



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SERGIPE  
PROEE- PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**APLICAÇÃO E COMPARAÇÃO DE TÉCNICAS DE  
DIAGNÓSTICO E DETECÇÃO DE FALHAS EM MOTORES  
ELÉTRICOS DE INDUÇÃO BASEADOS EM ASSINATURA DE  
CORRENTE**

Abrahão da Silva Fontes

São Cristóvão - SE, Brasil  
Janeiro de 2017



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SERGIPE  
PROEE- PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Abrahão da Silva Fontes

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica – PROEE, da Universidade Federal de Sergipe, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Carlos A. V. Cardoso

São Cristóvão - SE, Brasil  
Janeiro de 2017

**APLICAÇÃO E COMPARAÇÃO DE TÉCNICAS DE  
DIAGNÓSTICO E DETECÇÃO DE FALHAS EM MOTORES  
ELÉTRICOS DE INDUÇÃO BASEADOS EM ASSINATURA DE  
CORRENTE**

Abrahão da Silva Fontes

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DO PROGRAMA DE  
PÓSGRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA – PROEE DA UNIVERSIDADE  
FEDERAL DE SERGIPE COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA  
A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Examinada por:

---

Prof. Dra. Andrea Araújo Souza  
Examinador Interno – PROEE/UFS

---

Prof. Dr. Luciano de Macedo Barros  
Examinador Interno –UFS

---

Prof. Dr. Levi P. B. de Oliveira  
Examinador Interno –UFS

---

Prof. Dr. Fabiano Salvadori  
Examinador Externo – UFPB

São Cristóvão - SE, Brasil  
Janeiro de 2017

*A minha esposa, Nyanne, ao  
meu pai, Adhemar, e ao meu  
irmão.*

# Agradecimentos

À Deus, pelas bênçãos concebidas durante toda a minha vida.

À minha esposa, Nyanne, pelo apoio incondicional e amor de sempre.

Ao meu pai, Adhemar, pelos ensinamentos e incentivos incansáveis.

Ao meu irmão, Adhemar Segundo, por todo apoio e conselhos.

À minha mãe, Célia, pelo amor e incentivo.

A toda minha família pela fraterna amizade e incentivo constante.

Ao Professor Dr. Carlos A. V. Cardoso, pelas valiosas orientações e contribuições no desenvolvimento deste trabalho.

Aos amigos da Manutenção Elétrica da FAFEN-SE/PETROBRAS por todo apoio e incentivo dado durante toda a realização deste trabalho.

A todos que contribuíram direta e indiretamente para a realização deste trabalho.

Resumo da Dissertação apresentada ao PROEE/UFS como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre (Me.)

## **APLICAÇÃO E COMPARAÇÃO DE TÉCNICAS DE DIAGNÓSTICO E DETECÇÃO DE FALHAS EM MOTORES ELÉTRICOS DE INDUÇÃO BASEADOS EM ASSINATURA DE CORRENTE**

Abrahão da Silva Fontes

Janeiro/2017

Orientador: Prof. Dr. Carlos A. V. Cardoso

Programa: Engenharia Elétrica

Os motores elétricos de indução são utilizados em todo o mundo nos mais variados ramos industriais. Diversas técnicas de manutenção são aplicadas para aumentar o tempo de operação e a vida útil destes motores. No contexto da manutenção preditiva, técnicas como *Motor Current Signature Analysis* (MCSA), *Motor Square Current Signature Analysis* (MSCSA), *Park's Vector Approach* (PVA) e *Park's Vector Square Modulus* (PVSM) são utilizadas para detectar e diagnosticar falhas em motores elétricos, caracterizadas por padrões no espectro de frequência da corrente estatórica. Neste trabalho, estas técnicas são aplicadas e comparadas em motores reais, os quais apresentam as falhas de excentricidade no entreferro, curto circuito entre espiras e barras quebradas. Utilizou-se um modelo teórico de um motor elétrico de indução sem falhas, com a mesma tensão de suprimento, com o objetivo de auxiliar a comparação entre os padrões do espectro de frequência de corrente estatórica com e sem falhas. Foram propostas e aplicadas métricas que avaliam a sensibilidade de cada técnica na detecção da falha. Os resultados apresentados neste trabalho mostraram que as técnicas acima mencionadas foram adequadas para as falhas supracitadas, cuja comparação entre estas evidenciou a adequabilidade de cada uma.

**Palavras Chaves:** Motores de indução, manutenção preditiva, detecção e diagnóstico de falhas.

Abstract of Dissertation presented to PROEE/UFS as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master.

## **APPLICATION AND COMPARISON OF DIAGNOSTIC AND FAULT DETECTION TECHNIQUES IN ELECTRICAL INDUCTION MOTORS BASED ON CURRENT SIGNATURE**

Abrahão da Silva Fontes

January/2017

Advisor: Prof. Dr. Carlos A. V. Cardoso

Department: Electrical Engineering

The induction motors are used worldwide in various industries. Several maintenance techniques are applied to increase the operating time and the lifespan of these motors. Among these, the predictive maintenance techniques such as Motor Current Signature Analysis (MCSA), Motor Square Current Signature Analysis (MSCSA), Park's Vector Approach (PVA) and Park's Vector Square Modulus (PVSM) are used to detect and diagnose faults in electric motors, characterized by patterns in the stator current frequency spectrum. In this work, these techniques are applied and compared on real motors, which have the faults of eccentricity in the air-gap, inter-turn short circuit and broken bars. It was used a theoretical model of an electric induction motor without fault and with the same voltage supply in order to assist comparison between the stator current frequency spectrum patterns with and without faults. Metrics were purposed and applied to evaluate the sensitivity of each technique fault detection. The results presented here show that the above techniques are suitable for the faults above mentioned.

**Key words:** induction motors; predictive maintenance; fault diagnosis.

# Sumário

Capítulo 1	Introdução.....	1
1.1	Objetivos.....	6
1.2	Metodologia.....	7
1.3	Estrutura do trabalho.....	8
Capítulo 2	Introdução a máquinas de indução.....	9
2.1	Conceito geral de máquinas de indução.....	9
2.3	Rotor Gaiola de Esquilo.....	12
2.3	Força Magneto-Motriz (FMM) em máquinas trifásicas.....	15
Capítulo 3	Falhas em motores elétricos de indução.....	19
3.1	Excentricidade no entreferro.....	19
3.2	Barras Quebradas.....	21
3.3	Curto entre espiras.....	24
Capítulo 4	Técnicas baseadas em assinatura de corrente.....	27
4.1	Motor Current Signature Analysis (MCSA).....	27
4.1.1	MCSA e o efeito da Vibração.....	31
4.2	Motor Square Current Signature Analysis (MSCSA).....	31
4.3	Park's Vector Approach (PVA).....	35
4.4	Park's Vector Square Modulus (PVSM).....	39
Capítulo 5	Metodologia utilizada e a aplicação das métricas.....	43
5.1	Metodologia utilizada.....	43
5.2	Aplicação das métricas.....	46
5.3	Considerações sobre sensibilidade.....	49
Capítulo 6	Discussões e Resultados.....	50
6.1	Excentricidade no entreferro.....	52
6.1.1	MCSA.....	52
6.1.2	MSCSA.....	53
6.1.3	PVA.....	54
6.1.4	PVSM.....	56
6.1.5	Aplicação das métricas.....	57
6.2	Curto entre espiras.....	58
6.2.1	MCSA.....	59
6.2.2	MSCSA.....	60
6.2.3	PVA.....	62

6.2.4	PVSM .....	63
6.2.5	Aplicação das métricas .....	64
6.3	Barras quebradas .....	66
6.3.1	MCSA.....	66
6.3.2	MSCSA.....	69
6.3.3	PVSM .....	71
6.3.4	PVA .....	72
6.4	Análise e comparativo dos resultados.....	75
Capítulo 7	Conclusão .....	77
	Referências Bibliográficas.....	79
Apêndice A	Representação de Fourier para sinais .....	82
A.1)	Sinais Periódicos: série de Fourier de tempo discreto (DFTS).....	83
A.2)	Sinais Não-Periódicos: Transformada de Fourier de tempo discreto (DTFT). 83	
A.3)	Representações com Transformada de Fourier de tempo discreto (DTFT) para sinais periódicos.....	84
A.4)	FFT (Transformada Rápida de Fourier).....	86
A.5)	Aplicação da FFT em sinais de corrente de motores elétricos .....	87
Apêndice B	Transformação odq de uma máquina trifásica.....	88
Apêndice C	Considerações sobre o uso da escala em dB .....	97
Apêndice D	O efeito do cálculo do quadrado da corrente .....	98
Apêndice E	Código da simulação do modelo teórico do motor elétrico de indução .	100

# Lista de Figuras

Figura 2.1 - Vista do motor explodido Fonte: <a href="http://www.weg.net.br">www.weg.net.br</a> .....	9
Figura 2.2 - Estator. ....	10
Figura 2.3 - Motor aberto. ....	10
Figura 2.4 - Vista de um gerador síncrono monofásico didático. Fonte: Fitzgerald et al (2008). ....	11
Figura 2.5 - Densidade de fluxo (a) e tensão induzida (b). Fonte: Fitzgerald et al (2008). ....	12
Figura 2.6 - Rotor gaiola de esquilo. ....	12
Figura 2.7 - Formatos das barras. Fonte: Fitzgerald et al (2008). ....	13
Figura 2.8 - Princípio de funcionamento de um rotor gaiola de esquilo. (a) tensão induzida. (b) corrente induzida. Fonte: Fitzgerald et al (2008). ....	14
Figura 2.9 - FMM produzida no entreferro por uma corrente no enrolamento (bobina de passo pleno). Fonte: Fitzgerald et al (2008). ....	16
Figura 2.10 - À esquerda: Onda da FMM de uma fase. À direita: decomposição da onda de FMM de uma fase. Fonte: Fitzgerald et al (2008). ....	17
Figura 2.11 - Visualização vetorial da FMM girante. Fonte: Fitzgerald et al (2008). ...	18
Figura 3.1 - Variação no entreferro (Air gap) devido à vibração do rolamento.....	20
Figura 3.2 - A esquerda: rotor gaiola de esquilo de um motor elétrico. A direita: barra quebrada do rotor. Fonte: Lamim (2007). ....	21
Figura 3.3 - Distribuição do fluxo magnético em um motor sem barras quebradas. Fonte: Elkasabgy et al. (1992). ....	22
Figura 3.4 - Nova distribuição de fluxo magnético devido às barras quebradas. Fonte: Elkasabgy et al. (1992). ....	23
Figura 3.5 – Bobina didática exemplificando os locais de possíveis curtos entre espiras. ....	25
Figura 3.6 – Exemplos de danos provocados por curto entre espiras.....	25
Figura 4.1 – Exemplo de aplicação da técnica MCSA: motor sem falhas. ....	28
Figura 4.2 – Exemplo de aplicação da técnica MCSA: barras quebradas. Fonte: Pires et al. (2013). ....	28
Figura 4.3 – Exemplo de aplicação da técnica MCSA: motor com curto entre espiras. Fonte: Mehala (2010). ....	29
Figura 4.4 – Exemplo de aplicação da técnica MCSA: motor com excentricidade no entreferro. Fonte: Pires et al. (2013). ....	29
Figura 4.5 – Fluxograma de aplicação da técnica MCSA. ....	30
Figura 4.6 – Fluxograma de aplicação da técnica MSCSA. ....	32
Figura 4.7 – Exemplo de motor sem falhas para a técnica MSCSA. Fonte: Pires et al. (2013). ....	33
Figura 4.8 – Exemplo de motor com a falha de barras quebradas: (a) técnica MCSA e (b) técnica MSCSA. Fonte: Pires et al. (2013). ....	33
Figura 4.9 – Exemplo de motor com a falha de curto entre espiras: (a) técnica MCSA e (b) técnica MSCSA. Fonte: Allal et al. (2016) - adaptada. ....	34

Figura 4.10 – Exemplo de motor com a falha de excentricidade no entreferro: (a) técnica MCSA e (b) técnica MSCSA. Fonte: Pires et al. (2013).	34
Figura 4.11 – Curva padrão do Vetor de Park para um motor sem falhas.	36
Figura 4.12 – Curva representativa do Vetor de Park com uma falha. Fonte: Assunção (2006).	36
Figura 4.13 – Fluxograma de aplicação da técnica PVA.	37
Figura 4.14 – Padrões de falha para a técnica PVA: (a) sem falhas; (b) barras quebradas; (c) excentricidade; (d) curto entre espiras. Fonte: Thanis (2006) (e) sem falhas com presença de harmônicas de tensão - sem carga; (f) sem falhas com presença de harmônicas de tensão - com carga plena. Fonte: Nejari e Benbouzid (2000).	38
Figura 4.15 – Módulo do Vetor de Park na presença de falha no motor. Fonte: Assunção (2006).	40
Figura 4.16 – Padrões de falha para a técnica PVSM: (a) Barras Quebradas e (b) Curto entre espiras. Fonte: Allal (2016) - adaptada.	41
Figura 4.17 – Fluxograma de aplicação da técnica PVSM.	41
Figura 5.1 – Fluxo da detecção e diagnóstico das falhas em motores.	44
Figura 5.2 – Fluxo da análise comparativa entre as técnicas.	45
Figura 5.3 – Exemplo prático de aplicação da métrica 1. Fonte: Freitas (2008) - adaptada.	46
Figura 5.4 – Ilustração do Vetor Desvio.	48
Figura 6.1 – Padrões da corrente estatórica do motor simulado por um modelo teórico sem falhas: (a) espectro de frequência da corrente e (b) espectro de frequência do quadrado da corrente.	51
Figura 6.2 – MCSA – Excentricidade no entreferro.	53
Figura 6.3 – MSCSA – Excentricidade no entreferro.	54
Figura 6.4 – PVA – Excentricidade no entreferro.	55
Figura 6.5 – PVSM – Excentricidade no entreferro.	56
Figura 6.6 – Desvio em relação a frequência fundamental – Excentricidade no entreferro.	57
Figura 6.7 – Vetor Desvio – Excentricidade no entreferro.	58
Figura 6.8 – MCSA – Curto entre espiras.	60
Figura 6.9 – MSCSA – Curto entre espiras.	61
Figura 6.10 – PVA – Curto entre espiras.	62
Figura 6.11 – PVSM – Curto entre espiras.	64
Figura 6.12 – Diferença em relação a frequência fundamental – Curto entre espiras.	65
Figura 6.13 – Vetor Desvio – Curto entre espiras.	66
Figura 6.14 – MCSA – Barras quebradas.	67
Figura 6.15 – Efeito do escorregamento muito pequeno – sem carga. Fonte: Siddiqui et al. (2012).	68
Figura 6.16 – Efeito do número de barras quebradas em 100% de carga. Fonte: Siddiqui et al. (2012).	69
Figura 6.17 – MSCSA – Barras quebradas 1.	70
Figura 6.18 – MSCSA – Barras quebradas 2.	71
Figura 6.19 – PVSM – Barras quebradas.	72
Figura 6.20 – PVA – Barras quebradas.	73

Figura 6.21 – Exemplo PVA – Barras quebradas: (a) sem falhas; (b) 1 barra quebrada; (c) 2 barras quebradas; (d) 3 barras quebradas. Fonte: Bilgin e Arabaci (2014) - adaptada. ....	74
Figura A.1 – Representação do sinal formado pela série infinita de impulsos. Fonte Haykin et al. (2006). ....	85
Figura A.2 - Representação de um sinal periódico discreto por DTFT e DTFS. Fonte Haykin et al. (2006). ....	86
Figura B.1 - Máquina simétrica trifásica e convenção utilizada em uma bobina. Fonte: Jacobina et al. (2002). ....	88
Figura B.2 - Representação bifásica equivalente. Fonte: Jacobina et al. (2002). ....	92

# Lista de Tabelas

Tabela 1.1 - Taxa de falha de equipamentos* versus a qualidade da manutenção.....	2
Tabela 1.2 - Percentual dos componentes que falharam. ....	2
Tabela 1.3 - Percentual de falhas ocorridas em relação ao período de funcionamento do motor.....	3
Tabela 5.1 – Carta de severidade para barras quebradas. Fonte: Bonaldi (2005). ....	47
Tabela 6.1 – Dados dos motores elétricos. ....	50
Tabela 6.2 – Percentual das harmônicas de tensão e seus limites. ....	51
Tabela 6.3 - Principais frequências características para curto entre espiras na técnica MCSA.....	59
Tabela 6.4 - Principais frequências características para curto entre espiras na técnica MSCSA.....	61
Tabela 6.5 - Principais frequências características para curto entre espiras na técnica PVSM. ....	63
Tabela 6.6 - Principais frequências características para barras quebradas na técnica MCSA.....	67
Tabela 6.7 - Principais frequências características para barras quebradas na técnica MSCSA.....	70
Tabela 6.8 – Tabela comparativa entre as técnicas e suas principais contribuições. ....	76

# Lista de Abreviaturas

DTFS – *Discrete Time Fourier Series* – Série de Fourier de Tempo Discreto;

DTFT – *Discrete Time Fourier Transform* – Transformada de Fourier de Tempo Discreto;

FFT – *Fast Fourier Transform* – Transformada Rápida de Fourier;

FMM – Força Magneto Motriz;

IEEE – *Institute of Electrical and Electronic Engineers* – Instituto dos Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos;

MCSA – *Motor Current Signature Analysis* – Análise pela Assinatura da Corrente do Motor;

MSCSA – *Motor Square Current Signature Analysis* – Análise pela Assinatura do Quadrado da Corrente do Motor;

PVA – *Park Vector Approach* – Abordagem por Vetor de Park;

PVSM – *Park Vector Square Modulus* – Quadrado do Módulo do Vetor de Park.

# Lista de Símbolos

$B$  – Fluxo Magnético;

$DC$  – *Direct Current* – Corrente Contínua;

$e$  – Tensão Induzida;

$f_s$  – Frequência fundamental;

$f_{bq}$  – Frequência característica da falha do tipo barras quebradas;

$f_{bq2}$  – Frequência característica da falha do tipo barras quebradas para o quadrado da corrente;

$f_{ecc}$  – Frequência característica da falha do tipo excentricidade no entreferro;

$f_{ecc2}$  – Frequência característica da falha do tipo excentricidade no entreferro para o quadrado da corrente;

$f_{sc}$  – Frequência característica da falha do tipo curto entre espiras;

$f_{sc2}$  – Frequência característica da falha do tipo curto entre espiras para o quadrado da corrente;

$g$  – Entreferro;

$i_d$  – Corrente elétrica no eixo direto;

$i_q$  – Corrente elétrica no eixo em quadratura;

$n$  – Rotação mecânica do motor;

$n_s$  – Rotação mecânica síncrona do motor;

$p$  – Par de polos do motor;

$s$  – Escorregamento;

$\omega_e$  – Velocidade angular elétrica;

$\theta_a$  – Ângulo de rotação mecânica do rotor;

$\theta_{ae}$  – Ângulo de rotação elétrica do rotor;

$\phi_2$  – Defasamento angular;

$\mu_0$  – Permeabilidade magnética do ar.

# Capítulo 1

## Introdução

Motores elétricos são usados em larga escala nas mais variadas indústrias e fábricas do mundo. Segundo estudos publicados no *International Power Engineering and Optimization Conference* (PEOCO2014) da IEEE, intitulado por *Detection and Classification of Induction Motor Faults Using Motor Current Signature Analysis and Multilayer Perceptron*, estima-se que quase 80% do total de motores elétricos, em operação, são de indução. Logo, pode-se afirmar que o número absoluto de motores em operação é algo quase imensurável. Diante deste cenário, pensar na manutenção destes motores é algo bem desafiador, pois não é racional adotar a prática de “quebrou – trocou” para todo este quantitativo, porque seus custos de aquisição são bem elevados.

Assim, dois tipos de manutenção ganham destaque: a preventiva e a preditiva. Ambas possuem um objetivo em comum: evitar a manutenção corretiva, isto é, consertar um equipamento que não realiza mais a sua função. Neste contexto, a manutenção preditiva possui uma vantagem em especial em relação à preventiva, pois, ela se baseia no uso de técnicas não invasivas que permitem diagnosticar falhas em motores elétricos, mesmo este em operação, diferentemente da manutenção preventiva, que é essencialmente invasiva, pois, necessita que o motor elétrico não esteja em funcionamento, conforme ratificado por Bonaldi (2005). Desta forma, por meio da manutenção preditiva é possível detectar o início de uma falha em um motor elétrico antes que ela evolua ao ponto de impedir o funcionamento do mesmo, devido a danos irreversíveis que venham a acontecer. Assim, uma vez diagnosticada a falha é possível operar o motor elétrico até o ponto de programar uma intervenção neste no momento oportuno e com o menor tempo de parada de produção. Neste caso, tem-se como objetivo a minimização dos custos. Para confirmar estes conceitos, a norma IEEE Gold Book de 2007 apresentou estudos que mostraram que as quantidades de falhas em motores elétricos aumentam com a diminuição da qualidade da manutenção nestes, ver Tabela 1.1. É importante observar que as próximas três tabelas são uma adaptação das tabelas 5.3, 10.20 e 10.22 da referida norma.

Tabela 1.1 - Taxa de falha de equipamentos\* versus a qualidade da manutenção.

<b>Qualidade da manutenção</b>	<b>Transformadores</b>	<b>Disjuntores</b>	<b>Motores</b>
<b>Excelente</b>	0,95	0,91	0,89
<b>Padrão</b>	1,05	1,06	1,07
<b>Pobre</b>	1,51	1,28	<b>1,97</b>
<b>Ideal</b>	0,89	0,79	0,84

\*Taxa de falha de equipamentos é o multiplicador aplicado à probabilidade de o equipamento entrar em falha após dois anos sem manutenção, segundo definição dada em IEEE Gold Book (2007).

Nota-se na Tabela 1.1 que quando a qualidade da manutenção é caracterizada como “pobre”, a taxa de falha de motores está em maior destaque. Isto é decorrente, principalmente, pela sua “natureza” dinâmica de operação.

Os tipos de equipamentos da Tabela 1.1 apresentam falhas de origem elétrica e mecânica. Praticamente, os motores possuem uma incidência maior de falhas, como pode ser visto na Tabela 1.2. Os rolamentos respondem, aproximadamente, por 59,1% das falhas em motores elétricos. Outras falhas recorrentes, como curto entre espiras, excentricidade no entreferro e barras quebradas, também, são evidenciadas nesta mesma tabela.

Deve-se observar que a falha que acontece quando há um curto-circuito entre espiras é enquadrada na falha denominada de falhas no *Enrolamentos*. No caso de falha que acontece devido à quebra de uma ou várias barras, enquadra-se esta como falha em *Rotor*. Por outro lado, a falha devido à excentricidade no entreferro tanto pode ser enquadrada como falha no *Enrolamento* como no *Rotor*. Isto será explicado em detalhes no capítulo específico desta falha.

Tabela 1.2 - Percentual dos componentes que falharam.

<b>Componente que falhou</b>	<b>Percentual (%)</b>
<b>Rolamentos</b>	59,1
<b>Enrolamentos</b>	25,4
<b>Rotor</b>	1,4
<b>Escovas ou anéis deslizantes</b>	8,5
<b>Dispositivo externo</b>	1,4
<b>Outros</b>	4,2

Outro ponto de destaque em relação às ocorrências de falhas em motores elétricos é que a maior parte delas ocorre com o equipamento em operação, como

destacado na Tabela 1.3. Este percentual elevado revela a importância da manutenção preventiva no que diz respeito a possibilitar que o equipamento, pós-manutenção, opere uma campanha inteira sem apresentar falhas. Em contrapartida, o fato que 28,6% das falhas dos motores ocorrem durante a manutenção preventiva, conforme Tabela 1.3, reforça a necessidade de uma manutenção preditiva. Isto porque, ela evitará que uma manutenção preventiva seja feita em um momento inadequado que acarrete a uma falha. Além disso, evita que o motor entre em falha, no momento da operação, corroborando assim, com a diminuição do percentual de falhas em campanha.

Tabela 1.3 - Percentual de falhas ocorridas em relação ao período de funcionamento do motor.

<b>Momento da Ocorrência</b>	<b>Percentual (%)</b>
<b>Operação normal</b>	67,6
<b>Em manutenção ou em testes</b>	28,6
<b>Outros</b>	3,8

Diante da sua importância para a qualidade da manutenção, conforme exposto, diversas técnicas de manutenção preditiva foram exploradas, para aplicação em motores elétricos. Os primeiros estudos nesta área iniciaram-se na década de 80 com a aplicação de vários métodos utilizando sensores de temperatura e vibração, para o diagnóstico de falhas de diferentes tipos de motores. Penman *et al.* (1986) propuseram a utilização de um sistema de sensoriamento para medição da temperatura do “rotor gaiola de esquilo” de um motor elétrico de indução, em operação. Os autores demonstraram que a aplicação deste sistema aumentou a confiabilidade do equipamento. Porém, neste caso, são necessários investimentos, na fase de projeto e construção da máquina, para que este sistema não se torne invasivo, caso seja aplicado após operação.

Benbouzid (2000) apresentou um trabalho de revisão técnica abordando, de forma geral, as principais dificuldades e avanços encontrados, na época, em relação à detecção e diagnóstico de falhas em motores elétricos de indução. Apesar da possibilidade de utilização dos sensores nos vários tipos de falhas em motores elétricos, Benbouzid (2000) mostrou a utilização destes sensores era delicada e dispendiosa. Isto, com a tecnologia e custos referente à década de 80. Além disso, geralmente, necessitavam acessar o motor para diagnosticar o tipo de falha.

Benbouzid (2000) relatou, também, que outras técnicas não invasivas conseguiam resultados parecidos. Primeiramente, notou-se que a análise do espectro de frequência da corrente estatórica do motor poderia ser utilizada para diagnosticar os mesmos tipos de falhas, sem a necessidade de acessar o motor. Thomson *et al.* (1994) conseguiram diagnosticar as falhas de barras quebradas, excentricidade dinâmica no entreferro, desalinhamento no rotor e desgaste na carga acoplada utilizando a análise espectral da corrente estatórica do motor elétrico de indução.

Em seguida ao trabalho de Thomson *et al.* (1994), esta análise tornou-se uma técnica conhecida como *Motor Current Signature Analysis* (MCSA), como fora descrito por Benbouzid (2000). Já em meados da década de 90, diversos estudos de caso foram publicados utilizando o MCSA em motores reais, como o publicado por Thomson *et al.* em 1994 e 1999. Thomson *et al.* (1999) demonstraram no seu trabalho que é possível identificar os dois tipos de excentricidade no entreferro, estática e dinâmica, analisando duas bandas distintas de frequência, no espectro da corrente elétrica do motor de indução.

A técnica MCSA, em síntese, permite efetuar a detecção e diagnóstico de falhas por meio de análise da corrente elétrica estatórica do motor. Esta se baseia na análise dos harmônicos presentes no espectro de frequência da corrente elétrica medida de um motor, quando há falhas e não há filtros de harmônicos. Desta forma, é necessária a utilização de uma ferramenta adequada de transformação de sinais do domínio do tempo para o domínio da frequência. Vale salientar que os harmônicos presentes na tensão de suprimento refletem em frequências características na corrente que podem coincidir ou não com aqueles presentes quando há falhas. Assim, é possível antever problemas de origem elétrica, tais como: curto circuito entre espiras, barras quebradas e excentricidade no entreferro e falhas de origem mecânica, como por exemplo: rolamentos. Deve-se salientar ainda, como já mencionado, que todos estes problemas supracitados possuem harmônicos específicos no espectro de frequência.

Diversas aplicações desta técnica ainda vêm sendo feitas ao longo dos últimos anos, devido a sua facilidade de aplicação e confiabilidade no diagnóstico. Bonaldi (2005) no seu trabalho de doutorado fez uma revisão bibliográfica vasta e detalhada desta técnica, incluindo os padrões espectrais de detecção das falhas, como também, propôs a aplicação para a detecção e o diagnóstico de falhas na carga acoplada. Outra grande contribuição de Bonaldi (2005) foi à utilização de um sistema embarcado online no monitoramento de falhas do motor baseado na técnica MCSA, conhecido por *Predictor*. Este sistema foi testado por Bonaldi (2005) em diversos estudos de caso e, atualmente, encontra-se em uso na unidade de refino da Petrobras REGAP. Este foi apresentado por Pierini *et al.* (2007) em [10].

Pires *et al.* (2012) propuseram a utilização de uma nova técnica chamada de *Motor Square Current Signature Analysis* (MSCSA). Esta técnica tem o mesmo princípio da técnica MCSA, porém ela utiliza o quadrado da corrente estatórica medida. Os autores mostraram que a técnica MSCSA possibilita o aparecimento de novas frequências características da falha no espectro de frequência que não são percebidas na técnica MCSA. Isto possibilita que a detecção e o diagnóstico da falha sejam mais precisos.

Paralelamente as pesquisas de desenvolvimento da técnica MCSA, algumas técnicas mais sofisticadas foram propostas para aprimorar a análise das falhas de motores, tais como: *Park's Vector Approach* (PVA), *Extended Park Vector Approach* (EPVA), *Park's Vector Square Modulus* (PVSM) e *Park-Hilbert Transform* (PVM<sub>P-H</sub>). A grande vantagem destas técnicas é a possibilidade de utilizar a corrente elétrica das

três fases do motor, diante da utilização de apenas uma fase na MSCA. Isso possibilitou, que uma quantidade maior de informação fosse utilizada para análise.

Cardoso *et al.* (1995) demonstraram ser possível detectar barras quebradas no rotor de motores de indução trifásicos por meio da técnica PVA. Esta técnica baseia-se no monitoramento de deformações na curva fechada, formada pelas correntes estatóricas do Vetor de Park. Esta técnica possibilitou, também, o acompanhamento da falha, pois à medida que as deformações aumentam indica a elevação da severidade da falha.

A técnica de PVA já engloba por si mesma a transformação das correntes trifásicas de um motor elétrico para o eixo direto e em quadratura (o vetor de Park). Isto simplifica a implementação de modelos de máquinas elétricas, visto que a resolução dos sistemas de equações referentes a circuitos acoplados magneticamente é custosa, conforme mencionado em Jacobina *et al.* (2002).

Cardoso *et al.* (2000) apresentaram no seu trabalho uma nova proposta para detecção de barras quebradas em motores de indução trifásicos baseado na correlação entre a técnica MCSA e a PVA. Esta proposta foi chamada de *Extended Park's Vector Approach* (EPVA). Esta nova técnica foi capaz de introduzir, em sua aplicação, as bandas laterais oriundas da falha de barras quebradas. Isto possibilitou que a detecção relacionada diretamente a este tipo de falha ficasse mais evidente.

Neste mesmo trabalho, Cardoso *et al.* (2000) abordaram a utilização do módulo do Vetor de Park, chamado de *Park's Vector modulus* (PVM), o qual é composto de uma componente DC e três componentes adicionais AC, duas no dobro da frequência fundamental e outra no quádruplo. Isto possibilitou que a componente DC fosse filtrada e enfatizasse as componentes AC, facilitando assim a detecção e diagnóstico das falhas. Porém, esta técnica PVM poderia ser generalizada, visto que ela foi aplicada direcionada as bandas laterais da frequência fundamental oriundas da falha de barras quebradas. Allal *et al.* (2016) sintetizaram a apresentação desta generalização e chamou a de *Park's Vector Square Modulus* (PVSM).

Sahraoui *et al.* (2014) propuseram um novo método para a detecção da falha de curto entre espiras. Esta técnica baseia-se na análise espectral, por meio da *Fast Fourier Transform* (FFT), de um novo sinal gerado, chamado  $PVM_{P-H}$ , que representa o módulo de Vector de Park e é calculado a partir dos sinais analíticos obtidos da corrente trifásica, pela Transformada de *Hilbert*. Esta transformada permite estudar, independentemente, as mudanças que ocorrem tanto na amplitude como na fase de qualquer sinal adquirido da máquina. Isto representa uma aplicação importante, uma vez que a ocorrência de falhas em motores de indução causa modulações de amplitude e fase nas correntes estatóricas de alimentação do motor elétrico de indução. Os autores provaram que esta técnica se mostrou mais sensível na detecção da falha de curto entre espiras.

Outras pesquisas aplicaram técnicas mais avançadas. Estas utilizam inteligência artificial, redes neurais ou lógica Fuzzy para reconhecimento de padrões, por meio da

corrente estatórica. Nejari e Benbouzid (2000) propuseram a utilização de Redes Neurais Artificiais para a detecção e diagnóstico de falhas em motores elétricos. Eles aplicaram o PVA para o treinamento e validação da rede neuronal e, posteriormente, usaram a rede para diferenciar os padrões de um motor sem falhas e com falha. Os resultados obtidos por eles foram satisfatórios e com um alto grau de precisão.

Zidani *et al.* (2003) utilizaram a lógica Fuzzy para a detecção e diagnóstico de falhas em motores elétricos, por meio do reconhecimento do padrão da curva fechada, formada pelas correntes estatóricas do Vetor de Park. Os autores aplicaram esta técnica para falhas de tensão desbalanceada e falta de uma fase no motor elétrico. Além disso, diferentes níveis de carga foram aplicados nos motores. Zidani *et al.* (2003) conseguiram mostrar a adequabilidade da técnica, como também, indicaram que esta é capaz de aferir sua severidade.

Na aplicação das diversas técnicas mencionadas, a influência dos harmônicos presentes na tensão de suprimento, em alguns casos, interfere na análise dos tipos de falhas, pois algumas frequências podem ser coincidentes. Desta forma, algumas pesquisas utilizam conjuntamente os sinais de corrente e tensão para detecção de falhas. Esta técnica é conhecida como *Instantaneous Power Method*, e foi utilizado por Legowski *et al.* (1996). No seu trabalho, Legowski *et al.* (1996) utilizaram não apenas o sinal de corrente medido do motor, como também o sinal de tensão. Na sua análise foi aplicada a técnica MCSA e o autor mostrou que a quantidade de informação contida neste sinal combinado é muito maior do que a simples utilização do sinal de corrente. Isto possibilitou a detecção de anormalidades mecânicas em motores elétricos.

Além da influência dos harmônicos presentes na tensão de suprimento, como fora exposto anteriormente, outros aspectos podem interferir na análise dos tipos de falhas no espectro de frequência, quais sejam: falhas na carga acionada e aplicações com uso de inversores de frequência. Segundo Bonaldi (2005), falhas na carga acionada apresentam frequências características no espectro de frequência, as quais podem ser coincidentes ou não com as apresentadas nas falhas de origem elétrica. Em contrapartida, a utilização de inversores de frequência, para o acionamento de motores de indução, pode atenuar ou anular o aparecimento de picos de módulo de corrente em frequências características no espectro de frequência, decorrente da presença de alguma falha, devido à existência dos filtros formados por indutores e capacitores.

## 1.1 Objetivos

Os objetivos principais deste trabalho são obter diagnósticos conclusivos das falhas dos tipos: barras quebradas, curto entre espiras e excentricidade no entreferro, por meio da aplicação das técnicas MCSA, MSCSA, PVSM e PVA em motores reais e comparar as técnicas com base em duas abordagens: qualitativa e quantitativa.

A principal contribuição deste trabalho está nesta abordagem comparativa entre as técnicas. Este comparativo será feito de duas formas, conforme mencionado. A primeira delas é a análise qualitativa de cada técnica, ou seja, será analisado o aparecimento das frequências características esperadas de cada falha. A segunda forma é análise quantitativa, isto é, aplicar-se-á métricas que avaliam a efetividade e a sensibilidade de cada técnica para cada tipo de falha.

## 1.2 Metodologia

Especificamente, pretende-se neste trabalho aplicar e comparar as técnicas *Motor Current Signature Analysis* (MCSA), *Motor Square Current Signature Analysis* (MSCSA), *Park Vector Approach* (PVA) e *Park's Vector Square Modulus* (PVSM) para a detecção de falhas em motores elétricos existentes. Para tal, foram realizados ensaios práticos em laboratório e simulações em ambiente computacional.

No caso da aplicação da técnica MCSA, MSCSA e PVSM a análise da corrente elétrica será feita no domínio da frequência. Desta forma, é necessária a utilização de uma ferramenta adequada de transformação de sinais do domínio do tempo para o domínio da frequência. Uma justificativa apresentada em Freitas (2008) é que a ferramenta FFT, utilizada pelo autor, é mais apropriada para sinais estacionários.

Além da utilização de referências bibliográficas na análise qualitativa, um modelo teórico de máquina elétrica de indução, simulado em ambiente computacional, será utilizado para auxiliar no comparativo entre os padrões do espectro de frequência com e sem falhas. Este modelo teórico possibilita a utilização de um padrão de espectro de frequência da corrente estatórica do motor sem falhas. Devido à influência dos harmônicos presentes na tensão de suprimento no espectro de frequência da corrente que, em alguns casos, podem ser coincidentes com as frequências características das falhas, neste trabalho propõe-se a utilização dos mesmos valores das tensões de suprimento reais no modelo teórico de máquina elétrica de indução mencionado.

Na análise quantitativa, para a avaliação da efetividade das técnicas e a severidade da falha, algumas métricas que analisam a diferença do módulo da corrente nas frequências características em relação ao módulo da corrente na frequência fundamental, no domínio da frequência, foram aplicadas em Freitas (2008), Bonaldi (2005) e Ishkova *et al.* (2015). No presente trabalho, além da abordagem utilizada por estes autores, propõe-se a utilização de um vetor constituído pela diferença do módulo da corrente nas frequências características em relação ao módulo médio das correntes nas frequências próximas, no domínio da frequência, em cada frequência característica em que o módulo da corrente mostra-se significativo para a detecção e o diagnóstico daquela falha. Para tal, será definida uma faixa fixa de frequência igualmente aplicada em todas as técnicas. Denominada de Vetor Desvio, este tem como objetivo demonstrar a sensibilidade de cada técnica em detectar o tipo de falha, como também, propor uma nova quantificação na severidade da mesma.

