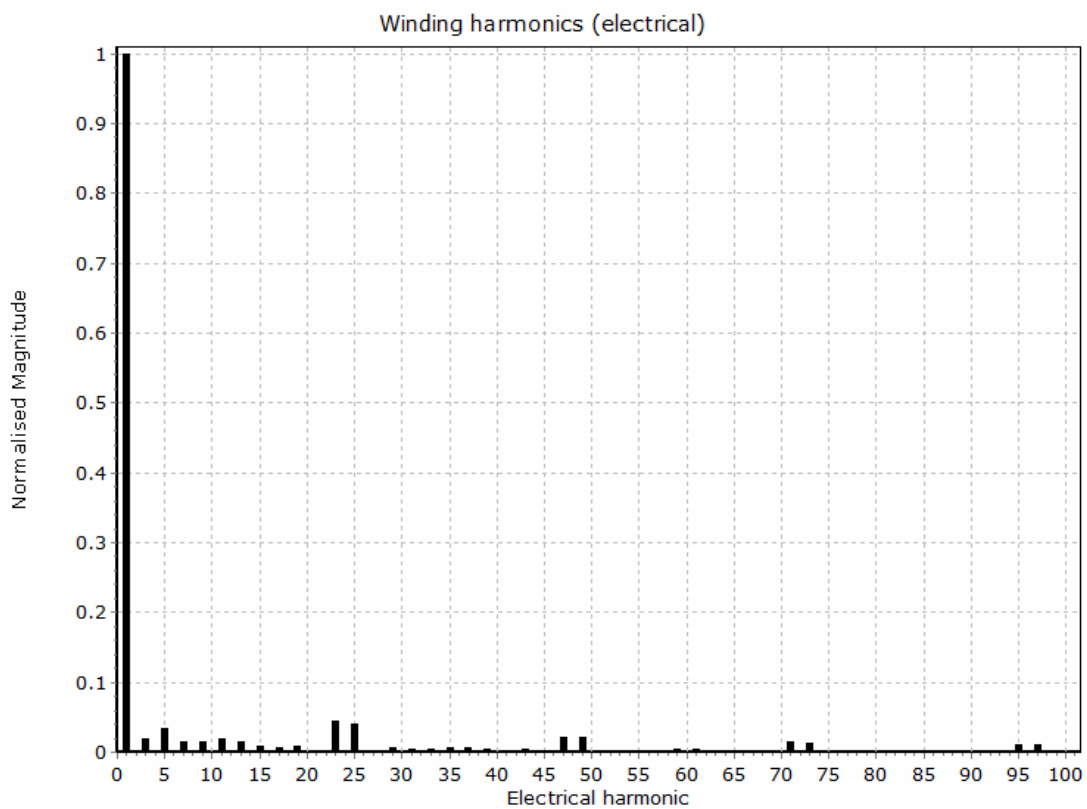


Gráfico 6-2 – Coeficientes harmônicos normalizados enrolamento auxiliar Motor #1.

6.1.5 Curvas de torque

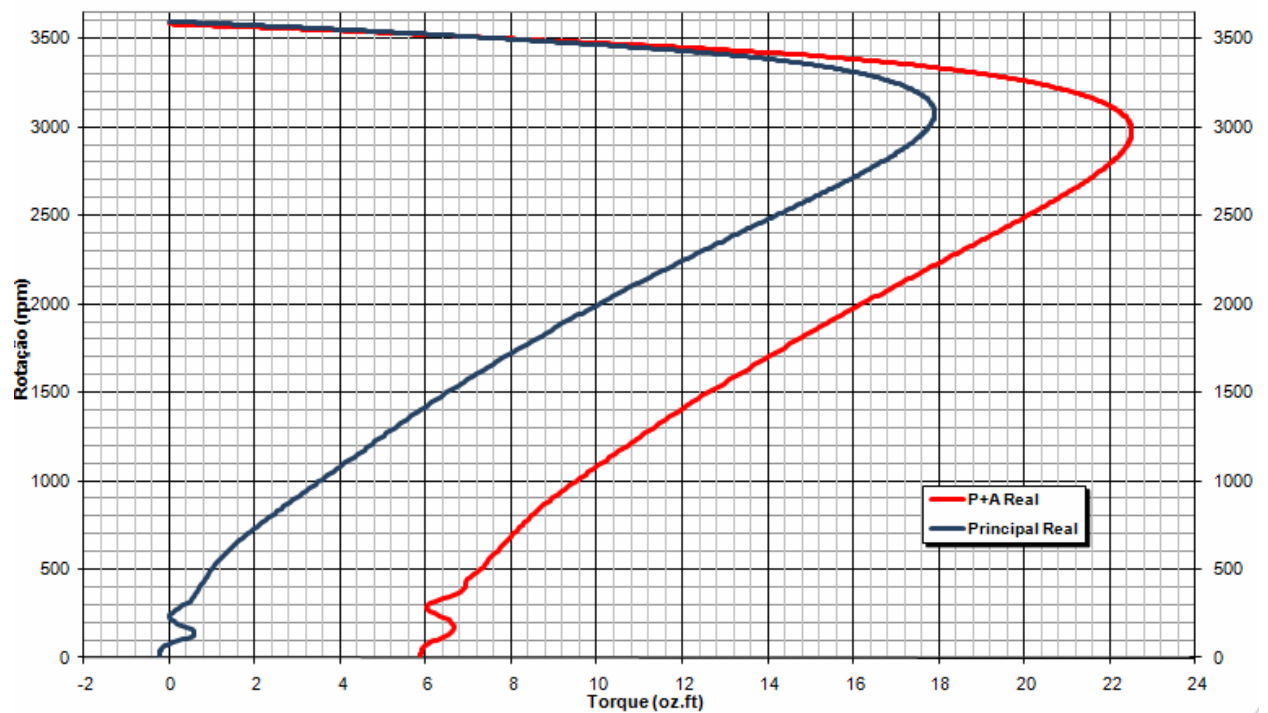


Gráfico 6-3 – Curvas de torque medido Motor #1.

6.1.6 Gráfico de partida em gabinete

6.1.6.1 – Partida equilibrada - Quente

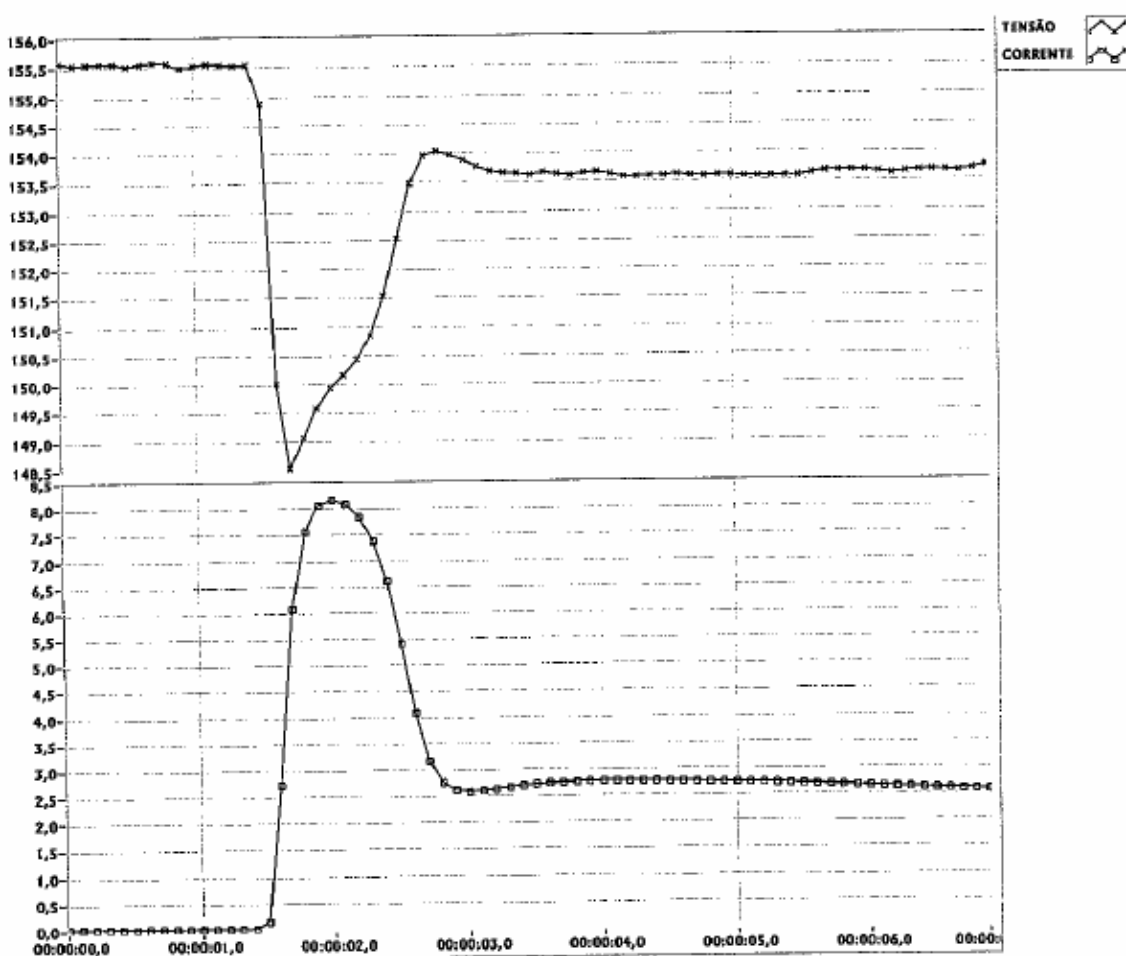


Gráfico 6-4 – Análise de tensão (V) e corrente (A) em partida quente Motor #1.

6.1.6.2 - Partida a frio

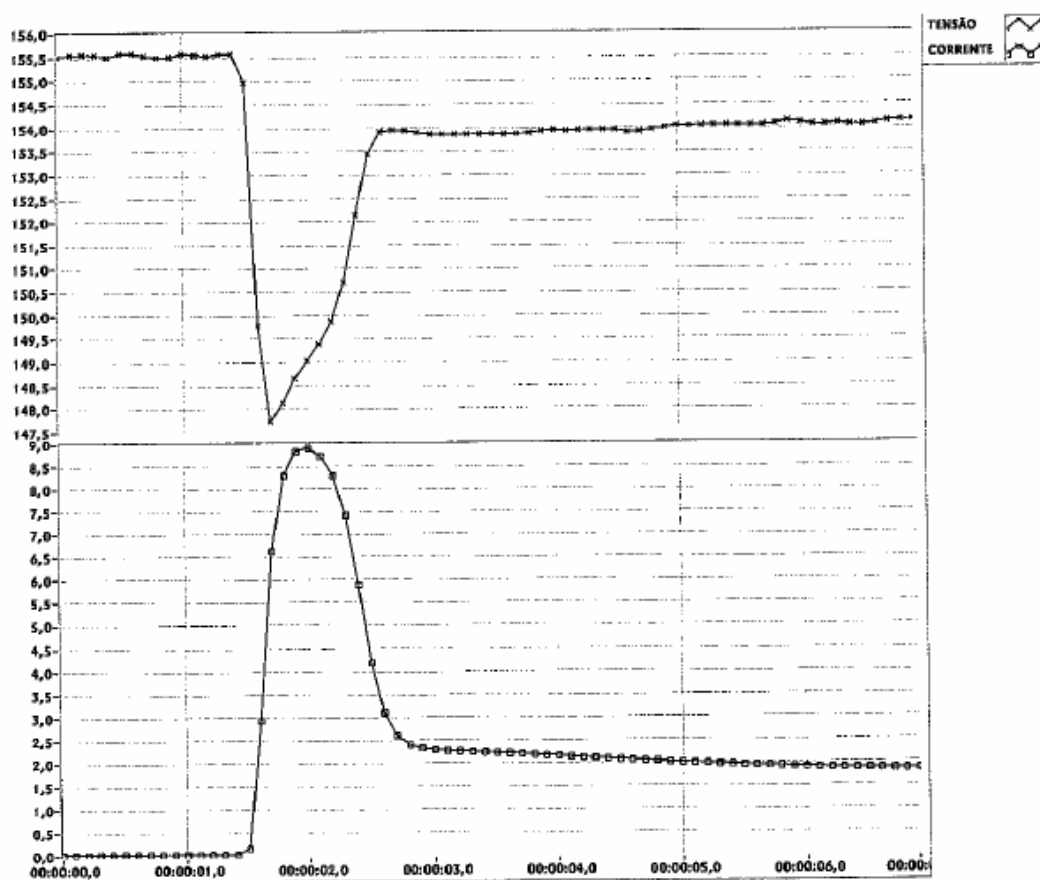


Gráfico 6-5 – Análise de tensão (V) e corrente (A) em partida a frio Motor #1.

6.1.7 Análises

Como referência para os motores seguintes, esse motor foi projetado com valores harmônicos extremamente baixos, levando-se em consideração as limitações impostas pela Tecumseh do Brasil, não excedendo valores mínimos e máximos de preenchimento para cada slot.

Assim como nos projetos seguintes é possível notar no circuito equivalente que os valores de resistência, de estator e rotor, R_1 e R_2 , respectivamente, foram mantidos os mais próximos possíveis dos 4 projetos, o que não foi possível para a reatância, jX_1 e jX_2 , pois a factibilidade é limitada pelo processo de fabricação e pela característica do estator.

O Gráfico 6-1, mostra claramente, o baixo conteúdo harmônico gerado pelo enrolamento principal, tendo seus valores inferiores a 2%, quando comparados com a componente fundamental. Já no enrolamento auxiliar, Gráfico 6-2, o tamanho físico do slot, associado com a distribuição e o número de passos, dificultou a eliminação das harmônicas, porém foi possível reduzir esses valores próximos a 2-3,5%, tornando o efeito desprezível.

Os Gráfico 6-6 e Gráfico 6-7, foram gerados por meio do Software SPEED⁵ e dos dados de dinamômetro permitindo assim uma comparação dos resultados reais com os simulados, facilitando a análise dos efeitos causados pelas perturbações harmônicas.

Nos gráficos simulados, foram geradas duas curvas, a curva simulada e a curva simulada sem influência de componentes harmônicas, Curva Simulada SH⁶.

O SPEED usa uma metodologia muito similar a apresentada no Capítulo 5, porém por meio do Método dos Campos Cruzados⁷, simplesmente, analisando ou não os efeitos das componentes harmônicas, ligados em série no circuito equivalente.

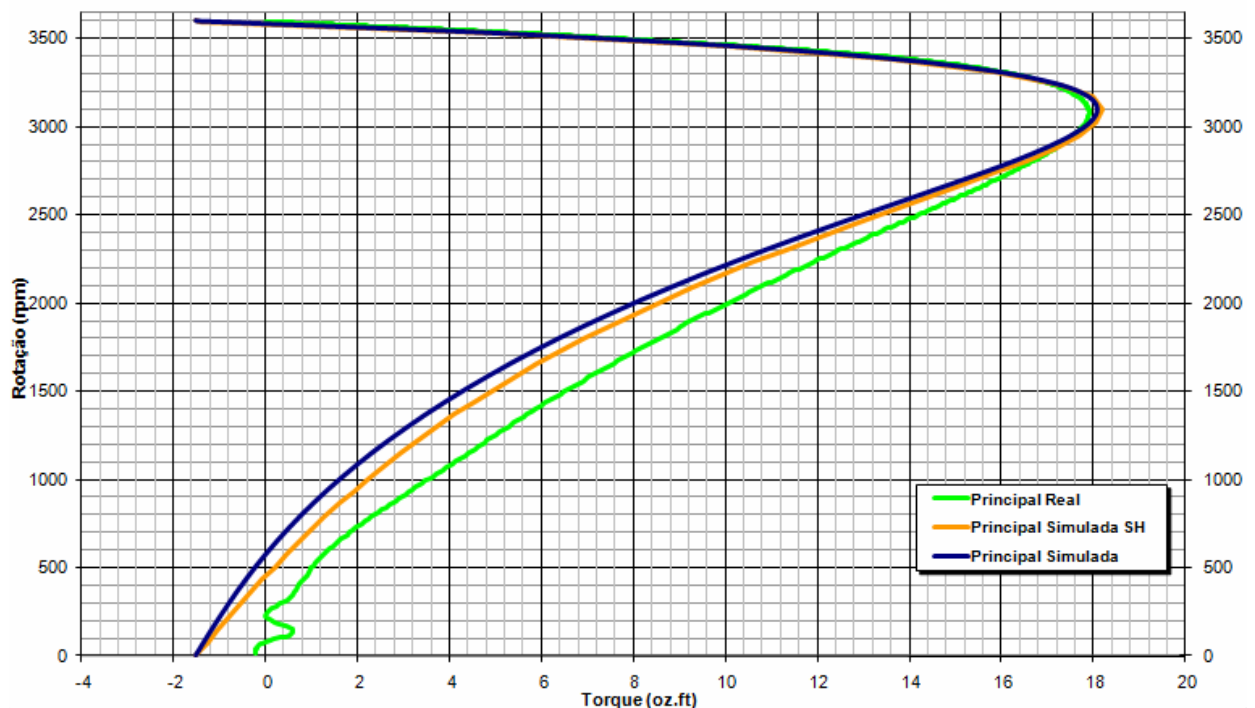


Gráfico 6-6 – Curvas de torque comparativas enrolamento principal Motor #1.

⁶ Curva Simulada SH⁶ é uma curva gerada por meio de uma ferramenta do Software SPEED, que permite que a curva de torque seja gerada sem considerar os componentes harmônicos.

