



Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia Elétrica e de
Computação
Departamento de Sistemas de Controle
de Energia

Uma Metodologia para Determinação das Capacitâncias
Parasitas de Motores de Indução Trifásicos de Rotor em
Gaiola

Autor: Rudolf Ribeiro Riehl

Orientador: Prof. Dr. Ernesto Ruppert Filho

Trabalho apresentado à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da UNICAMP como parte dos requisitos exigidos para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Comissão Examinadora

Prof. Dr. Ernesto Ruppert Filho – DSCE/FEEC/UNICAMP – Presidente

Prof. Dr. Edwin Avólio – DEE/FEB/UNESP/Bauru

Prof. Dr. Silvio Ikuyo Nabeta – PEA/EPUSP/São Paulo

Prof. Dra. Maria Cristina Dias Tavares – DSCE/FEEC/UNICAMP

Prof. Dr. Gilmar Barreto – DMSI/FEEC/UNICAMP

Campinas, 25 de maio de 2010

**FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA E ARQUITETURA - BAE -
UNICAMP**

R444m **Riehl, Rudolf Ribeiro**
 Uma metodologia para determinação das
capacitâncias parasitas de motores de indução
trifásicos de rotor em gaiola / Rudolf Ribeiro Riehl. --
Campinas, SP: [s.n.], 2010.

Orientador: Ernesto Ruppert Filho.
Tese de Doutorado - Universidade Estadual de
Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de
Computação.

1. Motores elétricos de indução. I. Ruppert Filho,
Ernesto. II. Universidade Estadual de Campinas.
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.
III. Título.

Título em Inglês: A methodology to determine the parasitic capacitances of
the squirrel-cage three-phase induction motors

Palavras-chave em Inglês: Induction motors

Área de concentração: Energia Elétrica

Titulação: Doutor em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: Edwin Avolio, Silvio Ikuyo Nabeta, Maria Cristina
Dias Tavares, Gilmar Barreto

Data da defesa: 25/05/2010

Programa de Pós Graduação: Engenharia Elétrica

COMISSÃO JULGADORA - TESE DE DOUTORADO

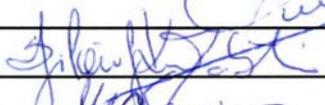
Candidato: Rudolf Ribeiro Riehl

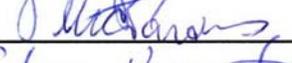
Data da Defesa: 25 de maio de 2010

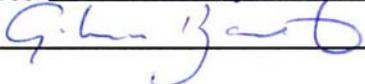
Título da Tese: "Uma Metodologia para Determinação das Capacitâncias Parasitas de Motores de Indução Trifásicos de Rotor em Gaiola"

Prof. Dr. Ernesto Ruppert Filho (Presidente):  _____

Prof. Dr. Edwin Avolio: _____

Prof. Dr. Silvio Ikuyo Nabeta:  _____

Profa. Dra. Maria Cristina Dias Tavares:  _____

Prof. Dr. Gilmar Barreto:  _____

Agradecimentos

Agradeço primeiramente e acima de tudo a Deus, por estar sempre comigo e minha família em nossas orações. Mas principalmente por me dar paciência, pois, o tempo sempre foi Dele e nunca meu.

À minha esposa Maria por seu amor e dedicação, sempre estando ao meu lado em todos os momentos difíceis e vitoriosos, principalmente por sua fé em mim, por suas orações e sua paciência.

Aos meus filhos, Deborah e Gabriel, por muitas vezes terem que suportar o meu mau humor e impaciência

Aos meus pais, Paulo e Laureci, por ainda acreditarem em mim.

Ao meu orientador e amigo, Ernesto Ruppert Filho, por sempre me aceitar nas minhas idas e vindas durante todo este processo de doutoramento. Por sua experiência profissional, pelas nossas conversas, que algumas vezes não tinham nada a ver com a pesquisa mas, me enriqueceram tanto profissional quanto pessoalmente.

Ao amigo Edwin Avólio, por sua amizade e apoio.

Ao Zé Renato, meu amigo, por sua amizade incondicional. Estando sempre disponível para me ajudar e me apoiar.

Aos meus amigos que sempre me quiserem bem, que de uma forma ou de outra me ajudaram e torceram por mim: Haylton, Alceu, Paulo Serni, Marcelão, Ivo, Marião.

Ao chefe do departamento de Engenharia Elétrica, Alfredo, por sua amizade e empenho em sempre tentar estar ao meu lado, principalmente nas situações delicadas dentro da Faculdade de Engenharia.

Ao técnico Edson Oshiro, meu amigo, pela sua grandiosa ajuda no desenvolvimento dos ensaios em laboratório. Com certeza um dos grandes responsáveis pelo sucesso deste trabalho.

Ao Eng. Cleber Ruiz, da SEW Eurodrive, que sem me conhecer pessoalmente, viabilizou a doação do inversor para o desenvolvimento desta pesquisa. Hoje somos amigos. Isto é o que nos engrandece.

Ao amigo André Luiz Andreoli, pela sua experiência na área de máquinas elétricas e por gentilmente ceder o motor de indução trifásico de 5 cv para o desenvolvimento dos ensaios.

Para as pessoas que inicialmente eram apenas colegas ou ex-alunos e que, com tempo, passaram a ser meus amigos, pela oportunidade da convivência, das nossas conversas, da troca de experiências tanto profissional quanto de vida, que contribuíram de alguma forma para que eu conseguisse desenvolver não só esta pesquisa, mas também por me motivarem a mudar a minha forma de ensinar meus alunos de graduação. O meu muito obrigado a Marco Aurélio, Marcelo, Sr. Carlos, Beteto, Daniel, Marcus, Aloísio, Drapé, Bien, Nakai, Binho, Fausto.

A todos os demais professores e técnicos do DEE, que de alguma forma contribuíram para o desenvolvimento deste trabalho.

No final tudo dá certo...
Se ainda não deu...
É porque não chegou o fim!

Dedico este trabalho
à minha esposa, Maria;
aos meus filhos, Lorena (*in memorian*);
Deborah e Gabriel.

Resumo

O objetivo deste trabalho é o de apresentar uma nova metodologia para determinação experimental das capacitâncias parasitas do motor de indução trifásico de rotor em gaiola. As capacitâncias parasitas fazem parte do circuito equivalente do motor para estudos de interferência eletromagnética causada no motor de indução em modo comum quando ele for acionado por inversor controlado por modulação por largura de pulsos (MLP). Os procedimentos propostos para o desenvolvimento deste novo método consistem em: a) determinação dos parâmetros do circuito equivalente do motor de indução trifásico, em regime permanente, através de ensaio em laboratório; b) estabelecer configurações de ligações entre o inversor MLP e o motor para medições das grandezas de interesse que são as seguintes: tensões de modo comum e de eixo, correntes de fuga e de eixo, através de circuito de medição desenvolvido para este fim; c) calcular os valores das capacitâncias parasitas entre estator e carcaça do motor; estator e rotor; rotor e carcaça e de rolamento utilizando a expressão matemática da definição de capacitância; d) utilizar o software Pspice para simular o sistema motor de indução trifásico, alimentado por inversor MLP, com os circuitos equivalentes em baixas e altas frequências; e) obter as formas de onda características do fenômeno de modo comum.

Palavras-chave— Motor de indução trifásico, inversor MLP, capacitâncias parasitas.

Abstract

Three-phase induction motors present stray capacitances. The aim of this thesis is to present a new methodology to experimentally determine these capacitances and also evaluates the effects of electromagnetic interference on the motors in common mode. The proposed procedures to the development of this new methodology consists in: a) identification of the motor equivalent electrical circuit parameters through characteristic tests performed in the laboratory; b) to set up configurations between PWM inverter and the motor for voltage and current measurements: common mode and shaft voltages, leakage and shaft (bearing) currents by using a dedicated measuring circuit; c) to calculate the parasitic capacitance values between stator and frame, stator and rotor, rotor and frame and bearings of the motor using the capacitance characteristic equation; d) use the dedicated software Pspice to simulate the system composed by the three-phase induction motor fed by PWM inverter with the equivalent electrical circuit parameters; e) to determine the characteristic waveforms involved in the common mode phenomenon.

Keywords— Three-phase induction motor, PWM inverter, stray capacitances, parasitic capacitances.

Sumário

Resumo	vii
Abstract	viii
Lista de Figuras	xi
Lista de Tabelas	xiv
Lista de Símbolos	xv
Trabalhos Publicados pelo Autor	xvi
Capítulo 1	1
Introdução	1
Capítulo 2	4
O Motor de indução trifásico de rotor em gaiola	4
2.1 – O motor de indução trifásico	4
2.2 – Princípio de operação	7
2.3 – Circuito equivalente do motor de indução trifásico	8
2.3.1 – Circuito equivalente na frequência nominal – regime permanente	8
2.3.1.1 – Determinação dos parâmetros do circuito equivalente do motor de indução trifásico para baixas frequências	13
2.3.2 – Circuito equivalente do motor de indução trifásico em alta frequência	15
Capítulo 3	
Inversor controlado por modulação em largura de pulsos	24
3.1 – Introdução	24
3.2 – Características do inversor MLP	28
3.2.1 – Conversor CA/CC – etapa retificadora	28
3.2.2 – Conversor CC/CA – etapa inversora	30
3.2.3 – Microcontrolador – etapa de controle	35
3.2.3.1 – Tipos de controle de motores de indução	35
3.2.4 – Circuitos auxiliares	44
Capítulo 4	45
Método experimental para determinação das capacitâncias parasitas de motores de indução trifásicos de rotor em gaiola	45
4.1 - Introdução	45
4.2 - Método proposto	46
4.2.1 – Sensor de corrente – Bobina de Rogowski	48
4.2.1.1 – Projeto da Bobina de Rogowski para medição das correntes de interesse	50
4.2.2 – Preparação do motor de indução trifásico	53
4.2.3 – Placa de aquisição de dados e medição	54
4.2.4 – Inversor com modulação por largura de pulsos (MLP)	57
4.3 – Procedimentos para desenvolvimento dos ensaios em laboratório	58
4.4 – Determinação das capacitâncias parasitas do motor de indução trifásico de rotor em gaiola	59
Capítulo 5	60
Ensaio e simulações	60
5.1 – Introdução	60
5.2 – Ensaio dos motores de indução trifásicos	60
5.2.1 – Determinação dos parâmetros de baixas frequências	60

Uma Metodologia para Determinação das Capacitâncias Parasitas de Motores de Indução Trifásicos de Rotor em Gaiola

5.2.2 – Determinação dos parâmetros de altas frequências	61
5.2.3 – Ensaio dos motores de indução trifásicos de 1 cv	62
5.2.3.1 – Motor MI1cv1	62
5.2.3.2 – Motor MI1cv2	70
5.2.4 – Ensaio do motor de indução trifásico de 5 cv	77
5.3 – Simulações usando o software Pspice e medições realizadas	84
5.4 – Análise dos resultados	97
Capítulo 6	99
Conclusões e sugestões para novos trabalhos	99
Apêndice I	101
Montagem e ensaio em laboratório	101
Referências Bibliográficas	105

Lista de Figuras

Fig. 2.1: Motor de indução trifásico de rotor em gaiola, a) em corte; b) explodido	5
Fig. 2.2: a) Representação esquemática dos enrolamentos do motor de indução trifásico de rotor em gaiola, b) vista do estator e do rotor com seus enrolamentos	7
Fig. 2.3: Circuito elétrico equivalente por fase do motor de indução trifásico	8
Fig. 2.4: Circuito elétrico equivalente em função do escorregamento s	9
Fig. 2.5: Circuito equivalente aproximado do motor de indução trifásico	11
Fig. 2.6: Características conjugado-velocidade do motor de indução trifásico	12
Fig. 2.7: Ensaio em vazio do motor de indução trifásico	14
Fig. 2.8: Ensaio com rotor bloqueado do motor de indução trifásico	14
Fig. 2.9: Circuito equivalente de alta frequência do motor de indução trifásico	16
Fig. 2.10: Circuito simplificado da alta frequência do motor de indução trifásico em função das impedâncias	17
Fig. 2.11: Característica capacitiva das impedâncias do motor de indução trifásico [10]	18
Fig. 2.12: Circuito equivalente simplificado de alta frequência do motor de indução trifásico	18
Fig. 2.13: Formas de onda V_{EIXO} e I_{FUGA} .	19
Fig. 2.14: Dimensões a) motor de indução trifásico, b) rolamento	19
Fig. 2.15: Tensões de fase e tensão de modo comum	21
Fig. 2.16: a) tensão MLP, b) dV/dt da tensão	21
Fig. 2.17: a) tensões de fase, b) tensão de modo comum (V_{CM})	22
Fig. 2.18: a) Correntes circulantes no motor, b) circuito equivalente de alta frequência e correntes circulantes	23
Fig. 3.1: Formas de onda da tensão aplicada ao motor pelo inversor.	26
Fig. 3.2: a) Sinal de referência (senoidal) e portadora (triangular), b) sinal resultante modulado por largura de pulso	27
Fig. 3.3: Formas de onda da tensão de linha (a) e das tensões de fase (b e c); d) corrente de linha	28
Fig. 3.4: Característica de conjugado-velocidade do motor de indução trifásico	28
Fig. 3.5: Diagrama de blocos do inversor MLP	29
Fig. 3.6: Retificador monofásico em ponte, a) circuito esquemático, b) protótipo	30
Fig. 3.7: a) Inversor ABB; b) Corrente e tensão na carga	31
Fig. 3.8: a) e b) CI IRAMS10UP60A; b) Circuito Interno e Aplicação (Ref. NA-1044 – International Rectifier).	34
Fig. 3.9: Gráfico para seleção de Frequência de Chaveamento.	35
Fig. 3.10: a) Ligando o IGBT; b) Desligando o IGBT.	35
Fig. 3.11: Circuito Esquemático da Placa do IRAMS10UP60A.	36
Fig. 3.12: Diagrama simplificado do MC3PHAC.	37
Fig. 3.13: Circuito esquemático do MC3PHAC.	39
Fig. 3.14: Formas de onda geradas.	41
Fig. 3.15: Geração referência da terceira harmônica.	42
Fig. 3.16: Formas de onda com injeção da terceira harmônica.	43

Fig. 3.17: a) Configuração das chaves no estado $V1=(1,0,0)$; b) representação do estado do inversor no eixo de referência estacionário.	44
Fig. 3.18: Formas de onda com modulação em largura de pulsos por vetores espaciais	44
Fig. 3.19: Exemplo de rampa de aceleração.	45
Fig. 4.1: Diagrama de esquemático do método proposto	47
Fig. 4.2: Circuito de medição das grandezas de interesse	49
Fig. 4.3: Bobina de Rogowski	50
Fig. 4.4: Circuito equivalente da Bobina de Rogowski	50
Fig. 4.5: Dimensões do núcleo toroidal	52
Fig. 4.6: a) Circuito esquemático, b) Resposta em frequência	53
Fig. 4.7a e b: Isolação dos rolamentos do eixo do motor	55
Fig. 4.8: Chave (b) e conjunto anel-escôva (c) para medição	55
Fig. 4.9: Diagrama de blocos para a leitura da corrente de fuga (I_{FUGA})	56
Fig. 4.10: Entrada diferencial dos canais A/D	56
Fig. 4.11: Diagrama de blocos do Inversor Movidrive MDX61B	59
Fig. 4.12: Circuito equivalente simplificado de alta frequência do motor de indução trifásico	61
Fig. 5.1: Circuito equivalente da baixa frequência do motor de indução trifásico	64
Fig. 5.2.a.b.c.d: Capacitâncias parasitas em função da frequência do motor de 1 cv ($MI1cv1$) para diferentes frequências de chaveamento do inversor	70
Fig. 5.3: Capacitâncias em função da frequência de chaveamento do motor de 1cv ($MI1cv1$) com frequência de alimentação 60Hz	72
Fig. 5.4: Valores médios das capacitâncias para o motor de 1 cv ($MI1cv1$)	72
Fig. 5.5a.b.c.d: Capacitâncias parasitas em função da frequência do motor de 1 cv ($MI1cv2$) para diferentes frequências de chaveamento do inversor	78
Fig. 5.6: Capacitâncias em função da frequência de chaveamento do motor de 1 cv ($MI1cv2$) com frequência de alimentação 60Hz	79
Fig. 5.7: Valores médios das capacitâncias parasitas para o motor de 1 cv ($MI1cv2$)	79
Fig. 5.8: Capacitâncias parasitas em função da frequência do motor de 5 cv para diferentes frequências de chaveamento do inversor	85
Fig. 5.9: Capacitâncias em função da frequência de chaveamento para o motor de 5 cv com frequência de alimentação 60Hz	86
Fig. 5.10: Valores médios das capacitâncias parasitas para o motor de indução de 5 cv	83
Fig. 5.11: Circuito esquemático utilizado para simulação no Pspice	87
Fig. 5.12: V_{CM} – Canal 1; V_{EIXO} - Canal 2 - a) medido, b) simulado ($MI1cv1$)	88
Fig. 5.13: V_{CM} – Canal 1, I_{FUGA} - Canal 2 - a) medido, b) simulado ($MI1cv1$)	89
Fig. 5.14: V_{EIXO} - Canal 1, $I_{EIXO-OFF}$ – Canal 2 - a) medido, b) simulado ($MI1cv1$)	90
Fig. 5.15: V_{EIXO} – Canal 1, $I_{EIXO-ON}$ – Canal 2 - a) medido, b) simulado ($MI1cv1$)	91
Fig. 5.16: V_{CM} – Canal 1, V_{EIXO} – Canal 2 - a) medido, b) simulado ($MI1cv2$)	92
Fig. 5.17: V_{CM} – Canal 1, I_{FUGA} – Canal 2 - a) medido, b) simulado ($MI1cv2$)	93
Fig. 5.18: V_{EIXO} – Canal 1, $I_{EIXO-OFF}$ – Canal 2 - a) medido, b) simulado ($MI1cv2$)	94
Fig. 5.19: V_{EIXO} – Canal 1, $I_{EIXO-ON}$ – Canal 2 - a) medido, b) simulado ($MI1cv2$)	95
Fig. 5.20: V_{CM} – Canal 1; V_{EIXO} - Canal 2 - a) medido, b) simulado (5 cv)	96
Fig. 5.21: V_{CM} – Canal 1, I_{FUGA} – Canal 2 - a) medido, b) simulado (5 cv)	97
Fig. 5.22: V_{EIXO} – Canal 1, $I_{EIXO-OFF}$ – Canal 2 - a) medido, b) simulado (5 cv)	98

Fig. 5.23: V_{EIXO} – Canal 1, $I_{\text{EIXO-ON}}$ – Canal 2 - a) medido, b) simulado (5 cv)	99
Fig. 5.24: [4] Busse, D., Erdman, J., Kerkman, R. J., Schlegel, D. and Skibinski, G. (1997). Bearing Currents And Their Relationship To PWM Drives, <i>IEEE Trans. on Power Electronics</i> , Vol. 12, pp. 243-252	101
Fig. 5.25: [7] Charoy, A., Dunand, P. (2007). Bearing Currents Induced by Power Drive, <i>Automotive Power Electronics</i> .	101
Fig. A1: Visão geral da montagem para o ensaio do motor de indução de 5 cv	104
Fig. A2: Motor de indução e inversor MLP	105
Fig. A3: Sistema anel-escôva e chave para curto-circuitar o eixo e os rolamentos	105
Fig. A4: Conexões para medições das grandezas de interesse	106
Fig. A5: Sensores de corrente (Bobinas de Rogowski) e placa de aquisição LabView	106
Fig. A6: Tela do software MOVITOOLS para parametrização do inversor MLP em função das características do motor de indução	107
Fig. A7: Tela do software LabView 8.5 para medição das grandezas de interesse	107

Lista de Tabelas

Tab. 3.1: Especificações do módulo IRAMS10UP60A [43]	34
Tab. 5.1: Parâmetros do circuito equivalente de baixa frequência obtidos em laboratório	64
Tab.5.2: Medição das grandezas de interesse do motor de 1cv MI1cv1	66
Tab.5.3: Correntes calculadas – MI1cv1	67
Tab.5.4: Capacitâncias parasitas do motor de 1 cv MI1cv1	68
Tab.5.5: Medição das Grandezas de Interesse do motor de 1 cv MI1cv2	74
Tab.5.6: Correntes calculadas – MI1cv2	75
Tab.5.7: Capacitâncias parasitas do motor de 1cv MI1cv2	76
Tab.5.8: Medição das grandezas de interesse do motor de 5 cv	81
Tab.5.9: Correntes Calculadas – 5 cv	82
Tab.5.10: Capacitâncias parasitas do motor de 5 cv	83
Tab.5.11: Comparação entre as capacitâncias parasitas dos motores de 1 cv	100

Lista de Símbolos

MLP	Modulação por Largura de Pulsos
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor
GTO	Gate-Turn-OFF Thyristor
dV/dt	Taxa de crescimento da tensão
ω_s	Velocidade síncrona
ω_m	Velocidade do rotor
R_1	Resistência do estator
X_1	Reatância do estator
R_2	Resistência do rotor referida para o estator
X_2	Reatância do rotor referida para o estator
R_{FE}	Perdas por histerese e Foucault
X_m	Reatância de magnetização
s	Escorregamento do motor
P_C	Perdas no ferro
P_g	Perdas no entreferro
P_d	Potência desenvolvida
P_o	Potência mecânica de saída
T_d	Conjugado desenvolvido
f_s	Frequência de chaveamento
V_{CM}	Tensão de modo comum
V_{EIXO}	Tensão de eixo
I_{FUGA}	Corrente de fuga
I_{EIXO}	Corrente de eixo
C_{EC}	Capacitância parasita entre estator e carcaça
C_{ER}	Capacitância parasita entre estator e rotor
C_{RC}	Capacitância parasita entre rotor e carcaça
C_B	Capacitância parasita do rolamento
m_v	Índice de modulação em amplitude
m_f	Índice de modulação em frequência
L_S	Indutância própria da bobina de Rogowski
M	Indutância mútua da bobina de Rogowski
R_S	Resistência elétrica da bobina de Rogowski
C_S	Capacitância parasita da bobina de Rogowski
MI1cv1	Motor de indução trifásico de 1 cv
MI2cv1	Motor de indução trifásico de 1 cv

Trabalhos publicados pelo autor

Rudolf Ribeiro Riehl; Ruppert Filho, E., High Frequency Parameters of Small Three-Phase Induction Motors for Operation with PWM Inverters. In: International Electric Machines and Drives Conference - IEMDC, 2009, Miami. Proceeding of International Electric Machine and Drives Conference, 2009, Vol.01, pp.1352-1357.

Rudolf Ribeiro Riehl; Ruppert Filho, E., A simplified method for determining the high frequency induction motor equivalent electrical circuit parameters to be used in EMI effect. In: International Conference on Electrical Machines and Systems - ICEMS 2007, 2007, Seul. Proceeding of International Conference on Electrical Machines and Systems. Seul, 2007, pp.1244-1248.

Rudolf Ribeiro Riehl; Ruppert Filho, E., High frequency capacitances determination in three-phase PWM inverter-motor drive system using an alternative method applied to EMI effect studies. In: 9^o. Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, 2007, Blumenau. Anais do 9^o. Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, 2007, Vol.01, pp.137-141.

CAPÍTULO 1

Introdução

A utilização do inversor controlado por modulação em largura de pulsos, daqui para a frente denominado inversor MLP, no acionamento e controle de motores de indução trifásicos de gaiola é cada vez mais comum, principalmente para a faixa de potência de até 10 cv.

Com a evolução dos dispositivos semicondutores de potência (IGBT, mosfet, GTO e outros), a frequência de chaveamento destes inversores podem chegar hoje a 20 kHz. Nestas frequências, os tempos de subida (rise time) da tensão MLP tornam-se muito pequenos e responsáveis pelo aparecimento de fenômenos, definidos como interferência eletromagnética (emi – electromagnetic interference) no motor de indução [12, 18 e 25].

Devido à presença de capacitâncias parasitas no motor devido a espaços livres ou isoladas entre partes metálicas, ocorrem acoplamentos capacitivos que se tornam caminhos de circulação de correntes elétricas de altas frequências entre as fases do motor (acoplamento do tipo modo diferencial) e entre as fases e o terra (acoplamento de modo comum). Quanto maiores forem as frequências de chaveamento, maiores serão as extensões e consequências desses fenômenos.

Os fenômenos de modo diferencial são responsáveis pelo aquecimento excessivo do motor, prejudicando as características de isolamento elétrica, rendimento e, conseqüentemente, a sua vida útil chegando a resultar na queima do motor. Isto ocorre pelo fato do inversor MLP alimentar o motor de indução com uma tensão não senoidal e sim modulada em pulsos ou chaveada, produzindo harmônicas de altas frequências e elevados valores de gradientes de tensão (altos dV/dt) aplicados nos enrolamentos do estator do motor [3].

Os fenômenos devido ao modo comum são responsáveis pelo aparecimento das correntes circulantes entre o motor e o terra que circulam pela carcaça, mancais e pedestais do motor. Como a tensão de modo comum é diferente de zero, estabelece-se uma tensão de eixo (shaft voltage) entre as partes do mancal e a terra, que é dependente tanto desta tensão de modo comum quanto das capacitâncias parasitas que podem fazer circular correntes elétricas capacitivas por vários caminhos pelo motor [10].

Um destes caminhos passa pelos mancais do motor e as correntes são conhecidas como correntes de mancais (bearing currents) que, em virtude das descargas que ocorrem pelo rompimento do dielétrico (fluido lubrificante do mancal) podem danificar seus rolamentos e provocar o travamento do eixo do motor e conseqüente parada forçada do mesmo podendo ocorrer até a queima dos enrolamentos.

Outro fenômeno que ocorre é o choque elétrico ou descarga elétrica do motor (EDM – electric discharge machining), devido à circulação da corrente de fuga (I_{FUGA}) do motor para a carcaça quando o mesmo não está aterrado ou este aterramento não é suficientemente adequado [1, 4 e 7].

A forma convencional de se determinar estas capacitâncias parasitas é através da medição das impedâncias do motor de indução, utilizando pontes do tipo RLC [1 e 10]. Neste método o motor de indução é desmontado para que parâmetros específicos sejam medidos.

Para a determinação dos parâmetros entre o estator e a carcaça do motor, o rotor é retirado e são realizadas as medições com a ponte RLC entre cada fase e a carcaça e também entre as três fases, agora curto-circuitadas, e a carcaça.

O rotor é então recolocado e seu eixo é curto-circuitado à carcaça. São medidos os valores dos parâmetros entre o estator e rotor. A ponte RLC é ligada no ponto comum das três fases (neutro) do estator e a carcaça.

A determinação dos parâmetros dos rolamentos do motor é dinâmico e dependente das condições de operação (velocidade) do motor de indução trifásico e também das características do dielétrico, da resistividade, da temperatura do lubrificante e da construção geométrica dos memos [1 e 10].

Os parâmetros do rotor só podem ser determinados após conhecidos todos os parâmetros anteriores. A ponte RLC é ligada entre o eixo do rotor e a carcaça do motor de indução trifásico.

A proposta deste trabalho de tese é utilizar, na ausência de uma ponte RLC e de um laboratório adequado para este tipo de ensaio, uma metodologia cujos procedimentos consistem na determinação dos parâmetros do circuito equivalente do motor de indução trifásico, em regime permanente (frequência nominal) [31] e em alta frequência [1, 10 e 14], através de medições características em laboratório usando configurações de ligações entre o inversor MLP e o motor para medições das seguintes grandezas de interesse: tensões de modo comum (V_{CM}) e de eixo (V_{EIXO}), correntes de fuga (I_{FUGA}) e de rolamento (I_B), através de circuito de medição

desenvolvido para este fim, e cálculo dos valores das capacitâncias parasitas entre estator e carcaça do motor (C_{EC}), estator e rotor (C_{ER}), rotor e carcaça (C_{RC}) e de rolamento (C_B), utilizando equações características como será mostrado no trabalho.

O aplicativo computacional Pspice [35 e 41] será utilizado para simular o sistema motor de indução trifásico alimentado por inversor MLP, usando o circuito equivalente em alta frequência do motor. As formas de onda características para representar os fenômenos de modo comum serão obtidas para que seja possível realizar comparações, para validação dos procedimentos para determinação das capacitâncias, com trabalhos já publicados [1, 3 e 10].

Nesta metodologia o motor de indução trifásico não precisa ser desmontado e remontado como no caso de medição com ponte RLC. Somente os rolamentos é que são isolados, sendo que a determinação das capacitâncias parasitas é feita com o motor funcionando. Isto faz com que os ensaios e resultados sejam mais rápidos e tão precisos quanto com a utilização da ponte RLC

O capítulo 2 apresenta uma descrição do motor de indução trifásico com rotor em gaiola. São apresentados e definidos os parâmetros do circuito equivalente deste motor, tanto em baixa frequência (regime permanente – frequência nominal) quanto em alta frequência.

O capítulo 3 descreve as características do inversor MLP aplicado ao acionamento e controle de motor de indução trifásico.

A metodologia proposta para determinação experimental dos parâmetros do circuito equivalente de alta frequência do motor de indução trifásico é descrita no capítulo 4, enquanto o capítulo 5 apresenta os ensaios realizados para medição e determinação das capacitâncias parasitas de motores de 1 cv (2 motores) e 5 cv. Simulações utilizando o programa Pspice são também realizadas para comparação dos resultados obtidos em relação ao circuito equivalente do motor para altas frequências.

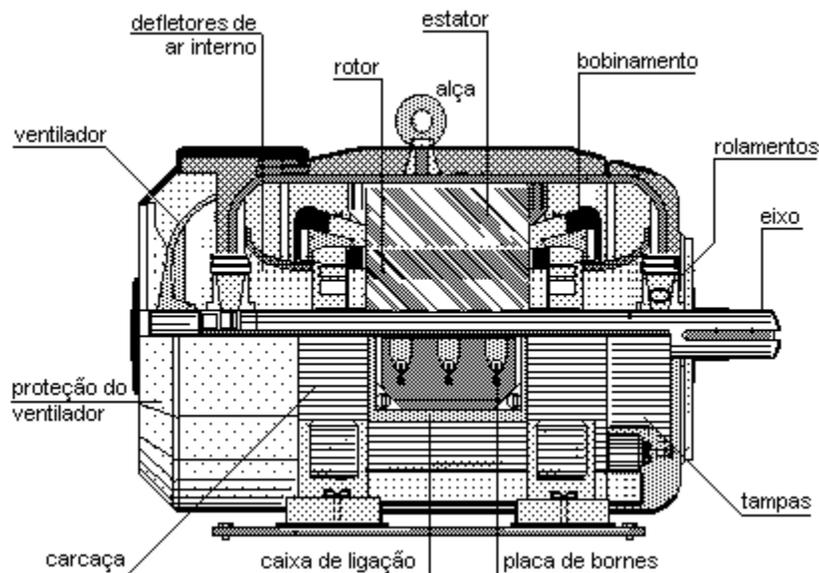
No capítulo 6, são apresentados os comentários finais sobre os resultados obtidos nos ensaios e comparações com trabalhos que utilizam o método de medição das capacitâncias parasitas através de ponte RLC, conclusões e propostas para futuros trabalhos nesta área. As referências bibliográficas são apresentadas no desta tese de doutorado.

Capítulo 2

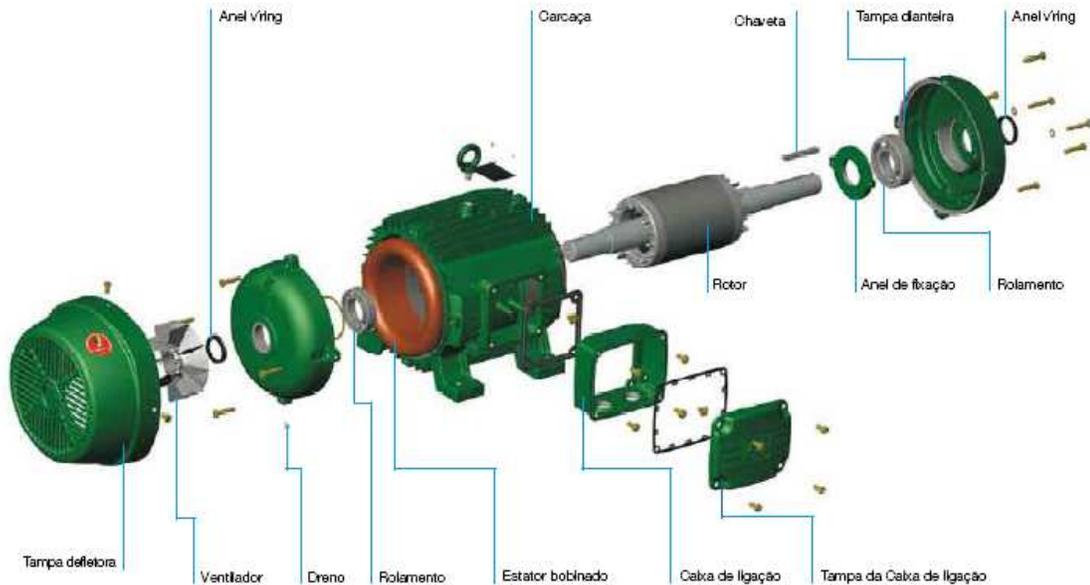
O Motor de indução trifásico de rotor em gaiola

2.1 – O motor de indução trifásico

O motor assíncrono trifásico de rotor em gaiola ou de indução trifásico de rotor em gaiola é motor mais utilizado tanto em aplicações industriais quanto comerciais devido à sua construção simplificada e ao baixo número de partes quando comparado com outros tipos de motores, o que reduz os custos de fabricação e de manutenção. Ele não tem anéis coletores e nem comutador ou qualquer contato móvel entre o rotor e o estator. É utilizado tanto em aplicações de velocidade constante quanto de velocidade variável. Na figura 2.1 mostra-se o desenho de um motor de indução trifásico em corte transversal e, também, explodido onde são visualizadas as partes mecânicas do mesmo.



a)



b)

Fig.2.1[45]: Motor de indução trifásico de rotor em gaiola, a) em corte; b) explodido

O eixo do motor de indução trifásico de rotor em gaiola é de aço forjado e sobre ele é injetado o pacote de chapas que forma o rotor que é apoiado sobre mancais de rolamento ou de buchas, geralmente fixados nas tampas da carcaça do motor. A carcaça pode ser feita com alumínio injetado, ferro fundido ou chapa de aço soldada. Estas partes mecânicas garantem o bom funcionamento do motor de indução permitindo que as partes fixas sejam montadas na posição desejada (horizontal ou vertical) e as partes móveis possam desenvolver a velocidade desejada. Permite também que ambas as partes sejam protegidas de agressões devido ao ambiente de trabalho e não representem perigo ao meio.

O motor de indução trifásico de rotor em gaiola pode ser dividido em duas partes principais: o estator e o rotor.

O estator é fixado na carcaça do motor e é formado por núcleo magnético constituído de um pacote de chapas de aço-silício com baixas perdas magnéticas, isoladas entre si por uma camada de verniz. Estas chapas apresentam a forma de uma coroa circular com ranhuras semi-fechadas, na parte inferior, que recebem as bobinas das fases do enrolamento de estator.

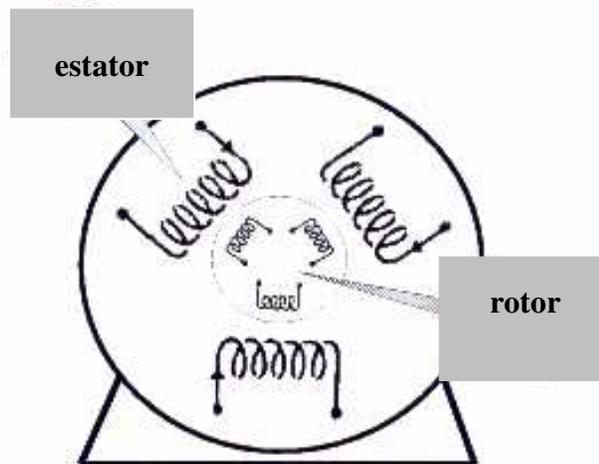
Estes enrolamentos são formados por fios ou barras de cobre ou também de alumínio, de seção circular ou retangular, dependendo da potência do motor, e isolados com camadas de

esmalte ou fitas de material isolante (mica ou fibra de vidro). Os enrolamentos estão defasados entre si de 120° elétricos e são alimentados por uma fonte de tensão alternada trifásica (conectadas em triângulo ou em estrela).

O rotor apresenta as mesmas características construtivas do estator, com chapas magnéticas também ranhuradas na parte superior, que devem permitir máxima densidade magnética com mínimas perdas no núcleo magnético. O número de ranhuras do rotor está relacionado convenientemente com o número de ranhuras do estator para evitar o surgimento de ruídos durante o funcionamento do motor.

Quando formado de barras de alumínio embutidas no núcleo laminado e, curto-circuitadas através de um anel, o rotor é chamado de rotor em gaiola de esquilo, com maior aplicação em baixa e média tensão sendo, portanto, os mais utilizados. Dependendo das características de desempenho, as barras do rotor podem ser de seção circular, retangular, trapezoidal ou em forma de L. O rotor pode também receber três enrolamentos (rotor bobinado) ligados em estrela e com acesso através de um conjunto anel coletor e escovas. Os motores de rotor bobinados são utilizados, principalmente, em situações de conjugado de partida elevado e em alta tensão.

Na figura 2.2a, são mostrados esquematicamente os enrolamentos do motor de indução trifásico de rotor em gaiola e, na figura 2.2b, o estator e o rotor separadamente.



a)

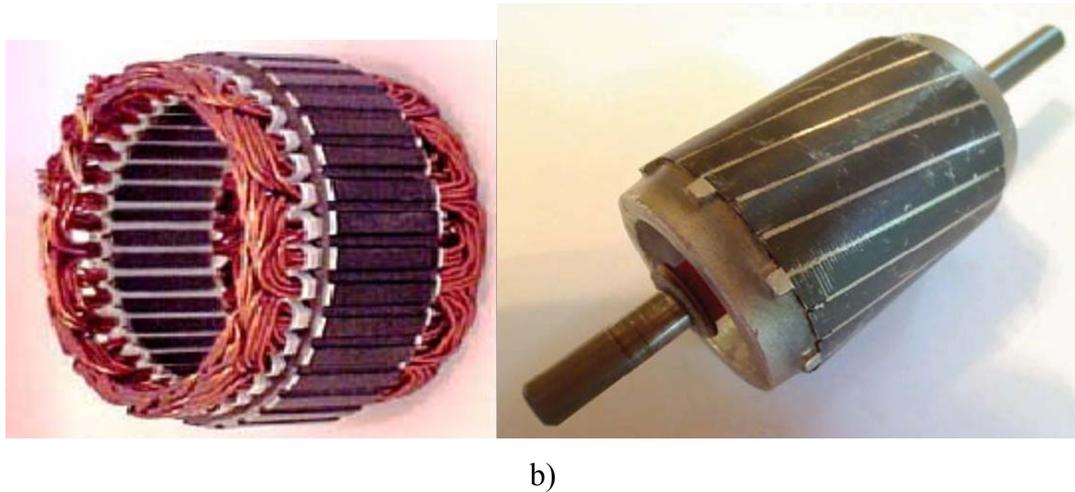


Figura 2.2: a) Representação esquemática dos enrolamentos do motor de indução trifásico de rotor em gaiola, b) vista do estator e do rotor com seus enrolamentos

2.2. Princípio de operação

O princípio de funcionamento do motor de indução trifásico é baseado na interação eletromagnética entre o campo magnético girante produzido pelo enrolamento trifásico do estator quando percorrido por um sistema trifásico balanceado de correntes elétricas e o campo girante produzido pelas correntes elétricas induzidas nos enrolamentos do rotor.

Quando o estator é alimentado por uma fonte de alimentação trifásica, correntes elétricas circulam nas bobinas das fases de cada enrolamento do mesmo, resultando um campo magnético girante, de amplitude constante, que gira na velocidade síncrona (ω_s) no entreferro, que é função do número de pólos do motor e da frequência da fonte de alimentação.

Este campo dá origem a dois fenômenos de indução magnética: a) são induzidas forças eletromotrizes (fem) alternadas nas bobinas das fases do enrolamento estator que é chamado de indutor, b) no rotor, chamado de induzido, são induzidas fem também alternadas, com amplitude e frequência que dependem da velocidade relativa entre a do campo girante (ω_s) e a do rotor (ω_m). Como o rotor é curto-circuitado, estas fem dão origem às correntes elétricas que circulam pelos condutores (barras) do mesmo.

Esta interação eletromagnética provoca o aparecimento de forças mecânicas nas barras do rotor que, pela sua combinação, produzem um binário denominado conjugado eletromagnético

(T_{el}) que faz o rotor girar. Isto só é possível quando a velocidade do campo girante do estator (velocidade síncrona – ω_s) e a velocidade do rotor (ω_m) são diferentes. A esta diferença de velocidade dá-se o nome de escorregamento (s) do motor de indução trifásico de rotor em gaiola.

2.3 Circuito equivalente do motor de indução trifásico

São definidos neste item, dois circuitos equivalentes para o motor de indução trifásico: a) na frequência nominal e b) em alta frequência.

2.3.1- Circuito equivalente na frequência nominal – regime permanente

Quando alimentado por uma fonte de alimentação trifásica senoidal com frequência constante, usa-se o circuito elétrico equivalente do motor mostrado na figura 2.3 para estudos de regime permanente. Os parâmetros do circuito equivalente são representados pelas resistências e indutâncias dos enrolamentos de estator (R_1 e X_1), do rotor (R'_2 e X'_2) refletidas para o lado do estator, por R_{FE} (perdas por histerese e Foucault) e X_m (reatância de magnetização).