## **1.3 Estrutura do trabalho**

Este texto contém 7 capítulos. No capítulo 1 apresenta-se uma breve fundamentação teórica referente ao tema deste trabalho. No capítulo 2 faz-se uma introdução as máquinas de indução. No capítulo 3 são abordados os tipos de falhas que serão discutidos neste trabalho. O capítulo 4 descreve as técnicas que serão aplicadas. O capítulo 5 descreve a metodologia utilizada e aplicação das métricas. O capítulo 6 apresenta os resultados e discussões deste presente trabalho. Por fim, o capítulo 7 conclui a dissertação resumindo, de forma geral, o trabalho e apontando as principais contribuições.

# Capítulo 2

## Introdução a máquinas de indução

### 2.1 Conceito geral de máquinas de indução

Existem diversos tipos de máquinas elétricas, quais sejam: máquinas síncronas, máquinas de corrente contínua, máquinas de indução, máquinas de histerese, etc. Apesar dos diferentes tipos de máquinas mencionadas, os princípios físicos entre elas são bem similares. Como fora mencionado no capítulo anterior, estima-se que 80% das máquinas elétricas utilizadas são de indução. Desta forma, o enfoque principal deste capítulo e do presente trabalho é em máquinas de indução.

O princípio fundamental de uma máquina de indução, de acordo com a lei da física, é a obrigatoriedade de que as distribuições fixas de fluxo magnético do rotor e do estator tenham de se alinharem entre si. Como nas máquinas de indução isto não ocorre, a defasagem entre estes gera, assim, um conjugado mecânico no eixo do motor. Isto pode ser verificado em Fitzgerald *et al.* (2008). Primeiramente, para facilitar o entendimento deste conceito fundamental, a Figura 2.1 ilustra os principais componentes de um motor de indução:

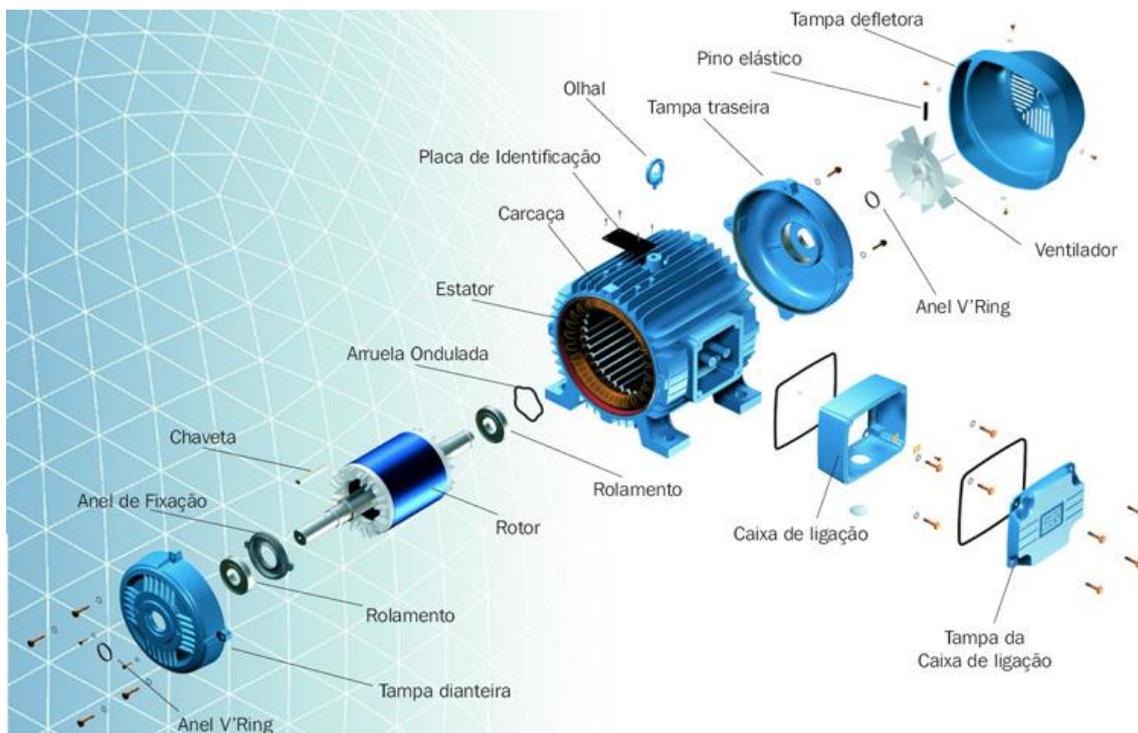


Figura 2.1 - Vista do motor explodido Fonte: [www.weg.net.br](http://www.weg.net.br).

Para melhorar o entendimento, a Figura 2.2 mostra um estator de um motor de indução sem o rotor. Este é ilustrado na Figura 2.3.



Figura 2.2 - Estator.

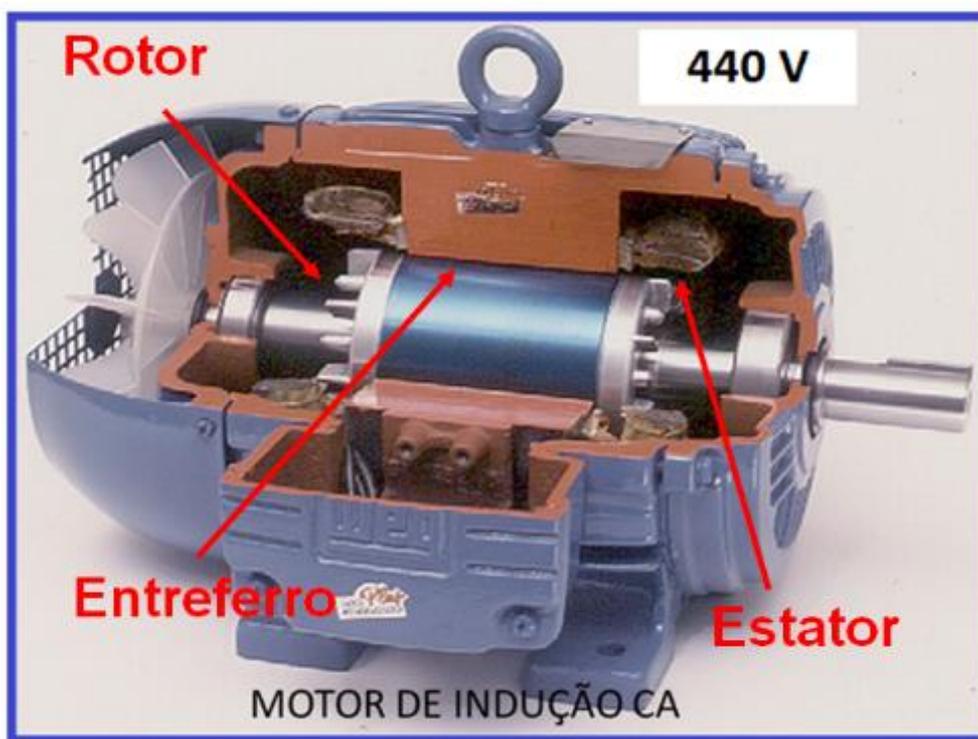


Figura 2.3 - Motor aberto.

Um motor de indução é excitado com correntes alternadas no estator, as quais geram uma distribuição de fluxo magnético no entreferro do estator e rotor. Isto, baseado na lei de Faraday, gera tensões induzidas nas espiras do rotor. Como estas espiras estão fechadas, aparecem correntes elétricas induzidas neste. A Figura 2.4 ilustra

um corte de um gerador síncrono monofásico, embora, didaticamente, pode-se extrapolar, idealmente, esta imagem para um motor de indução. Isto se imaginarmos que o motor é excitado por uma corrente alternada no estator, que gera uma distribuição de fluxo magnético, conforme foi ilustrado pelas linhas de fluxo pontilhadas. Supondo que seja um motor de rotor bobinado, este fluxo induzirá correntes no rotor, cuja direção é indicada pelos símbolos “x” e “.” na Figura 2.4. Lembrando que o símbolo “x” indica linhas de fluxo magnético entrando e “.” Indica linhas de fluxo magnético saindo.

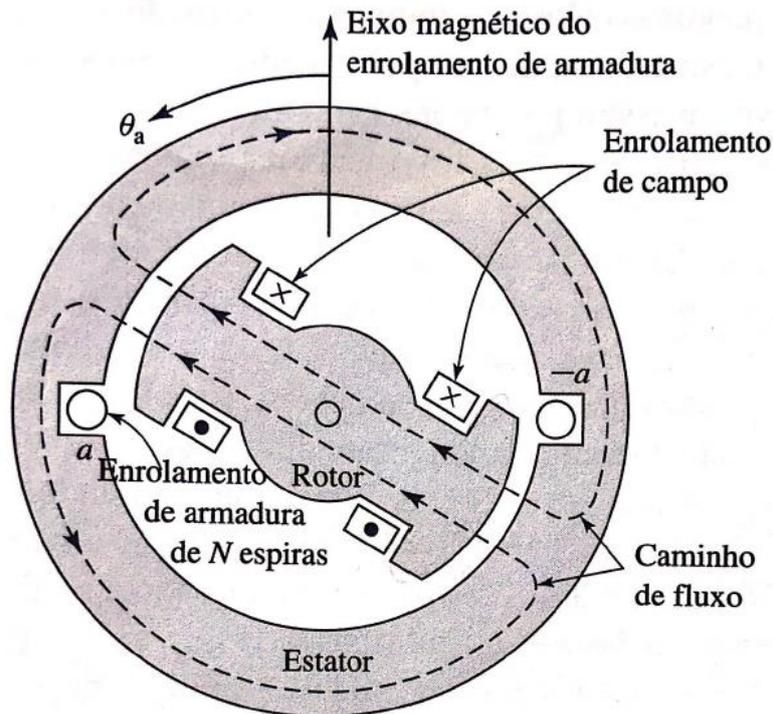


Figura 2.4 - Vista de um gerador síncrono monofásico didático. Fonte: Fitzgerald et al (2008).

Assumindo, de forma ideal, que a distribuição de fluxo magnético no entreferro é senoidal e que densidade de fluxo magnético  $B$  depende do ângulo  $\theta_a$ , ilustrada na Figura 2.4, pode-se afirmar que a tensão induzida no rotor, também, será senoidal, conforme Figura 2.5. Esta tensão está defasada da tensão de suprimento conforme pode ser visto na Figura 2.5.

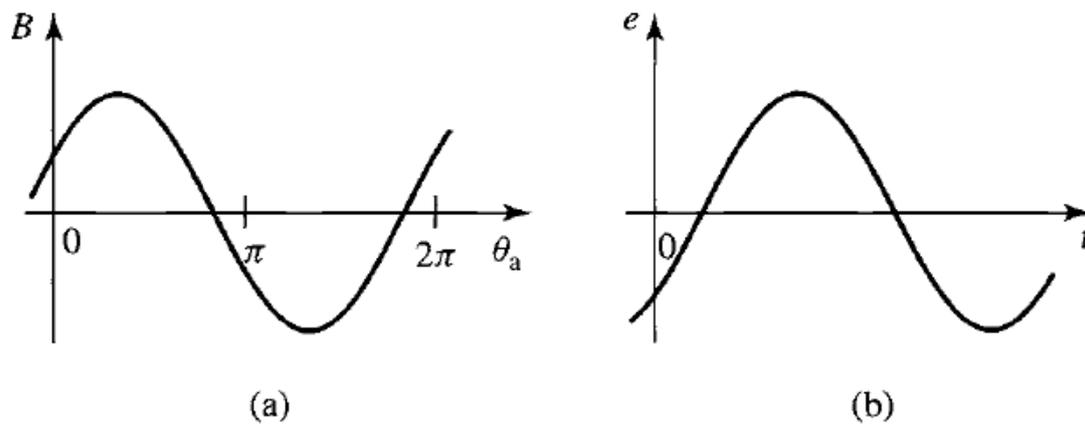


Figura 2.5 - Densidade de fluxo (a) e tensão induzida (b). Fonte: Fitzgerald et al (2008).

## 2.3 Rotor Gaiola de Esquilo

Certamente, um dos tipos de rotor mais utilizado em máquinas de indução é o rotor gaiola de esquilo. Este consiste em um conjunto de barras condutoras encaixadas em ranhuras de ferro, as quais estão montadas sobre o eixo, e curto-circuitadas em suas extremidades por anéis condutores, conforme pode ser visto na Figura 2.6. Este tipo de construção torna-o simples e robusto.

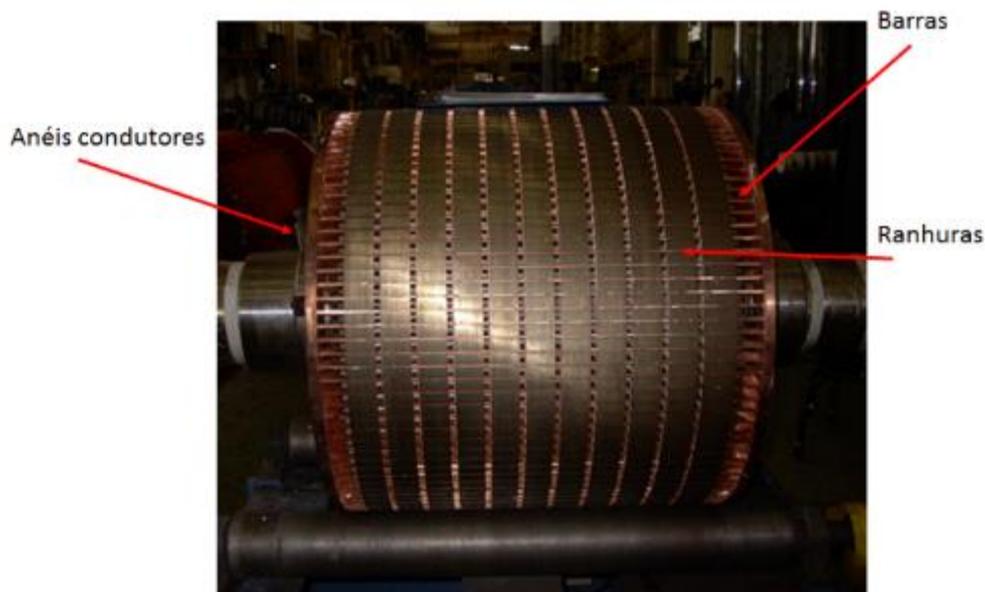


Figura 2.6 - Rotor gaiola de esquilo.

No caso da utilização do alumínio ou ligas especiais de cobre na fabricação das barras é possível criar uma gama de formatos das barras, conforme ilustrado na Figura 2.7, as quais possibilitam variações no torque de partida do motor elétrico.

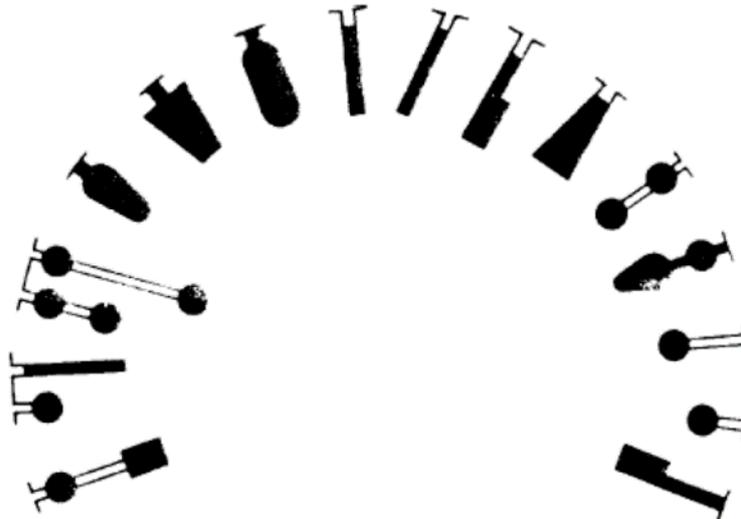


Figura 2.7 - Formatos das barras. Fonte: Fitzgerald et al (2008).

Deve-se salientar que o princípio de indução das correntes e do fluxo magnético em um rotor de gaiola de esquilo são as mesmas. A Figura 2.8 (a) ilustra a tensão induzida em cada barra devido à indução da onda senoidal da densidade de fluxo magnético, em que os valores instantâneos são representados pelas linhas em vertical em cada barra (nº sequencial de 1 a 16).

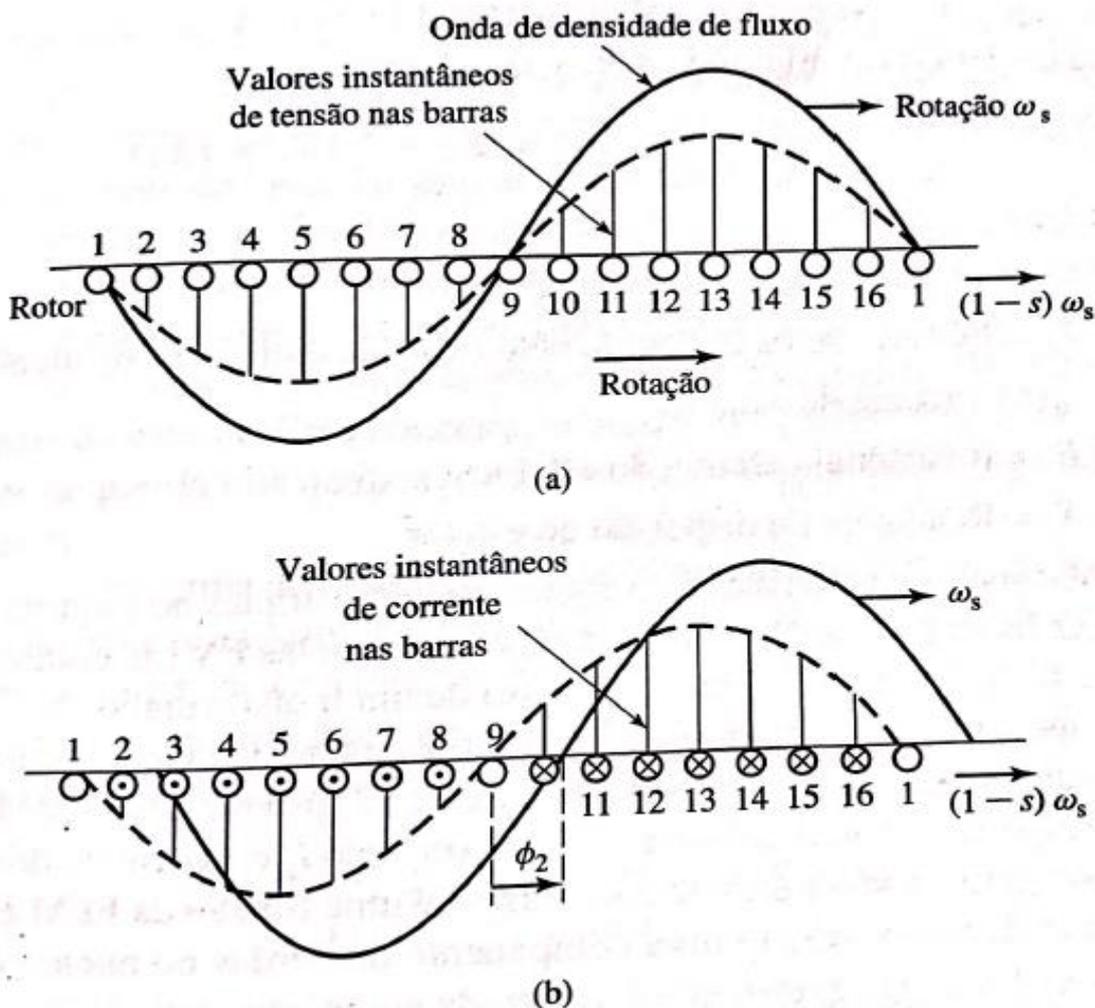


Figura 2.8 - Princípio de funcionamento de um rotor gaiola de esquilo. (a) tensão induzida. (b) corrente induzida. Fonte: Fitzgerald et al (2008).

Por outro lado, a Figura 2.8 (b) ilustra a corrente induzida em uma barra, gerada pela indução de uma onda senoidal deslocada por um defasamento angular de  $\phi_2$ , que corresponde ao fator de potência. As linhas cheias verticais correspondem aos valores instantâneos de corrente.

Nota-se na Figura 2.8 que a criação de um par de polos no rotor é limitada por um período da onda de densidade de fluxo magnético. Outro ponto de destaque o qual se pode concluir é que não existe a diferenciação física entre as fases em um rotor gaiola de esquilo. Isto não acontece no rotor bobinado, em que as fases nestes são fisicamente bem delimitadas. Outro aspecto importante que se pode incluir na análise do rotor gaiola de esquilo é o conceito de fase “virtual”. Neste, um conjunto de barras conduz uma corrente induzida de uma fase, enquanto esta estiver sobre o efeito da indução desta fase do estator, acontecendo o mesmo nas outras fases. Este aspecto de independência entre as fases na análise dá-se considerando que o motor opera na região de linearidade.

## 2.3 Força Magneto-Motriz (FMM) em máquinas trifásicas

Segundo Fitzgerald *et al.* (2008) a densidade de fluxo magnético é dada por:

$$B = \frac{FMM}{g} \times \mu_o \quad (1)$$

Em que:

- FMM é a Força Magneto Motriz;
- $g$  é o entreferro;
- $\mu_o$  é a permeabilidade magnética do ar.

Em sua concepção mais elementar, a *FMM* é uma onda quadrada que pode ser decomposta por uma série de Fourier, como fora descrito em Fitzgerald *et al.* (2008), ver Figura 2.9. Isto significa que a *FMM* pode ser constituída de uma série de harmônicas além da frequência fundamental.

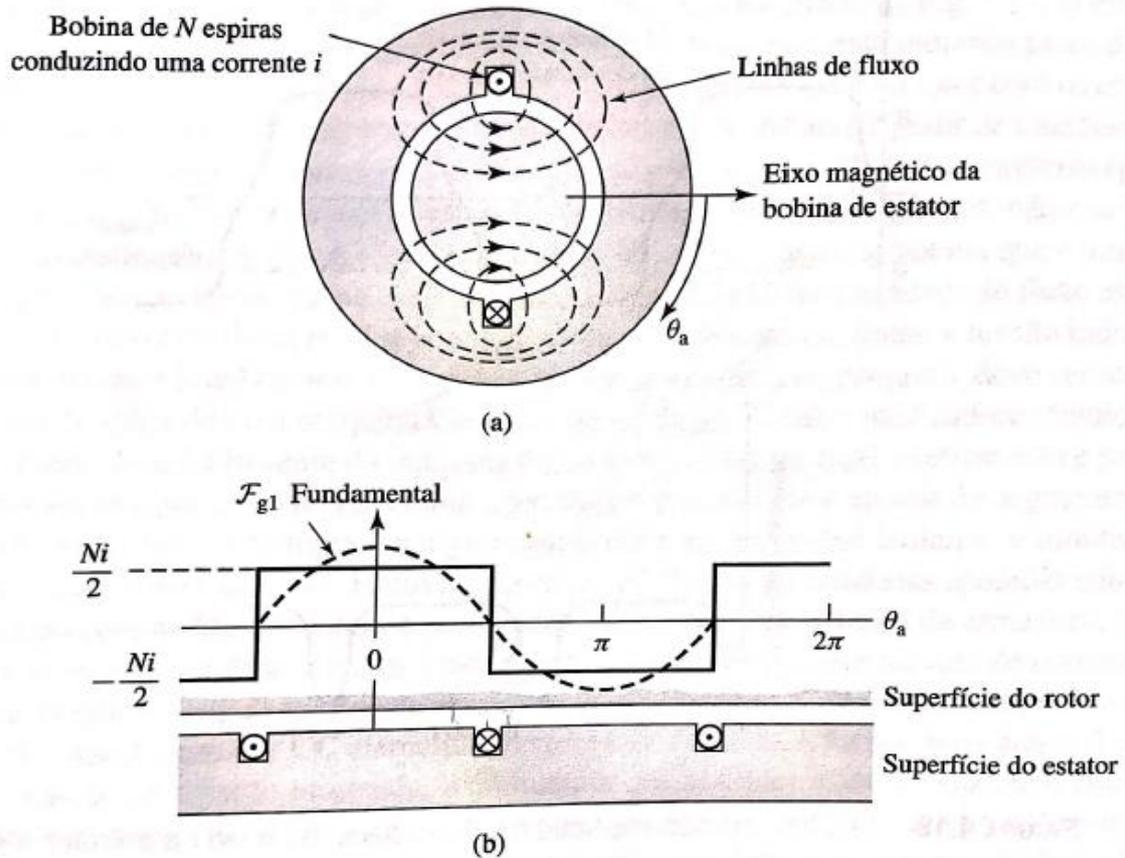


Figura 2.9 - FMM produzida no entreferro por uma corrente no enrolamento (bobina de passo pleno).  
Fonte: Fitzgerald et al (2008).

Entretanto, durante o projeto do motor, alguns aspectos construtivos são introduzidos para minimizar essas harmônicas, fazendo com que a componente fundamental seja a predominante. Sabe-se que a distribuição de  $FMM$ , de um enrolamento monofásico, permanece fixa no espaço com uma amplitude que varia de forma senoidal com o tempo e na frequência  $w_e$ , como pode ser visto na equação ( 2 ) e na Figura 2.10. Portanto, quando este é excitado por uma corrente que varia de forma senoidal com o tempo, com a mesma frequência e com amplitude máxima  $I_a$ , ou seja,  $i_a = I_a \cos(w_e t)$ , a  $FMM$  é dada por:

$$\mathcal{F}_{g1} = F_{max} \cos(\theta_{ae}) \cos(w_e t) \quad (2)$$

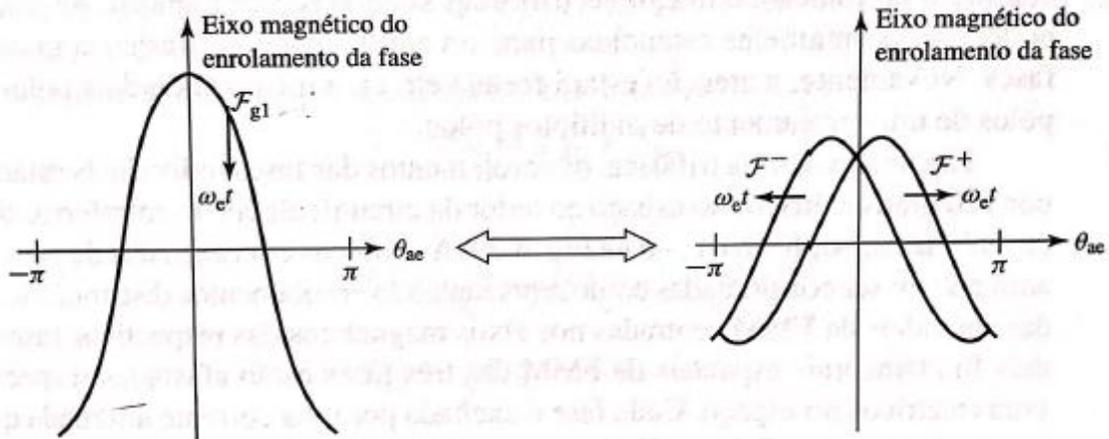


Figura 2.10 - À esquerda: Onda da FMM de uma fase. À direita: decomposição da onda de FMM de uma fase. Fonte: Fitzgerald et al (2008).

Utilizando a seguinte propriedade trigonométrica  $\cos \alpha \cos \beta = \frac{1}{2} \cos(\alpha - \beta) + \frac{1}{2} \cos(\alpha + \beta)$ , é possível decompor a *FMM* da equação ( 2 ) em duas ondas girantes, uma se deslocando com sentido negativo e a outra positivo, ver Figura 2.10, conforme indica a equação a seguir:

$$\mathcal{F}_{g1} = F_{max} \left[ \frac{1}{2} \cos(\theta_{ae} - \omega_e t) + \frac{1}{2} \cos(\theta_{ae} + \omega_e t) \right] \quad (3)$$

Supondo agora o caso trifásico, em que se tem três correntes trifásicas equilibradas e defasadas igualmente em  $120^\circ$ , e supondo ainda que a densidade de fluxo magnético permanece na região linear da curva  $B \times H$ , a *FMM* resultante do entreferro das três fases é dada pela equação ( 4 ). Este princípio é conhecido como *Princípio da Superposição*.

$$\mathcal{F}(\theta_{ae}, t) = \mathcal{F}_a + \mathcal{F}_b + \mathcal{F}_c \quad (4)$$

Expandindo, então, o raciocínio anterior, e tendo em vista que, como visto anteriormente, a *FMM* de cada fase pode ser decomposta em uma onda girante negativa e outra positiva, a componente positiva é dada pela equação ( 5 ) e a negativa pela equação ( 6 ):

$$\mathcal{F}^+(\theta_{ae}, t) = \mathcal{F}_a^+ + \mathcal{F}_b^+ + \mathcal{F}_c^+ = \frac{3}{2} F_{max} \cos(\theta_{ae} - \omega_e t) \quad (5)$$

$$\begin{aligned}
\mathcal{F}^-(\theta_{ae}, t) &= \mathcal{F}_a^- + \mathcal{F}_b^- + \mathcal{F}_c^- \\
&= \frac{1}{2} F_{max} [\cos(\theta_{ae} + w_e t) + \cos(\theta_{ae} + w_e t - 120^\circ) \\
&\quad + \cos(\theta_{ae} + w_e t + 120^\circ)] = 0
\end{aligned} \quad (6)$$

Observa-se que a parcela correspondente à onda negativa é nula. Então, para circuitos equilibrados e simétricos, a onda de *FMM* é formada apenas pelas ondas positivas e estas se superpõem, ver Figura 2.11. Percebe-se, também, que ela possui módulo constante e gira com velocidade angular também constante. Esta *FMM* resultante gera uma corrente induzida equivalente no rotor que por sua vez gera o fluxo magnético girante do rotor. A interação entre os dois fluxos magnéticos, do estator e do rotor, é responsável pelo aparecimento do torque que faz a máquina elétrica girar.

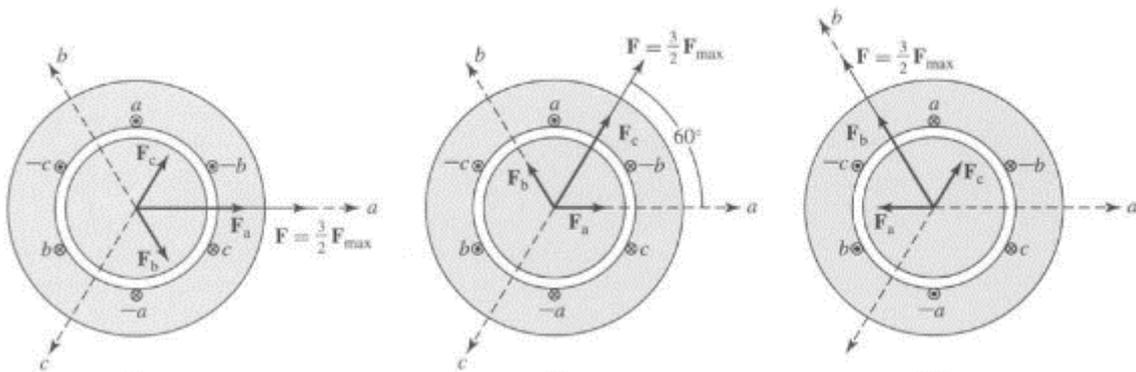


Figura 2.11 - Visualização vetorial da FMM girante. Fonte: Fitzgerald et al (2008).

# Capítulo 3

## Falhas em motores elétricos de indução

Existe uma grande gama de tipos de falhas em motores elétricos. Algumas delas foram abordadas no Capítulo 1 deste trabalho, as quais foram resumidas na Tabela 1.2. De forma mais geral, pode-se dizer que a origem de uma falha no motor elétrico de indução pode ser mecânica ou elétrica. Dentre as causas das falhas mecânicas, citam-se: rolamentos, carga acoplada, desbalanceamento, entre outras. Ao passo que para as falhas de origem elétricas, tem-se barras quebradas, curto entre espiras, excentricidade no entreferro, entre outras.

Neste trabalho dá-se foco nas falhas de origem elétrica, pois as de origem mecânica necessitam de outros mecanismos de acompanhamento. Por exemplo a vibração, que não faz parte do escopo deste trabalho. As falhas elétricas abordadas serão as barras quebradas, curto entre espiras e excentricidade no entreferro. Estas, geralmente, são intrínsecas ao motor, dentro de uma faixa de tolerância, devido ao próprio processo de fabricação. Segundo Bonaldi (2005), alguns fabricantes estabelecem um nível de tolerância de 5% para a falha do tipo excentricidade no entreferro. Porém, quando estão neste estágio, estas não são impeditivas para a operação do motor. Entretanto, estes tipos de falhas, se não tiverem o acompanhamento adequado, podem evoluir ao ponto de deixar o motor inoperável. Isso justifica a necessidade de uma manutenção preditiva para monitoramento da detecção e diagnóstico dessas falhas. A seguir será detalhada individualmente cada falha mencionada.

### 3.1 Excentricidade no entreferro

A excentricidade no entreferro ocorre quando há uma assimetria no entreferro entre o estator e rotor, isto é, não é concêntrico. Essa assimetria gera pontos de máximos e mínimos no entreferro, como pode ser visto na Figura 3.1. A excentricidade nos motores elétricos pode ter sua origem em dois momentos distintos da sua vida útil: durante o processo de fabricação ou durante seu período de operação. Normalmente, quando a excentricidade ocorre no processo fabril é porque o núcleo do estator é oval ou o diâmetro do rotor é excêntrico. Quando esta falha se desenvolve durante seu período de operação esta é decorrente de esforços térmicos no rotor e estator ou desbalanceamento no rotor. Vale destacar, também, que a excentricidade no entreferro

pode ocorrer durante uma manutenção de má qualidade. Isto porque, pode ocorrer um posicionamento incorreto do rotor.

Este tipo de falha gera variações na densidade de fluxo magnético no entreferro (*Air gap*), pelo fato que existem valores mínimos e máximos de distâncias no entreferro, ver Figura 3.1. Isto, evidentemente, pode ser interpretado por uma não linearidade na relação entre o fluxo magnético e corrente, fato que ocasiona o aparecimento de harmônicas no espectro de frequência da corrente.

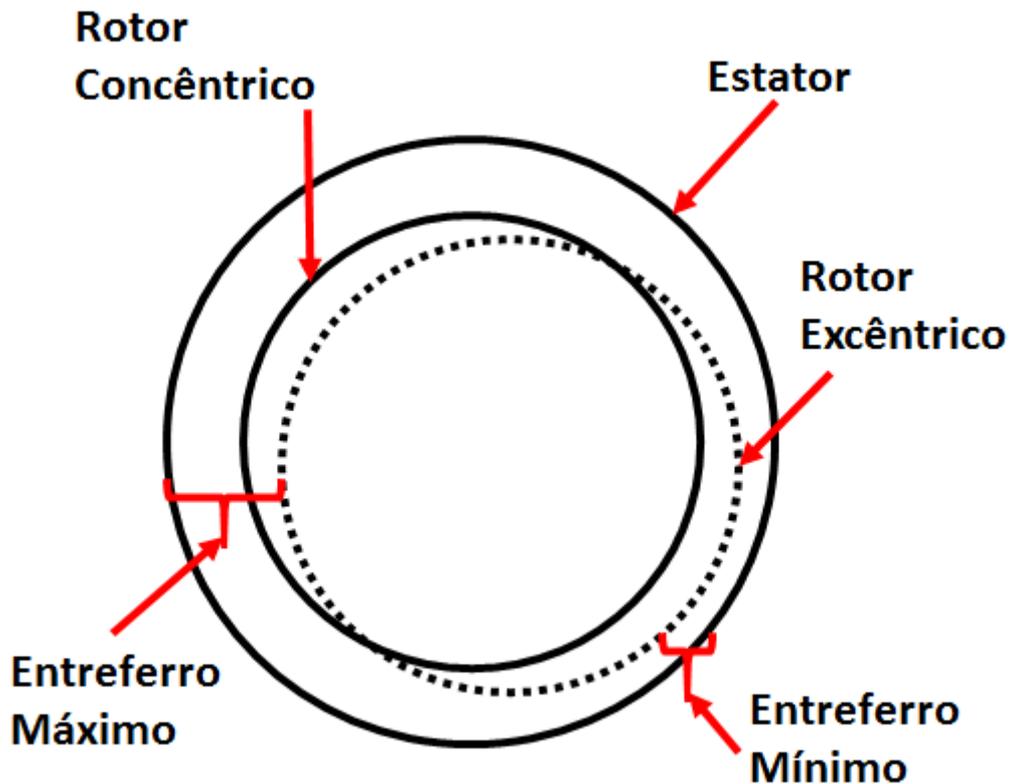


Figura 3.1 - Variação no entreferro (*Air gap*) devido à vibração do rolamento.

A excentricidade ocorre quando não existe uma distância uniforme entre o rotor e o estator, como foi ilustrado na Figura 3.1. Desta forma, duas variações da excentricidade podem ser definidas, como segue:

- $e_s$  é a excentricidade estática, ou seja, é aquela que é fixa no espaço e não varia com o tempo. Pode aparecer devido a falhas na fabricação, montagem incorreta ou por um desalinhamento devido a desgastes naturais em decorrência do longo período de uso do motor;
- $e_d$  é a excentricidade dinâmica. Esta varia em função do tempo e da posição angular do entreferro, e ocorre, principalmente, por falhas em rolamentos ou desbalanceamento do rotor ou da carga acionada.

Segundo Ishkova *et al.* (2015) a excentricidade no entreferro pode ser detectada monitorando as bandas laterais da frequência e seus harmônicos ímpares dados por: 5,7,9,11, .... As frequências características devido à excentricidade no entreferro são dadas por:

$$f_{ecc} = k_1 \times f_s \pm m \times f_s \times ((1 - s)/p) \quad (7)$$

em que  $f_s$  é a frequência da fonte de tensão,  $s$  é o escorregamento,  $p$  é o número de par de polos  $k_l = 1,5,7,9,11\dots$  e  $m$  é um número inteiro sequencial.