⁷ Apesar do SPEED utilizar o Método dos Campos Cruzados para os cálculos, e toda a criação do circuito equivalente foi baseado nos Métodos dos Campos Girantes, os resultados são muito similares em relação ao torque e o efeito de perturbações harmônicas, visto que os Campos Cruzados leva em consideração uma série de fatores irrelevantes para essa análise. Tal afirmação é demonstrada pelo Prof. Tim Miller.[22]

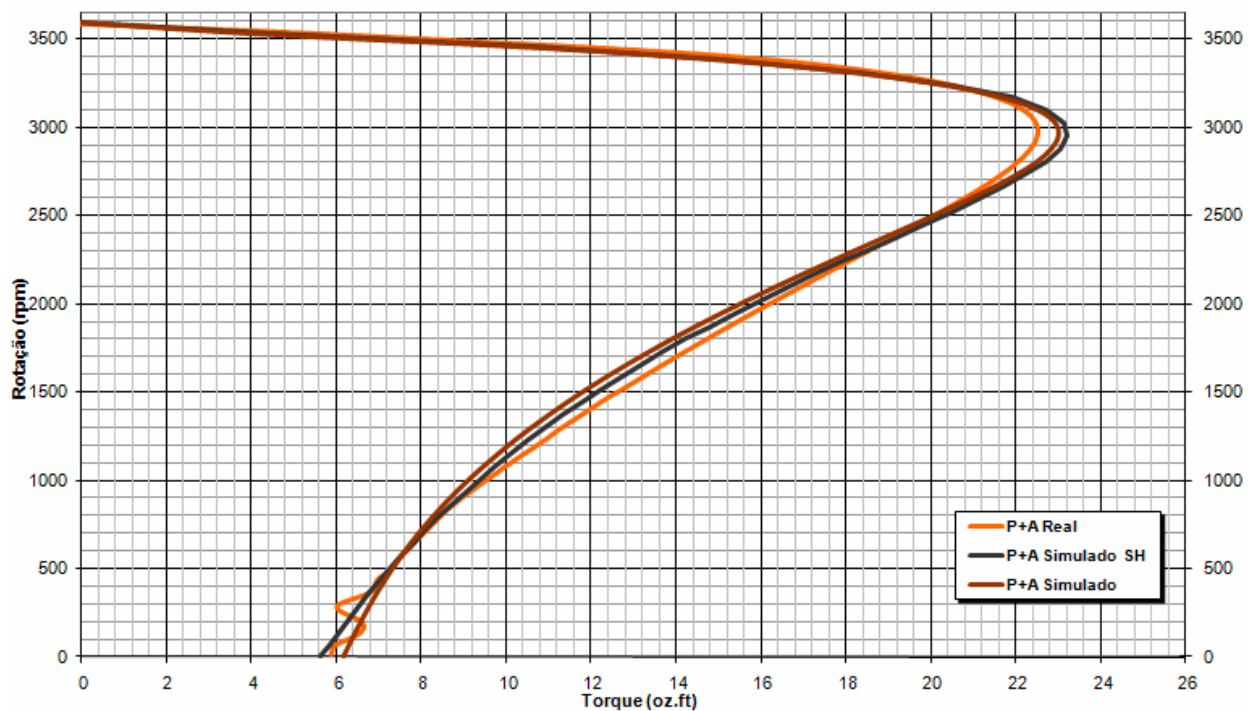


Gráfico 6-7 – Curvas de torque comparativas enrolamento principal + auxiliar Motor #1.

Nos Gráfico 6-6 e Gráfico 6-7 nota-se que a curva SH⁶, está muito próxima da curva com as componentes harmônicas, como se era de se esperar.

Os Gráfico 6-4 e Gráfico 6-5, são os gráficos gerados no instante da partida, e a tensão mínima de partida desse compressor aplicado, é de 155,5V, independente do tipo de teste, Quente ou Frio. Esse valor é muito inferior ao valor requerido pela Tabela 5-1, 180V, permitindo assim uma margem de re-projeto visando uma redução de custo, reduzindo a bitola do fio do enrolamento secundário, ou ainda substituindo-o por alumínio, ou aumento de eficiência, reduzindo a resistência do enrolamento principal.

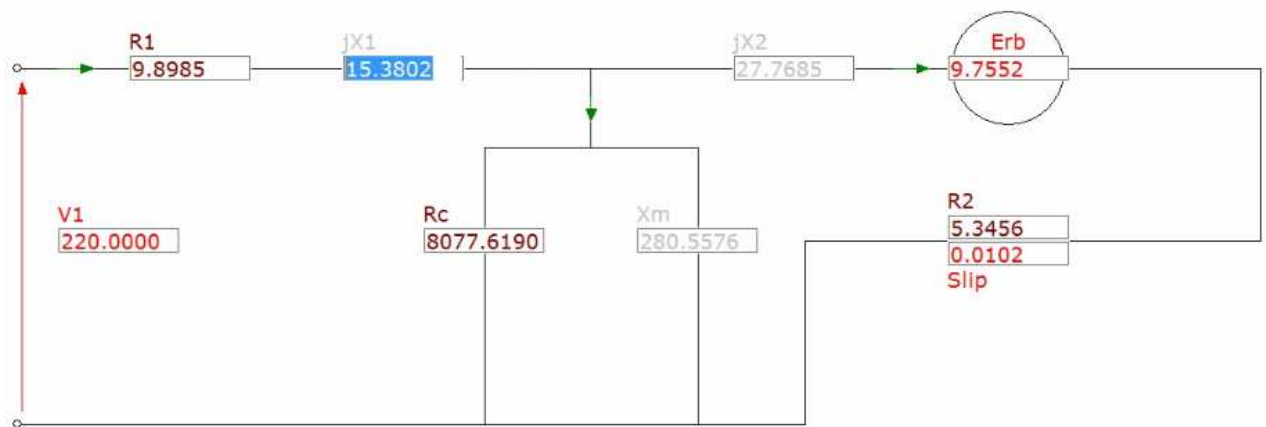
6.2 3ª Harmônica – Motor #2

6.2.1 Coeficiente de enrolamento

Tabela 6-3 – Coeficientes Motor #2.

Motor #2		
K_w	Principal	Auxiliar
Fund.	0,7330	0.9088
3ª Harm	0,2195	0,4213
5ª Harm	0,0173	0,1424
7ª Harm	0,0366	0,0980

6.2.2 Circuito equivalente



Circuito 6 - Circuito equivalente Motor #2.

6.2.3 Resultados de dinamômetro

Tabela 6-4 – Resultado dinamômetro Motor #2.

Estator	Linha		Principal		Auxiliar		RPM	BDT	BDT	SLOW	SLOW	LRA	PF	EEF	Resistência	
	A	W	A	W	A	W		Principal	P+A	15 RPM	250/300	3 SEG.		%		
Motor#2																
Motor#2	1,53	166	1,58	167	***	***	3564	19,0	20,4	7,99	8,39	14,20	0,494	72,40	9,93	20,37

6.2.4 Coeficientes harmônicos

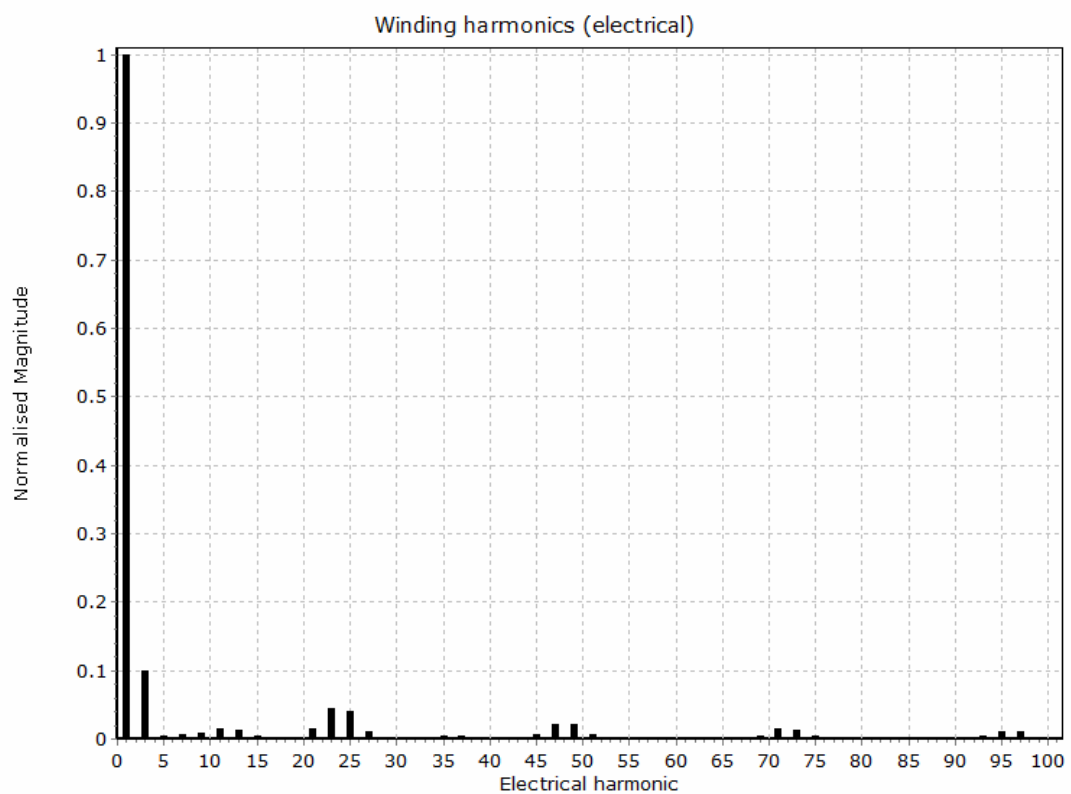


Gráfico 6-8 – Coeficientes harmônicos normalizados enrolamento principal Motor#2.

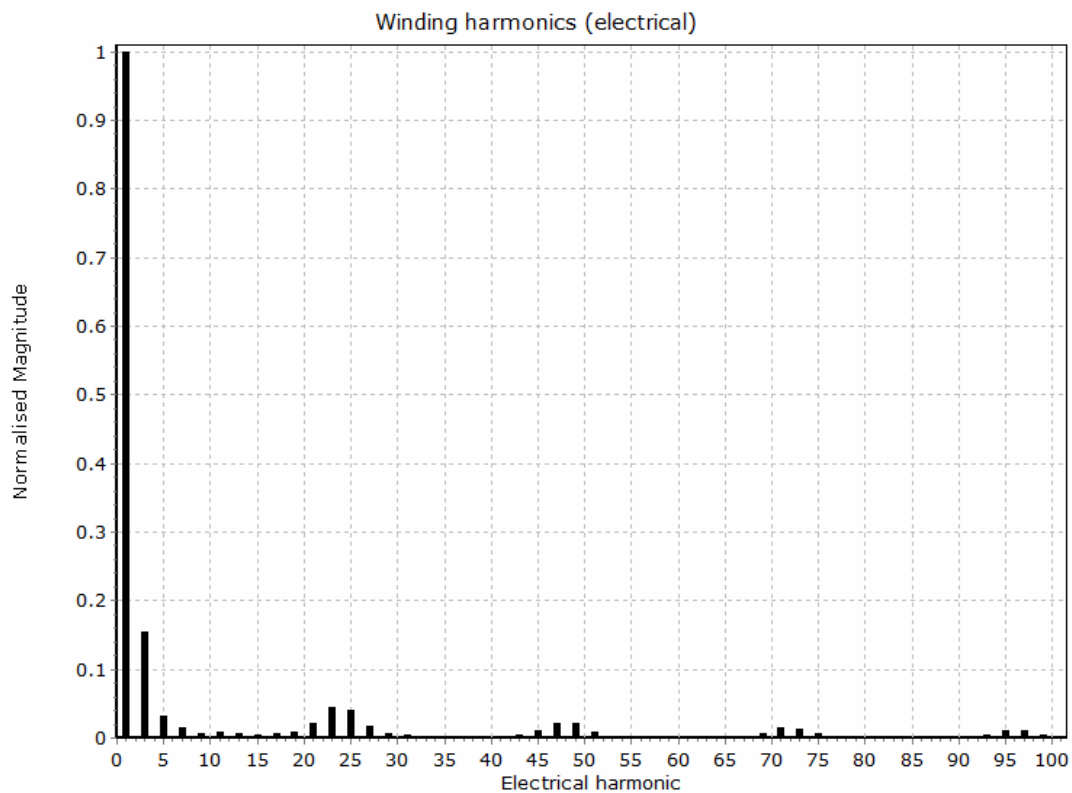


Gráfico 6-9 – Coeficientes harmônicos normalizados enrolamento auxiliar Motor #2.

6.2.5 Curvas de torque

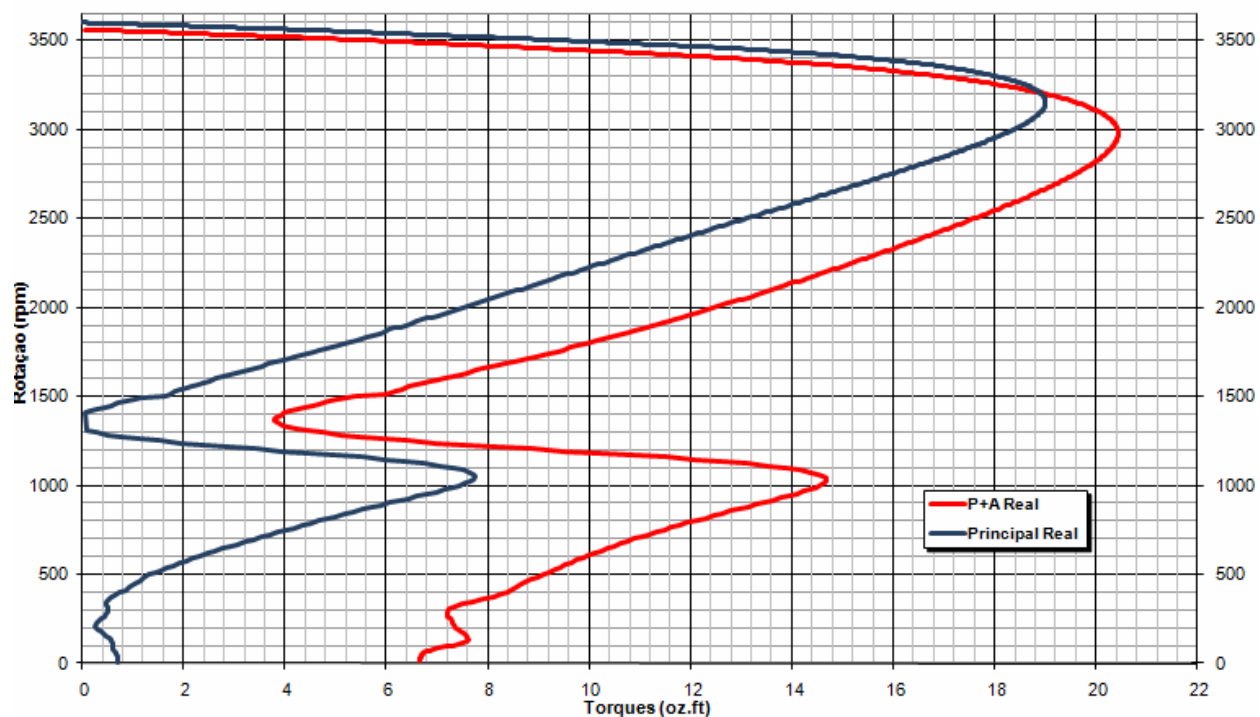


Gráfico 6-10 – Curvas de torque medido Motor #2.

6.2.6 Gráfico de partida em gabinete

6.2.6.1 – Partida equilibrada - Quente

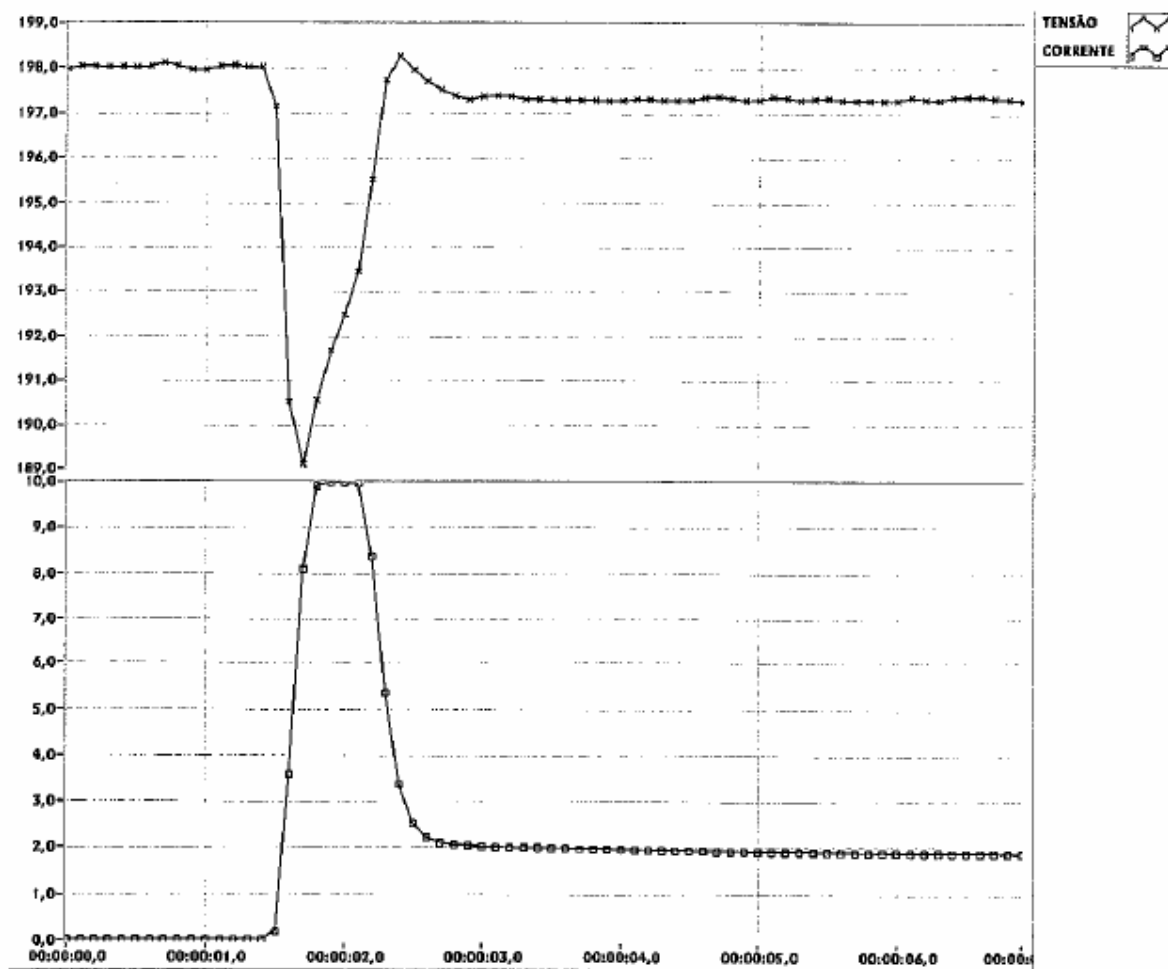


Gráfico 6-11 – Análise de tensão (V) e corrente (A) em partida quente Motor #2.

