

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

LUIZ CELESTINO PAULETTI

**UM ESTUDO DE USO DE GRADADOR DE
TENSÃO EM MOTORES DE INDUÇÃO
MONOFÁSICOS**

**PORTO ALEGRE
2009**

LUIZ CELESTINO PAULETTI

**UM ESTUDO DE USO DE GRADADOR DE
TENSÃO EM MOTORES DE INDUÇÃO
MONOFÁSICOS**

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE), da Universidade Federal do Rio Grande do Sul (UFRGS), como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Sistemas de Energia.

ORIENTADOR: Prof. Dr. Ály Ferreira Flores Filho

**PORTO ALEGRE
2009**

LUIZ CELESTINO PAULETTI

**UM ESTUDO DE USO DE GRADADOR DE
TENSÃO EM MOTORES DE INDUÇÃO
MONOFÁSICOS**

Esta dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e aprovada em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora.

ORIENTADOR: _____
PROF. DR. ÁLY FERREIRA FLORES FILHO, UFRGS
PHD PELA CARDIFF UNIVERSITY – CARDIFF, PAÍS
DE GALES, GB

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Felix Alberto Farret - CT - UFSM

Ph.D. pela Universidade de Londres, Imperial College, Reino Unido

Prof. Dr. Roberto Petry Homrich - PPGEE - UFRGS

Doutor pela Universidade Estadual de Campinas, UNICAMP, Brasil

Prof. Dr. Renato Machado de Brito - PPGEE - UFRGS

Doutor pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul, UFRGS, Brasil

Coordenador do PPGEE: _____

Prof. Dr. Arturo Suman Bretas

Doutor pela Virginia Polytechnic Institute
and State University, EUA

Porto Alegre, Março de 2009.

DEDICATÓRIA

À minha esposa e à minha filha pelo grandioso incentivo e por toda a compreensão que demonstraram ao longo de minhas atividades acadêmicas, culturais e profissionais.

À Dra. Nyvia Oliveira Souza por ter-me apoiado, influenciado e compreendido com enorme paciência ao longo de muito tempo.

À Sra. Rosa Castaman pelos cuidados, afetos e dedicação durante muitos e muitos anos.

AGRADECIMENTOS

Ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, PPGEE, pela oportunidade de realização de trabalhos em minha área de pesquisa, em especial ao Laboratório de Máquinas Elétricas, Acionamentos e Energia (LMEAE - UFRGS) pelo apoio e infra-estrutura oferecida.

Aos colegas do PPGEE pelo seu auxílio nas tarefas desenvolvidas durante o curso, em especial aos engenheiros Vagner Rinaldi e Gleison Leoni.

Ao amigo Gustavo Duarte Schmitt pelo apoio incansável na revisão e formatação.

Aos colegas e professores do LMEAE - UFRGS pelo apoio e auxílio durante o curso de mestrado.

RESUMO

O motor de indução é, talvez, o mais robusto e, certamente, um dos motores mais comumente usados. Graças à simplicidade de sua construção, do seu baixo custo, confiabilidade e rendimento relativamente alto com carga nominal é provável que ele permaneça sendo a principal fonte de transformação de energia elétrica em energia mecânica nas aplicações industriais e comerciais por um futuro previsível. O estudo de economia de energia pela redução de perdas é o objetivo do presente estudo. Os motores de indução operam regularmente com fluxo quase constante no entreferro e, portanto, com perdas magnéticas quase constantes. A utilização de um circuito gradador de tensão em série com a alimentação do motor para reduzir o fluxo no entreferro pela redução da tensão aplicada quando a carga não requer fluxo total é o objeto de análise neste estudo. Com a redução da tensão, para manter o conjugado de operação, a velocidade de rotação diminui, ou seja, há um aumento no escorregamento até um valor ótimo para reduzir as perdas totais. Então, esperaria-se que com a redução da tensão aplicada, as perdas magnéticas decresceriam e a eficiência total cresceria. Via de regra, no motor de indução, dada a característica mergulhante de sua curva Conjugado x Velocidade na região em torno da velocidade nominal, o conjugado varia muito mais que a velocidade. Para operação eficiente, a sua tensão aplicada deve ser função da carga que traciona. É objetivo desse trabalho estudar um dispositivo que, colocado em série com a fonte de alimentação de um motor de indução de CA, promove a redução de potência fornecida ao motor, quando a carga aplicada ao motor é menor que a carga nominal. Uma análise da redução da tensão senoidal aplicada através de um auto-transformador de tensão variável é comparada com a redução da tensão através de um circuito gradador baseado em tiristores. A melhor tensão a ser obtida é a que reduz as perdas magnéticas ao

mínimo, para cargas que não requerem o fluxo total no entreferro como quando da tensão nominal aplicada. As limitações do processo são estudadas e apresentadas.

Palavras-chaves: Motor de Indução CA. Carga no Motor de Indução. Tensão e Corrente Alternada (CA). Fator de Potência. Sem Carga, Pouca Carga, Carga Variável, Carga Nominal ou Carga Máxima. Consumo de Energia.

ABSTRACT

The induction motor is perhaps the most rugged, and certainly one of the most commonly used motors. With simply construction, low cost, reliability and efficiency relatively high with rated-load it seems to be a good way to convert electric energy into mechanical energy for industrial and domestic applications for a predictable future. An economy in energy consumption by loss reduction is the goal of this study. The induction motors as normal operate with constant flux in the air-gap and, hence with almost constant losses in the core. The use of a voltage gradador circuit in series with the voltage source applied to the motor for flux reduction in the air-gap by reduction of the voltage when the load do not need full-flux is this study proposal. Hence, with applied voltage reduction, to keep the operational torque, the motor rotation decreases or the slip increases to an optimum value to reduce the total core losses and increase the efficiency. As a rule, the induction motor, by the dip characteristic of the torque x speed curve in the region near the nominal speed, the torque changes much more then the speed. For efficient operation, the applied voltage should be a function of the load. It is the goal or aim of this work to study a device which, when placed in series with the power input of an alternating current induction motor, will produce a reduction in power normally provided to the motor when operated in either a condition where motor loading is less than a rated load. An analysis of voltage ideal sine wave supply reduction applied by an autotransformer with variable voltage is compared with the voltage reduction using a gradador circuit based on thyristors. The optimal voltage operation is the one that decrease the iron losses to minimum, for partial-load that do not need full-flux in the air-gap as when the full voltage is applied. Limitations in the process are investigated and will be showed.

Keywords: AC Induction Motor. Induction Motor Load. Alternating Voltage and Current (AC). Power Factor. No-Load, Low-Load, Variable-Load and Full-Load. Power Consumption.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	19
2	REVISÃO DE LITERATURA – O MOTOR DE INDUÇÃO E SEUS ACIONAMENTOS	20
2.1	HISTÓRICO	20
2.2	MÁQUINAS ELÉTRICAS	23
2.2.1	Introdução	23
2.2.2	Classificação das máquinas elétricas	24
2.2.3	Máquinas elementares.....	24
2.2.4	Gerador de Corrente Contínua.....	25
2.2.5	Motores Elétricos.....	25
2.3	CARACTERÍSTICAS DO MOTOR DE INDUÇÃO	26
2.4	CONSTITUIÇÃO DO MOTOR DE INDUÇÃO	29
2.5	PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO ...	31
2.5.1	Campo Girante.....	32
2.5.2	Conjugado.....	37
2.5.3	Circuito Equivalente do Motor de Indução.....	38
2.5.3.1	O modelo transformador de um motor de indução.....	39
2.5.3.2	O modelo do circuito do rotor	39
2.5.3.3	Circuito equivalente final	41
2.5.4	Potência e Conjugado em Motores de Indução Trifásico	42
2.5.4.1	Diagrama de Fluxo de Potência e Perdas	42
2.5.4.2	Potência e Conjugado no Motor de Indução Trifásico	43
2.5.4.3	Perdas no Cobre do Rotor e Potência Convertida	44
2.6	PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO MOTOR DE INDUÇÃO MONOFÁSICO	44
2.6.1	Campo Pulsante	45
2.6.2	Tipos de Motores Monofásicos.....	47
2.6.3	Potência e Conjugado em Motores de Indução Monofásico	52
2.6.3.1	Circuito Equivalente do Motor Monofásico	53
2.6.3.2	Diagrama de Fluxo de Potência e Perdas no Motor Monofásico	55
2.6.3.3	Potência e Conjugado no Motor de Indução	56
3	ACIONAMENTO DO MOTOR DE INDUÇÃO – O ESTADO DA ARTE.....	58
3.1	O INÍCIO (“VOLTAGE CONTROLLER”).....	58
3.2	SITUAÇÃO ATUAL.....	70
3.2.1	Motores de Indução em Geral.....	70
3.2.2	Conversores de Frequência.....	75
3.2.3	Linhas de Pesquisa e Desenvolvimento.....	77
3.2.4	Motores de Indução Monofásicos.....	79
4	ACIONAMENTO CONTÍNUO DO MOTOR DE INDUÇÃO MONOFÁSICO	83
4.1	INTRODUÇÃO	83
4.2	MÉTODOS DE ACIONAMENTO	85

4.2.1	Fator de potência constante (ângulo ϕ constante = $38,4^\circ$).....	89
4.2.2	Mínimo ângulo ϕ	90
5	TESTES E RESULTADOS EXPERIMENTAIS	92
5.1	MOTOR 1 - CONFIGURAÇÃO ELETROMECÂNICA MONTADA EM LABORATÓRIO.....	93
5.2	MOTOR 2 - CONFIGURAÇÃO ELETROMECÂNICA MONTADA EM LABORATÓRIO.....	124
5.3	DISCUSSÃO DOS RESULTADOS.....	148
6	CONCLUSÕES E RECOMENDAÇÕES	153
	REFERÊNCIAS	156
	ANEXO I.....	161
	ANEXO II.....	171