### 3.2 Barras Quebradas

Este tipo de falha elétrica ocorre exclusivamente em rotores do tipo gaiola de esquilo e é ocasionada, geralmente, por esforços térmicos e mecânicos. Estes esforços podem estar relacionados a variações bruscas na carga acionada, má dissipação de calor, falhas na fabricação, desbalanceamento do eixo, vibrações, entre outros. Barras quebradas no rotor não são impeditivas para o funcionamento do motor. Porém, o uso contínuo nesta situação pode levar a falhas catastróficas ao mesmo. Isto porque as partes soltas podem atingir o estator, conforme mencionado por Bonaldi (2005). A Figura 3.2 mostra um rotor retirado de um motor elétrico. Na figura da esquerda é possível notar as ranhuras, as barras e os anéis do rotor. Já a figura da direita mostra três barras quebradas deste mesmo rotor.



Figura 3.2 - À esquerda: rotor gaiola de esquilo de um motor elétrico. À direita: barra quebrada do rotor.  
Fonte: Lamim (2007).

Como fora visto anteriormente, as barras de um rotor do tipo gaiola de esquilo possuem uma distribuição uniforme e simétrica do fluxo magnético no entreferro do motor, e, conseqüentemente, da FMM. A Figura 3.3 ilustra a distribuição de fluxo magnético em um motor do tipo gaiola de esquilo sem barras quebradas.

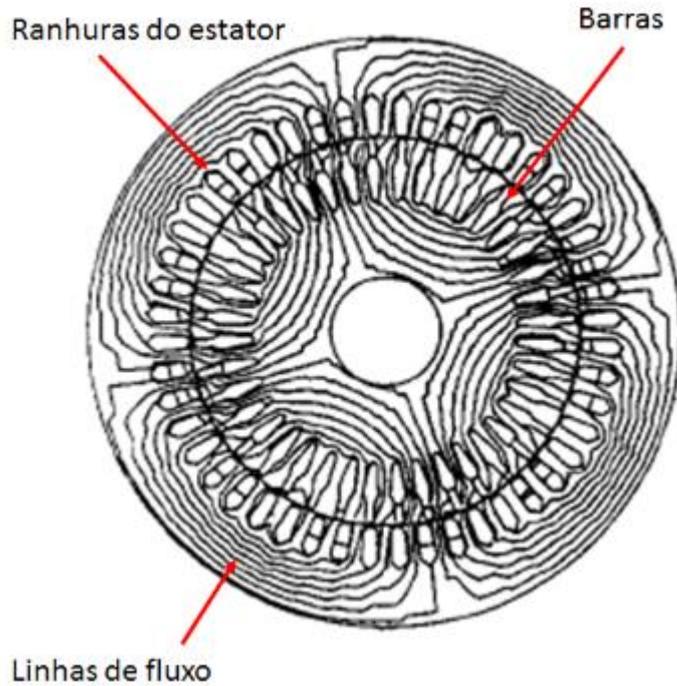


Figura 3.3 - Distribuição do fluxo magnético em um motor sem barras quebradas. Fonte: Elkasabgy et al. (1992).

Quando as barras do rotor estão quebradas, como ilustrado na Figura 3.2, a distribuição do fluxo magnético fica com outra forma. Esta nova distribuição possui características assimétricas, como pode ser visto na Figura 3.4. Segundo Sprooten *et al.* (2009), esta assimetria, provoca um desbalanço na FMM, o qual faz com que a componente negativa da FMM não seja mais nula, ou seja, o somatório da decomposição das *FMMs* no rotor é diferente de zero, ou seja:

$$\mathcal{F}^-(\theta_{ae}, t) = \mathcal{F}_a^- + \mathcal{F}_b^- + \mathcal{F}_c^- \neq 0 \quad (8)$$

Além disso, neste caso, gera um conjugado reverso provocando uma perda potência no mesmo.

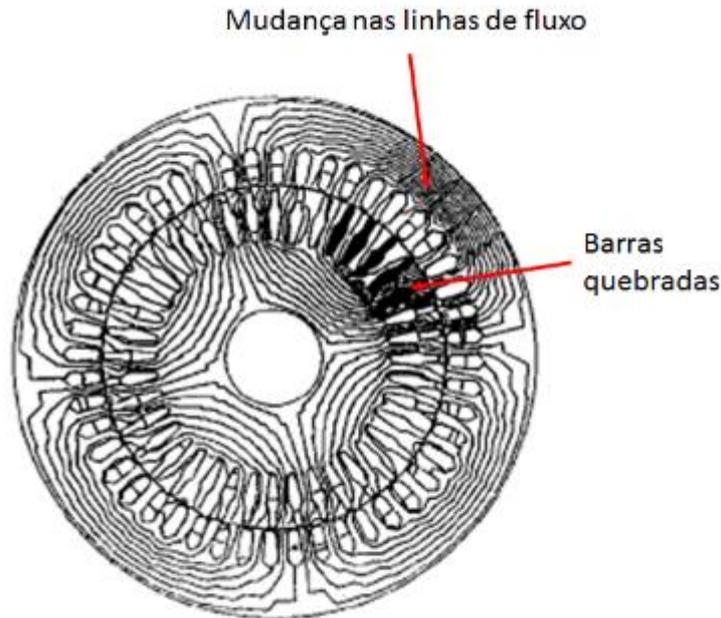


Figura 3.4 - Nova distribuição de fluxo magnético devido às barras quebradas. Fonte: Elkasabgy et al. (1992).

Conforme mencionado por Walliser *et al.* (1994), esta nova distribuição do fluxo magnético resultará em uma série de harmônicas no entreferro. Como os motores são trifásicos, somente as harmônicas da seguinte ordem  $q_b=1, 5, 7, 11, 13$ , etc, irão influenciar no espectro de frequência da corrente do estator, em que  $q_b$  é ordem das harmônicas adicionais. Para encontrar, então, a equação que define o efeito destas componentes harmônicas no estator, é necessário partir da equação inicial da velocidade síncrona descrita por Fitzgerald *et al.* (2008):

$$n_s = n + sn_s \quad (9)$$

No entanto, para a distribuição assimétrica, como fora visto, aparecerá uma componente negativa resultado da composição das componentes harmônicas. Desta forma, a nova rotação síncrona, que pode ser vista do lado do estator, é dada por:

$$n_{bq} = n_r + sn_s \pm q_b \times sn_s \quad (10)$$

Tendo em vista que na equação ( 10 ) as variáveis estão em rpm, pode-se convertê-la para a seguinte forma em rps:

$$\frac{120f_{bq}}{p} = \frac{120f_r}{p} + s \frac{120f_s}{p} \pm q_b \times s \times \frac{120f_s}{p} \quad (11)$$

$$f_{bq} = f_r + f_s \pm q_b \times s f_s \quad (12)$$

Sabendo-se que  $f_r = (1 - s)f_s$ , segundo Fitzgerald *et al.* (2008), logo:

$$f_{bq} = (1 - s) \times f_s + s f_s \pm q_b \times s f_s \quad (13)$$

$$f_{bq} = f_s - s f_s + s f_s \pm q_b \times s f_s \quad (14)$$

Observando-se que a parte subtrativa e aditiva do terceiro termo de ( 14 ) será subtraída de  $-s f_s$  e a parte positiva será somada a  $+s f_s$ , respectivamente, pode-se dividir a equação citada em duas partes, dadas por:

$$f_{bq} = f_s - s f_s - q_b \times s f_s = f_s - (1 + q_b) s f_s \quad (15)$$

$$f_{bq} = f_s + s f_s + q_b \times s f_s = f_s + (1 + q_b) s f_s \quad (16)$$

Sabe-se ainda que  $q_b=1, 5, 7, 11, 13$ , etc, pode-se, então, substituir a soma  $(1 + q_b) = (2 \times k)$ , em que  $k$  é um número inteiro positivo. Desta forma, a frequência da barra quebrada,  $f_{bq}$ , pode ser reduzida a:

$$f_{bq} = f_s \pm 2 \times k \times s f_s = f_s \times (1 \pm 2 \times k \times s) \quad (17)$$

Portanto, nota-se, nesta equação, que a falha de barras quebradas produz frequências específicas nas bandas laterais da frequência fundamental.

### 3.3 Curto entre espiras

Como fora citado, dentre os tipos de falhas no estator, o curto entre espiras é uma possível causa, e, geralmente, acontece com certa frequência. Este tipo de defeito, normalmente, ocorre quando há falhas na isolação entre espiras. Estas falhas podem ser decorrentes de uma má qualidade do material ou erros durante a montagem das bobinas no estator, no processo de fabricação. Também falhas na isolação entre espiras ocorrem por causa de contaminações, quando o motor está em operação ou em manutenção.

As falhas de isolamento entre espiras podem começar indetectáveis, porém, ao longo da vida útil do motor, esta pode evoluir a um curto entre várias espiras da mesma fase ou até de fases diferentes. Os resultados disto podem ser os mais indesejáveis possíveis, como por exemplo: uma falta de fase; um curto entre fases; um curto que envolva a terra. A Figura 3.5 ilustra, de forma didática, os locais de possíveis curtos entre espiras nos enrolamentos do estator de um motor elétrico de indução.

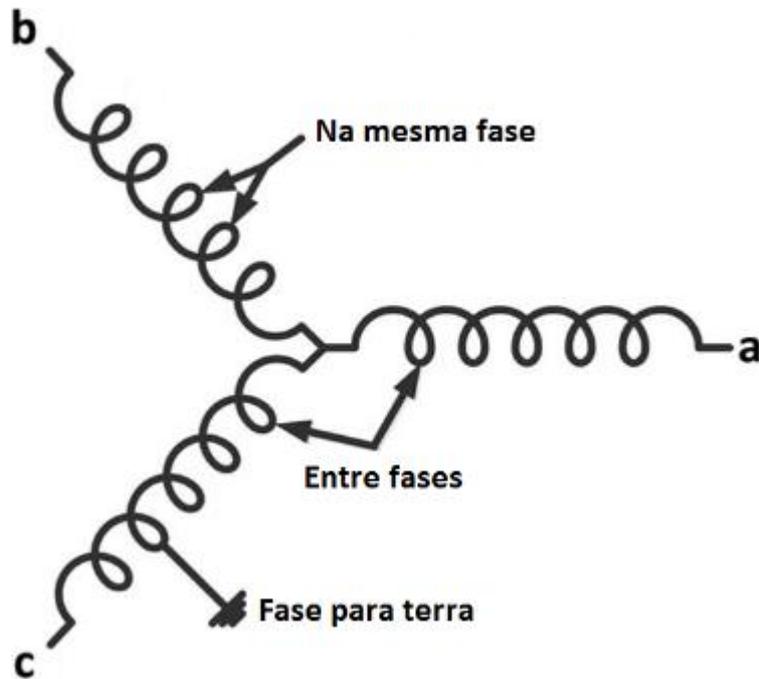


Figura 3.5 – Bobina didática exemplificando os locais de possíveis curtos entre espiras.

Os danos aos enrolamentos do motor podem ser bem severos e comprometer, além do bobinado do motor, até as ranhuras ou a estrutura da carcaça, como pode ser visto nos exemplos práticos da Figura 3.6, a seguir.



Figura 3.6 – Exemplos de danos provocados por curto entre espiras.

Segundo Thomson *et al.* (2001), estudos prévios mostraram que o curto entre espiras se manifesta no fluxo magnético do entreferro nas frequências dadas por:

$$f_{sc} = \left( k_2 \pm m \times \frac{(1-s)}{p} \right) \times f_s \quad (18)$$

em que  $f_s$  é a frequência da fonte de tensão,  $s$  é o escorregamento,  $p$  é o número de par de polos  $k_2 = 1,5,7,9,11\dots$  e  $m$  é um número inteiro sequencial.

# Capítulo 4

## Técnicas baseadas em assinatura de corrente

Neste trabalho, aplicam-se e avaliam-se algumas técnicas que efetuam a detecção e diagnóstico de falhas por meio da análise espectral da corrente elétrica estatística do motor, quais sejam: *Motor Current Signature Analysis* (MCSA), *Motor Square Current Signature Analysis* (MSCSA), *Park Vector Approach* (PVA) e *Park's Vector Square Modulus* (PVSM). Conforme já mencionado, estas técnicas baseiam-se na assinatura de corrente dos motores elétricos de indução. Esta assinatura é caracterizada por apresentar certos valores de densidade espectral, em frequências específicas, para cada tipo de falha. Cada técnica possui um padrão para a detecção e o diagnóstico destas falhas. A seguir, apresentam-se as técnicas individualmente e os aspectos teóricos de suas aplicações em cada falha, incluindo suas frequências características.

### 4.1 Motor Current Signature Analysis (MCSA)

O fundamento teórico básico da técnica MCSA baseia-se na capacidade que as falhas, sejam elas elétricas ou mecânicas, possuem de influenciar o fluxo magnético presente no entreferro do motor, conforme mencionado por Assunção (2006). Por isto, como também, pela facilidade de sua aplicação e da sua característica não invasiva, esta técnica é a mais utilizada na manutenção preditiva para detecção e diagnóstico de falhas em motores elétricos de indução. A aplicação da referida técnica consiste das seguintes etapas: coleta em tempo real dos valores de corrente estatística de apenas uma fase do motor; utilização de ferramentas de transformação do domínio do tempo para o domínio da frequência, por exemplo a *Fast Fourier Transform* (FFT)<sup>1</sup> e análise dos harmônicos presentes no espectro de frequência. Cada falha no motor elétrico possui um padrão no espectro de frequência, que é a sua assinatura de corrente. Esta assinatura caracteriza-se por apresentar certos valores de densidade espectral em frequências específicas, as quais estão mostradas, de forma ilustrativa, nas Figura 4.1, Figura 4.2, Figura 4.3 e Figura 4.4, para um motor sem falhas, com a falha do tipo barras quebradas, com a falha do tipo curto entre espiras e com a falha do tipo excentricidade no entreferro, respectivamente. Estas frequências citadas, para as falhas que serão analisadas neste trabalho por meio da técnica MSCA, estão caracterizadas nas equações ( 7 ), ( 17 ) e ( 18 ). Verifica-se ainda que, nestas equações, os valores destas referidas frequências são dependentes da

---

<sup>1</sup> As fundamentações teóricas e justificativas da utilização desta ferramenta estão no Apêndice A.

condição de carga do motor, ou seja, o escorregamento e do número de polos da máquina elétrica.

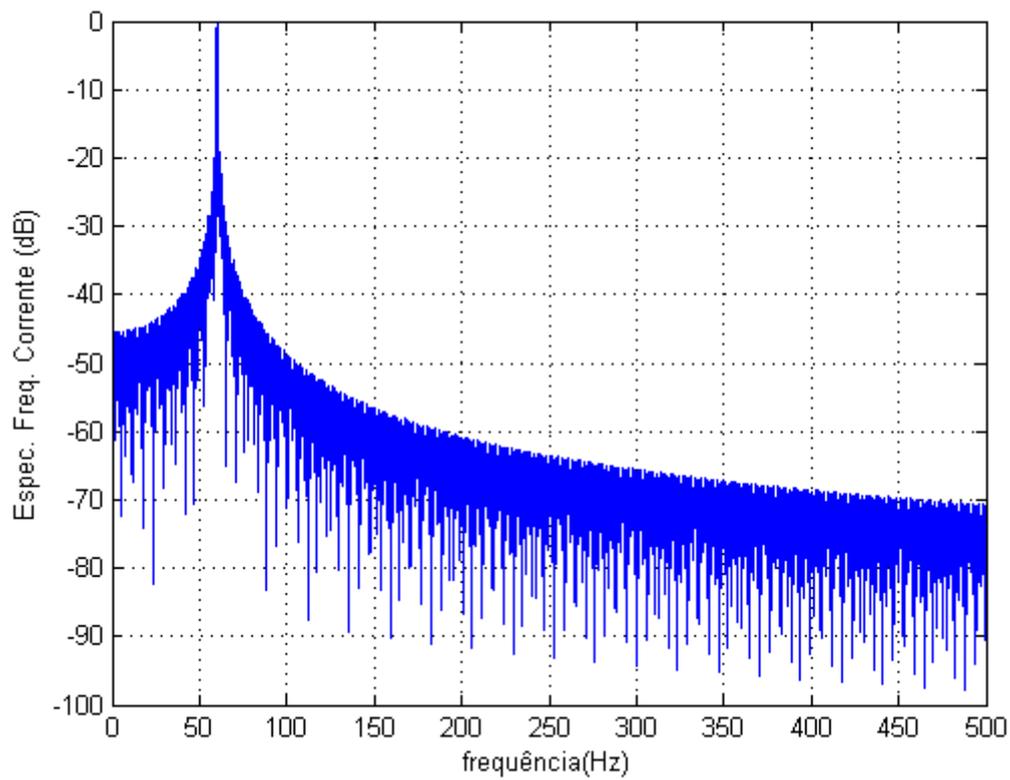


Figura 4.1 – Exemplo de aplicação da técnica MCSA: motor sem falhas.

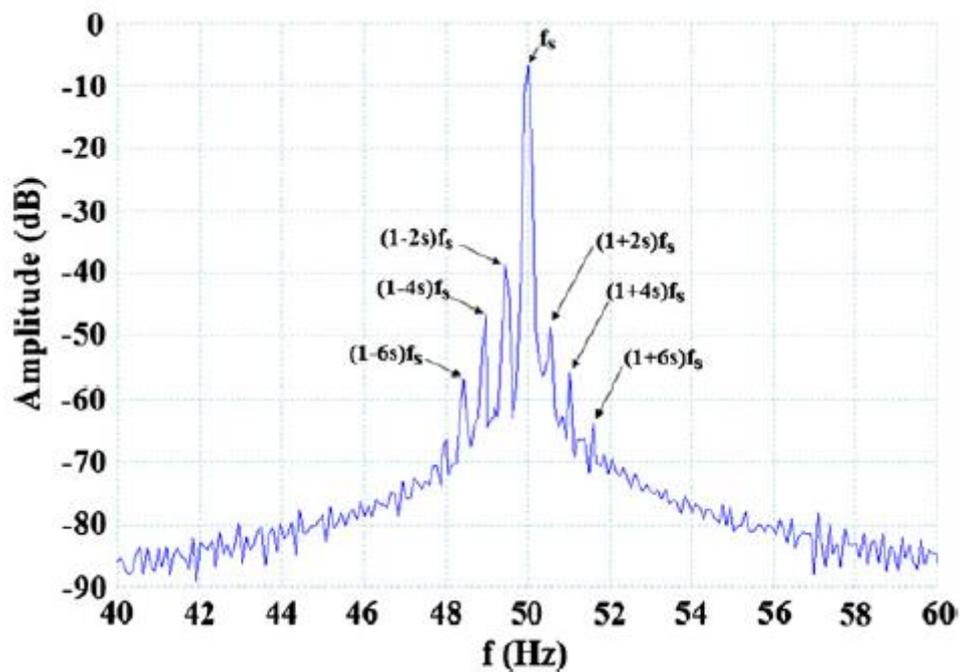


Figura 4.2 – Exemplo de aplicação da técnica MCSA: barras quebradas. Fonte: Pires et al. (2013).

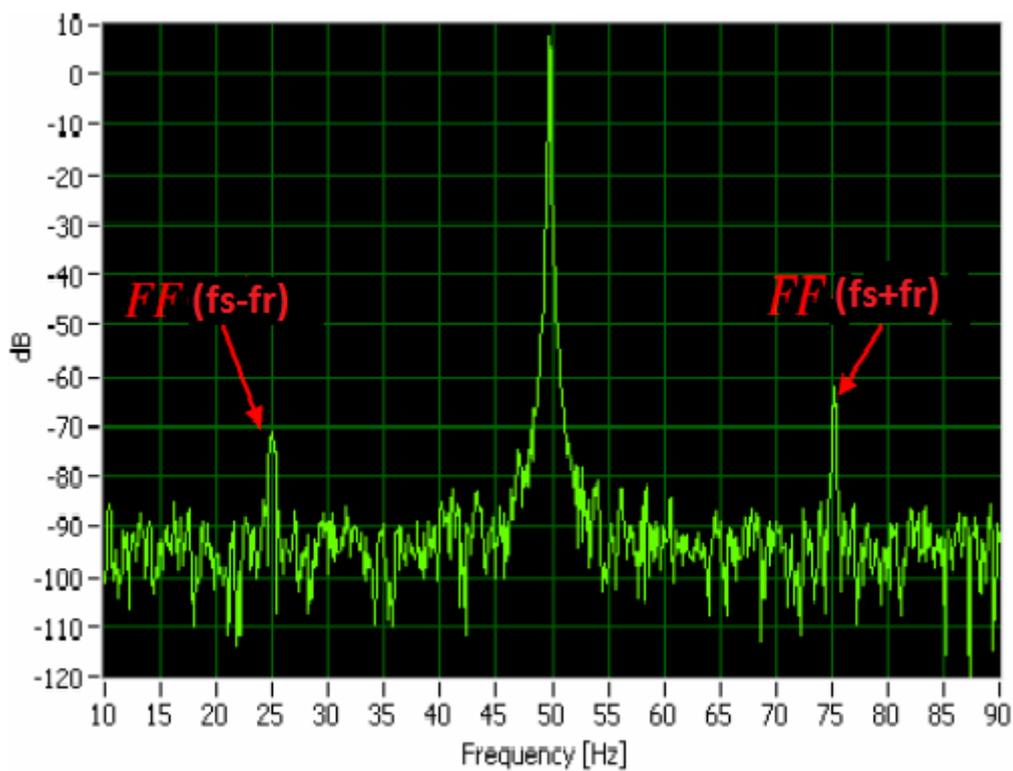


Figura 4.3 – Exemplo de aplicação da técnica MCSA: motor com curto entre espiras. Fonte: Mehala (2010).

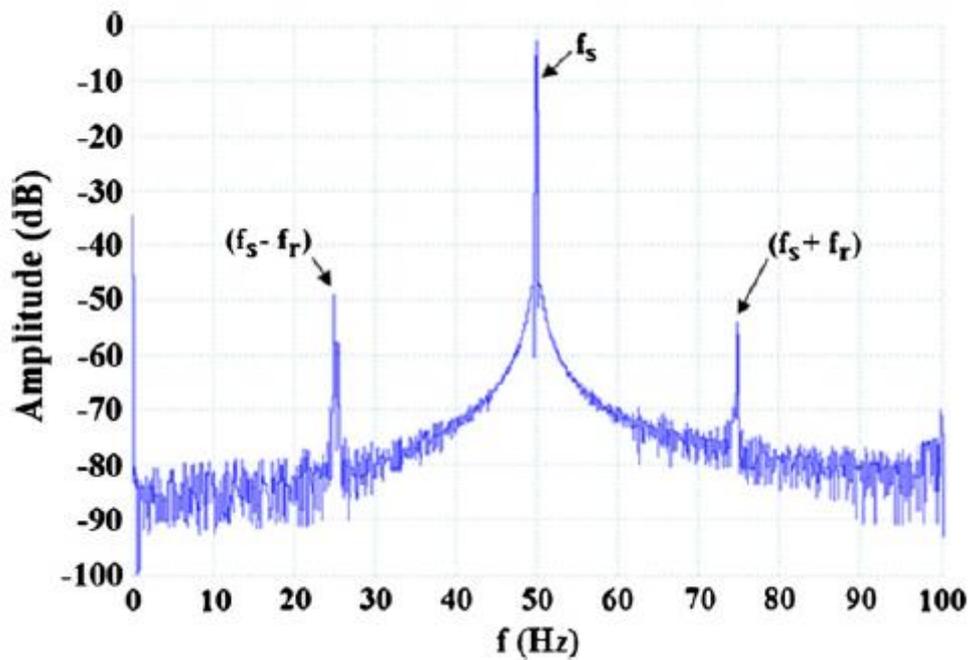


Figura 4.4 – Exemplo de aplicação da técnica MCSA: motor com excentricidade no entreferro. Fonte: Pires et al. (2013).

Observa-se nas Figura 4.2, Figura 4.3 e Figura 4.4 que, em cada tipo de falha, aparecem frequências específicas nas bandas laterais da frequência fundamental. Vale salientar que na literatura, geralmente, analisa-se apenas as bandas laterais da frequência fundamental. Entretanto, nota-se ainda que as equações ( 7 ), ( 17 ) e ( 18 ) são generalistas. Isto significa que as frequências características de cada falha, que serão calculadas, aparecem, também, em bandas laterais das harmônicas da frequência fundamental. Desta forma, no presente trabalho, estas frequências também serão analisadas, complementando, assim, a detecção e o diagnóstico da falha por meio da técnica MCSA.

A Figura 4.5 sintetiza, em diagrama de blocos, o fluxo de aplicação da técnica MCSA.

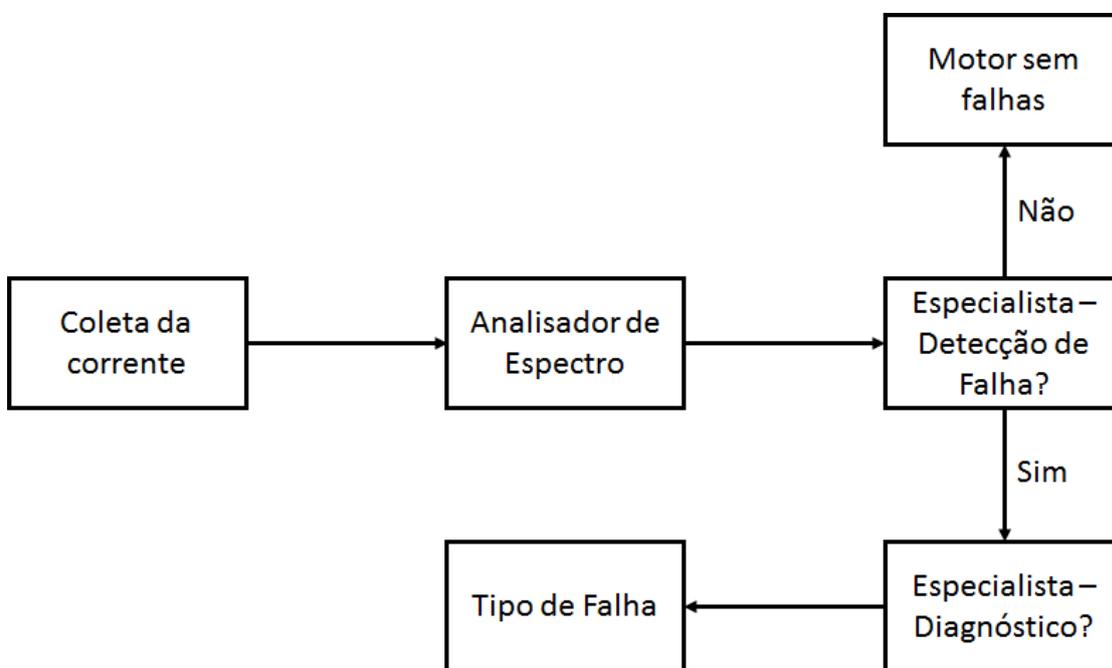


Figura 4.5 – Fluxograma de aplicação da técnica MCSA.

Na Figura 4.5 é mencionado o termo “especialista”, que consiste no “tomador de decisão” para avaliar se existe alguma falha em um motor e qual o tipo. Normalmente, o “especialista” é um técnico ou engenheiro de manutenção, o qual analisa os dados com base em alguns aspectos importantes, tais como: padrão de falha da literatura; conhecimento do “posto de trabalho”<sup>2</sup> e do histórico de falha do motor sob suspeita. Deve-se salientar que, apesar da existência de um padrão de falha bem conhecido, a decisão sobre a detecção e o diagnóstico da falha não é algo tão simples. Por outro lado, a utilização de ferramentas automatizadas na detecção e diagnóstico da falha de motores

<sup>2</sup> Entende-se como posto de trabalho o conjunto motor-carga, sua função e criticidade no processo produtivo.

de indução é bem interessante para auxiliar na análise. Porém esta estaria restrita apenas ao conhecimento da literatura. Por esse motivo, a figura do especialista torna-se indispensável além de outros aspectos subjetivos, conforme já mencionados. Deve-se ressaltar que, a aplicação destas ferramentas de forma customizada, é uma possível solução prática, mas, certamente, exigirá maiores investimentos.

### 4.1.1 MCSA e o efeito da Vibração

A manutenção preditiva por meio da análise de vibração em máquinas elétricas é uma técnica bem consolidada e apresenta bons resultados. Porém, aspectos práticos inviabilizam a aplicação desta técnica ou aumentam os custos de investimentos. Em síntese, podem-se citar os mais importantes:

- **Acesso ao motor:** em alguns processos fabris a localização do motor é totalmente inacessível, por exemplo: dentro de tubulações ou dutos; em áreas que oferecem riscos de segurança; em grandes profundidades ou alturas; etc.
- **Investimento:** em alguns tipos de motores e máquinas a quantidade de sensores de vibração pode ser bastante elevada, o que aumenta muito os custos de aquisição dos materiais.

Diante destes motivos, a utilização da técnica MCSA torna-se muito mais viável, tendo em vista o baixo custo de aquisição dos equipamentos, por exemplo o custo do coletor de sinais e do computador. Além disso, existe a facilidade de acesso aos cabos alimentadores do motor, normalmente localizados em painéis elétricos totalmente compartimentados.

## 4.2 Motor Square Current Signature Analysis (MSCSA)

Esta técnica foi apresentada primeiramente por Pires *et al.* (2013) e consiste na análise do espectro de frequência do quadrado da corrente elétrica estatórica. Segundo o autor Pires *et al.* (2013), a técnica possui três etapas, quais sejam: aquisição da corrente estatórica de uma fase do motor; cálculo do quadrado desta corrente e análise do espectro de frequência do valor calculado. Da mesma forma que na técnica MCSA, a Figura 4.6 sintetiza, em diagrama de blocos, o fluxo de aplicação da técnica MSCSA. Vale salientar que as considerações feitas anteriormente para a Figura 4.5 são válidas para a Figura 4.6.

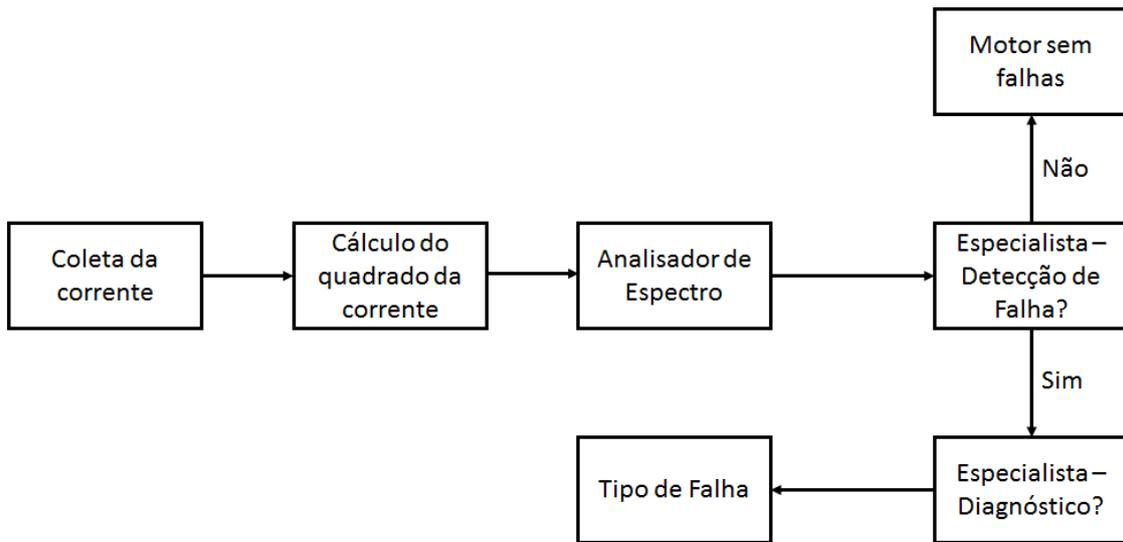


Figura 4.6 – Fluxograma de aplicação da técnica MSCSA.

Dado que a corrente do motor elétrico pode ser expressa por:

$$I_a(t) = I_{max} \times \cos(\omega t), \quad (19)$$

então, o cálculo do quadrado da corrente é dado por:

$$I_a^2(t) = I_{max}^2 \times \cos^2(\omega t), \quad (20)$$

considerando agora a relação trigonométrica  $\cos^2(\omega t) = \frac{1}{2} \times (1 + \cos(2\omega t))$ , têm-se que:

$$I_a^2(t) = \frac{I_{max}^2}{2} + \frac{I_{max}^2}{2} \times \cos(2\omega t) \quad (21)$$

Nota-se então que este espectro será constituído de uma componente no dobro da fundamental  $f_s$  e uma componente DC, evidentemente, localizada na origem. A figura a seguir ilustra o espectro de frequência de um motor sem falhas para a equação (21).

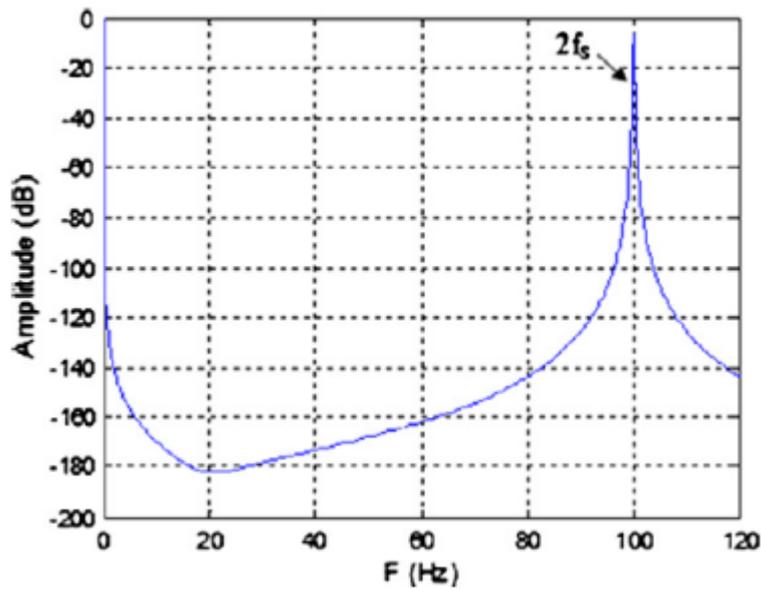


Figura 4.7 – Exemplo de motor sem falhas para a técnica MSCSA. Fonte: Pires et al. (2013).

Segundo o autor Pires *et al.* (2013), a principal vantagem desta técnica é que ela possibilita o aparecimento de novas frequências do referido espectro, que não são percebidas na técnica MCSA. Isto pode ser observado nos comparativos de exemplos de aplicações práticas para os três tipos de falha que serão abordados neste trabalho ilustrados nas Figura 4.8, Figura 4.9 e Figura 4.10.

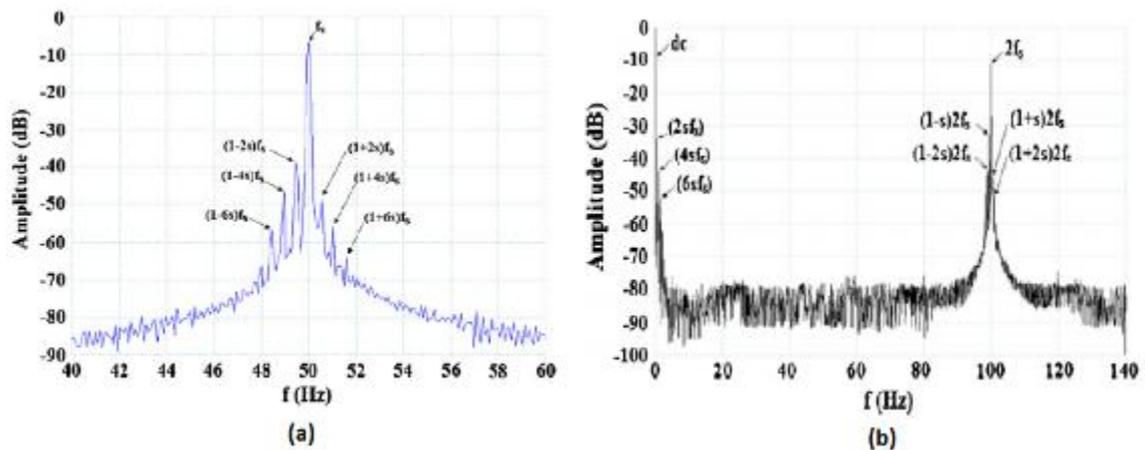


Figura 4.8 – Exemplo de motor com a falha de barras quebradas: (a) técnica MCSA e (b) técnica MSCSA. Fonte: Pires et al. (2013).

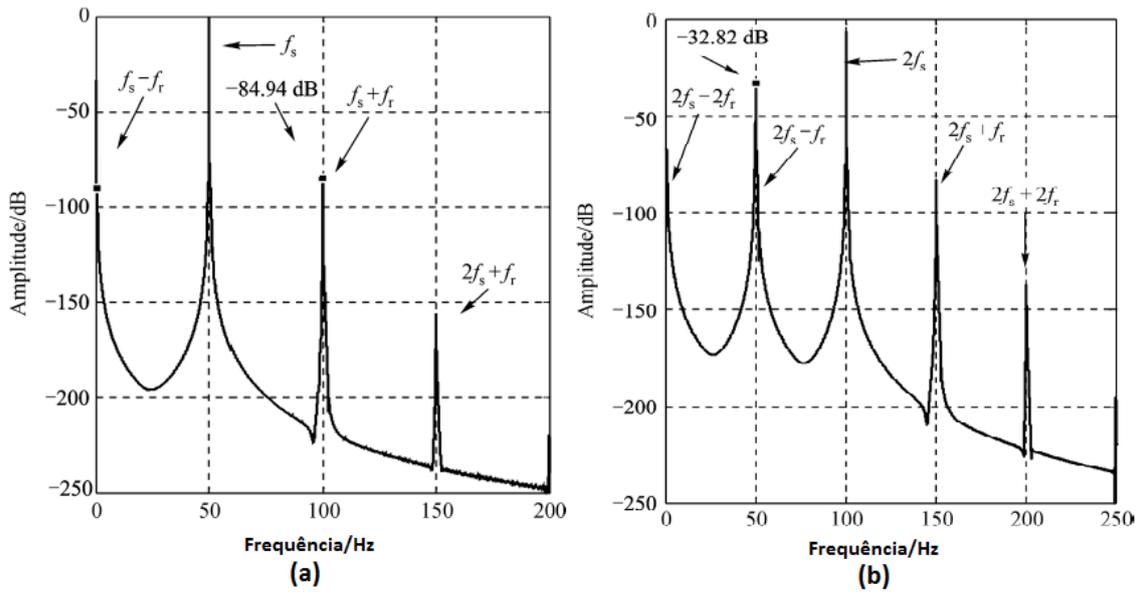


Figura 4.9 – Exemplo de motor com a falha de curto entre espiras: (a) técnica MCSA e (b) técnica MSCSA. Fonte: Allal et al. (2016) - adaptada.