6.2.6.2 - Partida a frio

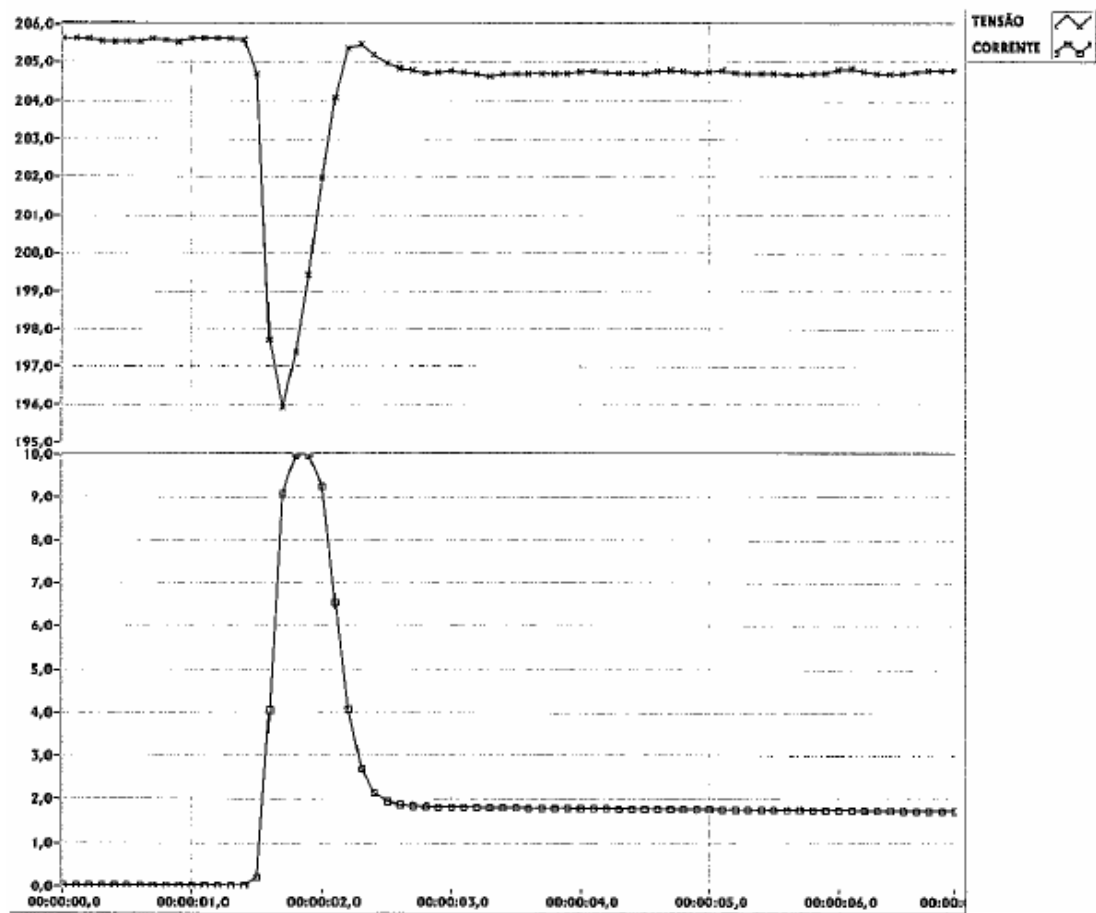


Gráfico 6-12 – Análise de tensão (V) e corrente (A) em partida a frio Motor #2.

6.2.7 Análises

A proposta desse segundo motor é mostrar os efeitos das harmônicas de 3ª ordem. Já pelos coeficientes de enrolamento nota-se o alto valor da terceira harmônica aproximadamente 10% no enrolamento principal e 15% no auxiliar, confirmado pelo gráfico normalizado, Gráfico 6-8 e Gráfico 6-9.

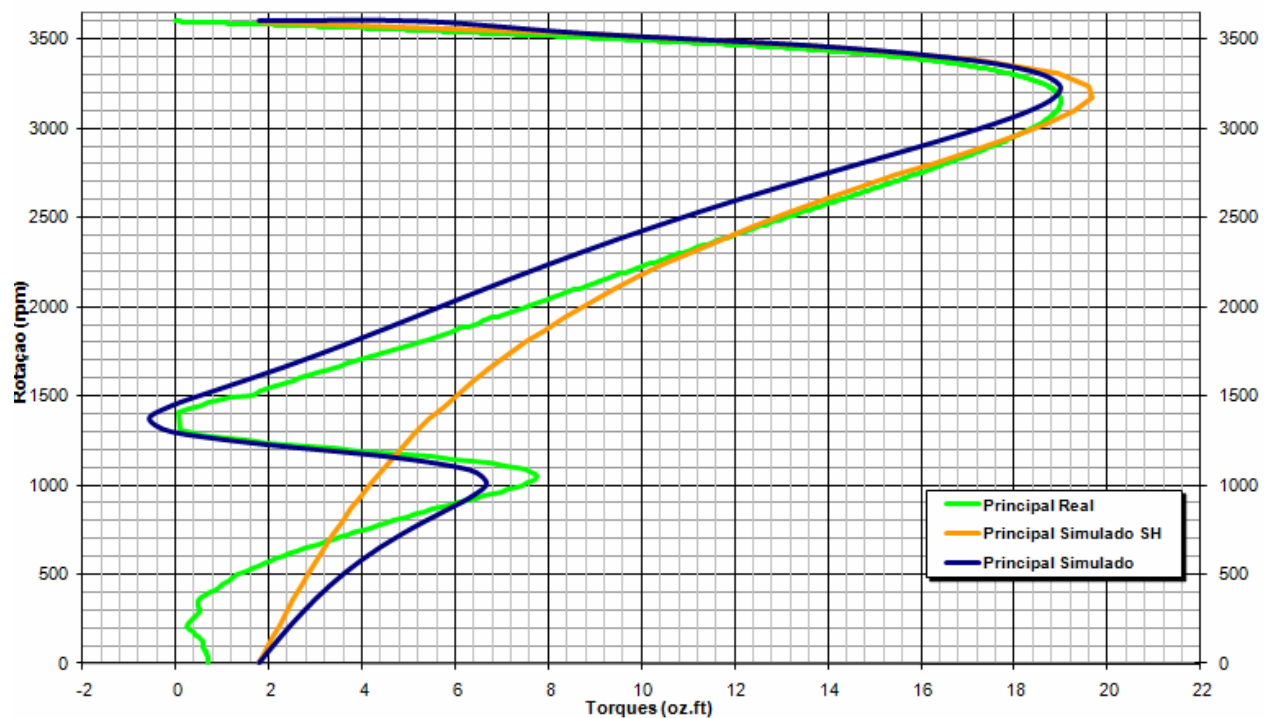


Gráfico 6-13 – Curvas de torque comparativas enrolamento principal Motor #2.

Analisando o Gráfico 6-13, tem-se que a curva tem como característica uma oscilação senoidal, por volta de 1200 rpm, de aproximadamente de 8 oz.ft. Adotando a curva sem harmônica como base, temos um aumento do torque até 1200 rpm, seguido por uma queda, chegando a um valor próximo à zero, possivelmente próximo a -0,5 oz.ft.

A curva do Gráfico 6-13, foi gerada em tensão nominal, 220V, porém durante o teste de partida procura-se a menor tensão de partida, assumindo que a variação do torque ocorre de forma quadrática, temos que os torques obtidos no teste de partida são sempre inferiores ao representados em Gráfico 6-13 e Gráfico 6-14.

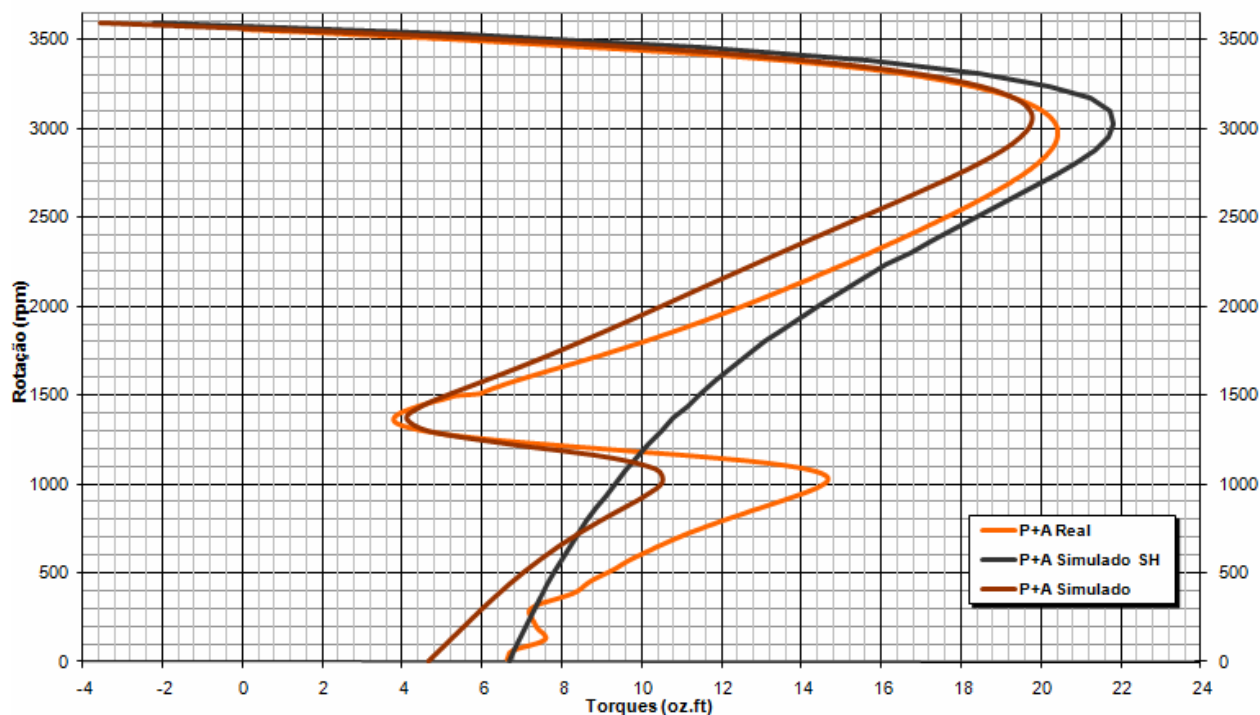


Gráfico 6-14 – Curvas de torque comparativas enrolamento auxiliar Motor #2.

No teste de partida desse compressor notamos que a tensão mínima foi de 205,5 V no teste a frio, que se analisarmos quadraticamente, pela Tabela 6-5:

Tabela 6-5 – Regra quadrática Motor #2.

REGRA QUADRÁTICA			
TENSÃO NOMINAL(V)	220	TENSÃO NOMINAL(V)	220
TENSÃO MINIMA DE PARTIDA (V)	155,5	TENSÃO MINIMA DE PARTIDA (V)	162,9
VN*VN	48400	VN*VN	48400
VP*VP	24180,25	VP*VP	26539
TORQUE	22,5	TORQUE TEÓRICO	20,5
BDT (min)	11,24082		

Dessa forma tem-se o primeiro indício de que a oscilação causada pela componente harmônica em uma tensão inferior a 205V não gera uma curva de torque “forte” o suficiente para permitir o funcionamento do compressor, aplicado nesse refrigerador.

Para tal análise será usado utilizar o Software SPEED⁵ para calcular a curva de torque gerada na tensão mínima de partida 187V:

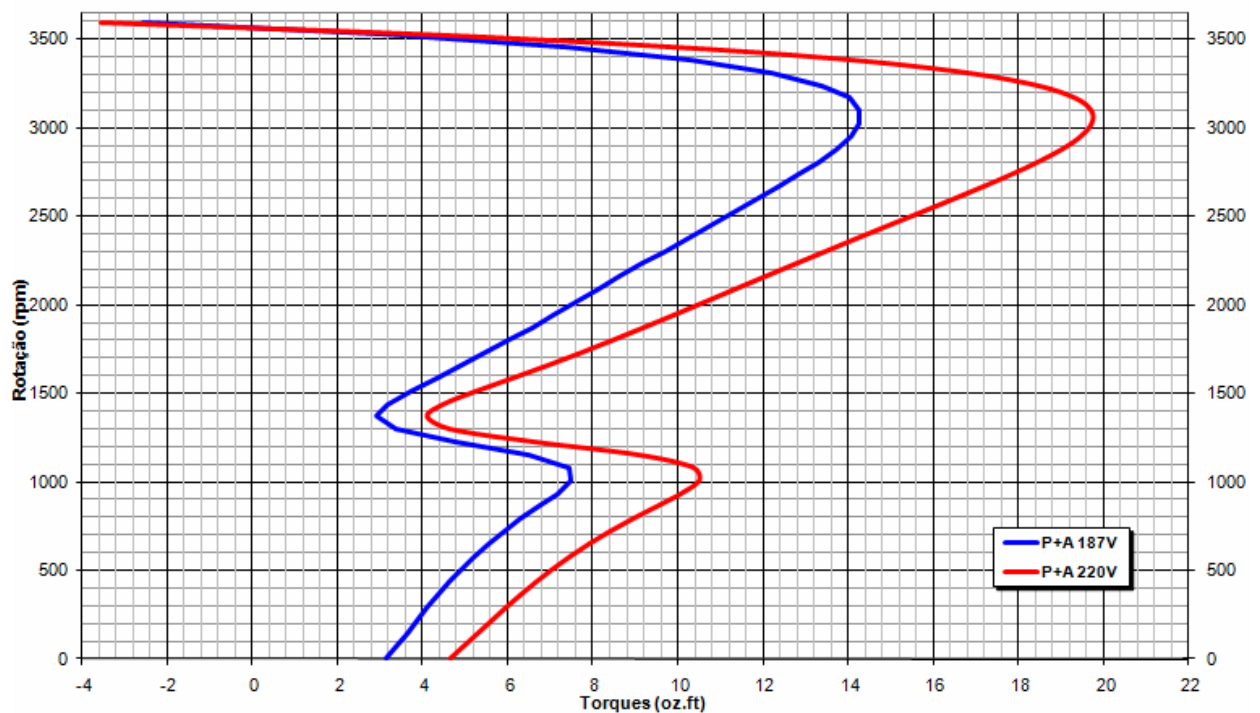


Gráfico 6-15 – Curvas de torque comparativas 220Vx187V Motor #2.

Demonstrada de forma mais simples e genérica na Figura 6-1:

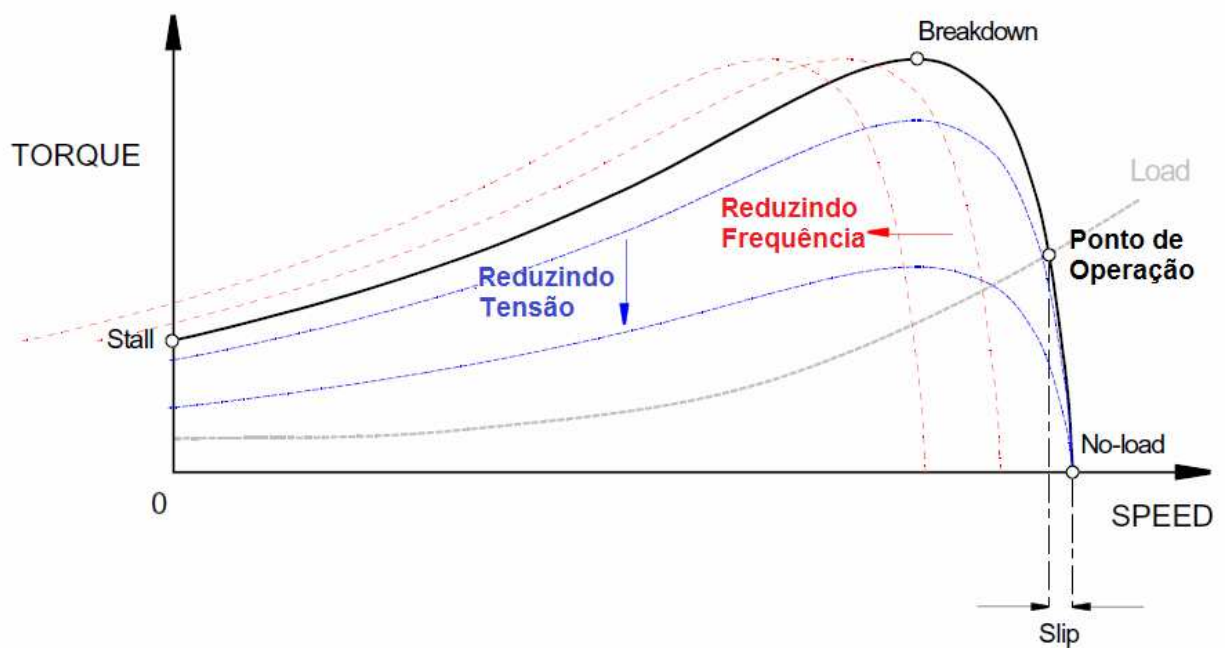


Figura 6-1 – Curva de variação do torque.

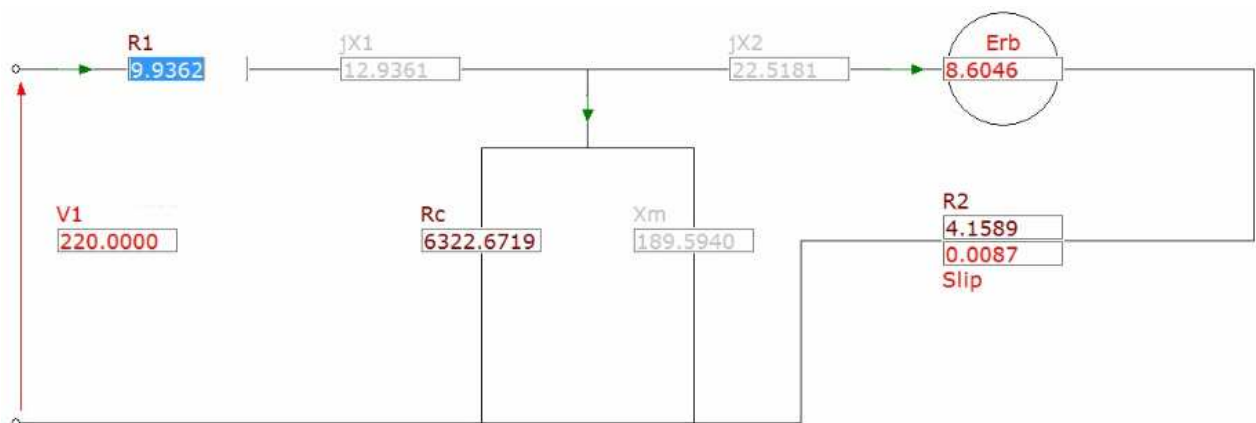
6.3 5ª Harmônica – Motor #3

6.3.1 Coeficiente de enrolamento

Tabela 6-6 – Coeficientes Motor #3.

K_w	Motor #3	
	Principal	Auxiliar
Fund.	0,7758	0,8442
3ª Harm	0,0616	0,0088
5ª Harm	0,3031	0,4411
7ª Harm	0,0385	0,0864

6.3.2 Circuito equivalente



Circuito 7 – Circuito equivalente Motor #3.

6.3.3 Resultados de dinamômetro

Tabela 6-7 – Resultado dinamômetro Motor #3.