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1	Máquina de Arago	21
Figura 2	Máquina de Ferraris	22
Figura 3	Máquina de Tesla.....	22
Figura 4	Máquina Elementar (EBERLE, 2001)	24
Figura 5	Gerador de Corrente Contínua Elementar (EBERLE, 2001).....	25
Figura 6	Tipos de Motores Elétricos (EBERLE, 2001)	26
Figura 7	Estator de um motor de indução (EBERLE, 2001)	29
Figura 8	Rotor de um motor de indução (EBERLE, 2001).....	30
Figura 9	Motor de Indução completo (EBERLE, 2001)	30
Figura 10	Carcaça com enrolamento de estator (CHAPMAN, 1991).	31
Figura 11	Esquema dos enrolamentos do estator de um motor de indução trifásico (EBERLE, 2001).....	33
Figura 12	Campo girante de um motor de indução trifásico de dois polos (EBERLE, 2001)	33
Figura 13	Campo girante para um par de pólos (EBERLE, 2001)	34
Figura 14	Campo girante para dois pares de pólos (EBERLE, 2001)	34
Figura 15	Campo girante para quatro pares de pólos (EBERLE, 2001).....	35
Figura 16	Momento de torção - Conjugado (EBERLE, 2001)	37
Figura 17	Circuito equivalente do motor trifásico (CHAPMAN, 1991)	39
Figura 18	Cicuito equivalente do rotor do motor trifásico (CHAPMAN, 1991)	40
Figura 19	Circuito equivalente do rotor com escorregamento em RR (CHAPMAN, 1991)	40
Figura 20	Circuito equivalente referenciado ao estator (CHAPMAN, 1991).....	41
Figura 21	Fluxo de potência e perdas do motor trifásico (CHAPMAN, 1991)	42
Figura 22	Circuito incluindo as perdas no motor trifásico (CHAPMAN, 1991)	44
Figura 23	Campo magnético no estator de um motor monofásico (CHAPMAN, 1991)..	45
Figura 24	Motor de indução monofásico elementar (FITZGERALD, 2003)	46
Figura 25	Motor Monofásico em detalhe (ANDREAS, 1997)	47
Figura 26	Motor de fase dividida (EBERLE, 2001)	48
Figura 27	Motor de capacitor de partida (EBERLE, 2001)	49
Figura 28	Motor de capacitor permanente (EBERLE, 2001)	50
Figura 29	Motor de dois capacitores (EBERLE, 2001)	51
Figura 30	Motor de campo distorcido (EBERLE, 2001)	52
Figura 31	Circuito equivalente do motor monofásico travado (CHAPMAN, 1991)	53
Figura 32	Circuito equivalente do motor monofásico em operação (CHAPMAN, 1991)	53
Figura 33	Impedância equivalente (CHAPMAN, 1991).....	54
Figura 34	Diagrama de fluxo de potência e perdas do motor monofásico (CHAPMAN, 1991)	55
Figura 35	Controle da tensão aplicada ao motor trifásico através de SCRs (ROWAN, LIPO)	61
Figura 36	Curvas de eficiências para um motor de 7,5 HP, trifásico (ROWAN, LIPO,1983).....	62

Figura 37	Redução na potência consumida, com variação da tensão (ROWAN; LIPO,1983).....	63
Figura 38	Ligação padrão de um motor monofásico de indução (LIPO; LAW, 1986)	64
Figura 39	Diferente configuração para variação da tensão (LIPO; LAW, 1986)	64
Figura 40	Sinal de tensão e corrente gatilhados para motores monofásicos (LIPO; LAW, 1986)	65
Figura 41	Eficiência em função do conjugado para diferentes ângulos de gatilhamento (LIPO; LAW, 1986)	66
Figura 42	Componente fundamental da tensão do estator variável em função do conjugado para diferentes ângulos de gatilhamento.....	67
Figura 43	Escorregamento em função do conjugado para diferentes ângulos de gatilhamento	68
Figura 44	Eficiência em função do conjugado para diferentes tipos de alimentação - adaptada de (ROWAN, LIPO, 1983).....	69
Figura 45	Eficiência em função da tensão no estator (MADEMLIS, 2005).....	81
Figura 46	Perdas em função da corrente no estator (MADEMLIS, 2005)	82
Figura 47	Escorregamento ótimo em função da tensão no estator (MADEMLIS, 2005). 82	
Figura 48	Característica Conjugado x velocidade	86
Figura 49	Tensão e Corrente sem carga (ANDREAS, 1992)	87
Figura 50	Tensão e Corrente a plena carga (ANDREAS, 1992)	87
Figura 51	Redução de consumo usando controle pelo fator de potência (ANDREAS, 1992)	89
Figura 52	Configuração eletromecânica montada no LMEAE - Motor 1	95
Figura 53	Circuito Equivalente com R_M (COLLINS, BOYD,1993)	98
Figura 54	Potência x Tensão de entrada	102
Figura 55	Velocidade x Tensão de entrada	102
Figura 56	Corrente x Tensão de entrada	102
Figura 57	Potência real e reativa x Velocidade.....	102
Figura 58	Rendimento x Tensão de entrada.....	103
Figura 59	Potência x Tensão de entrada	104
Figura 60	Velocidade x Tensão de entrada	104
Figura 61	Corrente x Tensão de entrada	104
Figura 62	Potência real e reativa x Velocidade.....	104
Figura 63	Rendimento x Tensão de entrada.....	105
Figura 64	Potência x Tensão de entrada	106
Figura 65	Velocidade x Tensão de entrada	106
Figura 66	Corrente x Tensão de entrada	106
Figura 67	Potência real e reativa x Velocidade.....	106
Figura 68	Rendimento x Tensão de entrada.....	107
Figura 69	Potência x Tensão de entrada	108
Figura 70	Velocidade x Tensão de entrada	108
Figura 71	Corrente x Tensão de entrada	108
Figura 72	Potência real e reativa x Velocidade.....	108
Figura 73	Rendimento x Tensão de entrada.....	109
Figura 74	Potência x Tensão de entrada	110
Figura 75	Velocidade x Tensão de entrada	110
Figura 76	Corrente x Tensão de entrada	110
Figura 77	Potência real e reativa x Velocidade.....	110
Figura 78	Rendimento x Tensão de entrada.....	111
Figura 79	Potência x Tensão de entrada	112

Figura 80	Velocidade x Tensão de entrada.....	112
Figura 81	Corrente x Tensão de entrada.....	112
Figura 82	Potência real e reativa x Velocidade.....	112
Figura 83	Rendimento x Tensão de entrada.....	113
Figura 84	Potência x Carga.....	114
Figura 85	Potência x Conjugado.....	114
Figura 86	Potência x Velocidade.....	114
Figura 87	Rendimento x Carga.....	114
Figura 88	Potência no motor x FP.....	116
Figura 89	Potência de entrada x FP.....	116
Figura 90	Rendimento x Carga.....	116
Figura 91	Rendimento x Carga.....	117
Figura 92	Potência de entrada x Carga.....	117
Figura 93	Tensão de entrada x Velocidade.....	117
Figura 94	Potência de entrada com gradador e Potência no motor x Carga.....	118
Figura 95	Potência de entrada com tensão senoidal pura e Potência de entrada com gradador x Carga.....	119
Figura 96	Potência sem gradador e Potência com gradador x Carga.....	120
Figura 97	Potência sem gradador e Potência com gradador x Conjugado.....	121
Figura 98	Potência sem gradador e Potência com gradador x Velocidade.....	122
Figura 99	Rendimento com e sem gradador e com alimentação senoidal pura x Cargas.....	123
Figura 100	Configuração Eletromecânica Montada para teste no LMEAE.....	124
Figura 101	Potência x Tensão de entrada.....	126
Figura 102	Velocidade x Tensão de entrada.....	126
Figura 103	Corrente x Tensão de entrada.....	126
Figura 104	Potência real e reativa x Velocidade.....	126
Figura 105	Rendimento x Tensão de entrada.....	127
Figura 106	Potência x Tensão de entrada.....	128
Figura 107	Velocidade x Tensão de entrada.....	128
Figura 108	Corrente x Tensão de entrada.....	128
Figura 109	Potência real e reativa x Velocidade.....	128
Figura 110	Rendimento x Tensão de entrada.....	129
Figura 111	Potência x Tensão de entrada.....	130
Figura 112	Velocidade x Tensão de entrada.....	130
Figura 113	Corrente x Tensão de entrada.....	130
Figura 114	Potência real e reativa x Velocidade.....	130
Figura 115	Rendimento x Tensão de entrada.....	131
Figura 116	Potência x Tensão de entrada.....	132
Figura 117	Velocidade x Tensão de entrada.....	132
Figura 118	Corrente x Tensão de entrada.....	132
Figura 119	Potência real e reativa x Velocidade.....	132
Figura 120	Rendimento x Tensão de entrada.....	133
Figura 121	Potência x Tensão de entrada.....	134
Figura 122	Velocidade x Tensão de entrada.....	134
Figura 123	Corrente x Tensão de entrada.....	134
Figura 124	Potência real e reativa x Velocidade.....	134
Figura 125	Rendimento x Tensão de entrada.....	135
Figura 126	Potência x Tensão de entrada.....	136
Figura 127	Velocidade x Tensão de entrada.....	136
Figura 128	Corrente x Tensão de entrada.....	136