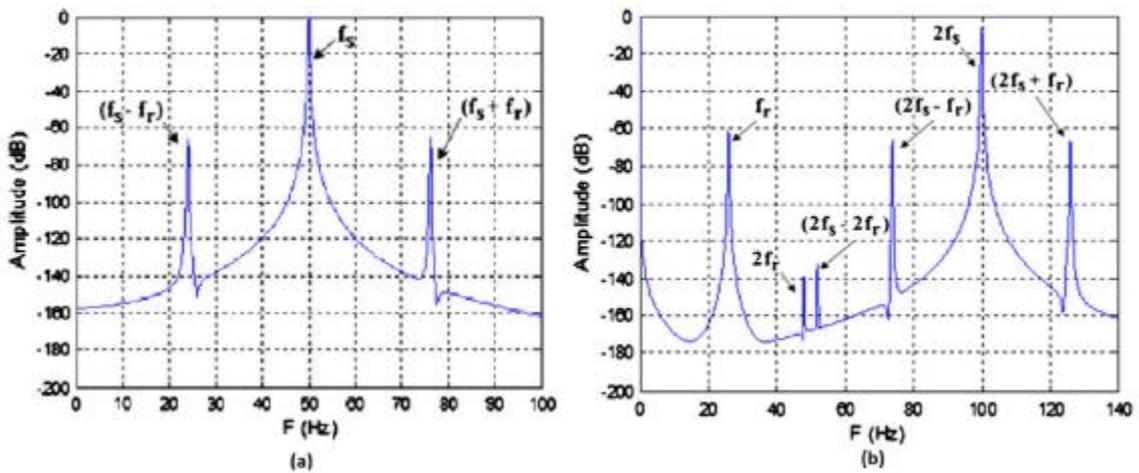


Figura 4.10 – Exemplo de motor com a falha de excentricidade no entreferro: (a) técnica MCSA e (b) técnica MSCSA. Fonte: Pires et al. (2013).

As frequências características das falhas que serão analisadas neste trabalho, por meio da técnica MSCSA, que foram caracterizadas pelas equações ( 7 ), ( 17 ) e ( 18 ) na técnica MCSA, serão dadas, respectivamente, por ( 22 ), ( 23 ) e ( 24 ):

$$f_{ecc2} = k_1 \times 2f_s \pm m \times f_s \times ((1 - s)/p) \quad (22)$$

$$f_{bq2} = 2f_s \times (1 \pm k \times s) + 2f_s \times k \times s \quad (23)$$

$$f_{sc2} = \left( 2 \times k_2 \pm m \times \frac{(1-s)}{p} \right) \times f_s \quad (24)$$

Nota-se que a principal diferença entre as equações da técnica MCSA e MSCSA é o aparecimento da componente  $2f_s$  nas três equações e uma componente DC na equação ( 23 ), conforme previsto na equação ( 21 ).

### 4.3 Park's Vector Approach (PVA)

A técnica PVA utiliza a Transformação de Park ou Transformação odq nas correntes trifásicas estatóricas da máquina trifásica. Nesta transformação introduz o Vetor de Park. No Apêndice B – Transformação odq, deste presente trabalho, encontra-se um breve resumo desta transformação.

As correntes estatóricas de eixo direto e de quadratura,  $i_d$  e  $i_q$ , respectivamente, utilizadas pela técnica PVA, são o resultado da transformação odq da aplicação direta da equação ( 52 ),  $x_{odq} = P^{-1} \times x_{123}$ , nas correntes das três fases do motor elétrico quando  $\delta_g = 0$ , isto é:

$$i_d = \sqrt{\frac{2}{3}} \times i_1 - \frac{1}{\sqrt{6}} \times i_2 - \frac{1}{\sqrt{6}} \times i_3 \quad (25)$$

$$i_q = \frac{1}{\sqrt{2}} \times i_2 - \frac{1}{\sqrt{2}} \times i_3 \quad (26)$$

Desta forma, o padrão da curva do Vetor de Park de um motor sem falhas é uma circunferência centrada na origem e é ilustrado na Figura 4.11. Isto significa que  $i_d^2 + i_q^2$  é uma constante, conforme será visto mais adiante.

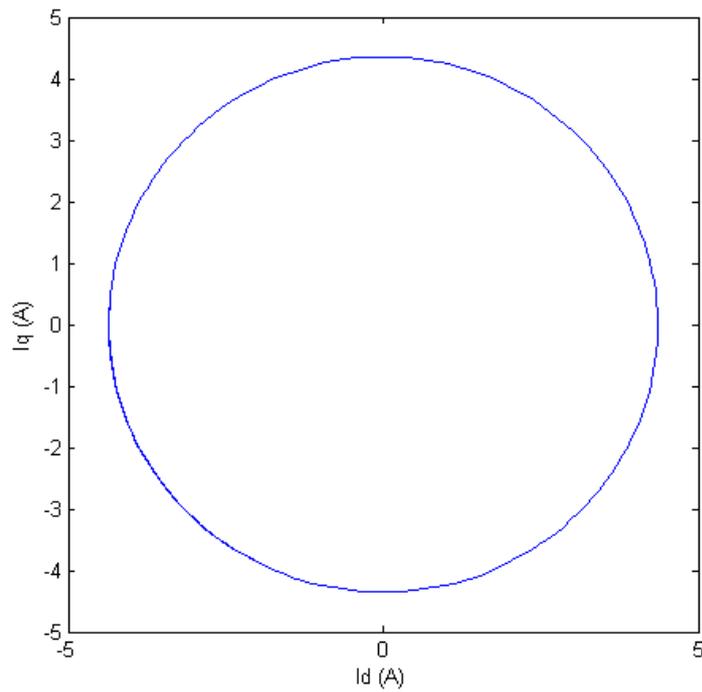


Figura 4.11 – Curva padrão do Vetor de Park para um motor sem falhas.

A técnica PVA consiste na detecção de uma deformação na curva do Vetor de Park, observando-se que, à medida que a deformação aumenta, há elevação da severidade da falha. A Figura 4.12 ilustra, de forma representativa, a deformação da curva do Vetor de Park quando esta apresenta um tipo de falha.

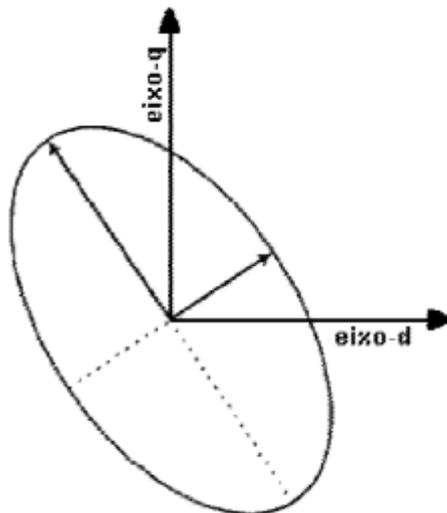


Figura 4.12 – Curva representativa do Vetor de Park com uma falha. Fonte: Assunção (2006).

Da mesma forma que na técnica MCSA a Figura 4.13 sintetiza em diagrama de blocos o fluxo de aplicação da técnica PVA. Vale salientar que as considerações feitas anteriormente para a Figura 4.5 são válidas para a Figura 4.13. Destaca-se, na referida técnica, que a coleta de corrente é feita nas três fases, diferentemente das técnicas MCSA e MSCSA que usam apenas a coleta de uma fase da corrente estatórica.

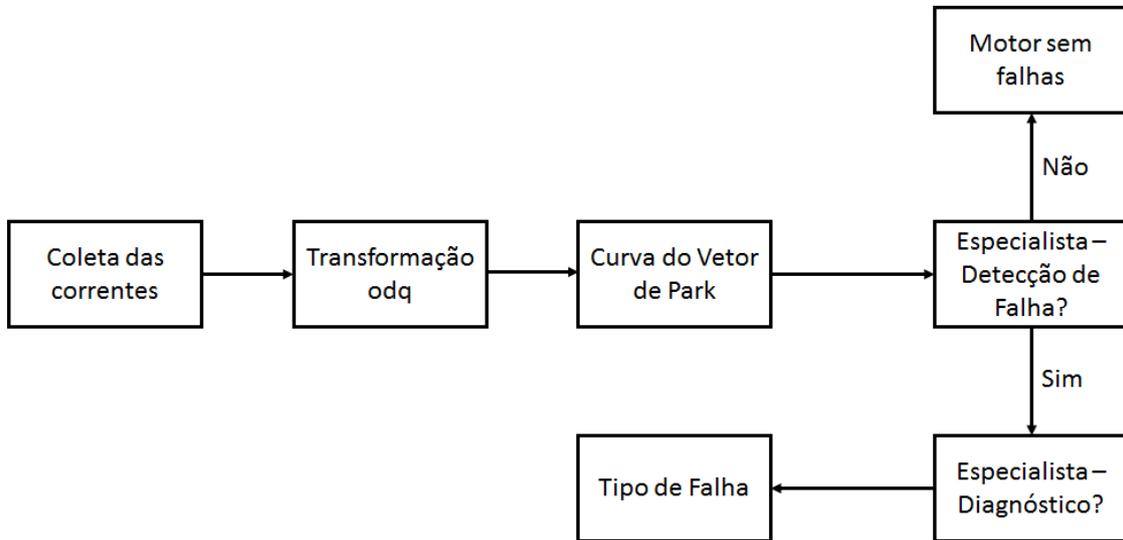


Figura 4.13 – Fluxograma de aplicação da técnica PVA.

A técnica PVA, diferentemente, das demais técnicas que serão aplicadas e analisadas neste trabalho, não utiliza o espectro de frequência para detecção e diagnóstico de falhas. Esta técnica utiliza a análise da curva do Vetor de Park. Desta forma, para alguns tipos de falhas, existem os padrões esperados para a curva do Vetor de Park, conforme ilustrado na Figura 4.14 e comentados em seguida.

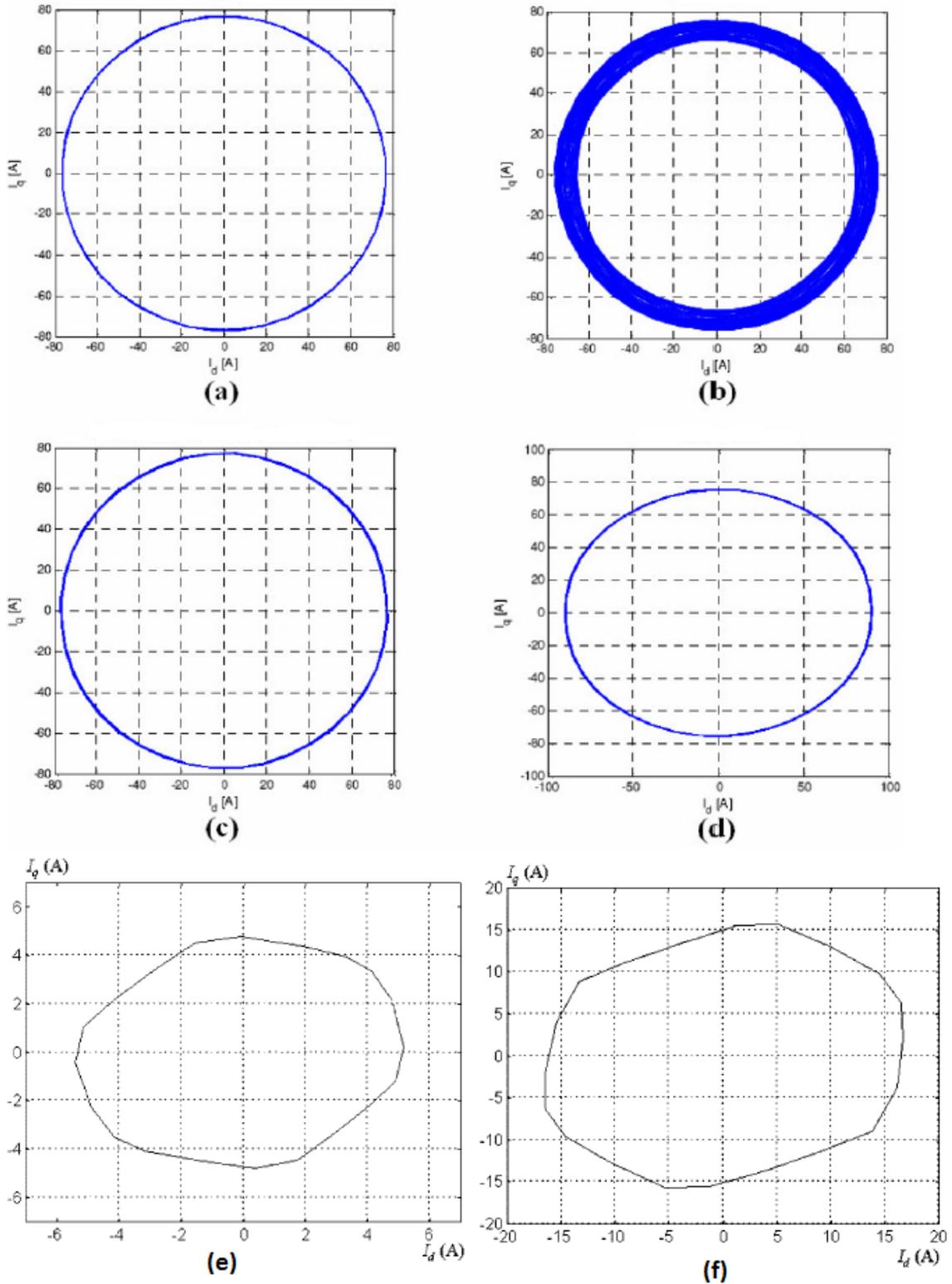


Figura 4.14 – Padrões de falha para a técnica PVA: (a) sem falhas; (b) barras quebradas; (c) excentricidade; (d) curto entre espiras. Fonte: Thanis (2006) (e) sem falhas com presença de harmônicas de tensão - sem carga; (f) sem falhas com presença de harmônicas de tensão - com carga plena. Fonte: Nejari e Benbouzid (2000).

Em relação aos padrões ilustrados da Figura 4.14, pode-se fazer as seguintes considerações:

**a. Quanto à forma:**

- **Espessura:** segundo Thanis (2006) o aumento da espessura da curva do Vetor de Park em relação ao motor sem falhas condiz com falhas de origem no rotor;
- **Deformações:** segundo Thanis (2006) as deformações na curva do Vetor de Park dizem respeito a falhas de origem no estator;

**b. Quanto à falha:**

- **Barras quebradas:** a curva do Vetor de Park torna-se mais espessa, ou seja, isto é decorrente da relação não unívoca que existe entre as correntes de eixo direto e quadratura. Isto faz com que a curva do Vetor de Park seja formada por vários pontos;
- **Excentricidade no entreferro:** quase não se percebe diferenças entre as curvas (a) e (c), ou seja, é muito difícil detectar e diagnosticar este tipo de falha por meio da técnica PVA. Entretanto, segundo Thanis (2006) quando a excentricidade é severa no rotor, a curva se torna mais espessa, auxiliando na detecção do local da falha no motor;
- **Curto entre espiras:** a curva do Vetor de Park para este tipo de falha toma formas elípticas, como ilustrada na Figura 4.14 (d);
- **Presença de harmônicas de tensão:** a curva do Vetor de Park possui deformações, tomando uma forma que remete a um hexágono, conforme ilustrado na Figura 4.14 (e) e (f), segundo Nejari e Benbouzid (2000), mesmo para um motor sem falhas.

Pode-se afirmar que esta técnica, além de diagnosticar o tipo de falha e possibilitar o acompanhamento<sup>3</sup> da severidade da mesma, auxilia na localização da origem da falha, indicando se esta se localiza no estator ou no rotor do motor elétrico.

## 4.4 Park's Vector Square Modulus (PVSM)

A técnica PVSM consiste na análise espectral do módulo do Vetor de Park, ou seja:

$$|i_{PVSM}|^2 = |i_d + ji_q|^2 = i_d^2 + i_q^2 \quad (27)$$

---

<sup>3</sup> Para o acompanhamento faz-se necessário uma análise comparativa temporal ou comparada aos dados de fabricação do motor.

Desta forma, considerando-se a equação da corrente elétrica do motor expressa de forma genérica por  $I_a(t) = I_{max} \times \sin(\omega t)$  e as demais fases  $I_b$  e  $I_c$  defasadas de  $120^\circ$  e  $240^\circ$ , respectivamente, em condições ideais, aplicando-se nas equações ( 25 ) e ( 26 ), têm-se que:

$$i_d = \frac{\sqrt{6}}{2} \times I_{max} \times \sin(\omega t) \quad (28)$$

$$i_q = -\frac{\sqrt{6}}{2} \times I_{max} \times \cos(\omega t) \quad (29)$$

Como  $i_d^2 + i_q^2 = 3 \times I_{max}^2$ , verifica-se então que, nestas condições ideais, o módulo do Vetor de Park é constante. Porém, quando há presença de falhas, a corrente elétrica do motor não é uma senóide perfeito e, portanto, é expressa de forma diferente da considerada. Assim, do mesmo modo que a técnica MSCSA, a equação ( 27 ) terá uma componente DC e outra AC, conforme Figura 4.15.

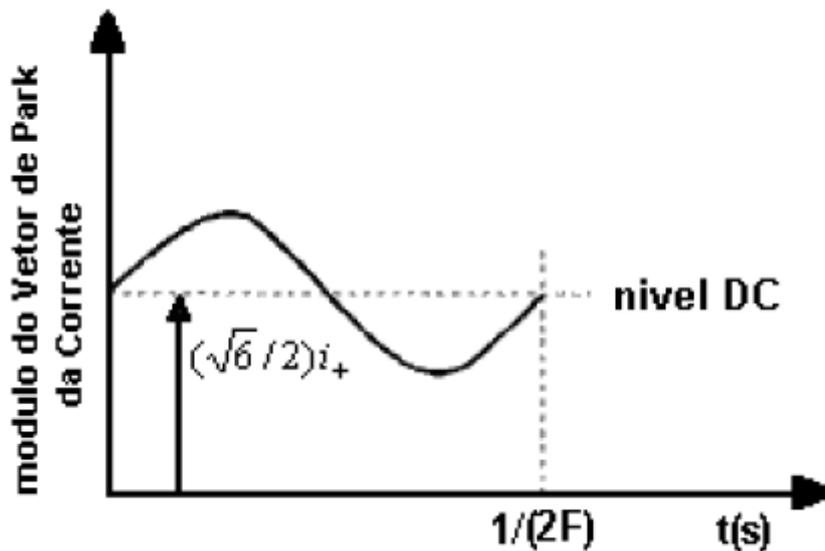


Figura 4.15 – Módulo do Vetor de Park na presença de falha no motor. Fonte: Assunção (2006).

Nota-se na Figura 4.15 que a componente DC estará localizada na origem no espectro de frequência e a componente AC possui a frequência fundamental localizada em  $2f_s$ . Para esta técnica, as equações ( 22 ), ( 23 ) e ( 24 ) são igualmente válidas para localização das frequências características. A Figura 4.16 ilustra dois exemplos de aplicação da técnica PVSM para as falhas do tipo barras quebradas e curto entre espiras.

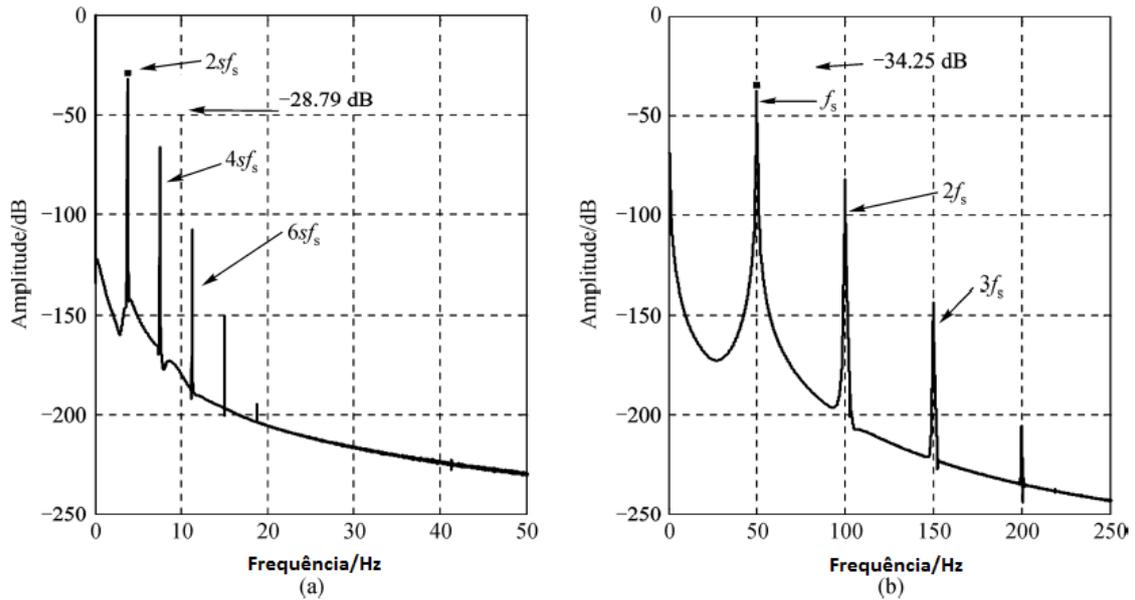


Figura 4.16 – Padrões de falha para a técnica PVSM: (a) Barras Quebradas e (b) Curto entre espiras.  
 Fonte: Allal (2016) - adaptada.

Da mesma forma que nas técnicas anteriores, a Figura 4.17 sintetiza, em diagrama de blocos, o fluxo de aplicação da técnica PVSM. Vale salientar que as considerações feitas anteriormente para a Figura 4.5 são válidas para a Figura 4.17. É importante destacar, ainda nesta figura, que a fase inicial desta técnica é igual à técnica PVA. Do mesmo modo que as técnicas MCSA e MSCSA, para o diagnóstico e detecção de falhas nesta técnica, é necessário analisar o espectro de frequência.

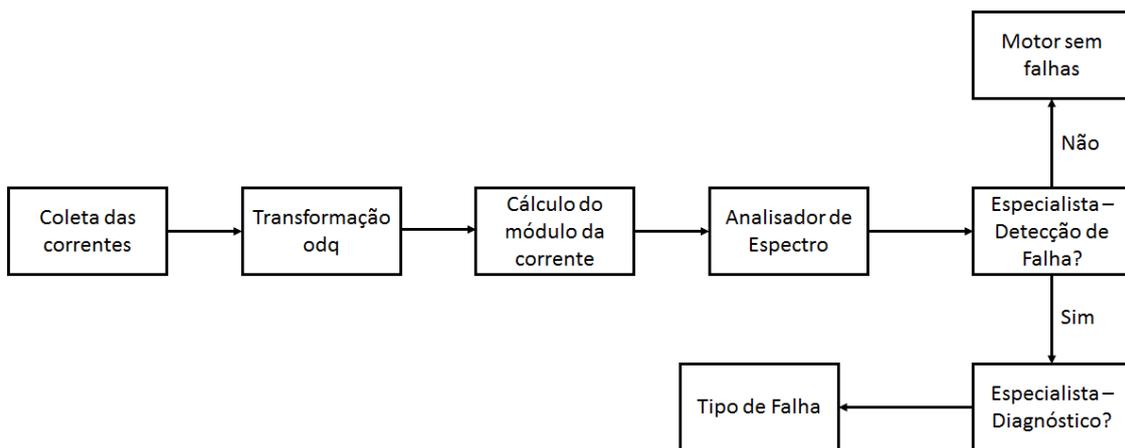


Figura 4.17 – Fluxograma de aplicação da técnica PVSM.

A grande vantagem desta técnica, igualmente a técnica MSCSA, é que ela possibilita o aparecimento de novas frequências no espectro, as quais não foram notadas na técnica MCSA. Porém, diferentemente da técnica MSCSA, esta técnica carrega uma

maior quantidade de informação, haja visto que utiliza as correntes das três fases do motor.

# Capítulo 5

## Metodologia utilizada e a aplicação das métricas

Este capítulo tem como objetivo elucidar a metodologia utilizada, como também, esclarecer as métricas que foram aplicadas neste trabalho.

### 5.1 Metodologia utilizada

Na aplicação das técnicas e análise das falhas utilizaram-se motores reais com a presença das seguintes falhas: barras quebradas; excentricidade no entreferro e curto entre espiras. As comprovações destes tipos de falhas foram feitas por meio de ensaios em oficinas externas a Universidade Federal de Sergipe, tais como: inspeção visual com o motor desmontado, medição de resistência ôhmica e medições de balanceamento do rotor. Vale salientar, que estes ensaios são de propriedades de terceiros e não são passíveis de divulgação. É importante destacar, também, que o objetivo neste trabalho é a constatação da presença e previamente conhecida falhas nestes motores por meio da aplicação das técnicas mencionadas no capítulo 4.

Um modelo teórico de máquina elétrica de indução, simulado em ambiente computacional, conforme Apêndice B, foi utilizado para a geração de um padrão de espectro de frequência da corrente estatórica do motor sem falhas. O objetivo deste modelo é servir de referência, permitindo a análise comparativa entre os padrões do espectro de frequência de corrente estatórica com e sem falhas. O diagrama de blocos da Figura 5.1 ilustra o fluxo da aquisição de dados dos motores e a aplicação das técnicas.

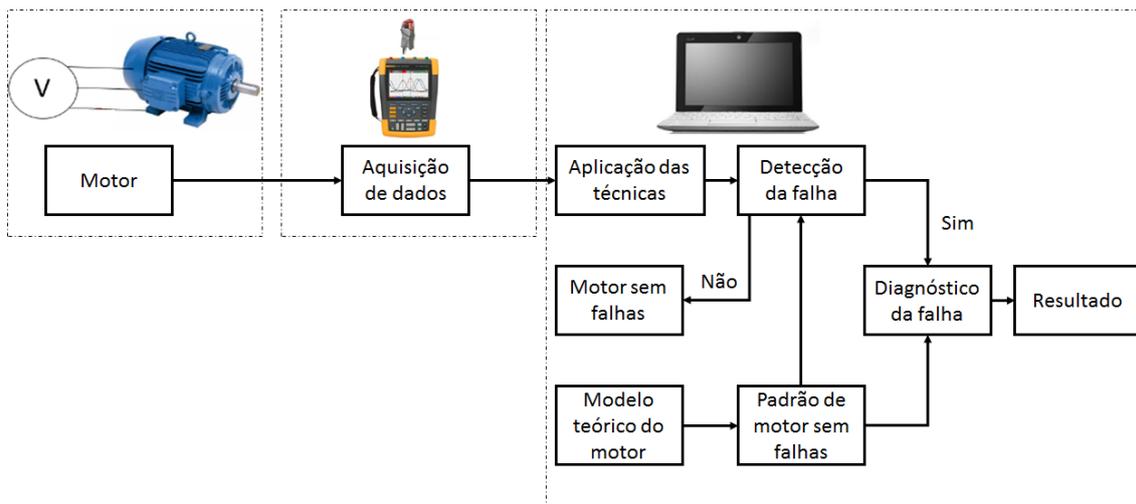


Figura 5.1 – Fluxo da detecção e diagnóstico das falhas em motores.

O detalhamento do que representa cada bloco da Figura 5.1 mostra o passo a passo da metodologia utilizada:

1. **Motor:** é instalado em bancada e aplicada uma tensão elétrica. Vale salientar que a tensão aplicada é a mesma em todos os motores;
2. **Aquisição de dados:** os valores de corrente das três fases do motor são coletados com transdutores de correntes e armazenados no osciloscópio como um arquivo do tipo *.csv*, o qual pode ser convertido para *.xls*.
3. **Aplicação das técnicas:** os valores de corrente armazenados são lidos pelo programa *excel* ou similar e importados para ambiente computacional de simulação, por exemplo o *Matlab*. Aplicam-se as técnicas individualmente a cada motor e gera-se o espectro de frequência;
4. **Detecção da falha:** compara-se o espectro de frequência com o padrão de motor sem falhas para detectar a presença ou não de uma falha no motor elétrico;
5. **Diagnóstico da falha:** após a detecção de uma falha, efetua-se o diagnóstico, comparando-se o espectro de frequência obtido com o aquele do padrão de motor sem falhas e identifica-se o tipo de falha do motor;
6. **Resultado:** para análise dos resultados faz-se necessário à presença do “especialista” mencionado no capítulo 4.

Na aquisição dos dados foi utilizado o Scope Meter Fluke 190-104 e o AC Current Clamp Fluke i200s na frequência de amostragem de 6250 Hz, ou seja, uma amostragem a cada 0,16 ms. Foram coletadas 30000 amostras para cada motor, todos estes em vazio, com tensão aplicada em 60 Hz. Devido à falta de recursos em laboratório não foi possível realizar os ensaios com o motor sob carga. É importante notar que a ausência desta carga anula a possibilidade de interferência nos resultados. Isto porque, quando esta, também, possui “natureza” dinâmica, como por exemplo bombas e compressores, a presença de uma falha nesta, também, apresenta frequências características no espectro de frequência, as quais podem ser coincidentes ou não com

as apresentadas nas falhas de origem elétrica, segundo Bonaldi (2005). Vale salientar que, quando estas cargas geram torques mais elevados na ponta do eixo do motor, estas influencias podem ser maiores e prejudicam na detecção e diagnóstico das falhas.

Para a simulação do modelo teórico do motor, utilizou-se o método de integração de primeira ordem, com um passo de integração de  $100\mu s$ . O código utilizado para a simulação está descrito no Apêndice E. A aplicação das técnicas e as análises foram realizadas em ambiente computacional.

A segunda parte da metodologia utilizada é o comparativo entre as técnicas. A Figura 5.2 ilustra, em diagrama de blocos, o fluxo da análise comparativa entre as técnicas.

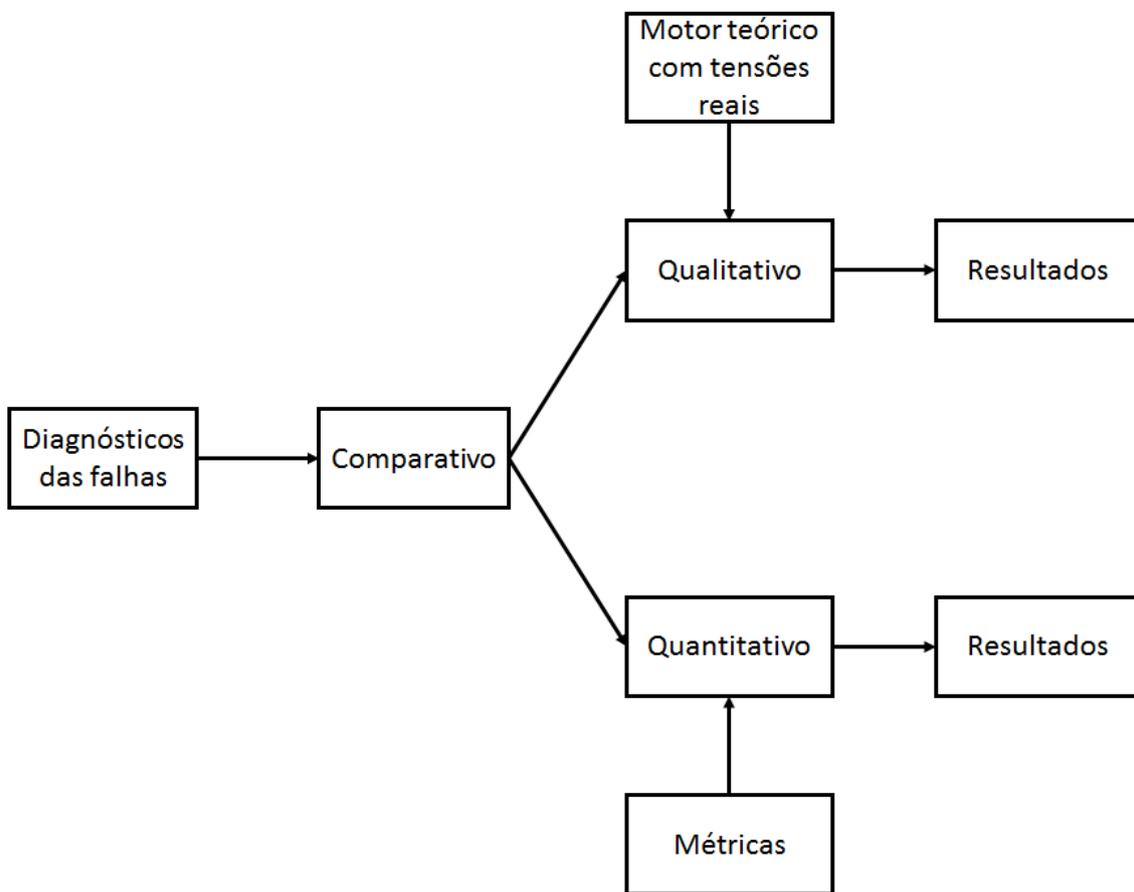


Figura 5.2 – Fluxo da análise comparativa entre as técnicas.

Conforme fora mencionado na introdução deste trabalho, faz-se o comparativo de forma qualitativa e quantitativa. Na análise qualitativa analisa-se o aparecimento das frequências características esperadas, específicas de cada falha. Além da utilização de referências bibliográficas na análise qualitativa, utiliza-se um modelo teórico de máquina elétrica de indução, simulado em ambiente computacional, com os mesmos valores das tensões de suprimento reais. Gera-se, assim, um padrão de espectro de frequência da corrente.

A segunda forma da análise comparativa é a quantitativa. Nesta, métricas avaliaram a efetividade e a sensibilidade de cada técnica, para cada tipo de falha. Estas métricas serão detalhadas no tópico subsequente.

## 5.2 Aplicação das métricas

As métricas que serão aplicadas neste trabalho têm como objetivo avaliar a efetividade e a sensibilidade de cada técnica para cada tipo de falha. Dois tipos de métricas serão aplicadas, quais sejam:

1. **Métrica 1 (Existente):** analisa a diferença do módulo da corrente correspondente às frequências características em relação ao módulo da corrente correspondente a frequência fundamental, no domínio da frequência. Esta métrica é existente e é a mais aplicada na literatura, conforme referências bibliográficas citadas na introdução. A Figura 5.3 ilustra um exemplo de aplicação prática desta métrica. Para a falha do tipo barra quebrada, Bonaldi (2005) e Freitas (2008) desenvolveram uma carta de severidade, conforme Tabela 5.1, a qual foi formada com base nos diversos casos apresentados na literatura. As demais falhas não possuem uma carta de severidade. Desta forma, o comparativo baseia-se na análise das diferenças de módulo de cada técnica.

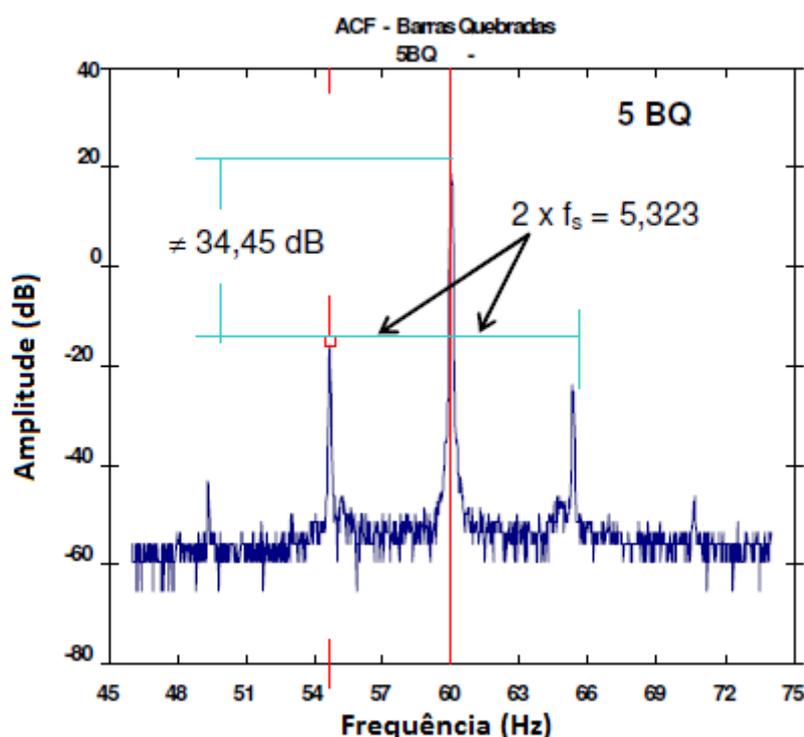


Figura 5.3 – Exemplo prático de aplicação da métrica 1. Fonte: Freitas (2008) - adaptada.

Tabela 5.1 – Carta de severidade para barras quebradas. Fonte: Bonaldi (2005).