Estator	Linha		Principal		Auxiliar		RPM	BDT	BDT	SLOW	SLOW	LRA	PF	EEF	Resistência	
	A	W	A	W	A	W			Principal	P+A	15 RPM	250/300	3 SEG.			
Motor#3																
Motor#3	2,21	196	2,26	198	***	***	3572	21,2	22,5	3,24	3,84	15,54	0,403	61,30	9,90	20,96

6.3.4 Coeficientes harmônicos

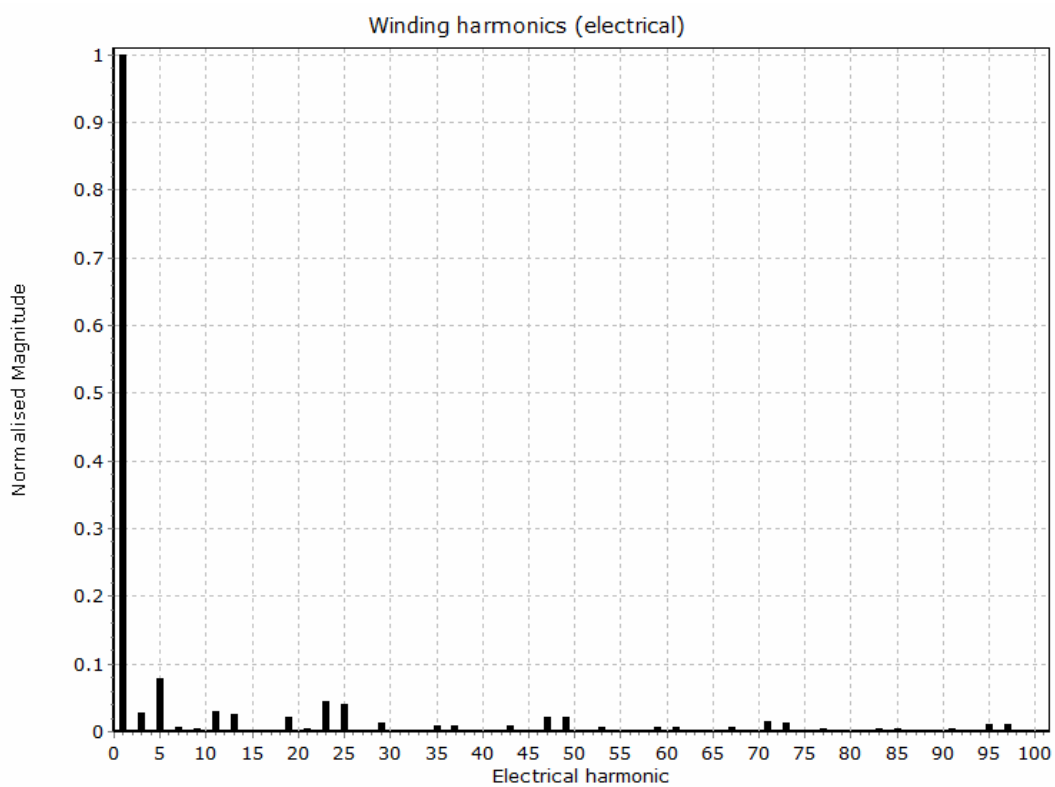


Gráfico 6-16 – Coeficientes harmônicos normalizados enrolamento principal Motor #3.

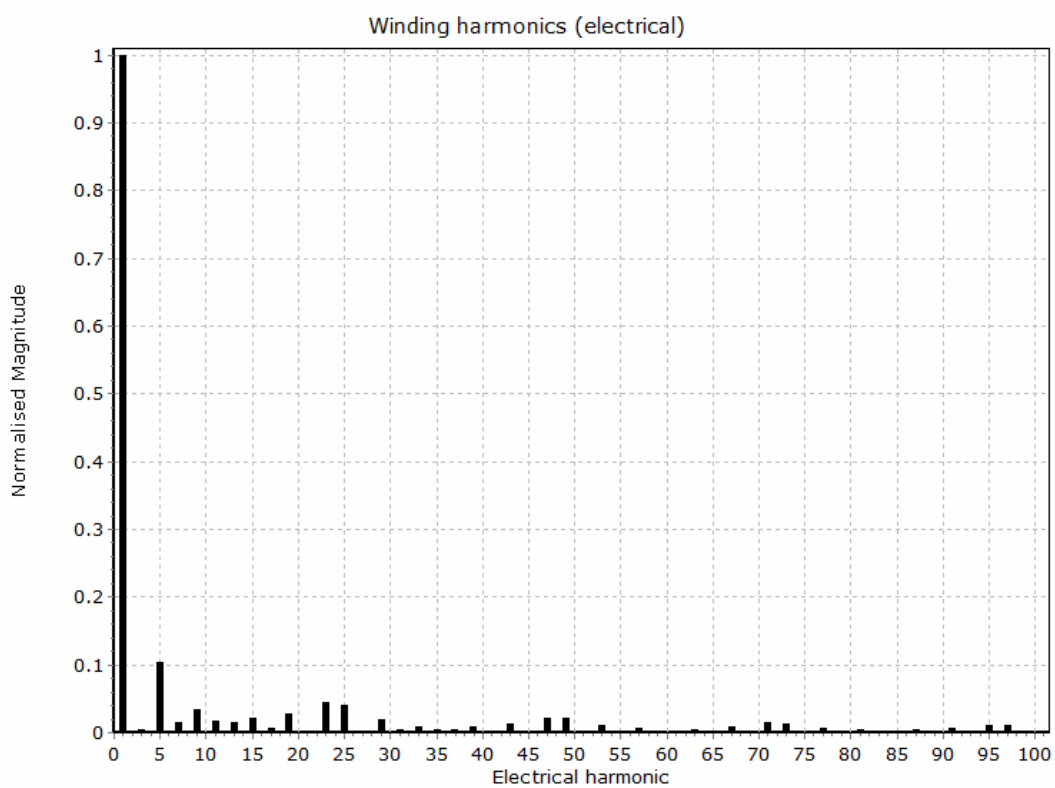


Gráfico 6-17 – Coeficientes harmônicos normalizados enrolamento auxiliar Motor #3.

6.3.5 Curvas de torque

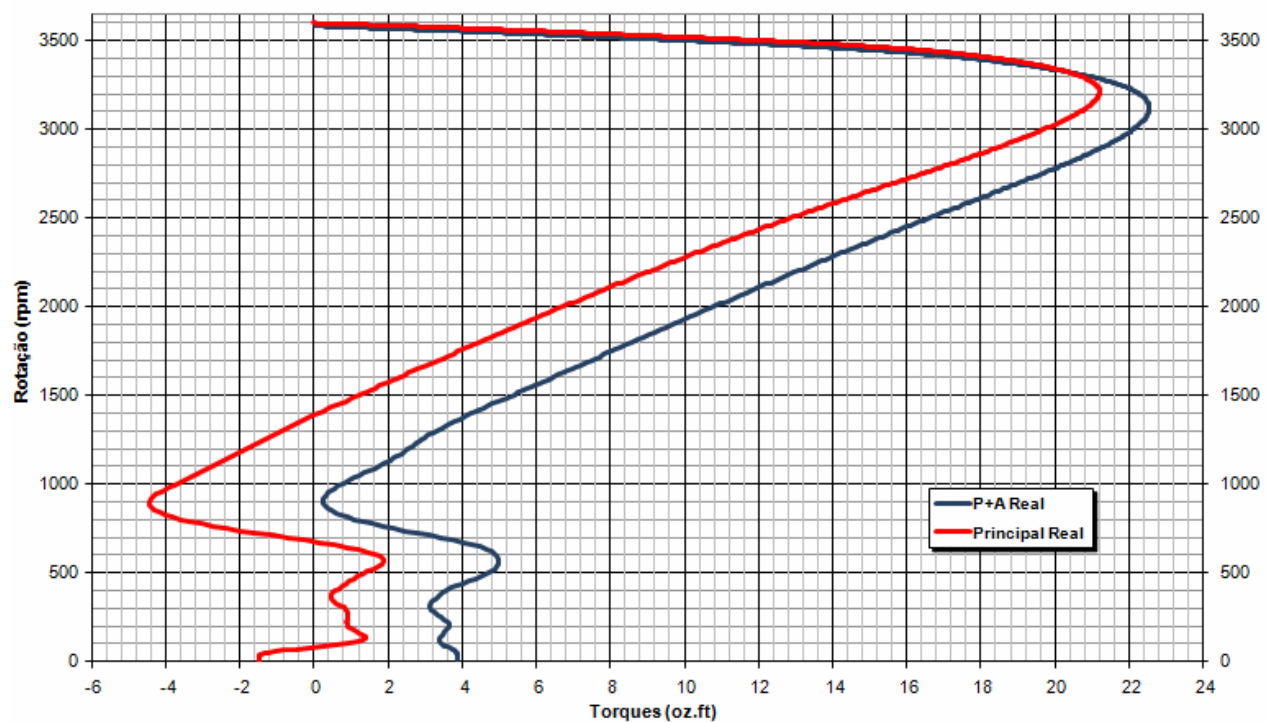


Gráfico 6-18 – Curvas de torque medido Motor #3.

6.3.6 Gráfico de partida em gabinete

6.3.6.1 - Partida a frio

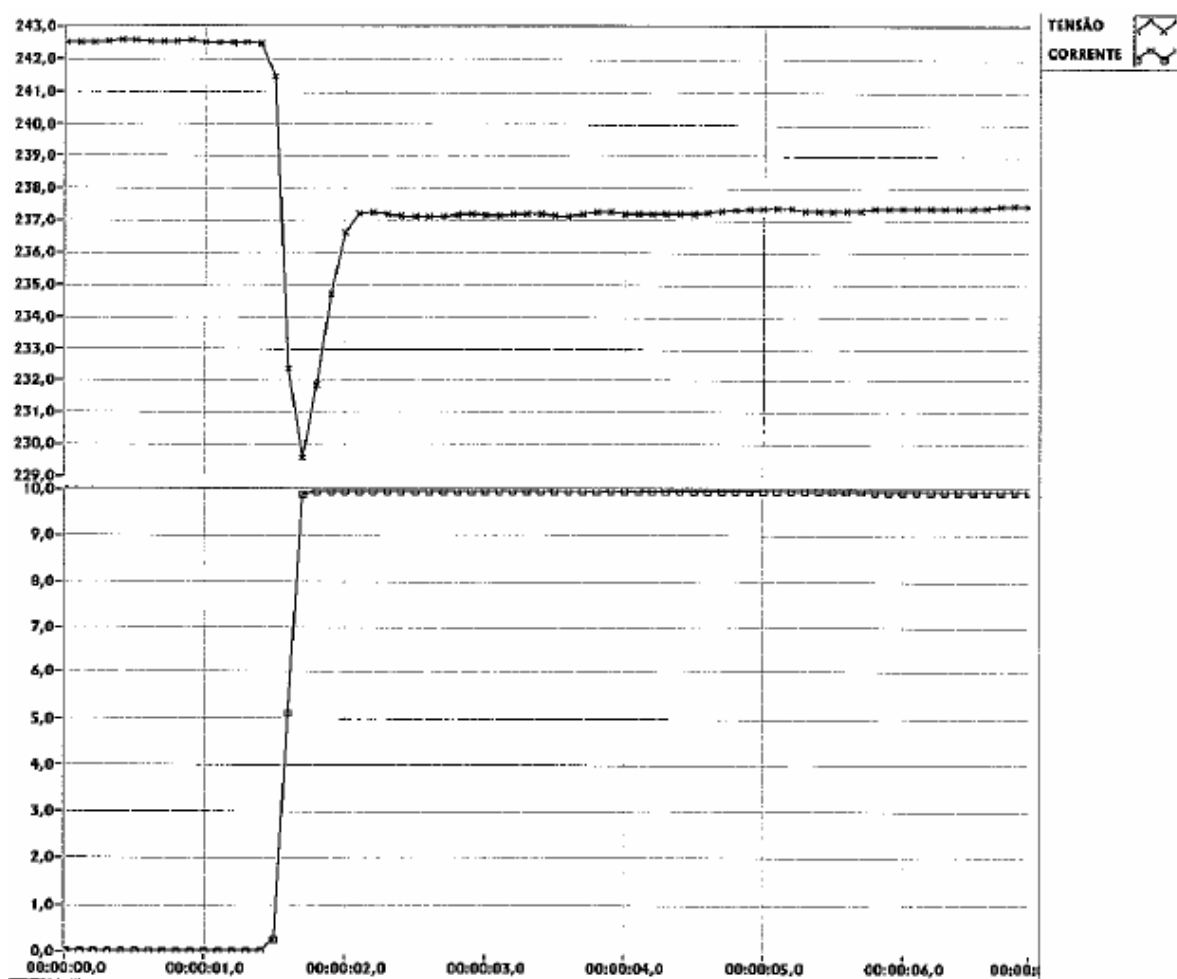


Gráfico 6-19 – Análise de tensão (V) e corrente (A) em partida a frio Motor #3.

6.3.7 Análises

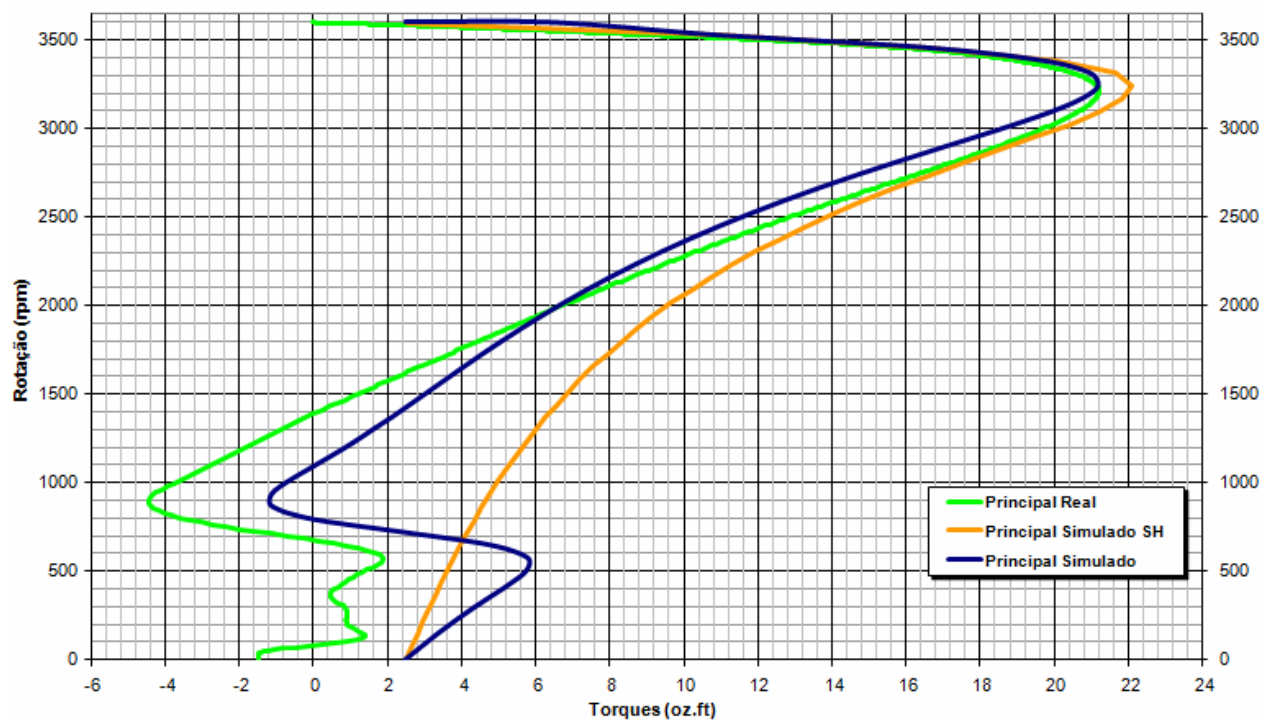


Gráfico 6-20 – Curvas de torque comparativas enrolamento principal Motor #3.

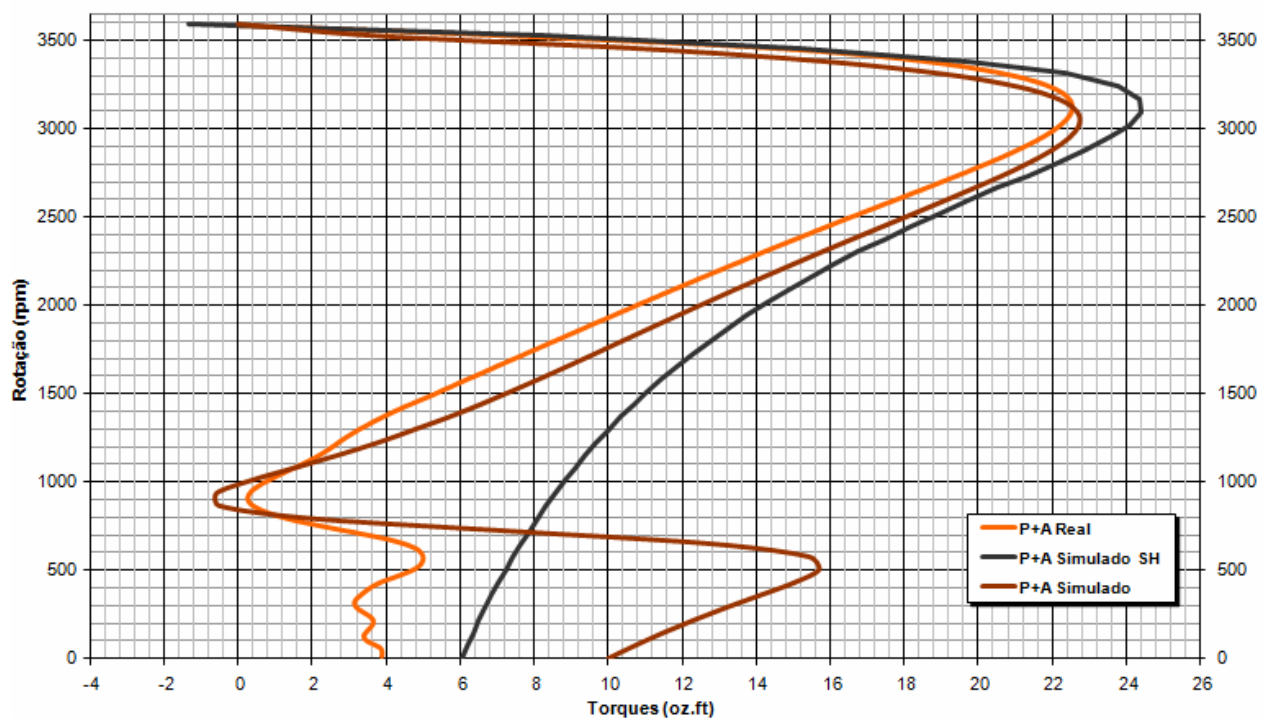


Gráfico 6-21 – Curvas de torque comparativas enrolamento principal + auxiliar Motor #3.

Seguindo o mesmo princípio do Motor#2, projetou-se um motor com a componente harmônica de 5ª ordem, 8% e 10% nos enrolamentos principal e auxiliar, respectivamente, novamente os valores apresentados no coeficiente de enrolamento foram refletidos nos Gráfico 6-16 e Gráfico 6-17.

Como esperado, a oscilação ocorreu em aproximadamente 700 rpm, e teve uma amplitude de 16 oz.ft, isso no simulado, e 4 oz.ft, essa diferença entre valor medido e simulado se deve a dois fatores, um é o baixo numero de pontos gerado pelo software e pela imprecisão da célula de carga do dinamômetro em baixas rotações, na curva de marcha + Auxiliar, Gráfico 6-21.

Nota-se que independentemente do método de geração das curvas, essas oscilações geraram um torque próximo a zero em 1000 rpm, que foi refletido no momento da partida. O compressor foi alimentado com a sua tensão máxima e mesmo assim não obteve sucesso na partida.

Utilizando novamente o SPEED, para gerar uma curva de torque na tensão máxima, 242 V, Gráfico 6-22, notamos que apesar do valor máximo do torque se alterar, a curva ainda se aproxima muito de 0 oz.ft em 1000 rpm, impossibilitando a partida do compressor.