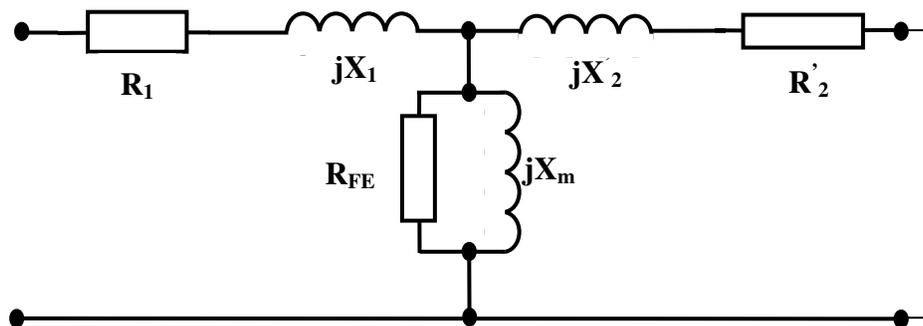


Fig. 2.3: Circuito elétrico equivalente por fase do motor de indução trifásico

A velocidade síncrona (velocidade do campo girante do estator) é dada por

$$\omega_s = \frac{4 \cdot \pi \cdot f}{p} \quad (2.1)$$

com p sendo o número de pólos do rotor e f a frequência síncrona da fonte de alimentação do motor.

Quando o motor é acionado e opera em sua condição nominal, a diferença entre velocidade do campo girante produzido pelas correntes de estator e a velocidade do rotor é chamada de escorregamento s .

O escorregamento s do motor é dado, então, pela expressão

$$s = \frac{\omega_s - \omega_m}{\omega_s} \quad (2.2)$$

A tensão induzida no enrolamento do rotor por fase e a velocidade do motor, são dadas por

$$\begin{aligned} e_2 &= -s \cdot \sqrt{2} \cdot E_2 \cdot \text{sen}(s \cdot \omega_s \cdot t - \delta) \\ \omega_m &= \omega_s \cdot (1 - s) \end{aligned} \quad (2.3)$$

com E_2 representando a tensão eficaz de fase induzida no rotor quando a velocidade é zero ($s=1$).

No circuito elétrico equivalente o efeito do escorregamento pode ser descrito como um ajuste de R'_2 com o fator $1/s$, conforme mostrado na figura 2.4.

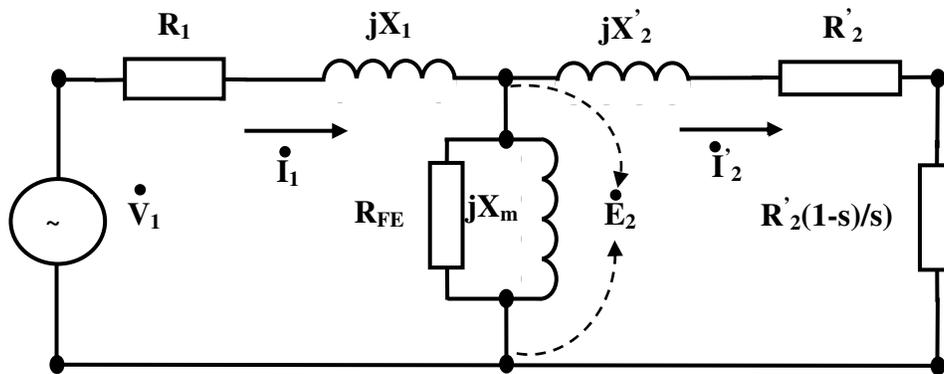


Fig. 2.4: Circuito elétrico equivalente em função do escorregamento s

As correntes I'_2 e I_1 são determinadas através do circuito equivalente da figura 2.4. Assim, as grandezas que definem o desempenho do motor podem ser determinadas. A corrente de rotor referida ao lado do estator I'_2 , é dada por:

$$I'_2 = \frac{s \cdot E_2}{R'_2 + js \cdot X'_2} = \frac{E_2}{R'_2/s + jX'_2} \quad (2.4)$$

Conhecendo os valores das correntes de estator e de rotor, os parâmetros de desempenho do motor de indução trifásico são determinados através das seguintes equações:

Perdas joule no estator:

$$P_{j1} = 3.I_1^2.R_1 \quad (2.5)$$

Perdas joule no rotor:

$$P_{j2} = 3.I_2'^2.R_2' \quad (2.6)$$

Perdas magnéticas ou perdas no ferro:

$$P_C = \frac{3.V_m^2}{R_{FE}} \approx \frac{3.V_1^2}{R_{FE}} \quad (2.7)$$

Potência eletromagnética ou potência de entreferro:

$$P_g = 3.I_2'^2 \cdot \frac{R_2'}{s} \quad (2.8)$$

Potência mecânica interna desenvolvida:

$$P_d = P_g - P_{j2} = 3.I_2'^2 \cdot \frac{R_2'}{s} \cdot (1-s) = P_g \cdot (1-s) \quad (2.9)$$

Conjugado mecânico interno desenvolvido:

$$T_d = \frac{P_d}{\omega_m} = \frac{P_g \cdot (1-s)}{\omega_s \cdot (1-s)} = \frac{P_g}{\omega_s} \quad (2.10)$$

Potência elétrica de entrada:

$$P_1 = 3.V_1.I_1 \cdot \cos \theta_m = P_C + P_{j1} + P_g \quad (2.11)$$

com θ_m sendo o ângulo entre os fasores I_1 e V_1 .

Potência mecânica de saída:

$$P_O = P_d - P_{rot} = P_{mec} \quad (2.12)$$

As perdas rotacionais (P_{rot}) incluem as perdas por atrito, ventilação e também as perdas no ferro.

Rendimento:

$$\eta = \frac{P_O}{P_1} = \frac{P_d - P_{rot}}{P_C + P_{j1} + P_g} \quad (2.13)$$

Se: $P_g \gg (P_C + P_{j1})$ e $P_d \gg P_{rot}$, tem-se que o rendimento é:

$$\eta \approx \frac{P_d}{P_g} = \frac{P_g \cdot (1-s)}{P_g} = 1-s \quad (2.14)$$

A impedância de entrada do motor (módulo e ângulo) é determinada através do circuito equivalente simplificado do motor mostrado na figura 2.5.

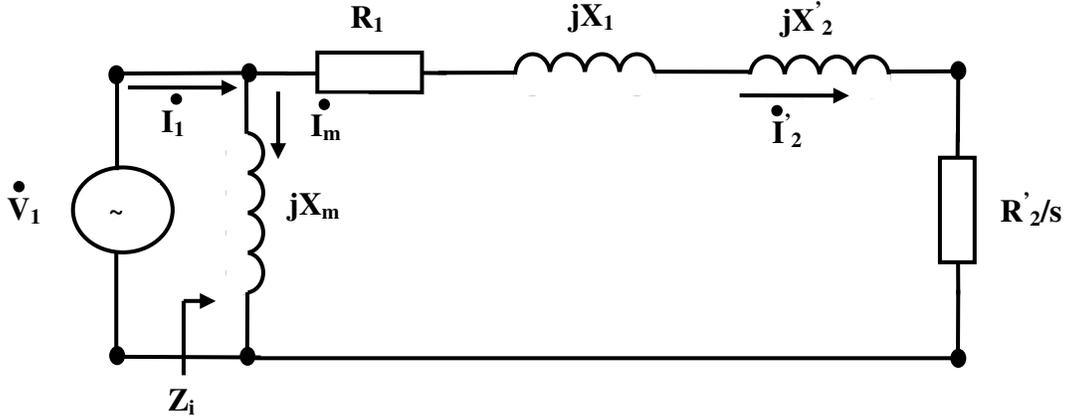


Fig. 2.5: Circuito equivalente simplificado do motor de indução trifásico

$$Z_i = \frac{-X_m \cdot (X_1 + X'_2) + jX_m \cdot (R_1 + R'_2/s)}{R_1 + R'_2/s + j(X_m + X_1 + X'_2)} \quad (2.15)$$

$$\theta_m = \pi - \tan^{-1} \left(\frac{R_1 + R'_2/s}{X_1 + X'_2} \right) + \tan^{-1} \left(\frac{X_m + X_1 + X'_2}{R_1 + R'_2/s} \right) \quad (2.16)$$

Obtém-se assim, o valor da corrente eficaz do rotor I_2 :

$$I'_2 = \frac{V_1}{\left[(R_1 + R'_2/s)^2 + (X_1 + X'_2)^2 \right]^{1/2}} \quad (2.17)$$

Substituindo I_2 na equação de P_g e esta na equação do conjugado mecânico interno, tem-se a equação final para T_d :

$$T_d = \frac{3 \cdot R'_2 \cdot V_1^2}{s \cdot \omega_s \cdot \left[(R_1 + R'_2/s)^2 + (X_1 + X'_2)^2 \right]} \quad (2.18)$$

Com a equação (2.18) são obtidas as curvas características de conjugado-velocidade do motor de indução trifásico, apresentadas na figura 2.6.

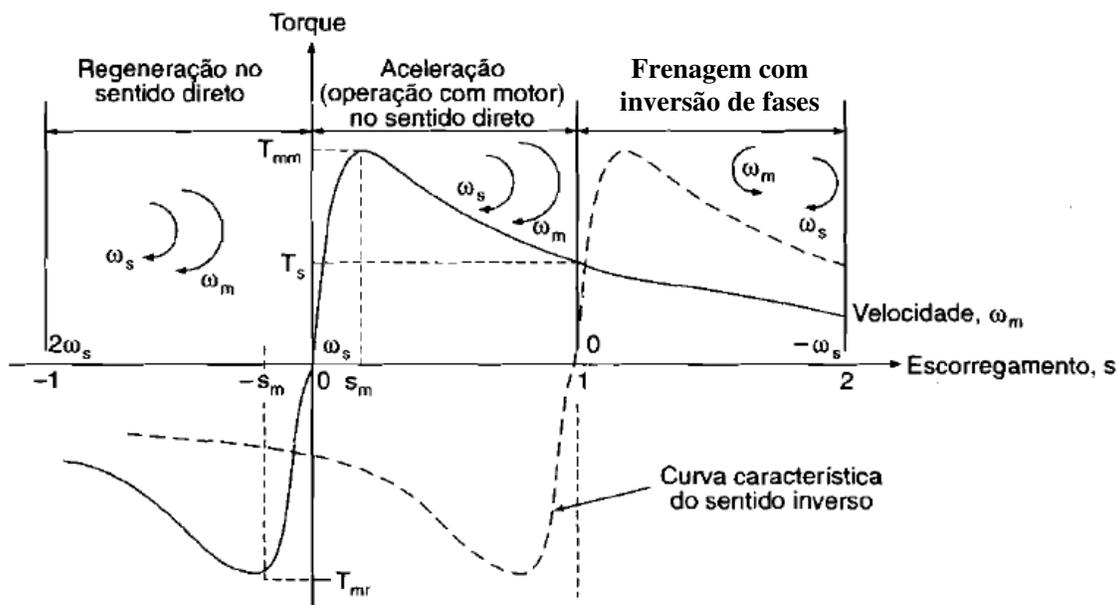


Fig. 2.6: Características conjugado-velocidade do motor de indução trifásico [31]

Observando a figura 2.6 podem ser feitas as seguintes considerações: a) se o motor operar com escorregamentos pequenos, o conjugado desenvolvido é proporcional ao escorregamento e a velocidade diminui com o aumento do conjugado, b) a corrente do rotor aumenta se R_2/s diminuir com a diminuição da velocidade, c) o conjugado desenvolvido aumenta até ser máximo em $s = s_m$, d) para $s < s_m$, o motor opera na região estável da curva conjugado-velocidade, e) motor opera com velocidade constante na região entre a operação em vazio e plena carga (variação percentual da velocidade muito pequena), f) quando o conjugado de carga excede o conjugado máximo, o motor pára e a proteção de sobrecarga deve desligar o motor imediatamente (sobreaquecimento), g) para $s > s_m$, o conjugado diminui (mesmo com o acréscimo da corrente de rotor).

2.3.1.1 Determinação dos parâmetros do circuito equivalente do motor de indução trifásico para baixas frequências

No circuito equivalente do motor de indução trifásico para baixas frequências, as capacitâncias parasitas formadas entre as diversas partes do mesmo não aparecem porque as reatâncias capacitivas apresentam valores altos, impedindo a circulação de corrente elétrica. As capacitâncias parasitas sempre estão colocadas em paralelo no circuito de tal modo que as correntes que por elas passam fluirão para a terra.

Quando o motor é alimentado em altas frequências ou quando elas aparecem sob forma de harmônicos de tensão, as reatâncias capacitivas diminuem muito ocorrendo correntes para a terra.

Os parâmetros do circuito equivalente do motor de indução trifásico para baixas frequências são determinados através de ensaios característicos em laboratório, utilizando o método dos dois wattímetros. São feitas medições das grandezas de interesse com o motor em vazio (sem carga) e com o motor com rotor bloqueado, conforme descrito abaixo [31 e 49].

Ensaio do motor de indução trifásico em vazio:

Inicialmente mede-se o valor da resistência de estator (R_1), na temperatura da máquina no momento, corrigindo-se a mesma para a temperatura de operação do motor. A seguir aplica-se a tensão nominal do motor no enrolamento de estator, com o motor em vazio, medindo-se a corrente de estator em vazio (I_0), que é, também, a corrente de excitação do motor, a potência de entrada em vazio (P_0), a tensão de entrada (V_0) e a velocidade do motor em vazio (ω_{m0}). Os valores obtidos permitem, juntamente com os valores obtidos no ensaio de rotor bloqueado obter os valores dos parâmetros do motor. A figura 2.7 ilustra a disposição dos instrumentos para a realização do ensaio em vazio. P_m é a potência da carga mecânica do motor. Calcula-se:

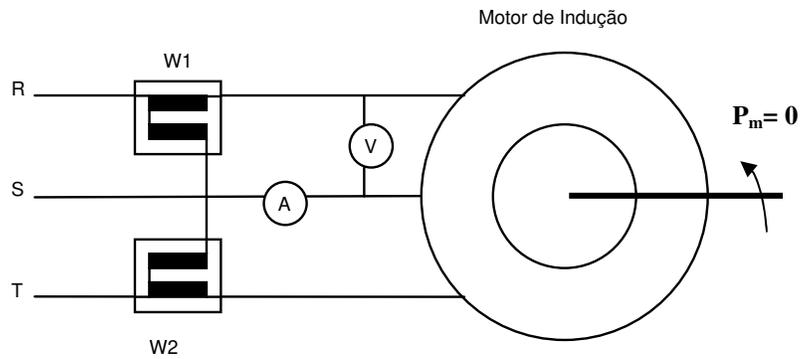


Fig. 2.7: Ensaio em vazio do motor de indução trifásico

$$\begin{aligned}
 R_o &= \frac{P_o}{I_o^2} \\
 Z_o &= \frac{V_o}{I_o} \\
 X_o &= \sqrt{Z_o^2 - R_o^2}
 \end{aligned}
 \tag{2.19}$$

Ensaio do motor de indução com rotor bloqueado:

O rotor é travado mecânicamente e a tensão é aumentada até que se tenha nos enrolamentos do estator a corrente nominal do motor. São realizadas medições da tensão de entrada (V_b), da corrente de entrada (I_b) e da potência de entrada (P_b). Os valores obtidos permitem, juntamente com os valores obtidos no ensaio em vazio, obter os valores dos parâmetros do motor. Com estes dados são calculados alguns parâmetros de rotor bloqueado do motor. A figura 2.8 ilustra o ensaio com rotor bloqueado.

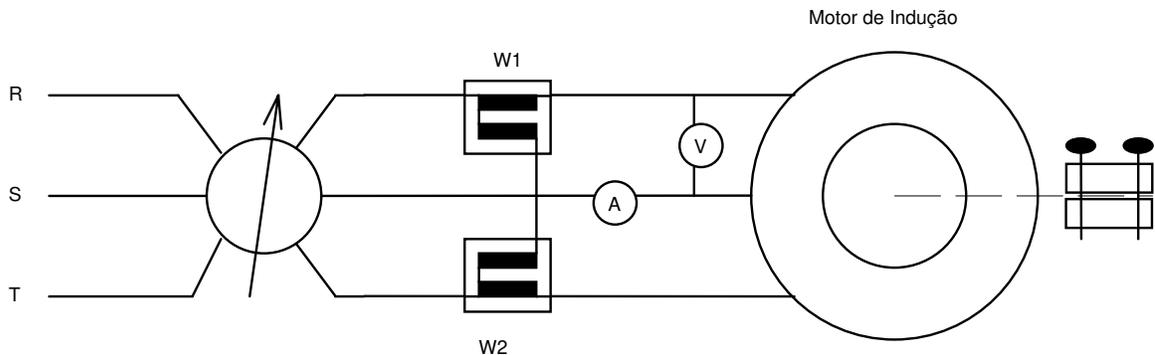


Fig. 2.8: Ensaio com rotor bloqueado do motor de indução trifásico

$$\begin{aligned}R_b &= \frac{P_b}{I_b^2} \\Z_b &= \frac{V_b}{I_b} \\X_b &= \sqrt{Z_b^2 - R_b^2}\end{aligned}\tag{2.20}$$

Em todas as medições realizadas nos dois ensaios são utilizados valores eficazes de fase das tensões e correntes elétricas. O circuito equivalente a ser determinado é o circuito equivalente por fase do motor de indução trifásico. Os parâmetros do circuito equivalente do motor de indução trifásico, por fase, são determinados através das equações abaixo:

$$\begin{aligned}R_2 &= R_b - R_1 \\X_1 &\cong X_2 = \frac{X_b}{2} \\X_{mag} &= X_0 - X_1\end{aligned}\tag{2.21}$$

2.3.2 Circuito equivalente do motor de indução trifásico em altas frequências

Em altas frequências as reatâncias capacitivas entre as diversas partes do motor de indução trifásico aparecem. Na figura 2.9 mostra-se o circuito equivalente do motor de indução trifásico em altas frequências quando alimentado por inversor MLP [1, 6 e 15]. Os parâmetros distribuídos R , L e C representam o acoplamento de altas frequências entre os enrolamentos do estator e do rotor.

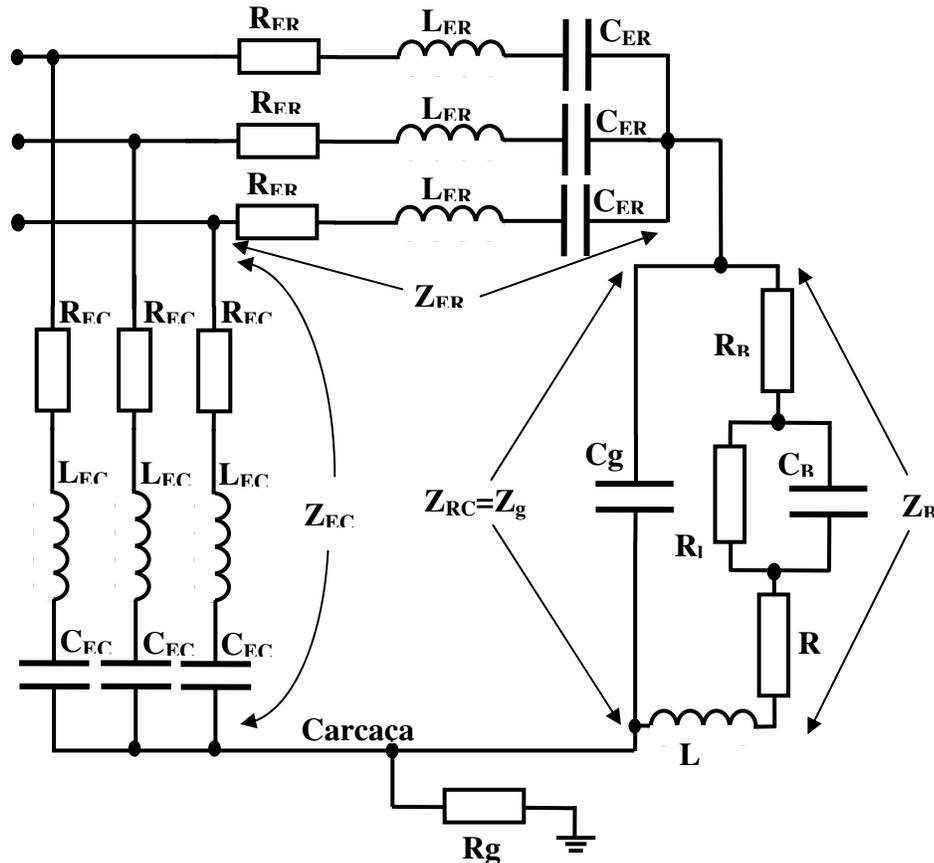


Fig. 2.9: Circuito equivalente de alta frequência do motor de indução trifásico

Z_{rc} é a impedância entre o rotor e a carcaça do motor também chamada de impedância de entreferro Z_g , Z_{er} é a impedância entre os enrolamentos do estator e o rotor, Z_{ec} é a impedância entre os enrolamentos do estator e a carcaça, Z_g é a impedância de entreferro e Z_b a impedância entre o rotor e os rolamentos. R_w e L_w representam a impedância equivalente do condutor por onde circula a corrente de rolamento e R_g a resistência do condutor conectado entre a carcaça e o terra.

$$Z_{rc} = Z_g = jXC_g \quad (2.22)$$

$$Z_{er} = R_{er} + jXL_{er} + jXC_{er} \quad (2.23)$$

$$Z_{ec} = R_{ec} + jXL_{ec} + jXC_{er} \quad (2.24)$$

$$Z_b = (R_l // jXC_b) + R_b + R_w + jXL_w \quad (2.25)$$

Através das equações das impedâncias vistas anteriormente tem-se o circuito simplificado de alta frequência do motor de indução que é mostrado na figura 2.10 [15].

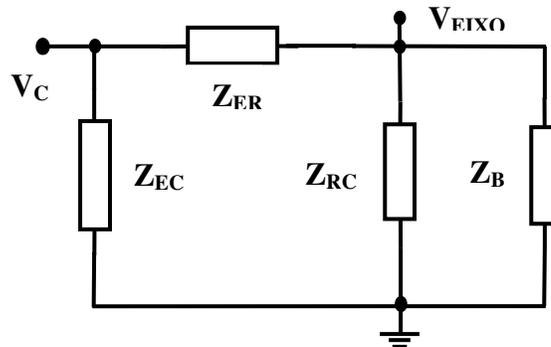
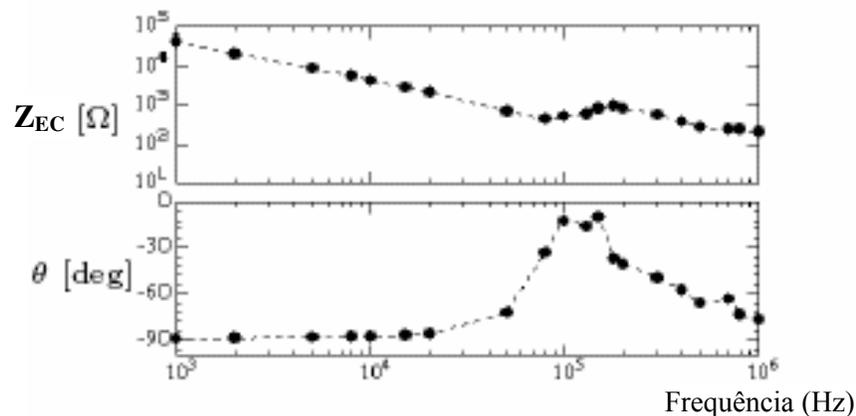
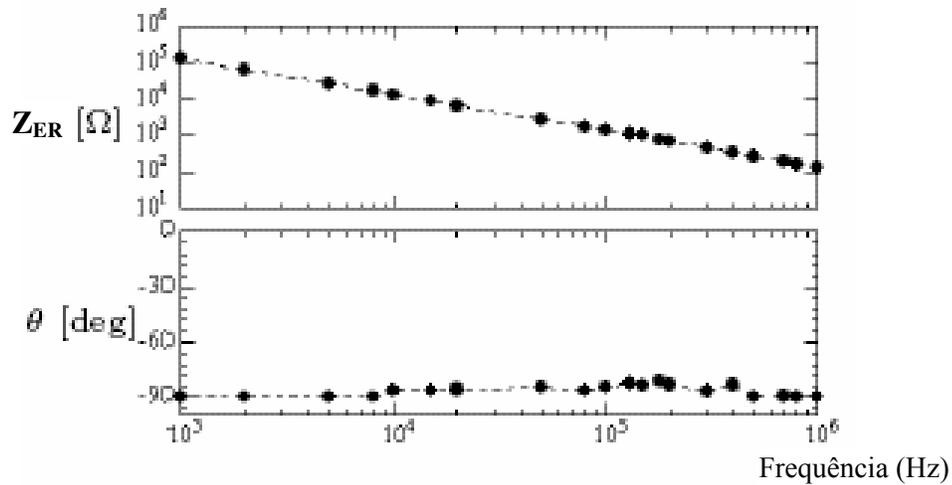


Fig. 2.10: Circuito simplificado da alta frequência do motor de indução trifásico em função das impedâncias

Simplificações do circuito apresentado na figura 2.10 podem ser feitas, através das seguintes considerações [1, 3, 6, 9 e 10]: a) Z_{RC} é puramente capacitiva, b) para frequências abaixo de 200 kHz Z_{ER} apresenta característica capacitiva e c) Z_B apresenta um circuito com comportamento RC. Em frequências da ordem de 4 e 20kHz, que são típicas frequências de chaveamento de inversores controlados por técnicas de modulação em largura de pulsos, as impedâncias parasitas do motor, têm característica puramente capacitiva [10], conforme exemplo mostrado nas figuras 2.11a e b.



a)



b) Capacitância entre rotor e carcaça C_{RC}

Fig. 2.11: Característica capacitiva das impedâncias do motor de indução trifásico [10]

Assim, pode-se simplificar o circuito equivalente da figura 2.10 representando-se somente as capacitâncias parasitas de altas frequências, conforme mostrado na figura 2.12.

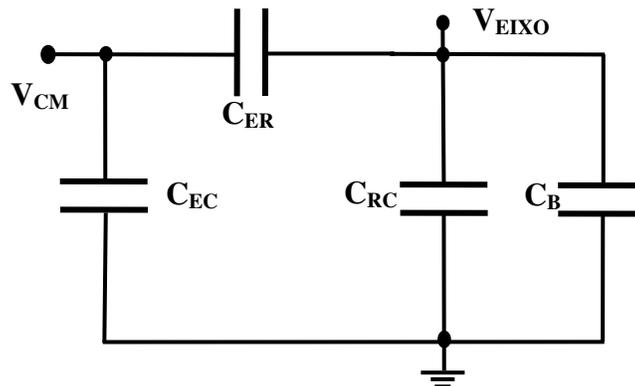


Fig. 2.12: Circuito equivalente simplificado de alta frequência do motor de indução trifásico

Na figura acima V_{CM} é a tensão de modo comum, C_{EC} é a capacitância entre o enrolamento do estator por fase e a carcaça do motor de indução, C_{ER} é a capacitância entre os enrolamentos do estator e do rotor, C_{RC} é a capacitância entre o rotor e a carcaça e C_B é a capacitância do rolamento do mancal.

Utilizando este circuito equivalente de alta frequência do motor de indução trifásico, são obtidas as equações tanto da tensão de eixo (V_{EIXO}) quanto da corrente de fuga (I_{FUGA}).

$$v_{CM} = \frac{v_a + v_b + v_c}{3} \quad (2.26)$$

$$V_{EIXO} = V_{CM} \cdot \left(\frac{C_{ER}}{C_{ER} + C_{RC} + C_B} \right) \quad (2.27)$$

$$I_{FUGA} = \frac{V_{CM}}{XC_{EC}} + \frac{V_{EIXO}}{XC_{RC}} + \frac{V_{EIXO}}{XC_B} \quad (2.28)$$

Um exemplo das formas de onda da tensão de eixo (V_{EIXO}) e da corrente de fuga (I_{FUGA}) são mostradas na figura 2.13.

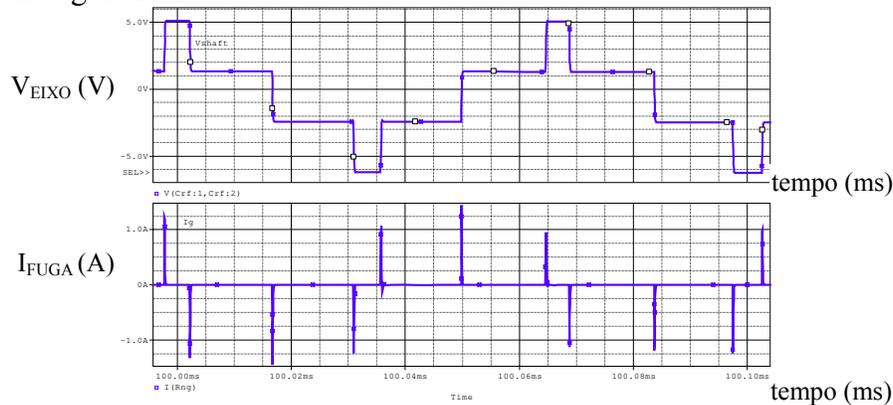


Figura 2.13: Formas de onda V_{EIXO} e I_{FUGA}

As capacitâncias C_{EC} , C_{ER} , C_{RC} e C_B são definidas em função das características geométricas, tanto do estator quanto do rotor, de um motor de indução trifásico e de seus rolamentos de mancais [1, 2, 11, 12, 13 e 23]. Em [1] estas capacitâncias são estabelecidas segundo as equações abaixo, conforme as dimensões geométricas do motor de indução mostradas na figura 2.14.

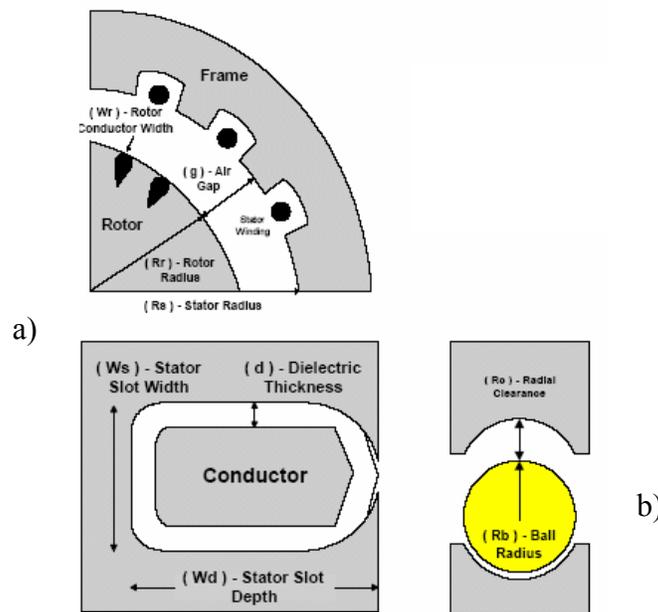


Fig. 2.14 [1]: Dimensões a) motor de indução trifásico, b) rolamento

$$C_{EC} = \frac{K_{EC} \cdot N_s \cdot \epsilon_r \cdot \epsilon_0 \cdot (W_d + W_s) \cdot L_s}{d} \quad (2.29)$$

$$C_{ER} = \frac{K_{ER} \cdot N_r \cdot \epsilon_0 \cdot W_r \cdot L_r}{g} \quad (2.30)$$

$$C_{RC} = \frac{K_{RC} \cdot \pi \cdot \epsilon_0 \cdot L_r}{\ln(R_s / R_r)} \quad (2.31)$$

$$C_B = \frac{N_b \cdot 4 \cdot \pi \cdot \epsilon_0 \cdot \epsilon_r}{(R_b + R_c / R_b - 1)} \quad (2.32)$$

Nas equações acima: K_{EC} , K_{ER} e K_{RC} são fatores de empilhamento dos pacotes magnéticos do estator e do rotor, N_s e N_r são os números de ranhuras do enrolamento do estator e do rotor, W_d e W_s são a largura e a profundidade da ranhura do estator, W_r é a largura da ranhura do rotor, L_s e L_r são os comprimentos das ranhuras do estator e do rotor, R_s e R_r são os raios do estator e do rotor, d é a espessura do material dielétrico isolante do canal do estator, g é comprimento do entreferro, N_b é o número de esferas do rolamento, R_b e R_c são os raios da esfera e da pista de rolamento, ϵ_0 e ϵ_r são as permissividades do meio (ar e isolante).

As capacitâncias parasitas tornam-se importantes quando, além da tensão de modo comum ser diferente de zero, a frequência das tensões de fase a que o motor é submetido tornam-se altas, resultando em reatâncias capacitivas pequenas e em paralelo com o restante do circuito equivalente.

Quando o motor de indução trifásico for alimentado por tensões senoidais puras, na frequência da rede elétrica, o efeito destas capacitâncias é mínimo ou não existe, já que suas reatâncias são grandes e elas aparecem sempre em paralelo no circuito equivalente. Se existir um desequilíbrio nas tensões de fase, a tensão de modo comum (2.26) torna-se diferente de zero estabelecendo-se assim a circulação de correntes por estas capacitâncias (Fig. 2.12) que serão significativas se as amplitudes das tensões de fase forem altas. Assim, supondo que o motor seja alimentado com tensões de fase equilibradas, a tensão de modo comum (2.26), é zero. Na figura 2.15 são mostradas, como exemplo, as tensões de fase e a de modo comum para alimentação senoidal.

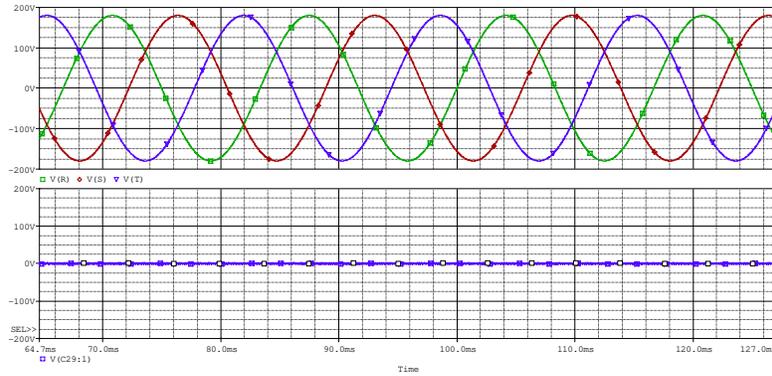
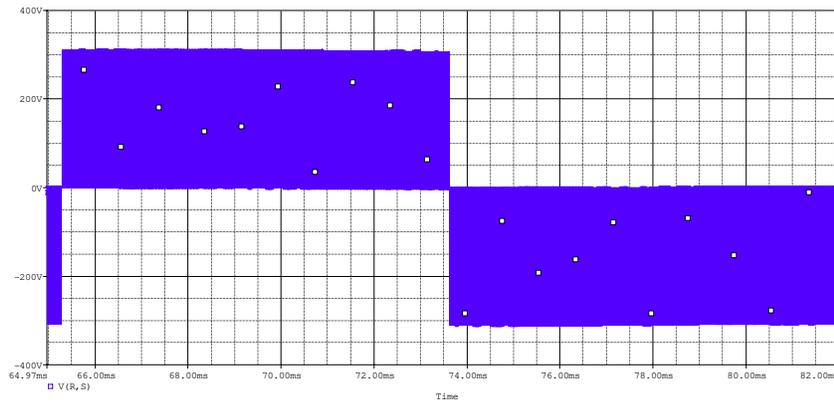
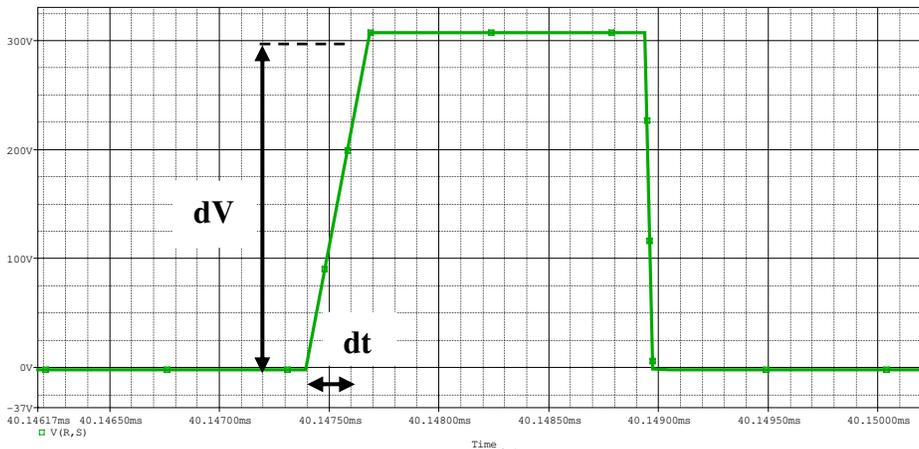


Fig. 2.15: Tensões de fase e tensão de modo comum

Quando o motor de indução trifásico for alimentado através de inversor MLP, estabelece-se um “acoplamento capacitivo” criado pelas tensões de fase moduladas de saída do inversor. Estas tensões apresentam característica trapezoidal e com alto valor dV/dt quando as chaves semicondutoras do inversor são ligadas ou desligadas, como mostrado nas figuras 2.16a e b [12, 18 e 22].



a)



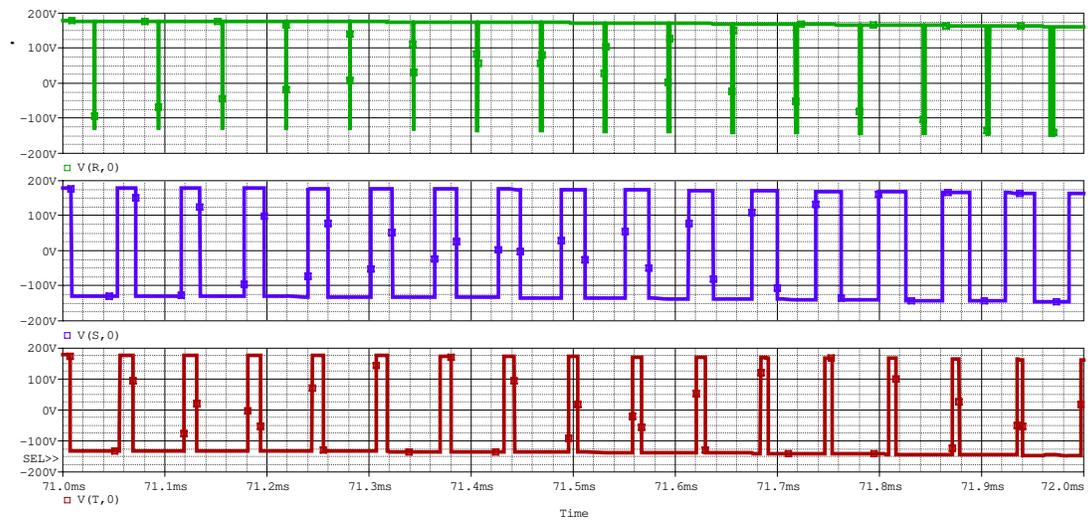
b)

Fig. 2.16: a) tensão terminal do inversor MLP, b) dV/dt da tensão

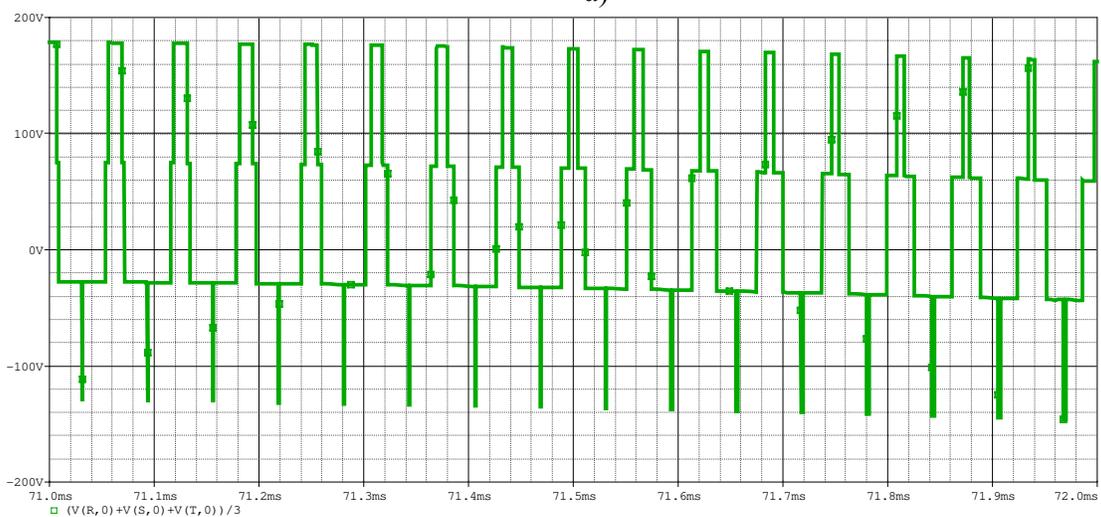
Com a evolução dos dispositivos de eletrônicos de potência (IGBT, MOSFET e outros), as frequências de chaveamento destes inversores podem chegar a até 20kHz. Nestas frequências, os tempos de subida da tensão MLP são muito pequenos e são responsáveis pelo aparecimento de fenômenos, definidos como interferência eletromagnética no motor de indução [12, 18].

Como as tensões de alimentação não são mais senoidais, a tensão de modo comum (V_{CM}) assume valores diferentes de zero. Assim, esta tensão e também a frequência de chaveamento (f_s) do inversor MLP, passam a ter papel importante sobre as correntes capacitivas de modo comum.

Nas figuras 2.17a e b são mostradas, como exemplo, as formas de onda das tensões de fase de saída do inversor e a tensão de modo comum para uma frequência de chaveamento (f_s) de 16kHz.



a)



b)

Fig. 2.17: a) tensões de fase, b) tensão de modo comum (V_{CM}) – $f_s = 16\text{kHz}$

Quanto maior a frequência de chaveamento, melhor será a característica da forma de onda da corrente aplicada ao motor de indução. Por outro lado, o aumento desta frequência implica em tempos de chaveamento dos IGBTs cada vez menores, proporcionando tanto o aumento da característica dV/dt , que tem relação direta com os valores das correntes capacitivas de modo comum circulantes, quanto a diminuição das reatâncias capacitivas, aumentando significativamente as amplitudes das mesmas. Nas equações abaixo são mostradas estas relações.

$$i = C \cdot \frac{dv}{dt} \quad (2.33)$$

$$I = 2\pi \cdot f_s \cdot C \cdot V \quad (2.34)$$

Nessas equações V e I são valores eficazes da tensão e da corrente de modo comum.

Assim, estabelece-se a circulação de correntes elétricas de modo comum, também chamada de correntes capacitivas conforme mostrado na figura 2.18a [18] que permitem obter o circuito equivalente do motor para altas frequências mostrado na figura 2.18b [1 e 10].