Nível de Severidade	Diferença em dB	Condição do rotor	Ação recomendada
1	>60	Excelente	Nenhuma
2	54-60	Bom	Nenhuma
3	48-54	Moderado	Verificar tendência
4	42-48	Possibilidade de barra trincada com pontos de alta resistência	Atenção (MCSA)
5	36-42	1 ou 2 barras provavelmente trincadas ou quebradas	Alarme (MCSA)
6	30-36	Múltiplas barras trincadas ou quebradas	Reparo
7	<30	Múltiplas barras trincadas ou quebradas e anel de curto	Reparo

2. **Métrica 2 (Proposta - Vetor Desvio):** Conforme mencionado anteriormente esta métrica é inovadora e é a principal contribuição deste trabalho. Esta tem como objetivo quantificar a efetividade e a sensibilidade de cada técnica, para cada tipo de falha. O vetor desvio é formado pela diferença do módulo da corrente correspondente as frequências características da falha em relação ao módulo médio da corrente correspondente as frequências próximas no domínio da frequência. A Figura 5.4 mostra de forma ilustrativa a concepção do vetor desvio para melhor compreensão. O vetor desvio é dado por:

$$v(k) = |Y(f_k)| - \frac{1}{N} \times \sum_{n=-N/2, n \neq 0}^{N/2} |Y(f_k + n \times (2/N) \times f_x)|$$

em que  $k$  é o número total de frequências características apresentadas na falha;  $f_k$  é a frequência característica;  $|Y(f_k)|$  é o valor absoluto, em dB, do módulo da corrente no domínio da frequência;  $f_x$  é o valor da faixa de frequência fixa definida;  $N$  é o número de pontos entre a faixa e  $n$  é o passo do somatório em números inteiros.

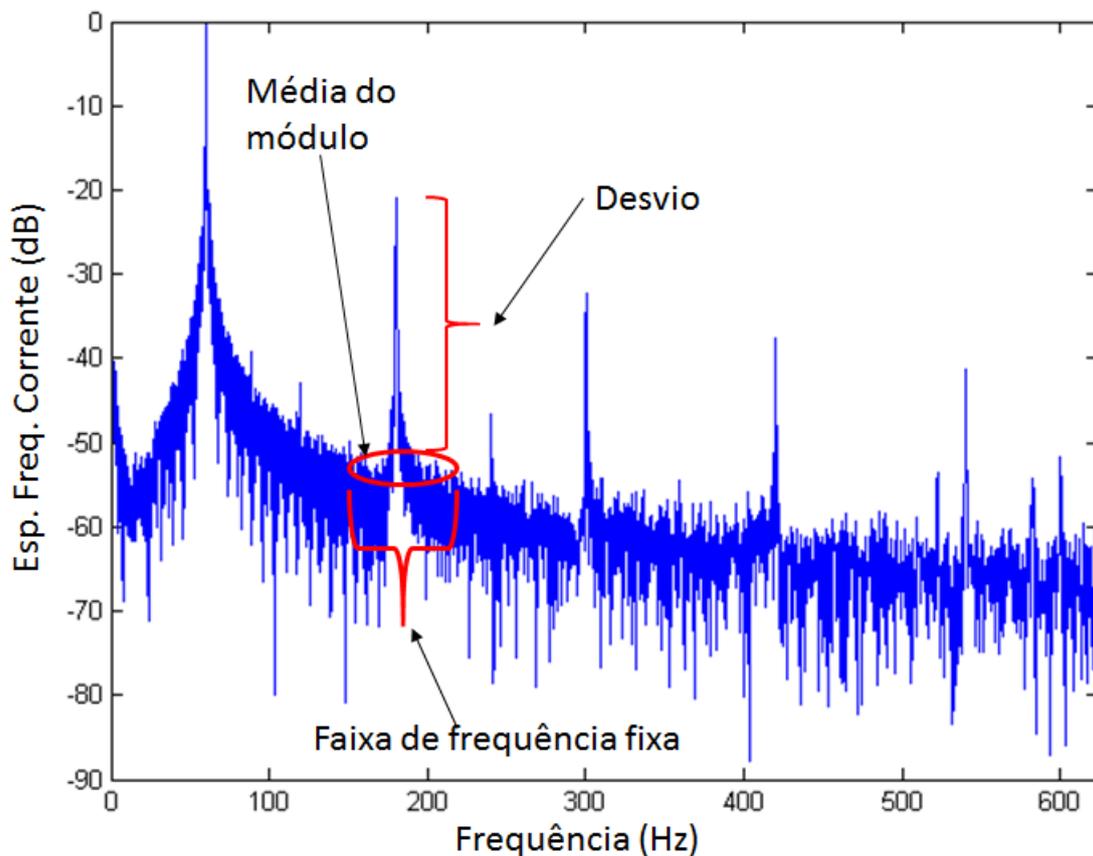


Figura 5.4 – Ilustração do Vetor Desvio.

Para cada técnica o valor absoluto  $|Y(f_k)|$  estará representando um módulo diferente, isto é, na técnica MSCSA, por exemplo, é o quadrado da corrente no domínio da frequência. Vale ressaltar, também, que este valor absoluto está normalizado para o maior módulo, em cada técnica.

Por fim, deve-se salientar que esta métrica tem um caráter geral, podendo ser aplicada em todos os tipos de falhas analisadas no presente trabalho. Além disso, esta métrica é visualmente mais esclarecedora, do ponto de vista da sensibilidade no processo de detecção da falha.

3. **Métrica 3 (Proposta – Norma Euclidiana do Vetor Desvio):** propõe-se, também, no presente trabalho, a utilização de uma terceira métrica para avaliação da sensibilidade de cada técnica. Esta métrica baseia-se na Norma Euclidiana, ou Norma2, do Vetor Desvio proposto. Sabe-se que, por definição, a Norma2 é o valor da raiz quadrada do somatório dos quadrados de cada elemento do vetor, que corresponde ao valor em cada frequência do Vetor Desvio.

Observa-se ainda que, por definição, o valor calculado da Norma Euclidiana é um valor positivo. Portanto, esta é menos interpretativa que a

Métrica 2. Isto porque, não é possível a construção de um gráfico, como será realizado na referida métrica. Este fato diminui seu poder de análise. Entretanto, nota-se que quando a Norma2 é aplicada, há comprovação em todos os casos diagnosticados na Métrica 2. Portanto, a Norma Euclidiana ratifica os resultados encontrados na aplicação da métrica denominada de Vetor Desvio.

### **5.3 Considerações sobre sensibilidade**

Na métrica 2 acima relacionada, é possível inferir, indiretamente, o conceito de sensibilidade. Neste trabalho, este conceito pode ser definido do seguinte modo: capacidade de destacar o módulo da corrente na respectiva frequência característica da falha em relação ao módulo da corrente nas frequências adjacentes, baseado na diferença entre estes módulos. Isto significa que diferenças menores entre esses módulos expressam menor sensibilidade na detecção da falha, em contrapartida, diferenças maiores representam maior sensibilidade na detecção da mesma falha. Neste contexto, pode-se justificar, ainda, que estas grandes diferenças se destacam no espectro de frequência de maneira considerável. Vale salientar, ainda, que se a falha tiver um alto grau de severidade, esta diferença será maior, obviamente. Entretanto, tendo em vista que um dos objetivos deste trabalho é o comparativo entre as técnicas, a gravidade da falha será a mesma na aplicação de todas as técnicas. Deste modo, é possível compará-las a luz do conceito de sensibilidade acima definido.

# Capítulo 6

## Discussões e Resultados

Neste capítulo apresentam-se os resultados da aplicação de cada técnica e o comparativo entre elas, para cada tipo de falha. O capítulo foi organizado da seguinte forma: introduções de aspectos necessários para a discussão e apresentações dos resultados; seções classificadas por tipo de falha, as quais se subdividem em subseções por tipo de técnica, com aplicação das métricas ao final de cada uma<sup>4</sup>; no final do capítulo far-se-á uma análise conjunta de toda a discussão deste capítulo.

Deve-se destacar que todos os resultados apresentados, de forma gráfica, referentes ao espectro de frequência, estão normalizados utilizando-se o máximo valor do módulo encontrado na faixa de frequência apresentada. Vale salientar, também, que, devido à normalização, os resultados são expressos de forma adimensional. Deve-se ressaltar, ainda, que estes mesmos resultados estão na escala decibel (dB), conforme justificativa apresentada no Apêndice C.

Na aplicação das técnicas e análise das falhas utilizaram-se três motores reais e um motor simulado por um modelo teórico, cujos dados nominais de placa estão na Tabela 6.1. O *motor existente 1* possui a falha de excentricidade no entreferro, o *motor existente 2* possui a falha de curto-circuito entre espiras e o *motor existente 3* possui a falha de barras quebradas. Conforme já mencionado, todos os ensaios foram feitos com o motor em vazio. Nesta condição, o escorregamento do motor é muito pequeno, segundo Fitzgerald *et al.* (2008).

Tabela 6.1 – Dados dos motores elétricos.

<i>Motor Teórico</i>		<i>Motor existente 1</i>		<i>Motor existente 2</i>		<i>Motor existente 3</i>	
<i>Parâmetro</i>	<i>Valor</i>	<i>Parâmetro</i>	<i>Valor</i>	<i>Parâmetro</i>	<i>Valor</i>	<i>Parâmetro</i>	<i>Valor</i>
$L_{rr}$ (H)	0.386	P (kW)	2.2	P (kW)	1.5	P (kW)	92
$L_{ss}$ (H)	0.386	V (Volts)	480	V (Volts)	440	V (Volts)	440
$L_m$ (H)	0.363	I (A)	3.7	I (A)	3.08	I (A)	162
$R_{ss}$ ( $\Omega$ )	5.793	Polos	4	Polos	4	Polos	8
$R_{rr}$ ( $\Omega$ )	3.421	n (rpm)	1690	n (rpm)	1755	n (rpm)	890
$\delta_g$ ( $^\circ$ )	0						

Para que o modelo teórico estivesse o mais próximo da realidade, aplicaram-se as tensões coletadas da fonte de suprimento dos motores reais. Desta forma, considerou-

<sup>4</sup> Apenas para a falha do tipo barras quebradas não foram aplicadas as métricas, pois neste tipo de falha, devidas as condições dos ensaios, não foi possível detectar e diagnosticar a falha.

se uma faixa, no espectro de frequência da tensão, que inclui as harmônicas mais significativas, conforme Tabela 6.2. Compararam-se os valores das harmônicas com os limites da norma IEEE Std 519 para fins de análise da qualidade da fonte de suprimento. Nota-se na Tabela 6.2 que os valores estão bem abaixo do que a norma limita, atendendo-se, então, o que esta estabelece.

Tabela 6.2 – Percentual das harmônicas de tensão e seus limites.

<i>Harmônicas</i>	<i>%</i>	<i>Limite IEEE Std 519</i>
3 <sup>a</sup>	0,49	3 %
5 <sup>a</sup>	0,44	3 %
7 <sup>a</sup>	0,07	3 %

Na Figura 6.1 ilustram-se os padrões dos espectros de frequência da corrente estatórica do motor simulado por um modelo teórico sem falhas, com a tensão de suprimento mencionada. Com isso, geraram-se dois padrões: o correspondente ao espectro de frequência da corrente e o correspondente ao espectro de frequência do quadrado da corrente.

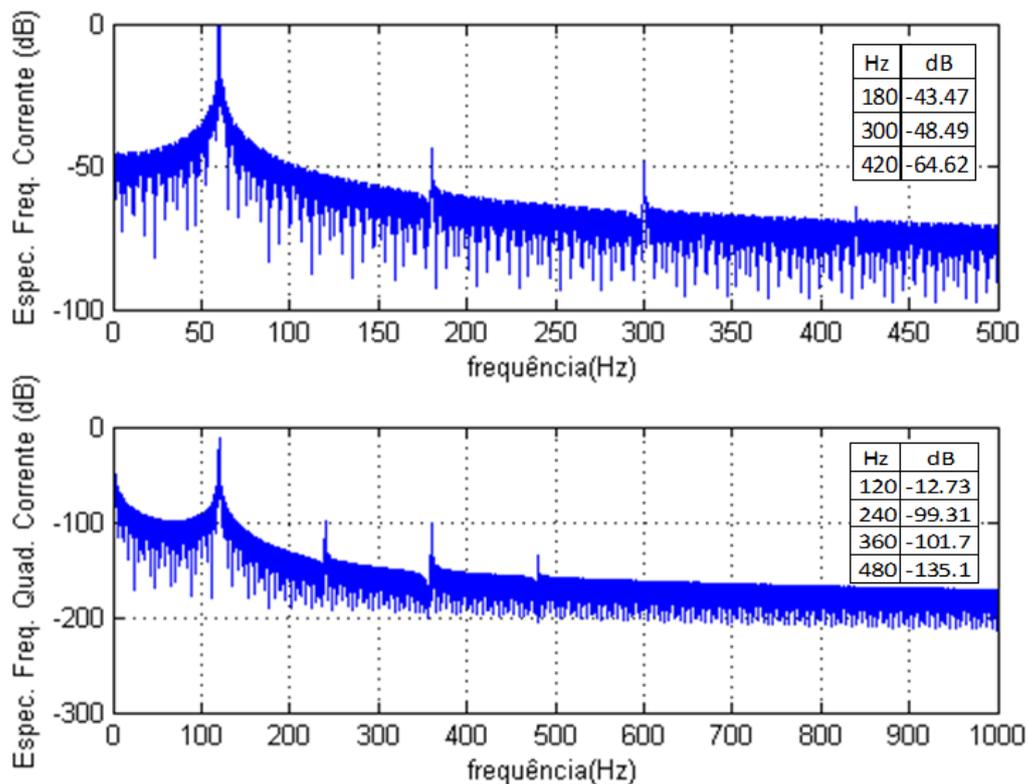


Figura 6.1 – Padrões da corrente estatórica do motor simulado por um modelo teórico sem falhas: (a) espectro de frequência da corrente e (b) espectro de frequência do quadrado da corrente.

Nota-se na Figura 6.1 (b) que o módulo da corrente ao quadrado nas frequências correspondentes ao dobro das harmônicas presentes na Tabela 6.2 são reduzidas. Isto ocorre devido à pequena amplitude que apresentam no cálculo do quadrado da corrente estatórica. Nesta mesma figura, o módulo do quadrado da referida corrente nas frequências 240 Hz, 360 Hz e 480 Hz destacam-se por serem oriundas do produto entre a frequência fundamental, 60 Hz, e as 3<sup>a</sup>, 5<sup>a</sup> e 7<sup>a</sup> harmônicas, respectivamente, conforme demonstração matemática apresentada no Apêndice D. Este fato possibilita que as técnicas que se baseiam no cálculo do quadrado da corrente, contenham mais energia nas frequências mencionadas. Isto as tornam mais sensíveis na detecção de falhas.

## 6.1 Excentricidade no entreferro

Apresentam-se nessa seção os resultados da análise da falha de excentricidade no entreferro, utilizando-se as técnicas de detecção e diagnóstico anteriormente mencionadas. Neste caso, o *motor existente 1* da Tabela 6.1, encontra-se com a falha de excentricidade no entreferro, conforme fora mencionado.

### 6.1.1 MCSA

Como a coleta dos dados foi feita com a corrente do motor em vazio, conforme já mencionado, o escorregamento “ $s$ ” é muito pequeno. Assim, as frequências de  $f_{ecc}$ , em ( 7 ), mais significativas, para  $k_l = 1$ , para  $p = 2$  e  $m = 1,2,3,4$  são 29,95 Hz, 90,03 Hz, 120,2 Hz, 149,7 Hz e 180,2 Hz, respectivamente. A Figura 6.2 ilustra o espectro de frequência da corrente com os seus respectivos marcadores. Estes marcadores indicam os pontos em destaque no gráfico das referidas frequências com os seus respectivos módulos. Observe que quando  $m = 1$ ,  $f_{ecc}$  assumirá dois valores,  $m11$  e  $m12$ , os quais estão ilustrados na Figura 6.2.

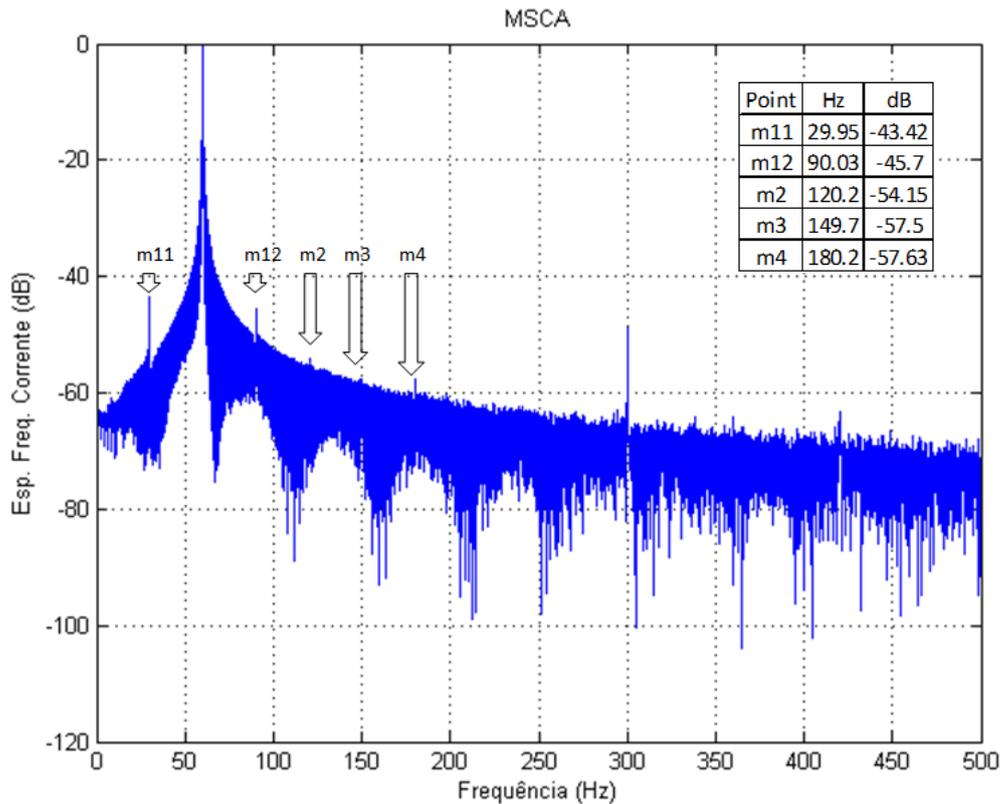


Figura 6.2 – MSCA – Excentricidade no entreferro.

Nota-se na Figura 6.2 que apenas nas frequências  $m11$  e  $m12$  observaram-se valores significativos para este tipo de falha, quando comparado com o padrão do espectro de frequência da corrente do motor simulado por um modelo teórico sem falhas, ilustrado na Figura 6.1 (a).

### 6.1.2 MSCSA

Na Figura 6.3 ilustra-se o espectro de frequência correspondente ao quadrado da corrente estatórica. O valor do módulo do quadrado da corrente correspondente ao dobro da frequência fundamental, ou seja, em 120 Hz, é de 15,15 dB. As frequências de  $f_{ecc2}$ , em ( 22 ), para  $k_1 = 1$ ,  $p = 2$  e  $m = 1,2,3,4,6,8$  são 29,95 Hz, 60,08 Hz, 90,03 Hz, 150,1 Hz, 240,1 Hz, 300,2 Hz e 360,3 Hz, respectivamente. Observa-se que quando  $m = 1$ ,  $f_{ecc2}$  assume dois valores,  $m11$  e  $m12$ , os quais estão ilustrados na Figura 6.3. As frequências  $m21$  e  $m31$  da Figura 6.3 são oriundos da parte subtrativa de ( 22 ) para  $m = 2$  e 3, respectivamente.

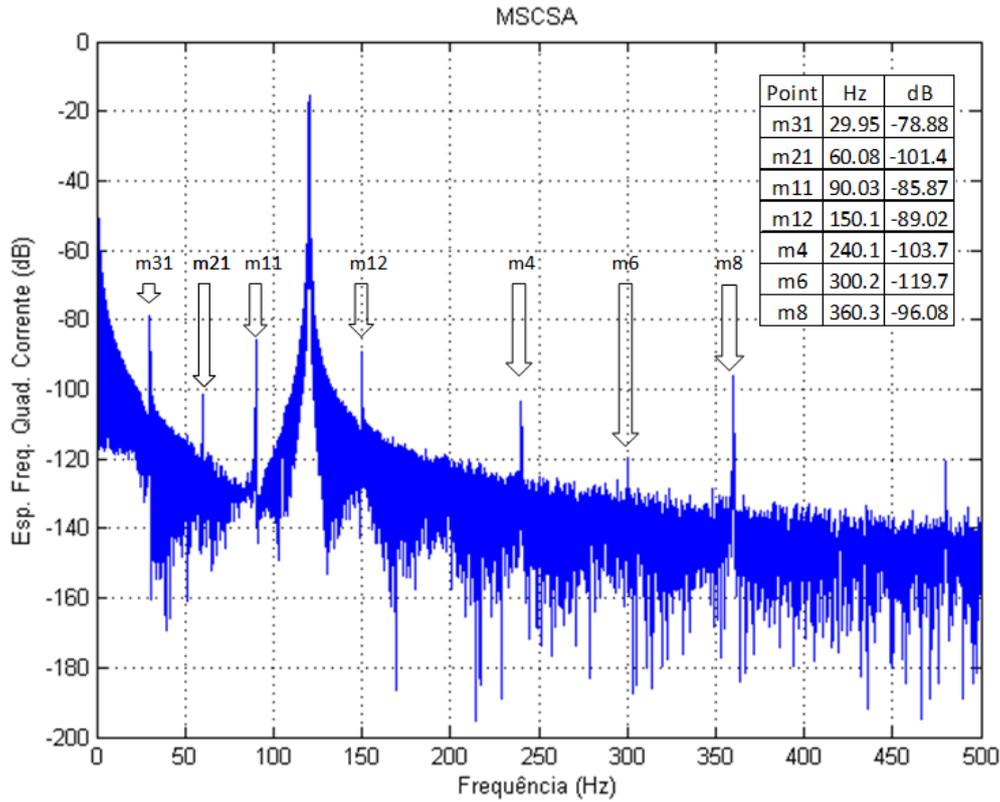


Figura 6.3 – MSCSA – Excentricidade no entreferro.

As bandas laterais da frequência 120 Hz podem ser observados na Figura 6.3. Observe-se que as frequências características presentes nestas bandas são definidas pelos seguintes marcadores:  $m31$ ,  $m21$ ,  $m11$  e  $m12$ . Estas são as mais significativas quando se comparam com o padrão do espectro de frequência do quadrado da corrente do motor simulado por um modelo teórico sem falhas na Figura 6.1 (b).

### 6.1.3 PVA

O comparativo entre as curvas de Park do motor com a falha e do mesmo motor caso não estivesse à falha, ilustra-se na Figura 6.4.

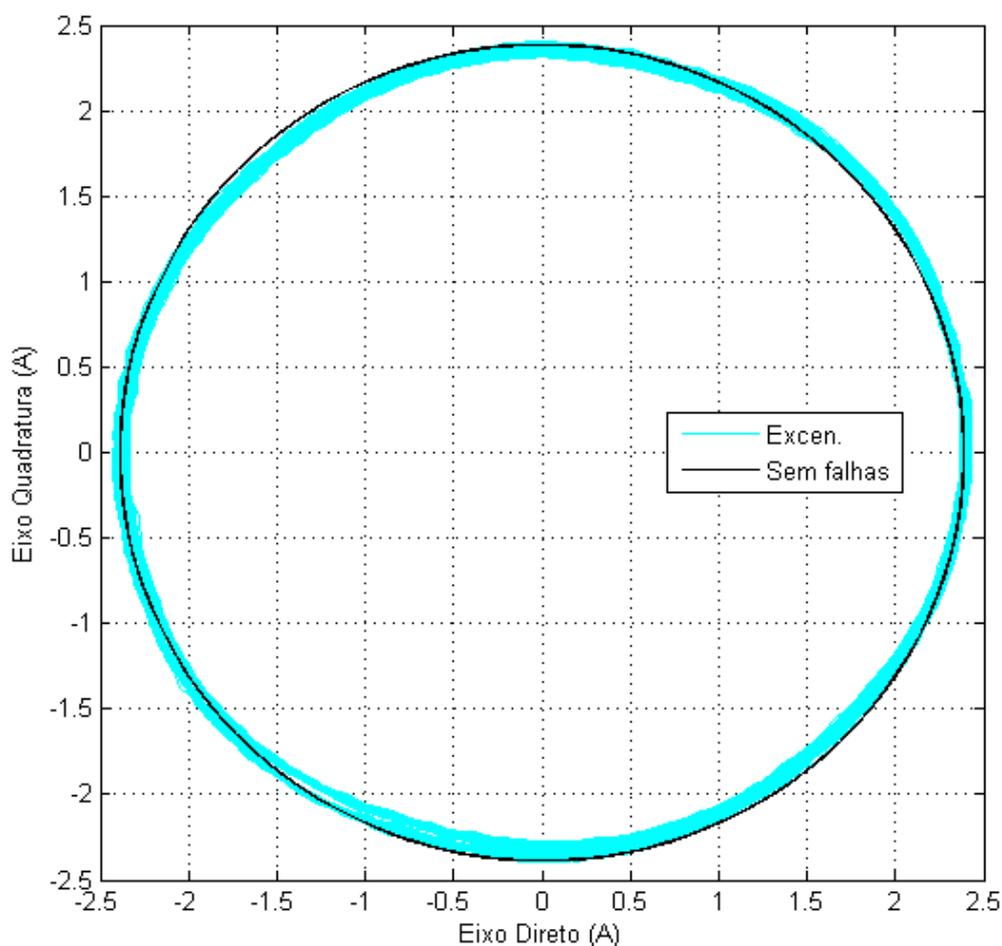


Figura 6.4 – PVA – Excentricidade no entreferro.

Observe-se que as deformações na curva são pequenas, quando comparada ao motor sem falhas, e que a falha de excentricidade apresenta baixa relação referente ao estator. Porém, nota-se que a curva é mais espessa, sendo, portanto, uma possível indicação de que a falha pode ter relação com rotor. Entretanto, para afirmar o local de origem da excentricidade, são necessários alguns ensaios complementares que não fazem parte do escopo deste trabalho, como por exemplo: o teste de balanceamento de massa do rotor, ensaio de centro magnético do motor ou medições das dimensões do pacote estatórico do motor. Sem estes ensaios, uma possível solução seria o acompanhamento da evolução da falha. Isto porque, caso haja o aumento da deformação ou da espessura da curva, haverá a indicação do aumento da gravidade da falha.

### 6.1.4 PVSM

Ilustram-se na Figura 6.5 o espectro de frequência correspondente à aplicação da técnica PVSM. O valor do módulo do Vetor de Park, em dB, correspondente ao dobro da frequência fundamental, ou seja, em 120 Hz, é de 73,9 dB. Da mesma forma que na técnica MSCSA, as frequências de  $f_{ecc2}$  são dadas por ( 22 ), ou seja, para  $p = 2$ ,  $k_l = 1$  e  $m = 1,2,3,4,8$  são 29,95 Hz, 60,08 Hz, 90,03 Hz, 150,1 Hz, 240,1 Hz, e 360,3 Hz, respectivamente. Quando  $m = 1$ ,  $f_{ecc2}$  assumirá dois valores,  $m11$  e  $m12$ , os quais se ilustram na Figura 6.5. As frequências  $m21$  e  $m31$  da Figura 6.5 são referentes à parte subtrativa de ( 22 ) para  $m = 2$  e 3, respectivamente.

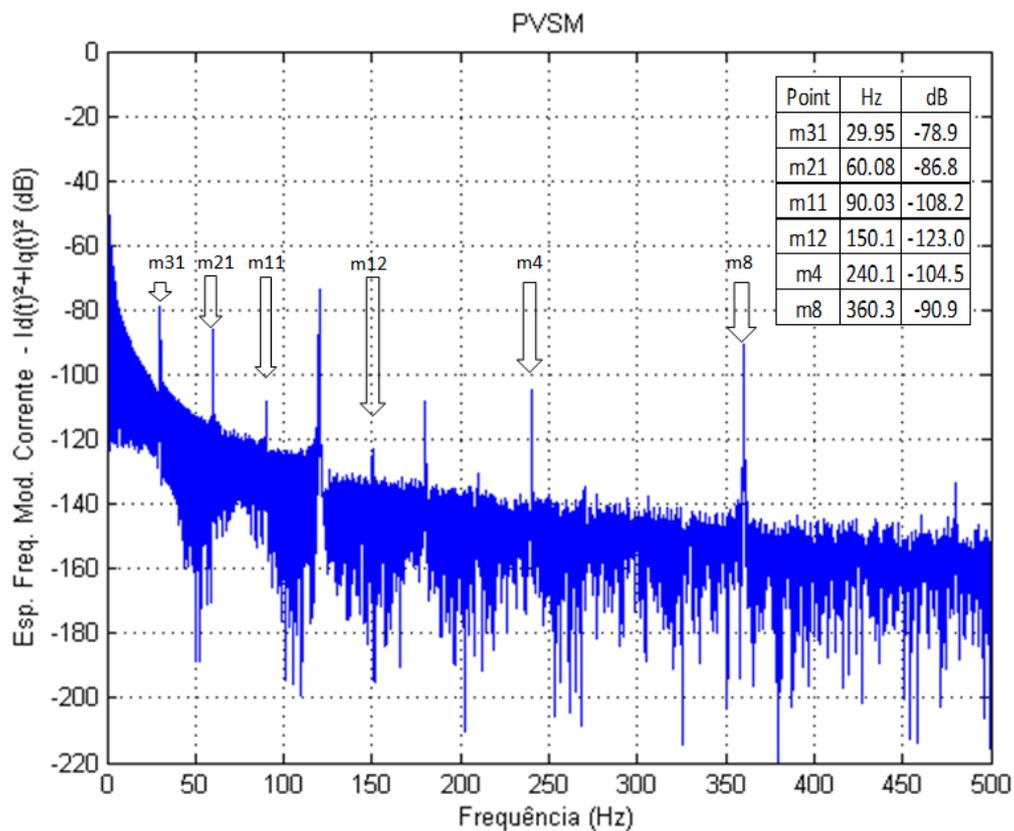


Figura 6.5 – PVSM – Excentricidade no entreferro.

De forma similar a técnica MSCSA, quando comparado às bandas laterais da frequência 120 Hz da Figura 6.5, os marcadores são  $m31$ ,  $m21$ ,  $m11$  e  $m12$ . Estas possuem valores mais significativos do que aqueles do padrão do espectro de frequência do quadrado da corrente do motor simulado por um modelo teórico sem falhas na Figura 6.1 (b).

### 6.1.5 Aplicação das métricas

A métrica 1, conforme mencionado, permite analisar o desvio do modulo da corrente estatórica do motor correspondente às frequências características de cada falha em relação ao modulo da corrente correspondente à frequência fundamental, para verificar a efetividade de cada técnica. A Figura 6.6 ilustra este desvio, para cada técnica, nas principais frequências características em que a falha se apresenta mais significativa.

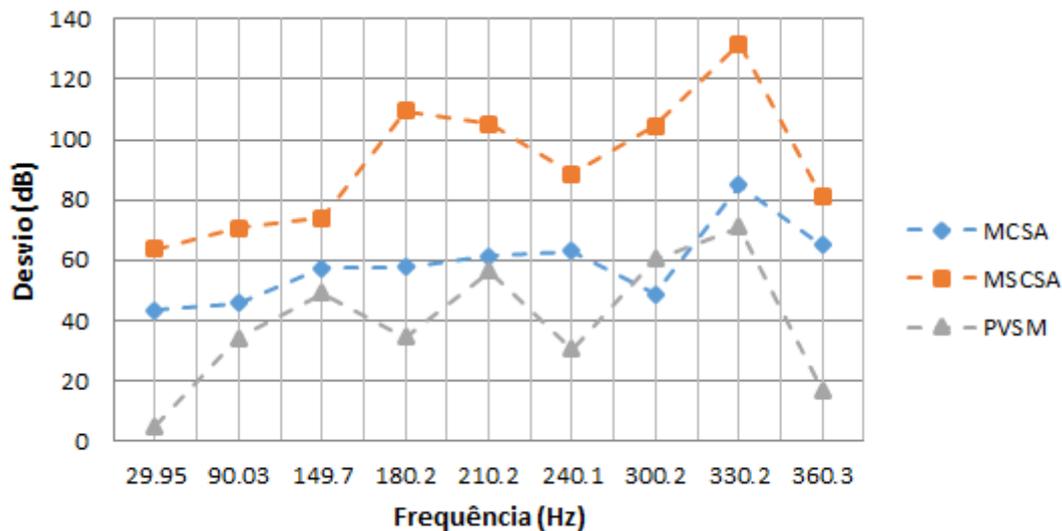


Figura 6.6 – Desvio em relação à frequência fundamental – Excentricidade no entreferro.

Observe que a técnica MSCSA apresentou as maiores diferenças. Isto significa que esta técnica se mostrou menos sensível que as demais, ao tempo em que, as técnicas MCSA e PVSM demonstraram possuir uma sensibilidade maior. Isto porque o efeito quadrático destas técnicas aumenta a energia do sinal. Desta forma, quando o modulo da corrente em certa frequência é alto, este é aumentado, em contrapartida, quando o modulo da corrente em certa frequência é baixo, este é minimizado. Porém, a técnica PVSM ainda apresenta os referidos módulos da corrente nas frequências características maiores do que na técnica MSCSA, ou seja, estão mais próximas do valor do modulo da corrente na frequência fundamental, conforme pode ser verificado na Figura 6.5 e confirmado na Figura 6.6. Isto mostra que esta técnica é mais sensível e efetiva no diagnóstico da falha.

Entretanto, esta análise não é capaz de mensurar o quanto cada técnica evidencia o tipo de falha, isto é, não quantifica o destaque que cada técnica apresenta nos módulos da corrente nas respectivas frequências características. Note que na Figura 6.5, referente à técnica PVSM, os valores do modulo da corrente em dB estão bem mais destacados nas frequências características do que na Figura 6.2 referente à técnica MCSA. Isto não

ficou evidenciado no comparativo da Figura 6.6. Considerando isto, propõe-se a utilização do Vetor Desvio, correspondente a métrica 2, de forma a mensurar o destaque mencionado, numa faixa de frequência  $f_x$  de 5 Hz, o qual se ilustra na Figura 6.7.

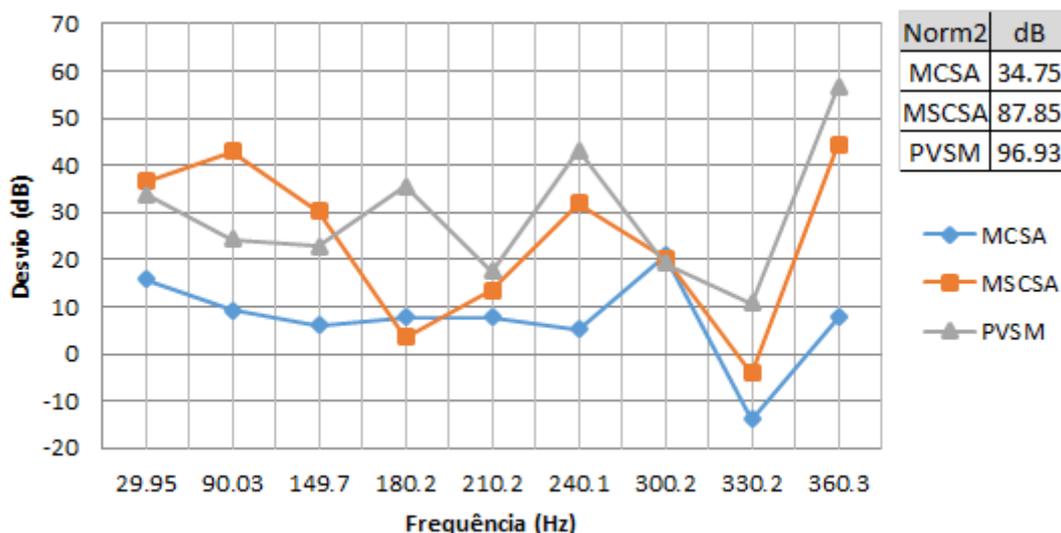


Figura 6.7 – Vetor Desvio – Excentricidade no entreferro.

Observa-se na Figura 6.7 que o Vetor Desvio referente à técnica PVSM foi ligeiramente superior ao da técnica MSCSA e bem superior ao da técnica MCSA. Os valores da Norma Euclidiana do Vetor Desvio referente a cada técnica expressam-se na tabela junto ao gráfico da Figura 6.7. Nota-se que a Norma Euclidiana ratifica esta superioridade anteriormente mencionada. Verifica-se que a técnica PVSM mostrou-se mais sensível e mais efetiva no diagnóstico da falha de excentricidade no entreferro, quando analisada conjuntamente com a diferença apresentada na Figura 6.6. Em relação à técnica MSCSA, conforme já mencionado, esta apresenta valores dos módulos da corrente destacados em frequências características nas bandas laterais da frequência fundamental, isto foi evidenciado na Figura 6.7. Nota-se, também nesta mesma figura, que nas frequências 240 Hz e 360 Hz, as técnicas MSCSA e PVSM apresentaram valores dos módulos da corrente bem mais elevados que a técnica MCSA. Isto evidencia a maior sensibilidade destas técnicas em detectar falhas nestas frequências.

## 6.2 Curto entre espiras

A seguir mostram-se os resultados da análise da falha de curto entre espiras utilizando as mesmas técnicas de detecção e diagnóstico de falhas aplicadas na falha de excentricidade no entreferro. O *motor existente 2* da Tabela 6.1 encontra-se com a falha mencionada.

## 6.2.1 MCSA

As frequências características desta falha, para a técnica MCSA, são obtidas a partir da equação ( 18 ) e assumem-se os principais valores apresentadas da Tabela 6.3. O espectro de frequência da corrente é ilustrado na Figura 6.8.

Tabela 6.3 - Principais frequências características para curto entre espiras na técnica MCSA.

<i>k<sub>2</sub> = 1</i>			
<i>m = 1 (m11)</i>	<i>m = 2 (m12)</i>	<i>m = 3</i>	<i>m = 4 (m14)</i>
89,26 Hz	119,8 Hz	150,7 Hz	180,1 Hz
<i>k<sub>2</sub> = 3</i>			
<i>m = 1</i>	<i>m = 2 (m32)</i>	<i>m = 3</i>	<i>m = 4 (m34)</i>
150,7 Hz	239,9 Hz	89,26 Hz	300,2 Hz
<i>k<sub>2</sub> = 5</i>		<i>k<sub>2</sub> = 7</i>	
<i>m = 4 (m54)</i>	420 Hz	<i>m = 4 (m74)</i>	540,2 Hz

Os termos entre parênteses na Tabela 6.3 acima são os marcadores utilizados na Figura 6.8 para destacar as frequências características e seus respectivos módulos de corrente no gráfico.