Figura 129 Potência real e reativa x Velocidade.....	136
Figura 130 Rendimento x Tensão de entrada.....	137
Figura 131 Potência de entrada x Carga	138
Figura 132 Potência de entrada x Velocidade.....	138
Figura 133 Fator de Potência x Carga.....	138
Figura 134 Potência real e reativa x Carga	138
Figura 135 Rendimento x Carga	139
Figura 136 Rendimento x Carga	140
Figura 137 Potência de entrada e Potência no motor x Carga	140
Figura 138 Potência de entrada x Carga	141
Figura 139 Potência de entrada x Velocidade.....	141
Figura 140 Fator de Potência x Carga.....	141
Figura 141 Potência de entrada com gradador e Potência no motor x Carga	142
Figura 142 Potência de entrada com tensão senoidal pura e Potência de entrada com gradador x Carga	143
Figura 143 Potência de entrada sem gradador e Potência de entrada com gradador x Carga.	144
Figura 144 Potência de entrada sem gradador e Potência de entrada com gradador x Conjugado	145
Figura 145 Potência de entrada sem gradador e Potência de entrada com gradador x Velocidade	146
Figura 146 Rendimento com e sem gradador e com alimentação senoidal pura x Carga.	147

LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS

a_{eff}	Relação efetiva de transformação
CA	Regime em excitação alternada
CC	Regime em excitação contínua
$\cos(\phi)$	Fator de potência (ϕ é o ângulo entre a tensão e a corrente)
f	Frequência em Hz
f.e.m.	Força eletromotriz
f.m.m.	Força magnetomotriz
f_r	Frequência da corrente no rotor
f_s	Frequência da corrente no estator
I_N	Corrente nominal de linha
I_R	Corrente no rotor
I_2	Corrente no rotor referenciada ao estator
p	Número de polos
P_{AG}	Potência no entreferro
Pap	Potência aparente
P_{apm}	Potência aparente no motor
P_{con}	Potência elétrica convertida em potência mecânica
P_{core}	Perdas magnéticas
P_E	Potência elétrica
P_{eixo}	potência no eixo

P_{en}	Potência de entrada
$P_{en_{cG}}$	Potência de entrada com gradador
$P_{en_{sG}}$	Potência de entrada sem gradador
$P_{friction\ and\ windage}$	Perdas por fricção e ventilação
$P_{in} = P_{en}$	Potência de entrada
$P_{m_{cG}}$	Potência no motor com gradador
P_N	Potência nominal
P_{out}	Potência de saída
P_{RCL}	Perdas ôhmicas no circuito do rotor
P_{SCL}	Perdas no cobre do estator
$P_{stray} = P_{misc}$	Outras perdas
Q_L	Potência reativa indutiva
Q_{Lm}	Potência reativa no motor
R_B	Resistência do campo magnético reverso ou para trás
R_F	Resistência do campo magnético direto ou para frente
R_M	Resistência que dissipa o equivalente às perdas magnéticas
R_R	Resistência do rotor
RPM	Rotações Por Minuto
R_1	Resistência R_1 é do enrolamento do estator
R_2	Resistência do rotor referenciada ao estator
s	Escorregamento
T_e	Conjugado (Torque) eletromagnético
VA	Volt-Ampere
VAR	Volt-Ampere Reativo

V_N	Tensão nominal de linha
X_B	Reatância do campo magnético reverso ou para trás
X_F	Reatância do campo magnético direto ou para frente
X_M	Reatância de magnetização
X_R	Reatância do rotor
X_{R_0}	Reatância com rotor bloqueado.
X_1	Reatância de dispersão do estator
X_2	Reatância do rotor referenciada ao estator
W	Watt
w_r	Velocidade do rotor
w_s	Velocidade síncrona
Z_B	Impedância do campo magnético reverso ou para trás
$Z_{E,eq}$	Impedância equivalente para o estator
Z_F	Impedância do campo magnético direto ou para frente
Z_R	Impedância do rotor
Z_2	Impedância do rotor referenciada ao estator
α	Ângulo entre a passagem por zero da tensão e início do gatilhamento
γ	Intervalo de tempo onde a corrente é zero
η	Rendimento
τ_{ind}	Conjugado rotor
$\tau_{load} = \tau_{eixo}$	Conjugado no eixo do motor
ω	Frequência em radianos

1 INTRODUÇÃO

Este trabalho estuda uma metodologia para acionamento de motores de indução monofásicos com vistas à otimização do consumo de energia elétrica.

Os motores elétricos, em particular os motores de indução ou assíncronos, são as principais cargas responsáveis pelo consumo de energia na indústria, o que demonstra a sua importância e justifica a necessidade de sua análise específica do ponto de vista energético.

O motor de indução tem como vantagem a sua simplicidade e robustez, que se traduz em baixo custo e máxima eficácia com manutenção mínima. O rendimento é relativamente elevado para média e máxima carga, e pode-se assegurar um bom fator de potência com uma seleção correta.

Do ponto de vista de seu acionamento frente às variações da carga em seu eixo, há questões que podem ser equacionadas com vista a uma maior economia de energia.

Quando o motor está operando com carga reduzida por períodos prolongados, o seu rendimento cai devido ao elevado fluxo magnético das bobinas para o conjugado específico necessário para transmitir a carga. A uma tensão de alimentação constante este fluxo torna-se fixo e responde por cerca de 30 a 50% das perdas totais do motor. Ao controlar a tensão aplicada pode-se controlar o fluxo para obter um conjugado suficiente para atender a carga mecânica tracionada, diminuindo perdas e melhorando a eficiência do motor, conforme demonstração no decorrer da apresentação desta dissertação.

Este trabalho apresenta uma revisão de literatura sobre o motor de indução trifásico e, depois, aplica os conceitos compatíveis ao motor de indução monofásico, no seu capítulo 2. O estudo da melhoria da eficiência do motor monofásico através de sua forma de operação e acionamento é o objetivo do presente trabalho e está focado na variação da tensão de alimentação produzida por um circuito gradador de tensão. Um circuito gradador comercial é usado e está apresentado no capítulo 3, e é de um fabricante inglês.

2 REVISÃO DE LITERATURA – O MOTOR DE INDUÇÃO E SEUS ACIONAMENTOS

Desde a sua invenção, há mais de um século, o motor de indução tornou-se um dos equipamentos industriais mais conhecidos. Graças à simplicidade de sua construção, do seu baixo custo, confiabilidade e rendimento relativamente alto é provável que ele permaneça sendo a principal fonte de energia mecânica nas aplicações industriais e comerciais.

Primeiramente, se faz necessário uma revisão de literatura sobre o motor de indução. Depois, com base no seu circuito equivalente, estuda-se se, através da atuação sobre a tensão de alimentação, se poderia equilibrar a potência de entrada para que o motor tracione a carga aplicada ao mesmo com um mínimo de consumo, economizando energia.

Então, com base na teoria, estuda-se se um dispositivo que efetue a atuação necessária sobre a tensão de alimentação pode buscar esta economia de energia.

2.1 HISTÓRICO

Em 1823, Arago foi o primeiro a observar que um disco de cobre em movimento rotativo provocava a rotação de uma agulha magnética. O fenômeno varia muito com o material do disco: o efeito é nulo com materiais isolantes e, pronunciado com materiais condutores.

Foi Faraday que, em 1832, com a ajuda de um galvanômetro, estabeleceu que a força que faz rodar a agulha é devida a correntes elétricas que surgem no disco.

Na Figura 1 está a Máquina de Arago.



Figura 1 Máquina de Arago

(<http://chem.ch.huji.ac.il/~eugeniik/history/arago.htm>)

Em 1825 C. Babage e J. Herschel estabeleceram o efeito contrário: a rotação de um ímã em forma de ferradura sobre um disco de cobre provocava a rotação do disco.

Em 1872, W. Baily apresentava um modo de produzir as rotações de Arago com quatro eletroímãs fixos, que eram excitados consecutivamente e com o disco rodando sobre um eixo, por cima dos pólos variáveis criados pelos eletroímãs. Criava-se, assim, uma rotação intermitente do campo magnético, que o disco acompanhava.

Em 1883, Marcel Deprez apresentou um teorema que provava matematicamente a criação de um campo magnético girante pela combinação da ação de duas correntes alternadas defasadas de um quarto de período.

Sem o conhecimento do trabalho de Baily ou de Deprez, em 1885 Galileo Ferraris propôs a produção da rotação de um condutor (um cilindro de cobre oco) por intermédio das correntes de Foucault, as “correntes parasitas”, nele provocadas pelo deslocamento progressivo de um campo magnético, e de criar esse campo móvel, como um campo girante, pela combinação de duas correntes defasadas de um quarto de período e formando ângulos retos entre elas. Assim, construiu, para demonstração, o motor de indução tipo em campânula.

Na Figura 2 está a Máquina de Ferraris.



Figura 2 Máquina de Ferraris

(<http://chem.ch.huji.ac.il/~eugeniik/history/ferraris.htm>)

Foi Nikola Tesla, que nesses anos estudava os problemas dos sistemas polifásicos (bifásicos) de corrente alternada, quem apresentou um conjunto de patentes e uma comunicação ao AIEE (em 16 de maio de 1888) onde mostrava o desenho de um motor elétrico de duas fases. Ele é considerado o inventor das máquinas de indução e síncronas.

O motor era formado por um anel folheado, com quatro bobinas ligadas duas a cada fase de um alternador bifásico. O induzido é um disco de aço. Trata-se de um motor síncrono (de relutância).