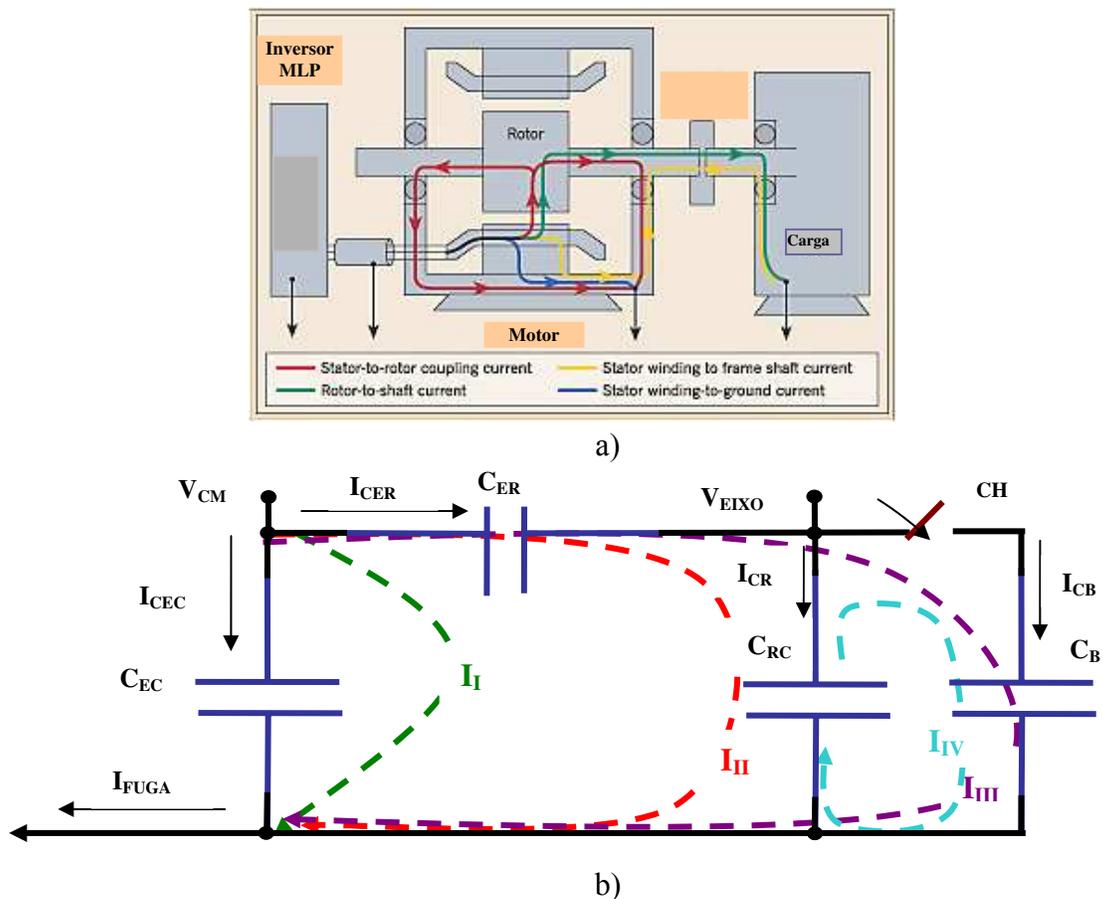


Fig. 2.18: a) Correntes circulantes no motor, b) circuito equivalente de alta frequência e correntes circulantes [10]

As correntes elétricas que se estabelecem são as seguintes [10]: a) I_I é a corrente que circula do ponto de tensão de modo comum (V_{CM}), passa pela capacitância C_{EC} , pela carcaça do motor, terra ou neutro do sistema e retorna para o ponto V_{CM} . É a maior componente da corrente de fuga (I_{FUGA}), em relação às demais correntes capacitivas pelo fato da capacitância C_{EC} ser muito maior do que as demais. Esta corrente é a principal responsável pela descarga elétrica da carcaça do motor para a “terra”. Se o motor não estiver com a carcaça aterrada de modo satisfatório, poderá ocorrer uma descarga elétrica importante em várias partes do mesmo e também da carga, bem como representar perigo de “choque elétrico” se alguma pessoa encostar-se à carcaça do motor se o mesmo não estiver devidamente aterrado, b) I_{II} é a corrente que circula do ponto de tensão de modo comum (V_{CM}), passa pelas capacitâncias C_{ER} e C_{RC} , carcaça do motor, terra ou neutro do sistema e retorna para o ponto V_{CM} , c) I_{III} é a corrente que circula do ponto de tensão de modo comum (V_{CM}), passa pela capacitância C_{ER} , eixo do motor, capacitância de rolamento C_B , carcaça do motor, terra ou neutro do sistema e retorna para o ponto V_{CM} , d) I_{IV} é a corrente que circula do ponto de tensão de eixo (V_{EIXO}), conseqüentemente a capacitância C_{RC} armazena energia, passa pelo eixo do motor, pela chave C_H , carcaça do motor e retorna para a capacitância C_{RC} .

A chave C_H da figura 2.18b, representa, quando fechada, o rompimento do dielétrico da isolamento do rolamento (filme de graxa). Quando isto ocorre e, por C_{ER} ser muito menor que C_{RC} , é então estabelecida uma nova malha de circulação de corrente dada por I_{IV} .

A malha I_{IV} é a responsável pela descarga elétrica nos rolamentos do motor devido à carga armazenada no capacitor C_{RC} .

Capítulo 3

Inversor controlado por modulação em largura de pulsos

3.1 Introdução

Com a evolução da tecnologia novos dispositivos eletrônicos de potência surgiram e novas metodologias de controle de motores de indução foram desenvolvidas usando inversores com chaves semicondutoras do tipo IGBT, mosfet ou GTO, controlados por modulação por largura de pulsos. Essas tecnologias basicamente utilizam o princípio de variação da frequência e/ou amplitude da tensão aplicada aos enrolamentos do estator do motor.

Com o controle da relação entre tensão aplicada nos enrolamentos do estator e a frequência dessa tensão (V/f) torna-se possível manter o fluxo magnético no entreferro constante obtendo alta eficiência no controle de velocidade do motor de indução. Uma das grandezas a se considerar é o conjugado desenvolvido. Se a tensão aplicada ao motor variar, a frequência também deve variar de modo a manter o conjugado no valor desejado assim como também a velocidade. Pode-se obter uma expressão de conjugado em função da tensão e da frequência aplicadas ao motor.

$$T = k \cdot \frac{V}{f} \cdot I \quad (3.1)$$

Esta equação mostra que se a razão entre a tensão e a frequência for mantida constante, o conjugado desenvolvido será diretamente proporcional à velocidade angular do motor. Esta equação é fundamental no desenvolvimento do controle de velocidade para o motor de indução.

O Inversor MLP tem como objetivo, converter uma tensão contínua, proveniente de uma fonte de alimentação senoidal monofásica ou trifásica, que é retificada utilizando um retificador com um capacitor de filtro de saída ou ainda, de um banco de baterias, em uma tensão alternada. Técnicas de modulação em largura de pulsos (MLP) são usadas no inversor de modo que a tensão alternada de saída do mesmo resulte em uma componente fundamental que apresenta característica senoidal com amplitude e frequências definidas pelo sinal de referência. Na figura

3.1, são mostradas as formas de onda de tensões de fase aplicadas nos terminais do estator do motor de indução pelo inversor para diferentes situações do sinal de referência (V_{ref} e f_{ref}).

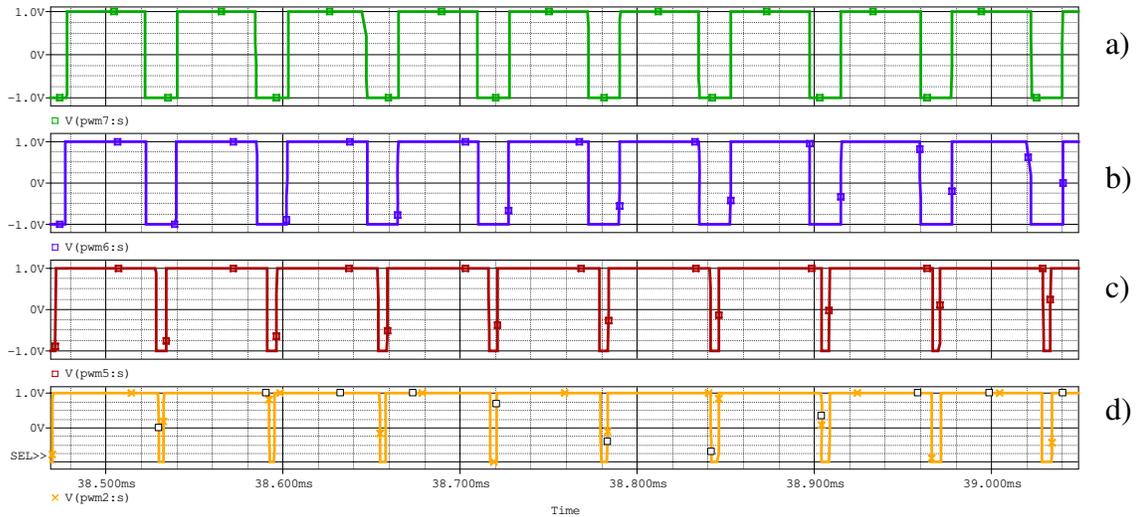


Fig. 3.1: Formas de onda da tensão aplicada ao motor pelo inversor. a) $f_{ref}= 30\text{Hz}$ e $V_{ref} = 0.5V_{portadora}$; b) $f_{ref}= 60\text{Hz}$ e $V_{ref} = 0.5V_{portadora}$; c) $f_{ref}= 30\text{Hz}$ e $V_{ref} = V_{portadora}$; d) $f_{ref}= 60\text{Hz}$ e $V_{ref} = V_{portadora}$

Esta tensão modulada por largura de pulsos é resultado da comparação de dois sinais de tensão: portadora e referência. O sinal da portadora tem forma de onda triangular de amplitude e frequência constantes. A frequência deste sinal define a frequência de chaveamento (f_s) dos dispositivos semicondutores do inversor, numa faixa de 4 a 20kHz em inversores comerciais. O sinal de referência é senoidal e apresenta amplitude e frequência variáveis. A variação da amplitude do sinal de referência altera o índice de modulação (m_v) que é dado por:

$$m_v = \frac{A_{ref}}{A_{portadora}} \quad (3.2)$$

$$0 \leq m_v \leq 1$$

A_{ref} é a amplitude do sinal de referência e $A_{portadora}$ é a amplitude do sinal da portadora. A figura 3.2 mostra o procedimento para a obtenção do pulso a ser aplicado nos dispositivos semicondutores do inversor. O sinal de referência (senoidal) é comparado com o sinal da portadora (triangular). A cada intersecção destes sinais é alterado o estado dos dispositivos semicondutores (ligados ou desligados), gerando assim as tensões de fase de saída do inversor que são aplicadas nos enrolamentos do estator do motor de indução trifásico.

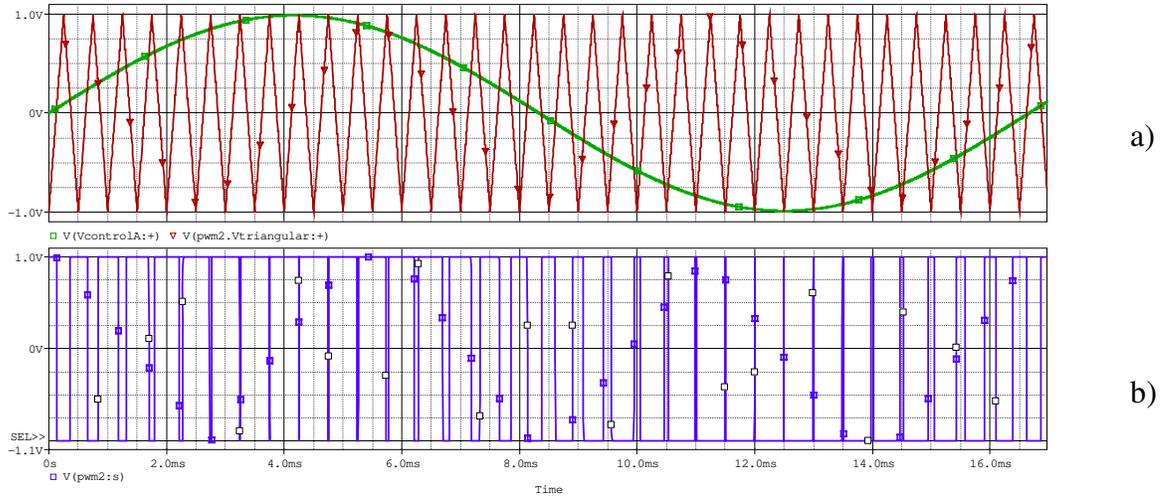


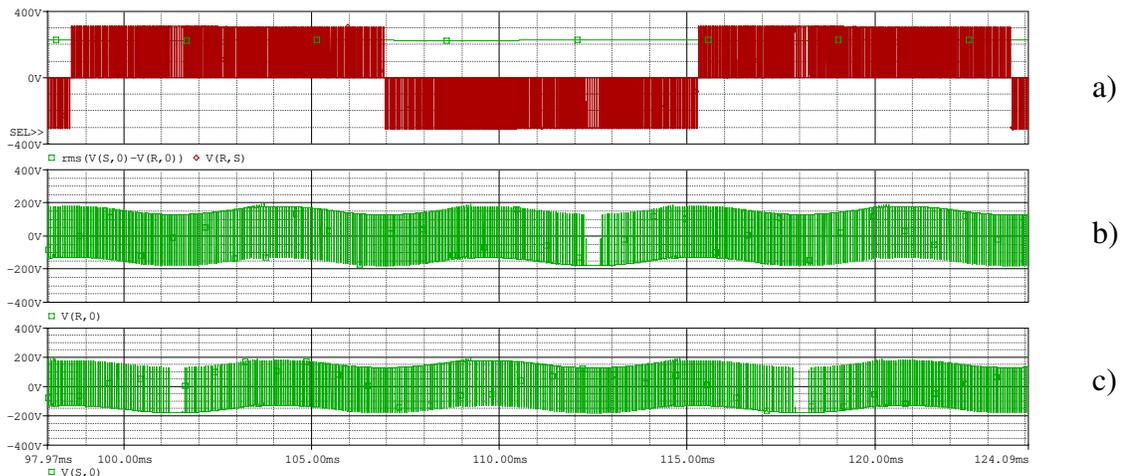
Fig. 3.2: a) Sinal de referência (senoidal) e portadora (triangular), b) sinal resultante modulado por largura de pulso

A alteração do índice de modulação altera a largura dos pulsos e, conseqüentemente o valor eficaz da tensão de fase que é aplicada nos terminais do motor de indução trifásico.

Quando o índice de frequência (m_f), que é dado por (3.3) varia ocorre a variação da corrente da carga pois as reatâncias da carga também são alteradas.

$$m_f = \frac{f_{ref}}{f_{portadora}} \quad (3.3)$$

Desta forma, para que se tenha característica de conjugado constante, para uma variação da tensão de referência, deve-se ter variação proporcional da frequência de referência, ou vice-versa. Esta característica permite que, dentro da faixa de operação do motor de indução (5 a 60Hz), a relação V/f seja constante, proporcionando fluxo e conjugado constantes para uma corrente de armadura constante. As formas de onda das tensões e das correntes aplicadas ao motor de indução trifásico são mostradas na figura 3.3.



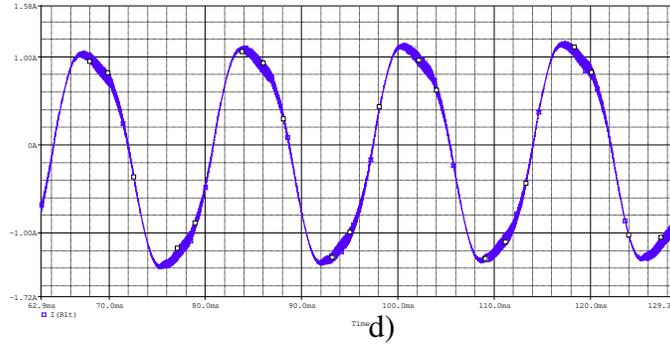


Fig. 3.3: Formas de onda da tensão de linha (a) e das tensões de fase (b e c); d) corrente de linha

Acima da frequência nominal do motor de indução, esta relação não é mais válida e, tem-se o enfraquecimento do campo que faz com que o conjugado diminua provocando um aumento na velocidade do motor. Por características mecânicas e de segurança, a velocidade máxima do motor, geralmente está limitada a três vezes o valor de sua velocidade nominal. Esta característica é mostrada na figura 3.4.

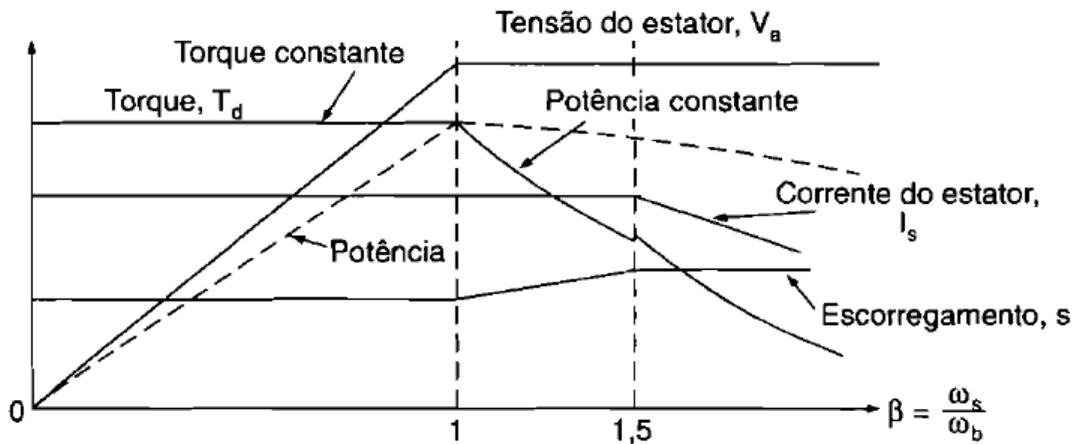


Fig. 3.4[31]: Característica de conjugado-velocidade do motor de indução trifásico

3.2 Características do inversor MLP

O Inversor MLP é mostrado através do diagrama de blocos da figura 3.5. Pode-se observar que, na realidade o inversor é constituído de dois conversores: Conversor CA/CC e CC/CA.

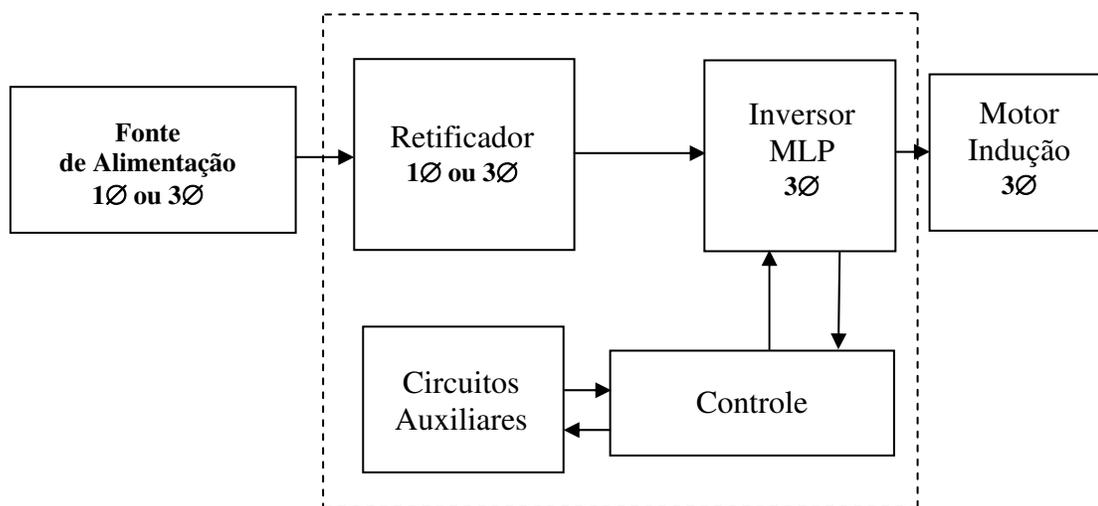


Fig. 3.5: Diagrama de blocos do inversor MLP

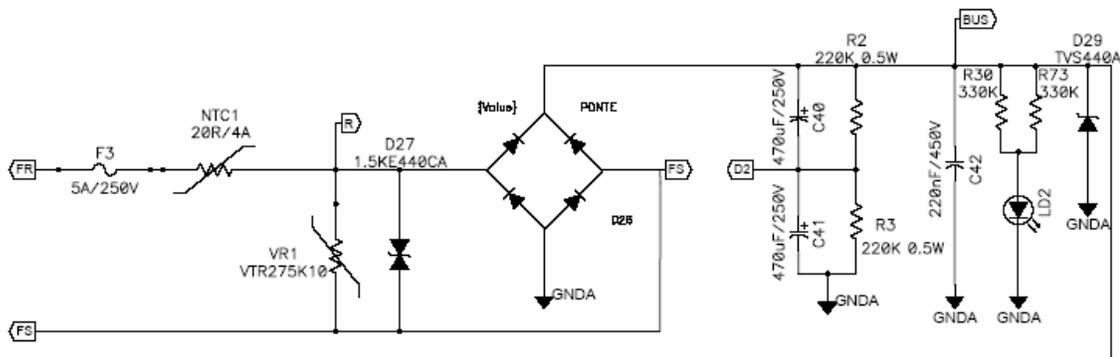
Cada bloco que faz parte do inversor MLP é definido abaixo, bem como são apresentados alguns exemplos dos mesmos.

3.2.1 Conversor CA/CC - etapa retificadora

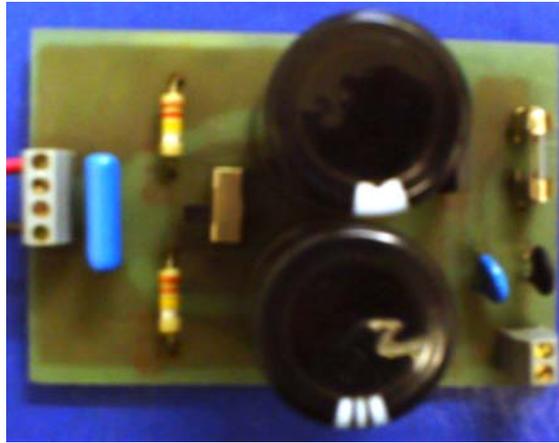
Este conversor CA/CC, retificador, apresenta uma configuração tradicional. Pode ser monofásico ou trifásico, geralmente sem controle (ponte de diodos). Apresenta um filtro capacitivo em sua saída, tornando-o uma fonte linear de tensão, que fornece ao conversor CC/CA (inversor), uma tensão de amplitude constante (contínua) equivalente à tensão máxima de fase aplicada nos terminais do estator do motor de indução trifásico

Dependendo do tipo de aplicação e do custo envolvido, este retificador apresenta um circuito para correção do fator de potência, podendo ser tanto passivo quanto ativo. Isto permite elevar o mesmo do tradicional valor 0,5 para valores superiores a 0,92.

O exemplo de circuito (projeto) do retificador monofásico, sem correção de fator de potência, é mostrado nas figuras 3.6a e b.



a)



b)

Figura 3.6: Retificador monofásico em ponte, a) circuito esquemático, b) protótipo

3.2.2 Conversor CC/CA - etapa inversora

O inversor deve fornecer ao motor de indução uma forma de onda de tensão trifásica controlada, com defasagem entre si de 120° . O controlador ajusta, em função da variável de controle (grandezas de interesse: corrente, velocidade, temperatura, etc.), a forma de onda da tensão fornecida pelo inversor ao motor de indução, de modo a manter a razão V/f constante, controlando assim a sua velocidade.

Esta etapa é formada por uma ponte trifásica que pode utilizar tanto dispositivos semicondutores de potência discretos (MOSFET ou IGBT), num total de seis chaves, mais circuitos integrados conhecidos como “drivers” cuja função é a de acionar corretamente cada chave da ponte conforme os pulsos MLP enviados pelo controlador, ou ainda, com a evolução da tecnologia de fabricação de circuitos integrados, utilizar módulos dedicados de potência (que utilizam IGBT) que, além de possuírem a ponte trifásica, podem também incluir na pastilha semicondutora, o driver para o acionamento das chaves semicondutoras, circuitos de sensoriamento de temperatura do módulo e proteções de sobretensão e sobrecorrente.

A utilização de componentes discretos ou módulos dedicados na etapa inversora está diretamente ligada a alguns fatores como: aplicação, confiabilidade, robustez, tamanho e layout de placa de circuito impresso, interferência eletromagnética (devido ao layout) e, principalmente, custo do projeto do inversor.

Os módulos dedicados agregam a maioria destes fatores, mas ainda apresentam um alto custo de fabricação que, dependendo da aplicação, tornam-se inviáveis se comparados aos componentes discretos. Para faixas de potências maiores, ainda são viáveis as aplicações com componentes discretos (MOSFET e IGBT), mas não se descarta a utilização de módulos, desde seja feita uma análise comparativa de custo/benefício.

O módulo inversor IRAMS, foi desenvolvido para otimizar a aplicação de acionamento e controle de velocidade de motores de indução trifásicos, até uma faixa de potência de, aproximadamente, 2,5 kW. Esta faixa de potência atende a maioria das aplicações residenciais tais como: máquinas de lavar e secadoras de roupas, compressores de ar-condicionado e de refrigeradores/freezers, controle de portas e portões eletrônicos e também algumas aplicações industriais de baixa potência.

Muitos inversores comerciais de alta potência, utilizados para acionamentos de motores de indução trifásicos até 300 cv, utilizam módulos trifásicos de potência para o controle de velocidade. Dependendo da potência envolvida estes módulos podem estar ligados em série e/ou paralelo para que seja possível aos componentes suportarem os níveis de tensão e correntes da carga.

Como exemplo, o circuito mostrado abaixo (figuras 3.7a e b), representa um inversor MLP da Asea Brown-Boveri (ABB), utilizado para acionar uma centrífuga de 250 cv em uma usina de álcool.

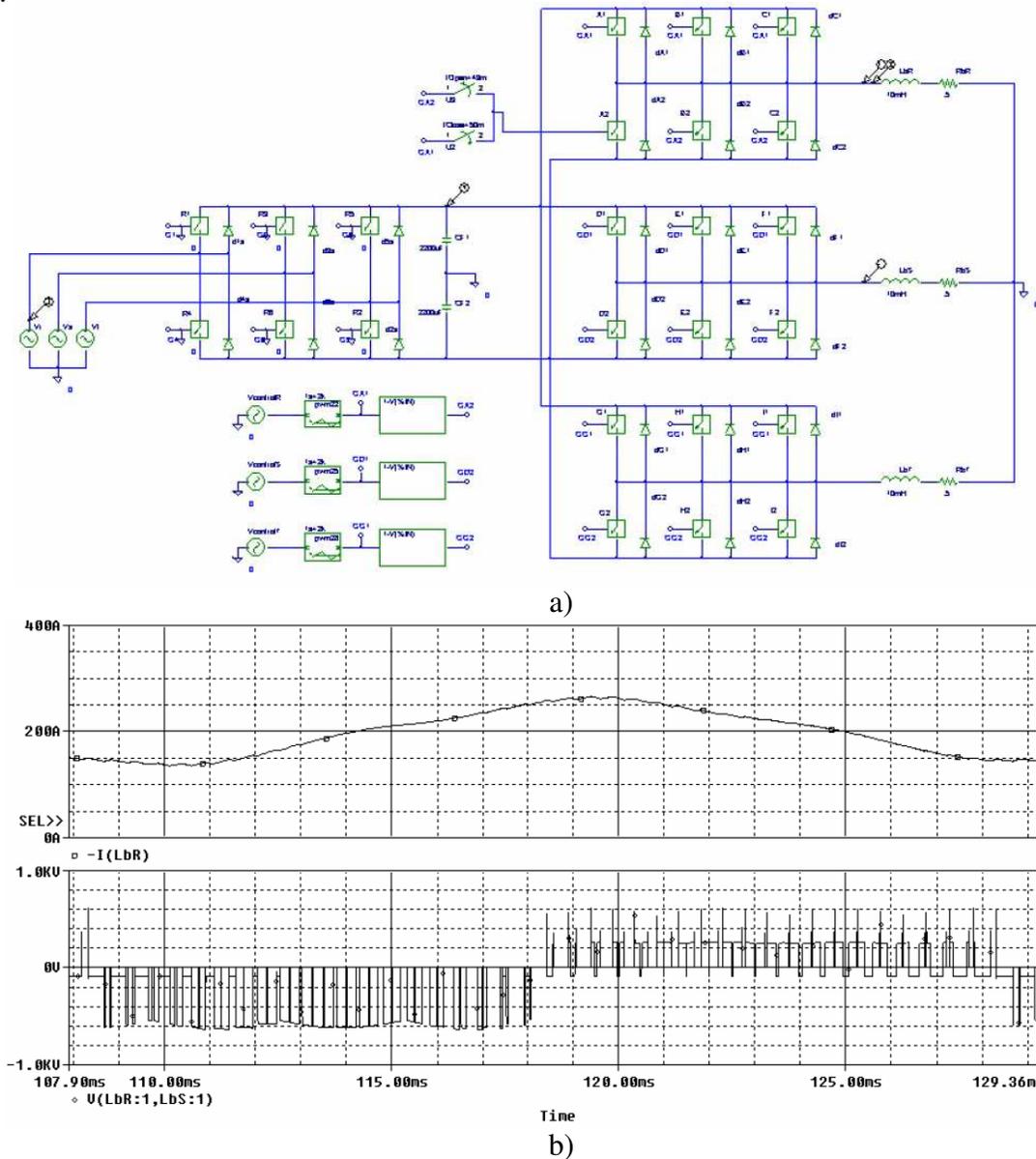


Figura 3.7: a) Inversor ABB, b) Corrente e tensão na carga

A família de módulos IRAMS é apresentada em um único “chip” que incorpora as chaves de potência IGBT, com tecnologia NPT (non-punch through – V_{CEON} baixo) e diodos de recuperação rápida (ultra-fast recovery) para minimizar os efeitos de interferência eletromagnética (“EMI”), além do circuito de “driver IC” derivado do CI IR21365.

Com esta tecnologia incorporada, consegue-se a redução do número de componentes passivos necessários para a correta operação do módulo. Como não existem mais as trilhas de circuito impresso entre os CI’s de “driver” e os IGBTs (discretos), reduzem-se sensivelmente o efeito das capacitâncias parasitas que surgem devido à alta frequência de chaveamento.

As principais características dos módulos da família IRAMS são: resistor “shunt” interno (sensor de corrente), “driver” integrado e diodos de “bootstrap”, sensoriamento de temperatura – termistor, isolamento de 2000 $V_{RMS}/1min.$, lógica de entrada através de chaveamento, lógica para prevenção de condução simultânea dos IGBT’s do mesmo ramo.

Na figura 3.8a, é apresentado o módulo IRAMS10UP60 e, na figura 3.8b, o seu respectivo circuito interno em conjunto com uma aplicação característica de acionamento e controle de um motor de indução trifásico.



a)

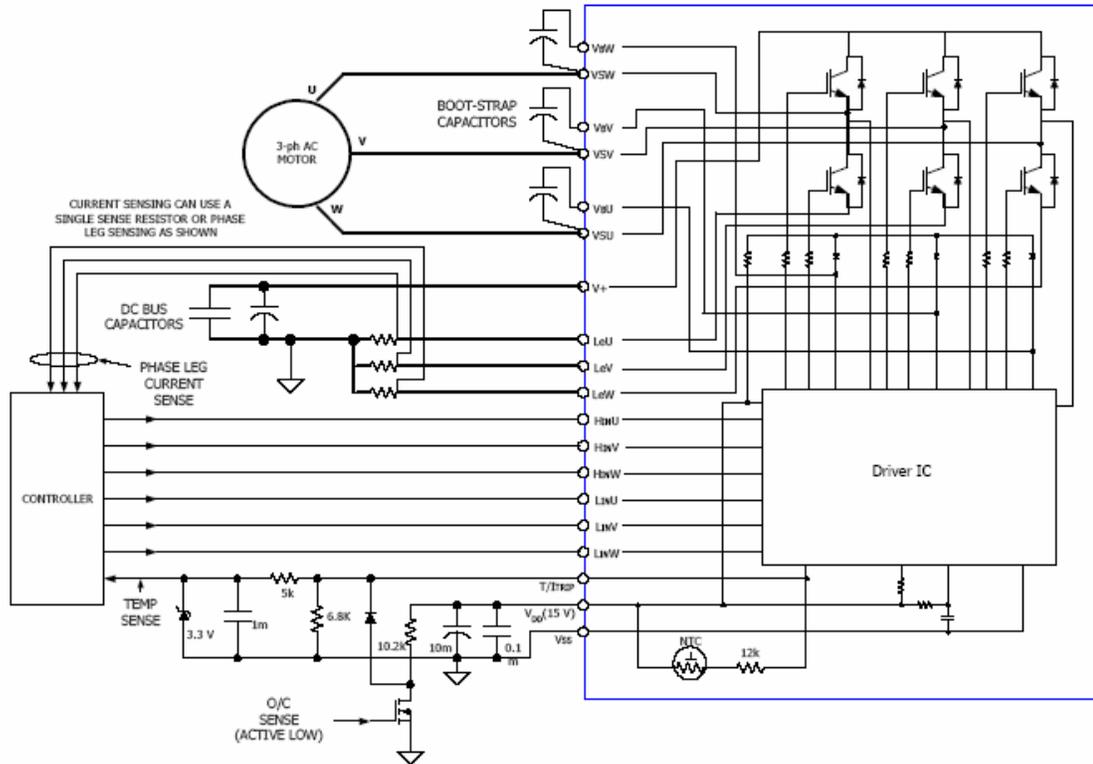


Figura 3.8: a) e b) CI IRAMS10UP60A; b) Circuito Interno e Aplicação [41]

Na tabela 01, são apresentadas as especificações do módulo IRAMS10UP60A.

Tab. 3.1: Especificações do módulo IRAMS10UP60A [43]

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Description	Max. Value	Units
V_{CES}	Maximum IGBT Blocking Voltage	600	V
$I_o @ T_C - 25^\circ C$	RMS Phase Current	10	A
$I_o @ T_C - 100^\circ C$	RMS Phase Current	5	
I_{pk}	Maximum Peak Phase Current (tp<100ms)	15	
F_p	Maximum PWM Carrier Frequency	20	kHz
P_d	Maximum Power dissipation per Phase	20	W
V_{iso}	Isolation Voltage (1min)	2000	V_{RMS}
T_J (IGBT & Diodes)	Operating Junction temperature Range	-40 to +150	$^\circ C$
T_J (Driver IC)	Operating Junction temperature Range	-40 to +150	
T	Mounting torque Range (M3 screw)	0.8 to 1.0	Nm

A seleção da frequência de chaveamento do inversor é feita através da escolha dos capacitores de “bootstrap”, mostrados nas curvas da figura 3.10.

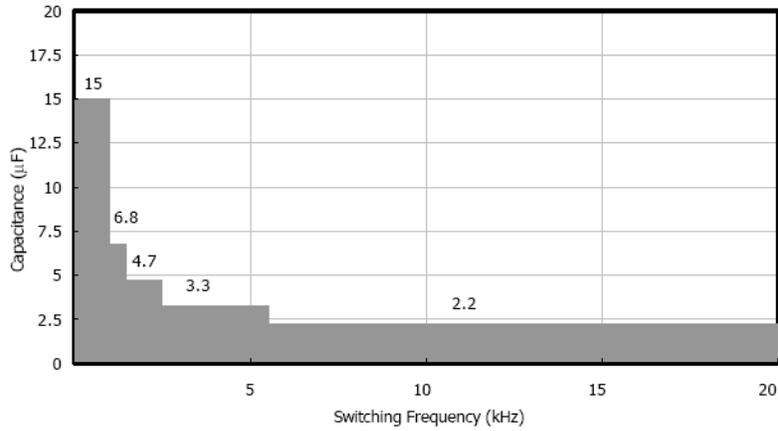


Figura 3.9: Gráfico para seleção de frequência de chaveamento [41]

Nas figuras 3.10a e b, são apresentadas as características de tensão e de corrente nas transições de chaveamento dos IGBTs do módulo IRMS10PU60A.

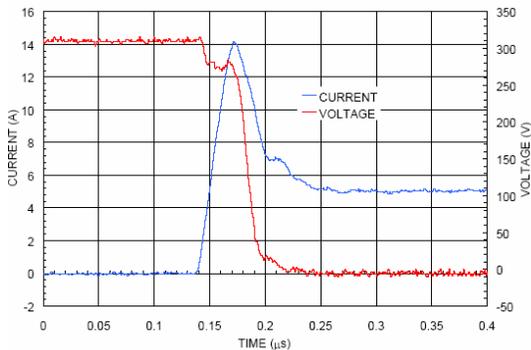


Figure 5. IGBT Turn-on. Typical turn-on waveform @ $T_J=125^{\circ}\text{C}$, $V_{\text{BUS}}=310\text{V}$

a)

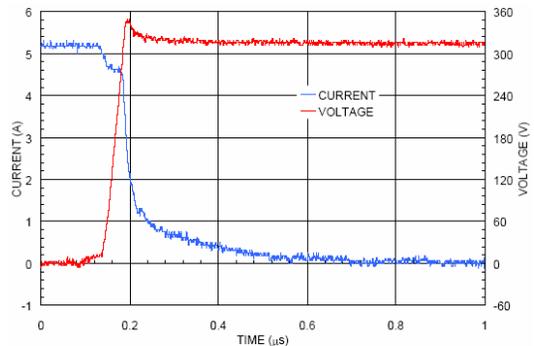


Figure 6. IGBT Turn-off. Typical turn-off waveform @ $T_J=125^{\circ}\text{C}$, $V_{\text{BUS}}=310\text{V}$

b)

Figura 3.10: a) ligação do IGBT; b) desligamento do IGBT

O circuito esquemático do módulo inversor IRMS10PU60A é apresentado na figura 3.11.

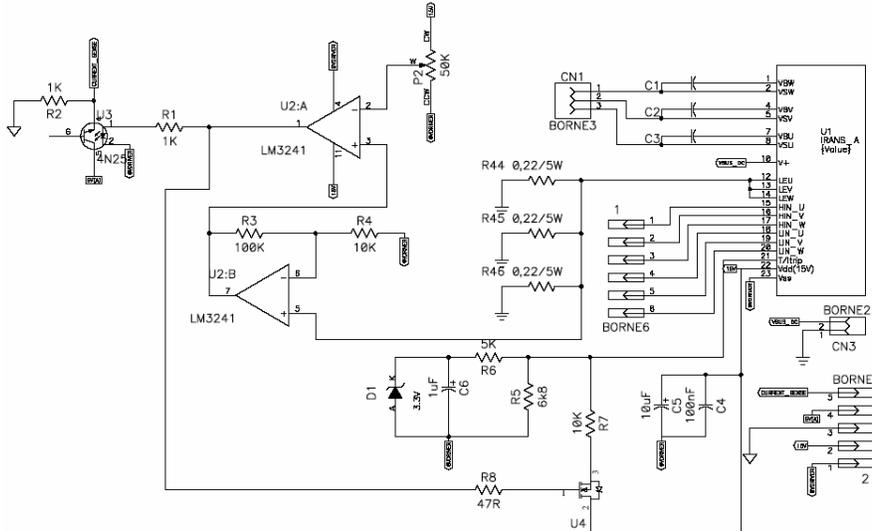




Figura 3.11: Circuito Esquemático da Placa do IRAMS10UP60A

3.2.3 Microcontrolador - etapa de controle

A etapa de controle permite que técnicas de MLP sejam implementadas, através de software dedicado ou desenvolvido pelo projetista, visando melhorar ou otimizar o desempenho do motor de indução trifásico quando acionado e controlado por inversor MLP.

O controle velocidade de motores de indução trifásicos, através de inversor MLP, pode ser feito utilizando o controle escalar ou V/f (volt/hertz), vetorial ou DTC (direct torque control). Para o controle escalar ou V/f (volt/hertz) microcontroladores de vários fabricantes podem ser utilizados como: MC3PHAC, MR8, AW32, AC60 da Freescale Semicondutores, por exemplo

Para aplicações que exigem um controle mais preciso do motor de indução (controle de conjugado), é utilizado o controle vetorial. Geralmente são utilizados DSP's (digital signal processing), que trabalham com velocidade e capacidade de processamento muito maior do que o microcontroladores anteriores.

3.2.3.1 Tipos de controle de motores de indução

No **controle escalar**, em linhas gerais, pode-se dizer que os inversores escalares são fontes de alimentação com valores de tensão/frequência pré determinados, dentro de toda a faixa de variação de velocidade. Existem curvas V/F prontas, destinadas a aplicações mais comuns, como curvas quadráticas para bombas e ventiladores e curvas com alto torque de partida.

Também existe a possibilidade de programação dos valores da curva V/F possibilitando a sua adaptação a cargas especiais.

Considerando-se que o torque no eixo do motor é proporcional à relação V/F, os inversores escalares irão disponibilizar ao motor torques pré-determinados, não compensando as necessidades de torques adicionais requeridas por determinadas aplicações.

A compensação de torque principalmente em baixas rotações é normalmente realizada através da programação da curva V/F. Se o valor da relação V/F for elevado, eleva-se a disponibilidade de torque no motor. Tal efeito é normalmente denominado de reforço de torque para baixas rotações ou “torque boost”.

O microprocessador dedicado MC3PHAC (Freescale) é utilizado como estrutura para se controlar a velocidade o motor de indução trifásico, aplicando o controle V/f. Basicamente faz com que as três fases aplicadas ao motor possam ser controladas de modo dedicado, definido como “stand alone”, onde, através de resistores fixos ou potenciômetros, os principais sinais de controle tais como: frequência de chaveamento, frequência de referência, tensão de Boost, tempos de rampas de aceleração/desaceleração, e outros, sejam definidos.