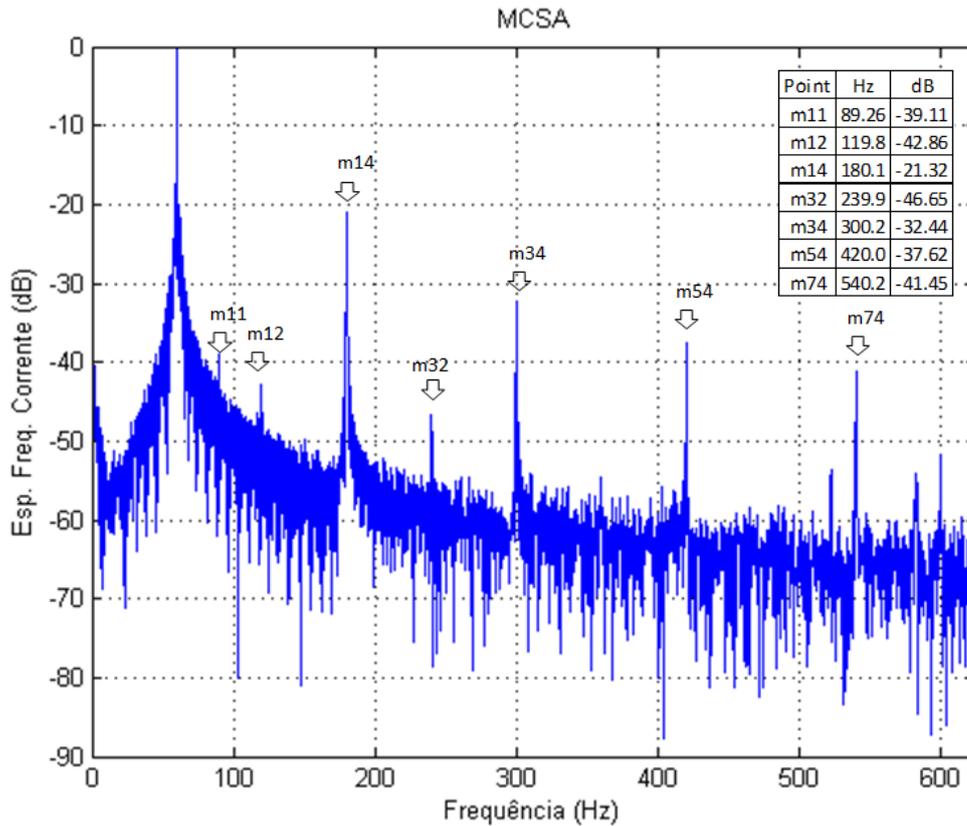


Figura 6.8 – MCSA – Curto entre espiras.

Pode-se observar na Figura 6.8 que as frequências significativas referentes a este tipo de falha, não coincidentes com as harmônicas da tensão, são *m11*, *m12* e *m32*. Observa-se, também, que este tipo de falha apresenta módulos maiores e bem significativos nas harmônicas coincidentes com as da tensão da Tabela 6.2. Estes valores foram destacados nos marcadores *m14*, *m34* e *m54* na Tabela 6.3 e na Figura 6.8. Fazem-se observações, comparativamente, com padrão de espectro de frequência da corrente do motor simulado por um modelo teórico sem falhas ilustrado na Figura 6.1 (a).

## 6.2.2 MSCSA

As frequências características referente à falha correspondente a curto entre espiras para a técnica MSCSA, calcularam-se a partir da equação ( 24 ). As principais frequências estão apresentadas na Tabela 6.4. Ilustra-se na Figura 6.9, o espectro de frequência do quadrado da corrente, referente a esta mesma falha.

Tabela 6.4 - Principais frequências características para curto entre espiras na técnica MSCSA.

$k_2 = 1$			
$m = 1$ (m11)	$m = 2$ (m12)	$m = 3$ (m13)	$m = 4$ (m14)
90,79 Hz	59,89 Hz	29,37 Hz	239,9 Hz
$k_2 = 3$			
$m = 2$ (m321)	$m = 2$ (m322)	$m = 3$	$m = 4$ (m34)
300,2 Hz	420 Hz	270 Hz	480,3 Hz
$k_2 = 5$			
$m = 4$ (m54)		360 Hz	

De forma similar ao caso anterior, os marcadores entre parênteses na Tabela 6.4 acima são utilizados na Figura 6.9 para enfatizar as frequências características e seus respectivos módulos do quadrado da corrente. O valor do módulo do quadrado da corrente correspondente ao dobro da frequência fundamental, ou seja, em 120 Hz, é de 11,83 dB.

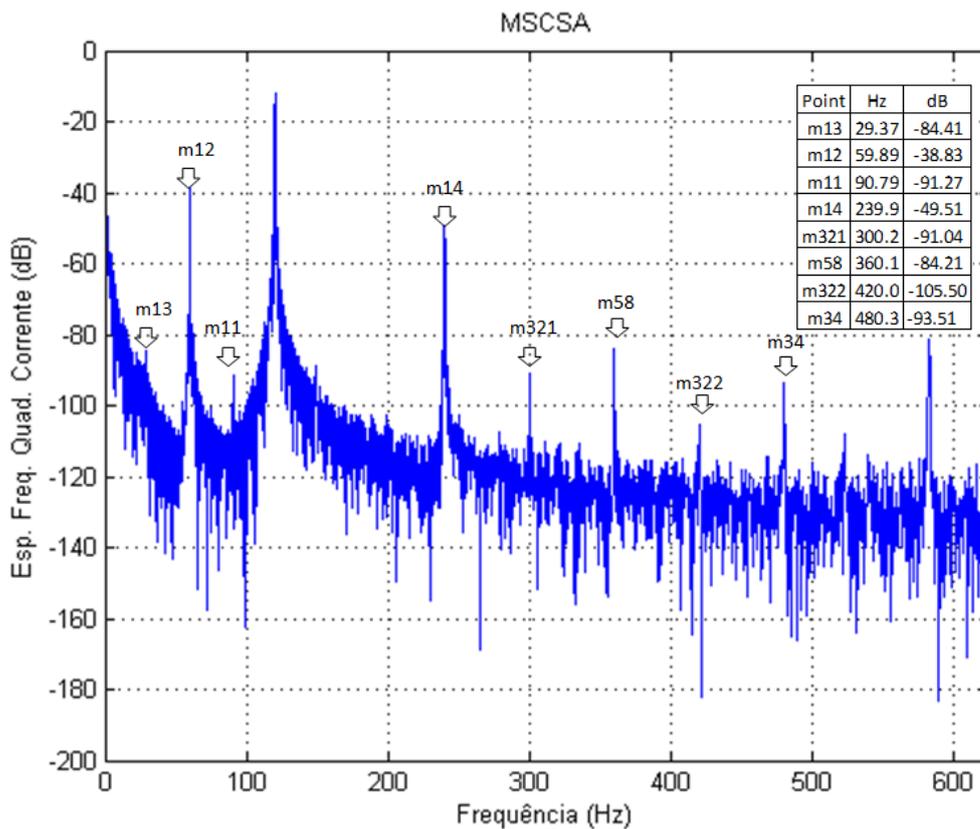


Figura 6.9 – MSCSA – Curto entre espiras.

Observa-se na Figura 6.9 que algumas das frequências que caracterizam este tipo de falha são destacados pelos marcadores, quais sejam:  $m11$ ,  $m12$ ,  $m13$ ,  $m321$  e  $m322$ .

Isto porque, estas não aparecem no padrão de espectro de frequência do quadrado da corrente estatórica do motor simulado por um modelo teórico sem falhas, ilustrada na Figura 6.1 (b). Pode-se observar, também, que nas frequências coincidentes com este mesmo padrão, esta falha apresenta módulos do quadrado da corrente maiores e bem mais significativos. Estes valores estão destacados nos marcadores *m14*, *m58* e *m34* na Tabela 6.4 e na Figura 6.9.

### 6.2.3 PVA

A aplicação da técnica PVA referente à falha correspondente a um curto entre espiras é ilustrado na Figura 6.10.

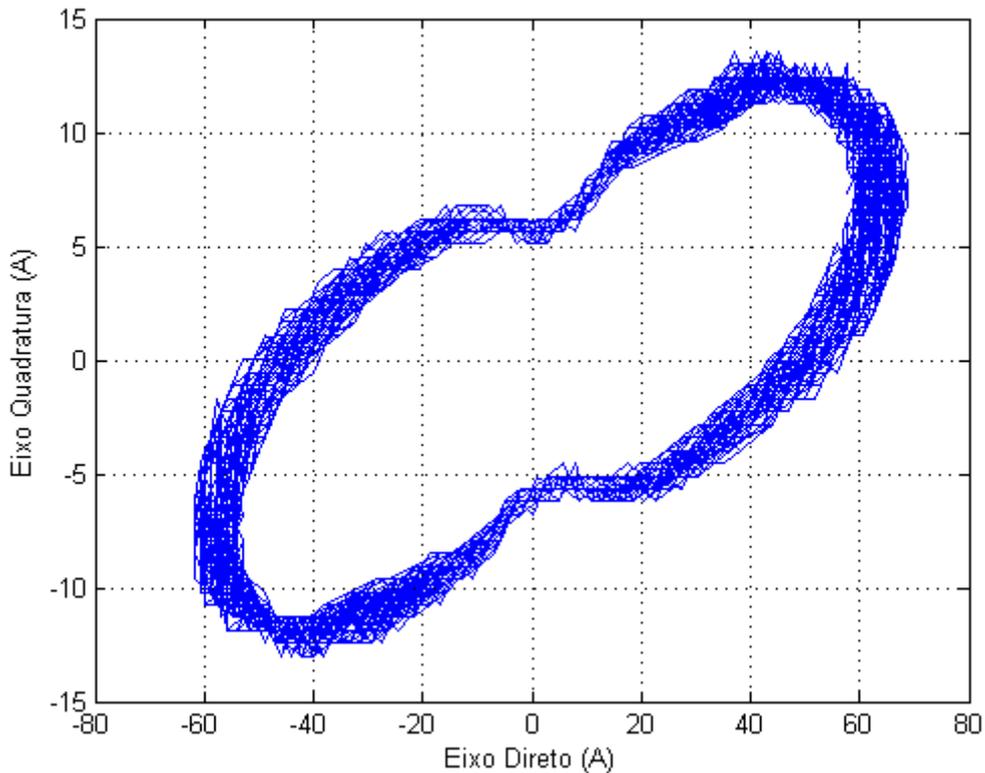


Figura 6.10 – PVA – Curto entre espiras.

Nota-se na Figura 6.10, claramente, as deformações com tendência elíptica na curva de Park, as quais ratificam a origem estatórica da falha. Neste caso, mesmo com a presença das harmônicas de tensão, a forma elíptica foi predominante, facilitando, assim, o diagnóstico. Então, quando comparado com a curva de Park mostrada na Figura 4.14 (d), pode-se afirmar que o curto entre espiras, presente no *motor existente 2*,

tem um grau de severidade elevado. Esta figura ilustra a mesma falha para um caso prático apresentado em Thanis (2006).

## 6.2.4 PVSM

O espectro de frequência do módulo do Vetor de Park referente à aplicação da técnica PVSM, é ilustrado na Figura 6.11. Da mesma forma que na técnica MSCSA, as frequências características foram calculadas a partir da equação ( 24 ). As principais frequências estão apresentadas na Tabela 6.5.

Tabela 6.5 - Principais frequências características para curto entre espiras na técnica PVSM.

$k_2 = 1$		$k_2 = 3$	
$m = 2$ (m12)	$m = 4$ (m14)	$m = 2$ (m31)	$m = 2$ (m32)
59,89 Hz	239,9 Hz	300,2 Hz	420 Hz
$k_2 = 5$			
$m = 4$ (m54)		360,1 Hz	
$k_2 = 7$			
$m = 2$ (m72)		479,9 Hz	
$m = 4$ (m74)		540,2 Hz	

De forma similar ao procedimento utilizado anteriormente, os termos em parênteses, na Tabela 6.5 acima, são os marcadores utilizados na Figura 6.11 para enfatizar as frequências características e seus respectivos módulos do Vetor de Park. O valor do módulo do referido vetor no dobro da frequência fundamental, ou seja, em 120 Hz, é de 12,27 dB.

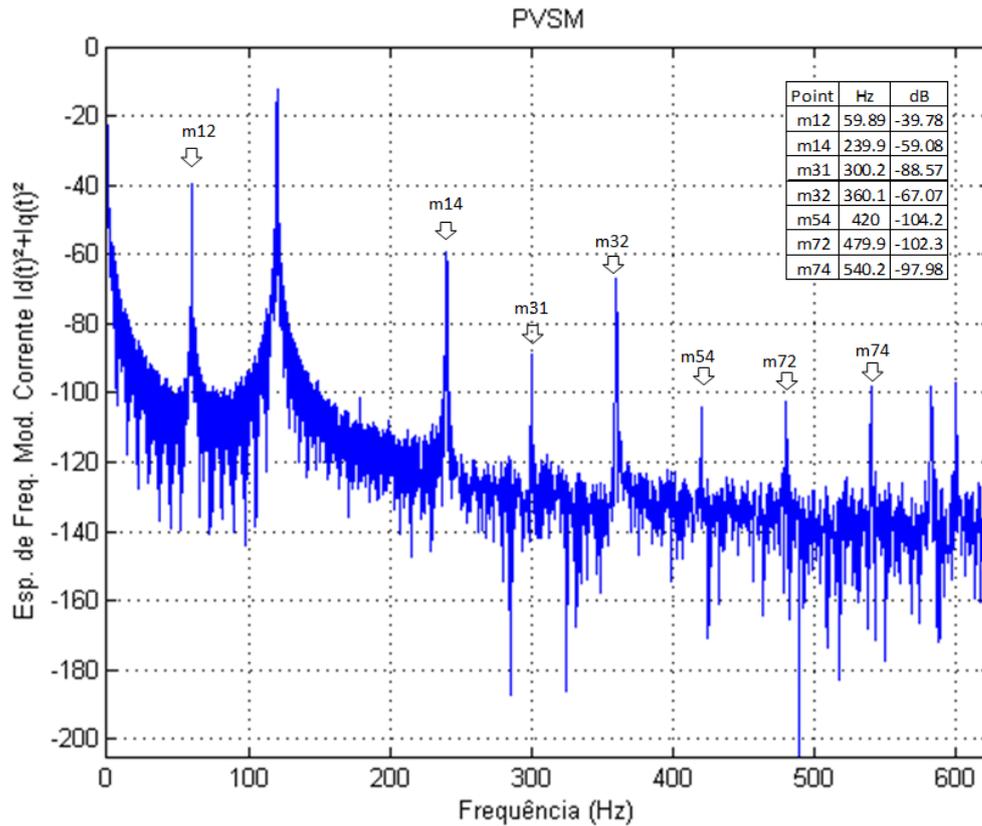


Figura 6.11 – PVSM – Curto entre espiras.

Observa-se na Figura 6.11 que algumas das frequências que caracterizam este tipo de falha são destacados pelos marcadores: *m12*, *m31*, *m54* e *m74*. Isto porque estas não aparecem no padrão de espectro de frequência do quadrado da corrente estatórica do motor simulado por um modelo teórico sem falhas ilustrado na Figura 6.1 (b). Pode-se observar, também, que nas frequências coincidentes com este mesmo padrão, esta falha apresenta módulos da corrente maiores e bem mais significativos. Estes valores estão destacados nos marcadores *m14*, *m32* e *m72* na Tabela 6.5 e na Figura 6.11.

## 6.2.5 Aplicação das métricas

A métrica 1, também, foi utilizada para analisar os resultados referentes à aplicação das técnicas que avaliaram a falha de curto entre espiras. A Figura 6.12 ilustra a diferença do módulo da corrente referente às principais frequências características, em que a falha se apresentou mais significativa, em relação ao módulo da corrente referente à frequência fundamental, para cada tipo de técnica. Além disso, ilustra-se, também, a diferença mencionada para a tensão aplicada nos motores durante os ensaios. Como algumas frequências características são coincidentes com as harmônicas de tensão, torna-se imprescindível o comparativo para avaliar a influência destas nos motores.

Calculou-se, também, a diferença mencionada para o quadrado da tensão, tendo em vista a análise comparativa com as técnicas MSCSA e PVSM.

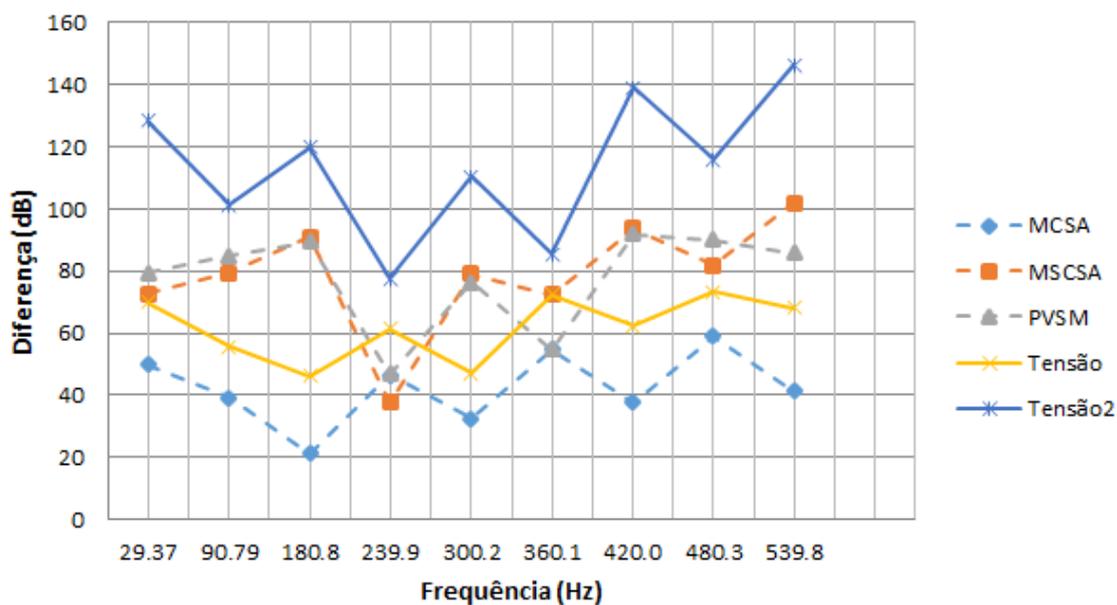


Figura 6.12 – Diferença em relação à frequência fundamental – Curto entre espiras.

Observa-se que as técnicas MSCSA e PVSM apresentaram resultados bem próximos, enquanto que, a técnica MCSA apresentou valores menores na Figura 6.12. Nota-se que, apesar da influência das harmônicas de tensão, a presença da falha de curto entre espiras no motor amplificou o módulo da corrente nestas frequências características, quais sejam: 180 Hz, 300 Hz e 420 Hz, referente à técnica MCSA, e 240 Hz, 360 Hz e 480 Hz, referente às técnicas MSCSA e PVSM. Entretanto, esta análise da diferença em relação à frequência fundamental não é capaz de mensurar o quanto cada técnica evidencia o tipo de falha, isto é, não quantifica o destaque que cada técnica apresenta nas frequências características. Desta forma, aplicou-se o Vetor Desvio para mensurar este destaque mencionado, numa faixa de frequência  $f_x$  de 5 Hz, o qual é ilustrado na Figura 6.13.

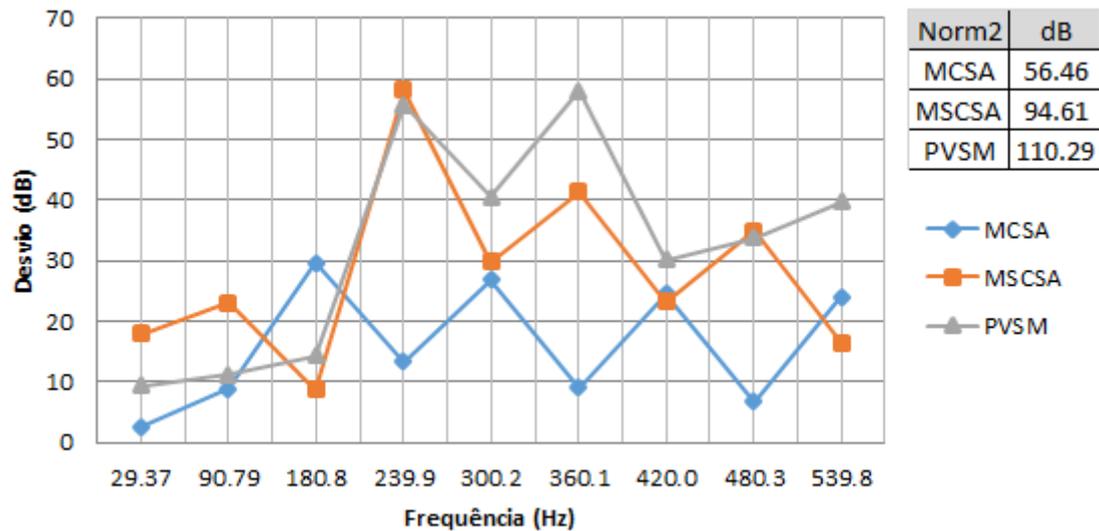


Figura 6.13 – Vetor Desvio – Curto entre espiras.

Observa-se na Figura 6.13 que o Vetor Desvio da técnica PVSM foi ligeiramente superior ao da técnica MSCSA e bem superior ao da técnica MCSA. Os valores da Norma Euclidiana do Vetor Desvio de cada técnica estão expressos na tabela junto ao gráfico da Figura 6.13. Nota-se que a Norma Euclidiana deste vetor ratifica esta superioridade. Portanto, a técnica PVSM mostrou-se, novamente, mais sensível e mais efetiva no diagnóstico da falha de curto entre espiras, quando analisada conjuntamente com a diferença apresentada na Figura 6.12. Verifica-se, novamente, conforme mencionado, que nas frequências 240 Hz, 360 Hz e 480 Hz, as técnicas MSCSA e PVSM apresentaram valores do módulo da corrente bem mais elevados que a técnica MCSA, os quais destacam a maior sensibilidade destas técnicas em detectar falhas nestas frequências.

## 6.3 Barras quebradas

A seguir mostram-se os resultados da análise da falha de barras quebradas, utilizando as mesmas técnicas de detecção e diagnóstico já mencionadas, quando o motor existente 3 da Tabela 6.1 encontra-se com a referida falha.

### 6.3.1 MCSA

As frequências características desta falha, na análise pela técnica MCSA, são obtidas a partir da equação ( 17 ). O valor medido da rotação do motor em vazio foi de

899 rpm, ou seja, um escorregamento muito pequeno, com o valor de  $s=0,001$ . Os principais valores das frequências características apresentam-se na Tabela 6.6. O espectro de frequência da corrente é ilustrado na Figura 6.14.

Tabela 6.6 - Principais frequências características para barras quebradas na técnica MCSA.

$k = 1$		$k = 2$	
59,87 Hz	60,13 Hz	59,74 Hz	60,26 Hz
$k = 3$		$k = 4$	
59,61 Hz	60,39 Hz	59,48 Hz	60,52 Hz

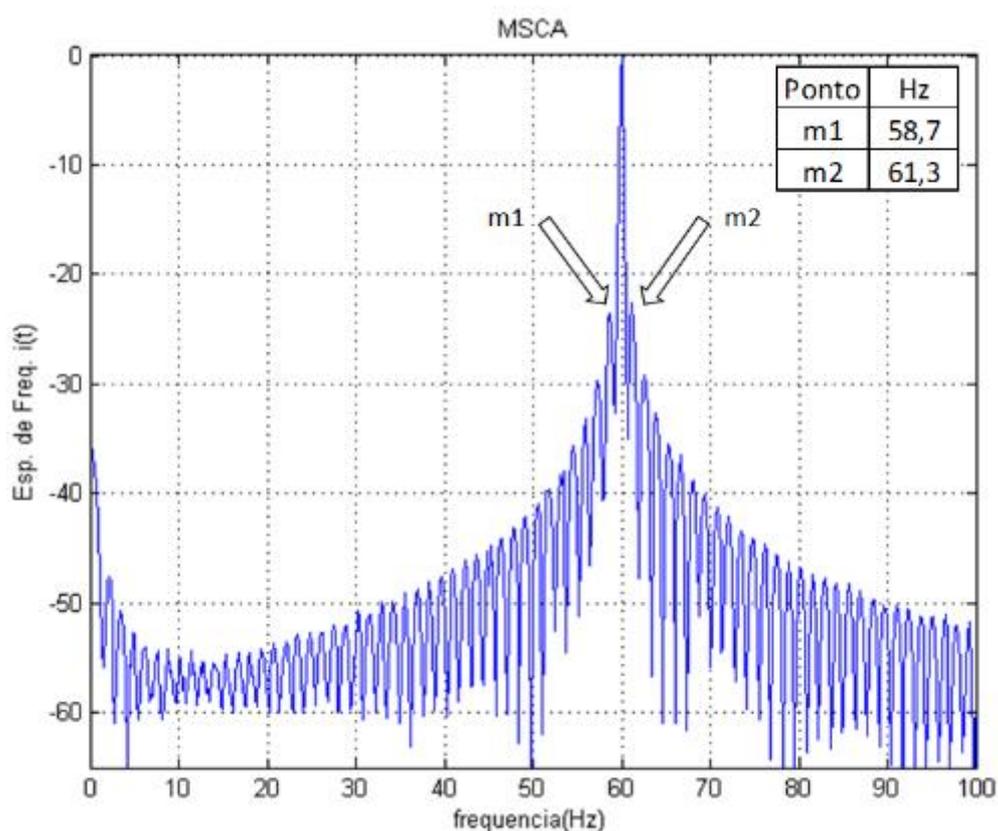


Figura 6.14 – MCSA – Barras quebradas.

Observa-se que as frequências da Tabela 6.6 não estão em destaque na Figura 6.14. Entretanto, os marcadores  $m1$  e  $m2$  que foram destacados, nesta figura, indicam as frequências das bandas laterais mais significativas. Observa-se que quando o espectro de frequência é analisado de modo geral, os marcadores  $m1$  e  $m2$  não são indicativos da referida falha. Estes possuem valores esperados para os módulos da corrente, conforme pode ser verificado no comportamento do módulo da corrente nas demais frequências adjacentes a estas, ilustrado na Figura 6.14. Este comportamento é previsto e pode ser interpretado como um decaimento natural da energia espectral do sinal de corrente.

A não detecção da falha de barras quebradas, nesta ocasião, ocorre devido a dois motivos:

- I. **Escorregamento pequeno:** a condição de motor em vazio ou de carga inexpressiva faz com que o escorregamento seja muito pequeno. Deste modo, as frequências características se superpuseram a frequência fundamental;
- II. **Número de barras quebradas:** quando o número de barras quebradas é muito pequeno, uma ou duas barras, em certas condições, fica muito difícil à detecção desta falha no espectro de frequência.

Alguns casos, os quais foram extraídos da literatura apresentam-se, a seguir, para ratificar os motivos expostos anteriormente:

I. **Escorregamento pequeno:**

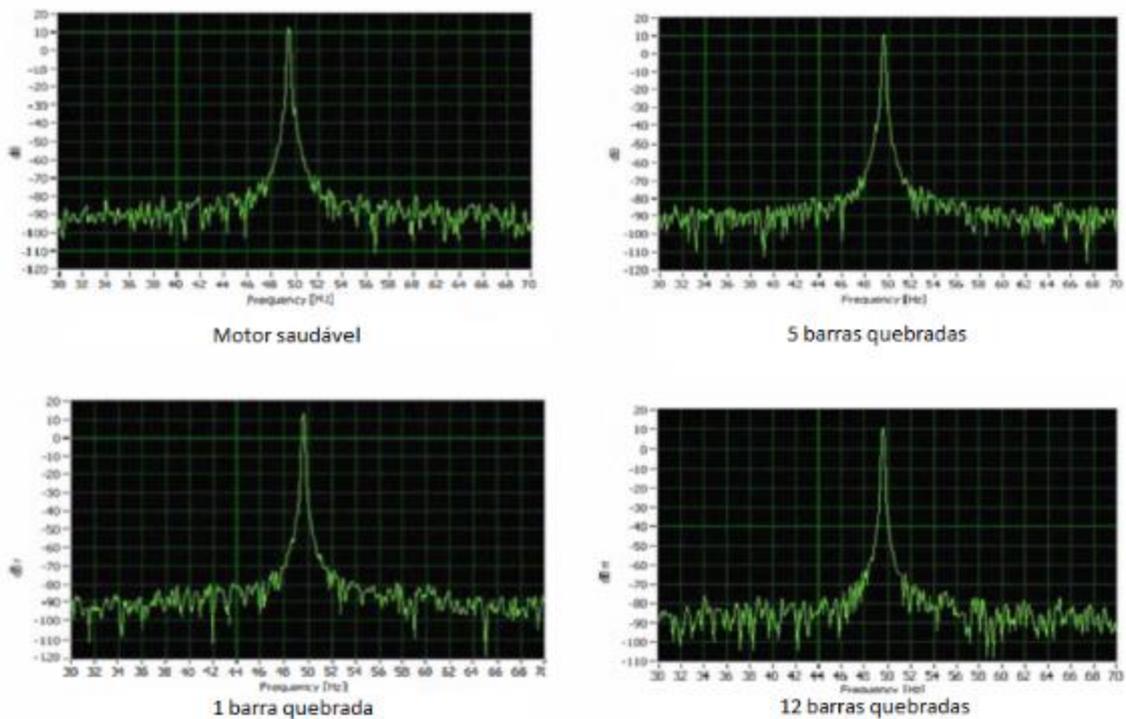


Figura 6.15 – Efeito do escorregamento muito pequeno – sem carga. Fonte: Siddiqui et al. (2012).

Nota-se que, independentemente do número de barras quebradas, quando o escorregamento do motor é muito pequeno, as frequências se superpõem e a detecção deste tipo de falha não é possível.

## II. Número de barras quebradas:

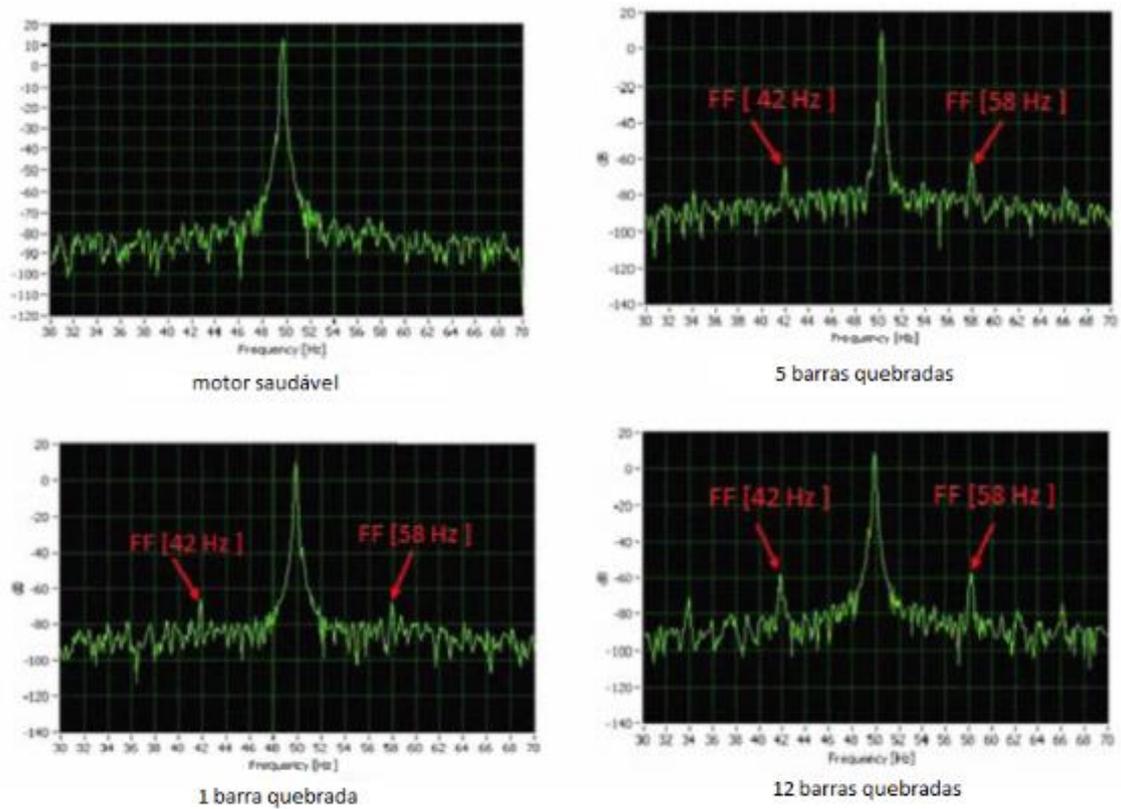


Figura 6.16 – Efeito do número de barras quebradas em 100% de carga. Fonte: Siddiqui et al. (2012).

Observa-se ainda que, mesmo com a presença de uma carga de 100% da corrente nominal do motor, as quantidades de barras quebradas presentes no rotor influenciam no módulo das frequências características. Deste modo, nota-se que quando existe apenas uma barra quebrada no motor, a detecção deste tipo de falha, neste caso, torna-se difícil.

### 6.3.2 MSCSA

Do mesmo modo que na técnica MCSA, os principais valores das frequências características estão apresentados na Tabela 6.7 e são obtidas a partir da equação ( 23 ). O espectro de frequência da corrente está ilustrado na Figura 6.17 e Figura 6.18.

Tabela 6.7 - Principais frequências características para barras quebradas na técnica MSCSA.

<b><i>k = 1</i></b>		
<i>0,13 Hz</i>	<i>119,87 Hz</i>	<i>120,13 Hz</i>
<b><i>k = 2</i></b>		
<i>0,26 Hz</i>	<i>119,74 Hz</i>	<i>120,26 Hz</i>
<b><i>k = 3</i></b>		
<i>0,39 Hz</i>	<i>119,61 Hz</i>	<i>120,39 Hz</i>
<b><i>k = 4</i></b>		
<i>0,52 Hz</i>	<i>119,48 Hz</i>	<i>120,52 Hz</i>

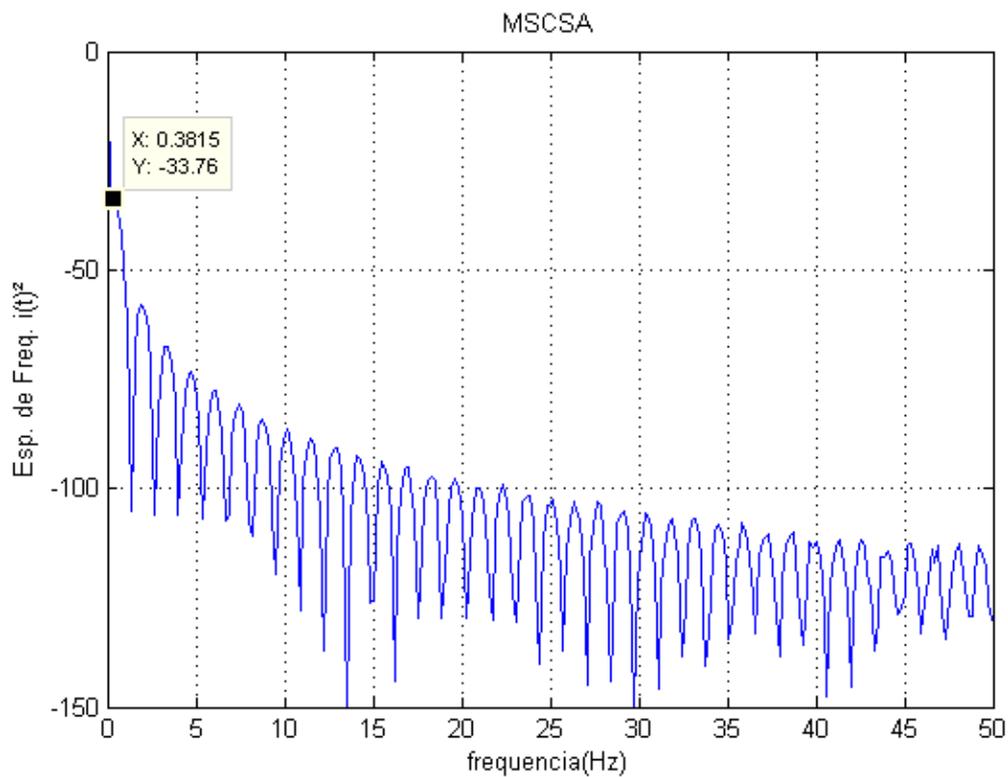


Figura 6.17 – MSCSA – Barras quebradas 1.

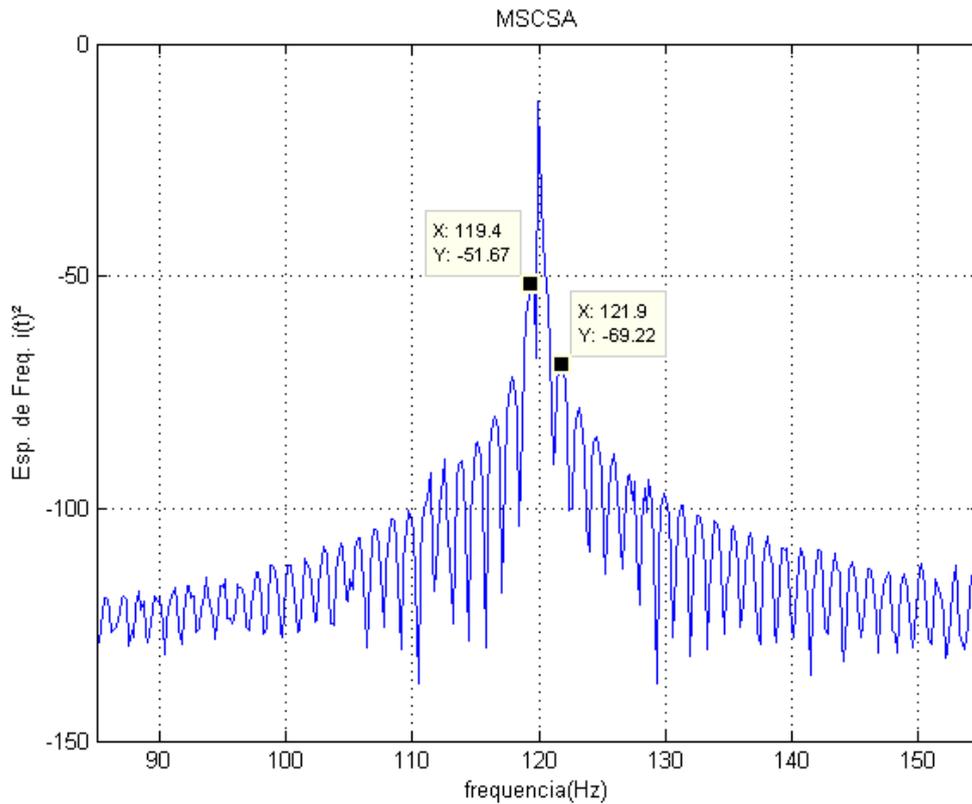


Figura 6.18 – MSCSA – Barras quebradas 2.