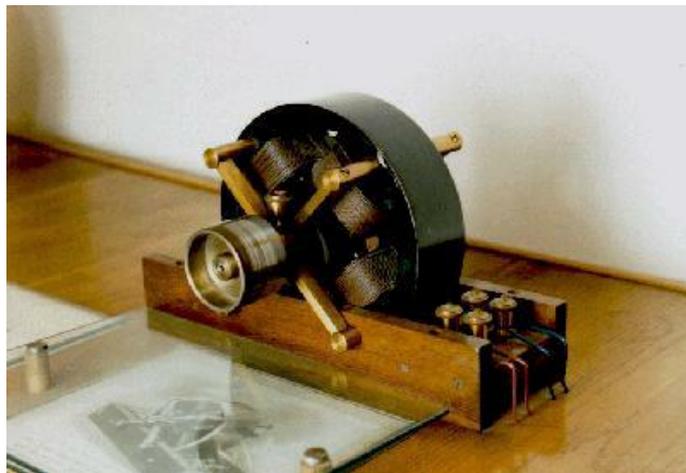
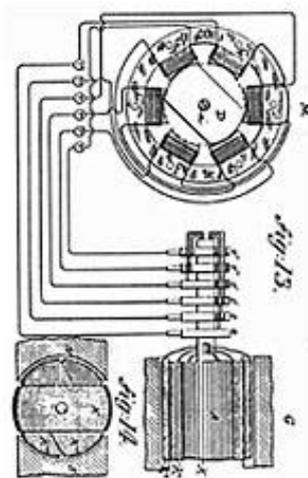


Figura 3 Máquina de Tesla

(<http://chem.ch.huji.ac.il/~eugeniik/history/tesla.htm>)

Alguns meses depois, Tesla verificou que podia utilizar o deslocamento dos polos do campo indutor para “desenvolver correntes elétricas num condutor fechado, mantido sob influência do campo do motor de forma a provocar a rotação pela reação dessas correntes sobre o campo indutor”; estava apresentado um motor de indução.

Nikola Tesla imigrou para os Estados Unidos em 1884 e trabalhou com Thomas Edison. George Westinghouse comprou sua patente, e os primeiros motores de indução foram produzidos a partir de 1890 pela Westinghouse Motor Company. Na Figura 3 está a máquina de Tesla.

2.2 MÁQUINAS ELÉTRICAS

Máquinas elétricas são equipamentos que convertem a energia elétrica em mecânica (motores) ou a energia mecânica em energia elétrica (geradores). Os conceitos e uma classificação didática são apresentados a seguir.

2.2.1 Introdução

Os seguintes fenômenos são facilmente observáveis:

- a) Dois ímãs permanentes tendem a se alinhar com os pólos opostos se defrontando;
- b) Dois indutores de formas convenientes (eletroímãs), quando excitados, tendem a alinhar-se de modo que os eixos longitudinais tomem a direção do campo, com os polos opostos se defrontando.

Nestes dois sistemas notaremos que toda vez que houver um desalinhamento dos campos desenvolver-se-á uma força que tenderá a restabelecer o alinhamento.

Lembremos que o eletroímã produz os mesmos efeitos magnéticos de um ímã permanente, apresentando igualmente um pólo norte e um pólo sul.

Quando se processam tais realinhamentos de elementos excitados, um trabalho mecânico tem lugar.

2.2.2 Classificação das máquinas elétricas

Tomando como critério de classificação o princípio de funcionamento, as máquinas elétricas se classificam em:

1) Máquinas de coletor

- a) Máquinas de corrente contínua
 - i) geradores (dínamos)
 - ii) motores de corrente contínua
- b) Máquinas de corrente alternada
 - i) Motor e gerador série
 - ii) motores e geradores de repulsão

2) Máquinas assíncronas (motores e geradores de indução)

- a) trifásicas
- b) monofásicas
- c) geradores de indução

3) Máquinas síncronas

- a) motores síncronos
- b) geradores (alternadores)

2.2.3 Máquinas elementares

Nas máquinas elétricas podemos distinguir duas partes principais: o estator (parte fixa) e o rotor (a parte girante). Nesta máquina elementar, dependendo das excitações, teremos tipos de máquinas diferentes.

A Figura 4 mostra uma máquina elementar.

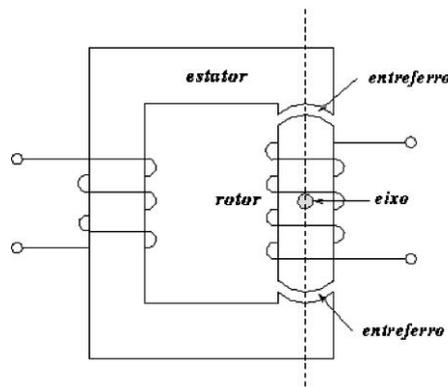


Figura 4 Máquina Elementar (EBERLE, 2001)

2.2.4 Gerador de Corrente Contínua

No gerador de corrente contínua o enrolamento do estator, também conhecido como enrolamento de campo, é excitado por uma fonte de corrente contínua, e no eixo do rotor impõe-se um torque mecânico. Quando o enrolamento do rotor, conhecido também como armadura ou induzido, corta as linhas de fluxo magnético de excitação, uma f.e.m. é nele induzida, obedecendo a lei de Faraday. A f.e.m. induzida é alternada (senoidal), mas por meio de uma retificação mecânica (comutador), é transformada em corrente contínua.

A Figura 5 mostra um gerador elementar.

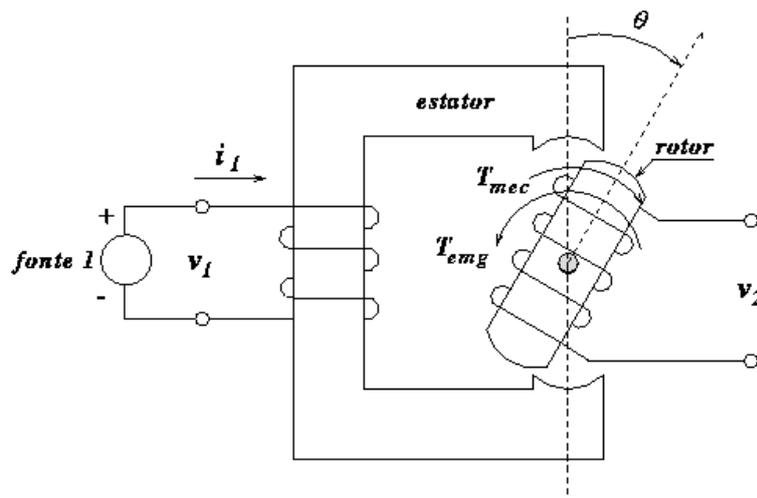


Figura 5 Gerador de Corrente Contínua Elementar (EBERLE, 2001)

2.2.5 Motores Elétricos

Através dos tempos foram desenvolvidos vários tipos de motores elétricos para atender as necessidades do mercado. A Figura 6 mostra de modo geral os diversos tipos de motores elétricos hoje existentes.

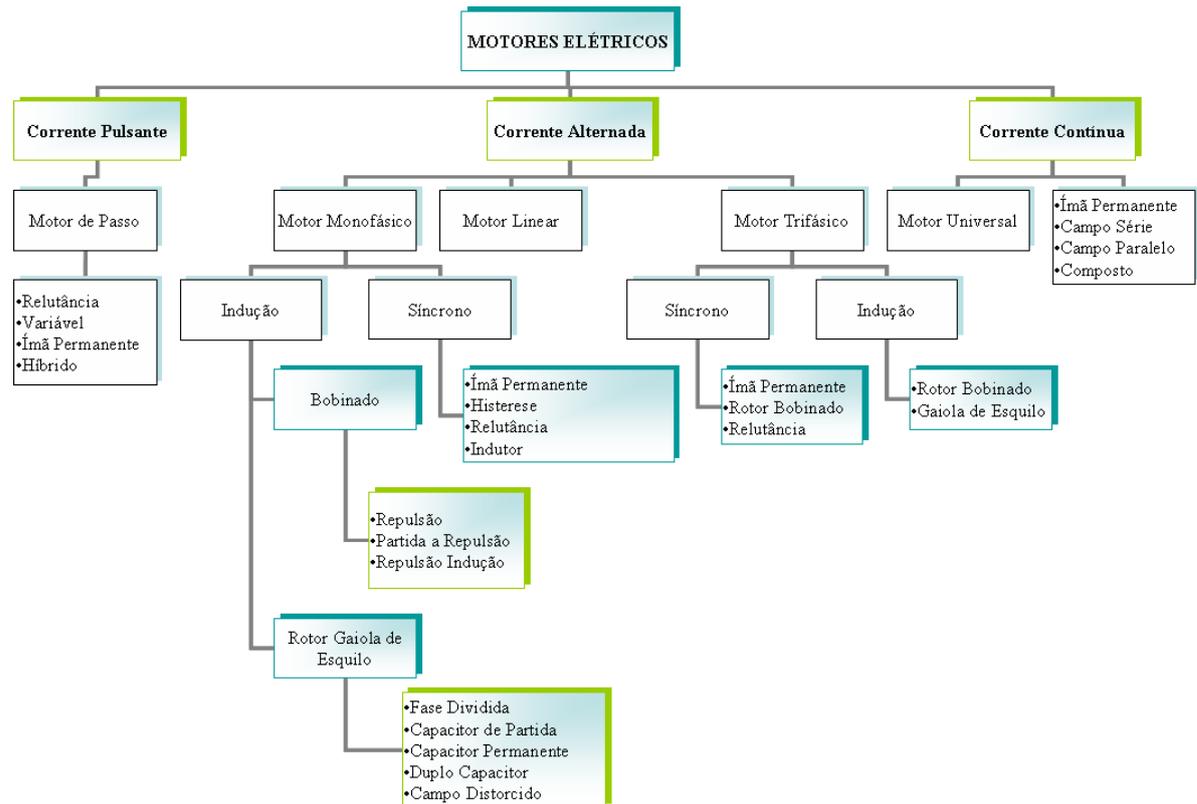


Figura 6 Tipos de Motores Elétricos (EBERLE, 2001)

Este estudo versará sobre o motor monofásico de gaiola de esquilo. Mas o estudo do motor monofásico é derivado dos conceitos do motor trifásico e, por isso, a revisão de literatura será sobre motores trifásicos e motores monofásicos. A parte aplicativa conceitual do trabalho, capítulo 3, será específica sobre o motor monofásico que poderá, com adaptações, ser estendida ao motor trifásico.