Se for desejado controlar o sistema através de um microcomputador, fazendo com que o MC3PHAC se torne um “escravo”, é utilizada a configuração “PC-Master” que estabelece uma comunicação serial entre a placa do microprocessador MC3PHAC e o microcomputador, possibilitando, através de um software dedicado, a definição dos parâmetros citados acima bem como do controle do motor através do sensoriamento das grandezas de interesse.

O microprocessador MC3PHAC é desenvolvido para aplicações de controle de velocidade V/f, podendo fazê-lo tanto em malha aberta quanto fechada. É indicado para aplicações residenciais (máquinas de lavar, secar, compressores de ar condicionado e geladeiras) e industriais de baixa potência (bombas, controle de processos e ventiladores). A figura 3.12 mostra um diagrama simplificado das operações possíveis do MC3PHAC.

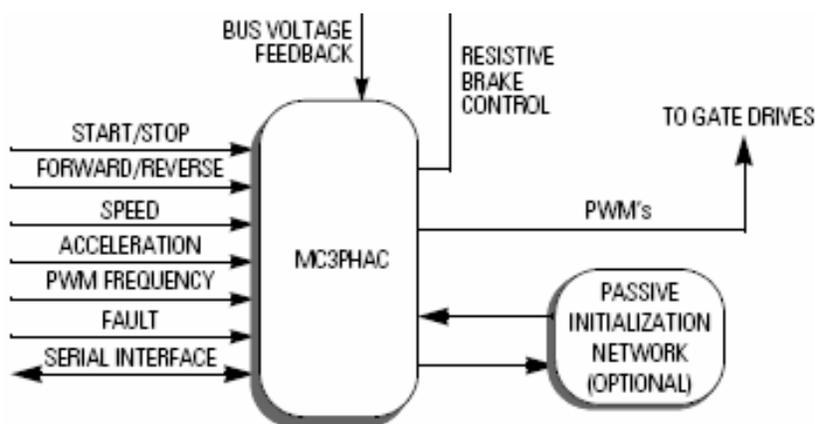
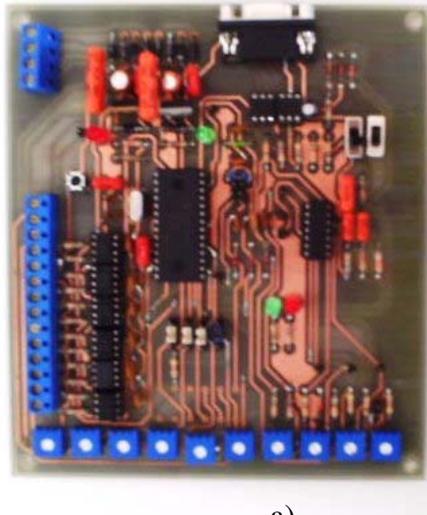


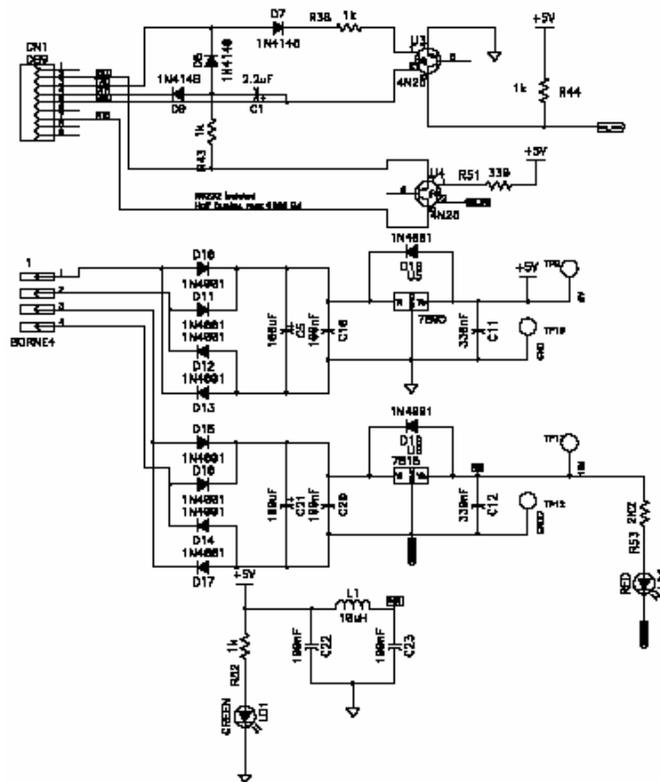
Figura 3.12: Diagrama simplificado do MC3PHAC [44]

A geração das tensões trifásicas controladas é executada a partir do gerador da MLP. Neste caso as tensões trifásicas de referência são geradas internamente no processador através do bloco gerador MLP e esta referência é utilizada como parâmetro de controle das chaves de potência do inversor.

Na figuras 3.13, mostra-se o circuito esquemático do microcontrolador MC3PHAC.



a)



b)

Alguns inversores escalares possuem um algoritmo incorporado ao software o qual aumenta a tensão independentemente da frequência, de forma a compensar "em parte" as solicitações de torque do motor, este sistema é normalmente denominado de **Controle Vetorial da Tensão**.

Apesar da curva V/F ser pré-fixada, os inversores escalares dispõem de funções adicionais capazes de influir sobre a curva V/F, ora sobre o valor da tensão, ora sobre o valor da frequência, proporcionando melhor desempenho do motor.

Funções como a de compensação de escorregamento aumentam a frequência de saída na mesma proporção da elevação de corrente de motor, acima da corrente de vazio, compensando a queda de velocidade devido ao escorregamento. Funções como a de economia de energia, reduzem a tensão de saída do inversor quando a carga é reduzida melhorando a eficiência do motor e economizando energia elétrica.

Os inversores vetoriais de fluxo produzem uma saída trifásica com tensão e frequência controladas independentemente, não seguindo uma curva V/F pré fixada. A intenção é manter o fluxo magnético do motor constante e controlar diretamente o torque do eixo do motor controlando-se a corrente de rotor do mesmo.

Estes inversores possuem dois controladores, um que controla a corrente de magnetização e o outro a corrente do motor. O torque no motor será imposto e controlado diretamente, ao contrário dos inversores escalares onde o torque é consequência do escorregamento do motor.

Os inversores vetoriais de fluxo estão divididos em duas categorias: com e sem realimentação. A realimentação permite perceber o movimento do eixo do motor possibilitando controlar a velocidade com alta precisão e também o torque em velocidade zero.

A operação com realimentação é também conhecida como controle de malha fechada enquanto que a operação sem realimentação é conhecida como controle de malha aberta (característica do controle V/f). A realimentação é realizada utilizando um gerador de pulsos (encoder). Alguns equipamentos permitem a utilização dos dois modos, sendo necessária uma placa opcional para a operação de malha fechada.

A operação de malha aberta, ou sem realimentação é também conhecida como sem sensor "sensorless". Nesse caso o algoritmo de controle torna-se mais complexo, pois o inversor deve calcular, através de artifícios matemáticos, a velocidade real e o escorregamento do motor. A operação sem realimentação possui desempenho em geral inferior à operação com realimentação.

Há a necessidade de incluir na programação do inversor os valores de todos os parâmetros do motor necessários como: resistências elétricas, indutâncias, correntes nominais do rotor e do estator, dados esses normalmente não encontrados com facilidade. Para facilitar a inicialização “set-up”, alguns inversores dispõem de sistemas de ajustes automáticos também conhecidos como auto ajustáveis "auto-tuning", não sendo necessária a pesquisa de dados sobre o motor

A utilização de processador digital de sinais (DSP) como estrutura para se controlar a velocidade o motor de indução trifásico, aplicando o controle V/f, basicamente faz com que as três fases aplicadas ao motor possam ser controladas. Pode-se aplicar, com este processador, desde os princípios básicos de controle MLP até o controle vetorial com modulação em largura de pulsos por vetores espaciais “space-vector modulation”.

As gerações das tensões trifásicas controladas são executadas, a partir do gerador MLP. Neste caso as tensões trifásicas de referência são geradas internamente no processador através do bloco gerador MLP e, esta referência é então utilizada como parâmetro de controle das chaves de potência do inversor. A figura 3.14 mostra um exemplo de forma de onda da tensão de referência de uma das fases, do ângulo de controle e do sinal MLP gerado.

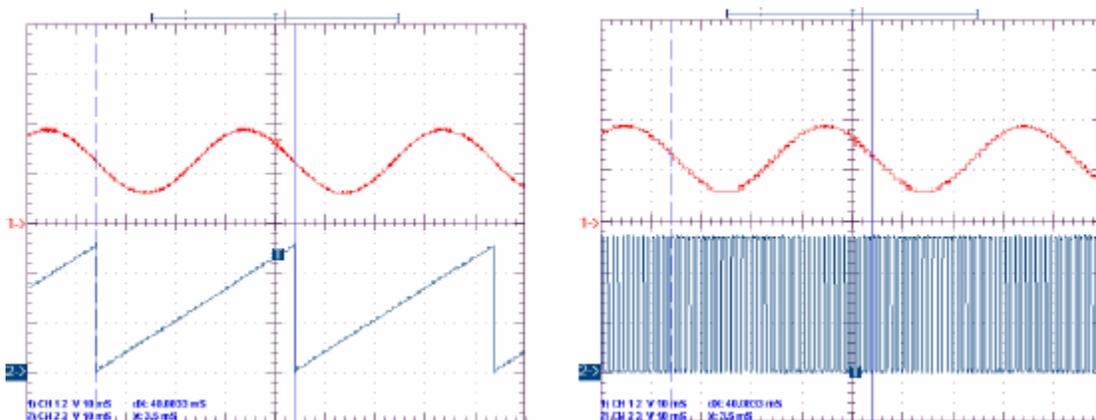


Figura 3.14 [44]: Formas de onda geradas

As três tensões de referência V_{refA} ; V_{refB} e V_{refC} , podem ser escritas como:

$$\begin{aligned} V_{refA} &= U_1 \cdot \text{sen}(\omega.t) \\ V_{refB} &= U_1 \cdot \text{sen}(\omega.t + \frac{2\pi}{3}) \\ V_{refC} &= U_1 \cdot \text{sen}(\omega.t - \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad (3.4)$$

Esta referência trifásica pode ser utilizada diretamente no controle da tensão de saída do inversor de frequência. Este método tem como desvantagem a baixa utilização da tensão contínua do elo CC, proveniente do retificador. O valor da amplitude da componente fundamental da tensão de fase é de no máximo $V_{DC}/2$. Para uma alimentação trifásica, a relação entre a componente fundamental da tensão de fase do motor e a tensão CC é dada por:

$$V_{FASE(MOTOR)} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot V_{DC} = 0.866V_{DC} \quad (3.5)$$

Uma forma de se melhorar esta utilização é adicionar uma componente harmônica extra à referência de tensão senoidal. Neste caso a terceira harmônica é adicionada resultando as seguintes referências trifásicas:

$$\begin{aligned} V_{refA} &= U_1 \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) + U_3 \cdot \text{sen}(3\omega \cdot t) \\ V_{refB} &= U_1 \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + 2\pi/3) + U_3 \cdot \text{sen}(3\omega \cdot t) \\ V_{refC} &= U_1 \cdot \text{sen}(\omega \cdot t - 2\pi/3) + U_3 \cdot \text{sen}(3\omega \cdot t) \end{aligned} \quad (3.6)$$

$$U_3 = \frac{U_1}{6}$$

Este procedimento faz com que a utilização da tensão contínua seja melhorada em 15,5%, melhorando a eficiência do inversor. O mesmo ângulo de controle utilizado na MLP tradicional pode ser utilizado com este método. Na figura 3.15 mostra-se a geração da terceira harmônica e, na figura 3.16 as formas de onda da tensão de fase, do ângulo de controle e do sinal MLP gerado.

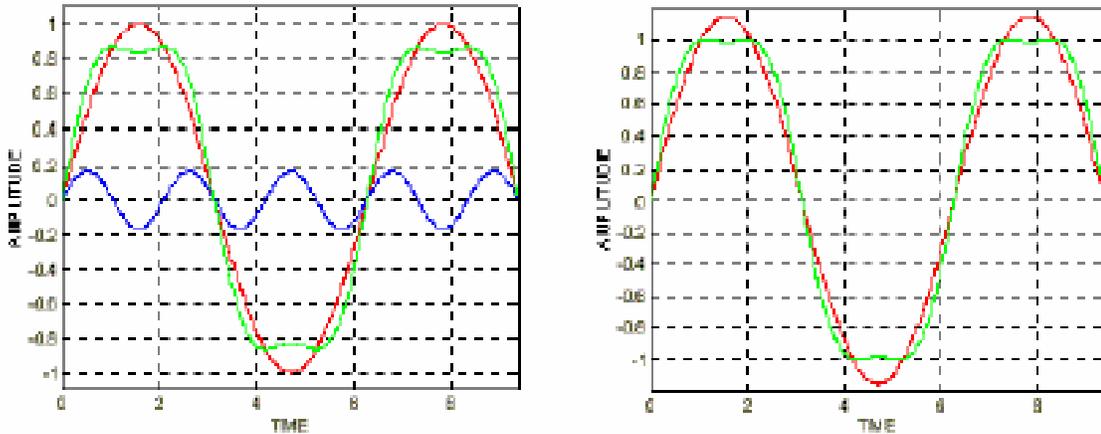


Figura 3.15 [44]: Geração da referência de terceira harmônica

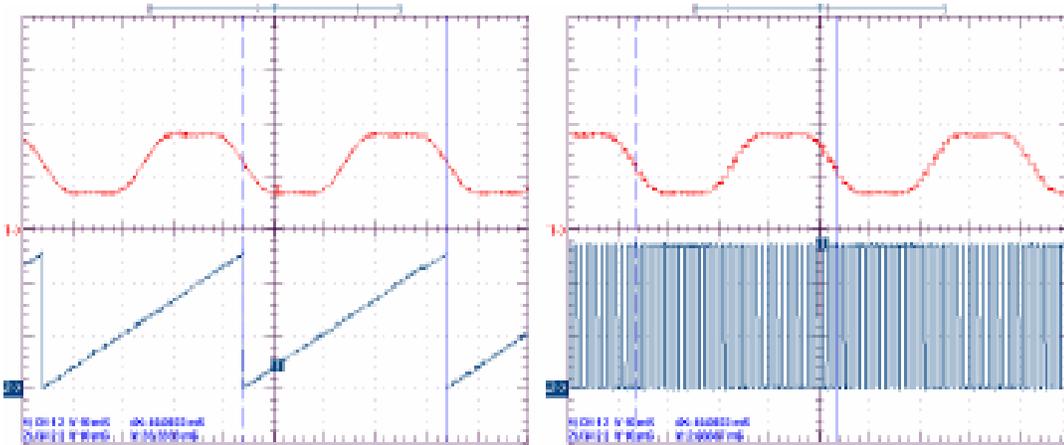


Figura 3.16 [44]: Formas de onda com injeção da terceira harmônica

Desde a introdução do sistema de eixos de referência muitas aplicações vantajosas surgiram para um completo controle do motor de indução. No que se refere à geração MLP, a técnica que se utiliza é a técnica de modulação por vetores espaciais (SVM) que permite o controle direto do motor utilizando os eixos α - β . As três tensões de referência V_{refA} ; V_{refB} e V_{refC} são então convertidas para o sistema de coordenadas α - β como:

$$\vec{V} = V_{\alpha} + jV_{\beta} = \frac{2}{3} \cdot \left(V_{refA} \cdot \vec{a}^{\rightarrow 0} + V_{refB} \cdot \vec{a}^{\rightarrow 1} + V_{refC} \cdot \vec{a}^{\rightarrow 2} \right) \quad (3.7)$$

$$\vec{a} = e^{j \cdot \frac{2\pi}{3}}$$

As tensões trifásicas são representadas no eixo de referência estacionário por um vetor com módulo constante, igual à amplitude da tensão, e uma velocidade angular $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f_{REF}$. Na figura 3.17 pode-se ver a representação das oito possibilidades de estado do inversor, representado por dois vetores nulos e seis vetores ativos formando um hexágono. Em cada ciclo (período) de chaveamento, o controle vetorial faz a aproximação do vetor de referência girante através do chaveamento dos vetores ativos e nulos mais próximos.

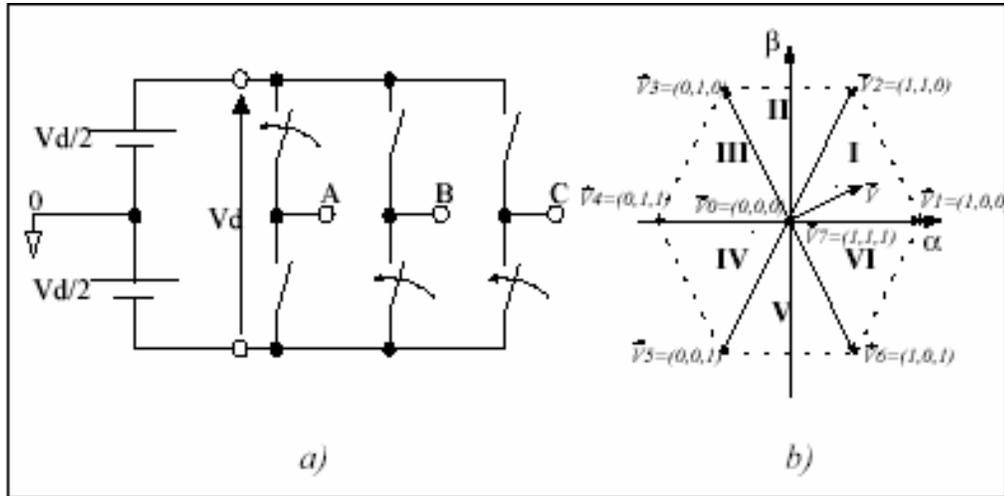


Figura 3.17 [44]: a) Configuração das chaves no estado $V_1 = (1,0,0)$; b) representação do estado do inversor no eixo de referência estacionário

Para se garantir a característica de frequência de chaveamento mínima das chaves de potência, a sequência de combinação entre estes vetores é organizada para que somente um ramo do inversor seja selecionado em cada passo. A tensão máxima de saída do inversor, utilizando a modulação em largura de pulsos por vetores espaciais é aumentada, proporcionando um rendimento do inversor superior a 90%.

Na figura 3.18 são mostradas as formas de onda da tensão de referência de uma das fases, do ângulo de controle e do sinal MLP gerado com modulação em largura de pulsos por vetores espaciais .

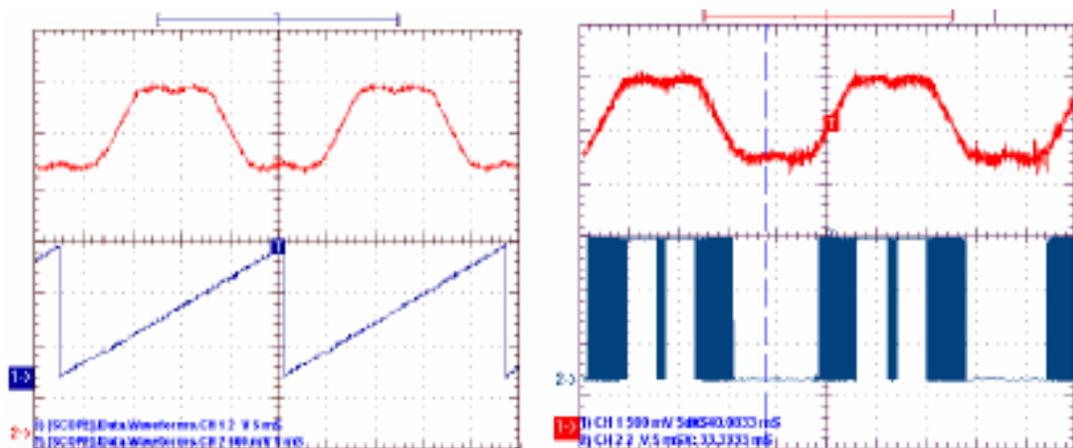


Figura 3.18 [44]: Formas de onda com modulação em largura de pulsos por vetores espaciais

3.2.4 Circuitos auxiliares

Este bloco é composto por circuitos de função específica, tais como: a) reguladores de tensão destinados a fornecerem alimentação específica para determinados componentes como: microcontrolador (3.3V ou 5V), driver para acionamentos dos IGBTs ou módulo integrado de potência (15V), b) proteção contra sobrecorrente e sobretensão e monitoramento do barramento CC (subtensão), c) frenagem dinâmica (se for necessário), d) interface para parametrização do inversor MLP utilizando botões de programação e display's de sete segmentos ou LCD.

Estes circuitos apresentam características específicas e devem fazer parte do conceito/projeto de um inversor MLP. Dentre os itens, o destaque maior é para a interface para parametrização do inversor, que é cada vez mais amigável com o usuário.

A parametrização do inversor significa informar ao mesmo as características principais do motor de indução a ser utilizado (dados do motor), perfil de acionamento (velocidade/aceleração), tipo de controle (escalar ou vetorial), rampas de aceleração/desaceleração em função do tipo de carga. Um exemplo de parametrização é a definição da velocidade de operação, bem como a curva de aceleração/desaceleração do motor de modo a se obter um sistema mais eficiente. A figura 3.19 mostra um exemplo de perfil de rampa de aceleração.

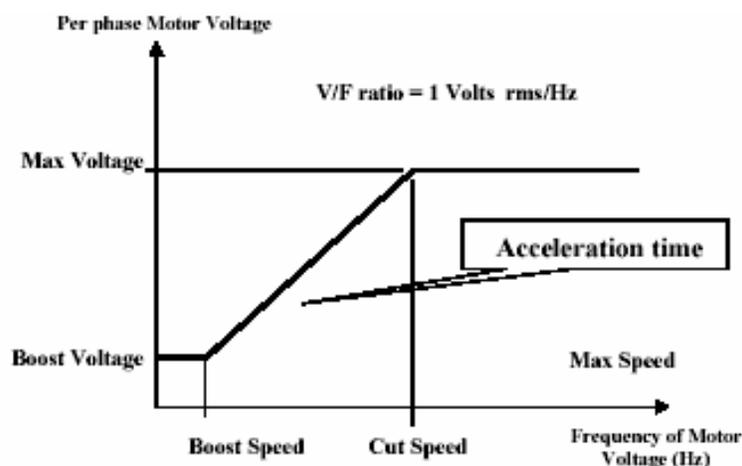


Figura 3.19: Exemplo de rampa de aceleração [44]

Basicamente o perfil rampa de aceleração é definido em função de três parâmetros: velocidade, tempo de aceleração e máxima tensão. Uma vez definidos, estes parâmetros podem ser chamados a qualquer tempo pelo programa de controle de velocidade.

Capítulo 04

Método experimental para determinação das capacitâncias parasitas de motores de indução trifásicos de rotor em gaiola

4.1 Introdução

Neste capítulo apresenta-se um método simplificado para determinação das capacitâncias parasitas do circuito equivalente de alta frequência do motor de indução trifásico de rotor em gaiola e os efeitos de interferência eletromagnética causados no mesmo em modo comum, quando ele é acionado por inversor controlado por modulação por largura de pulsos (MLP). Trata-se de um método novo que utiliza um circuito eletrônico para medição de grandezas necessárias para o cálculo desses parâmetros.

Os procedimentos propostos para o desenvolvimento deste método consistem em: a) determinação dos parâmetros do circuito equivalente do motor de indução trifásico em regime permanente e em alta frequência [1, 10, 15 e 31], através de ensaio característico em laboratório, b) estabelecer configurações de ligações entre o inversor MLP e o motor para medições das grandezas de interesse: tensões de modo comum (V_{CM}) e de eixo (V_{EIXO}), correntes de fuga (I_{FUGA}) e de eixo (I_{EIXO}) através de circuito de medição desenvolvido para este fim [13 e 14], c) calcular os valores das capacitâncias parasitas entre estator e carcaça do motor (C_{EC}), estator e rotor (C_{ER}), rotor e carcaça (C_{RC}) e de rolamento (C_B) utilizando suas equações características [10 e 15], d) utilizar o aplicativo Pspice [41], para simular o sistema (motor de indução trifásico alimentado por inversor MLP), com o circuito equivalente em alta frequência do mesmo [6 e 16], e) obter as formas de onda características dos fenômenos tanto de modo diferencial quanto em modo comum.

4.2 Método proposto

O método proposto consiste em determinar os parâmetros do circuito equivalente de alta frequência do motor de indução trifásico de rotor em gaiola, através da medição direta das grandezas de interesse e, utilizando a equação (4.1), calcular os valores das capacitâncias parasitas. As grandezas de interesse são tensão de modo comum (V_{CM}), tensão de eixo (V_{EIXO}), corrente de fuga (I_{FUGA}) e corrente de eixo (I_{EIXO}).

$$C = \frac{I_C}{2\pi \cdot f_s \cdot V_C} \quad (4.1)$$

Na equação (4.1) I_C e V_C representam a corrente e a tensão eficazes no capacitor, respectivamente, e f_s a frequência de chaveamento do inversor MLP.

O diagrama esquemático do método proposto é mostrado na figura 4.1.

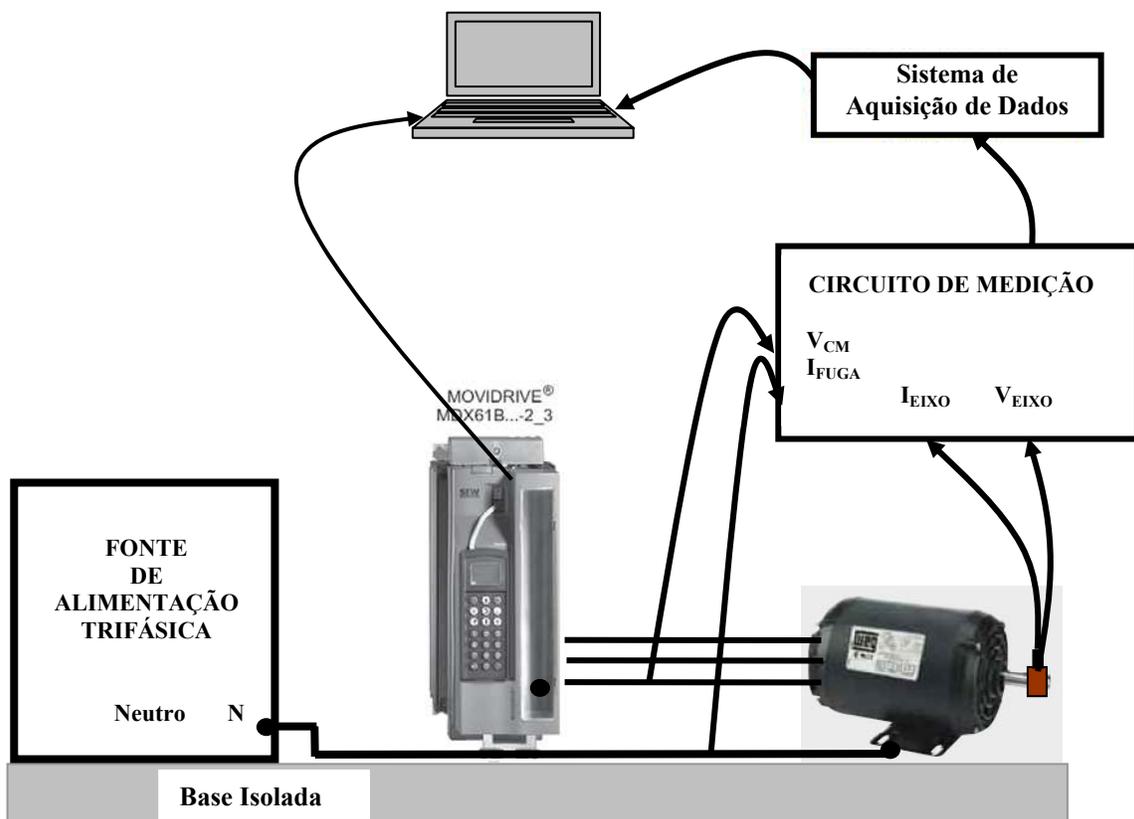


Fig. 4.1: Diagrama de esquemático do método proposto

A estrutura é constituída pelos seguintes equipamentos: fonte de alimentação trifásica 220V/60Hz, Inversor MLP trifásico de 5 cv, motores de indução trifásicos de 1 e 5 cv, circuito de medição das grandezas de interesse, placa de aquisição de dados LabView, notebook para gerenciamento do inversor MLP e tratamento dos sinais através de softwares dedicados LabView 8.5 e MOVITOOLS, base para sustentação dos equipamentos totalmente isolada para permitir que as medições, principalmente das correntes, sejam as mais próximas possíveis das reais, cabo de conexão com o neutro do sistema de alimentação interligado com os terminais de terra do inversor MLP e do motor de indução proporcionando um caminho de circulação da corrente de fuga do motor de indução trifásico.

O circuito de medição das grandezas (V_{CM} , V_{EIXO} , I_{FUGA} e I_{EIXO}) de interesse é mostrado na figura 4.2.

A tensão de modo comum (V_{CM}) é a tensão medida do ponto comum (neutro) à carcaça do motor, quando este utiliza conexão estrela (Y). Quando o mesmo utiliza conexão em delta (Δ), deve-se fazer uma ligação estrela equivalente utilizando-se resistores de alto valor ($1M\Omega$) ligados a cada fase do motor com um ponto em comum (neutro). Para a adequação da medição da tensão de modo comum (V_{CM}) à placa de aquisição, adiciona-se um divisor resistivo (R_1 , R_2 , R_3 e R_4) para que a tensão medida não seja superior ao máximo valor permitido pela placa de aquisição que é de (+/- 10V), conforme mostrado na figura 4.2.

Para a medição da tensão de eixo (V_{EIXO}), que é a tensão medida do eixo à carcaça do motor de indução trifásico, adiciona-se um sistema de anel de cobre com escova de carvão ao eixo do motor de indução.

Para a medição da corrente de fuga (I_{FUGA}) e da corrente de eixo (I_{EIXO}) utiliza-se sensores de corrente do tipo bobina de Rogowski.

A corrente de fuga é a corrente medida no cabo de conexão entre a carcaça do motor de indução e a caixa metálica do inversor MLP, ligados ao neutro do sistema. Ela é composta pela soma das correntes que circulam pelas capacitâncias estator-carcaça (C_{EC}), rotor-carcaça (C_{RC}) e rolamentos (C_B).

A corrente de eixo (I_{EIXO}) é a corrente medida no condutor que está ligado à escova e que corresponde às contribuições das correntes que circulam pelas capacitâncias rotor-carcaça (C_{RC}) e rolamentos (C_B).

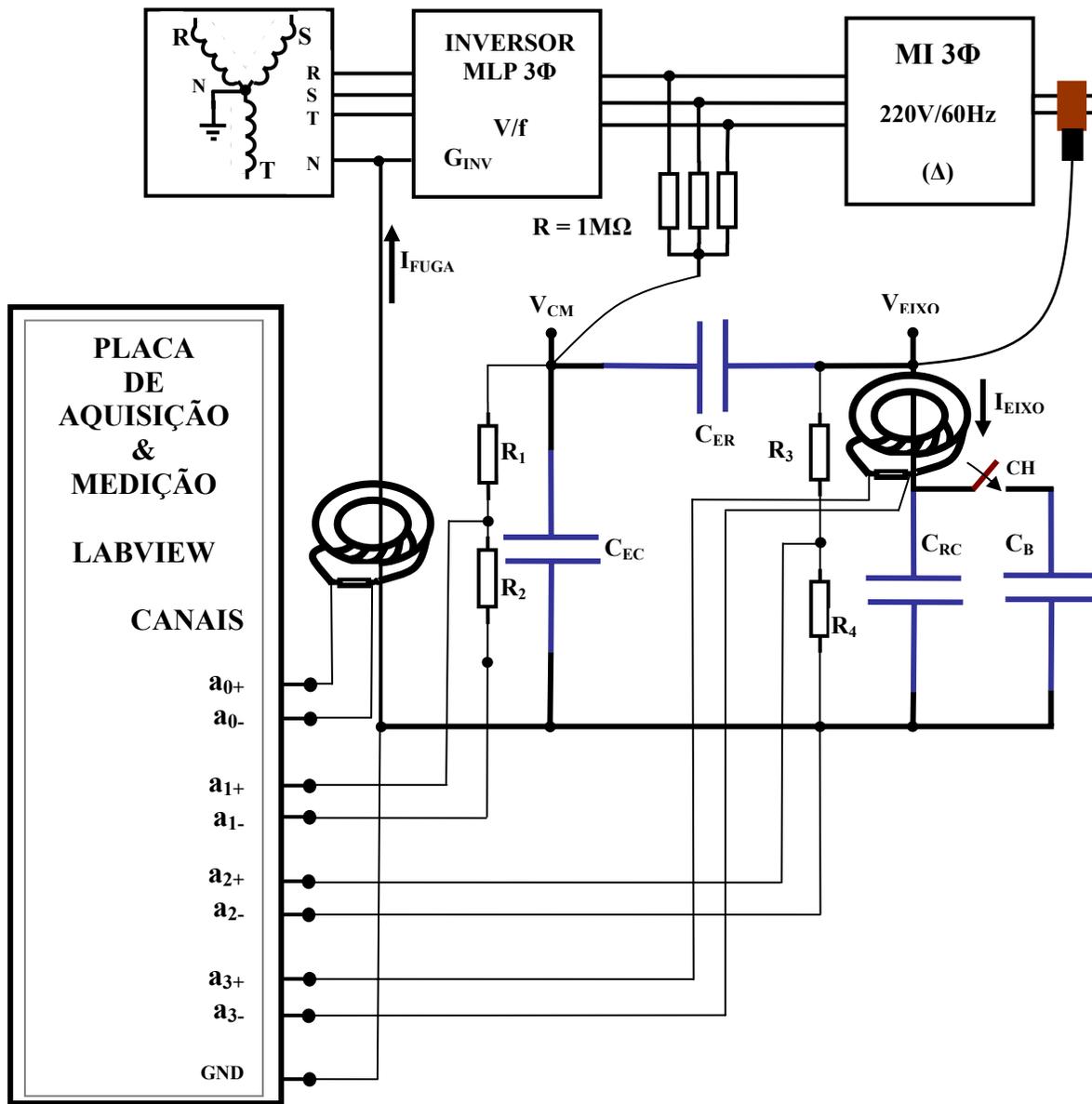


Fig. 4.2: Circuito de medição das grandezas de interesse

4.2.1 Sensor de corrente – Bobina de Rogowski

Este tipo de sensor é cada vez mais utilizado em medições de correntes elétricas. Em baixa frequência é utilizado para sensoriamento de correntes em sistemas de distribuição de energia elétrica e em medidores de energia elétrica. Em alta frequência é utilizado para medições

de picos de correntes (da ordem de ns) em semicondutores de potência [26 e 27]. Na figura 4.3 mostra-se um circuito utilizando a bobina de Rogowski como sensor de corrente.

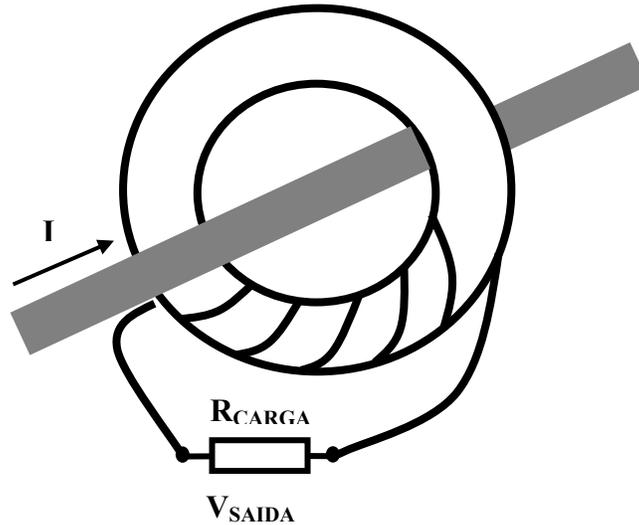


Fig. 4.3: Bobina de Rogowski

A bobina de Rogowski é constituída por um núcleo toroidal que pode ser formado por material magnético (núcleo de ferrite) ou não magnético (núcleo de ar). Enrola-se nesse núcleo uma bobina de N espiras que apresenta uma indutância própria L_S . Além desta indutância, tem-se a indutância mútua M , a resistência elétrica da bobina R_S , a capacitância parasita ou de dispersão C_S e a resistência de carga R_{CARGA} .

A corrente elétrica I que passa pelo condutor, induz um campo magnético na bobina que produz uma tensão induzida $e(t)$, nos terminais do enrolamento. O resistor de carga R_{CARGA} combinado com R_S e C_S funcionam como um integrador, sendo que sobre R_{CARGA} aparece a tensão V_{SAIDA} que é proporcional à corrente I do condutor. O circuito equivalente da bobina de Rogowski é mostrado na figura 4.4.

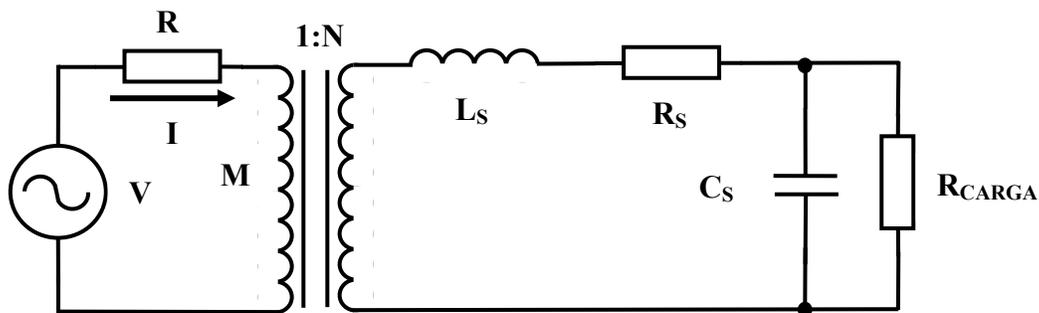


Fig. 4.4: Circuito equivalente da Bobina de Rogowski

Assim, analisando-se a figura 4.4, tem-se a seguinte equação para a tensão de saída [27]:

$$V_{SAIDA} = \frac{R_{CARGA}}{L_S} \cdot MI \quad (4.2)$$

A sensibilidade (S) da bobina de Rogowski é definida pela relação abaixo.

$$\frac{R_{CARGA}}{L_S} \cdot M = S \quad (4.3)$$

Desta forma a equação final é dada por:

$$V_{SAIDA} = S \cdot I \quad (4.4)$$

A utilização de núcleo magnético pode influenciar na precisão do sensor devido à perda de energia e à saturação no núcleo. Com o núcleo de ar isto não acontece mas, por outro lado, é necessário aumentar-se muito o número de espiras da bobina. Assim pode-se definir um projeto de bobina de Rogowski que atenda a estes dois parâmetros: precisão e compactação.

4.2.1.1 Projeto da Bobina de Rogowski para medição das correntes de interesse

Para o método de medição proposto, foram definidos dois objetivos para a especificação da bobina: a) resposta a uma faixa de frequência específica para a medição tanto da corrente de fuga quanto da corrente de eixo; b) alta sensibilidade na relação entre a corrente de entrada (grandeza medida) e a tensão de saída (proporcional à corrente).

Esta bobina apresenta a característica de auto-integração, onde não há a necessidade de se utilizar um circuito integrador ligado à saída da bobina [26, 27 e 29].

Considere-se o núcleo de ferrite toroidal apresentado na figura 4.5.

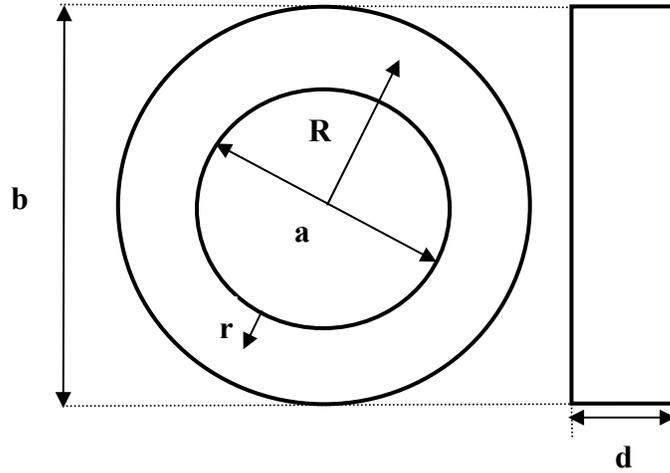


Fig. 4.5: Dimensões do núcleo toroidal

Através das dimensões do toroide são definidas as expressões para os parâmetros L_s , M , R_s e C_s da bobina [28].

$$L_s = \frac{\mu}{2\pi} \cdot N^2 \cdot d \cdot \ln\left(\frac{b}{a}\right) \quad (4.5)$$

$$M = \frac{\mu}{2\pi} \cdot N \cdot d \cdot \ln\left(\frac{b}{a}\right) \quad (4.6)$$

$$R_s = \rho \cdot \frac{4 \cdot l_d}{\pi \cdot D^2} \quad (4.7)$$

$$C_s = \frac{4 \cdot \pi^2 \cdot \epsilon_0 \cdot R}{\ln\left(\frac{R}{r}\right)} \quad (4.8)$$

Onde: $\mu = \mu_0 \cdot \mu_r$ sendo μ_0 a permeabilidade relativa do ar – $1.257 \cdot 10^{-6}$ [H/m], μ_r a permeabilidade relativa do material (ferrite - 2500), N o número de espiras da bobina, b o diâmetro externo do núcleo, a o diâmetro interno do núcleo, d a altura do núcleo, D o diâmetro do condutor (fio de cobre), R o raio médio do núcleo, r o raio da seção transversal do núcleo, l_d o comprimento total da bobina, ρ a resistividade do fio de cobre – $1.72 \cdot 10^{-6} \Omega/\text{cm}$ e ϵ_0 a constante dielétrica do ar – $8.854 \cdot 10^{-12} \text{F/m}$.

$$\begin{aligned} R &= \frac{b+a}{2} \\ r &= \frac{b-a}{2} \\ l_d &= N \cdot l_{BOBINA} = 2 \cdot N \cdot (d+r) \end{aligned} \quad (4.9)$$

Para o projeto da bobina têm-se os seguintes dados do toroide a ser usado:

$$a = 18,5 \text{ mm}, \quad b = 32,0 \text{ mm} \text{ e } d = 13,0 \text{ mm}$$

Através de (4.9), tem-se:

$$R = 25,25 \text{ mm}, \quad r = 6.75 \text{ mm}, \quad l_d = 1,975 \text{ m} \text{ e } D = 0,65 \text{ mm} \text{ (condutor AWG \# 26)}$$

A tensão de saída pode ser reescrita como:

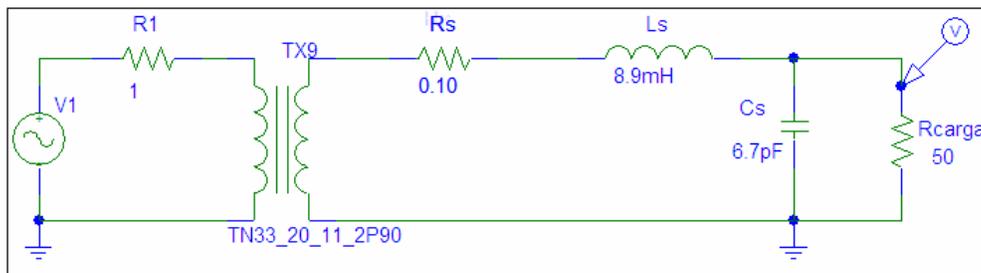
$$V_{SAIDA} = \frac{R_{CARGA}}{N} \cdot I \quad (4.10)$$

Para $N = 50$ espiras e $R_{CARGA} = 50 \Omega$, tem-se que $V_{SAIDA} = I$.