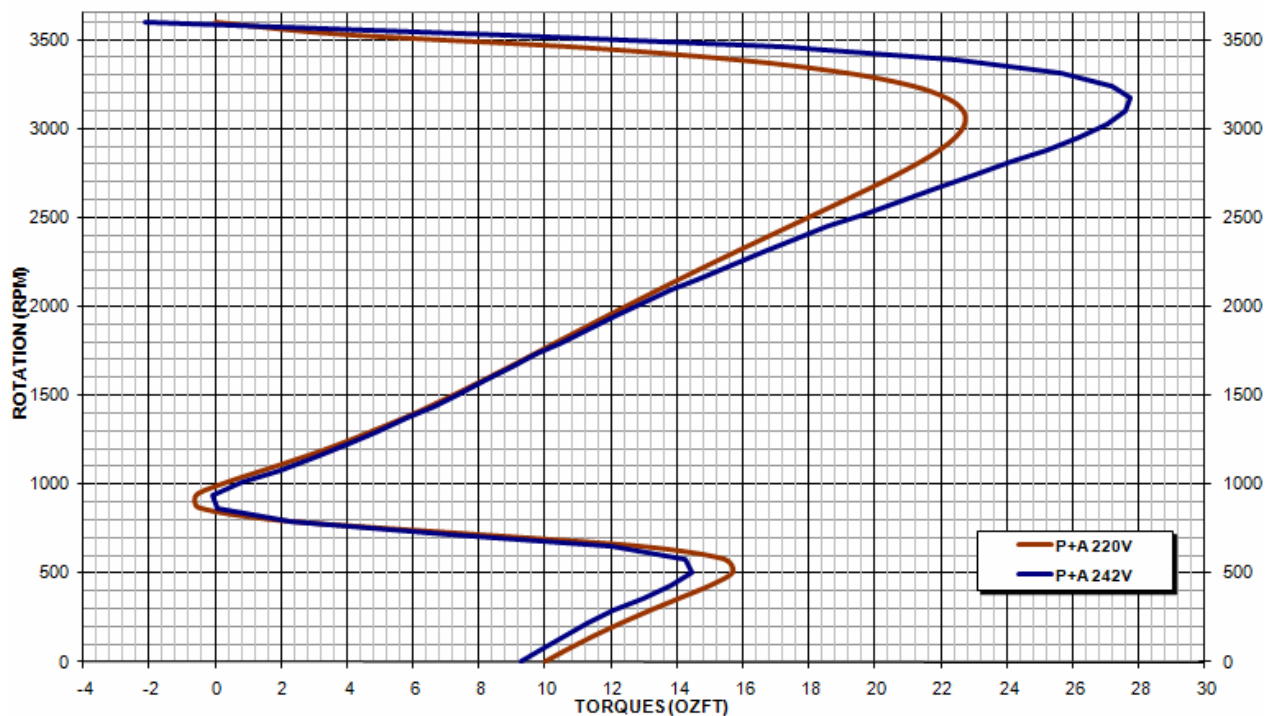


Gráfico 6-22 – Curvas de torque comparativas 220Vx242V Motor #3.

6.4 7ª Harmônica – Motor #4

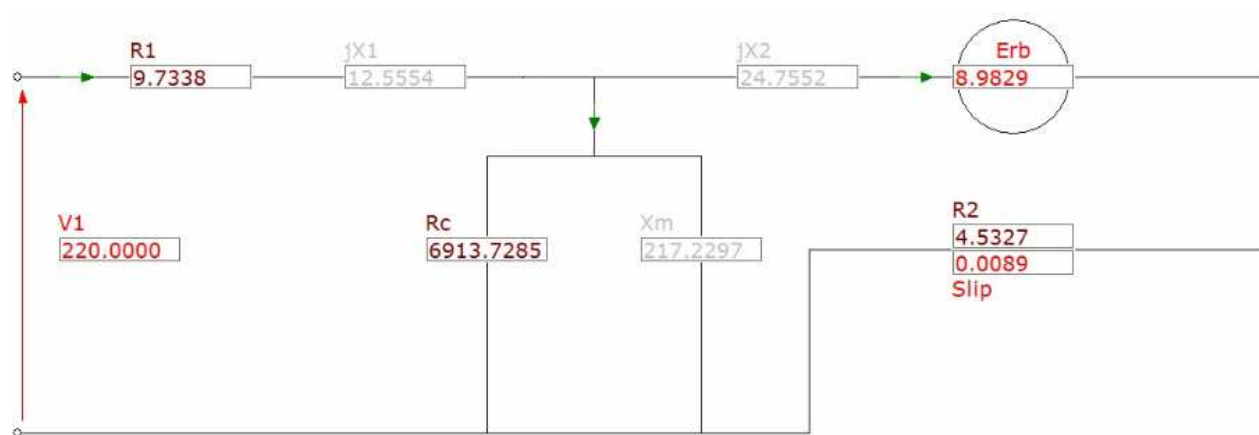
6.4.1 Coeficiente de enrolamento

Tabela 6-8 – Coeficientes Motor #4.

Motor #4		
K_w	Principal	Auxiliar
Fund.	0,8099	0,8245

3ª Harm	0,0205	0,0586
5ª Harm	0,1169	0,1525
7ª Harm	0,3808	0,5352

6.4.2 Circuito equivalente



Circuito 8 – Circuito equivalente Motor #4.

6.4.3 Resultados de dinamômetro

Tabela 6-9 – Resultado dinamômetro Motor #4.

Estator	Linha		Principal		Auxiliar		RPM	BDT	BDT	SLOW	SLOW	LRA	PF	EEF	Resistência	
	A	W	A	W	A	W		Principal	P+A	15 RPM	250/300	3 SEG.	%			
Motor#4																
Motor#4	1,89	184	1,94	186	***	***	3567	19.7	15.5	3.74	4.82	14.62	0.443	65,20	10,06	22.63

6.4.4 Coeficientes harmônicos

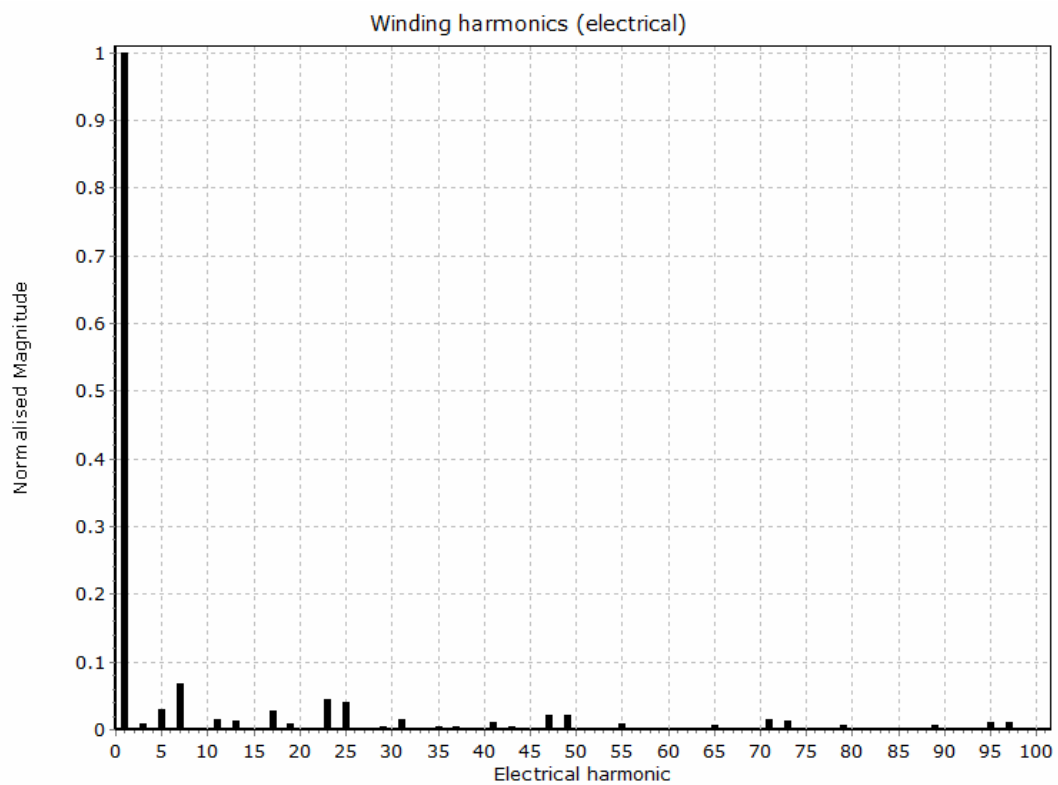


Gráfico 6-23 – Coeficientes harmônicos normalizados enrolamento principal Motor #4.

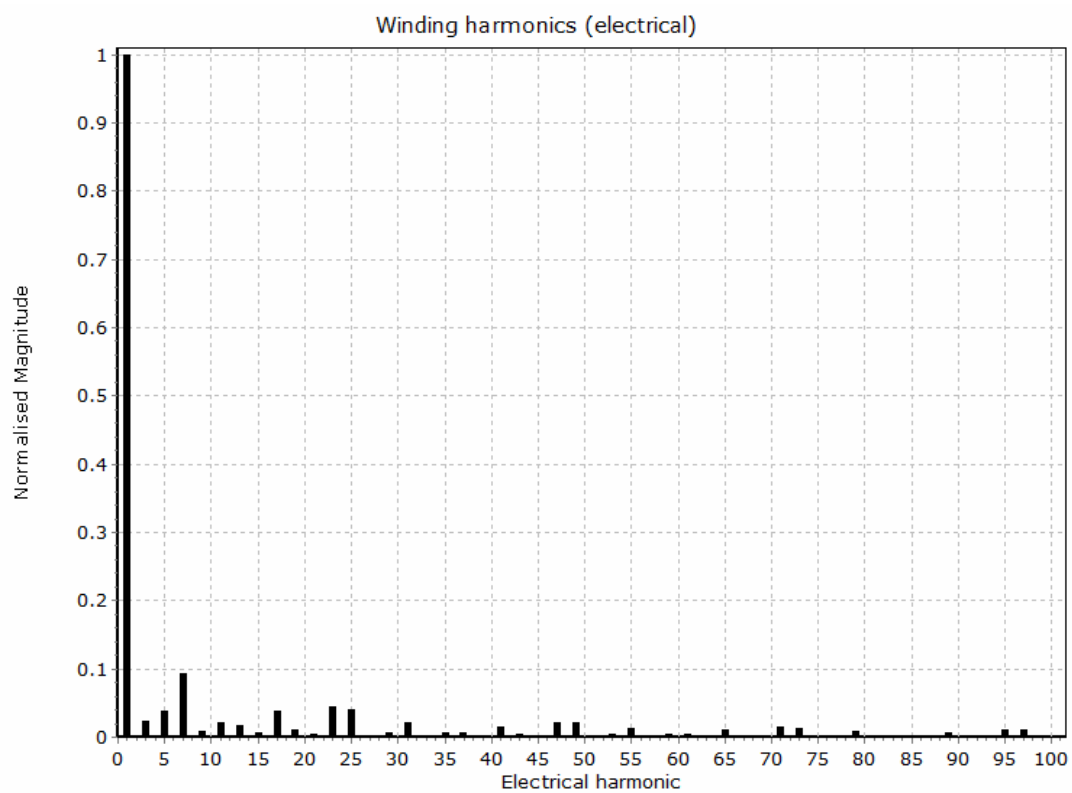


Gráfico 6-24 – Coeficientes harmônicos normalizados enrolamento auxiliar Motor #4.

6.4.5 Curvas de torque

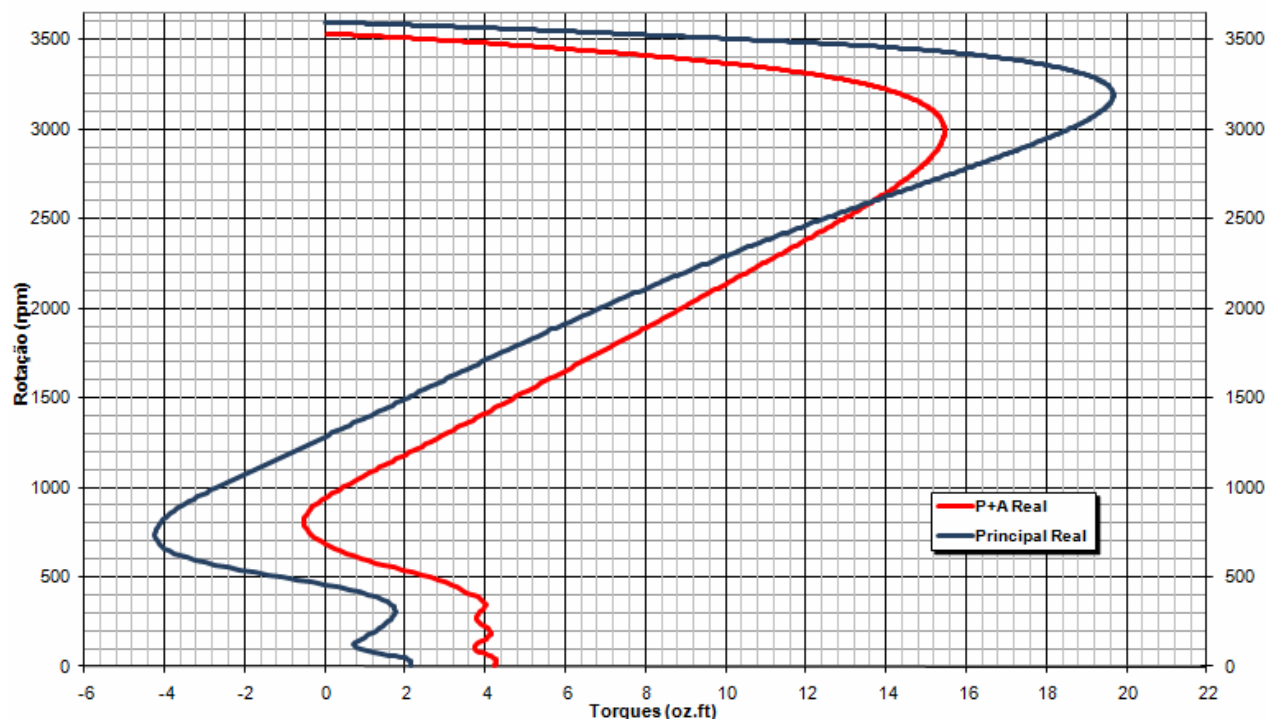


Gráfico 6-25 – Curvas de torque medido Motor #4.

6.4.6 Gráfico de partida em gabinete

6.4.6.1 - Partida a frio

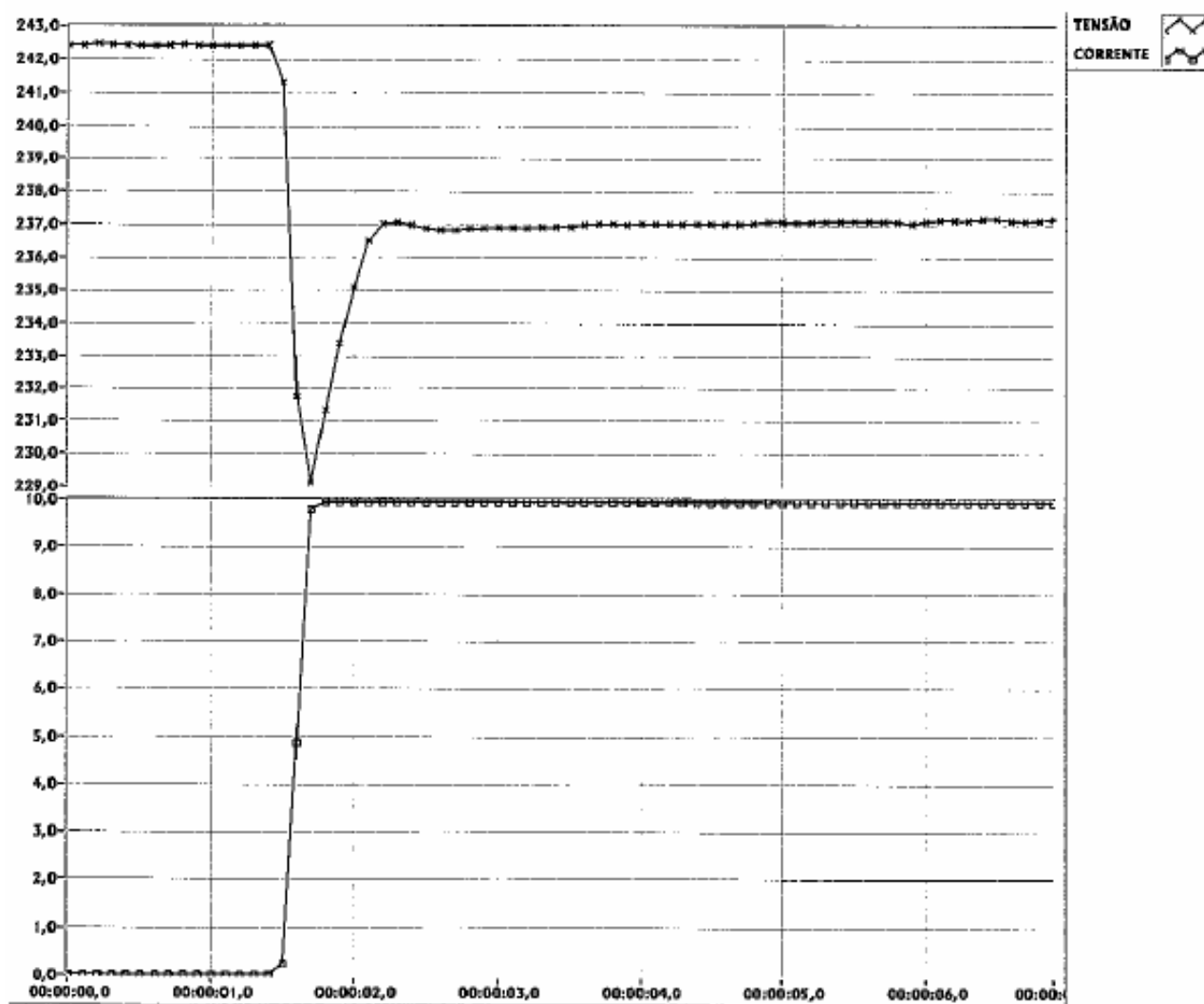


Gráfico 6-26 – Análise de tensão (V) e corrente (A) em partida a frio Motor #4.