2.3 CARACTERÍSTICAS DO MOTOR DE INDUÇÃO

O motor de indução ou assíncrono de corrente alternada tem sido o motor preferido da indústria desde o princípio do uso da energia elétrica em corrente alternada. Ele alcançou e manteve sua posição em virtude de sua robustez, simplicidade e baixo custo. A linha padrão de motores de indução inclui o popular motor de gaiola de esquilo e o versátil motor de anéis

além de variações destes motores básicos, como os para aplicação em dupla velocidade, de velocidade variável, para pontes rolantes, prensas e outras aplicações.

Os motores elétricos de indução são os mais usados entre todos os tipos de motores elétricos, pois combinam as vantagens da utilização da energia elétrica com uma construção relativamente simples, custo reduzido e grande adaptabilidade às mais diversas cargas.

A potência de saída é a potência mecânica no eixo do motor, P_{out} , geralmente expressa em kW, HP ou cv; a potência ativa de entrada é a potência de saída dividida pelo rendimento. A potência ativa de entrada, P_E , pode ser dada (em kW) pelas seguintes expressões, em função da potência nominal (em kW, HP ou cv) e do rendimento η :

$$P_E \text{ (kW)} = \frac{P_{out} \text{ (kW)}}{\eta} \quad (1)$$

$$P_E \text{ (kW)} = \frac{P_{out} \text{ (HP)} 0,746}{\eta} \quad (2)$$

$$P_E \text{ (kW)} = \frac{P_{out} \text{ (cv)} 0,736}{\eta} \quad (3)$$

A corrente nominal ou corrente de plena carga de um motor, I_N , é a corrente consumida pelo motor quando ele fornece a potência nominal a uma carga.

Para os motores de corrente alternada as correntes podem ser determinadas pelas seguintes expressões:

a) Monofásico

$$I_N = \frac{P_N}{\eta V_N \cos(\phi)} = \frac{P_E}{V_N \cos(\phi)} \quad (4)$$

b) Trifásico

$$I_N = \frac{P_N}{\sqrt{3}\eta V_N \cos(\phi)} = \frac{P_E}{\sqrt{3}V_N \cos(\phi)} \quad (5)$$

Sendo:

V_N	Tensão nominal de linha
I_N	Corrente nominal de linha
P_N	Potência nominal
P_E	Potência elétrica
$\cos(\phi)$	Fator de potência nominal
η	Rendimento
P_{out}	Potência mecânica no eixo do motor

A corrente consumida por um motor varia com as circunstâncias. Na maioria dos motores, a corrente é muito alta na partida, caindo gradativamente com o aumento da velocidade. Atingidas as condições de regime permanente, isto é, motor com velocidade próxima da nominal, fornecendo a potência nominal a uma carga, a corrente atinge o seu valor nominal, aumentando, porém, se ocorrer alguma sobrecarga.

Em princípio, nenhum motor deve ser instalado para fornecer uma potência superior à nominal, considerado o seu fator de serviço. No entanto, sob determinadas condições, isso pode vir a ocorrer, acarretando um aumento de corrente e de temperatura, que, dependendo da duração e da intensidade da sobrecarga, pode levar à redução da vida útil do motor ou até mesmo a sua queima. Define-se o fator de serviço de um motor como sendo o fator que aplicado à potência nominal, indica a sobrecarga admissível que pode ser utilizada continuamente. Assim, por exemplo, um motor de 50 cv e fator de serviço 1,1 pode fornecer continuamente a uma carga potência de 55 cv.

Na partida um motor solicita da rede elétrica uma corrente muitas vezes superior à nominal; a relação entre a corrente de partida e a corrente nominal varia com o tipo e o tamanho do motor. O tempo de partida também varia amplamente com o modelo do motor.

2.4 CONSTITUIÇÃO DO MOTOR DE INDUÇÃO

O motor assíncrono é constituído basicamente dos seguintes elementos:

- a) Um circuito magnético e estático, ou núcleo de ferro, constituído por chapas ferromagnéticas empilhadas e isoladas entre si, ao qual se dá o nome de estator;
- b) Por bobinas (em grupos, conforme o motor seja monofásico ou polifásico) localizadas em cavas abertas no estator (ranhuras) e alimentadas pela rede de corrente alternada;
- c) Por um rotor constituído por um núcleo ferromagnético, também laminado, sobre o qual se encontra um enrolamento ou um conjunto de condutores nos quais são induzidas correntes provocadas pela corrente alternada das bobinas do estator.

O rotor é apoiado num eixo, que, por sua vez, transmite à carga a energia mecânica produzida. O entreferro (distância entre o rotor e o estator) é bastante reduzido, de forma a reduzir a corrente em vazio e, portanto as perdas elétricas, mas também para aumentar o fator de potência em vazio.

Nas figuras 7, 8 e 9 apresentam-se os diversos elementos de um motor de indução:

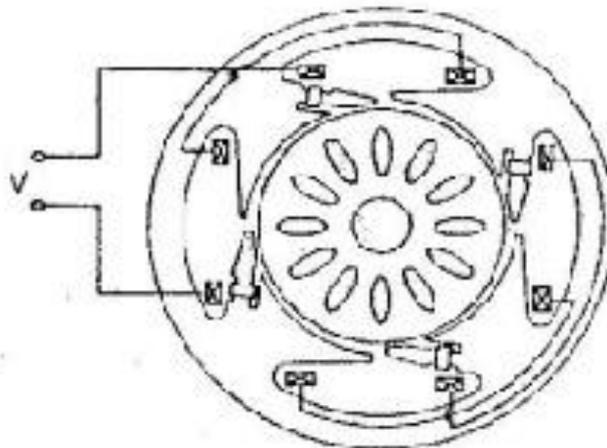


Figura 7 Estator de um motor de indução (EBERLE, 2001)

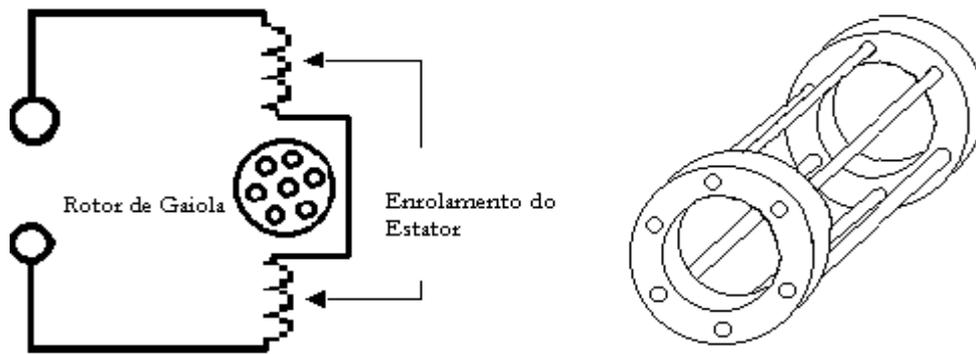


Figura 8 Rotor gaiola de um motor de indução (EBERLE, 2001)

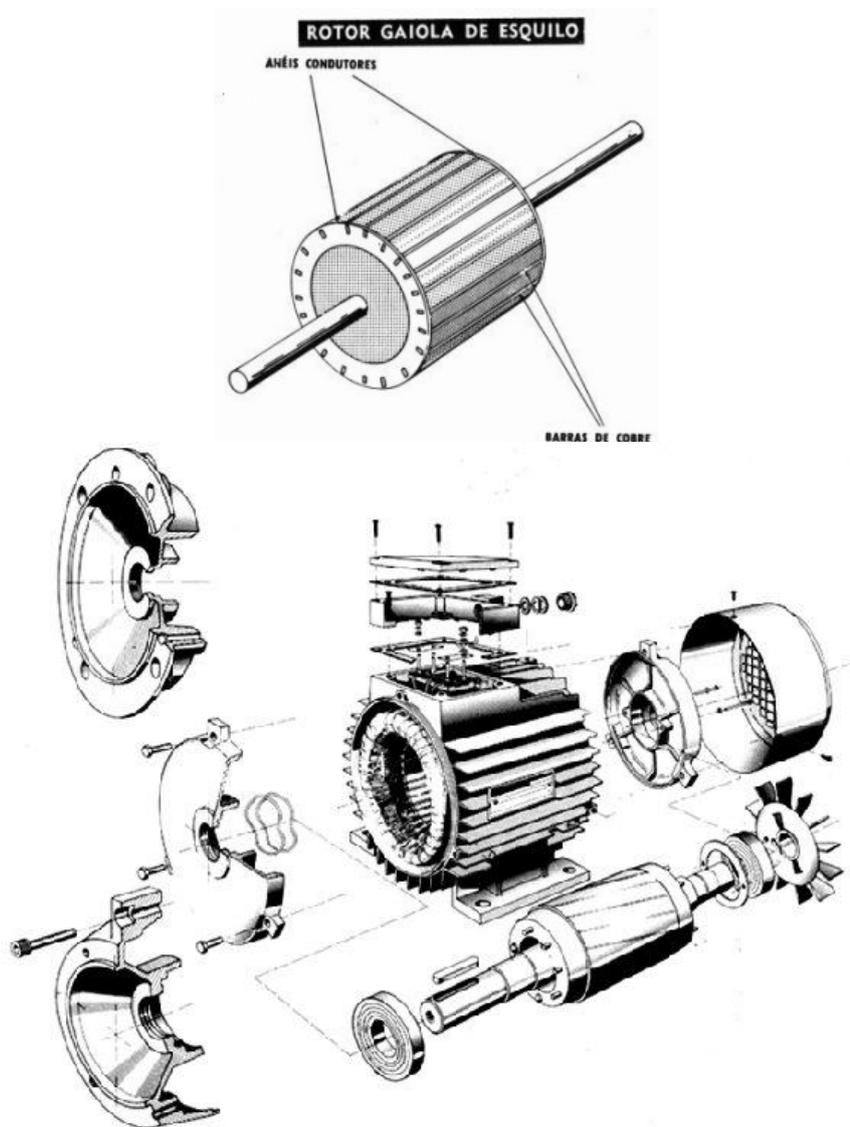


Figura 9 Motor de Indução completo (EBERLE, 2001)

2.5 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

A partir do momento que os enrolamentos localizados nas ranhuras do estator são sujeitos a uma corrente alternada, gera-se um campo magnético no estator; conseqüentemente, surge no rotor uma força eletromotriz induzida devido ao fluxo magnético variável através do rotor. A f.e.m. induzida dá origem a uma corrente induzida no rotor que tende a opor-se à causa que lhe deu origem, criando assim uma tendência ao movimento giratório do rotor.