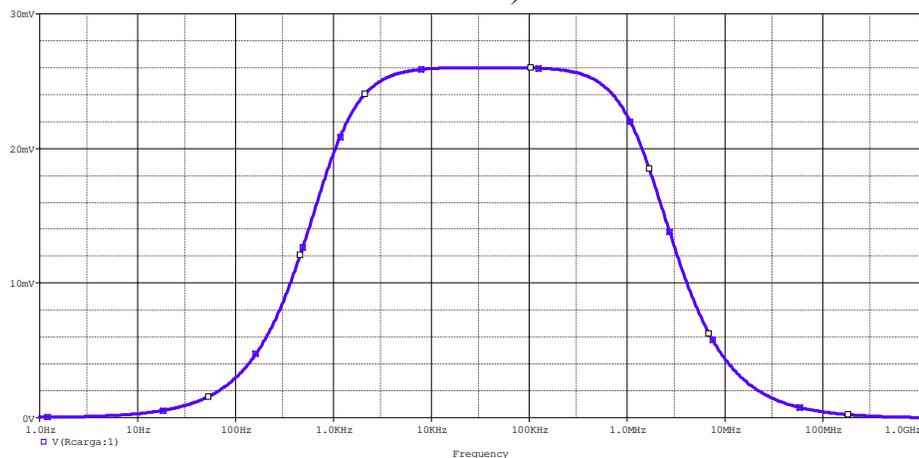
Assim os valores de L_S , M , R_S e C_S que satisfazem às condições acima mencionadas são:

$$L_S = 8.9 \text{ mH}, \quad M = 0.178 \text{ mH}, \quad R_S = 0.10 \Omega \text{ e } C_S = 6.7 \text{ pF}.$$

O funcionamento da bobina é simulado usando o Pspice para avaliar a relação entre a linearidade da tensão de saída em função da frequência. Na figura 4.6a mostra-se o circuito equivalente da bobina projetada e, na figura 4.6b, a resposta em frequência da tensão de saída.



a)



b)

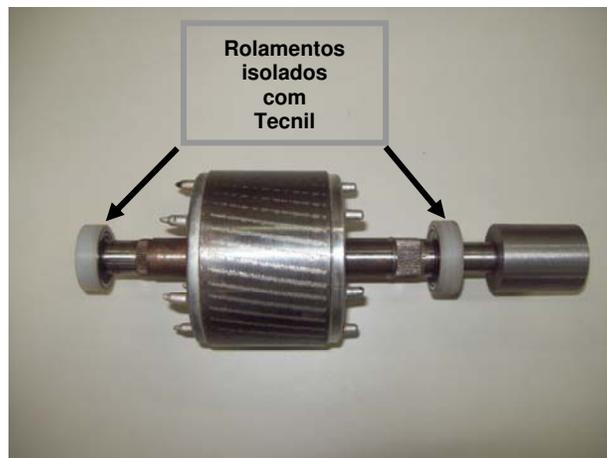
Fig. 4.6: a) Circuito equivalente da bobina de Rogowski, b) Resposta em frequência

Observando-se o gráfico da figura 4.6b, pode-se notar que a bobina apresenta uma boa resposta da tensão de saída na faixa de frequência de 5kHz a 500kHz. As frequências de chaveamento que são utilizadas no Inversor MLP para os ensaios de determinação das capacitâncias são de 4kHz, 8kHz, 12kHz e 16kHz.

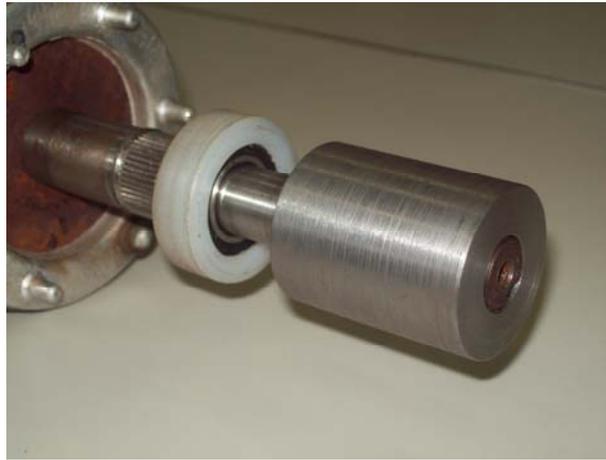
4.2.2 Preparação do motor de indução trifásico

Para a aplicação do método proposto, o motor de indução trifásico de rotor em gaiola deve ser preparado para que as capacitâncias possam ser determinadas [1, 10 e 14]. Em condições normais, os rolamentos do motor estão diretamente conectados tanto ao eixo quanto à carcaça do motor. Isto faz com que a capacitância existente entre o rotor e a carcaça (C_{RC}) fique curto-circuitada.

Assim algumas alterações são realizadas. a) os rolamentos do motor são isolados através de uma capa de nylon (tecnil) de alta resistência elétrica. Desta forma não haverá circulação de corrente pelos rolamentos (I_B) e pode-se avaliar a contribuição do ramo rotor-carcaça, conforme mostrado na figura 4.7 [10], b) um condutor é ligado entre a superfície externa de um dos rolamentos e o ponto mais próximo à carcaça do motor através de uma chave. Quando a chave estiver aberta, tem-se a condição estabelecida no item a. Quando a chave estiver fechada, tem-se então a circulação da corrente do rolamento para a carcaça e retornando para o rolamento [10], c) no eixo do motor instala-se um conjunto anel e escova, para a medição da tensão de eixo (V_{EIXO}). Utiliza-se também este sistema para se medir a corrente de eixo (I_{EIXO}) [14]. Na figura 4.8 são mostrados os itens b e c.



a)



b)

Fig. 4.7a e b: Isolação dos rolamentos do eixo do motor

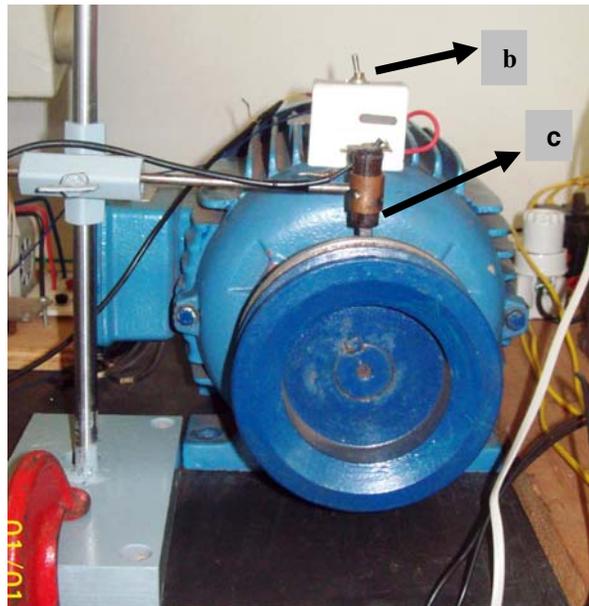


Fig. 4.8: Chave (b) e conjunto anel-escôva (c) para medição

4.2.3 Placa de aquisição de dados e medição

Utiliza-se o sistema de medição LabView [37, 38]. São definidos quatro canais para as diversas medições: a) canal a_0 : corrente de fuga (I_{FUGA}), b) canal a_1 : tensão de modo comum (V_{CM}), que é ajustada para os limites de tensão de $-10V$ a $+10V$, c) canal a_2 : tensão de eixo (V_{EIXO}) e d) canal a_3 : corrente de eixo (I_{EIXO}).

Através do software dedicado LabView 8.5 [40] cria-se um diagrama de blocos (planta) para o sistema de medição das grandezas de interesse. Na figura 4.9 mostra-se o diagrama de blocos para corrente de fuga (I_{Fuga}).

A configuração para cada grandeza a ser medida utiliza canais com entradas diferenciais mostrada na figura 4.10 para minimizar os efeitos das tensões de modo-comum (ruídos) presentes nas mesmas.

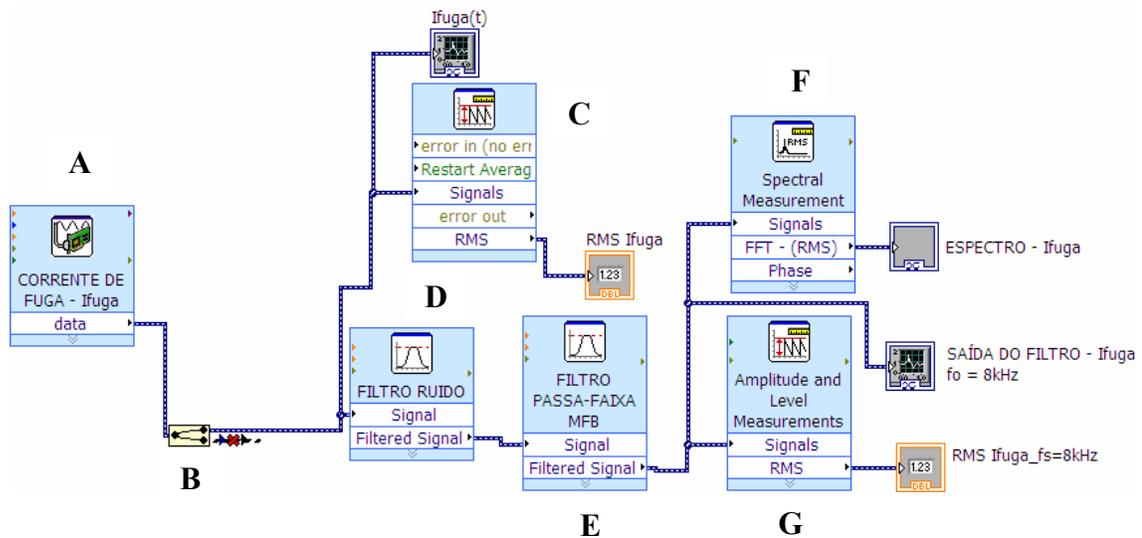


Fig. 4.9: Diagrama de blocos para a leitura da corrente de fuga (I_{FUGA})

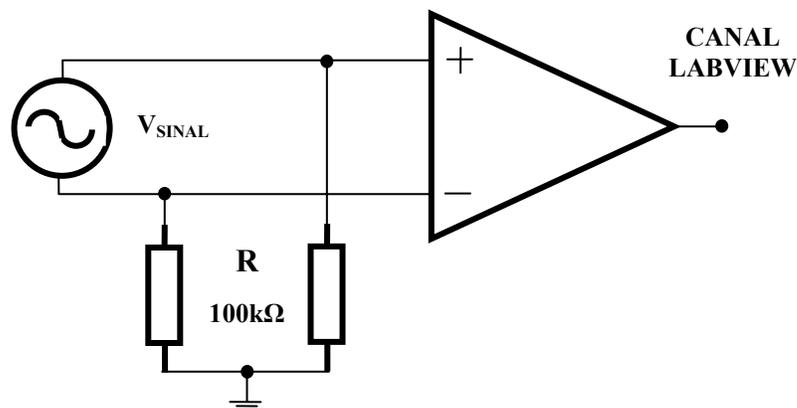


Figura 4.10: Entrada diferencial dos canais A/D

Utilizando o bloco DAQ Assistant (A), são definidos para cada canal os seguintes itens: a) tipo da grandeza (tensão ou corrente), b) nome da grandeza e taxa de amostragem, c) tipo de amostragem, d) diagrama de conexão do canal e outros ajustes que dependem do tipo de medição desejada. Pode-se utilizar até 16 sinais para leitura.

Utilizando o bloco Split Signals (B), leituras simultâneas das grandezas podem ser realizadas. Neste caso existem 4 saídas. A corrente I_{FUGA} em função do tempo é visualizada no osciloscópio $I_{FUGA}(t)$.

O bloco Amplitude and Level Measurements (C) permite realizar leituras dos sinais em valores CC (corrente contínua) e eficaz (valor médio quadrático). O valor é apresentado no display “RMS I_{FUGA} ”.

Os blocos Filtro Ruído (D) e Filtro Passa-Faixa MFB (E), tratam o sinal para que o mesmo possa ser medido na frequência de chaveamento do inversor MLP. O sinal filtrado é visualizado no osciloscópio SAIDA DO FILTRO – I_{FUGA} .

O Filtro Ruído (NOTCH) tem a função de não permitir a passagem de sinais de uma faixa de frequência ou de uma frequência específica.

O Filtro Passa-Faixa MFB permite que somente a banda de frequência especificada do sinal, possa passar.

Este bloco de filtragem permite definir: a) tipo de filtro: passa-baixa, passa-alta, passa-faixa, rejeita-faixa; b) banda de frequência; c) o tipo de resposta: finite impulse response - FIR ou infinite impulse response – IIR e d) topologia: Butterworth, Chebyshev, Inverse Chebyshev, Elliptic e Bessel.

O bloco Spectral Measurement (F), mostra, através do osciloscópio, o espectro de I_{FUGA} já filtrado na frequência desejada. E o bloco (G), semelhante ao bloco (C) fornece a tensão eficaz, na frequência de chaveamento f_s , disponível no display $RMS_I_{FUGA}_f_s$.

Todo este procedimento tem por finalidade garantir que as medições sejam feitas de forma a respeitar a equação para o cálculo das capacitâncias (4.1).

4.2.4 Inversor com modulação por largura de pulsos (MLP)

O Inversor MLP utilizado nesta pesquisa é uma nova geração de conversores estáticos de potência que apresentam melhorias em sua estrutura modular, fornecendo melhores funções na faixa de frequência mais baixa e maior capacidade de sobrecarga.

Apresentando funções de controle integradas com possibilidade de utilização de acessórios de comunicação, este inversor possibilita aplicações em sistemas de acionamentos CA com necessidade de alto rendimento, em uma faixa de potência de 0.55 a 160kW.

O Inversor MOVIDRIVE MDX60B/61B [36], apresenta como principais características:

- a) O modelo MOVIDRIVE MDX61B permite aplicação para motores assíncronos (motor de indução) com ou sem realimentação por encoder, servomotores síncronos e assíncronos;
- b) Modos de Controle: VFC (Voltage Flux Control): para controle de motores de indução. Com realimentação por encoder opera com controle vetorial. Sem realimentação, opera com controle V/f (escalar) e, CFC (Current Flux Control); para controle de servomotores síncronos e assíncronos opera sempre com realimentação por encoder. O diagrama de blocos da figura 4.11, mostra a estrutura básica deste Inversor.

O modelo do inversor utilizado neste trabalho é o Movidrive MDX61B 0037-2A3-4-0 com as seguintes características: potência de 5Hp (3.7kW); alimentação trifásica: 220V/50-60Hz; corrente nominal de saída: 15.2A e frequência MLP: 4, 8, 12 e 16kHz;

Utilizando o programa dedicado MOVITOOLS [34 e 36], tanto a frequência de chaveamento f_s do inversor quanto a velocidade de rotação do motor de indução podem ser alteradas, permitindo que uma análise mais completa sobre o comportamento das capacitâncias parasitas possa ser realizada.

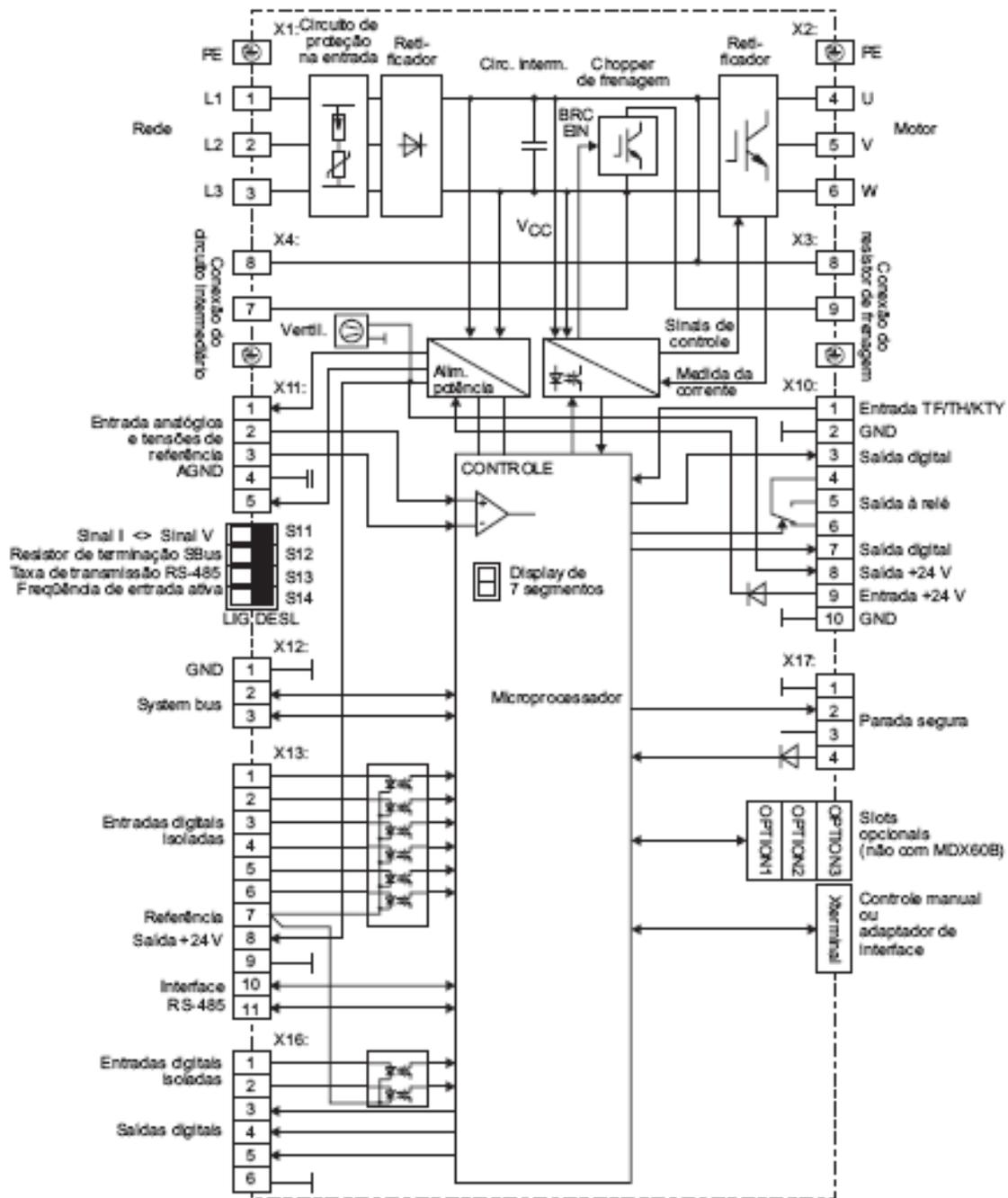


Fig. 4.11: Diagrama de blocos do Inversor Movidrive MDX61B

4.3 Procedimentos para desenvolvimento dos ensaios em laboratório

Adotou-se um procedimento dentro do laboratório de Máquinas Elétricas, para que os ensaios de medição e determinação das capacitâncias de alta frequência dos motores de indução trifásicos pudessem ter sido realizados em condições onde exista a menor interferência possível nos resultados dos mesmos. Estes procedimentos são descritos como segue: a) garantir a total isolação do conjunto: motor de indução trifásico a ser ensaiado e inversor MLP em relação à base em que estão apoiados, com o objetivo de não existir qualquer circulação de corrente para o sistema de “terra” da carcaça do motor e do inversor; b) verificação das conexões entre a carcaça do motor e do inversor com o NEUTRO da fonte de alimentação trifásica, permitindo criar um único caminho de circulação da corrente de fuga do motor e, conseqüentemente sua correta medição; c) todo o sistema de medição (placa de aquisição LABVIEW) bem como o computador (notebook) utilizado na execução dos programas dedicados e de armazenamento de dados medidos, deve estar à mesma referência do NEUTRO do sistema. Garante-se assim, medições confiáveis; d) correto posicionamento e pressão suficiente da escova no anel, no eixo do motor de indução, garantindo um bom contato e, conseqüentemente, medidas confiáveis de tensão e corrente de eixo (V_{EIXO} e I_{EIXO}); e) verificação de todas as conexões do sistema de aquisição/medição e do inversor com o computador; f) realização dos ensaios em ambiente climatizado, visando garantir as mesmas condições para os outros ensaios e g) se possível, trabalhar com um sistema de alimentação totalmente isolado, não somente galvanicamente (através de transformador isolador), mas também eletricamente. Com isto as características de tensão e corrente de alimentação do sistema serão sempre as mesmas em qualquer situação e instante, proporcionando medições e resultados mais satisfatórios.

Seguidos estes procedimentos, os ensaios dos motores de indução, para determinação das capacitâncias parasitas do motor de indução trifásico, podem ser iniciados.

4.4 Determinação das capacitâncias parasitas do motor de indução trifásico de rotor em gaiola

O circuito equivalente de alta frequência é novamente mostrado na figura 12.

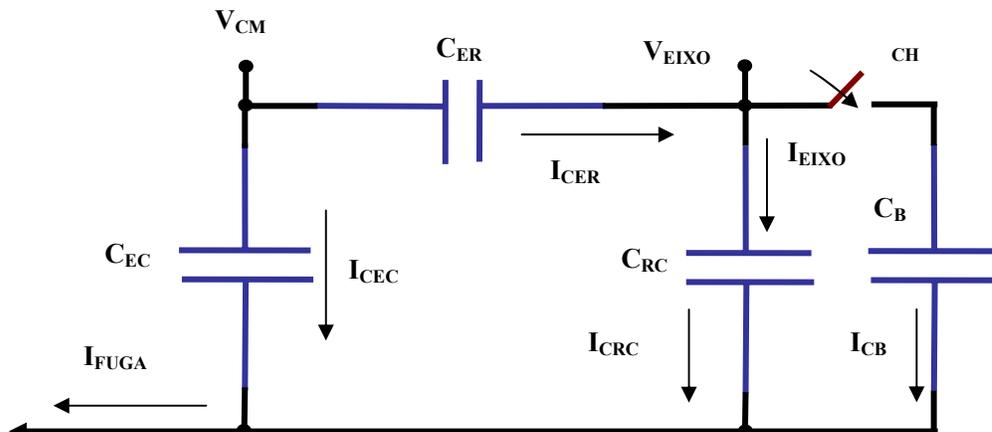


Fig. 4.12: Circuito equivalente simplificado de alta frequência do motor de indução trifásico

Para a determinação das capacitâncias deve-se seguir o seguinte procedimento: a) chave (CH) aberta: os rolamentos do motor estão isolados. Portanto não existe corrente circulando pelos mesmos e a capacitância C_B não contribui para o valor de BVR (Bearing Voltage Ratio – Razão da tensão de mancal), b) chave (CH) fechada: passa a circular corrente pelos rolamentos e a capacitância C_B passa a influenciar no valor de BVR.

São realizadas as medidas das seguintes grandezas de interesse: tensão de modo comum (V_{CM}), tensão de eixo (V_{EIXO}), corrente de fuga (I_{FUGA}), corrente de eixo com a chave CH desligada ($I_{EIXO-OFF}$), corrente de eixo com a chave CH ligada ($I_{EIXO-ON}$). A seguir são determinados os valores das seguintes correntes:

$$I_{C_{EC}} = I_{FUGA} - I_{EIXO-OFF} \quad (4.11)$$

$$I_{C_{ER}} = I_{C_{RC}} = I_{EIXO-OFF} \quad (4.12)$$

$$I_{C_B} = I_{EIXO-OFF} - I_{EIXO-ON} \quad (4.13)$$

As capacitâncias parasitas do motor de indução trifásico: C_{EC} , C_{RC} , C_{ER} e C_B são determinadas através das equações reescritas abaixo:

$$C_{EC} = \frac{I_{C_{EC}}}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot V_{CM}} \quad (4.14)$$

$$C_{RC} = \frac{I_{C_{RC}}}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot V_{EIXO}} \quad (4.15)$$

$$C_{ER} = \frac{I_{C_{ER}}}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot (V_{CM} - V_{EIXO})} \quad (4.16)$$

$$C_B = \frac{I_{C_B}}{I_{C_{RC}}} \cdot C_{RC} \quad (4.17)$$

Capítulo 5

Ensaaios e simulações

5.1 Introdução

O método descrito no capítulo anterior foi aplicado em três motores de indução trifásicos. Dois motores de 1 cv e um motor de 5 cv. Um dos motores de 1 cv não apresenta mais suas características originais porque os enrolamentos de estator foram totalmente substituídos por outros sem preocupação com as características de projeto originais. Isto possibilitou verificar se há alteração ou não nos valores das capacitâncias em relação ao outro motor de 1 cv que apresenta suas características originais de projeto, já que o objetivo é o de ratificar que as capacitâncias parasitas dependem apenas das características geométrico-constitutivas do mesmo [1]. Como a determinação das capacitâncias depende das grandezas de interesse em alta frequência, os ensaios podem ser realizados com ou sem carga no eixo dos motores de indução trifásicos.

5.2 Ensaio dos motores de indução trifásicos

5.2.1 Determinação dos parâmetros de baixas frequências

Inicialmente foram realizados os ensaios para determinação dos parâmetros do circuito equivalente de baixa frequência (nominal) dos motores, descritos no capítulo 2. Os parâmetros foram determinados a partir de ensaios característicos utilizando o método dos dois wattímetros:

ensaio em vazio e ensaio com rotor bloqueado juntamente com equações características [31]. Foram determinados os parâmetros do circuito equivalente dos motores de indução trifásicos de 1 cv e de 5 cv que são apresentados na tabela 1. Esses parâmetros são utilizados nas simulações usando o aplicativo Pspice para análise e comparações com os resultados obtidos em laboratório.

Os motores de indução trifásicos utilizados neste ensaio apresentam os seguintes dados de placa: a) fabricante: WEG, b) potência nominal: 1 cv e 5 cv, c) tensão nominal: 220V (Δ)/380V (Y), d) corrente nominal: 3,8A (Δ) e 2,4A (Y)/13,5 (Δ) e 8,5 (Y), e) velocidade nominal: 1710 rpm e f) número de pólos: 4.

Tab. 5.1: Parâmetros do circuito equivalente de baixa frequência obtidos em laboratório

Motor (cv)	$R_1(\Omega)$	$R_2'(\Omega)$	$L_1=L_2$ (mH)	L_{mag} (mH)
1 (MI1cv1)	8.55	5.62	16.95	346.31
1 (MI1cv2)	8.70	6.53	18.22	366.40
5	1.50	0.78	6.10	243.63

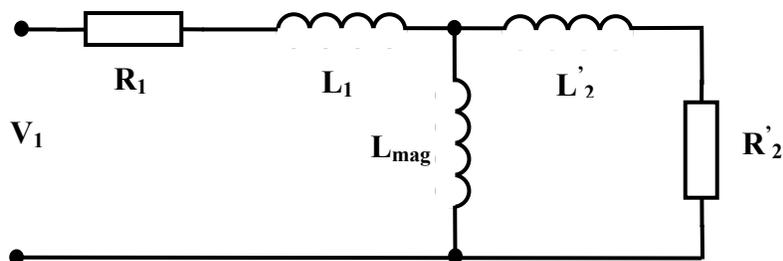


Fig. 5.1: Circuito equivalente de baixa frequência do motor de indução trifásico

5.2.2 Determinação dos parâmetros de altas frequências

Utilizando o programa aplicativo MOVITOOLS [36], o inversor MLP é parametrizado em função das características do motor de indução trifásico a ser ensaiado (dados de placa), bem como das características de acionamento e operação. Tanto a frequência de chaveamento quanto a frequência fundamental do motor, podem ser alteradas em tempo real.

O programa aplicativo LabView [40] foi configurado para adequar as frequências dos filtros de ruído e passa faixa das grandezas de interesse à frequência de chaveamento do inversor MLP.

Após todas as medições e cálculos realizados foram construídas curvas das capacitâncias parasitas: a) capacitâncias em função da frequência de acionamento do motor (Hz) para uma frequência de chaveamento fixa, b) capacitâncias em função da frequência de chaveamento para a frequência de acionamento do motor de 60 Hz, c) valor médio das capacitâncias em função da frequência de chaveamento. As formas de ondas das grandezas de interesse também foram obtidas através de medição com osciloscópio digital.

5.2.3 Ensaio dos motores de indução trifásicos de 1 cv

5.2.3.1 Motor MI1cv1

O motor de indução trifásico de 1cv (MI1cv1) tem o enrolamento de estator conectado em delta (Δ) e tensão de linha de 220V. Assim é utilizada a configuração estrela equivalente para a medição da tensão de modo comum (V_{CM}). Na tabela 5.2 são apresentados os valores medidos das grandezas de interesse.

Na tabela 5.3 são apresentados os valores calculados das correntes que circulam entre o estator e a carcaça do motor (I_{CEC}) e nos rolamentos (I_{CB}).

Na tabela 5.4 são apresentados os valores calculados das capacitâncias parasitas do motor de indução trifásico de 1cv MI1cv1.

Tab.5.2: Medição das grandezas de interesse do motor de 1 cv MI1cv1

Frequência de chaveamento do inversor (kHz)	Frequência do motor (Hz)	V_{CM} (V)	V_{EIXO} (V)	I_{FUGA} (mA)	I_{EIXO-OFF} (mA)	I_{EIXO-ON} (mA)
4						
	20	101,74	4,10	5,25	0,195	0,158
	30	90,30	3,65	4,60	0,171	0,149
	40	74,35	3,02	3,87	0,144	0,127
	50	55,08	2,25	3,01	0,112	0,101
	60	35,82	1,47	2,66	0,090	0,082
8						
	20	92,02	4,32	9,76	0,316	0,239
	30	84,58	3,83	8,50	0,274	0,220
	40	69,83	3,16	7,12	0,231	0,190
	50	51,77	2,34	5,30	0,173	0,156
	60	33,71	1,54	3,45	0,115	0,105
12						
	20	93,31	4,36	14,30	0,456	0,382
	30	82,17	3,87	12,45	0,393	0,344
	40	67,42	3,18	10,53	0,343	0,303
	50	50,57	2,37	7,83	0,247	0,218
	60	33,11	1,57	5,23	0,169	0,153
16						
	20	93,91	4,51	19,40	0,544	0,440
	30	83,98	4,08	17,30	0,490	0,412
	40	69,23	3,37	14,20	0,403	0,341
	50	51,77	2,53	10,50	0,302	0,257
	60	33,71	1,67	7,03	0,202	0,175

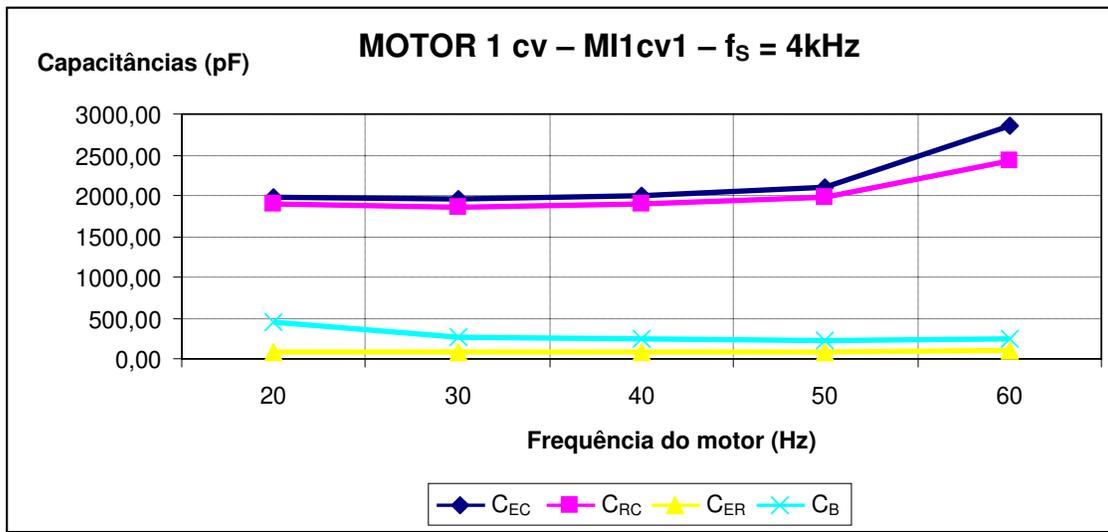
Tab.5.3: Correntes calculadas – MI1cv1

Frequência de chaveamento do inversor (kHz)	Frequência do Motor (Hz)	I_{EC} (mA)	I_B (mA)
4			
	20	5,06	0,04
	30	4,43	0,02
	40	3,73	0,02
	50	2,90	0,01
	60	2,57	0,01
8			
	20	9,44	0,08
	30	8,23	0,05
	40	6,89	0,04
	50	5,13	0,02
	60	3,34	0,01
12			
	20	13,84	0,07
	30	12,06	0,05
	40	10,19	0,04
	50	7,58	0,03
	60	13,84	0,07
16			
	20	18,86	0,10
	30	16,81	0,08
	40	13,80	0,06
	50	10,20	0,05
	60	6,83	0,03

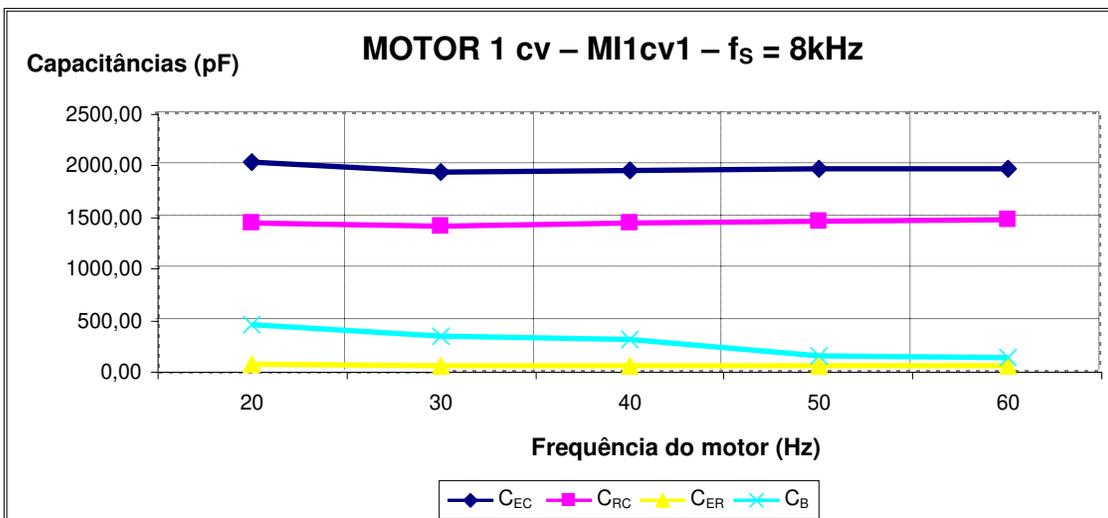
Tab.5.4: Capacitâncias parasitas do motor de 1 cv M11cv1

Frequência de chaveamento do inversor (kHz)	Frequência do Motor (Hz)	C_{EC} (pF)	C_{RC} (pF)	C_{ER} (pF)	C_B (pF)
4					
	20	1976,98	1892,45	79,47	443,17
	30	1951,60	1864,13	78,52	275,24
	40	1994,04	1897,27	80,33	253,96
	50	2093,52	1980,65	84,35	215,71
	60	2854,83	2436,12	104,25	237,67
8					
	20	2041,82	1455,28	71,69	468,86
	30	1934,92	1423,29	67,51	349,35
	40	1962,71	1454,35	68,93	313,83
	50	1970,28	1470,87	69,63	160,29
	60	1968,25	1485,66	71,12	141,49
12					
	20	1967,82	1387,17	67,99	268,72
	30	1946,16	1346,89	66,57	191,85
	40	2004,05	1430,60	70,82	188,86
	50	1988,84	1382,29	67,97	183,88
	60	2027,35	1427,71	71,07	149,30
16					
	20	1997,33	1199,87	60,53	283,61
	30	1991,15	1194,67	61,00	226,18
	40	1982,45	1189,56	60,87	216,28
	50	1959,52	1187,41	61,01	207,91
	60	2014,87	1203,23	62,72	185,64

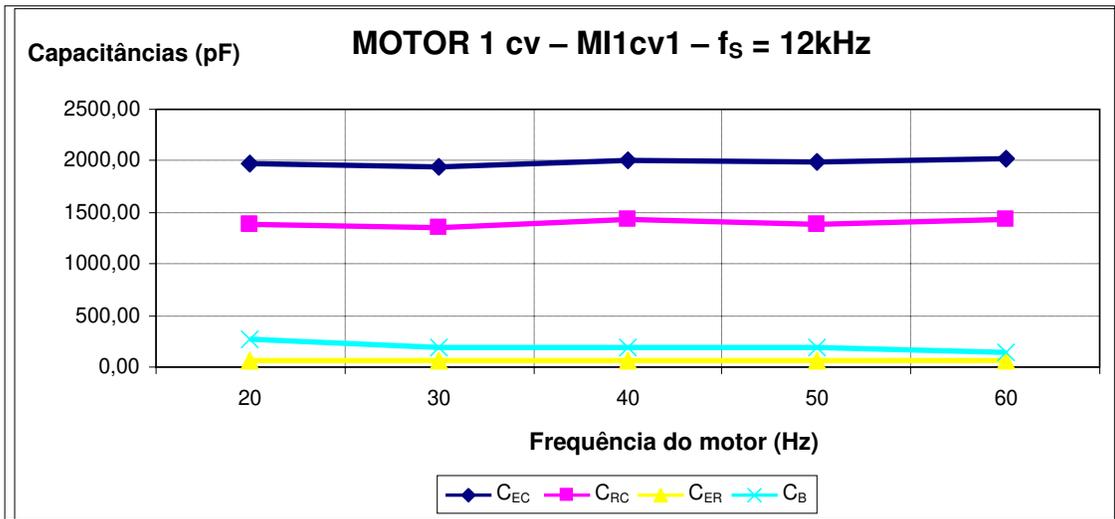
Mostra-se nas figuras 5.2 os valores de cada uma das capacitâncias parasitas em função da frequência do motor (velocidade) para frequências de chaveamento específicas do inversor MLP de 4 kHz, 8 kHz, 12 kHz e 16 kHz.



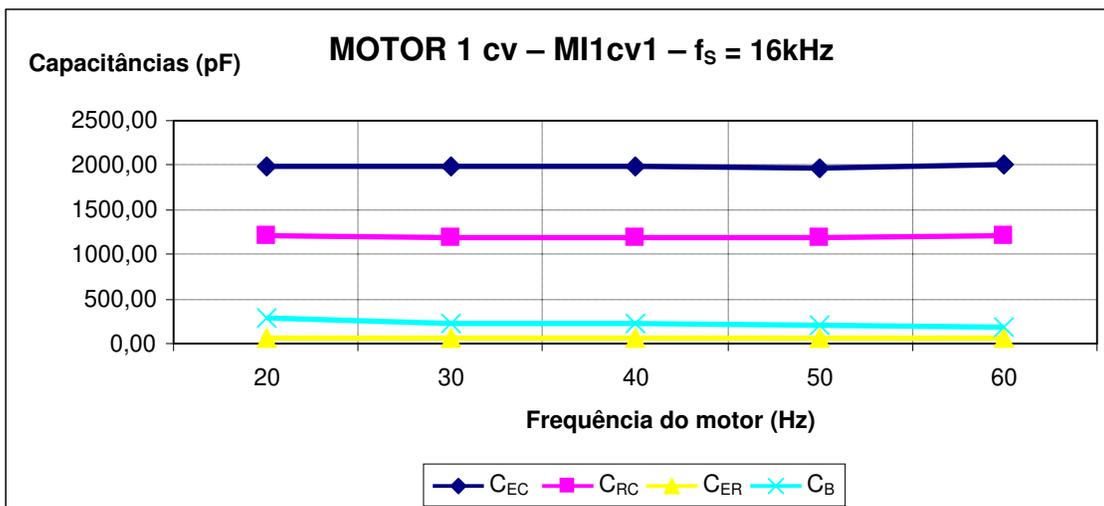
a)



b)



c)



d)

Fig. 5.2.a.b.c.d: Capacitâncias parasitas em função da frequência do motor de 1 cv (MI1cv1) para diferentes frequências de chaveamento do inversor

As capacitâncias C_{EC} , C_{RC} , C_{ER} ficam praticamente constantes para a variação da frequência do motor e da frequência de chaveamento do inversor MLP, mostrando que as mesmas dependem, principalmente, das características geométricas do motor [1].

Por sua vez, a capacitância C_B decresce com o aumento da frequência do motor (aumento da velocidade). Isto ocorre porque, além de ser dependente das dimensões do rolamento, esta capacitância também é função da velocidade [10].

Nota-se que para a frequência de chaveamento de 4 kHz, os resultados apresentam algumas alterações quando comparado com as outras frequências. Estas alterações são devidas, principalmente à resposta do sensor de corrente (bobina de Rogowski). Nesta faixa de frequências, não há uma boa linearidade do sinal de saída, sendo mais aconselhável a utilização dos valores encontrados para frequências maiores.