6.4.7 Análises

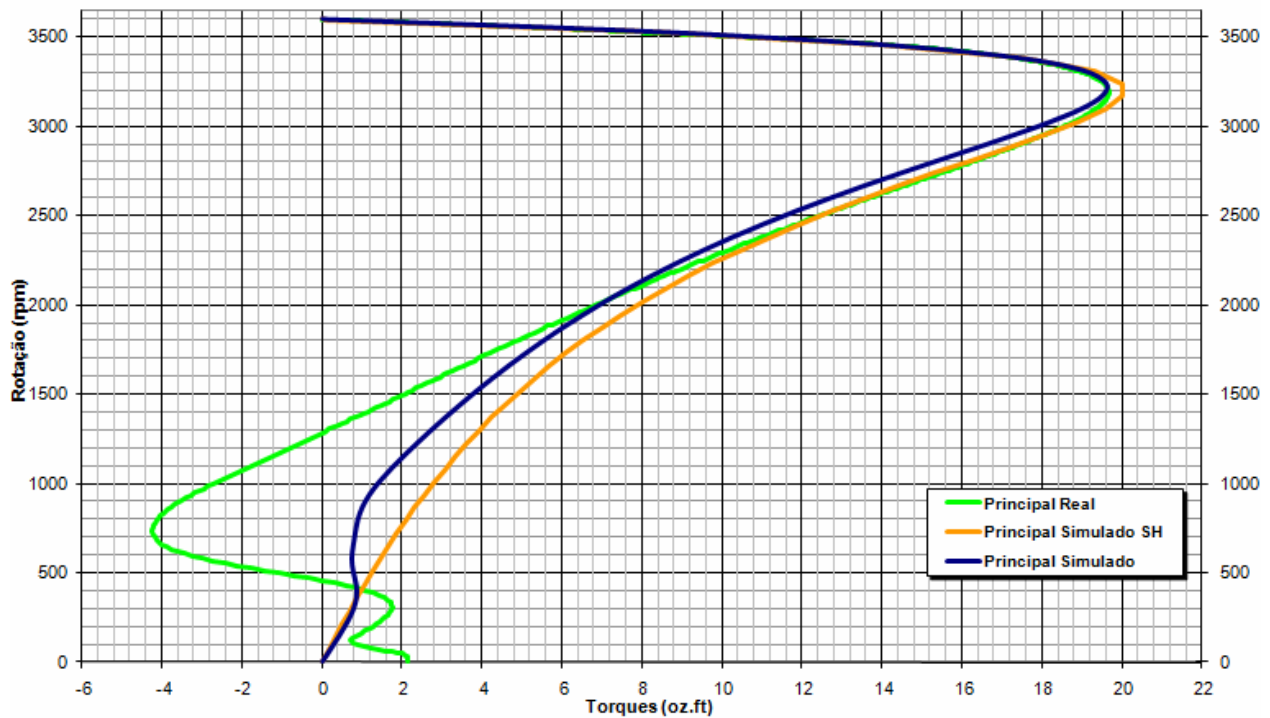


Gráfico 6-27 – Curvas de torque comparativas enrolamento principal Motor #4.

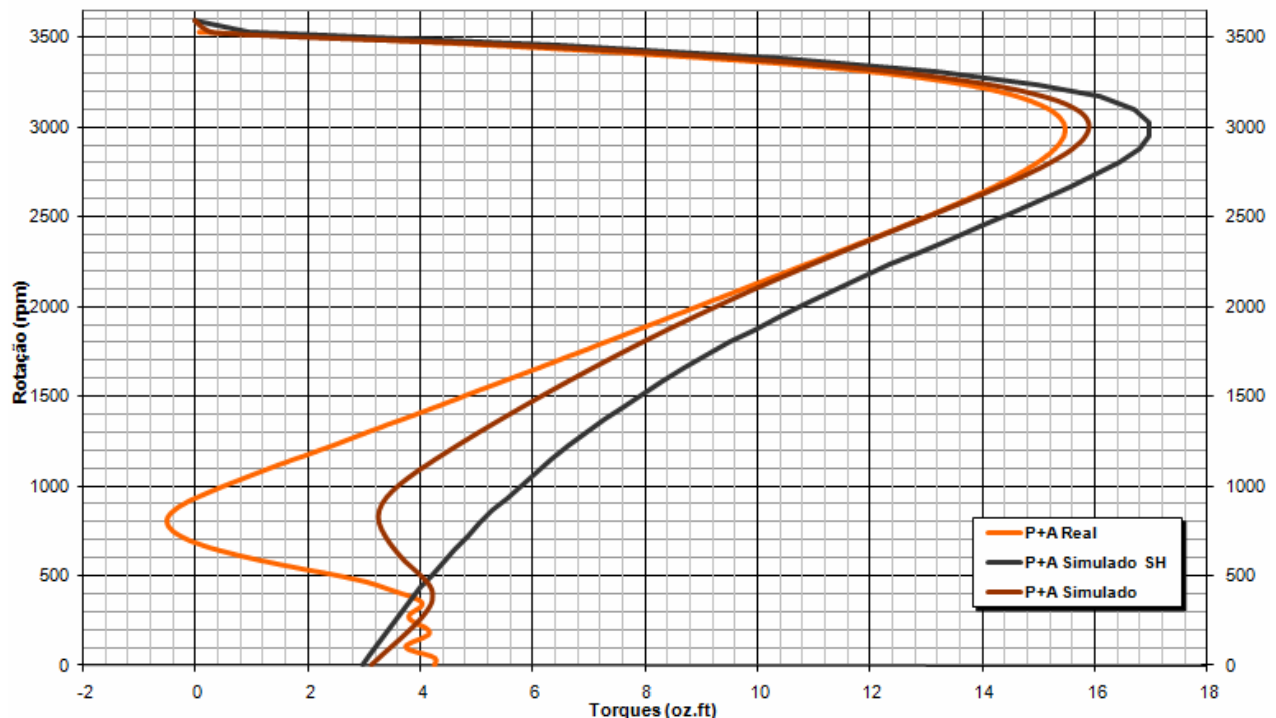


Gráfico 6-28 – Curvas de torque comparativas enrolamento principal + auxiliar Motor #4.

O motor#4 teve seu projeto totalmente voltado para a geração da componente harmônica de 7ª Ordem, 7 e 10% nos enrolamentos principal e auxiliar respectivamente, porém diferentemente dos outros

motores, a configuração necessária para gerar essa componente harmônica, gerou um fato único, o torque máximo do enrolamento principal é maior que o conjunto principal mais auxiliar isso se deve ao mau dimensionamento do enrolamento auxiliar.

Como base para análise, foi simulado o enrolamento principal do Motor#4 com o enrolamento auxiliar do Motor#3, o denominado de Motor#5, temos o Gráfico 6-29:

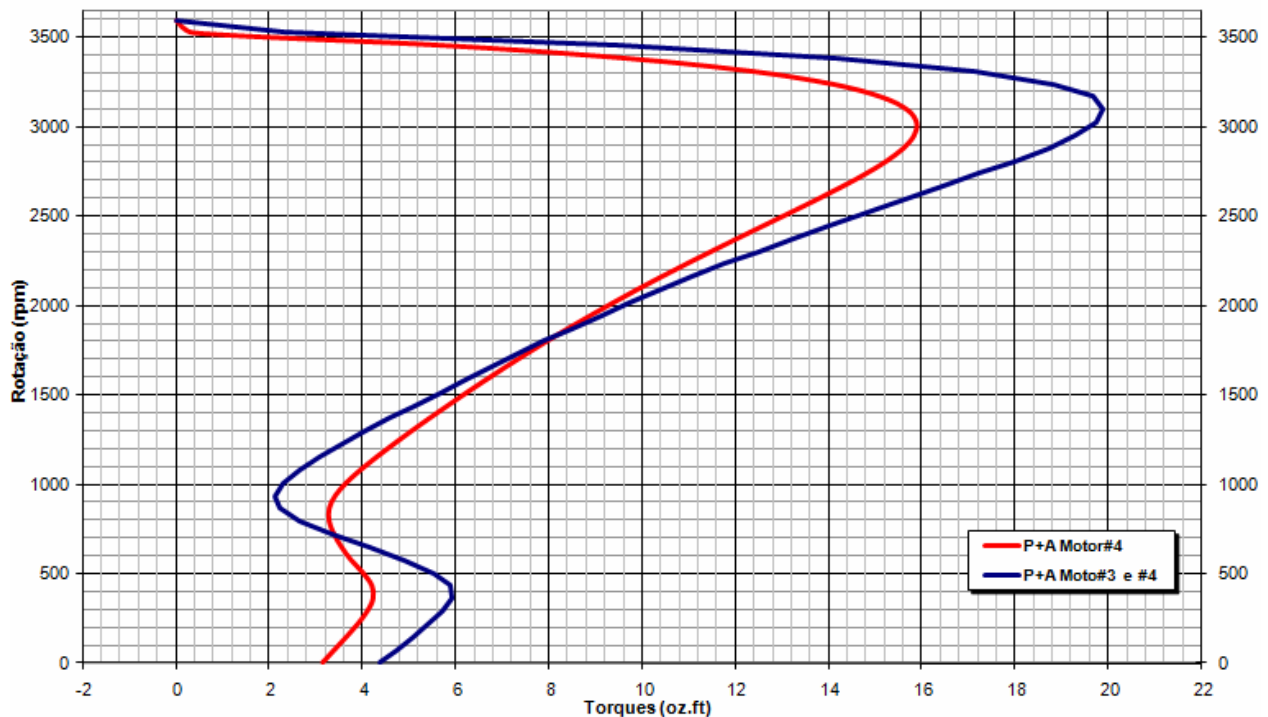


Gráfico 6-29 – Curvas de Torque Comparativas Enrolamento principal + auxiliar Motor #5.

Para o Motor#5 foi simulada somente a curva “Principal+Auxiliar” com o objetivo, de demonstrar que o baixo torque do Motor#4 se deve ao mau dimensionamento do enrolamento auxiliar e que a harmônica de 7ª é menos expressiva que a de 5ª ordem, pois a posição da oscilação senoidal do Motor#5 se desloca para 700 rpm.

7. Conclusão

7.1 Impacto

A presença das componentes harmônicas, em qualquer sistema de energia, é um fator indesejável, e isso se mostrou realidade para motores de indução monofásicos. A oscilação gerada pelas harmônicas em baixas velocidades, como demonstrada pela teoria do Capítulo 4 e exemplificada no Capítulo 6, gerou uma situação extremamente adversa para a partida do compressor, gerando em algumas situações torques negativos ou muito próximos de zero, impedindo que o motor vencesse as pressões geradas pelo gás do sistema de refrigeração do gabinete.

A presença de oscilações harmônicas de ordem 3, 5 e 7, obriga o projetista do motor elevar o torque de forma a suprir essa falha utilizando fios mais grossos ou perdendo eficiência, o que alguns casos podem tornar o projeto inviável ou infactível.

De maneira geral os valores harmônicos normalizados devem sempre ser inferiores a 3% e 5%, no enrolamento principal e auxiliar, respectivamente, evitando oscilações nocivas a curva de torque, outros detalhes são discutidos no APÊNDICE A – ANÁLISE DE EFEITOS.

7.2 Análises

No Motor#1 a ausência de harmônicas resultou em uma partida com uma tensão muito inferior a requerida, permitindo assim a redução da resistência do enrolamento principal, possibilitando um aumento de ganho de eficiência e caso seja desejável uma redução de custo, aplicando um material menos nobre no enrolamento principal como o alumínio.

No Motor#2 apresentou um dos resultados mais significantes do trabalho, o componente de 3ª ordem tem a maior influência na curva de torque, devido a sua intensidade, porém a sua velocidade de ocorrência, 1200 rpm, é localizada em uma região da curva de torque onde a inércia do motor já foi vencida e a queda momentânea do torque não tem um efeito tão direto na partida do compressor.

O Motor#4 mostrou que o componente de 7ª ordem quando aplicado nessa laminação, e dentro dos parâmetros atuais de projetos da atual metodologia, se mostrar impraticável, ou seja, a geração de 7ª harmônica em um motor de indução utilizando a laminação apresentada no Capítulo 3.3, aplicado em um compressor hermético atual, é impraticável.

Os resultados apresentados pelo Motor#3 foram o de maior importância desse trabalho, pois como mencionado anteriormente, tinha-se como objetivo nos projetos, reduzir de qualquer forma os componentes de 3ª ordem, porém quando se fazia isso, reduzindo-se o número de espiras no passo 1 da auxiliar e aumentando o número no passo 3, ocorria um aumento significativo da componente de 5ª ordem, e como visto no item 6.3 - 5ª Harmônica – Motor #3 mesmo com um aumento de torque em relação aos outros motores, a sua partida se tornou impraticável dentro dos limites de testes.

7.3 Aplicação

O Gráfico 7-1, mostra um projeto real de redução de custo e aumento de eficiência por meio da redução das componentes harmônicas.

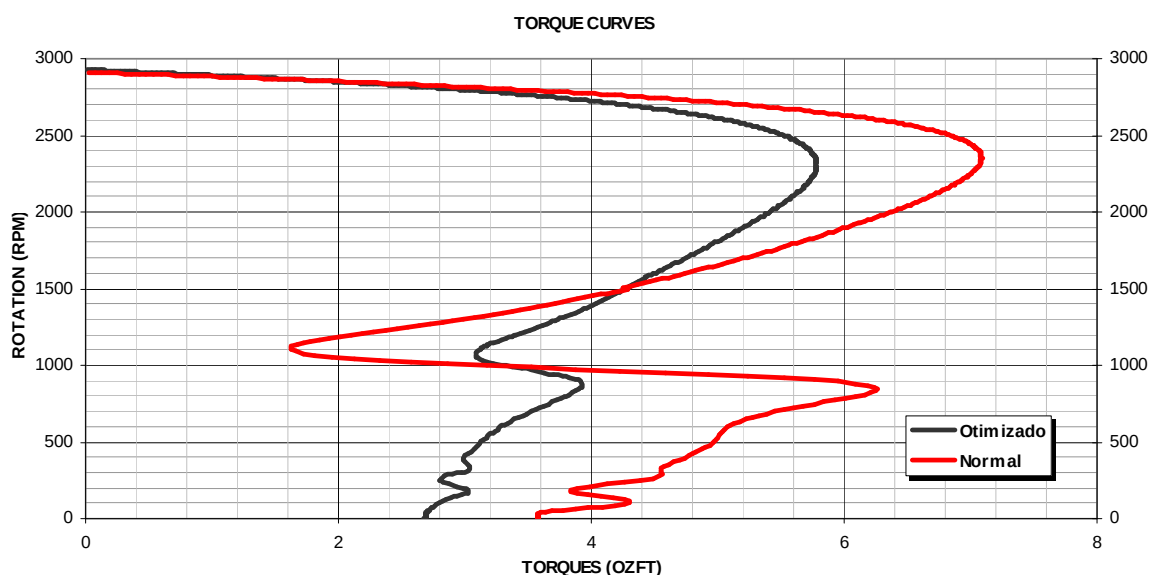


Gráfico 7-1 – Curvas de torque Motor Aplicação.

Tinha-se como base um projeto para o mercado argentino, na frequência de 50Hz, com o seguinte resultado de dinamômetro, Tabela 7-1 :

Tabela 7-1 – Resultado Motor Original.

#ESTAT.	Linha		Principal		Auxiliar		RPM	BDT	BDT	SLOW	SLOW	LRA	PF	EEF
#ROTOR	AMPS	W	AMPS	W	AMPS	W		MAR	M+A	15 RPM	250/300	3 SEG.		%
Original														
Original	0,32	66	0,38	50	0,23	15,0	2914	4,9	7,1	4,43	4,76	5,75	0,944	77,90

O motor Original tinha a seguintes coeficientes de enrolamento, Tabela 7-2:

Tabela 7-2 – Coeficientes Motor Original.

K _w	Original	
	Principal	Auxiliar
Fund.	0,7691	0,9280
3ª Harm	0,0893	0,5387
5ª Harm	0,0329	0,3038
7ª Harm	0,0245	0,2547

A presença de harmônicas no enrolamento auxiliar é evidente, e tais valores são refletidos diretamente na curva de torque, pela velocidade de ocorrência e comprovado pela Tabela 7-2, temos a presença de harmônicas de 3ª Ordem, como mostrado em Gráfico 7-1. Como já analisado anteriormente, a componente dominante é a de 3ª ordem, a oscilação ocorre em 1000 rpm, ou 1/3 da velocidade síncrona do motor, nesse caso 3000 rpm (50Hz).

O motor Original foi aplicado no teste de partida igual ao descrito em Teste de partida em gabinete, e foi reprovado com uma partida de 210V, muito superior aos 193V⁸ exigidos pela norma da Tecumseh do Brasil Ltda.

Nesse motor foi reprojetoado levando-se em consideração as componentes harmônicas e seus efeitos obtendo-se o Motor Otimizado, Tabela 7-3:

Tabela 7-3 – Coeficientes Motor Redução.

K _w	Otimizado	
	Principal	Auxiliar
Fund.	0,7973	0,8881
3ª Harm	0,0005	0,3021
5ª Harm	0,0092	0,0317

⁸ O motor em análise seria um motor com Tensão Nominal de 220V em 50Hz com faixa de funcionamento de 198V até 264V, a sua análise é semelhante à análise apresentada nos outros projetos.

7ª Harm | 0,0047 0,1232

A redução nas componentes harmônicas dos enrolamentos é expressiva e resultaram na possibilidade de se reduzir o torque máximo, Tabela 7-4:

Tabela 7-4 – Resultado Motor Otimizado.

#ESTAT.	Linha		Principal		Auxiliar		RPM	BDT	BDT	SLOW	SLOW	LRA	PF	EEF
#ROTOR	AMPS	W	AMPS	W	AMPS	W		MAR	M+A	15 RPM	250/300	3 SEG.		%
Otimizado														
Otimizado	0,30	64	0,33	46	0,16	17,0	2926	4,7	5,8	2,92	3,05	3,99	0,965	81,60

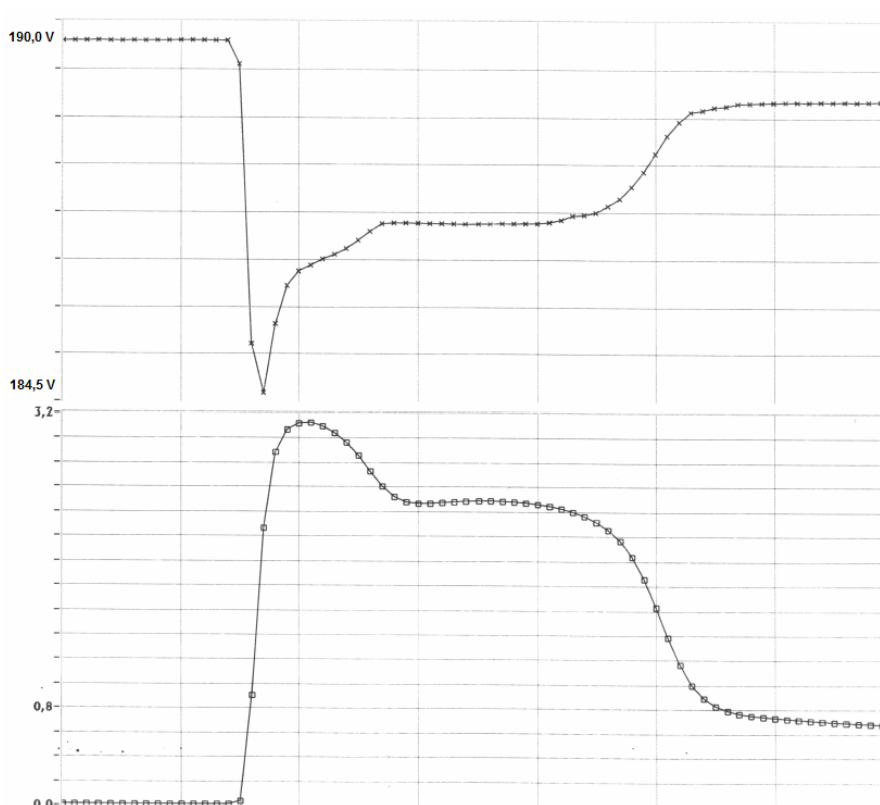


Gráfico 7-2 – Análise de tensão (V) e corrente (A) em partida a frio Motor Otimizado.