Como podemos constatar, o princípio de funcionamento do motor de indução baseia-se em duas leis do eletromagnetismo: a Lei de Lenz e a Lei de Faraday.

Segundo Faraday, “Sempre que através da superfície abraçada por um circuito tiver lugar uma variação de fluxo magnético, gera-se nesse circuito uma força eletromotriz induzida. Se o circuito é fechado será percorrido por uma corrente elétrica.” E, segundo Lenz, “O sentido da corrente induzida é tal que esta, pelas suas ações magnéticas, tende a opor-se à causa que lhe deu origem”.

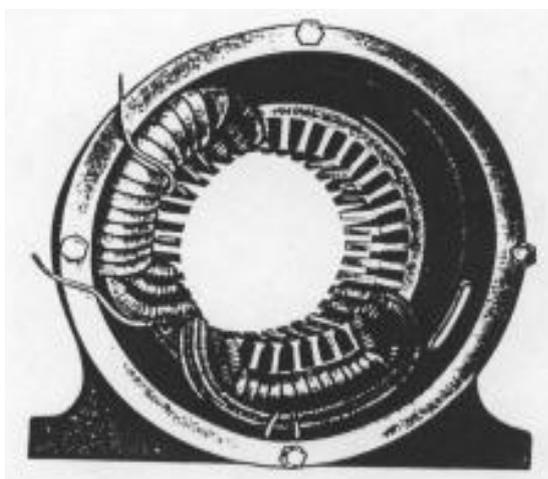


Figura 10 Carcaça com enrolamento de estator (CHAPMAN, 1991).

Outra visão para os princípios gerais de operação é que o enrolamento de um motor de indução alimentado por energia elétrica é distribuído ao redor do estator e produz no entreferro um campo girante que gira em sincronismo com a frequência da rede elétrica. Conforme o campo magnético gira, o fluxo magnético “corta” os condutores dos

enrolamentos do rotor, gerando uma tensão elétrica nos mesmos e, por consequência, uma corrente nestes enrolamentos a qual por sua vez produz um fluxo magnético que se opõe à variação do criado no estator. A interrelação entre os fluxos do rotor e do estator produz um conjugado e faz com que o rotor procure seguir o movimento do fluxo magnético do estator. A análise elétrica deste fenômeno é muito similar àquela do transformador, e, assim, tornou-se uma prática referir-se ao enrolamento do estator como primário e ao rotor como secundário.

Se os condutores do secundário forem arranjados como as barras numa gaiola de esquilo, e se a gaiola é feita de modo a permitir rotação, a força causada pelo interrelacionamento entre os fluxos do rotor e do estator fará a gaiola girar. Na prática, as barras não isoladas da gaiola de esquilo são inseridas num núcleo de aço laminado perto da periferia do rotor e são conectadas entre si através de anéis de curto circuito adequadamente situados nas extremidades do rotor. Esta construção simples faz o motor de gaiola de esquilo ser o mais robusto e de menor custo entre os motores de indução. Variações no projeto das barras do rotor produzem alterações nas características de desempenho do motor, especialmente nas características de conjugado e corrente versus rotação.

2.5.1 Campo Girante

Se em vez de um motor monofásico, considerarmos um trifásico, as correntes trifásicas que percorrem os enrolamentos (fases) do estator vão gerar, em cada fase, campos pulsantes, defasados entre si de um ângulo igual ao da defasagem entre as tensões aplicadas, cujos eixos de simetria são fixos no espaço, mas cuja resultante é um campo que gira num determinado sentido, denominado campo girante.

Consideremos o estator de um motor de indução trifásico, conforme a figura 11. As fases (1), (2) e (3), alojadas nas ranhuras do estator, são deslocadas uma da outra de 120° , e ligadas, em estrela ou em triângulo, a uma fonte de alimentação trifásica. Os enrolamentos

iniciam em P1, P2, P3, e terminam em F1, F2, F3, respectivamente. As tensões aplicadas se acham defasadas de 120° graus elétricos, e nas três fases resultam correntes iguais, defasadas entre si de 120° elétricos, as quais geram campos magnéticos pulsantes, que se combinam dando um campo resultante de valor constante; este campo gira com uma velocidade constante que depende da frequência da fonte e o número de polos para os quais o estator foi enrolado.

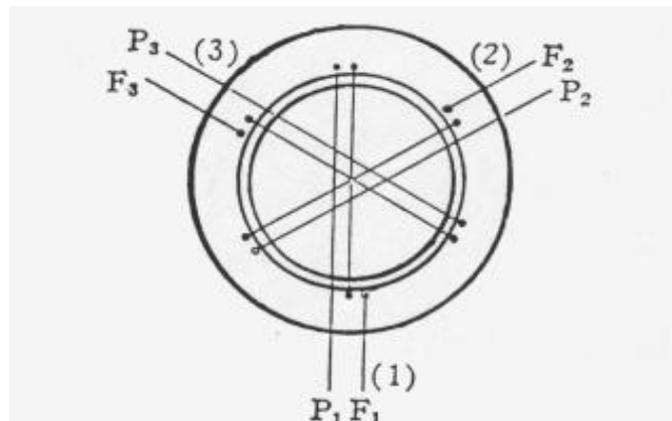


Figura 11 Esquema dos enrolamentos do estator de um motor de indução trifásico (EBERLE, 2001)

A Figura 12 mostra a sequência das correntes das três fases e as posições do campo resultante nos instantes (a), (b), (c) e (d).

O campo girante efetua uma rotação completa durante o intervalo de um período.

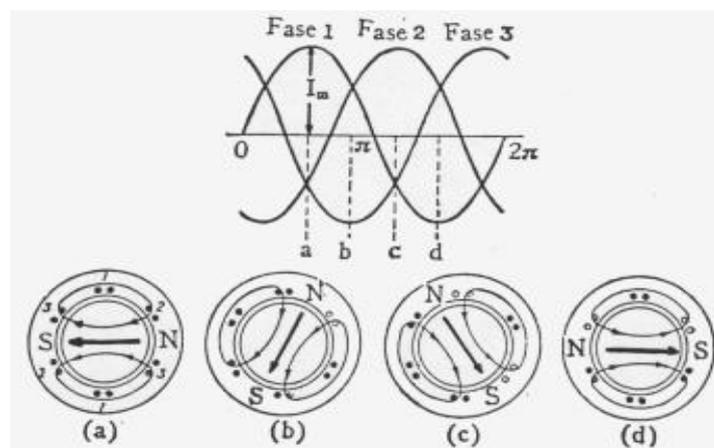


Figura 12 Campo girante de um motor de indução trifásico de dois polos (EBERLE, 2001)

A velocidade de rotação do campo é a velocidade síncrona dada por (6).

$$\omega = \frac{120f}{p} \quad (6)$$

sendo:

ω	Rotação, em RPM
f	Frequência da rede, em Hz
p	Número de polos

A Figura 13, 14 e a 15 mostram os campos girantes, respectivamente para 1, 2 e 4 pares de polos.

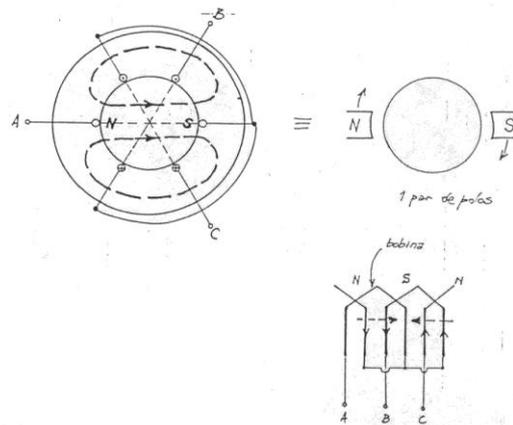


Figura 13 Campo Girante para um par de polos (EBERLE, 2001)

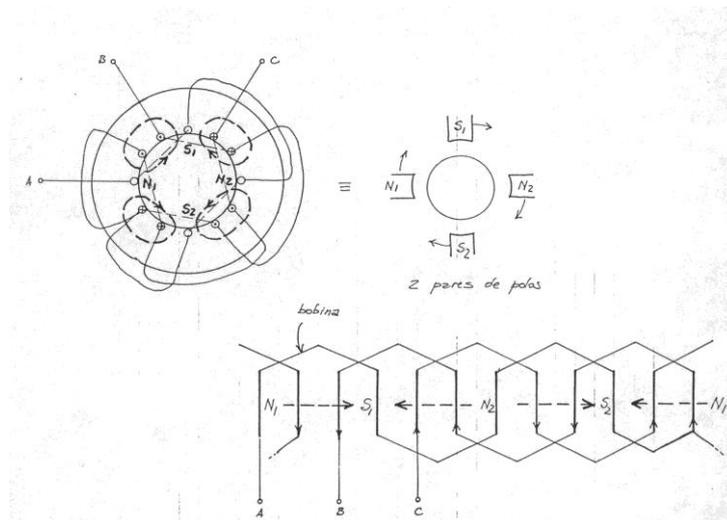


Figura 14 Campo Girante para dois pares de polos (EBERLE, 2001)