Manteve-se aqui os valores para 4 kHz com o objetivo de mostrar a necessidade de se trabalhar com sensores com espectros de frequência mais amplos. Neste experimento, usou-se uma bobina de Rogowsky de núcleo de ferrite e componentes passivos disponíveis no laboratório e não especialmente adquiridos para esse fim. Com a utilização de sensores com uma faixa de linearidade maior os resultados para 4 kHz provavelmente seriam parecidos com os outros.

Na figura 5.3, apresenta-se os valores das capacitâncias parasitas em função da frequência de chaveamento do inversor MLP, para a frequência do motor de 60Hz. Os resultados foram semelhantes aos anteriores, confirmando a dependência exclusiva das características físico-construtivas do motor de indução trifásico.

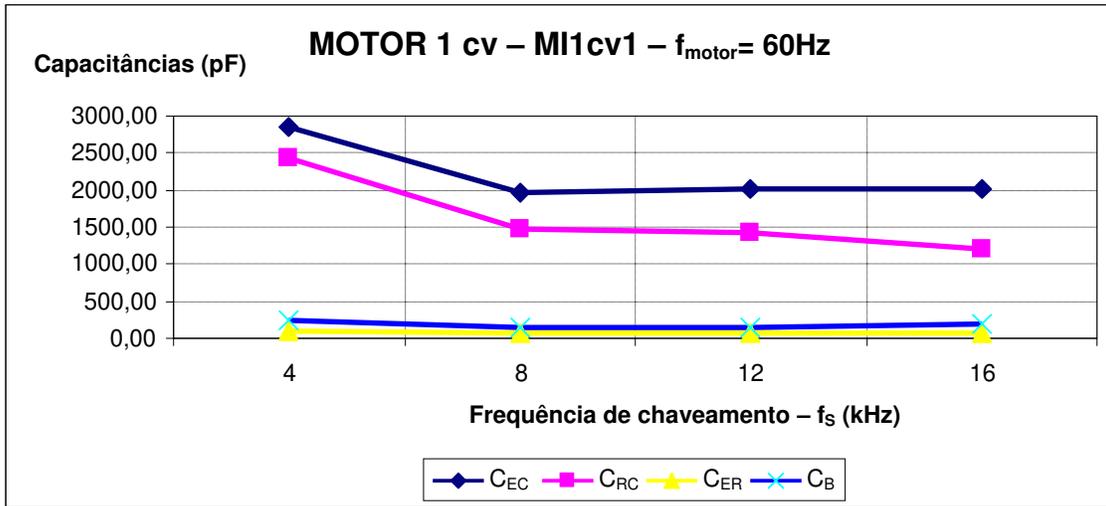


Fig. 5.3: Capacitâncias em função da frequência de chaveamento do motor de 1 cv (MI1cv1) com frequência de alimentação 60 Hz

Na figura 5.4, são apresentados os valores médios das capacitâncias parasitas do motor MI1cv1.

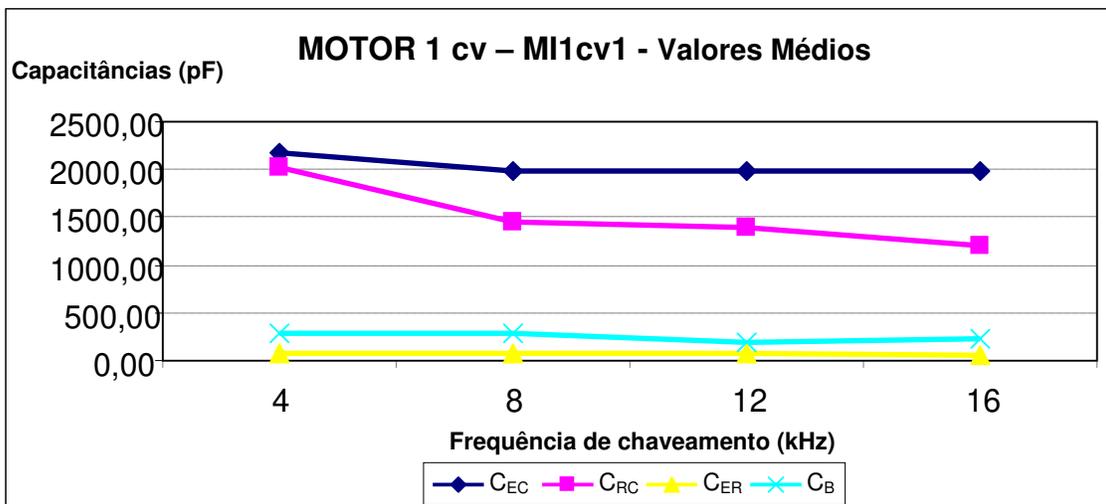


Fig. 5.4: Valores médios das capacitâncias para o motor de 1 cv (MI1cv1)

5.2.3.2 Motor MI1cv2

Mostra-se a seguir os resultados obtidos para o segundo motor de indução trifásico 1 cv, MI1cv2. Na tabela 5.5, são apresentados os valores medidos das grandezas de interesse.

Na tabela 5.6 apresenta-se os valores calculados das correntes que circulam entre o estator e a carcaça do motor (I_{CEC}) e nos rolamentos (I_{CB}).

Na tabela 5.7 apresenta-se os valores calculados das capacitâncias parasitas do motor de indução trifásico de 1 cv MI1cv2.

Tab.5.5: Medição das grandezas de interesse – MI1cv2

Frequência de chaveamento do inversor (kHz)	Frequência do motor (Hz)	V_{CM} (V)	V_{EIXO} (V)	I_{FUGA} (mA)	I_{EIXO-OFF} (mA)	I_{EIXO-ON} (mA)
4						
	20	103,54	4,06	5,34	0,175	0,089
	30	91,81	3,61	4,61	0,153	0,108
	40	76,45	3,00	4,00	0,130	0,096
	50	57,49	2,24	3,13	0,103	0,086
	60	37,24	1,47	2,48	0,078	0,068
8						
	20	98,13	4,24	10,10	0,271	0,139
	30	86,99	3,79	8,93	0,240	0,145
	40	72,24	3,13	7,54	0,200	0,143
	50	54,18	2,34	5,63	0,154	0,122
	60	35,22	1,52	3,75	0,104	0,091
12						
	20	95,42	4,20	14,84	0,393	0,211
	30	85,58	3,74	13,10	0,343	0,222
	40	70,13	3,18	10,93	0,284	0,207
	50	52,68	2,37	8,15	0,222	0,185
	60	34,62	1,53	5,45	0,149	0,133
16						
	20	95,12	4,35	20,00	0,530	0,327
	30	84,88	3,97	18,46	0,478	0,326
	40	69,83	3,31	15,18	0,404	0,313
	50	52,98	2,48	11,10	0,303	0,261
	60	34,31	1,65	7,67	0,212	0,187

Tab.5.6: Correntes calculadas – MI1cv2

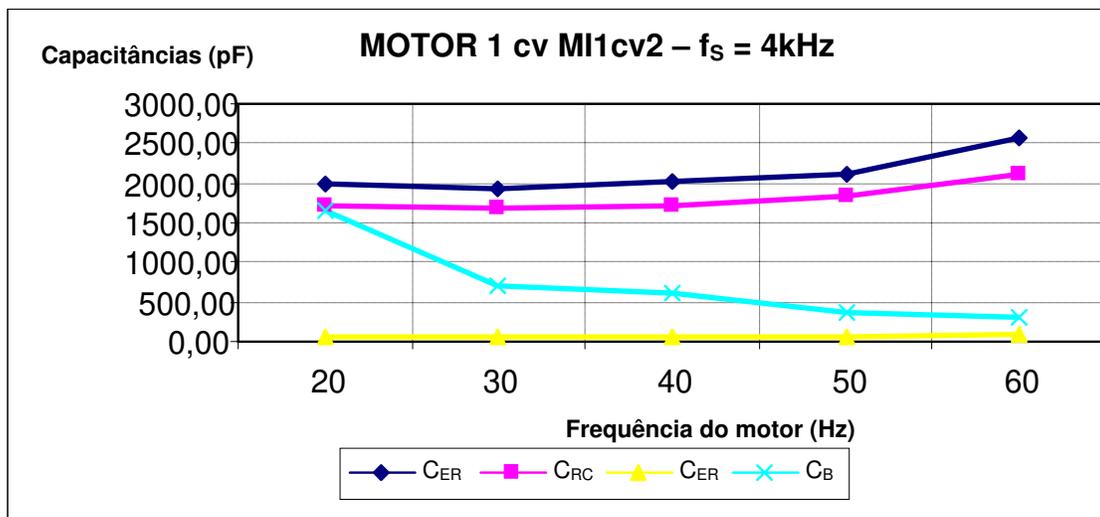
Frequência de chaveamento do inversor (kHz)	Frequência do motor (Hz)	I_{EC} (mA)	I_B (mA)
4			
	20	5,17	0,09
	30	4,46	0,05
	40	3,87	0,03
	50	3,03	0,02
	60	2,40	0,01
8			
	20	9,83	0,13
	30	8,69	0,10
	40	7,34	0,06
	50	5,48	0,03
	60	3,65	0,01
12			
	20	14,45	0,18
	30	12,76	0,12
	40	10,65	0,08
	50	7,93	0,04
	60	5,31	0,02
16			
	20	19,47	0,20
	30	17,98	0,15
	40	14,78	0,09
	50	10,80	0,04
	60	7,46	0,03

Tab.5.7: Capacitâncias parasitas do motor de 1 cv MI1cv2

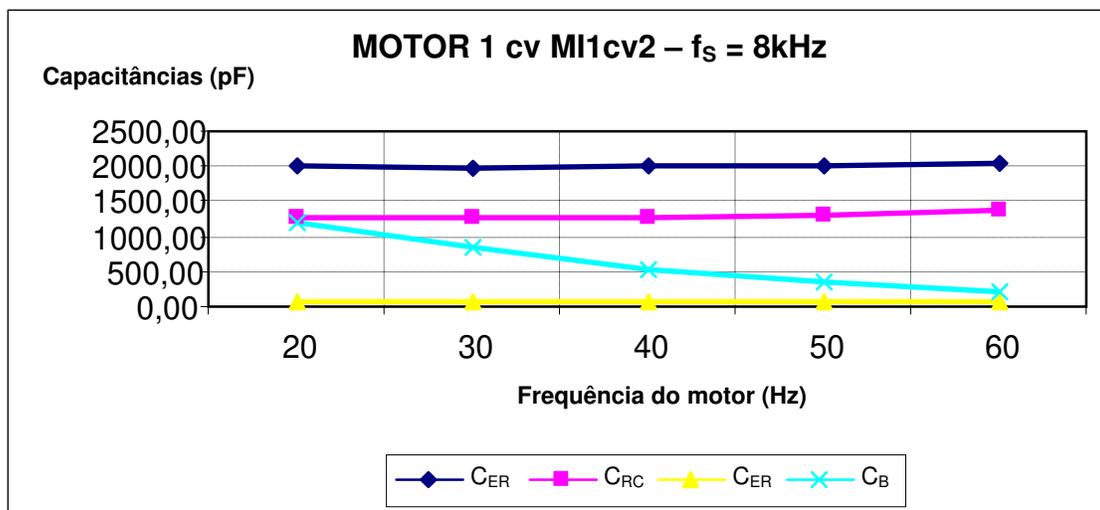
Frequência de chaveamento do inversor (kHz)	Frequência do motor (Hz)	C_{EC} (pF)	C_{RC} (pF)	C_{ER} (pF)	C_B (pF)
4					
	20	1984,88	1715,08	70,00	1657,27
	30	1931,64	1686,39	69,02	713,77
	40	2014,22	1724,23	70,42	622,15
	50	2097,64	1834,07	74,36	364,30
	60	2564,40	2109,68	86,70	300,59
8					
	20	1992,90	1269,71	57,34	1202,11
	30	1987,39	1261,41	57,46	829,05
	40	2022,43	1273,79	57,69	516,30
	50	2012,41	1305,93	58,95	340,96
	60	2059,72	1361,23	61,40	196,17
12					
	20	2008,24	1239,80	57,09	1062,69
	30	1977,10	1215,68	55,55	661,51
	40	2013,30	1185,36	56,30	442,07
	50	1995,63	1244,62	58,64	253,24
	60	2032,70	1291,66	59,73	159,75
16					
	20	2036,24	1212,65	58,06	749,66
	30	2107,39	1196,70	58,72	554,36
	40	2104,88	1212,93	60,35	349,10
	50	2027,39	1215,36	59,69	196,66
	60	2163,08	1280,51	64,68	172,38

Na figura 5.5 são mostrados os valores obtidos para as capacitâncias parasitas em função da frequência do motor, para frequências de chaveamento específicas do inversor MLP de 4 kHz, 8 kHz, 12kHz e 16kHz.

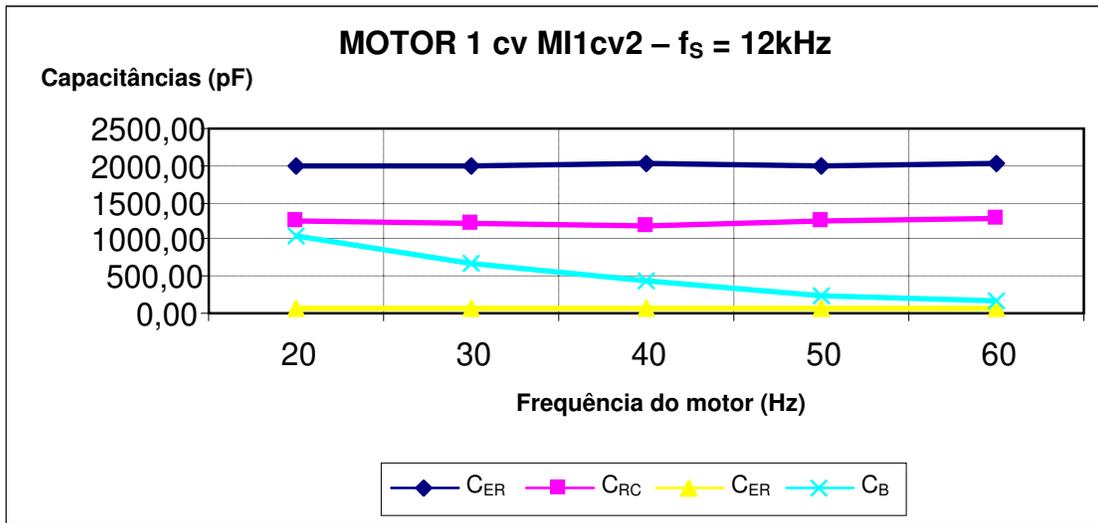
Observa-se os mesmos comportamentos encontrados no motor MI1cv1



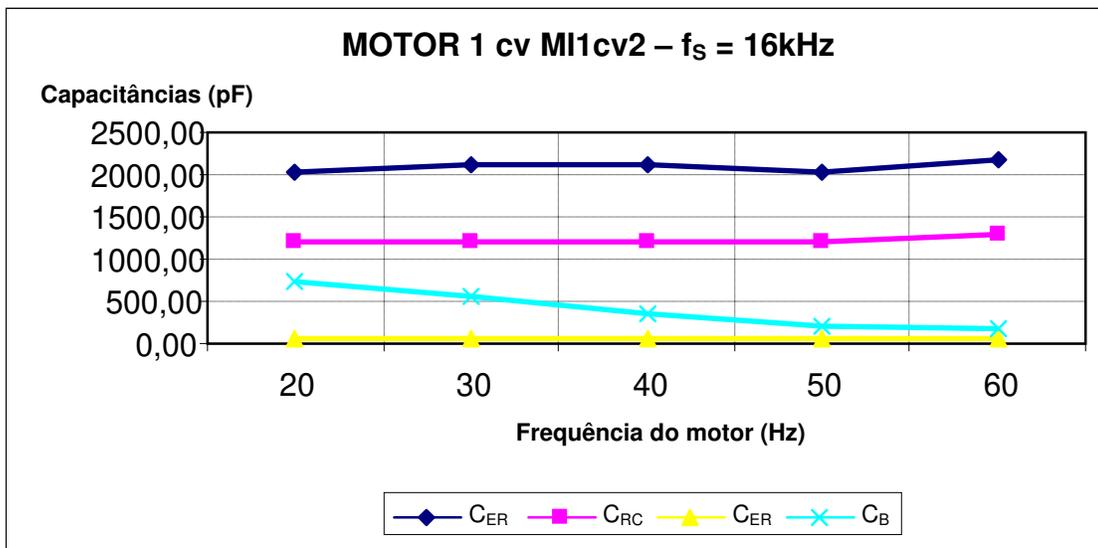
a)



b)



c)



d)

Fig. 5.5a.b.c.d: Capacitâncias parasitas em função da frequência do motor para diferentes frequências de chaveamento do inversor (MI1cv2)

Na figura 5.6, apresenta-se os valores das capacitâncias parasitas em função da frequência de chaveamento do inversor MLP para a frequência do motor de 60Hz.

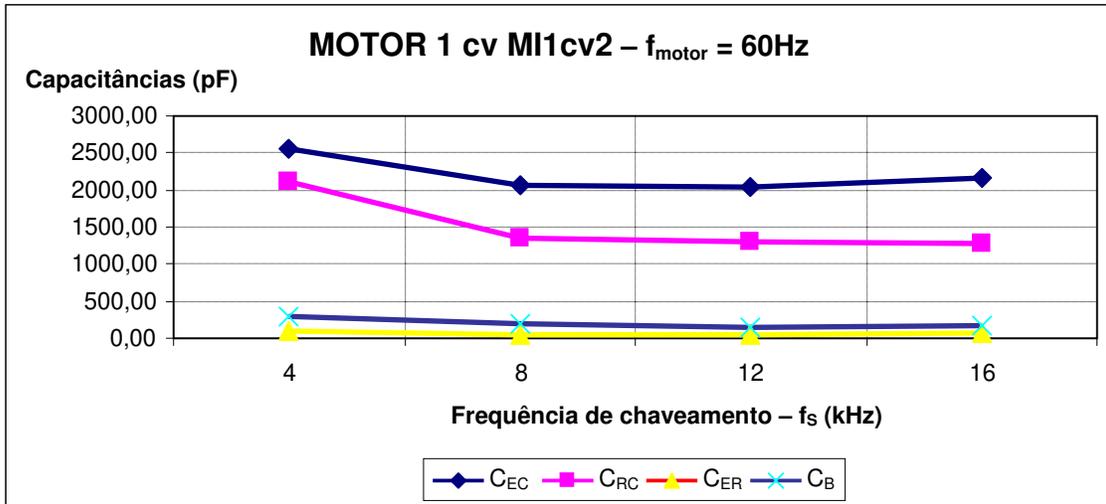


Fig. 5.6: Capacitâncias em função da frequência de chaveamento do motor de 1 cv (MI1cv2) com frequência de alimentação 60 Hz

Na figura 5.7 apresenta-se os valores médios das capacitâncias parasitas do motor MI1cv2 de 1 cv.

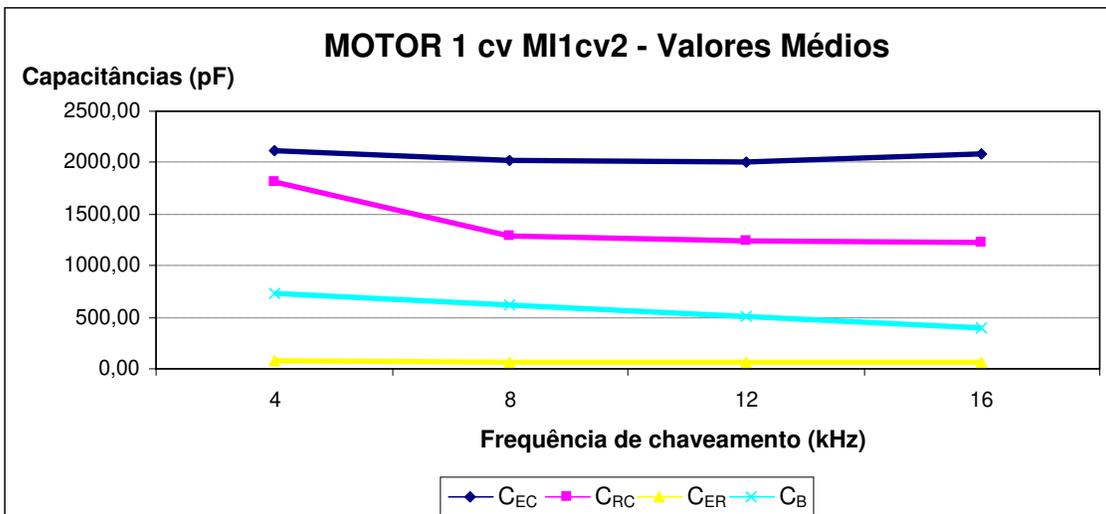


Fig. 5.7: Valores médios das capacitâncias para o motor de 1 cv - MI1cv2

5.2.4 Ensaio do motor de indução trifásico de 5 cv

Mostra-se a seguir os resultados obtidos para o motor de indução trifásico de 5 cv. Na tabela 5.8, são apresentados os valores medidos das grandezas de interesse.

Na tabela 5.9 apresenta-se os valores calculados das correntes que circulam entre o estator e a carcaça do motor (I_{CEC}) e nos rolamentos (I_{CB}).

Na tabela 5.10 apresenta-se os valores calculados das capacitâncias parasitas do motor de indução trifásico de 5 cv.

Tab.5.8: Medição das grandezas de interesse do motor de 5 cv

Frequência de chaveamento do inversor (kHz)	Frequência do motor (Hz)	V_{CM} (V)	V_{EIXO} (V)	I_{FUGA} (mA)	I_{EIXO-OFF} (mA)	I_{EIXO-ON} (mA)
4						
	20	112,58	3,92	12,60	0,160	0,098
	30	99,21	3,45	11,30	0,141	0,091
	40	83,04	2,88	9,95	0,119	0,081
	50	63,44	2,18	7,70	0,090	0,078
	60	42,30	1,44	6,30	0,061	0,054
8						
	20	106,05	3,78	24,00	0,243	0,148
	30	94,23	3,34	21,50	0,215	0,139
	40	79,00	2,77	18,10	0,178	0,121
	50	60,33	2,13	14,30	0,139	0,120
	60	39,81	1,39	9,65	0,091	0,080
12						
	20	105,12	3,78	36,50	0,356	0,217
	30	93,30	3,33	32,90	0,319	0,206
	40	77,75	2,75	26,90	0,261	0,178
	50	58,47	2,08	21,00	0,199	0,171
	60	37,63	1,37	13,50	0,128	0,112
16						
	20	102,94	3,74	49,30	0,485	0,295
	30	91,43	3,25	43,30	0,405	0,262
	40	74,95	2,68	35,40	0,342	0,233
	50	57,54	2,02	27,08	0,260	0,224
	60	37,94	1,38	18,25	0,173	0,152

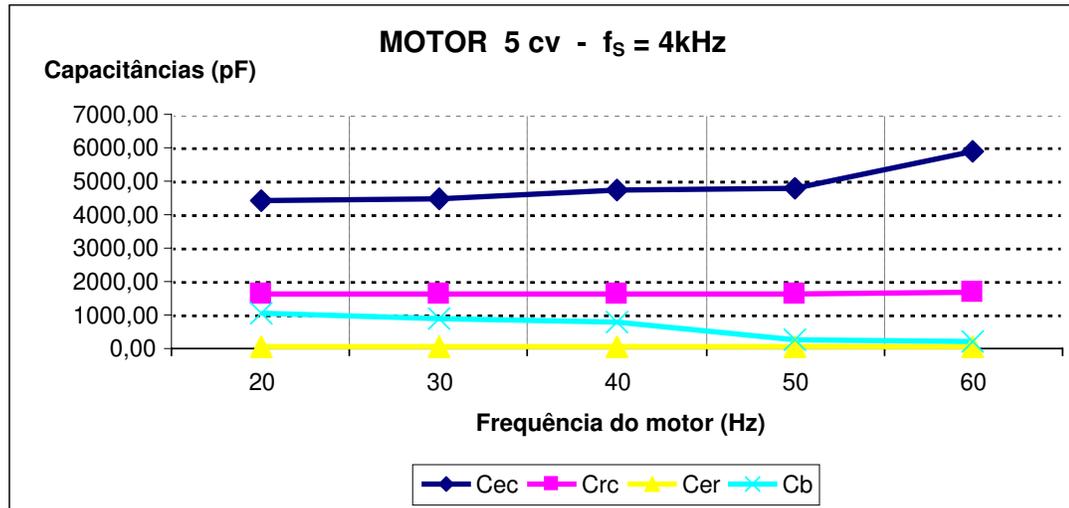
Tab.5.9: Correntes calculadas – 5 cv

Frequência de chaveamento do inversor (kHz)	Frequência do motor (Hz)	I_{CEC} (mA)	I_{CB} (mA)
4			
	20	12,44	0,062
	30	11,16	0,050
	40	9,83	0,038
	50	7,61	0,012
	60	6,24	0,007
8			
	20	23,76	0,095
	30	21,29	0,076
	40	17,92	0,057
	50	14,16	0,019
	60	9,56	0,011
12			
	20	36,14	0,139
	30	32,58	0,113
	40	26,64	0,083
	50	20,80	0,028
	60	13,37	0,016
16			
	20	48,82	0,190
	30	42,90	0,143
	40	35,06	0,109
	50	26,82	0,036
	60	18,08	0,021

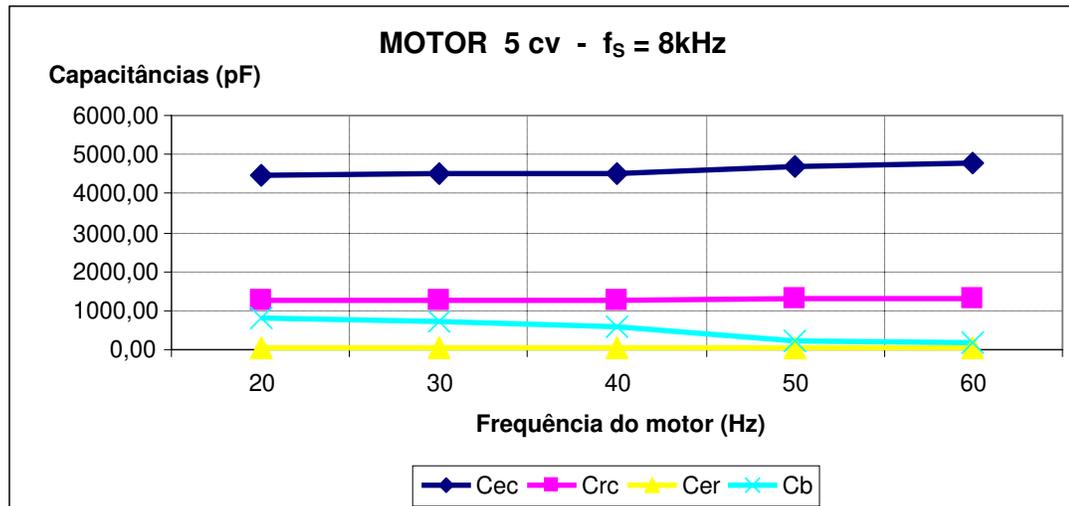
Tab.5.10: Capacitâncias parasitas do motor de 5 cv

Frequência de chaveamento do inversor (kHz)	Frequência do Motor (Hz)	C_{EC} (pF)	C_{RC} (pF)	C_{ER} (pF)	C_B (pF)
4					
	20	4396,75	1624,08	58,59	1027,48
	30	4475,51	1626,20	58,59	893,51
	40	4710,68	1644,10	59,07	771,30
	50	4773,03	1642,70	58,46	252,72
	60	5868,78	1685,54	59,40	218,50
8					
	20	4456,81	1278,96	47,27	820,95
	30	4493,94	1280,66	47,06	700,22
	40	4513,38	1278,45	46,46	602,24
	50	4669,86	1298,31	47,52	205,57
	60	4777,09	1302,48	47,12	179,09
12					
	20	4560,40	1249,14	46,59	800,14
	30	4631,64	1270,57	47,03	696,96
	40	4544,32	1258,81	46,16	586,97
	50	4718,49	1268,94	46,81	207,78
	60	4713,18	1239,20	46,82	177,03
16					
	20	4717,18	1289,98	48,63	830,83
	30	4666,93	1239,61	45,69	676,58
	40	4652,95	1269,42	47,07	593,85
	50	4636,62	1280,37	46,58	205,77
	60	4739,60	1247,04	47,07	172,29

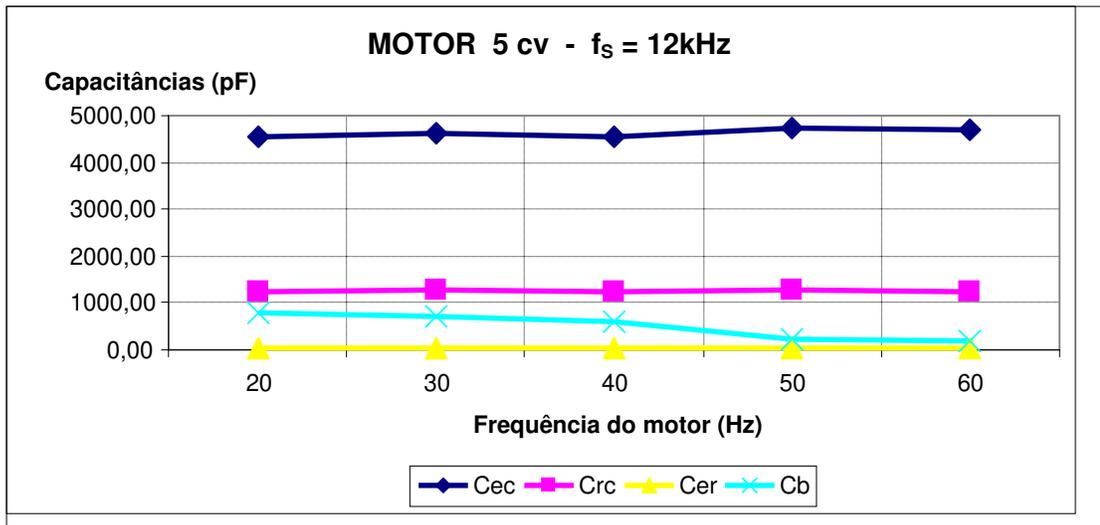
As figuras a seguir mostram as curvas das capacitâncias parasitas do motor de 5 cv. Na figura 5.8 são mostradas as capacitâncias parasitas em função da frequência do motor, para frequências de chaveamento específicas do inversor de 4 kHz, 8 kHz, 12 kHz e 16 kHz.



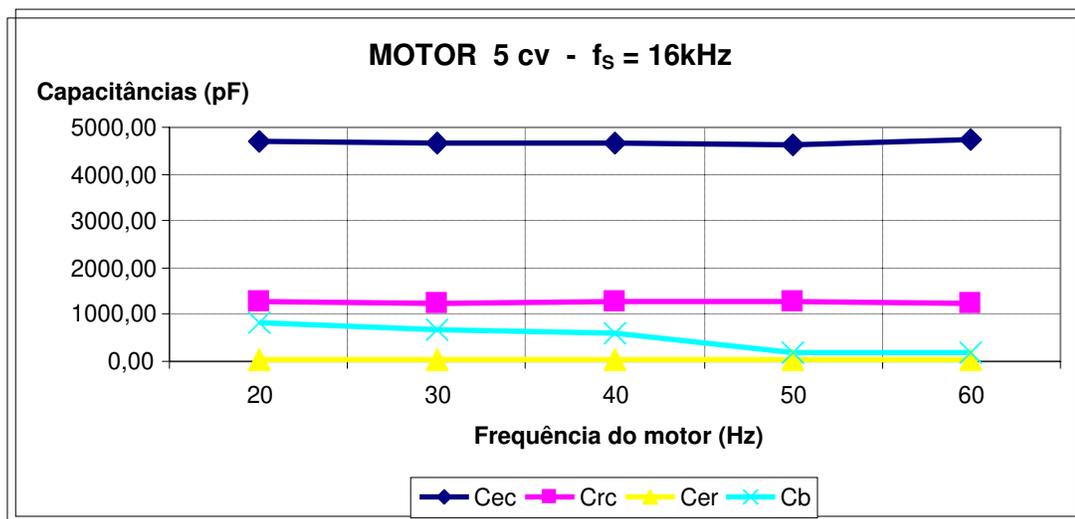
a)



b)



c)



d)

Fig. 5.8: Capacitâncias parasitas em função da frequência do motor de 5 cv para diferentes frequências de chaveamento do inversor

Na figura 5.9, apresenta-se os valores das capacitâncias parasitas em função da frequência de chaveamento do inversor MLP para a frequência do motor de 60Hz. Nota-se novamente que as mesmas mantêm valores muito próximos, confirmando a dependência exclusiva das características físico-construtivas.

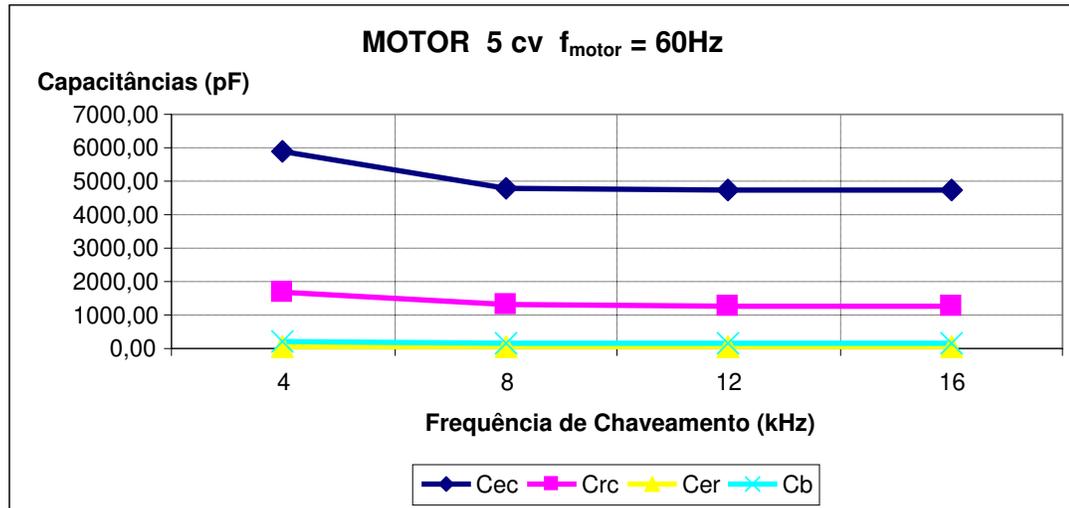


Fig. 5.9: Capacitâncias em função da frequência de chaveamento para o motor de 5 cv alimentado em 60 Hz

Na figura 5.10 apresenta-se os valores médios das capacitâncias parasitas do motor de 5 cv.

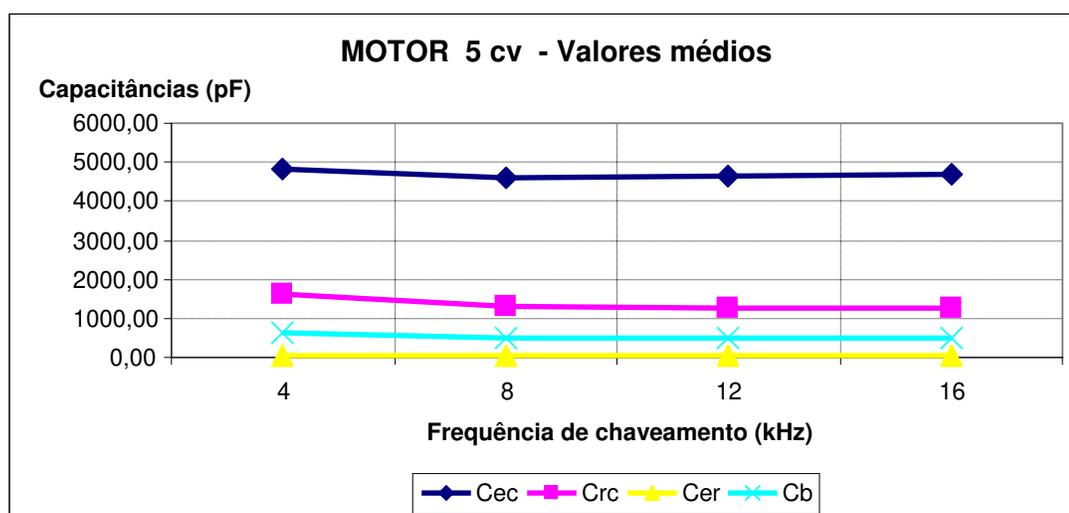


Fig. 5.10: Valores médios das capacitâncias parasitas para o motor de indução de 5 cv

5.3 Simulações usando o software Pspice e medições realizadas

O software Pspice [35 e 41] foi utilizado para simular o método proposto e comparar as formas de onda obtidas nas simulações com as medições reais feitas utilizando osciloscópio digital. O circuito esquemático de simulação é mostrado na figura 5.11.

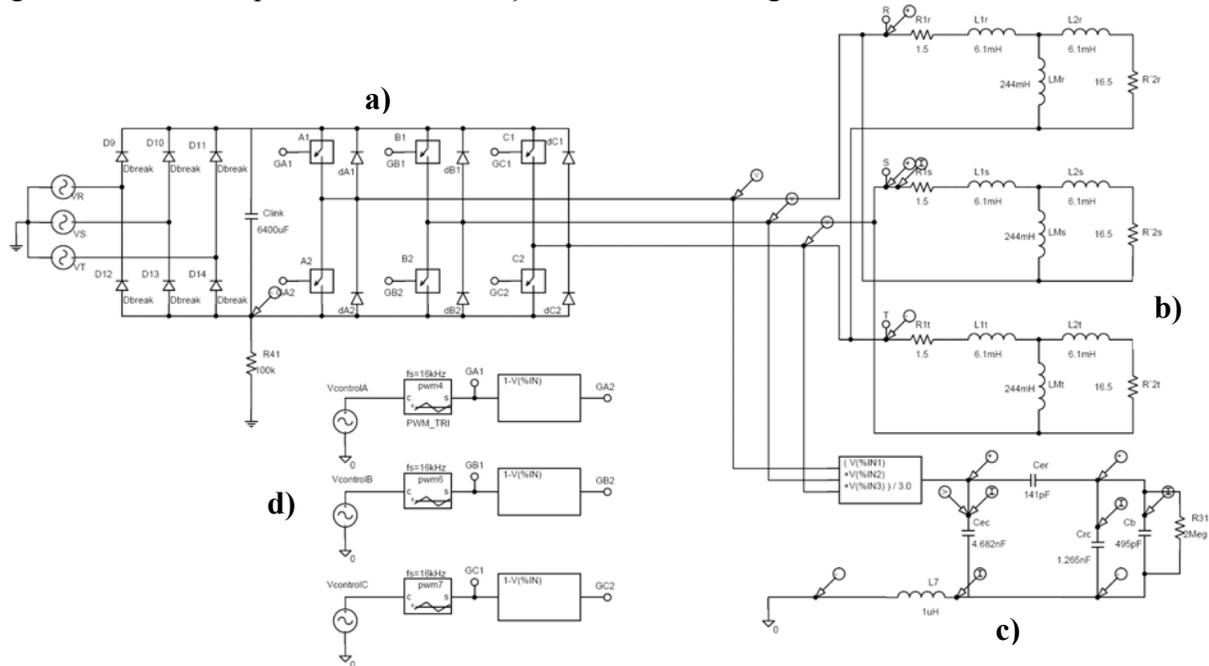


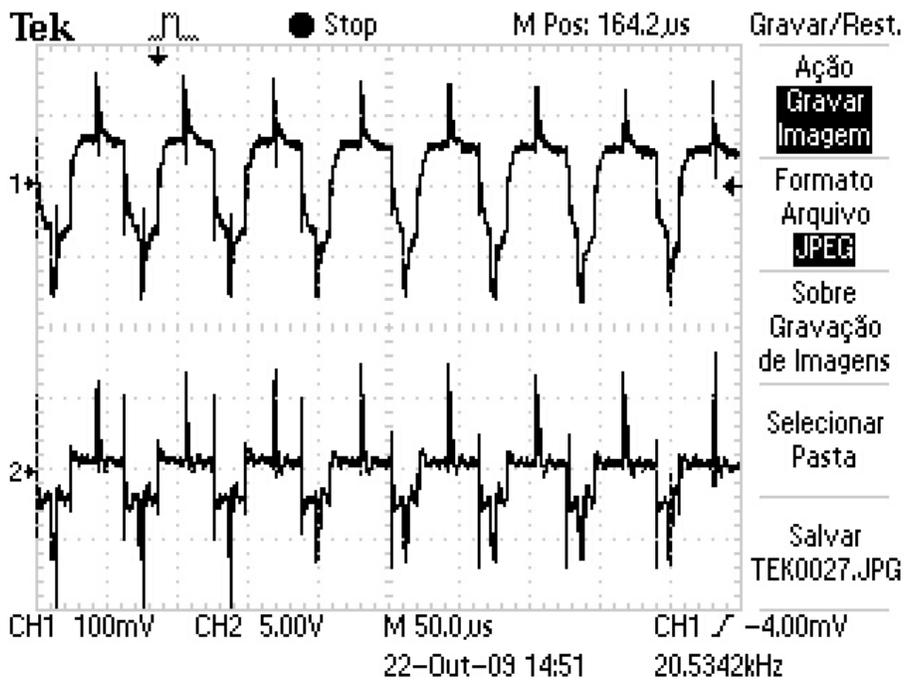
Fig. 5.11: Circuito esquemático utilizado para simulação no Pspice

O circuito esquemático é composto por: a) estrutura do inversor com fonte de alimentação trifásica, retificador trifásico sem controle (diodos) com barramento CC e ponte trifásica inversora; b) circuito equivalente de baixa frequência do motor de indução trifásico; c) circuito equivalente de alta frequência do motor de indução trifásico e, d) gerador de sinais com modulação por largura de pulsos (MLP).