O Motor otimizado, foi novamente aplicado ao teste de partida em gabinete, e partiu com 190V além de uma melhora de quase 4% de eficiência, Tabela 7-4, Tabela 7-1 e Gráfico 7-2.

Como resultado desse novo projeto, o custo desse novo motor, reduziu-se em 10% a massa de fio de cobre consumida no enrolamento principal, além de 8% no enrolamento auxiliar.

Em muitos casos reais a eliminação das componentes harmônicas se mostra impraticável, contudo um projeto que visa a redução dessas componentes a valores de K_{wn} inferior a 0,25 no enrolamento auxiliar e 0,04 no principal já mostram resultados excelentes em aplicações reais.

Além do conhecimento fornecido por esse estudo em relação às harmônicas, esse trabalho permitiu à equipe de projetos da Tecumseh do Brasil Ltda., a validação do Software SPEED e da nova metodologia de simulação para MIM.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- 1) G. E. SISTEMAS INDUSTRIAIS. "Motor de indução – Rotor gaiola." Disponível em: <<http://www.geindustrial.com.br/produtos/motores/01.asp>>.
- 2) ALLEN-BRADLEY. Motor basics – "For controls matched motors". Disponível em <http://www.ab.com/manuals/gi>.
- 3) GEVISA. "Motor de indução de corrente alternada". Disponível em: <www.geindustrial.com.br/download/artigos/nt01.pdf>.
- 4) Ricciulli D. L. S. "Motores Elétricos (Apostila da disciplina de Eletrotécnica Geral – Mecânica)". Disponível em http://dee.feg.unesp.br/Disciplinas/SEL4001/Capítulo_9.pdf>.
- 5) Marques, G. "Máquinas de indução monofásicas". Disponível em https://dspace.ist.utl.pt/bitstream/2295/53973/1/SEE_Maquinas_de_inducao_monofasicas.pdf.
- 6) Pereira, L. A. "Introdução à máquina de indução (apostila do curso de eletrotécnica)". Disponível em: <http://diana.ee.pucrs.br/~lpereira/Eletrotecnica/Apostila_MI.pdf>.
- 7) Reitz, J. R., Frederick, J. M. e Christy, R. W., "Fundamentos da Teoria Eletromagnética"; Rio de Janeiro: Editora Campos Ltda, 1991.
- 8) Fitzgerald, A. E., Máquinas Elétricas; tradução Anatólio Laschuk São Paulo: Bookman, 2006.
- 9) Texto da WEG sobre "Motores Elétricos Assíncronos de Alta tensão"
- 10) Veinott, Cyril G., "Theory and design of small induction motors" publicado por Cyril G. Veinott em Sarasota, USA.
- 11) Boldea, I. e Nasar, A. S., "*The induction Machine Handbook*" published in Florida 2002 by CRC Press LLC.
- 12) Sen, P. C., "*Principles of electric machines and power electronics*". E.U.A.: John Wiley & Sons, In., 1997. Cap. 7: Single-phase motors. Pág. 373-473.
- 13) Kosow, I.L., "Máquinas elétricas e transformadores". Porto Alegre: Editora Globo, 1977. Cap. 10: Motores monofásicos. Pág. 354-396.
- 14) West, H. R. "*The cross-field theory of alternating-current machines*". AIEE Transactions, v. 45, Pág. 456-474, Fev. 1926.
- 15) Puchstein, A. F. e Lloyd, T. C. "*The cross-field theory of the capacitor motor*". AIEE Transactions, v. 60, Pág. 58-62, Fev. 1941.
- 16) Morril, W. J. "*The revolving field theory of the capacitor motor*". AIEE Transactions, v. 48, Pág. 614-632, Abr. 1929.
- 17) Krause, P. C. "*Simulation of Unsymmetrical 2-Phase Induction Machines*". IEEE Transaction on Power apparatus a Systems. v.84, nº11, Pág. 1025-1037.
- 18) Faiz, J; e Keyhani, A. "*PSICE simulation of single-phase induction motors*". IEEE Transactions on Energy Conversion, v. 14, nº1, Pág. 86-92, Mar. 1999
- 19) Sirbone, F.R.C. "Modelagem Semi-empírica de compressores herméticos alternativos". Dissertação de mestrado, EESC. São Carlos, USP, 2007.

- 20) D.A. Kocabas. "*Space Harmonic Effect Comparison Between a Standard Motor and a Motor with a Novel Winding Arrangement*", IEEE, 2009.
- 21) Popescu, M, Rasmussen, C. B., Miller, T. J. E., McGilp, M. and Cossar, C., "*Effect of MMF Harmonics on Single-Phase Induction Motor Performance– A Unified Approach*", University of Glasgow, Glasgow (UK), 2006
- 22) Popescu, M. e Miller, T. J. E. "Computation Methods For Space Harmonic Effects on Single-phase Induction Motor Performance", University of Glasgow, Glasgow (UK), 2010
- 23) Brito, C. M. C. e Leão, R. P. S. "Desempenho de um Motor de Indução Trifásico Submetido a Distorções Harmônicas na Tensão de Alimentação", IEEE.

APÊNDICE A – ANÁLISE DE EFEITOS

V_m, V_a - tensões complexas do enrolamento principal e auxiliar.

V_p, V_n e Z_{pn} - tensão complexa de seqüência positivo/negativo e impedância.

R_s, R_a, R_m - resistência do estator do enrolamento: equivalente / auxiliar / principal.

X_{ls}, X_{la}, X_{lm} - reatância de dispersão do estator: equivalente / auxiliar / principal.

a, a_n - relação de espiras eficazes (aux / principal).

R_m - resistência do rotor para harmônica de enésima ordem.

X_{lm} - reatância de dispersão do rotor para harmônica de enésima ordem

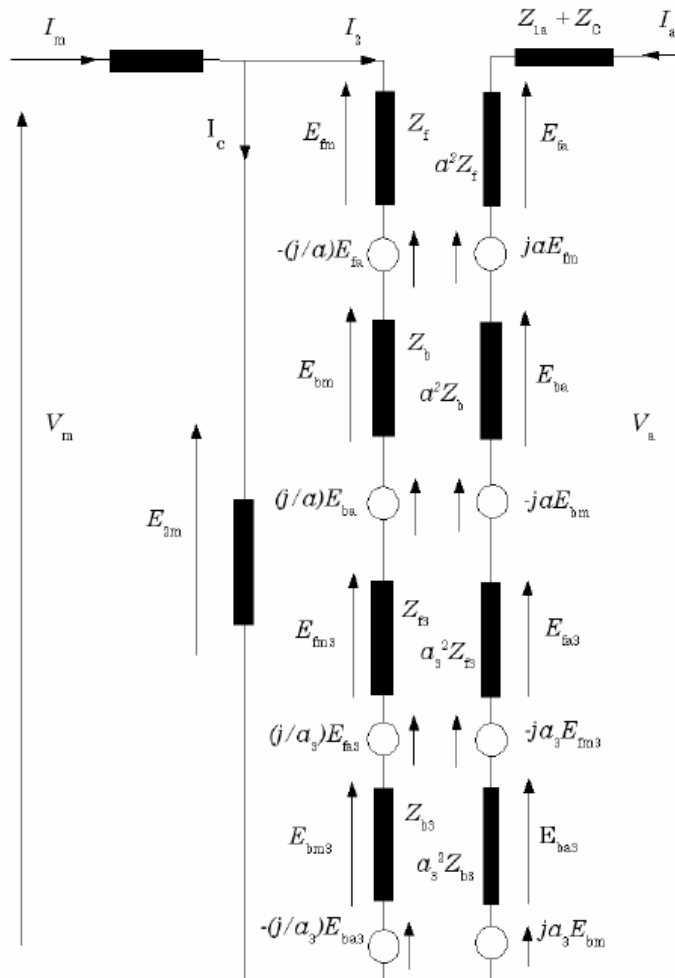
X_{mn} - reatância de magnetização para a harmônica de enésima ordem

Z_C - impedância capacitiva conectada em série com enrolamento auxiliar

P - número de pólos

ω_s, S - velocidade síncrona [rad / seg] e escorregamento.

n – ordem das harmônicas.



Circuito 9 – Circuito equivalente para análise das componentes harmônicas.

Assumindo um circuito semelhante ao definido no Capítulo - CIRCUITO EQUIVALENTE COM COMPONENTES HARMÔNICAS, por meio do método de campo rotativo. Será considerado somente as componentes, fundamentais e 3ª harmônica da FMM. As impedâncias podem ser equacionadas utilizando as seguintes relações[21]:

$$Z_{fn} = \frac{0,5}{\frac{1}{jX_{mn}} + \frac{1+n(1-s)}{R_m + j[1+n(1-s)]X_{lm}}} \quad (1)$$

$$Z_{bn} = \frac{0,5}{\frac{1}{jX_{mn}} + \frac{1-n(1-s)}{R_m + j[1-n(1-s)]X_{lm}}} \quad (2)$$

A reatância de magnetização e a reatância de dispersão do rotor para a harmônica de n^{th} ordem da FMM pode ser aproximada como uma função das reatâncias correspondente a FMM fundamental, que inclui o efeito da saturação:

$$X_{nm} = \left(\frac{k_{wn}}{k_{w1}}\right)^2 \frac{X_m}{n^2} \quad (3)$$

$$X_{ln} = \left(\frac{k_{wn}}{k_{w1}}\right)^2 X_{lr} \quad (4)$$

A resistência do rotor para harmônicas de ordem superiores é o mesmo que para um motor com número de n -pólos. Assim, podemos usar a aproximação:

$$R_{rn} = R_{bar} \left(\frac{k_{wn}}{k_{w1}}\right)^2 + \frac{R_{endring}}{n^2} \quad (5)$$

Note que a resistência da barra, R_{bar} e a $R_{endring}$, resistência de anel de curto, são calculados tendo em conta o efeito pelicular e o efeito da temperatura.

A relação de espiras efetiva que determina a n -ésima interação harmônica da FMM é semelhante a (4.3):

$$a_n = \frac{T_{phaux}}{T_{phmain}} \cdot \frac{k_{wnaux}}{k_{wn}} \quad (6)$$

O campo harmônico de ordem $n=(4k-1)$ gera uma rotação no sentido oposto com a onda de fluxo fundamental, enquanto o campo harmônico de ordem $n=(4k+1)$ gira no mesmo sentido da fundamental. O efeito harmônico é evidente em baixa velocidade e afeta o torque. As indutâncias harmônicas são determinadas por meio dos valores fundamentais usando (1) e (2).

O torque resultante é calculado como:

$$T_e = \frac{P}{2} \frac{1}{\omega_s} [(T_{f1} - T_{b1}) + \dots + (T_{fn} - T_{bn})] \quad (7)$$

Onde o torque produzido pelo campo fundamental é dado por:

$$T_1 = \frac{P}{2} \frac{1}{\omega_s} [(T_{f1} - T_{b1})] \quad (8)$$

$$T_{f1} = \text{Re}(Z_{f1}) |I_m - ja_1 I_a|^2 \quad (9)$$

$$T_{b1} = \text{Re}(Z_{b1}) |I_m + ja_1 I_a|^2 \quad (10)$$

As seguintes relações dar o torque produzido pelo campo nº harmônico:

$n=(4k+1)$:

$$T_n = \frac{P}{2} \frac{1}{\omega_s} [(T_{fn} - T_{bn})] \quad (11)$$

$$T_{fn} = n \text{Re}(Z_{fn}) |I_m - ja_n I_a|^2 \quad (12)$$

$$T_{bn} = n \text{Re}(Z_{bn}) |I_m + ja_n I_a|^2 \quad (13)$$

$n=(4k-1)$:

$$T_n = \frac{P}{2} \frac{1}{\omega_s} [(T_{fn} - T_{bn})] \quad (14)$$

$$T_{fn} = n \text{Re}(Z_{fn}) |I_m + ja_n I_a|^2 \quad (15)$$

$$T_{bn} = n \text{Re}(Z_{bn}) |I_m - ja_n I_a|^2 \quad (16)$$

As (11) até (16) mostram que a distribuição do enrolamento principal é a principal fonte do torque harmônica, ou seja:

a) um baixo fator harmônico no enrolamento principal para a enésima harmônica supri, independentemente da distribuição espacial auxiliar, os efeitos harmônicos na curva de torque;

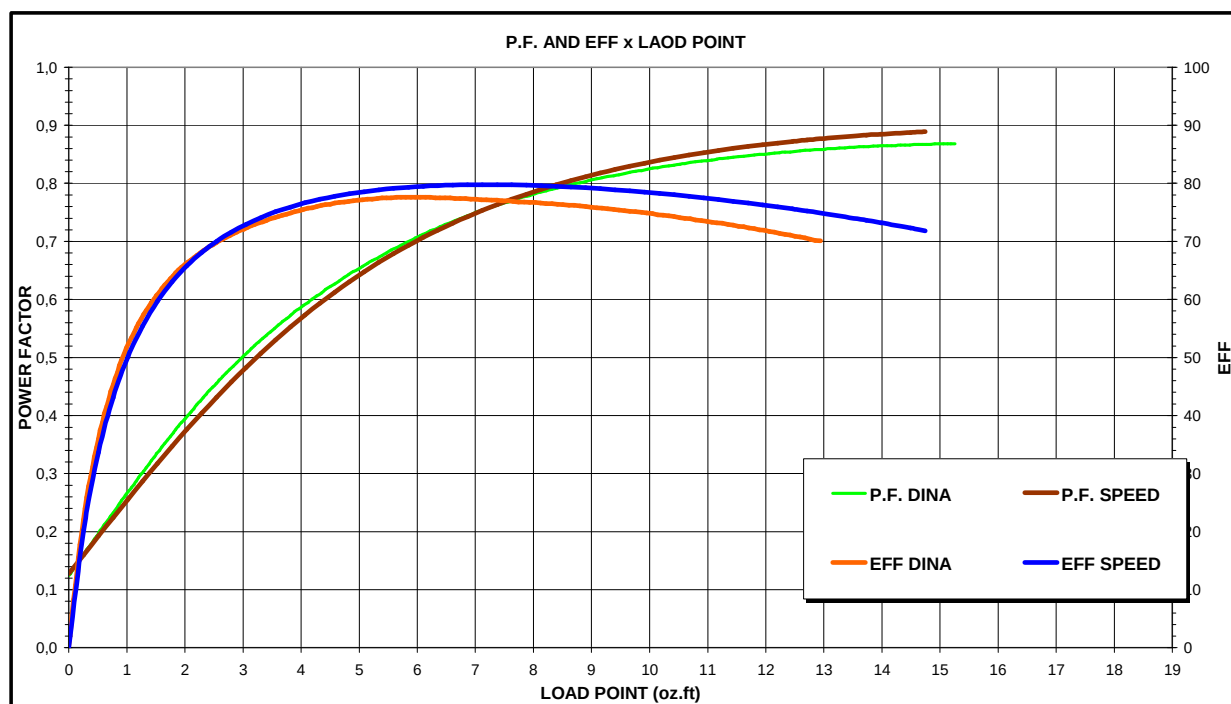
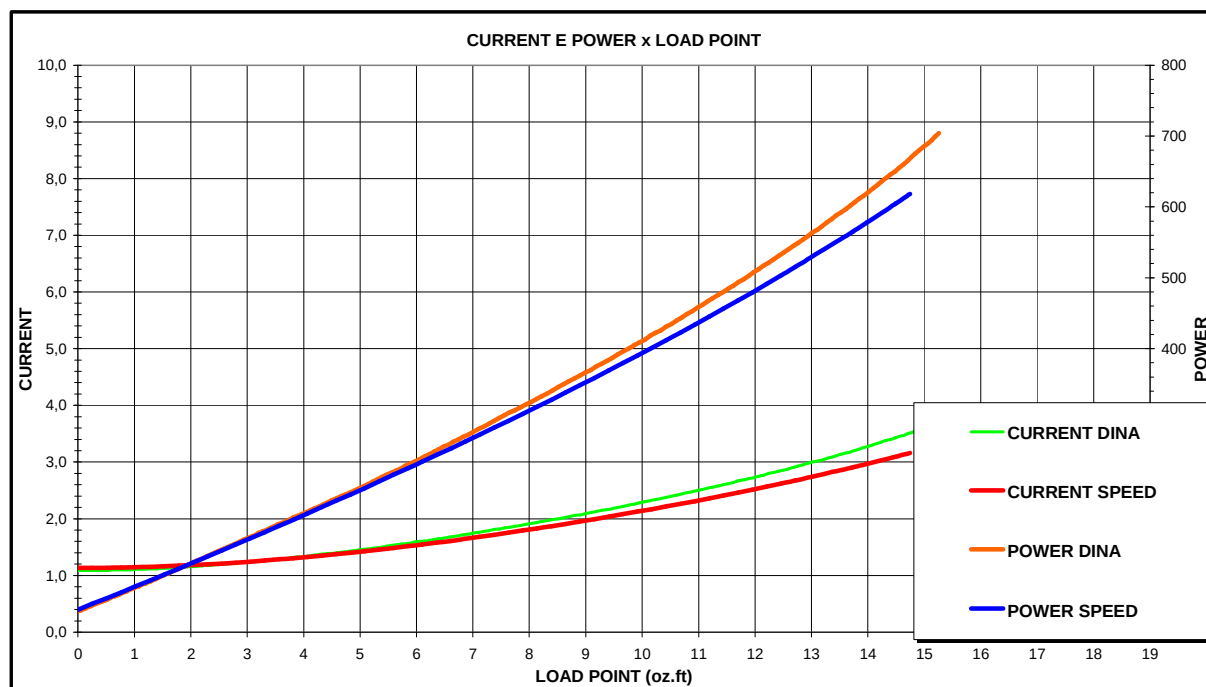
b) um baixo fator harmônico no enrolamento auxiliar para a enésima harmônica não supri os efeitos das harmônicas geradas pelas componentes do enrolamento principal.

Para harmônicas de ordem superior, o torque deve ser multiplicado por ordem da harmônica. O enésimo campo harmônico produz um torque semelhante a um motor com n vezes o número de pólos do campo fundamental. Normalmente, o enrolamento auxiliar é deslocado 90 graus elétricos da principal enrolamento do fundamental. Esse deslocamento é n vezes 90 graus elétricos para a harmônica “n”.