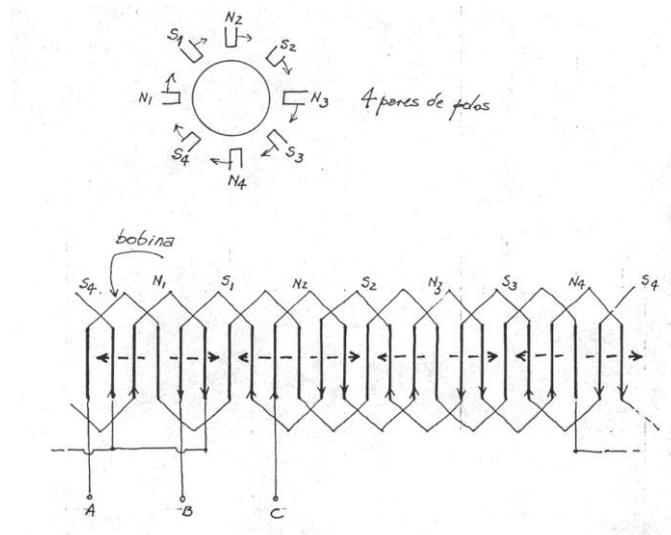


Figura 15 Campo Girante para quatro pares de polos (EBERLE, 2001)

O sentido de rotação do campo, que determina o sentido de rotação do motor, depende da seqüência das tensões e das ligações das três fases, e, na prática, poderá ser invertido trocando-se a ligação de duas fases quaisquer do estator com a linha de alimentação.

Note-se que as três fases do estator podem atuar como o primário de um transformador trifásico, quando se introduz um segundo grupo de enrolamentos (rotor), magneticamente acoplados aos enrolamentos do estator.

O motor de indução é assim chamado pelo fato de que a corrente no rotor não provém diretamente de uma fonte de alimentação, mas é nele induzida pelo movimento relativo dos condutores do rotor e do campo girante produzido pelas correntes no estator.

O estator consiste de enrolamentos alojados nas ranhuras existentes na periferia interna de um núcleo de ferro laminado. São alimentados com tensão trifásica, que produz em um campo magnético que gira com velocidade síncrona, como antes explicado.

O seu rotor é construído em dois tipos: (a) rotor bobinado; e (b) rotor em curto-circuito, ou gaiola de esquilo, ou simplesmente gaiola. Os núcleos magnéticos de ambos os tipos são de aço laminado.

O rotor bobinado consta de um núcleo em tambor, provido de ranhuras onde são

alojados enrolamentos semelhantes ao do estator, e produzindo o mesmo número de polos. No motor trifásico estes enrolamentos são geralmente ligados em estrela, e as três extremidades livres dos enrolamentos são ligadas a três anéis coletores montados no eixo, permitindo a inserção de resistor variável em série em cada fase.

O rotor tipo gaiola consta de um núcleo em tambor, com ranhuras, nas quais são alojados fios ou barras de cobre ou alumínio em curto-circuito nos seus extremos por anéis.

O princípio de funcionamento do motor de indução é o seguinte: o rotor se acha imerso no campo girante produzido pelas correntes no estator; nos condutores do rotor, cortado pelo fluxo do campo girante, são induzidas forças eletromotrizes que dão origem a correntes; estas correntes reagem sobre o campo girante, produzindo um conjugado motor que faz com que o rotor busque girar no mesmo sentido do campo.

A velocidade do rotor não pode atingir a velocidade do campo girante, isto é, a velocidade síncrona. Se esta velocidade fosse atingida, os condutores do rotor não seriam cortados pelas linhas de força do campo girante, não se produzindo, portanto, correntes induzidas, sendo então nulo o conjugado motor. Por isso, estes motores são também chamados assíncronos.

Quando o motor funciona sem carga, o rotor gira com velocidade próxima à síncrona; com carga o rotor se atrasa mais em relação ao campo girante, e correntes maiores são induzidas para desenvolver o conjugado necessário.

Chama-se escorregamento a relação em (7).

$$s = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (7)$$

sendo:

s	Escorregamento
ω_s	Velocidade síncrona

ω_r Velocidade do rotor

O escorregamento é geralmente expresso em porcentagem.

A frequência da corrente no rotor f_r é o produto do escorregamento s pela frequência da corrente no estator f_s , isto é,

$$f_r = sf_s \quad (8)$$

2.5.2 Conjugado

O enrolamento do rotor do motor trifásico é distribuído por todo o seu perímetro. Cada condutor atravessado por corrente deste enrolamento está sujeito a uma força do campo magnético. As forças são aplicadas em direção tangencial. Produzirão, portanto, um momento tangencial, conforme mostrado na Figura 16. O momento devido aos pares de forças com linha de ação paralela, de mesma intensidade e sentido opostos é chamado de binário ou conjugado.

O momento de torção aparece: a e b) O momento de torção é tanto maior quanto maior a força F e a distância a ; c) A força perimetral é aplicada à distância r ; d) Todas as forças perimetrais agem em direção tangencial.

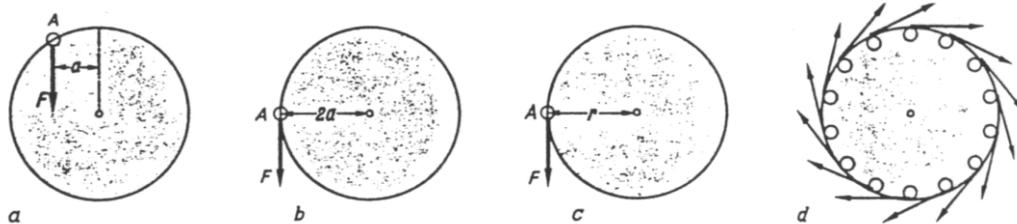


Figura 16 Momento de Torção – Conjugado (EBERLE, 2001)

As correntes no rotor defasam de um ângulo θ_r , em atraso, sobre as f.e.m. induzidas no rotor, E_r , em virtude da impedância dos enrolamentos ou barras do rotor.

O conjugado desenvolvido no rotor é proporcional ao produto do fluxo no entreferro, pela corrente e pelo cosseno do ângulo de defasagem θ_r como em (9).

$$C = K\Phi I_r \cos \theta_r \quad (9)$$

onde

K	Constante,
Φ	Fluxo no entreferro,
I_r	Corrente no rotor.
θ_r	Ângulo de defasagem entre a corrente no rotor e a f.e.m. induzida no rotor.

No instante da partida, forma-se no rotor, em virtude do escorregamento $s = 1$, a f.e.m. mais elevada possível, e com isso, uma corrente I_r muito elevada e um campo intenso. O motor de indução, nesta situação, equivale a um transformador com secundário em curto-circuito; a corrente de partida é, por isso, similar à corrente de curto-circuito. Simultaneamente, o enrolamento do rotor possui alta reatância no momento da partida, pois a frequência da f.e.m. induzida no rotor é igual à da rede. Como consequência, no momento da partida, a corrente do rotor está atrasada da f.e.m. induzida em valor próximo a 90° . Nestas condições, o motor de indução tipo gaiola pode apresentar um conjugado de partida relativamente baixo.

2.5.3 Circuito Equivalente do Motor de Indução

O motor de indução, como o próprio nome sugere, induz voltagens e correntes no circuito de rotor através de tensões e correntes no estator.

Esta ação é, essencialmente, uma operação de transformação. Assim, o motor de indução tem um circuito equivalente que é semelhante ao do transformador.

Neste item, estaremos usando a notação do livro *Electric Machinery Fundamentals* do autor Stephen J. Chapman (CHAPMAN,1991), para um melhor acompanhamento das figuras e formulário.

2.5.3.1 O modelo transformador de um motor de indução

Com base no circuito equivalente do transformador, por fase, a Figura 17 representa o modelo de um motor de indução.

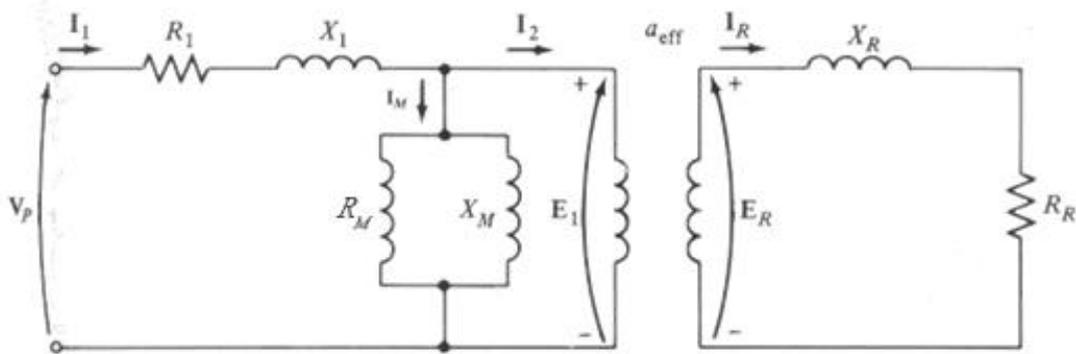


Figura 17 Circuito equivalente do motor trifásico (CHAPMAN, 1991)

A resistência R_1 é do enrolamentos do estator e X_1 é a reatância de dispersão do estator. A reatância de magnetização é X_M , e R_M dissipa o equivalente às perdas magnéticas totais.