Observa-se que o mesmo problema que aconteceu na técnica MCSA ocorreu na técnica MSCSA, ou seja, os pontos da Tabela 6.7 não são destacados na Figura 6.17 e Figura 6.18. Os motivos anteriormente citados que justificam a não detecção da falha neste motor, por meio da técnica MCSA, se aplicam da mesma forma para a técnica MSCSA.

### 6.3.3 PVSM

O espectro de frequência da aplicação da técnica PVSM está ilustrado na Figura 6.19. Da mesma forma que na técnica MSCSA, as frequências características foram calculadas a partir da equação ( 23 ). As principais frequências estão apresentadas na coluna 1 da Tabela 6.7.

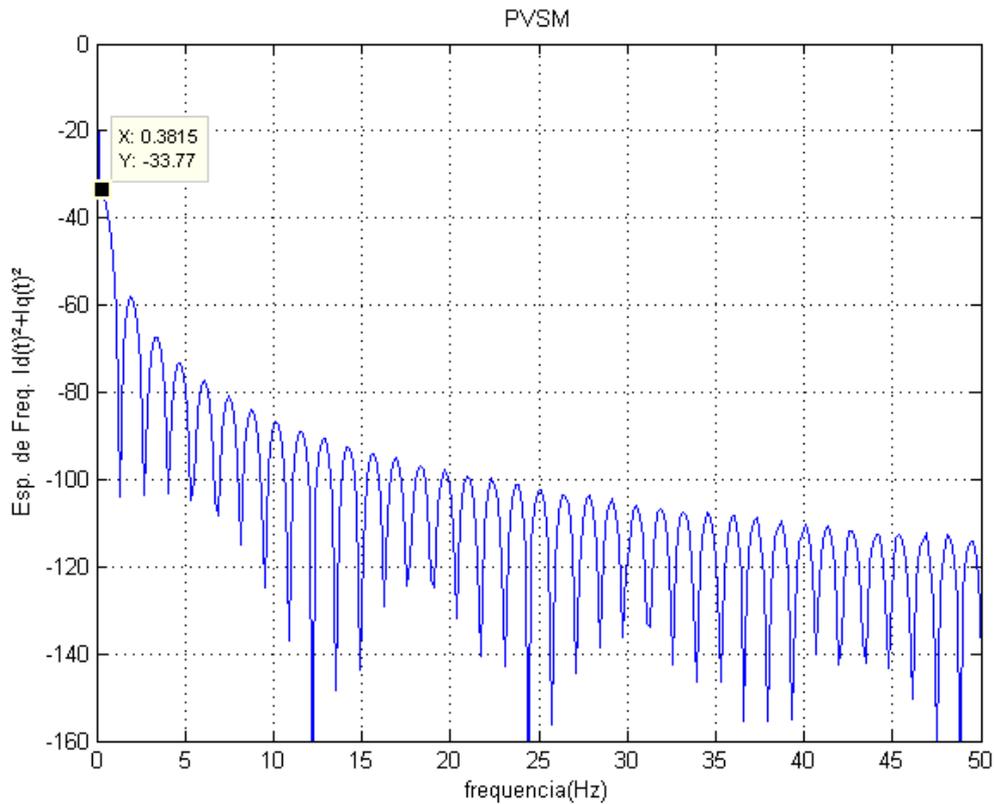


Figura 6.19 – PVSM – Barras quebradas.

Nota-se que, o mesmo problema que ocorreu em ambas às técnicas anteriormente ilustradas, aconteceu na aplicação da técnica PVSM. Para esta técnica, os mesmos motivos anteriormente citados que justificam a não detecção da falha neste motor, por meio da técnica MCSA, aplicam-se da mesma forma.

### 6.3.4 PVA

A Figura 6.20 ilustra a aplicação da técnica PVA no motor com a falha de barras quebradas (*motor existente 3*).

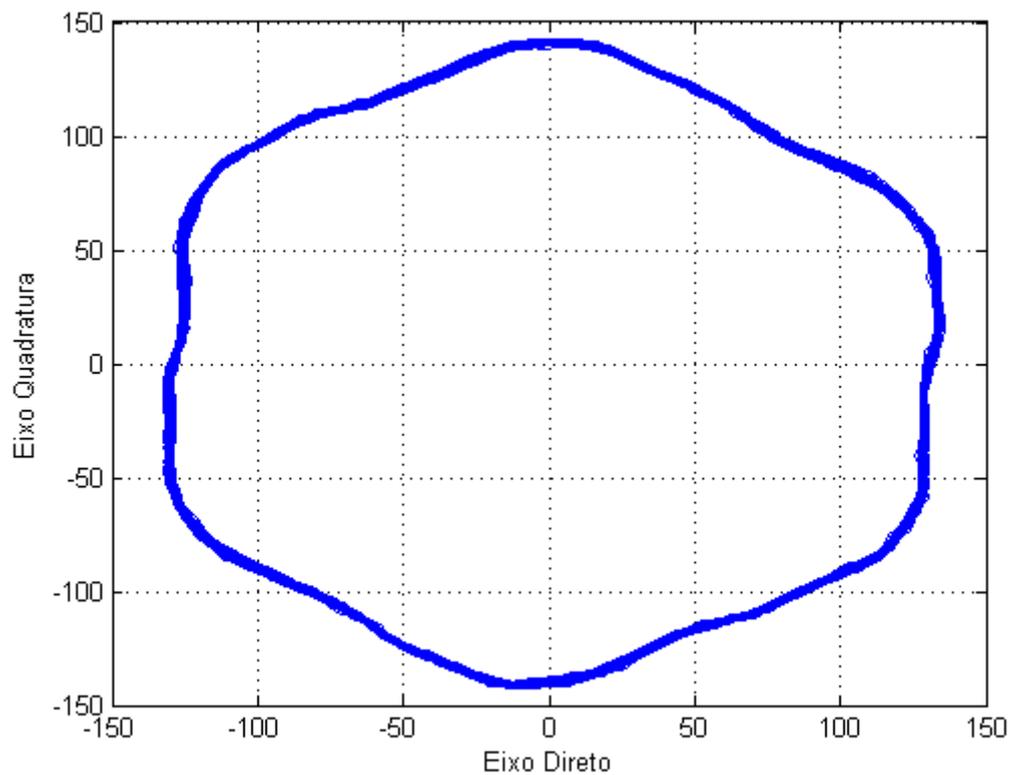


Figura 6.20 – PVA – Barras quebradas.

Nota-se na Figura 6.20, que existem deformações na curva de Park, as quais, certamente, estão relacionadas às harmônicas presentes na tensão, conforme mencionado no capítulo 4 e ilustrado na Figura 4.14 (e) e (f). Bilgin e Arabaci (2014) apresentaram em seu trabalho a presença de barras quebradas em um motor existente, como pode ser visto na Figura 6.21. Vale salientar que, segundo os autores Bilgin e Arabaci (2014), os ensaios neste motor existente foram realizados sob condição de carga e tensões de suprimento reais.

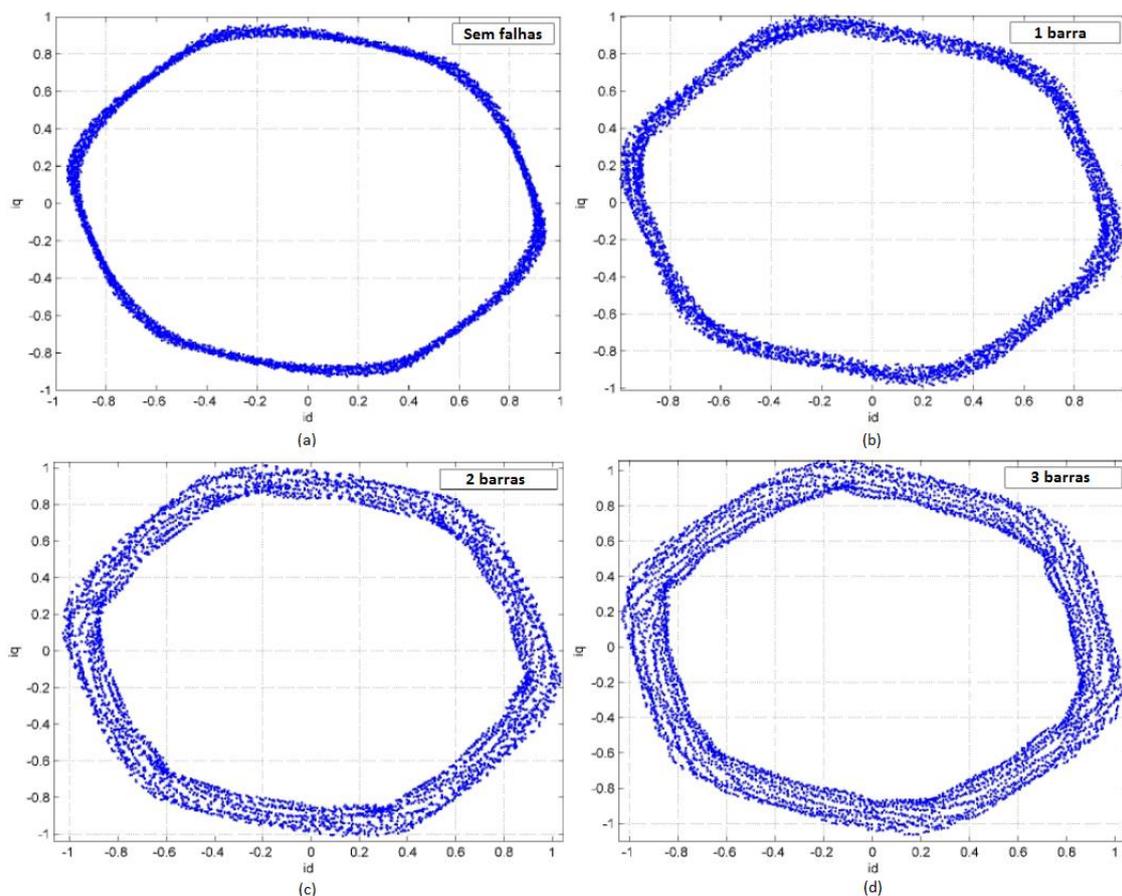


Figura 6.21 – Exemplo PVA – Barras quebradas: (a) sem falhas; (b) 1 barra quebrada; (c) 2 barras quebradas; (d) 3 barras quebradas. Fonte: Bilgin e Arabaci (2014) - adaptada.

Observa-se na Figura 6.21 que, mesmo para o motor sem falhas, existem deformações na curva de Park devido às harmônicas presentes na tensão de suprimento, conforme foi apresentado por Nejari e Benbouzid (2000). Nota-se, também, que a curva de Park da Figura 6.21 (a), a qual apresenta apenas uma barra quebrada, é muito similar à curva da Figura 6.20. Vale salientar que, quando o número de barras quebradas aumenta, a espessura da curva, também aumenta, conforme foi apresentado por Thanis (2006) e ratificado por Bilgin e Arabaci (2014) na Figura 6.21. Deste modo, como a curva de Park da Figura 6.20 não é tão espessa e se assemelha muito a da Figura 6.21 (a), não é possível afirmar que o motor apresenta uma barra quebrada. Entretanto, a técnica PVA mostra-se visualmente mais esclarecedora que as demais técnicas para o diagnóstico deste tipo de falha. Isto porque, conforme fora esclarecido, a presença de poucas barras quebradas, uma ou duas barras, dificulta o diagnóstico no espectro de frequência. Em contrapartida, mesmo com poucas barras quebradas, a técnica PVA é capaz de diagnosticar este tipo de falha, conforme ilustrado na Figura 6.21.

## 6.4 Análise e comparativo dos resultados

De forma comparativa, as análises dos resultados mostraram que a técnica MSCSA e PVSM possibilitaram o aparecimento de novas frequências no espectro, as quais não foram notadas na técnica MCSA. Isto foi observado na comparação entre os espectros de frequência resultante da aplicação de cada técnica em cada tipo de falha. Observa-se, também, que os módulos da corrente nas respectivas frequências características coincidentes nas três técnicas ficaram mais evidentes nas técnicas MSCSA e PVSM. Isto foi ratificado na análise do vetor desvio apresentado na aplicação da métrica 2. É importante destacar que esta evidência, no espectro de frequência, torna a detecção e o diagnóstico mais efetivo, isto porque aumenta a confiabilidade e a precisão da análise, por parte do “especialista”, em identificar a presença da falha.

Ficou destacado, também, que a grande vantagem da técnica PVA é diagnosticar o local de origem da falha. O resultado apresentado na falha de excentricidade no entreferro diagnosticou que, possivelmente, é de origem rotórica. Já para falha do tipo curto entre espiras, o resultado foi bem expressivo em relação à gravidade da mesma, devido à grande deformação da curva fechada do Vetor de Park. Porém, a técnica PVA mostrou seu melhor potencial para a detecção da falha do tipo barras quebradas. Notou-se que, enquanto as demais técnicas não conseguem detectar a falha com precisão, quando há a presença de poucas barras quebradas, uma ou duas, a técnica PVA é capaz de indicar a presença destas barras quebradas por meio da análise da espessura da curva fechada do Vetor de Park. Entretanto, para a técnica PVA, ainda assim, é preciso acompanhar a evolução da falha para obter diagnósticos mais precisos.

Vale destacar que o Vetor Desvio proposto foi capaz de identificar quais técnicas são mais sensíveis e efetivas no diagnóstico das falhas. Isto é importante, do ponto de vista da manutenção preditiva, para a definição de qual técnica é mais adequada e confiável para cada caso que pode ser encontrado na indústria. É importante destacar que o Vetor Desvio é um critério de quantificação de severidade de uma falha, e pode ser agregado a uma análise comparativa temporal ou comparada aos dados de fabricação do motor. A aplicação deste vetor foi ilustrada nas Figura 6.7 e Figura 6.13, as quais mostraram que a técnica PVSM é mais sensível e efetiva na detecção dos tipos de falha abordados neste trabalho. Esta maior sensibilidade pode-se mostrar mais interessante em alguns casos práticos na indústria, quais sejam:

- Falha de excentricidade no entreferro em pequena proporção, ou seja, em casos que o processo de uma fábrica ou indústria necessita de um movimento preciso e com pouquíssima vibração e a detecção da falha, nestes casos, torna-se necessária de forma bem antecipada;
- Curto entre espiras em estágio inicial para motores elétricos de grande porte, os quais, a manutenção destes é bem trabalhosa e dispendiosa, necessitando de uma intervenção bem planejada;
- Curto entre espiras em motores de postos de trabalho críticos, os quais impactam em grande perda de produção;

- Acompanhamento da falha por meio da manutenção preditiva, isto é, pelo fato da técnica PVSM ser mais sensível, esta possibilita a detecção de pequenas variações no módulo da corrente nas respectivas frequências características, facilitando, assim, o melhor acompanhamento da evolução da falha.

Deve-se ressaltar, também, que, conforme já mencionado no Capítulo 5, quando há uma carga acoplada no motor, existem outros tipos de falhas presentes nesta carga, que podem prejudicar a detecção e o diagnóstico da falha. Isto pode ser contornado com a análise conjunta com outros tipos de técnicas, como por exemplo com o acompanhamento da vibração, conforme já fora mencionado no Capítulo 4.

A Tabela 6.8 apresenta de forma resumida o comparativo entre as técnicas e suas principais contribuições. As colunas expressam os principais quesitos de comparação utilizados neste trabalho. As setas internas a tabela são o indicativo de qual técnica é melhor em cada quesito. Uma quantidade maior de setas expressa a melhor técnica naquele quesito. Vale ressaltar que os quesitos de Efetividade e Sensibilidade não se aplicam a técnica PVA, visto que não é uma técnica baseada no espectro de frequência, ou seja, não é possível a aplicação das métricas utilizadas neste trabalho.

Tabela 6.8 – Tabela comparativa entre as técnicas e suas principais contribuições.

<b>Técnicas</b>	<b>Simplicidade</b>	<b>Facilidade na análise</b>	<b>Efetividade</b>	<b>Sensibilidade</b>	<b>Principal Contribuição</b>
<b>MCSA</b>	↑↑↑↑	↑	↑	↑	Fácil e simples de ser aplicada
<b>MSCSA</b>	↑↑↑	↑↑	↑↑	↑↑	Aparecimento de novas frequências no espectro de frequência
<b>PVSM</b>	↑	↑↑↑	↑↑↑	↑↑↑	Mais efetiva e sensível na detecção e diagnóstico
<b>PVA</b>	↑↑	↑↑↑↑	*	*	Complementar as demais técnicas, pois é capaz de indicar a origem da falha

# Capítulo 7

## Conclusão

Apresentou-se neste trabalho o comparativo entre quatro técnicas de detecção e diagnóstico de falhas em motores elétricos de indução, quais sejam: MCSA, MSCSA, PVA e PVSM. Todas estas técnicas baseiam-se na assinatura de corrente do motor e foram aplicadas em três motores reais, os quais apresentam as seguintes falhas: excentricidade no entreferro, curto entre espiras e barras quebradas. Observou-se que estas técnicas podem ser aplicadas na manutenção preditiva. Isto porque, por meio da aplicação destas, é possível detectar e diagnosticar a presença ou não das falhas, sem retirar o motor de operação.

Os resultados obtidos com aplicação das técnicas mostraram-se coerentes com a teoria técnica apresentada e com os resultados ilustrados das referências bibliográficas. Avaliaram-se, também, as capacidades de cada uma em detectar e diagnosticar as falhas, excentricidade no entreferro e curto entre espiras. Entretanto, no caso das falhas do tipo barras quebradas é importante destacar a necessidade do especialista, conforme definido no Capítulo 4. Isto porque, diante dos resultados apresentados para este tipo de falha, a mera aplicação das técnicas não foi conclusiva, sendo necessária uma análise qualitativa adicional. Sendo para tanto importante conhecer o histórico do posto de trabalho, bem como, os padrões de falha da literatura. No âmbito da manutenção preditiva, o “especialista” é muito importante na tomada de decisões, devido aos motivos citados.

No comparativo entre as técnicas, aplicaram-se três diferentes métricas, com o objetivo de quantificar a diferenças entre elas, as quais foram detalhadas no Capítulo 6. É importante destacar a métrica denominada de Vetor Desvio proposta neste trabalho. Isto porque, esta foi capaz de identificar qual técnica é mais sensível e efetiva na detecção e diagnóstico. O uso da técnica mais adequada permitirá obter diagnósticos mais conclusivos em relação à presença da falha no motor elétrico de indução.

Introduziu-se, também, o conceito de sensibilidade, o qual foi definido no Capítulo 5. Por meio da aplicação das métricas, é possível mostrar qual técnica é mais sensível à detecção de uma falha. Apresentou-se que a técnica PVSM se mostrou mais sensível que as demais e este diferencial pode ser muito útil em diversas aplicações na indústria.

Dentre as contribuições deste trabalho, pode-se destacar as principais, resumidamente:

- A verificação do aparecimento de novas frequências características no espectro de frequência das técnicas MSCSA e PVSM, o qual possibilita uma detecção e diagnóstico mais preciso;

- A complementaridade da técnica PVA às demais, isto porque, por meio desta, é possível indicar a origem da falha e a presença de barras quebradas;
- A aplicação da métrica Vetor Desvio permite mensurar a efetividade e a sensibilidade de cada técnica em detectar e diagnosticar uma falha;
- A introdução do conceito de sensibilidade, quantificado por meio da métrica Vetor Desvio, o qual mostra qual técnica é mais sensível à detecção de uma falha.

Listam-se, a seguir, algumas sugestões para futuros trabalhos:

- Utilização de carga acoplada aos motores de indução para análise das falhas apresentadas, como também, a análise de outras falhas oriundas de problemas na carga;
- Associar às análises das técnicas apresentadas a utilização de outras técnicas complementares, como o acompanhamento da vibração, por exemplo;
- Utilizar outras ferramentas de transformação diferente da FFT, como por exemplo, a *Wavelet*;
- Aplicar filtros para retirar as componentes DC, das técnicas MSCSA e PVSM, e fundamental, em todas as técnicas;
- Implementar ferramentas de automatização dos resultados, como uma Rede Neural Artificial, por exemplo.

# Referências Bibliográficas

Allal, A., Chetate, B. “A new and best approach for early detection of rotor and stator faults in induction motors coupled to variable loads”. *Front. Energy* 2016, 10(2): 176–191.

Assunção, F. O.: “Técnicas de análise preditiva para falhas elétricas em motores de indução trifásicos”, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Itajubá, 2006.

Benbouzid, M., H., "A Review of Induction Motors Signature Analysis as a Medium for Faults Detection" in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2000, Vol. 47, NO. 5.

Bilgin, O. Ogut, M. Arabaci, H. “Detection of Induction Motors Rotor Faults by Using Negative Selection Algorithm Based on Park’s Vector Approach”. *International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, pp. 1536-1541, 2014.

Bonaldi, E. L.: “Diagnóstico Preditivo de Avarias em Motores de Indução Trifásicos com MCSA e Teoria de Conjuntos Aproximados”, Tese de Doutorado, Universidade Federal de Itajubá, 2005.

Cardoso, A. J. M., 1997, “The Park’s Vector Approach: A general tool for diagnostics of electrical machines, power electronics and adjustable speed drives”, *Rec. 1997 IEEE Int. Symp. Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives*, Carryle-Rouet, France, pp. 261–269.

Cardoso, A. J. M., Cruz, S. M. A., Carvalho, J. F. S., e Saraiva, E. S., 1995, “Rotor cage fault diagnosis in three-phase induction motors, by Park’s Vector Approach”, *Rec. 1995 IEEE Ind. Appl. Soc. Annu. Meet., Orlando, Florida, Vol. I*, pp. 642–646.

Cooley, J.W.; Tukey, J.W. “An algorithm for the machine calculation of complex Fourier series”. *Mat. Comput.*, vol. 19, pp. 297-301, 1965.

Cruz, S. M. A., Cardoso, A. J. M. “Rotor Cage Fault Diagnosis in Three-Phase Induction Motors by Extended Park’s Vector Approach”. *Electric Machines and Power Systems*, 28:289–299, 2000.

Elkasabgy, N. M., Eastham, A. R., Dawson, G. E. “Detection of Broken Bars in the Cage Rotor on an Induction Machine”. *IEEE Transactions on industry applications*, vol. 28, no. 1, Janeiro/Fevereiro 1992.

F. Zidani, M.H. Benbouzid, D. Diallo, M.S. Naït-Saïd, “Induction motor stator faults diagnosis by a current concordia pattern-based fuzzy decision system”. *IEEE Transactions Energy Conversion* 18 (4) (2003) 469–475.

Fitzgerald, A. E.; Charles Kingsley, Jr.; Umans, S. D. “Máquinas Elétricas”. Bookman, reimpressão 2008.

- Freitas, A. P. “Novas técnicas de manutenção preditiva em máquinas elétricas de médio e grande porte.” Monografia de Especialização em Manutenção de Sistemas Elétricos, Universidade Federal de Itajubá, 2008.
- Haykin, S.; Van Veen, B. “Sinais e Sistemas”. Bookman, reimpressão 2006.
- IEEE Gold Book. “Recommended Practice for the Design of Reliable Industrial and Commercial Power Systems”. IEEE Std 493™-2007.
- IEEE Std 519. “Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems”. IEEE. 1992, versão corrigida em 2014.
- Ishkova, I., Vitek, O., “Diagnosis of eccentricity and broken rotor bar related faults of induction motor by means of motor current signature analysis”. Electric Power Engineering (EPE), 16th International Scientific Conference, 2015, pp. 682-686.
- Jacobina Brandão e Antônio Marcus N. Lima. “Acionamentos de Máquinas Elétricas de Alto Desempenho”. Minicurso no XIV CBA. Setembro de 2002.
- Lamim filho, P. C. M.: “Monitoramento Permanente de Motores de Indução Trifásicos”, Tese de Doutorado, Unicamp, 2007.
- Matic, x, D., F. Kulic, M. Pineda-Sanchez, e J. Pons-Llinares, "Artificial Neural Networks Eccentricity Fault Detection of Induction Motor" in Computing in the Global Information Technology (ICCGI), 2010 Fifth International Multi-Conference on, 2010, pp. 1-4.
- Mehala, N.: “Condition Monitoring and Fault Diagnosis of Induction Motor Using Motor Current Signature Analysis”, Doctoral Thesis, National Institute of Technology, Karukshetra, India, 2010.
- Messaoudi, M. Sbita, L. “Multiple Faults Diagnosis in Induction Motor Using the MCSA Method”. International Journal of Signal and Image Processing, vol. 1, pp. 190-195, 2010.
- Nejjari, H.; Benbouzid, M., H., “Monitoring and Diagnosis of Induction Motors Electrical Faults Using a Current Park’s Vector Pattern Learning Approach”. IEEE transactions on industry applications, vol. 36, no. 3, Maio/Junho 2000.
- Oppenheim, Alan. V.; Willsky, Alan S. “Signals and Systems”. 1a Ed. Prentice Hall, 1982.
- Penman, J., Tait, A. J., Dey, M. N., Bryan, W. E. “Condition monitoring of electrical drives,” Proc. Inst. Elect. Eng., pt. B, vol. 133, no. 3, pp. 142–148, Maio 1986.
- Pierini, T. B., Lopes, L. P., Conceição, C. A., Marques, A. B., Bonaldi, E. L. “Manutenção preditiva de motores de indução trifásicos através da análise de assinatura da corrente do estator na REGAP”. 9º Encontro de Engenharia Elétrica da Petrobras, 2007, Universidade Petrobras.

Pires, V. F., Kadivonga, M., Martins, J. F., Pires, A. J., “Motor square current signature analysis for induction motor rotor diagnosis”. *Journal Measurement*, vol. 46, 2013, pp. 942-948.

S.F. Legowski, A.H.M.S. Ula, A.M. Trzynadlowski, “Instantaneous power as a medium for the signature analysis of induction motors”. *IEEE Transactions on Industry Applications* 32 (4) (1996) 904–909.

Sahraoui M, Ghoggal A, Guedidi S, Zouzou S E. “Detection of interturn short-circuit in induction motors using Park–Hilbert method”. *International Journal of System Assurance Engineering and Management*, 2014, 5(3): 337–351.

Siddiqui, K. M.,Giri, V. K. “Broken Rotor Bar Fault Detection in Induction Motors Using Wavelet Transform”. *International Conference on Computing, Electronics and Electrical Technologies [ICCEET]*, 2012.

Sprooten, J., Maun, J. C. “Influence of Saturation Level on the Effect of Broken Bars in Induction Motors Using Fundamental Electromagnetic Laws and Finite Element Simulations”. *IEEE Transactions on energy conversion*, vol. 24, no. 3, Setembro 2009.

Thanis, S.: “Evaluation of Motor Online Diagnosis by FEM Simulations”, Masters Thesis, Royal Institute of Technology, Stockholm, 2006.

W.T. Thomson, “On-line current monitoring to detect electrical and mechanical faults in three-phase induction motor drives,” in *Proc. Int. Conf. on Life Management of Power Plants*, Heriot-Watt University, Edinburgh, Dez. 1994, pp. 66-74.

W.T. Thomson, D. Rankin, e D.G. Dorrell, “On-line current monitoring to diagnose airgap eccentricity — An industrial case history of large HV, three-phase induction motors,” *IEEE Trans. Energy Conversion*, pp. 1372-1378, Dez. 1999.

Walliser, R. F., Landy, C. F. “Determination of interbar current effects in the detection of broken rotor bars in squirrel cage induction motors”. *IEEE Transactions on energy conversion*, vol. 9, no. 1, Março 1994.

“Detection and Classification of Induction Motor Faults Using Motor Current Signature Analysis and Multilayer Perceptron”. 2014 IEEE 8th International Power Engineering and Optimization Conference (PEOCO2014), Langkawi, The Jewel of Kedah, Malaysia. 24-25 Março de 2014.

# Apêndice A

## Representação de Fourier para sinais

No século XIX, Fourier propôs a representação de um sinal qualquer  $x(t)$ , por uma superposição infinita e ponderada de sinais senoidais. Segundo Haykin *et al.* (2006), esta representação não somente leva a uma expressão útil do sinal de saída de um sistema, como também fornece uma caracterização muito criteriosa para sinais e sistemas. Além disso, esta ferramenta permite a análise de interação entre sinais e sistemas e a avaliação em numérica das propriedades do sinal ou do comportamento do sistema. Os métodos apresentados por Fourier possibilitaram aplicações em vários ramos da engenharia, e neste trabalho destaca-se a análise de Fourier em sinais de corrente elétrica de motores.

Sabe-se que um sistema linear invariante no tempo (SLIT), quando excitado por uma entrada qualquer,  $x(t)$ , gera em sua saída, em regime estacionário, um sinal,  $y(t)$ , que pode ser interpretado como a resposta em frequência do sistema multiplicada pela entrada. Desta forma, supondo-se linearidade e estacionariedade, quando a entrada é um sinal do tipo senoidal complexa, a saída do sistema é função da frequência da senóide de entrada. Pelo exposto, pode-se afirmar que para um sinal de entrada, com amplitude e frequência constante, a saída desse sistema, após o desaparecimento do transitório, é um sinal com frequência e amplitude, também, constante. Deve-se observar que a frequência do sinal de saída é a mesma do sinal de entrada, enquanto que a amplitude é modificada pela resposta em frequência deste. Assim, supondo-se que o sinal de entrada,  $x(t)$ , é um sinal que pode ser representado como segue:

$$x(t) = \sum_{k=1}^M a_k e^{j\omega_k t}, \quad (30)$$

então o sinal de saída é como segue:

$$y(t) = \sum_{k=1}^M b_k(j\omega_k) e^{j\omega_k t}, \quad (31)$$

com  $b_k(j\omega_k) = a_k H(j\omega_k)$ . Observa-se na expressão da saída do sistema que esta é, em regime estacionário, uma soma ponderada de  $M$  senóides complexas, sendo os pesos,  $b_k(j\omega_k)$ , modificados pela resposta em frequência do sistema.

Ainda segundo Haykin *et al.* (2006), quando  $x(t)$  é expressa como uma soma de autofunções, é possível afirmar que a convolução de  $h(t)*x(t)$  torna-se uma multiplicação. Este mesmo raciocínio pode ser estendido para o caso discreto. Vale destacar que este caso será detalhado mais à frente, tendo em vista que todos os sinais que serão analisados neste trabalho, estão discretizados no tempo.

## A.1) Sinais Periódicos: série de Fourier de tempo discreto (DFTS)

Na Série de Fourier, um sinal periódico pode ser aproximado como uma soma ponderada de senóides complexas, sendo que a frequência de cada senóide da superposição deve ser um múltiplo inteiro da frequência fundamental do sinal. Se um sinal de tempo contínuo e periódico,  $x(t)$ , é discretizado de forma a gerar um sinal de tempo discreto,  $x[n]$ , com período fundamental  $N$ , então se pode representar este sinal discreto pela DTFS como segue:

$$x[n] = \sum_{k=(N)} X[k]e^{jk\Omega_0 n} \quad (32)$$

em que  $k$  é a frequência da  $k$ -ésimo senóide,  $\Omega_0=2\pi/N$  é a frequência fundamental e  $X[k]$  são os coeficientes da DTFS.

Vale salientar que, a representação do sinal pelos coeficientes da DTFS é a representação no domínio da frequência, pois cada coeficiente da DTFS está associado a uma senóide complexa de frequência diferente, conforme mencionado por Oppenheim *et al.* (1982).

## A.2) Sinais Não-Periódicos: Transformada de Fourier de tempo discreto (DTFT)

A DTFT é utilizada para representar um sinal não-periódico de tempo discreto em uma superposição de senóides complexas, ou seja, descreve o sinal  $x[n]$  como uma função de frequência da senoidal  $\Omega^5$ , sendo denominada representação no domínio de frequência  $x[n]$ :

---

<sup>5</sup> Segundo Haykin *et al.* (2006) um sinal de tempo contínuo é representado como uma integral ponderada de senóides complexas em que a variável de integração é a frequência da senóide. Isto abrange-se para o caso discreto.

$$X(e^{j\Omega}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n] e^{-j\Omega n} \quad (33)$$

Haykin *et al.* (2006) cita que: “se  $x[n]$  for absolutamente somável, ou seja,

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} |x[n]| < \infty \quad (34)$$

então a soma na equação de  $X(e^{j\Omega})$  convergirá uniformemente para uma função contínua de  $\Omega$ . Se  $x[n]$  não for absolutamente somável, mas tiver energia finita, ou seja,

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} |x[n]|^2 < \infty \quad (35)$$

então se pode mostrar que a soma na equação de  $X(e^{j\Omega})$  converge em um sentido de erro médio quadrático, mas não converge ponto a ponto.”

Nessa citação de Haykin *et al.* (2006) pode-se concluir que alguns sinais físicos utilizados na engenharia não irão convergir ponto a ponto. Este é o caso da utilização da ferramenta de transformada de Fourier em sinais periódicos. Porém, de maneira apropriada, é possível incluir impulsos na transformada para que os sinais sejam representados pela DTFT, contornando este tipo de problema. Isto possibilita a utilização da DTFT como uma ferramenta de resolução de problemas, ainda que, a rigor, ela não convirja. Desta forma, isto possibilita a transformação do sinal de corrente elétrica periódico discreto do domínio do tempo para o domínio da frequência.

### A.3) Representações com Transformada de Fourier de tempo discreto (DTFT) para sinais periódicos

Como já fora falado no tópico anterior, ao incorporar impulsos na DTFT é possível desenvolver representações da DTFT para sinais periódicos, conforme definido por Haykin *et al.* (2006). Considerando a equação já mencionada para  $x[n]$  e que a DTFT inversa de um impulso deslocado em frequência é uma senóide de tempo discreto, pode-se expressá-lo tanto para um período  $2\pi$  ou como uma série infinita intervalados de  $2\pi$ :

$$\delta(\Omega - k\Omega_o), -\pi < \Omega \leq \pi, -\pi < k\Omega_o \leq \pi \quad (36)$$

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} \delta(\Omega - k\Omega_o - m2\pi) \quad (37)$$

Desta forma, a sua DTFT é dada por:

$$\frac{1}{2\pi} e^{jk\Omega_0 n} \xleftrightarrow{DTFT} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \delta(\Omega - k\Omega_0 - m2\pi) \quad (38)$$

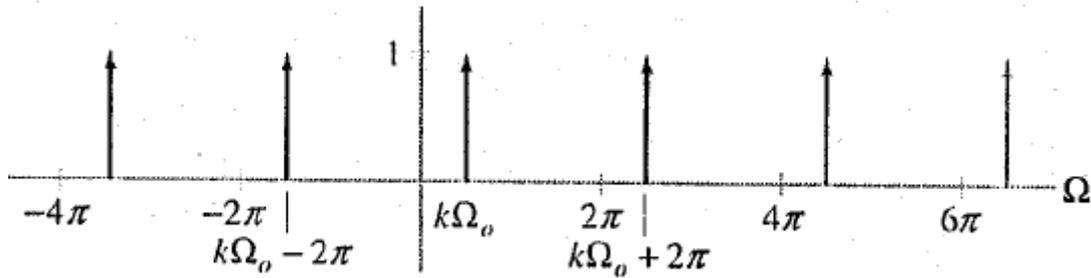


Figura A.1 – Representação do sinal formado pela série infinita de impulsos. Fonte Haykin et al. (2006).

Substituindo a equação anterior em  $x[n]$  e aplicando-se o princípio da linearidade<sup>6</sup>, tem-se que:

$$\sum_{k=(N)} X[k] e^{jk\Omega_0 n} \xleftrightarrow{DTFT} 2\pi \sum_{k=-\infty}^{\infty} X[k] \sum_{m=-\infty}^{\infty} \delta(\Omega - k\Omega_0 - m2\pi) \quad (39)$$

Como  $X[k]$  tem período  $N$  e  $\Omega_0 = 2\pi/N$ , logo:

$$\sum_{k=(N)} X[k] e^{jk\Omega_0 n} \xleftrightarrow{DTFT} 2\pi \sum_{k=-\infty}^{\infty} X[k] \times \delta(\Omega - k\Omega_0) \quad (40)$$

Deste modo, percebe-se que a DTFT é uma série de impulsos espaçados pela frequência fundamental e com os coeficientes multiplicados por  $2\pi$ . Graficamente, as equivalências entre DTFT e DTFS de um sinal periódico pode ser visto na Figura A.2.

<sup>6</sup> Segundo Haykin *et al.* (2006) um sistema é dito linear quando satisfaz o princípio da superposição, ou seja, a resposta de um sistema linear a uma soma ponderada de sinais de entrada é, também, igual a uma soma ponderada de sinais na saída.