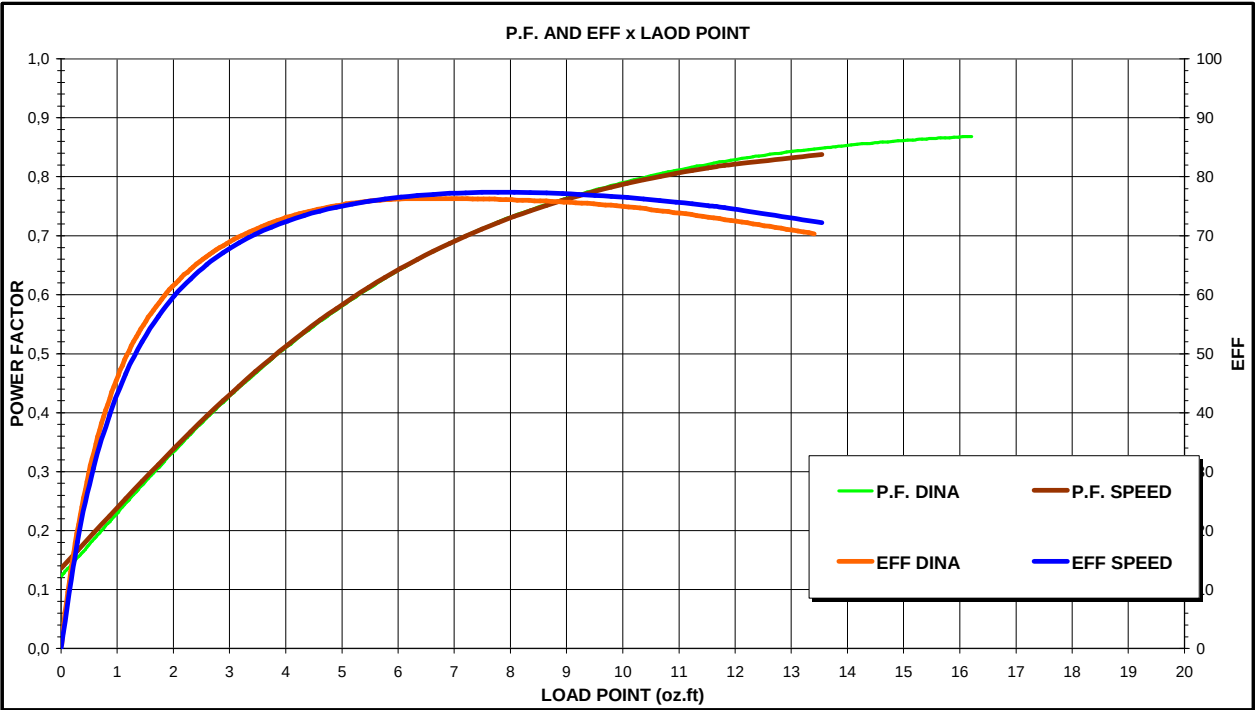
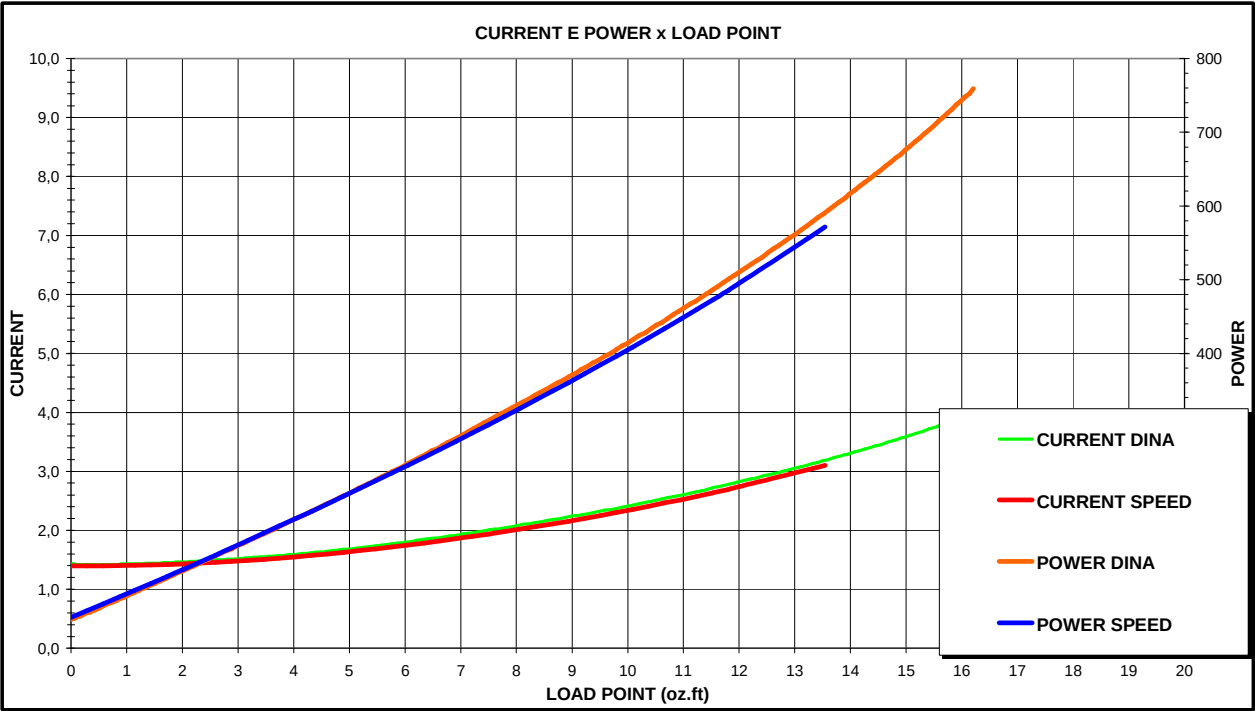
ANEXO 1

Motor #1

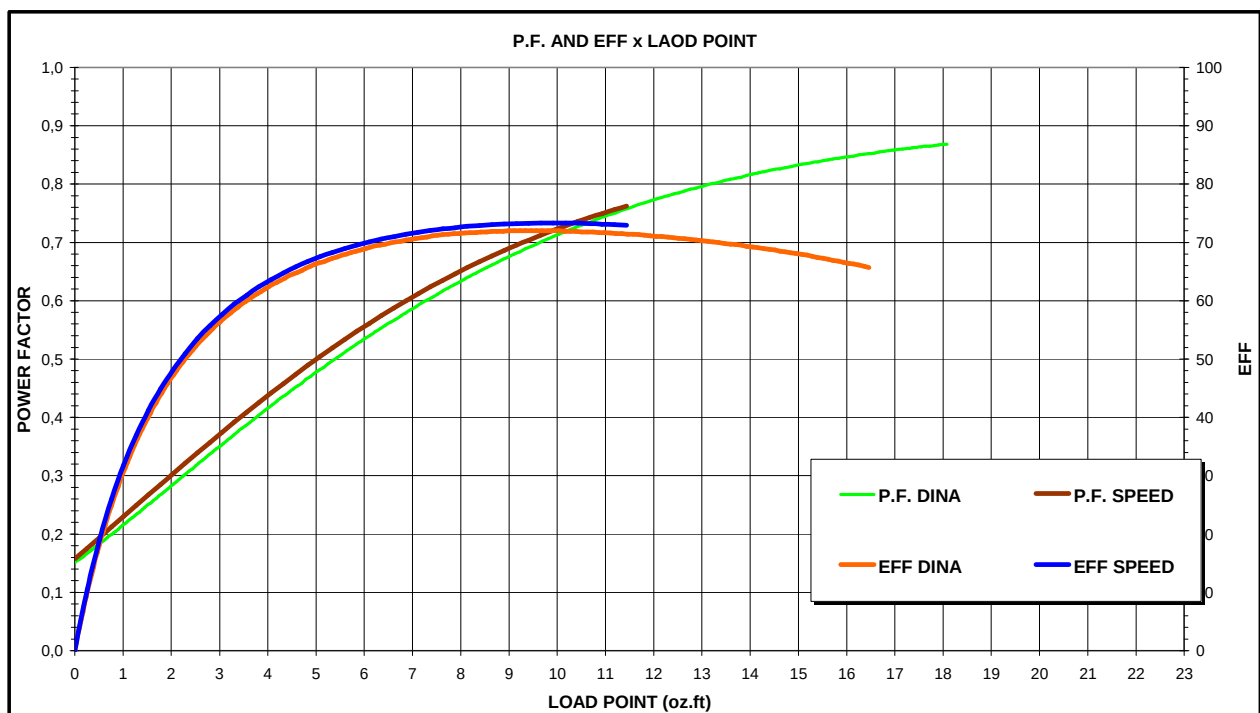
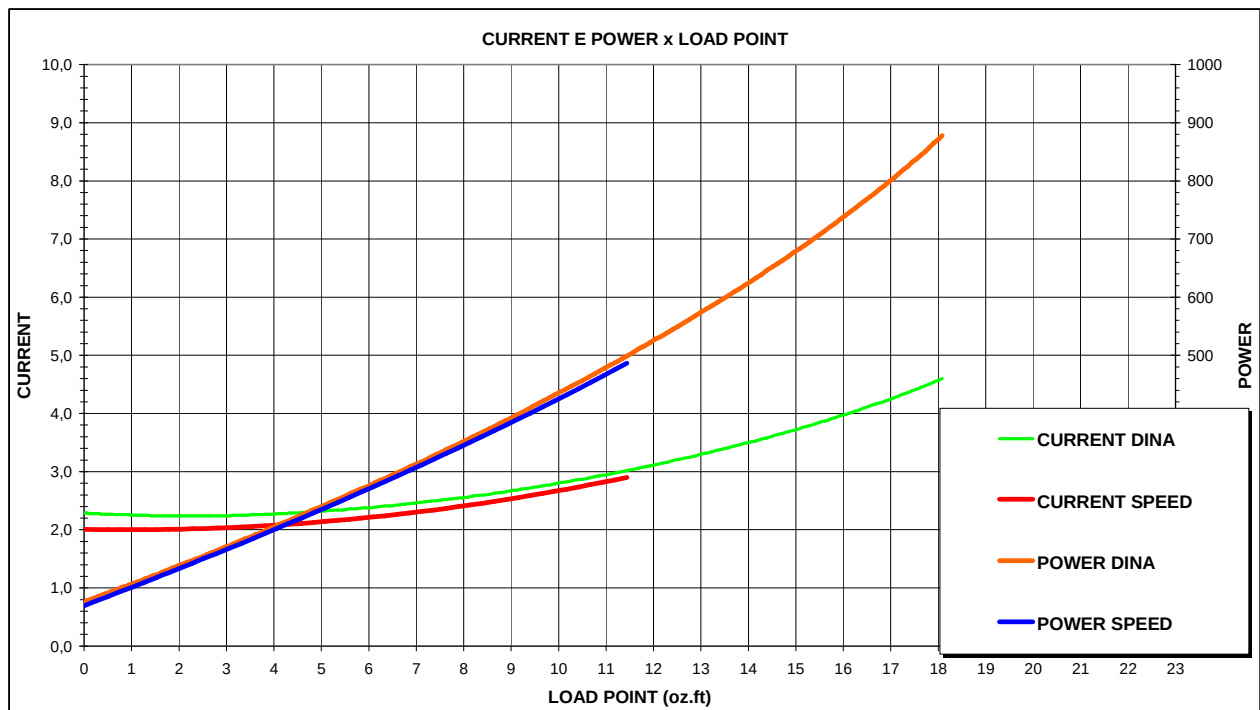
Tendo como unidade Potência em Watts e Corrente em Ampères.



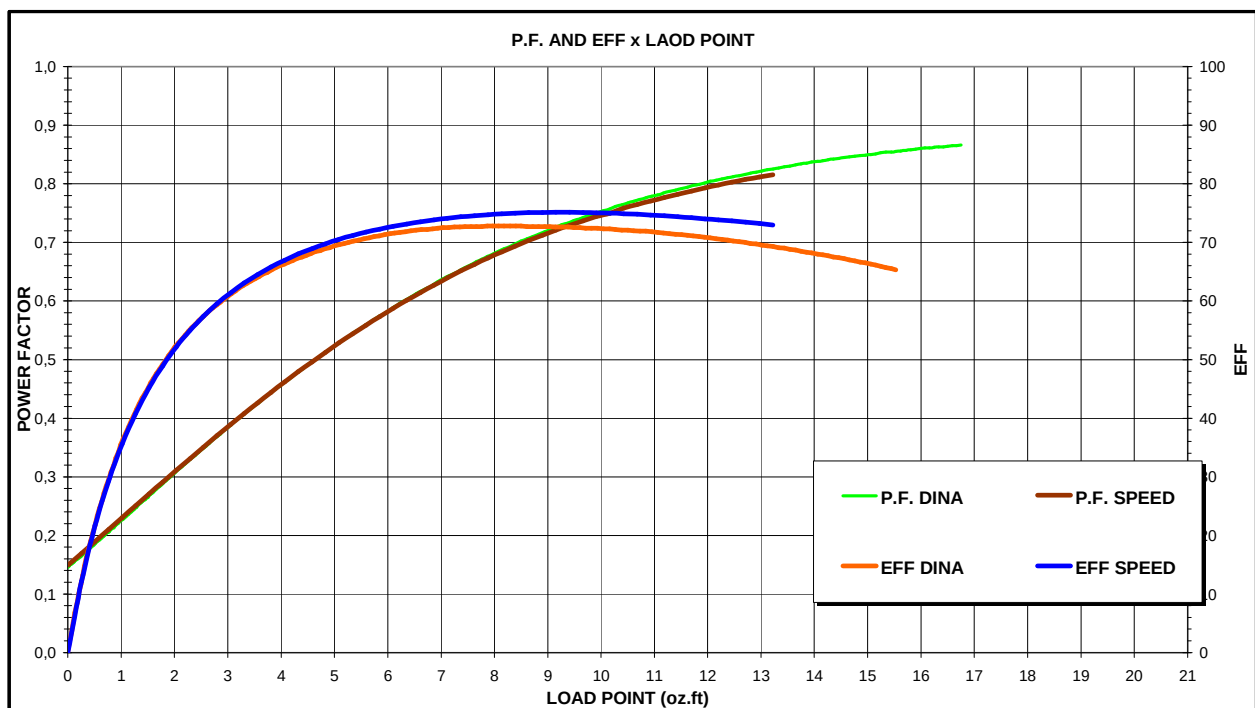
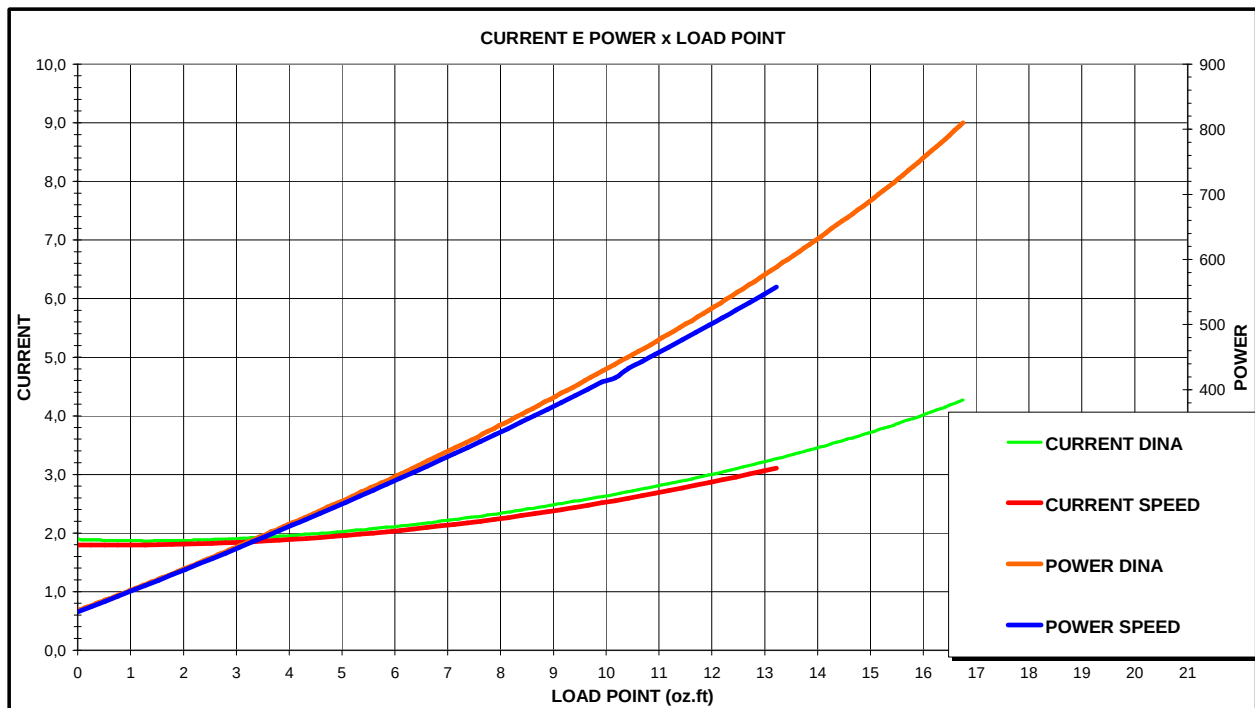
Motor #2



Motor #3



Motor #4



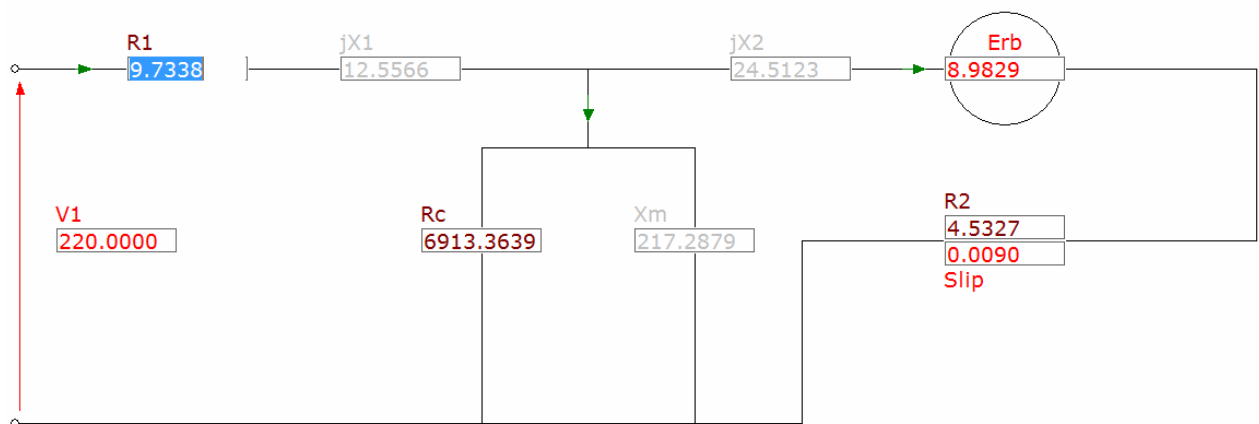
ANEXO 2

Coeficiente de enrolamento

Tabela 0-1 – Coeficientes Motor #5.

Motor #5		
K_w	Principal	Auxiliar
Fund.	0,8099	0,8442
3ª Harm	0,0205	0,0088
5ª Harm	0,1169	0,4411
7ª Harm	0,3808	0,0864

Circuito equivalente



Circuito 10 – Circuito equivalente Motor #5.