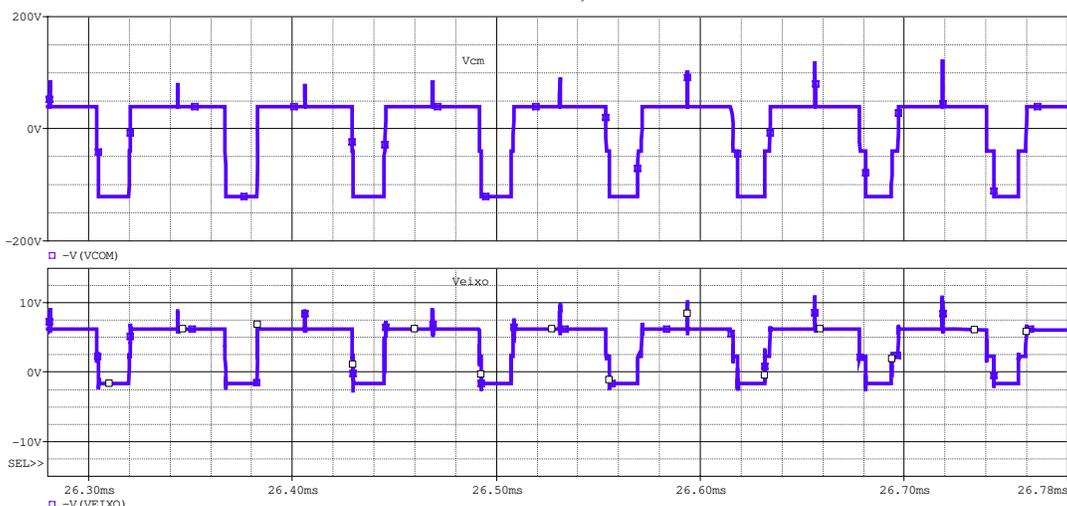
Nos gráficos mostrados a seguir as formas de onda que aparecem nos gráficos denominados (a) são resultados de medições através do uso de osciloscópio digital. As formas de onda da tensão de modo comum (V_{CM}) estão atenuadas para adequar à capacidade de fundo de escala do osciloscópio. As formas de onda que aparecem nos gráficos denominados (b) são obtidas através de simulação usando o aplicativo Pspice. Sem perda de generalidade, na simulação (figura 5.11), são utilizados componentes ideais de chaves semicondutoras que facilitam o processo de resolução de equações diferenciais reduzindo problemas de convergência.

As formas de onda mostradas a seguir, são das grandezas de interesse com frequência de chaveamento do inversor MLP de 16 kHz e frequência do motor de 60Hz, para os motores de indução trifásicos de 1 cv (MI1cv1 e MI1cv2) e 5 cv, respectivamente.

As figuras 5.12 a 5.15 apresentam as formas de onda das diversas grandezas de interesse para o motor de indução trifásico de 1 cv MI1cv1, as figuras 5.16 a 5.19 apresentam as formas de onda para o motor de indução trifásico de 1 cv MI1cv2 e as figuras 5.20 a 5.23 apresentam as formas de onda para o motor de indução trifásico de 5 cv.



a)



b)

Fig. 5.12: V_{CM} – Canal 1; V_{EIXO} - Canal 2 - a) medido, b) simulado (MI1cv1)

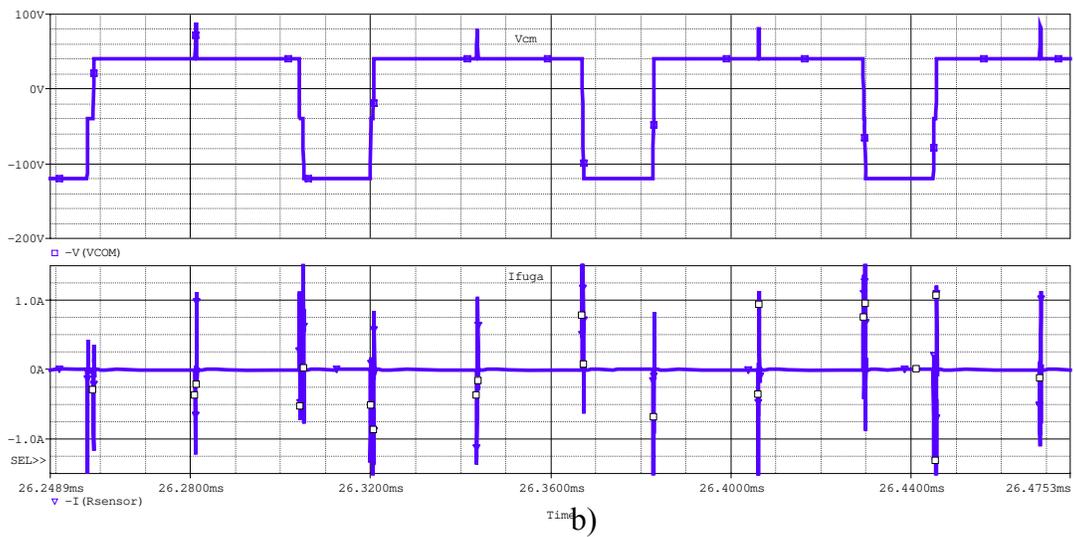
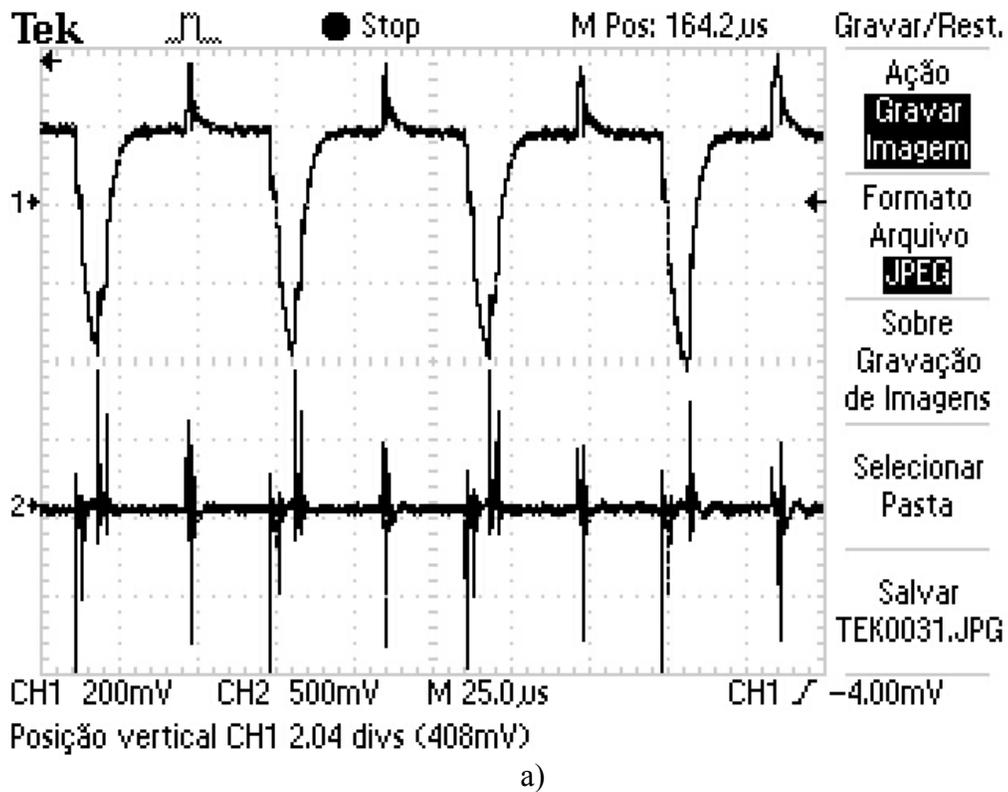
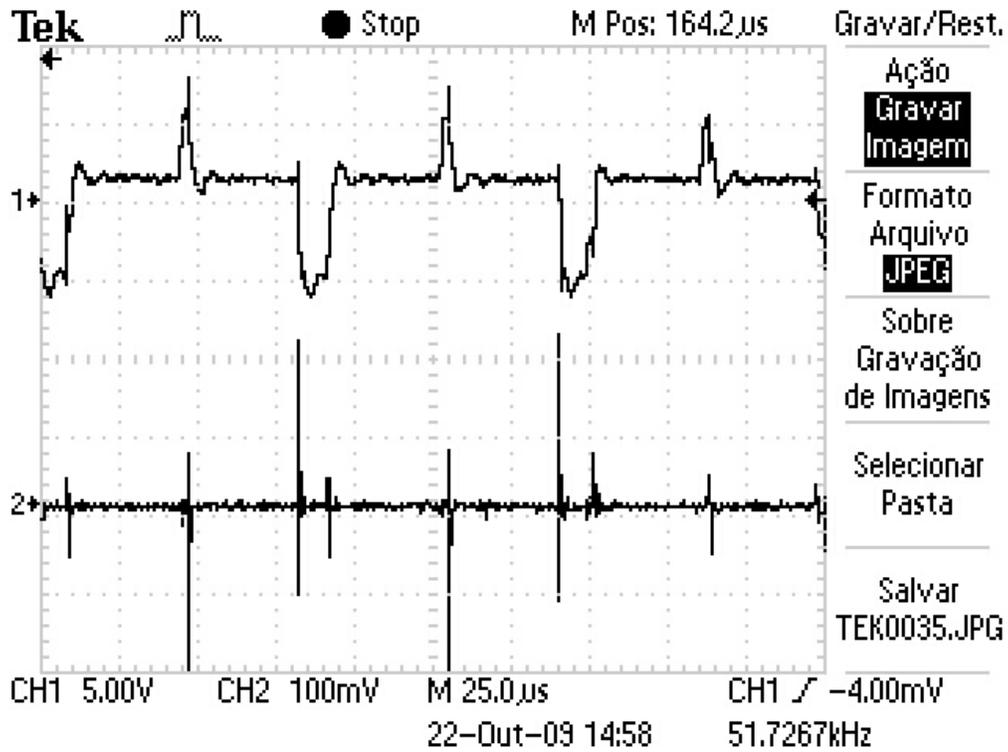
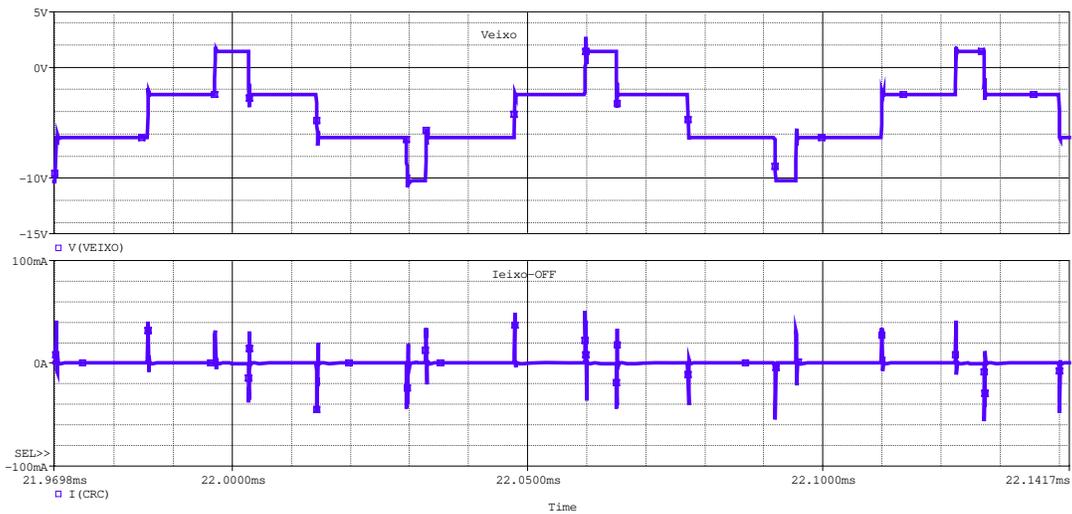


Fig. 5.13: V_{CM} – Canal 1, I_{FUGA} - Canal 2 - a) medido, b) simulado (MI1cv1)

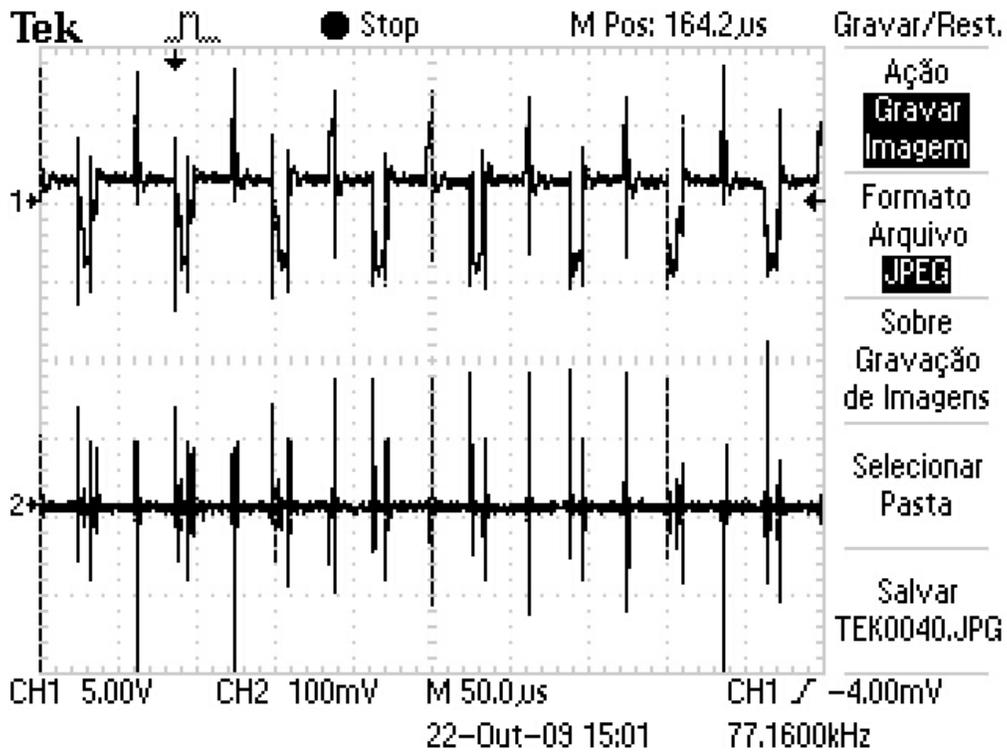


a)

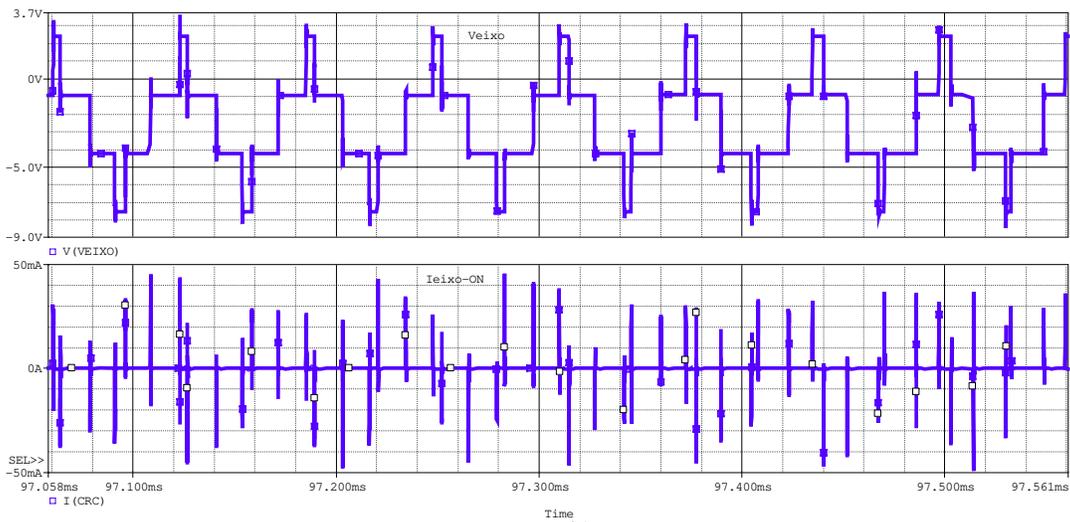


b)

Fig. 5.14: V_{EIXO} - Canal 1, $I_{EIXO-OFF}$ - Canal 2 - a) medido, b) simulado (MI1cv1)

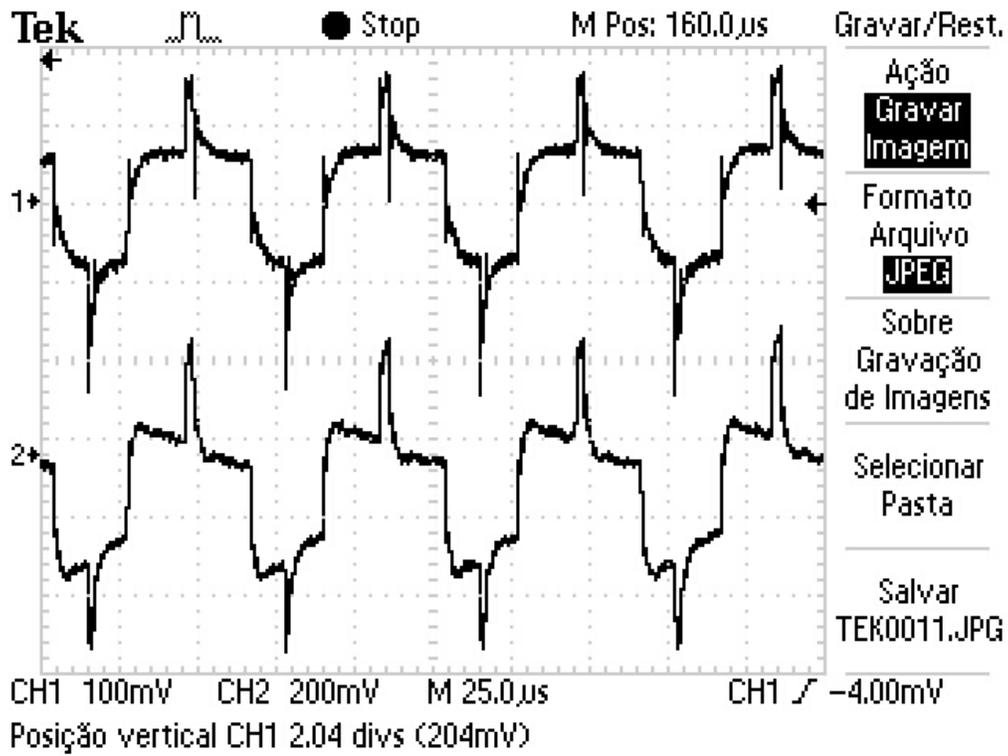


a)

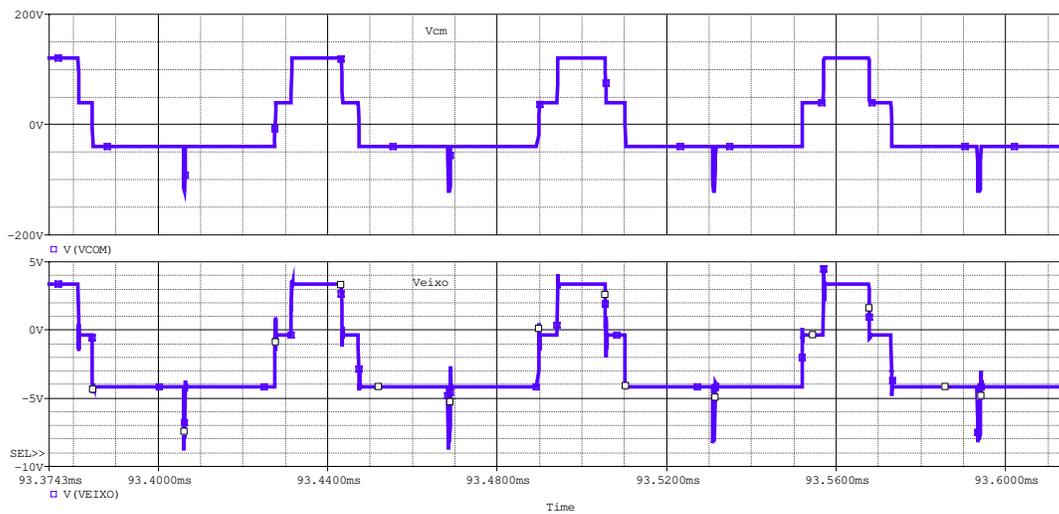


b)

Fig. 5.15: V_{EIXO} – Canal 1, $I_{EIXO-ON}$ – Canal 2 - a) medido, b) simulado (MI1cv1)

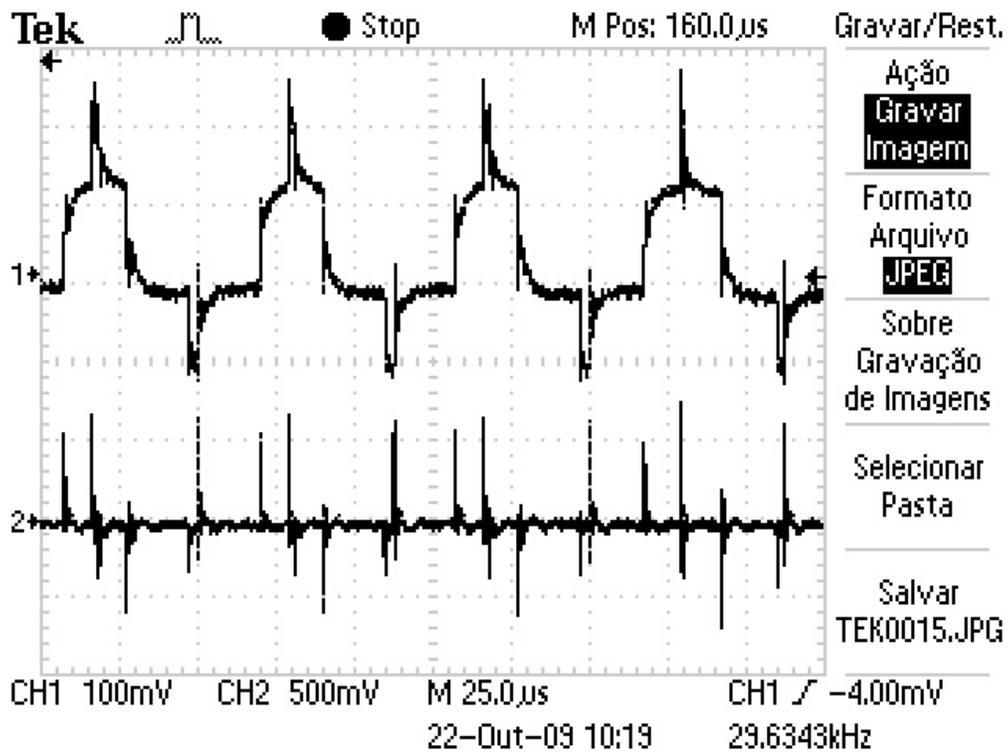


a)

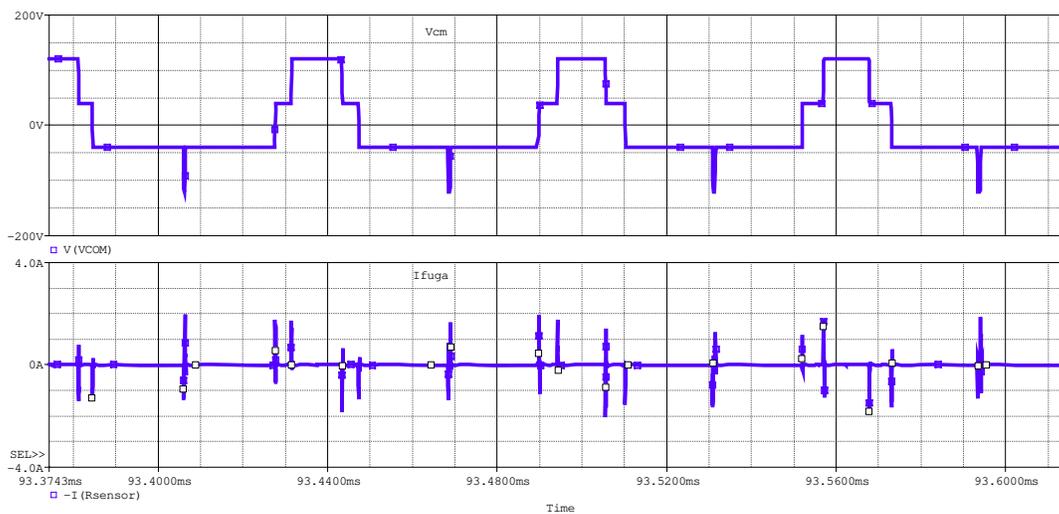


b)

Fig. 5.16: V_{CM} – Canal 1, V_{EIXO} – Canal 2 - a) medido, b) simulado (MI1cv2)

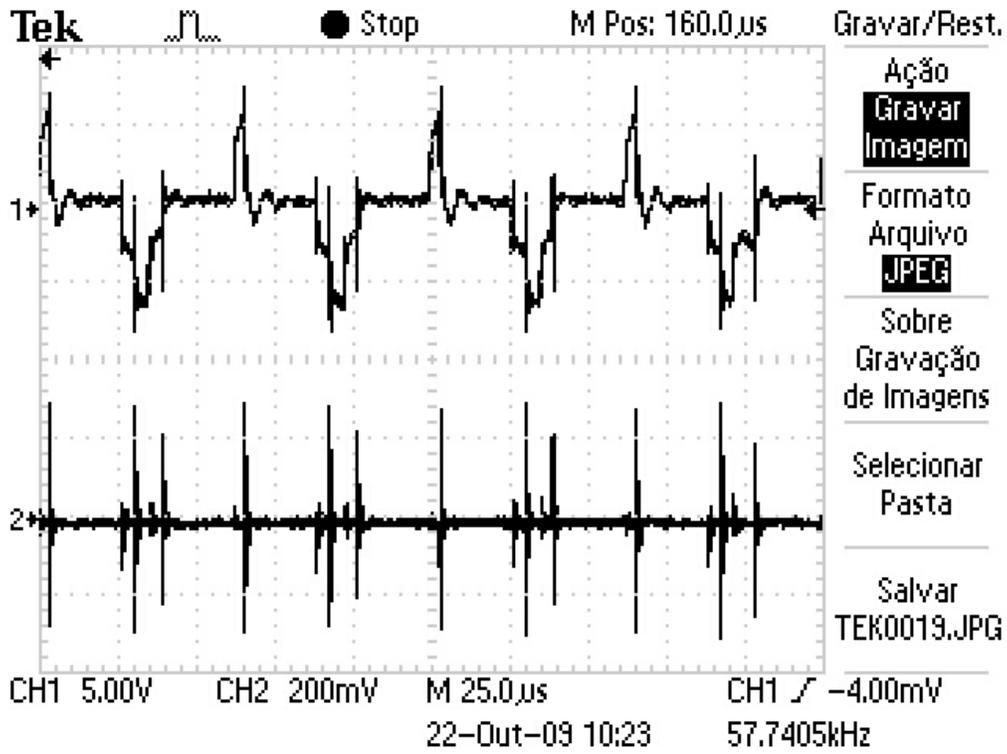


a)

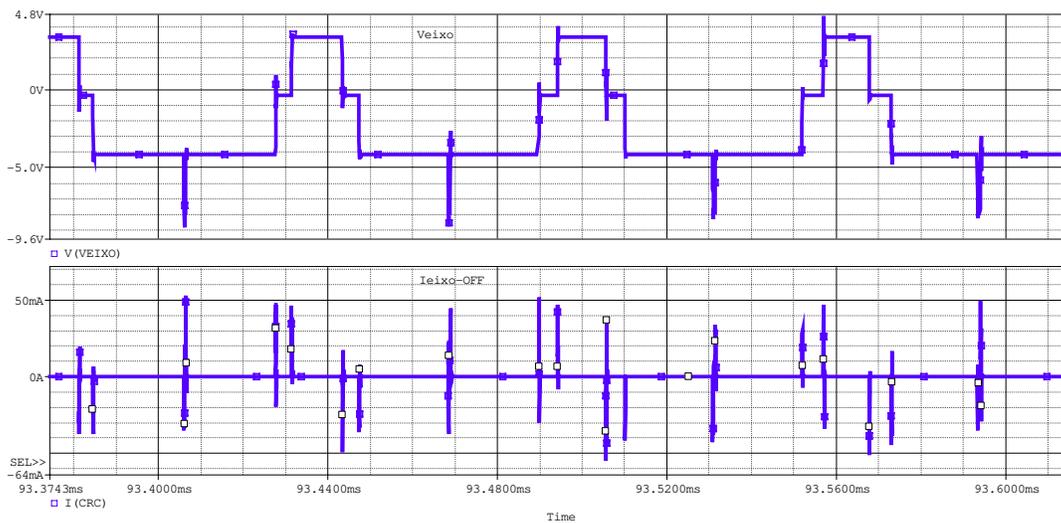


b)

Fig. 5.17: V_{CM} – Canal 1, I_{FUGA} – Canal 2 - a) medido, b) simulado (MI1cv2)

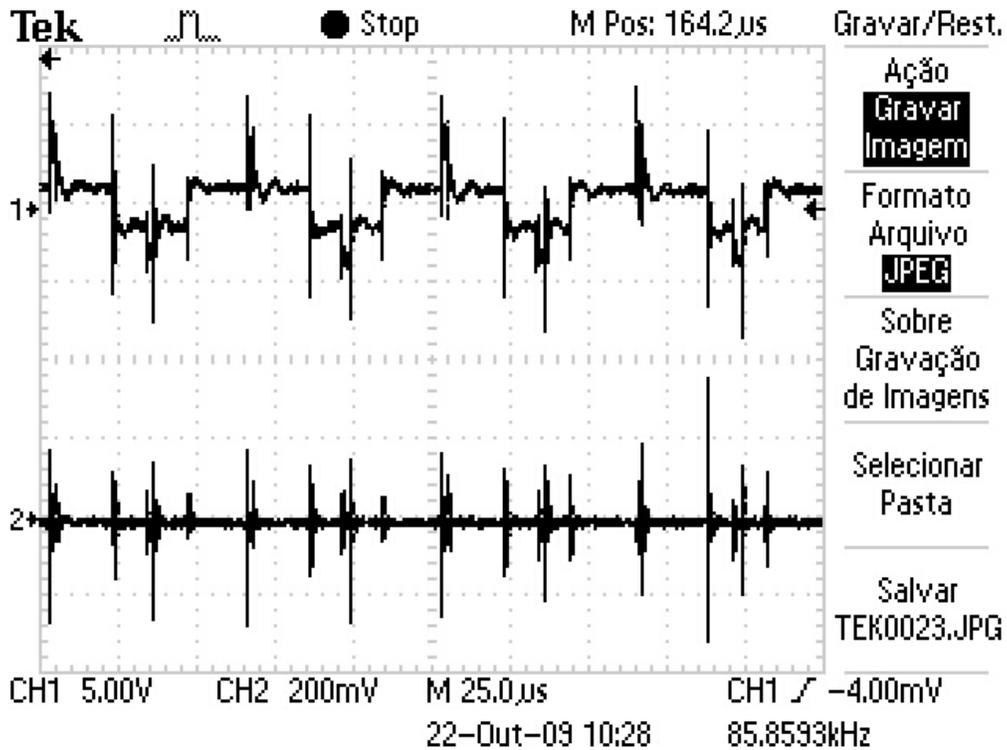


a)

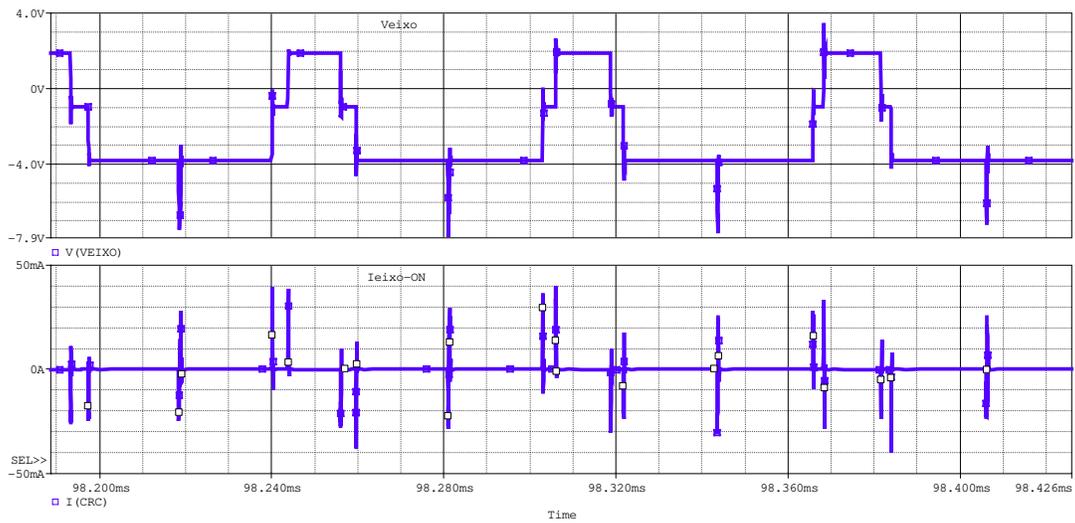


b)

Fig. 5.18: V_{EIXO} – Canal 1, $I_{EIXO-OFF}$ – Canal 2 - a) medido, b) simulado (MI1cv2)

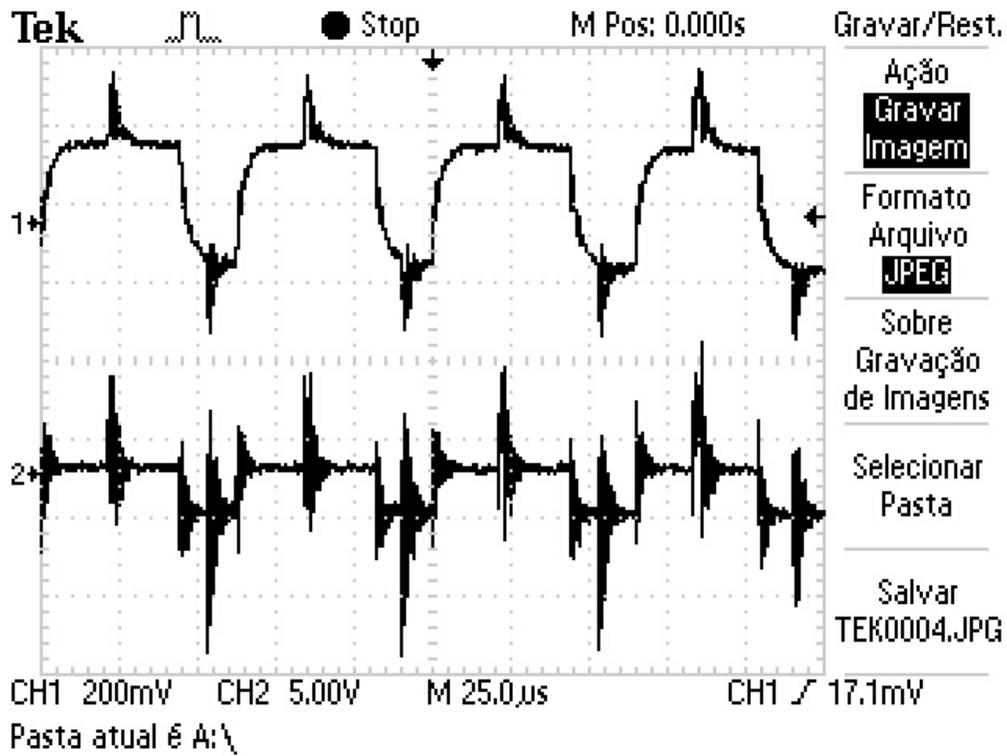


a)

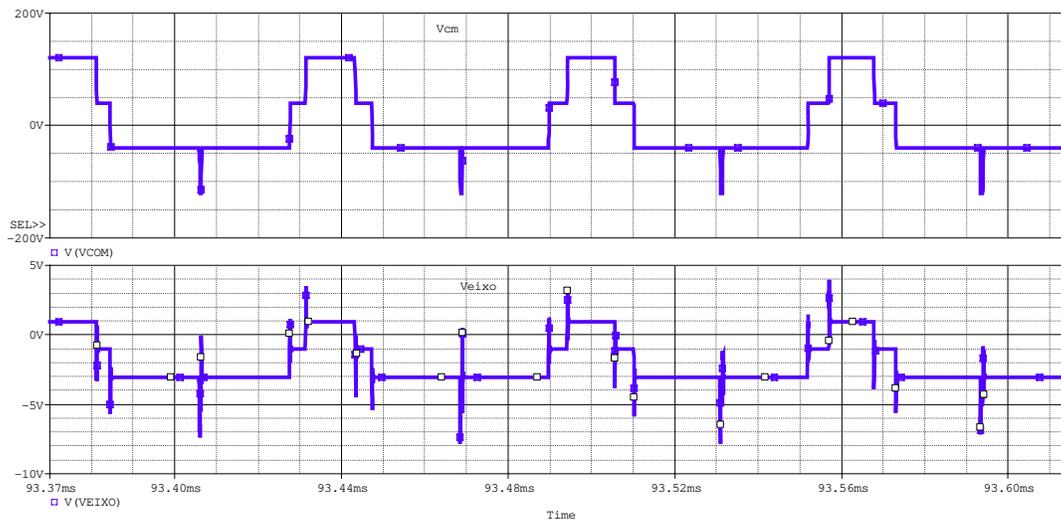


b)

Fig. 5.19: V_{EIXO} – Canal 1, $I_{EIXO-ON}$ – Canal 2 - a) medido, b) simulado (MI1cv2)

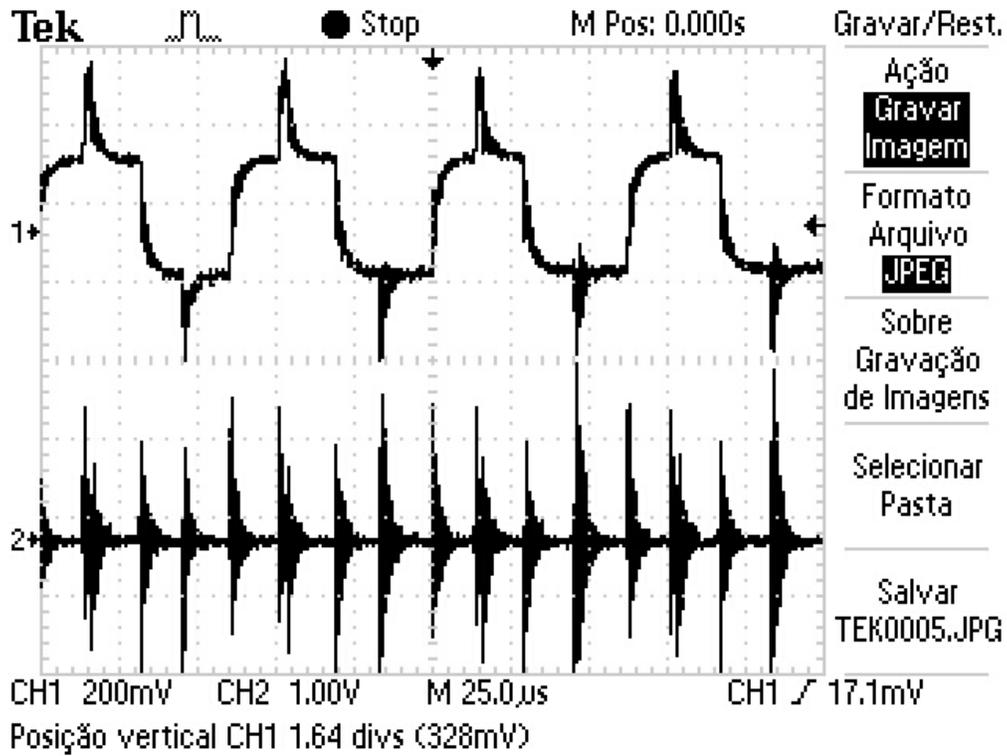


a)

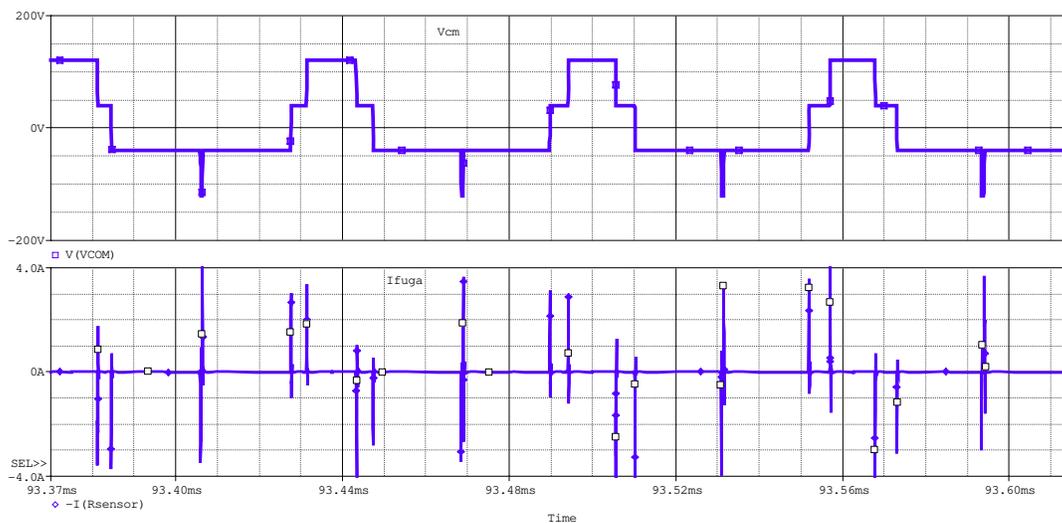


b)

Fig. 5.20: V_{CM} – Canal 1; V_{EIXO} - Canal 2 - a) medido, b) simulado (5 cv)