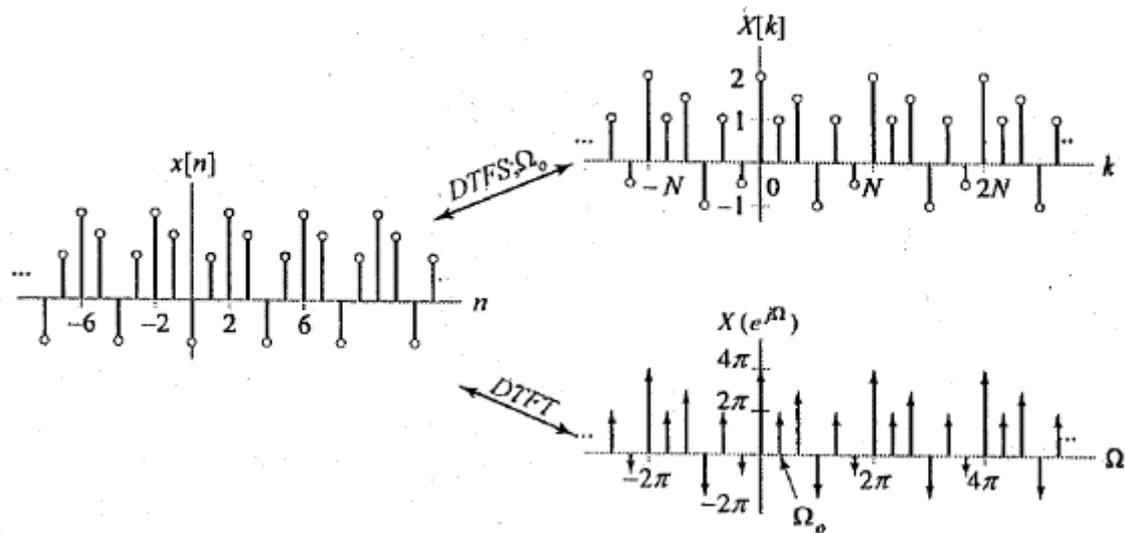


Figura A.2 - Representação de um sinal periódico discreto por DTFT e DTFS. Fonte Haykin et al. (2006).

## A.4) FFT (Transformada Rápida de Fourier)

Em 1805, Gauss iniciou os estudos de algoritmos eficientes para computar os coeficientes da DTFS. Porém, esses algoritmos só ganharam o devido destaque em 1965, com a publicação do artigo por Cooley e Tukey (1965). Os autores mostraram, na época, que era possível utilizar um algoritmo mais eficiente para computar a DTFS. Esta publicação permitiu diversos avanços na engenharia, principalmente na área de processamento digital de sinais.

A transformada rápida de Fourier é uma ferramenta computacional que possibilita a avaliação da DTFS de forma mais eficiente e rápida. Segundo Haykin *et al.* (2006) “O papel da DTFS como ferramenta computacional é grandemente ampliado pela disponibilidade de algoritmos eficientes para avaliar a DTFS direta e inversa. Esses algoritmos são chamados coletivamente como transformadas rápidas de Fourier ou algoritmos FFT. Esses algoritmos rápidos operam de acordo com o princípio ‘dividir para conquistar’, dividindo DTFS em uma série de DTFS de ordem menor e explorando as propriedades de simetria e periodicidade da senóide”.

Vale destacar o que Haykin *et al.* (2006) expôs: “O algoritmo da FFT nada mais é que uma otimização da transformada discreta clássica de Fourier, ou seja, ela reduz a quantidade de operações matemáticas, diminuindo, assim, a carga de processamento computacional. Dado um sinal com N componentes, enquanto a transformada clássica realiza  $N^2$  multiplicações complexas a FFT realiza  $N \log_2(N)$  multiplicações complexas”.

O algoritmo da FFT é amplamente implementado em ferramentas computacionais, dentre diversos exemplos, pode-se citar o MATLAB. Nesta ferramenta, o algoritmo da FFT é utilizado como uma função pronta: a *fft()*.

## **A.5) Aplicação da FFT em sinais de corrente de motores elétricos**

Segundo Siddiqui *et al.* (2012): “A análise de FFT é usualmente aplicada quando o motor está operando em estado estacionário. Então, um conjunto de medições é feita dentro de um período de tempo e transformado para obter componentes do sinal no domínio da frequência. ”Além do mais, segundo os mesmos autores: “FFT é um algoritmo bem conhecido e uma ferramenta útil para análises de sinais. Ela pode ser usada, efetivamente, em detecção de faltas em motores. ”

O uso da ferramenta FFT, além de ser efetivo nas aplicações de detecção de falta de motores e constituir-se por algoritmo otimizado, a sua utilização torna-se recomendável e viável por sua simplicidade e praticidade de aplicação, além dos motivos supracitados por Siddiqui *et al.* (2012).

# Apêndice B

## Transformação odq de uma máquina trifásica

A resolução analítica do sistema de equações de máquinas elétricas de corrente alternada torna-se impraticável, quando os coeficientes variam em função do tempo. Desta forma, são necessárias transformação de variáveis que possibilitem uma resolução mais simples do que as variáveis reais Jacobina *et al.* (2002).

Em termos de diagrama, a generalização de uma máquina trifásica pode ser apresentada conforme figura a seguir, sob hipóteses de algumas premissas, também, citadas a seguir:

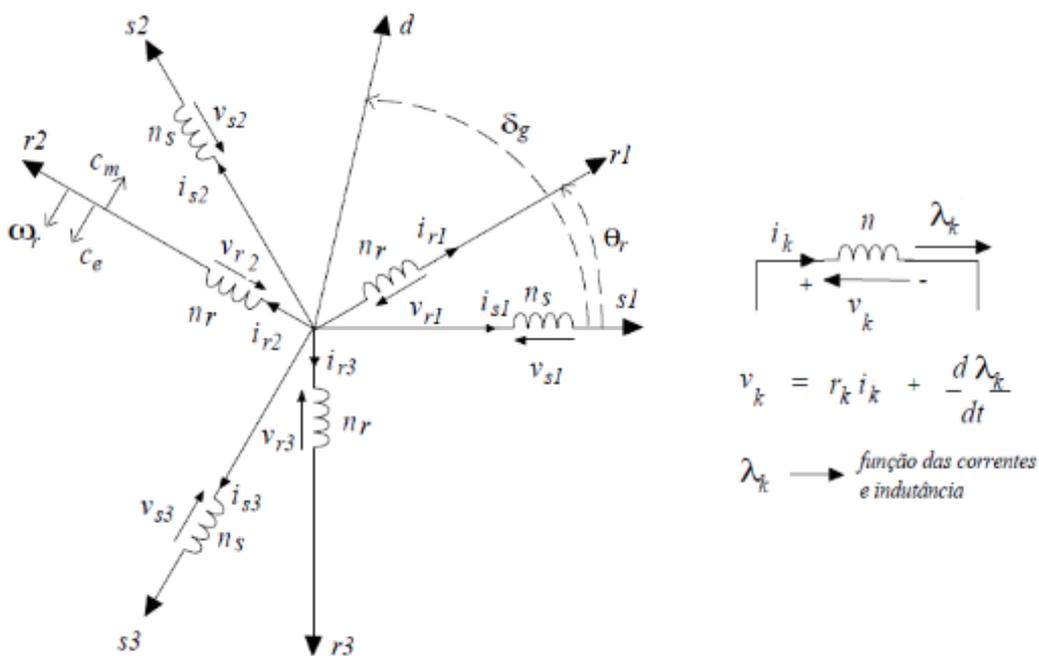


Figura B.1 - Máquina simétrica trifásica e convenção utilizada em uma bobina. Fonte: Jacobina et al. (2002).

### Premissas:

- Máquina trifásica simétrica composta de três fases idênticas no estator e no rotor;
- Defasagem entre bobinas de  $120^\circ$ ;

- Correntes positivas criam fluxos positivos no sentido do eixo, ver figura 5;
- Fluxo magnético com distribuição senoidal;
- Entreferro constante.

Notações:

- $s$  indica estator;
- $r$  indica rotor;
- o sub-índice de  $s$  ou  $r$  indica o n° da fase;
- $v$  é tensão;
- $i$  é corrente;
- $\lambda$  é o fluxo magnético;
- $L$  é a indutância própria de uma bobina;
- $M_s$  e  $M_r$  é a indutância mútua entre as bobinas do estator e do rotor, respectivamente;
- $M_{sr}\cos(\theta_i)$  é a indutância mutua entre uma bobina do estator e uma do rotor separadas por um ângulo;
- $\theta_r$  é o ângulo de rotação elétrica da máquina;
- $R$  indica a resistência;
- $w$  indica velocidade angular;
- $P$  é o número de polos da máquina elétrica.

Dado que o fluxo de uma bobina monofásica ideal é dado pela expressão  $\lambda = Li$ , conforme definido por Fitzgerald *et al.* (2008), tem-se que o fluxo total na bobina da fase 1 do estator é:

$$\begin{aligned}\lambda_{s1} = & L_s i_{s1} + M_s i_{s2} + M_s i_{s3} + M_{sr} \cos(\theta_r) i_{r1} \\ & + M_{sr} \cos(\theta_r + 2\pi/3) i_{r2} \\ & + M_{sr} \cos(\theta_r + 4\pi/3) i_{r3}\end{aligned}\quad (41)$$

Estendendo para as demais fases e, de forma análoga, para os fluxos do rotor, a expressão matricial pode ser escrita da seguinte forma:

$$\begin{aligned}\lambda_{s123} = & L_{ss} i_{s123} + L_{sr} i_{r123} \\ \lambda_{r123} = & L_{rs} i_{s123} + L_{rr} i_{r123}\end{aligned}\quad (42)$$

Em que os sub-índices  $s123$  ou  $r123$  indica um vetor coluna das fases do estator ou rotor, respectivamente, e que as expressões das indutâncias são dados por:

$$L_{SS} = \begin{bmatrix} L_S & M_S & M_S \\ M_S & L_S & M_S \\ M_S & M_S & L_S \end{bmatrix} \quad L_{rr} = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (43)$$

$$L_{sr} = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r + 4\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 4\pi/3) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r + 4\pi/3) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (44)$$

$$L_{rs} = M_{rs} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 4\pi/3) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 4\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 4\pi/3) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (45)$$

Nota-se que:

- $L_{SS}$  e  $L_{rr}$  são matrizes simétricas;
- $L_{sr}$  e  $L_{rs}$  são matrizes circulantes;
- Uma matriz é a transposta da outra, ou seja,  $L_{sr} = L_{rs}^T$ .

Dada à convenção utilizada na bobina ilustrada na Figura B.1, segundo Fitzgerald *et al.* (2008) a tensão induzida é gerada por um fluxo positivo no sentido do eixo,  $v = d\lambda/dt$ , o qual foi criado por uma corrente positiva no mesmo sentido. Assim, a tensão é dada por:

$$\begin{aligned} v_{s123} &= R_s i_{s123} + d\lambda_{s123}/dt \\ v_{r123} &= R_r i_{r123} + d\lambda_{r123}/dt \end{aligned} \quad (46)$$

Substituindo-se a expressão matricial dos fluxos, as equações das tensões em função da indutância e da corrente resultam em:

$$\begin{aligned} v_{s123} &= R_s i_{s123} + L_{SS} di_{s123}/dt + L_{sr} di_{r123}/dt \\ &\quad + w_r [dL_{sr}/d\theta_r] i_{r123} \\ v_{r123} &= R_r i_{r123} + L_{rr} di_{r123}/dt + L_{rs} di_{s123}/dt \\ &\quad + w_r [dL_{rs}/d\theta_r] i_{s123} \end{aligned} \quad (47)$$

O conjugado eletromagnético da máquina pode ser, também, escrito em função das correntes e indutâncias da mesma. Sabendo-se que a expressão geral da energia em uma bobina é dada por  $W = \frac{1}{2} i^T L i$  e que o conjugado é obtido por meio da derivada desta expressão, em relação ao ângulo de rotação da máquina,  $\theta_m$ , tem-se que:

$$c_e = \frac{1}{2} i^T [dL/d\theta_m] i \quad (48)$$

Segundo Fitzgerald *et al.* (2008), tem-se que  $\theta_r = P\theta_m$ , com  $\theta_r$  e  $\theta_m$  já definidos. Com isso, a equação (48) resulta em:

$$c_e = \frac{P}{2} i^T [dL/d\theta_r] i \quad (49)$$

Sabendo-se que a matriz  $L = \begin{bmatrix} L_{ss} & L_{sr} \\ L_{rs} & L_{rr} \end{bmatrix}$  e que as indutâncias  $L_{ss}$  e  $L_{rr}$  são independentes de  $\theta_r$ , resulta que:

$$c_e = \frac{P}{2} i_{s123}^T [dL_{sr}/d\theta_r] i_{r123} + \frac{P}{2} i_{r123}^T [dL_{rs}/d\theta_r] i_{s123} \quad (50)$$

Como  $L_{sr}=L_{rs}$ , os dois componentes da expressão anterior são iguais, assim, tem-se que:

$$\begin{aligned} c_e &= P i_{s123}^T [dL_{sr}/d\theta_r] i_{r123} \\ &\text{ou} \\ c_e &= P i_{r123}^T [dL_{rs}/d\theta_r] i_{s123} \end{aligned} \quad (51)$$

É possível simplificar o modelo de máquina trifásico exposto anteriormente, por meio da transformação *odq* genérica definida em Jacobina *et al.* (2002), tal que:

$$\begin{aligned} x_{123} &= P \times x_{odq} \\ &\text{ou} \\ x_{odq} &= P^{-1} \times x_{123} \end{aligned} \quad (52)$$

Tendo em vista que  $P$  é uma matriz quadrada e não singular, tem-se então que a transformação inversa é verdadeira. A transformação  $odq$  representa a máquina trifásica original em dois eixos, chamados *direto* e *quadratura*, e um eixo denominado “ $O$ ”, que é uma bobina isolada, ver Figura B.2. Vale salientar que toda a dedução exposta a seguir se aplica para o rotor, fazendo apenas a seguinte substituição de  $\delta_g$  por  $\delta_g - \theta_r$ .

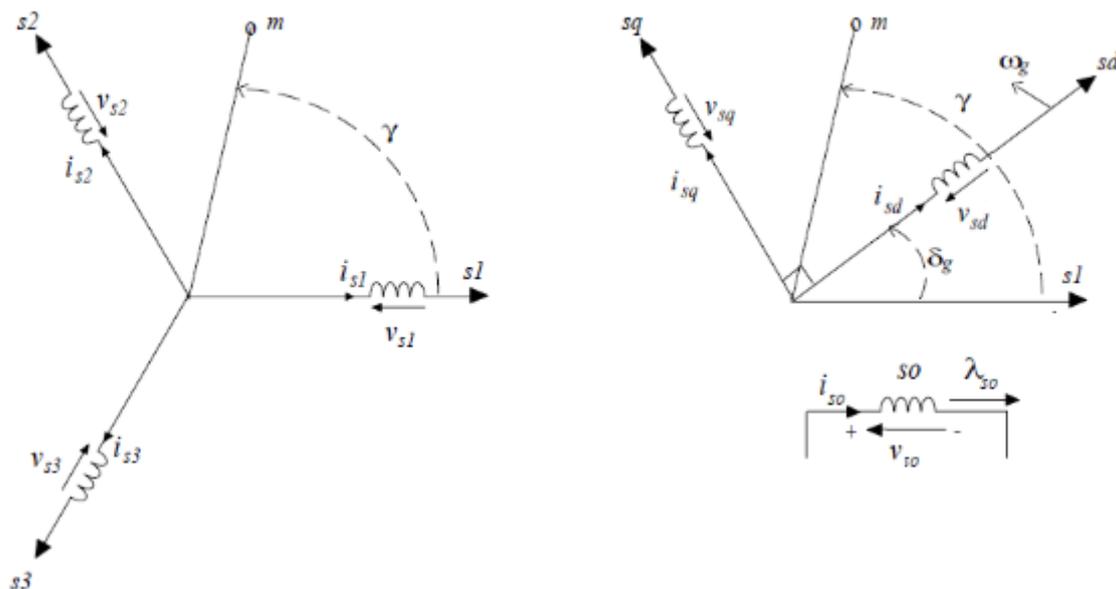


Figura B.2 - Representação bifásica equivalente. Fonte: Jacobina et al. (2002).

Para que a transformação seja equivalente é necessário que os campos magnéticos resultantes, denominada pela letra  $H$ , no entreferro sejam iguais. Para demonstrar tal transformação arbitra-se um eixo magnético definido pelo ponto  $m$  na Figura B.2, tal que:

$$H = Kni \cos(\gamma) \quad (53)$$

em que  $K$  é uma constante que diz respeito às características construtiva da máquina,  $n$  é o número de espiras por fase e  $\gamma$  é o ângulo entre o eixo magnético e uma fase, conforme Fitzgerald *et al.* (2008).

Desta forma, pode-se definir o campo magnético para cada modelo da Figura B.2, como segue:

$$H_{3m} = Kn_3 [i_{s1} \cos(\gamma) + i_{s2} \cos(\gamma - 2\pi/3) + i_{s3} \cos(\gamma - 4\pi/3)] \quad (54)$$

$$H_{2m} = Kn_2 [i_{sd} \cos(\gamma - \delta_g) + i_{sq} \cos(-\gamma + 90^\circ + \delta_g)]$$

Considerando-se as seguintes relações trigonométricas  $\cos(a - b) = \cos a \cos b + \sin a \sin b$  e  $\cos(a + b) = \cos a \cos b - \sin a \sin b$  e sabendo-se que o seno é uma função ímpar, tem-se que:

$$\begin{aligned} \cos(\gamma - 2\pi/3) &= -\frac{1}{2}(\cos \gamma - \sqrt{3} \sin \gamma) \\ \cos(\gamma - 4\pi/3) &= -\frac{1}{2}(\cos \gamma + \sqrt{3} \sin \gamma) \\ \cos(90^\circ + (\delta_g - \gamma)) &= -\sin(\delta_g - \gamma) = \sin(\gamma - \delta_g) \end{aligned} \quad (55)$$

Assim, as equações do campo magnético podem ser reescritas da seguinte forma:

$$\begin{aligned} H_{3m} &= Kn_3 \left[ \left( i_{s1} - \frac{1}{2} i_{s2} - \frac{1}{2} i_{s3} \right) \cos \gamma + \frac{\sqrt{3}}{2} (i_{s2} - i_{s3}) \sin \gamma \right] \\ H_{2m} &= Kn_2 [i_{sd} \cos(\gamma - \delta_g) + i_{sq} \sin(\gamma - \delta_g)] \end{aligned} \quad (56)$$

ou ainda de forma mais expandida:

$$\begin{aligned} H_{2m} &= Kn_2 [(i_{sd} \cos(\delta_g) - i_{sq} \sin(\delta_g)) \cos \gamma \\ &\quad + (i_{sd} \sin(\delta_g) + i_{sq} \cos(\delta_g)) \sin \gamma] \end{aligned} \quad (57)$$

Para se obter as equivalências dos campos magnéticos gerados pelas correntes da transformação  $odq$  é necessário igualar os campos magnéticos  $H_{2m} = H_{3m}$ , resultando em:

$$\begin{aligned} n_2 [(i_{sd} \cos(\delta_g) - i_{sq} \sin(\delta_g)) \cos \gamma] \\ = n_3 \left[ \left( i_{s1} - \frac{1}{2} i_{s2} - \frac{1}{2} i_{s3} \right) \cos \gamma \right] \end{aligned} \quad (58)$$

$$n_2 [(i_{sd} \sin(\delta_g) + i_{sq} \cos(\delta_g)) \sin \gamma] = n_3 \left[ \frac{\sqrt{3}}{2} (i_{s2} - i_{s3}) \sin \gamma \right] \quad (59)$$

Isolando-se a corrente  $i_{sq}$  na equação ( 59 ) e substituindo-a na equação ( 58 ), tem-se que:

$$i_{sq} = \left( \frac{n_3}{n_2} \left[ \frac{\sqrt{3}}{2} (i_{s2} - i_{s3}) \right] - i_{sd} \sin(\delta_g) \right) \frac{1}{\cos(\delta_g)} \quad ( 60 )$$

Logo,

$$\begin{aligned} i_{sd} \cos(\delta_g) - \left( \frac{n_3}{n_2} \left[ \frac{\sqrt{3}}{2} (i_{s2} - i_{s3}) \right] - i_{sd} \sin(\delta_g) \right) \frac{\sin(\delta_g)}{\cos(\delta_g)} \\ = \frac{n_3}{n_2} \left( i_{s1} - \frac{1}{2} i_{s2} - \frac{1}{2} i_{s3} \right) \end{aligned} \quad ( 61 )$$

Assim, fazendo as devidas manipulações, chega-se ao seguinte resultado:

$$\begin{aligned} i_{sd} = \frac{n_3}{n_2} \left( i_{s1} \cos(\delta_g) + i_{s2} \left( \frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\delta_g) - \frac{1}{2} \cos(\delta_g) \right) \right. \\ \left. + i_{s3} \left( -\frac{\sqrt{3}}{2} \sin(\delta_g) - \frac{1}{2} \cos(\delta_g) \right) \right) \end{aligned} \quad ( 62 )$$

Finalmente, utilizando as mesmas relações trigonométricas mencionadas anteriormente, pode-se escrever a equação da seguinte forma:

$$\begin{aligned} i_{sd} = \frac{n_3}{n_2} ( i_{s1} \cos(\delta_g) + i_{s2} \cos(\delta_g - 2\pi/3) \\ + i_{s3} \cos(\delta_g - 4\pi/3) ) \end{aligned} \quad ( 63 )$$

Esta equação pode ser substituída naquela em que se isolou  $i_{sq}$ , que corresponde à equação ( 60 ), chegando-se ao seguinte resultado:

$$\begin{aligned} i_{sq} = -\frac{n_3}{n_2} ( i_{s1} \sin(\delta_g) + i_{s2} \sin(\delta_g - 2\pi/3) \\ + i_{s3} \sin(\delta_g - 4\pi/3) ) \end{aligned} \quad ( 64 )$$

Enfim, chega-se a seguinte transformação:

$$\begin{bmatrix} i_{so} \\ i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \frac{n_3}{n_2} \times \begin{bmatrix} k & k & k \\ \cos(\delta_g) & \cos(\delta_g - 2\pi/3) & \cos(\delta_g - 4\pi/3) \\ -\sin(\delta_g) & -\sin(\delta_g - 2\pi/3) & -\sin(\delta_g - 4\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix} \quad (65)$$

Sabendo-se que a matriz anterior deve ser ortogonal<sup>7</sup>, faz-se necessário que a razão  $n_3/n_2 = \sqrt{2/3}$  e que  $k = 1/\sqrt{2}$ . Assim, tem-se que:

$$P_s^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \times \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\delta_g) & \cos(\delta_g - 2\pi/3) & \cos(\delta_g - 4\pi/3) \\ -\sin(\delta_g) & -\sin(\delta_g - 2\pi/3) & -\sin(\delta_g - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (66)$$

$$P_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \times \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & \cos(\delta_g) & -\sin(\delta_g) \\ 1/\sqrt{2} & \cos(\delta_g - 2\pi/3) & -\sin(\delta_g - 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & \cos(\delta_g - 4\pi/3) & -\sin(\delta_g - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (67)$$

Portanto, as equações do modelo da máquina trifásica podem ser convertidas para um modelo simplificado bifásico por meio da aplicação desta matriz de transformação, ver equação ( 52 ).

Tendo em vista que este trabalho se baseia no diagnóstico e detecção de falhas em motores elétricos por meio da análise das correntes elétricas do estator do motor, então, as equações do modelo de máquina devem enfatizar as correntes do estator. Assim, partindo-se da equação ( 42 ), tem-se como objetivo obter as correntes do estator e do rotor dependentes apenas dos fluxos magnéticos, como segue:

$$i_{r123} = \frac{(\lambda_{s123} - L_{ss} \times i_{s123})}{L_{sr}} \quad (68)$$

Substituindo esta equação em  $\lambda_{r123}$  da equação ( 42 ), tem-se que:

---

<sup>7</sup> Diz-se que uma matriz é ortogonal quando o produto  $MM^T=I$ , ou ainda,  $M=M^{-1}$ .

$$\lambda_{r123} = L_{rs} \times i_{s123} + L_{rr} \times \frac{(\lambda_{s123} - L_{ss} \times i_{s123})}{L_{sr}} \quad (69)$$

Isolando a corrente do estator  $i_{s123}$  e, como dito anteriormente,  $L_{sr}=L_{rs}$ , o qual, por simplificação pode ser substituído por  $L_{sr}=L_{rs}=L_m$ , tem-se que:

$$i_{s123} = \frac{\lambda_{r123} \times L_m - L_{rr} \times \lambda_{s123}}{L_m^2 - L_{rr} \times L_{ss}} \quad (70)$$

Substituindo a corrente do estator  $i_{s123}$  na corrente do rotor  $i_{r123}$ , tem-se que:

$$i_{r123} = \frac{\lambda_{s123} \times L_m - L_{ss} \times \lambda_{r123}}{L_m^2 - L_{rr} \times L_{ss}} \quad (71)$$

Como as tensões aplicadas em um motor trifásico podem ser consideradas com amplitudes e frequências constantes, os fluxos magnéticos podem ser calculados a partir da ( 46 ), salientando-se que as correntes iniciais são nulas, visto que os motores partem do repouso.

# Apêndice C

## Considerações sobre o uso da escala em dB

A utilização da escala linear das correntes elétricas do motor para análise no espectro de frequência torna-se inviável devido às diferenças entre a amplitude da componente fundamental e as demais harmônicas. Desta forma, a escala mais indicada é a dB (decibel). Esta escala é geralmente utilizada nas técnicas abordadas neste trabalho, como pode ser visto, a título de exemplo, nas seguintes publicações: Benbouzid (2000), Pires *et al.* (2013) e Thomson *et al.* (1999).

Para corrente e tensão elétrica a expressão em dB é dada por:

$$I_{dB} = 20 \log_{10} \left( \frac{I}{I_0} \right) \quad (72)$$

$$V_{dB} = 20 \log_{10} \left( \frac{V}{V_0} \right) \quad (73)$$

em que  $I_0$  e  $V_0$  representam os valores eficazes das correntes e tensões de referência, respectivamente, na frequência fundamental.

Nos resultados apresentados neste trabalho, os valores de referência são os módulos na frequência fundamental, em vistas a normalizar o gráfico. Já para as técnicas que usam o quadrado da corrente, a expressão em dB é dada por:

$$I_{dB} = 40 \log_{10} \left( \frac{I}{I_0} \right) \quad (74)$$

$$V_{dB} = 40 \log_{10} \left( \frac{V}{V_0} \right) \quad (75)$$

# Apêndice D

## O efeito do cálculo do quadrado da corrente

A demonstração matemática do efeito do cálculo do quadrado da corrente tem como objetivo justificar o destaque mencionado dos módulos do quadrado das correntes nas frequências 240 Hz, 360 Hz e 480 Hz, por serem oriundas do produto entre a frequência fundamental, 60 Hz, e as 3<sup>a</sup>, 5<sup>a</sup> e 7<sup>a</sup> harmônicas, respectivamente, conforme fora ilustrado na Figura 6.1 (b).

Considerando a equação ( 19 ) da corrente no domínio do tempo acrescida das harmônicas de 3<sup>a</sup>, 5<sup>a</sup> e 7<sup>a</sup>, tem-se que:

$$I_a(t) = I_1 \times \cos(\omega t) + I_3 \times \cos(3\omega t) + I_5 \times \cos(5\omega t) + I_7 \times \cos(7\omega t) \quad (76)$$

Logo, o quadrado dessa corrente é expresso, de forma resumida, por:

$$I_a^2(t) = I_1^2 \times \cos^2(\omega t) + I_3^2 \times \cos^2(3\omega t) + I_5^2 \times \cos^2(5\omega t) + I_7^2 \times \cos^2(7\omega t) + I_1 \times I_3 \times \cos(\omega t) \times \cos(3\omega t) + I_1 \times I_5 \times \cos(\omega t) \times \cos(5\omega t) + I_1 \times I_7 \times \cos(\omega t) \times \cos(7\omega t) + \dots \quad (77)$$

Utilizando as seguintes regras trigonométricas  $\cos \alpha \cos \beta = \frac{1}{2} \cos(\alpha - \beta) + \frac{1}{2} \cos(\alpha + \beta)$  e  $\cos^2(\omega t) = \frac{1}{2} \times (1 + \cos(2\omega t))$ , tem-se que:

$$\begin{aligned}
I_a^2(t) = & \frac{I_1^2}{2} + \frac{I_1^2}{2} \times \cos(2wt) + \frac{I_3^2}{2} + \frac{I_3^2}{2} \times \cos(6wt) + \frac{I_5^2}{2} \\
& + \frac{I_5^2}{2} \times \cos(10wt) + \frac{I_7^2}{2} + \frac{I_7^2}{2} \times \cos(14wt) \\
& + \frac{(I_1 \times I_3)}{2} \times \cos(2wt) + \frac{(I_1 \times I_3)}{2} \times \cos(4wt) \\
& + \frac{(I_1 \times I_5)}{2} \times \cos(4wt) + \frac{(I_1 \times I_5)}{2} \times \cos(6wt) \\
& + \frac{(I_1 \times I_7)}{2} \times \cos(6wt) + \frac{(I_1 \times I_7)}{2} \times \cos(8wt) + \dots
\end{aligned} \tag{78}$$

Enfim, observa-se que os termos destacados na equação ( 78 ) são exatamente as frequências 240 Hz, 360 Hz e 480, quando a frequência fundamental é 60 Hz.

# Apêndice E

## Código da simulação do modelo teórico do motor elétrico de indução

```
% máquina trifásica
clear
clc

% parâmetros da máquina
ls=0.386;
lr=0.386;
rs=5.793;
lm=0.363;
rr=3.421;
Polo=4.0;
Fm=0.0297;
Jm=0.0267;

% parâmetros odq
lg=0;
wg=0;

Ps=sqrt(2/3)*[1/sqrt(2) cos(lg) -sin(lg);1/sqrt(2) cos(lg-2*pi/3) -sin(lg-
2*pi/3);1/sqrt(2) cos(lg-4*pi/3) -sin(lg-4*pi/3)];

Psinv=Ps^-1;

% parâmetros da iteração
wr(1)=0;
h=1e-4;
t(1)=0;
lso(1)=0;
lsd(1)=0;
lsq(1)=0;
lro(1)=0;
lrd(1)=0;
```

```

lrq(1)=0;
iso(1)=0;
isd(1)=0;
isq(1)=0;
iro(1)=0;
ird(1)=0;
irq(1)=0;
ce(1)=0;
fele=60;
tmax=4;
i=2;
v1=220*(cos(2*pi*fele*t(i-1))+0.0049*cos(2*pi*3*fele*t(i-1))+0.0044*cos(2*pi*5*fele*t(i-1)))+0.0007*cos(2*pi*7*fele*t(i-1));
v2=220*(cos(2*pi*fele*t(i-1)-2*pi/3)+0.0049*cos(2*pi*3*fele*t(i-1)-2*pi/3)+0.0044*cos(2*pi*5*fele*t(i-1)-2*pi/3)+0.0007*cos(2*pi*7*fele*t(i-1)-2*pi/3));
v3=220*(cos(2*pi*fele*t(i-1)-4*pi/3)+0.0049*cos(2*pi*3*fele*t(i-1)-4*pi/3)+0.0044*cos(2*pi*5*fele*t(i-1)-4*pi/3)+0.0007*cos(2*pi*7*fele*t(i-1)-4*pi/3));
vso(1)=(Psinv(1,:))*[v1;v2;v3];
vsd(1)=(Psinv(2,:))*[v1;v2;v3];
vsq(1)=(Psinv(3,:))*[v1;v2;v3];
while t(i-1)<=tmax
% tensões trifásicas sem harmônicos
% equilibradas
% v1=220*sin(2*pi*fele*t(i-1));
% v2=220*sin(2*pi*fele*t(i-1)-2*pi/3);
% v3=220*sin(2*pi*fele*t(i-1)-4*pi/3);
% com harmônicas
v1=220*sin(2*pi*fele*t(i-1))+220*0.0049*sin(2*pi*3*fele*t(i-1))+220*0.0044*sin(2*pi*5*fele*t(i-1))+220*0.0007*sin(2*pi*7*fele*t(i-1));
v2=220*sin(2*pi*fele*t(i-1)-2*pi/3)+220*0.0049*sin(2*pi*3*fele*t(i-1)-2*pi/3)+220*0.0044*sin(2*pi*5*fele*t(i-1)-2*pi/3)+220*0.0007*sin(2*pi*7*fele*t(i-1)-2*pi/3);

```

```
v3=220*sin(2*pi*fele*t(i-1)-4*pi/3)+220*0.0049*sin(2*pi*3*fele*t(i-1)-4*pi/3)+220*0.0044*sin(2*pi*5*fele*t(i-1)-4*pi/3)+220*0.0007*sin(2*pi*7*fele*t(i-1)-4*pi/3);
```

```
%transformação odq
```

```
vso(i)=(Psinv(1,:))*[v1;v2;v3];
```

```
vsd(i)=(Psinv(2,:))*[v1;v2;v3];
```

```
vsq(i)=(Psinv(3,:))*[v1;v2;v3];
```

```
%cálculo dos fluxos
```

```
%estator
```

```
lso(i)=lso(i-1)+h*(vso(i-1)-rs*iso(i-1));
```

```
lsd(i)=lsd(i-1)+h*(vsd(i-1)-rs*isd(i-1)+wg*lsq(i-1));
```

```
lsq(i)=lsq(i-1)+h*(vsq(i-1)-rs*isq(i-1)-wg*lsd(i-1));
```

```
%rotor
```

```
lro(i)=lro(i-1)+h*(-rr*iro(i-1));
```

```
lrd(i)=lrd(i-1)+h*(-rr*ird(i-1)+(wg-wr(i-1))*lrq(i-1));
```

```
lrq(i)=lrq(i-1)+h*(-rr*irq(i-1)-(wg-wr(i-1))*lrd(i-1));
```

```
%cálculo das correntes
```

```
%estator
```

```
iso(i)=(-lso(i)*lr+lm*lro(i))/((lm^2)-ls*lr);
```

```
isd(i)=(-lsd(i)*lr+lm*lrd(i))/((lm^2)-ls*lr);
```

```
isq(i)=(-lsq(i)*lr+lm*lrq(i))/((lm^2)-ls*lr);
```

```
%rotor
```

```
iro(i)=(lso(i)*lm-ls*lro(i))/((lm^2)-ls*lr);
```

```
ird(i)=(lsd(i)*lm-ls*lrd(i))/((lm^2)-ls*lr);
```

```
irq(i)=(lsq(i)*lm-ls*lrq(i))/((lm^2)-ls*lr);
```

```
%cálculo do conjugado elétrico
```

```
ce(i)=Polo*lm*(isq(i)*ird(i)-isd(i)*irq(i));
```

```
cm=0;
```

```
%velocidade
```

```
wr(i)=wr(i-1)+h*(ce(i)-cm-Fm*wr(i-1))/Jm;
```

```
t(i)=t(i-1)+h;
```

```
i=i+1;
```

```

end
%correntes fases RST
irst=Ps*[iso;isd;isq];
tamanho=size(irst);
n=tamanho(2);
k=n-(n/2);
%correntes de fase
figure,
plot(t(k:n),irst(1,k:n),'b',t(k:n),irst(2,k:n),'r',t(k:n),irst(3,k:n),'black')
xlabel('tempo(s)')
ylabel('Correntes (A)')
%Curva do vetor de park
figure,
plot(isd(39800:40001),isq(39800:40001))
xlabel('Id')
ylabel('Iq')
%Gerando o espectro de frequencia da corrente fase R MSCA
Nirst=irst(1,k:n);
tamanho2=size(Nirst);
L=tamanho2(2);
Fs=1/h;
NFFT = 2^nextpow2(L);
Y = fft(Nirst,NFFT)/L;
f = Fs/2*linspace(0,1,NFFT/2+1);
tamanho3=size(f);
naux=tamanho3(2);
%localização do módulo da harmonica principal
max=0;
for i=1:naux
    if abs(Y(i))>max
        max=abs(Y(i));
    end
end

```

```

end
Yaux=20*log10(abs(Y(1:NFFT/20)/max));
figure,
subplot(2,1,1);plot(f(1:(naux/10)),Yaux)
xlabel('frequência(Hz)')
ylabel('Espec. Freq. Corrente (dB)')
%Gerando o espectro de frequencia da corrente fase S MSCSA
ix2=first(1,k:n).*first(1,k:n);
tamanho=size(ix2);
n=tamanho(2);
Nxi1=ix2(1:n);
tamanho2=size(Nxi1);
L=tamanho2(2);
NFFTx1 = 2^nextpow2(L);
Yx1 = fft(Nxi1,NFFTx1)/L;
fx1 = Fs/2*linspace(0,1,NFFTx1/2+1);
tamanho3=size(fx1);
naux=tamanho3(2);
%localização do módulo da harmonica principal
max2=0;
for i=1:naux
    if abs(Yx1(i))>max2
        max2=abs(Yx1(i));
    end
end
end
Yaux1=40*log10(abs(Yx1(1:NFFTx1/10+1)/max2));
subplot(2,1,2);plot(fx1(1:(naux/5)),Yaux1);
xlabel('frequência(Hz)')
ylabel('Espec. Freq. Quad. Corrente (dB)')
%Gerando o espectro de frequencia da corrente PVSM
tamanho=size(isd);
n=tamanho(2);

```

```

idqaux=isd(k:n).*isd(k:n)+isq(k:n).*isq(k:n);
idq=idqaux-median(idqaux);
tamanho=size(idq);
n=tamanho(2);
Nisd=idq(1:n);
tamanho2=size(Nisd);
L=tamanho2(2);
NFFTd = 2^nextpow2(L);
Yd = fft(Nisd,NFFTd)/L;
fd = Fs/2*linspace(0,1,NFFTd/2+1);
%localização do módulo da harmonica principal
max3=0;
for i=1:naux
    if abs(Yd(i))>max3
        max3=abs(Yd(i));
    end
end
Yauxd=40*log10(abs(Yd(1:NFFTd/20))/max3);
figure,
plot(fd(1:(naux/10)),Yauxd)
title('PVSM')
xlabel('frequencia(Hz)')
ylabel('Esp. de Freq. Id(t)^2+Iq(t)^2')

```