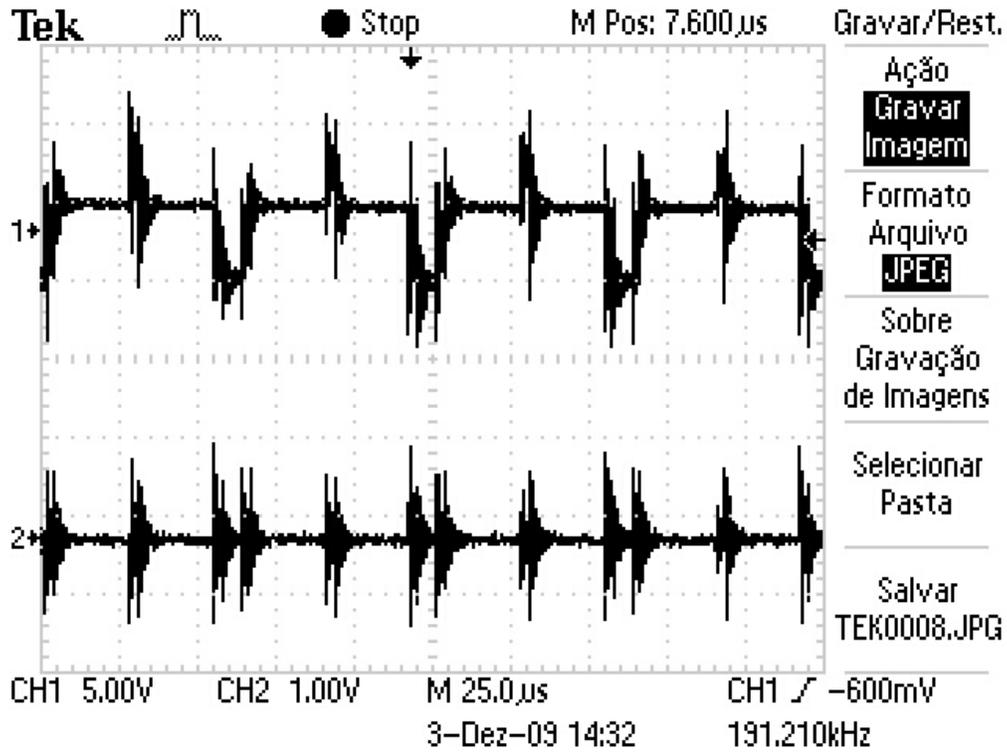


a)

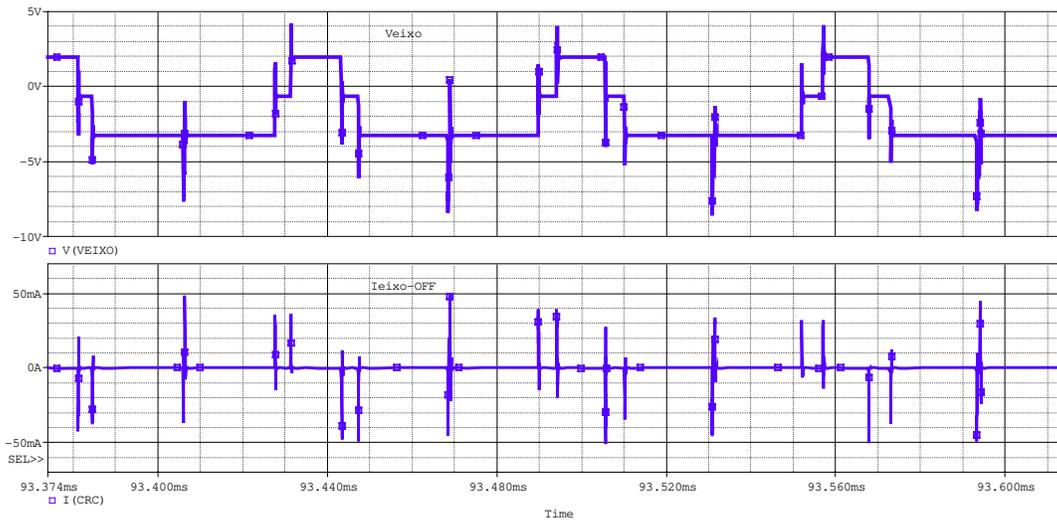


b)

Fig. 5.21: V_{CM} – Canal 1, I_{FUGA} – Canal 2 - a) medido, b) simulado (5 cv)

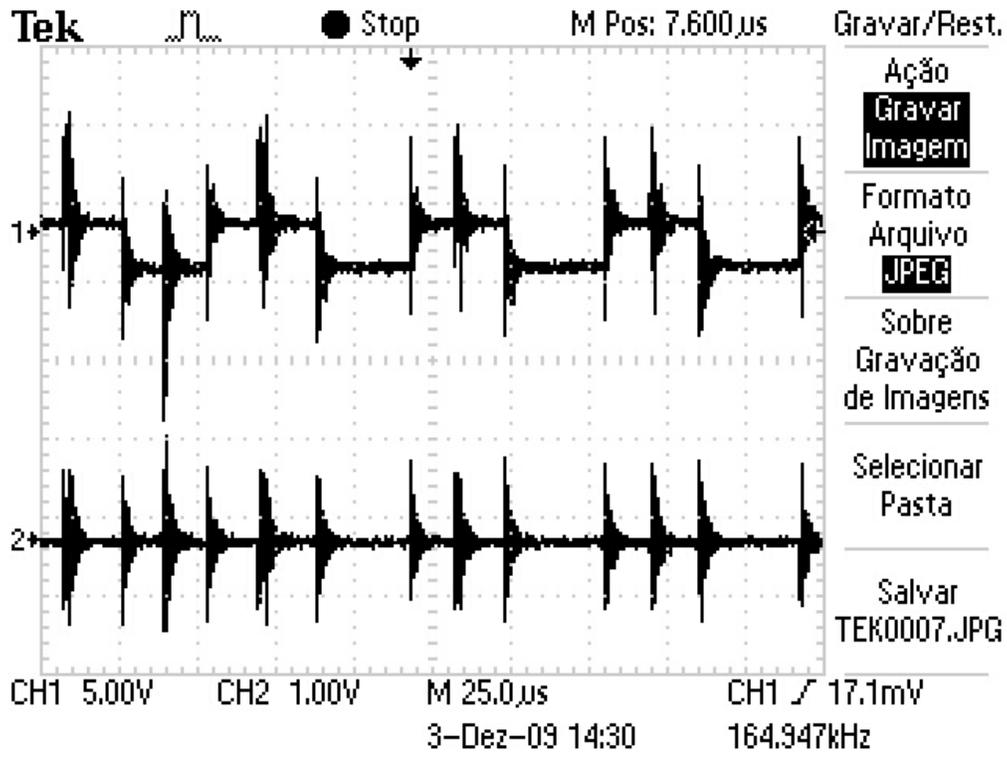


a)

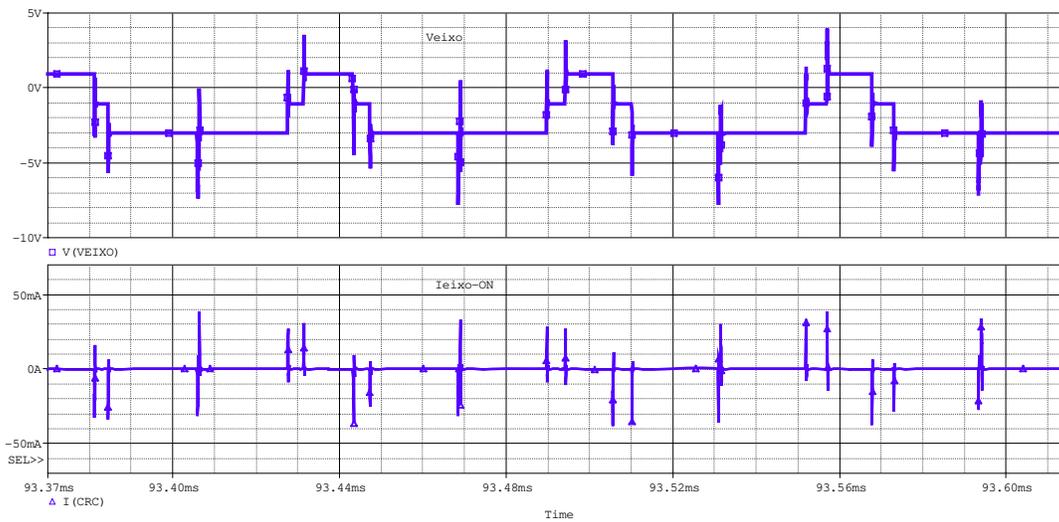


b)

Fig. 5.22: V_{EIXO} – Canal 1, $I_{EIXO-OFF}$ – Canal 2 - a) medido, b) simulado (5 cv)



a)



b)

Fig. 5.23: V_{EIXO} – Canal 1, $I_{EIXO-ON}$ – Canal 2 - a) medido, b) simulado (5 cv)

5.4 Análise dos resultados

Na comparação de resultados entre os dois motores de 1 cv (MI1cv1 e MI1cv2), faz-se as seguintes considerações: a) apesar dos motores serem de mesma potência e mesmo fabricante, um deles passou por manutenção e o outro ainda tem seus componentes originais. Isto resulta nas diferenças encontradas nos valores das capacitâncias C_{EC} , C_{RC} , e C_B . A manutenção consistiu na troca de condutores do estator, capa isolante colocada nas ranhuras do estator e substituição dos rolamentos originais. Estas alterações resultaram em valores diferentes de capacitâncias, apesar das mesmas apresentarem valores muito próximos, b) a utilização de sensores tanto de tensão quanto de corrente com características mais adequadas a este tipo de experimento tais como: precisão, faixa de operação, resposta em frequência, tornam-se necessários para evitar problemas como os ocorridos, principalmente nas medições dos motores na frequência de chaveamento de 4 kHz, c) não houve uma automatização das medições das grandezas de interesse em função dos equipamentos disponíveis para este fim. Desta forma, erros na medição das mesmas ocorreram, mas, ainda sim pode-se dizer que ficaram dentro de uma tolerância satisfatória, quando da comparação entre estes dois motores.

Na tabela 5.11 são mostradas as comparações entre as capacitâncias parasitas para os dois motores de 1 cv.

Tab.5.11: Comparação entre as capacitâncias parasitas dos motores de 1 cv

Frequência de Chaveamento (kHz)	Frequência do Motor (Hz)	Cec (pF)	Crc (pF)	Cer (pF)	Cb (pF)
16					
Motor 1 cv MI1cv1	20	1997,33	1199,87	60,53	283,61
	30	1991,15	1194,67	61,00	226,18
	40	1982,45	1189,56	60,87	216,28
	50	1959,52	1187,41	61,01	207,91
	60	2014,87	1203,23	62,72	185,64
Motor 1 cv MI1cv2	20	2036,24	1212,65	58,06	749,66
	30	2107,39	1196,70	58,72	554,36
	40	2104,88	1212,93	60,35	349,10
	50	2027,39	1215,36	59,69	196,66
	60	2163,08	1280,51	64,68	172,38

No ensaio do motor de indução trifásico de 5 cv, foram obtidos os seguintes valores médios das capacitâncias parasitas: $C_{EC} = 4682 \text{ pF}$, $C_{RC} = 1265 \text{ pF}$, $C_{ER} = 141 \text{ pF}$ e $C_B = 495 \text{ pF}$.

Comparando estes valores com os apresentados em [4], figura 5.24 e em [7], figura 5.25, para a mesma potência, têm-se resultados muito próximos.

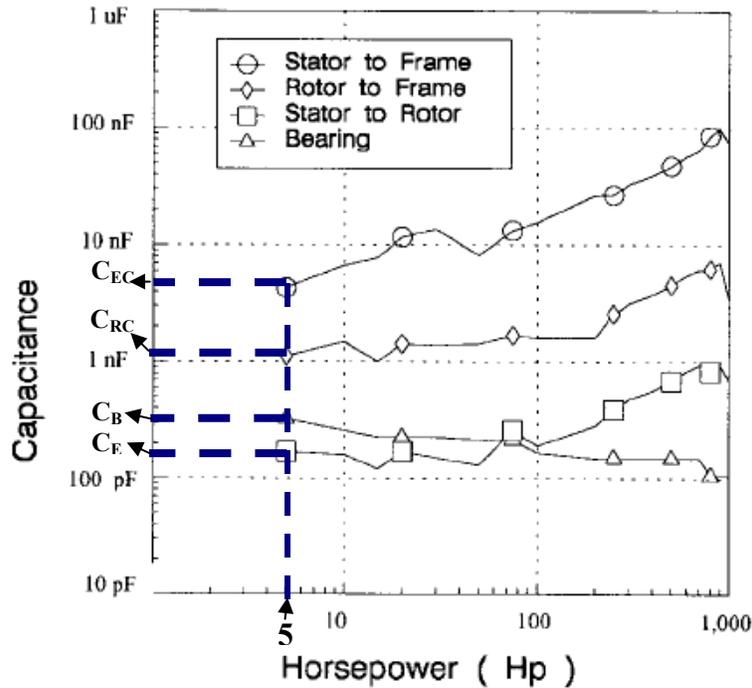


Fig. 5.24: [4] Busse, D., Erdman, J., Kerkman, R. J., Schlegel, D. and Skibinski, G. (1997). Bearing Currents And Their Relationship To PWM Drives, *IEEE Trans. on Power Electronics*.

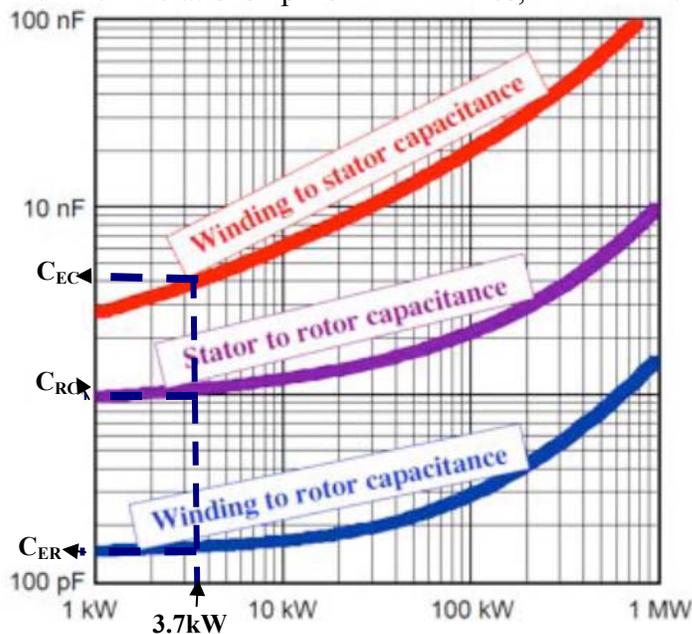


Fig. 5.25: [7] Charoy, A., Dunand, P. (2007). Bearing Currents Induced by Power Drive, *Automotive Power Electronics*

Capítulo 6

Conclusões e sugestões para novos trabalhos

A metodologia proposta, para a determinação das capacitâncias parasitas do motor de indução trifásico, quando acionado por inversor MLP, apresenta resultados consistentes e coerentes.

Os resultados dos ensaios realizados permitem afirmar que as capacitâncias parasitas do motor de indução trifásico, são função apenas das características geométrico-constructivas do mesmo.

As variações da frequência de chaveamento alteram pouco o valor das capacitâncias. O que tem seus valores alterados são as reatâncias capacitivas correspondentes às mesmas devido às frequências das harmônicas. O aumento da frequência de chaveamento do inversor MLP, apesar de melhorar a característica da forma de onda da corrente de carga, faz com os tempos de chaveamentos dos dispositivos eletrônicos de potência (IGBT ou MOSFET) sejam bastante reduzidos, implicando no aumento das taxas de crescimento da tensão (dV/dt) [7]. Isto reflete diretamente nas correntes que circulam pelas capacitâncias parasitas e conseqüentemente na corrente de fuga.

Também ocorre o aumento das amplitudes destas correntes em razão de que as reatâncias capacitivas parasitas são sensivelmente diminuídas em seu valor, devido ao aumento da frequência de chaveamento. Com isto aumentam-se os efeitos de interferência eletromagnética tanto nos rolamentos (correntes de rolamento) quanto nas correntes capacitivas circulantes no motor. Observa-se também que os valores das capacitâncias de rolamento (C_B) diminuem com o aumento da velocidade do motor de indução [10].

Filtros de modo comum são utilizados para minimizar os efeitos das correntes que circulam através das capacitâncias parasitas do motor de indução trifásico. A determinação dos

valores destas capacitâncias com uma boa precisão, como na metodologia proposta neste trabalho, tem o principal objetivo de otimizar o projeto destes filtros.

Esta otimização implica em uma especificação mais precisa e confiável dos componentes utilizados no projeto do filtro, proporcionando assim uma redução significativa do volume e do peso do filtro; do número de componentes utilizados e, conseqüentemente, da redução de custo do mesmo.

Como proposta para trabalhos futuros, sugere-se: a) ensaios de motores de indução trifásicos de 2; 4 e 6 pólos, para a faixa de potência de 1/3 a 10 cv, determinando uma curva característica experimental para cada capacitância parasita do mesmo, b) ensaios de motores de indução monofásicos de baixa potência, c) projeto de filtros passivos de modo comum baseados nos valores das capacitâncias parasitas determinadas na metodologia proposta, d) determinação das capacitâncias parasitas em motores brushless (BLDC) acionados por inversores MLP, que nos dias de hoje é bastante utilizado na indústria, e) comparar os resultados do método proposto com medições feitas com ponte RLC.

Apêndice I

Montagem e ensaio em laboratório

São mostradas nas figuras abaixo o ensaio para determinação das capacitâncias parasitas do motor de indução trifásico de rotor em gaiola de 5 cv.

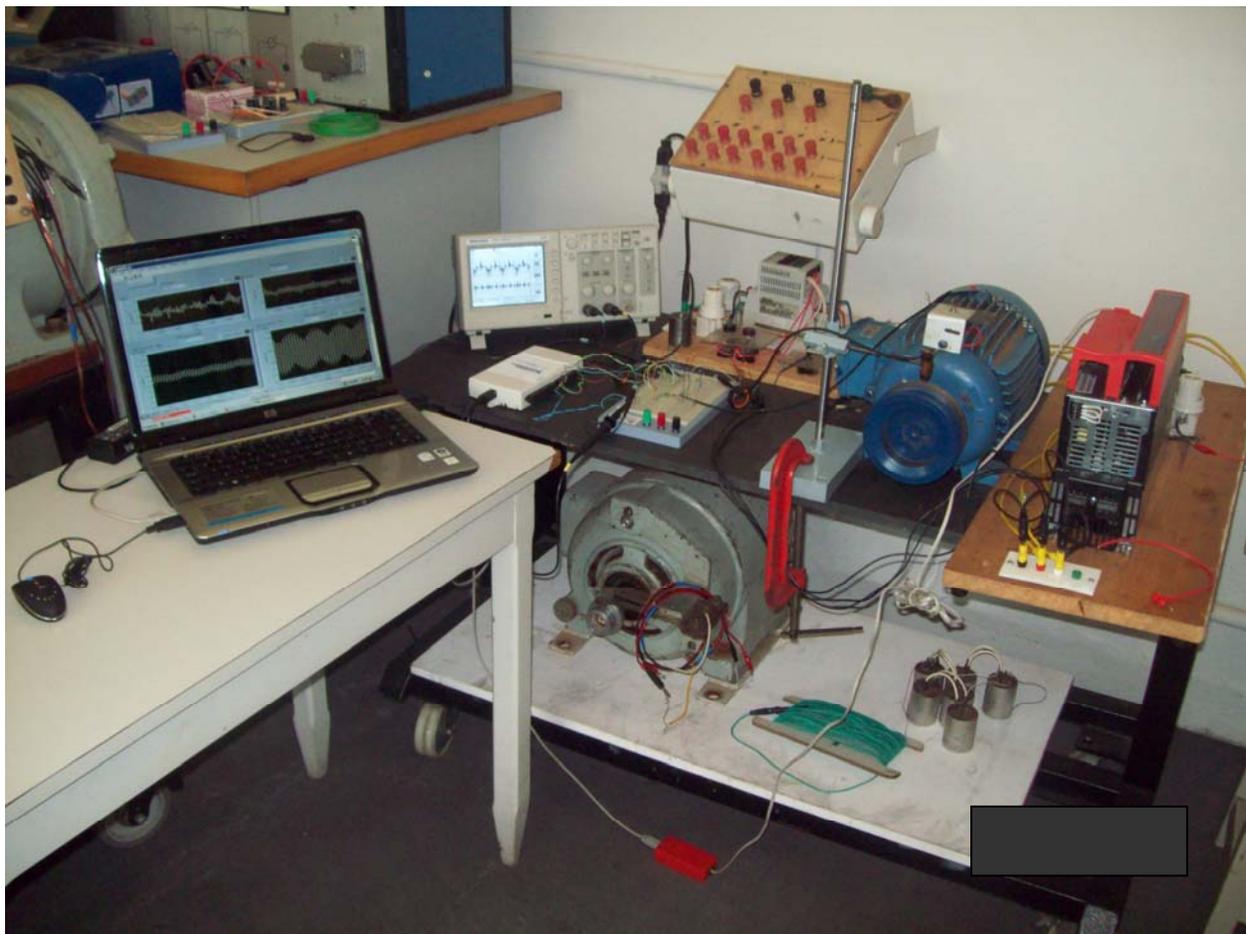


Fig. A1: Visão geral da montagem para o ensaio do motor de indução de 5 cv

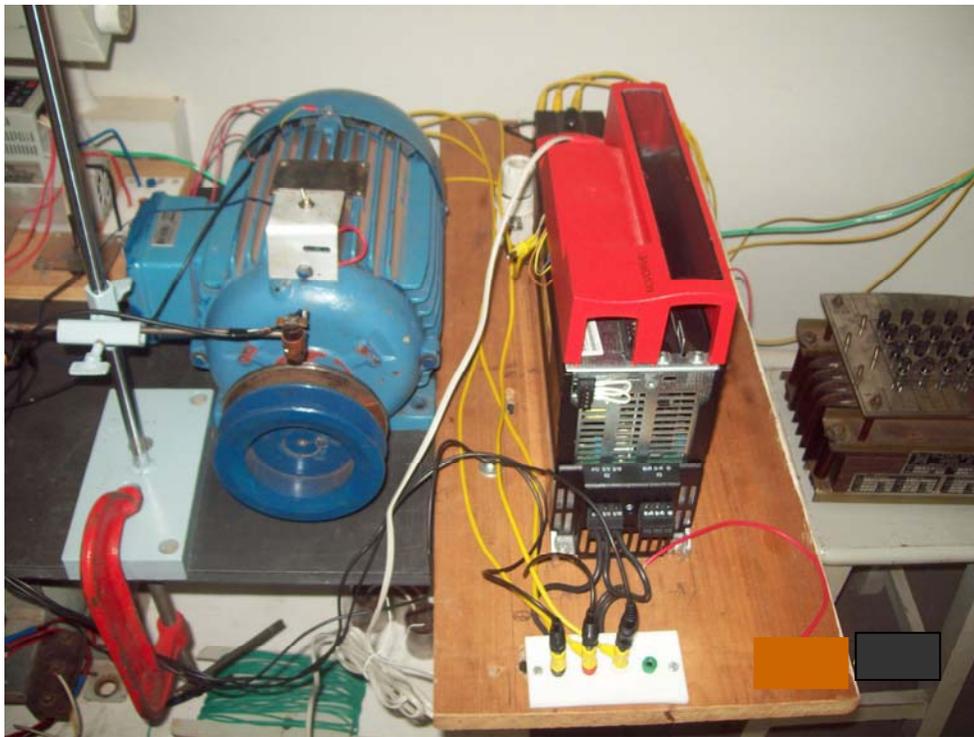


Fig. A2: Motor de indução e inversor MLP



Fig. A3: Sistema anel-escôva e chave para curto-circuitar o eixo e os rolamentos

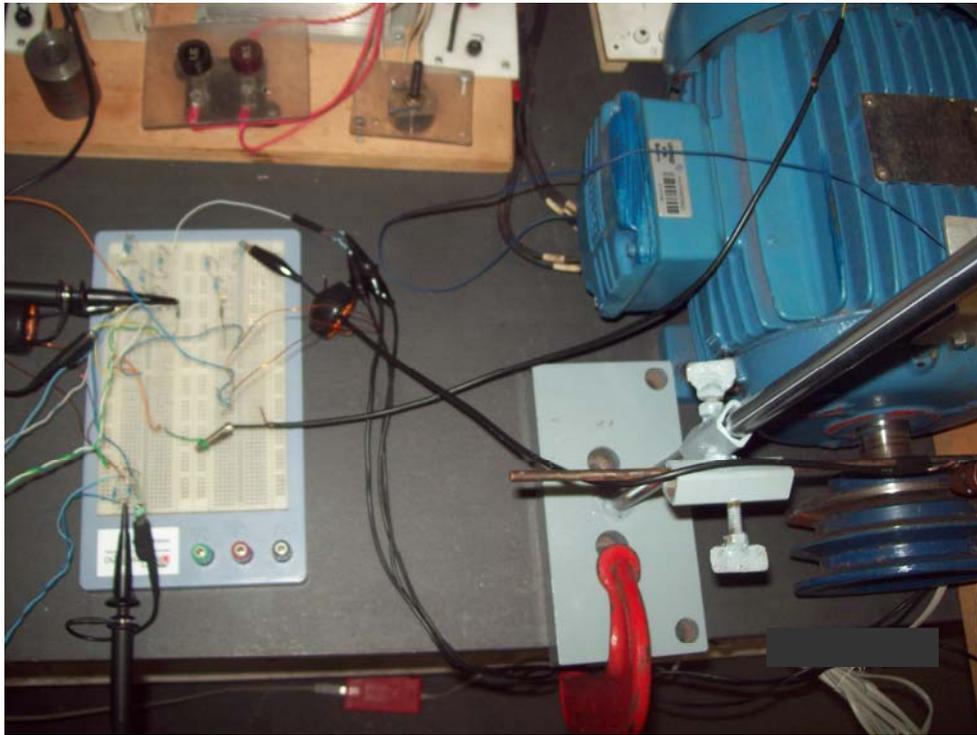


Fig. A4: Conexões para medições das grandezas de interesse

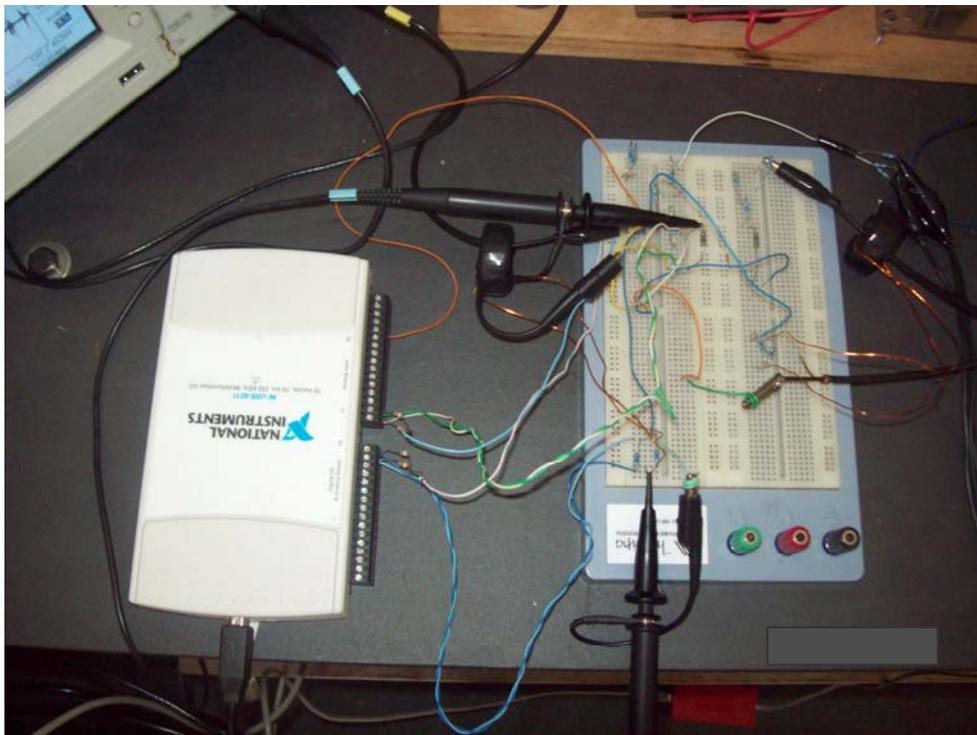


Fig. A5: Sensores de corrente (Bobinas de Rogowski) e placa de aquisição LabView

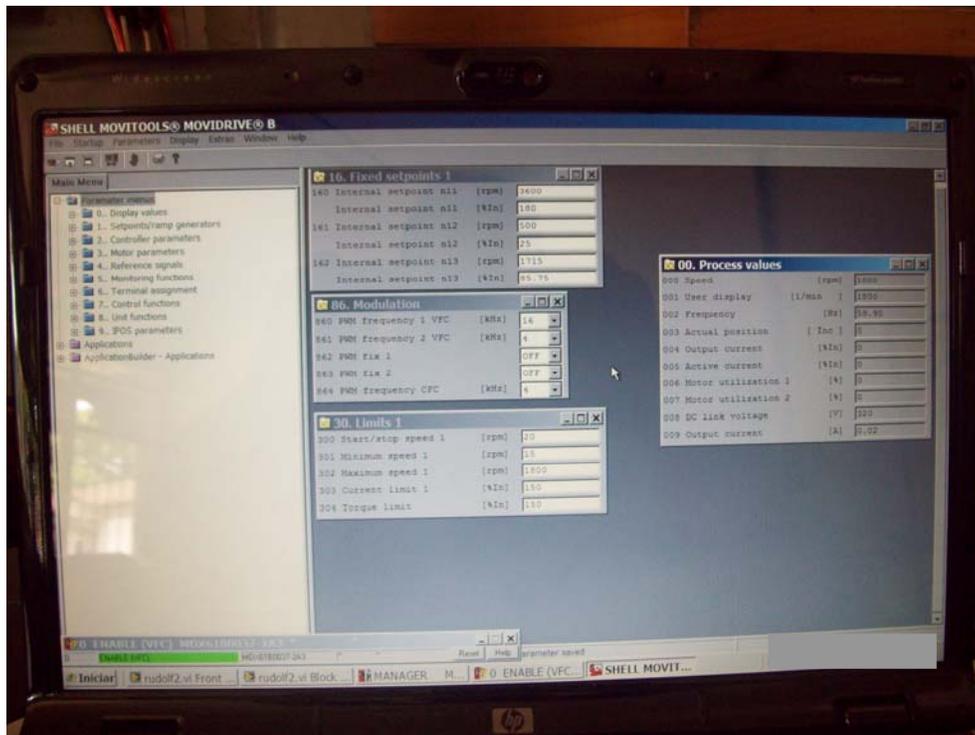


Fig. A6: Tela do software MOVITOOLS para parametrização do inversor MLP em função das características do motor de indução

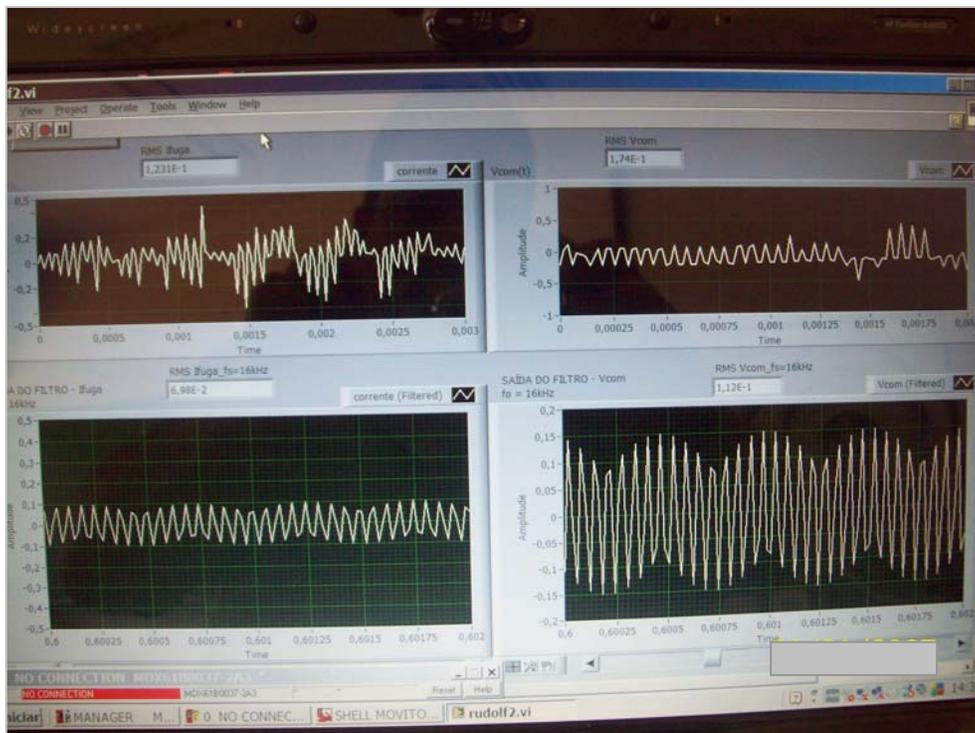


Fig. A7: Tela do software LabView 8.5 para medição das grandezas de interesse

Referências Bibliográficas

- [1] Busse, D., Erdman, J., Kerkman, R. J., Schlegel, D. and Skibinski, G. (1997). System Electrical Parameters and Their Effects on Bearing Currents, *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol.33, n.2, pp. 577-584.
- [2] Erdman, J., Kerkman, R. J., Schlegel, D. and Skibinski, G. (1995). Effect of PWM Inverters on AC Motor Bearing Currents and Shaft Voltages, *IEEE APEC Conference*, Vol.01, pp. 24-33.
- [3] Akagi, H., Hasegawa, H. and Domouto, T. (2004). Design and Performance of a Passive EMI Filter For use With a Voltage-Source PWM Inverter Having Sinusoidal Output Voltage and Zero Common-Mode Voltage, *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol.19, n.4, pp. 1069-1076.
- [4] Busse, D., Erdman, J., Kerkman, R. J., Schlegel, D. and Skibinski, G. (1997). Bearing Currents and their Relationship to PWM Drives, *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 12, n.2, pp. 243-252.
- [5] Villabona, E. G., Gúrpide, P. S., Sádaba, O. A., Azanza, A. L. and Palomo, L. M. (2002). Simplified High-Frequency Model for AC Drives, *IEEE Conference of Industrial Electronics Society*, Vol.02, pp. 1144-1149.
- [6] Naik R., Nondahl, T. A. Nondahl, Melfi M. J., Wang, J. S. Wang. (2003). Circuit Model for iShaft Voltage Prediction In Induction Motors fed by PWM-Based AC Drives, *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 39, n.5, pp. 1294-1299.
- [7] Charoy, A., Dunand, P. (2007). Bearing Current Induced by a Power Drive, *Automotive Power Electronics*, pp. 01-07, Paris.
- [8] Boglietti A., Cavagnino A. and Lazzari M. (2007). Experimental High Frequency Parameter Identification of AC Electrical Motors, *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol.43, n.01, pp. 23-29.
- [9] Akagi H., Doumot T. (2004). An Approach to Eliminating High-Frequency Shaft Voltage and Ground Leakage Current from an Inverter-Driven Motor, *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol.40, n.4, pp. 1162-1169.

- [10] Akagi, H., Tamura, S (2006). A Passive EMI Filter for Eliminating Both Bearing Current and Ground Leakage Current from an Inverter-Driven Motor, *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol.21, n.5, pp. 1459-1469.
- [11] Kempski, A. (2001). Capacitively Coupled Discharging Currents in Bearings of Induction Motor fed from PWM (pulsewidth modulation) Inverters, *Journal of Electrostatics*, vol.51-52, pp. 416-423.
- [12] Adabi, J., Zare, F., Ledwich G., and Ghosh, A. (2007). Leakage Current and Common Mode Voltage Issues in Modern AC Drive Systems, *Australasian Universities Power Engineering Conference, 2007 (AUPEC 2007)*, pp. 01-06.
- [13] Muetze, A., Binder, A. (2005). Calculation of Motor Capacitances for Prediction of Discharge Bearing Currents in Machines of Inverter-Based Drive Systems, *IEEE International Conference on Electrical Machines and Drives*, pp. 264-270.
- [14] Chen, L., Lipo, T. A., Fitzgerald, D. (1995). Measurement and Analysis of Induction Motor Bearing Currents in PWM Inverter Drives, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.32, pp.1365-1370.
- [15] Esmaeli A., Jiang B. and Sun, L. (2006). Modeling and Suppression of PWM Inverter's Adverse Effects, *1st International Symposium on Systems and Control in Aerospace and Astronautics*, EI&IEEE, pp. 1450-1454, China.
- [16] Arnedo, L.; Venkatesan, K. (2002). Pspice Simulation for Conducted EMI and Overvoltage Investigations in a PWM Induction Motor Drive System, *IEEE Workshop on Computers in Power Electronics*, pp. 132-137.
- [17] Boglietti, A.; Carpaneto, E. (2001). An Accurate High Frequency Model of AC PWM Drive Systems for EMC Analysis, *IEEE Industry Applications Conference*, Vol.2, pp. 1111-1117.
- [18] Melly, S. (2002). New Output Filter Concept for Power Drive Systems, *Product Marketing*, SCHAFFNER, pp. 01-08.
- [19] Lai, Jih-Sheng; Xundong, H.; Pepa, H.; Chen, S.; Nehl, T. W. (2006). Inverter EMI Modeling and Simulation Methodologies, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol.53, n.3, pp. 736-744.
- [20] Chen, S., Lipo, T. A., Fitzgerald, D. (1996). Source of Induction Motor Bearing Currents Caused by PWM Inverters, *IEEE Trans. on Energy Conversion*, Vol.11, n.1, pp. 25-32.

- [21] Bogel, B., Christiansen, T., Friis, C., Pedersen, N., Valsson, T. (2001). Active EMI Filter for Common Mode Noise Suppression in Three-Phase Drives, PED2001.
- [22] Muttaqi, K. M., Haque, M. E. (2008). Electromagnetic Interference Generated from Fast Switching Power Electronic Devices, *International Journal of Innovations in Energy systems and Power*, vol.3, n.1, pp. 19-26.
- [23] Kerszenbaum, I. (1992). Shaft Currents in Electric Machines Fed by Solid-State Drives, *IEEE Industrial and Commercial Power Systems Technical Conference*, pp. 71-79.
- [24] Ramachandran, A., Reddy, M. C., Moodithaya, R. (2008). Minimization and Identification of Conducted Emission Bearing Current in Variable Speed Induction Motor Drives Using PWM Inverter, *Sādhanā*, Vol.33, n.5, pp. 615-628.
- [25] Mäki-Otto, P. (2006). Modeling and Reduction of Shaft Voltages in AC Motors fed by Frequency Converters, *Doctoral Dissertation*, Helsinki University of Technology.
- [26] Zhang, O., Zhu, J., Tao, F., Yang, L. (2006). Design of a Current Transducer with a Magnetic Core for use in Measurements of Nanosecond Current Pulses, *Measurement Science and Technology Journal*, Vol.17, n.4, pp. 895-900.
- [27] Argüeso, M., Robles, G., Sanz, J. (2005). Implementation of a Rogowski Coil for the Measurement of Partial Discharges, *Review of Scientific Instruments*, Vol.76, n.06, pp. 065107-065107-7.
- [28] Hlavacek, J., Prochazka, R., Draxler, K., Kvasnicka, V. (2008). The Rogowski Coil Design Software, *16th IMEKO TC4 Symposium*.
- [29] Radun, A. (1995). An Alternative Low-Cost Current Sensing Scheme for High-Current Power Electronics Circuits, *Trans. on Industrial Electronics*, Vol.42, n.01, pp. 78-84.
- [30] Boldea, I., Nasar, S. A. (2002). *The Induction Machine Handbook*, CRC Press, New York, USA.
- [31] Fitzgerald, A. E., Kingsley, C., Umans, S. D. (2003). *Electric Machinery*, McGraw-Hill, 6th Edition, New York, USA.
- [32] Hayt, W. H., Buck, J. A. (2000). *Engineering Electromagnetics*, McGraw-Hill, 6th Edition, New York, USA.
- [33] Mohan, N., Undeland, T. M., Robbins, W. P. (2003). *Power Electronics – Converters, Applications and Design*, John Wiley & Sons Inc., USA.
- [34] *Manual de Sistema Movidrive MDX60B/61B*, SEW Eurodrive, Edição 12, 2005.

- [35] Rashid, M. H. (1993). *Spice for Power Electronics and Electric Power*, Prentice-Hall, New Jersey, USA.
- [36] MOVTOOLS Software – Motion Studio V.5.60, SEW-Eurodrive, 2009.
- [37] Paton, Barry (1998). *LABVIEW – Fundamentals of Digital Electronics*, National Instruments Corporations, USA.
- [38] *Get Starting with LabVIEW*, National Instruments Corporations, USA, 2007.
- [39] *LabVIEW Fundamentals*, National Instruments Corporations, USA, 2007.
- [40] *LabVIEW 8.5 Software*, LabVIEW Professional Development System, National Instruments Corporations, USA, 2007.
- [41] *PSPICE Schematics 9.2 Software*, Cadence Design Systems, USA, 2000.
- [42] Wood, P., Battello, M., Keskar, N., Guerra, A. (2004). AN-10440 – IRAM Series Application Overview Integrated Power Module for Appliance motor Drives, International Rectifier, USA.
- [43] DATASHEET IRAMS06UP60A, 2004, International Rectifier, USA.
- [44] *General-Purpose 3-Phase AC Industrial Motor Controller Reference Design*, Designer Reference Manual, 2002, Freescale Semiconductors, USA.
- [45] *Motores Elétricos de Corrente Alternada*, 2009, WEG Motores, Brasil.
- [46] Riehl, Rudolf Ribeiro, Ruppert, Ernesto (2009). High Frequency Parameters of Small Three-Phase Induction Motors for Operation with PWM Inverters. *International Electric Machines and Drives Conference – IEMDC*, Vol.01, pp.1352-1357, Miami, USA.
- [47] Riehl, Rudolf Ribeiro, Ruppert, Ernesto (2007). A simplified method for determining the high frequency induction motor equivalent electrical circuit parameters to be used in EMI effect - *ICEMS 2007*, pp.1244-1248, Seul, Coréia.
- [48] Riehl, Rudolf Ribeiro, Ruppert, Ernesto (2007). High frequency capacitances determination in three-phase PWM inverter-motor drive system using an alternative method applied to EMI effect studies. *9º. Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência – COBEP*, ol.01, pp.137-141, Blumenau, Brasil.
- [49] ABNT NBR 7094 (2003). *Máquinas elétricas girantes – Motores de indução – Especificação*. Brasil.