A diferença entre o circuito do transformador e do motor está no secundário, isto é, pelo efeito da variação da frequência na tensão E_R do rotor e pela impedância do rotor Z_R que é dada pela soma da resistência do rotor R_R com a reatância do rotor X_R e onde a_{eff} é relação efetiva de transformação.

2.5.3.2 O modelo do circuito do rotor

Num motor de indução, quando a tensão é aplicada aos enrolamentos do estator, uma outra tensão é induzida nos enrolamentos do rotor. Em geral, quanto mais rápido for o movimento relativo entre o campo magnético do estator e do rotor, maior é a tensão resultante no rotor. Particularmente, é o que se observa quando o rotor está parado (rotor bloqueado) e nesta condição temos a maior tensão induzida. A menor tensão induzida (0 volts) ocorre quando o rotor está com a mesma velocidade do campo do estator, não resultando movimento

relativo entre eles. A tensão induzida no rotor E_R numa velocidade entre extremos é diretamente proporcional ao escorregamento do rotor. A tensão induzida com o rotor bloqueado é chamada de E_{R_0} e, então, a tensão induzida com escorregamento é dada por (10). E a reatância X_R é dada por (11) onde X_{R_0} é a reatância com rotor bloqueado.

$$E_R = sE_{R_0} \quad (10)$$

$$X_R = sX_{R_0} \quad (11)$$

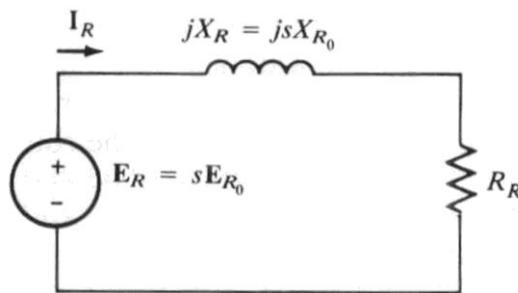


Figura 18 Circuito equivalente do rotor do motor trifásico (CHAPMAN, 1991)

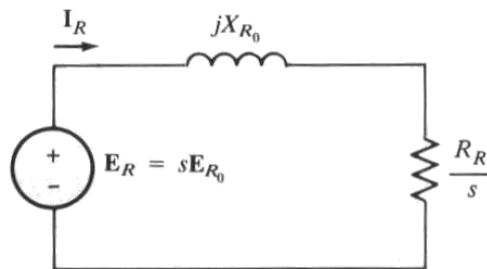


Figura 19 Circuito equivalente do rotor com escorregamento em R_R (CHAPMAN, 1991)

$$I_R = \frac{E_R}{R_R + jX_R} \quad (12)$$

$$I_R = \frac{sE_{R_0}}{R_R + jsX_{R_0}} \quad (13)$$

$$I_R = \frac{E_{R_0}}{R_R/s + jX_{R_0}} \quad (14)$$

$$Z_{E,eq} = \frac{R_R}{s} + jX_{R_0} \quad (15)$$

onde I_R é a corrente no rotor e $Z_{E,eq}$ é a impedância equivalente para o estator.

Note-se que para muito baixo escorregamento o termo resistivo é muito maior que a reatância e, então, o efeito da resistência predomina, e a corrente do rotor varia linearmente com o escorregamento.

2.5.3.3 Circuito equivalente final

Referenciando o circuito do rotor para o lado do estator temos o circuito equivalente final do motor de indução, conforme mostrado na Figura 20, onde todos os efeitos da variação de velocidade estão concentrados em termos de impedância, onde R_2 é a resistência do rotor, X_2 a reatância do rotor e I_2 é a corrente no rotor, referenciadas ao estator

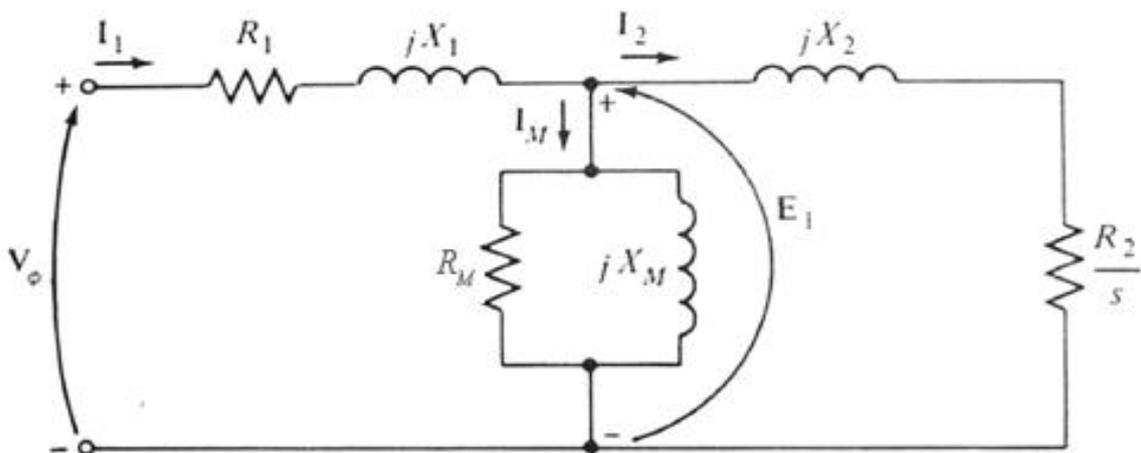


Figura 20 Circuito equivalente referenciado ao estator (CHAPMAN, 1991)

$$I_2 = \frac{I_R}{a_{\text{eff}}} \quad (16)$$

$$Z_2 = a_{\text{eff}}^2 \left(\frac{R_R}{s} + jX_{R0} \right) \quad (17)$$

$$\begin{aligned} R_2 &= a_{\text{eff}}^2 R_R \\ X_2 &= a_{\text{eff}}^2 X_{R0} \end{aligned} \quad (18)$$

Saliente-se que a resistência R_R e a reatância do rotor bloqueado X_{R0} bem como a relação efetiva de transformação a_{eff} são difíceis de serem determinadas diretamente no rotor

de gaiola de esquilo. Mas, é possível fazer medidas que produzem a resistência R_2 e a reatância X_2 embora R_R , X_{R0} e α_{eff} não sejam conhecidas separadamente.

2.5.4 Potência e Conjugado em Motores de Indução Trifásico

Como os motores de indução são chamados de máquinas de simples excitação, as relações entre potência e conjugado são diferentes das de máquinas síncronas e merecem um estudo especial.

2.5.4.1 Diagrama de Fluxo de Potência e Perdas

Um motor de indução pode ser descrito como um transformador com secundário rotativo, tendo como entrada um sistema trifásico de tensões e correntes. Para um transformador normal, a saída no secundário é dada em forma de potência elétrica. No secundário do motor de indução (rotor) os enrolamentos são curto-circuitados e não existe potência elétrica como saída (a não ser a transformada em calor), mas sim, potência mecânica. As relações entre a potência elétrica de entrada e a potência mecânica de saída são mostradas na Figura 21, e a seguir, pelo formulário relacional de cálculo.

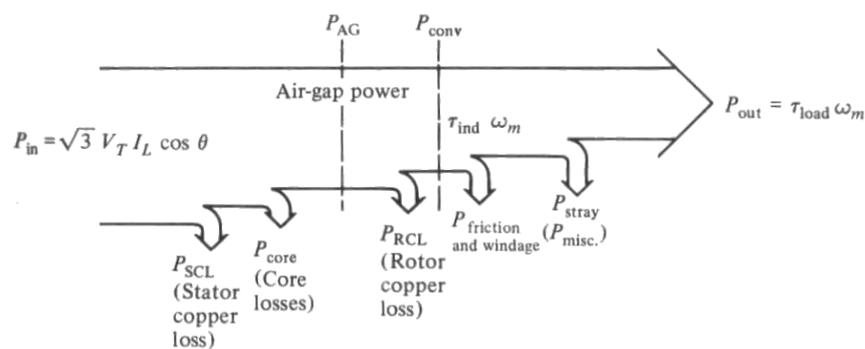


Figura 21 Fluxo de potência e perdas do motor trifásico (CHAPMAN, 1991)

na Figura 21 a simbologia corresponde a:

P_{in} Potência de entrada;

P_{SCL} Perdas no cobre do estator (SLC = stator copper losses);

P_{core}	Perdas magnéticas (core = núcleo de ferro);
P_{AG}	Potência no entreferro (AG = air-gap = entreferro);
P_{RCL}	Perdas no cobre do rotor (RCL = rotor copper losses);
$P_{\text{friction and windage}}$	Perdas por fricção e ventilação;
$P_{\text{stray}} = P_{\text{misc}}$	Outras perdas;
P_{con}	Potência elétrica convertida em potência mecânica;
P_{out}	Potência de saída;
τ_{ind}	Conjugado induzido em termos de velocidade síncrona e potência no entreferro.

2.5.4.2 Potência e Conjugado no Motor de Indução Trifásico

O seu formulário relacional de cálculo é:

$$I_1 = \frac{V_\phi}{Z_{\text{eq}}} \quad (19)$$

$$Z_{\text{eq}} = R_1 + jX_1 + \frac{1}{G_c - jB_M + \frac{1}{R_2/s + jX_2}} \quad (20)$$

$$P_{\text{AG}} = 3I_2^2 \frac{R_2}{s} \quad (21)$$

$$\begin{aligned} P_{\text{RCL}} &= 3I_R^2 R_R \\ P_{\text{RCL}} &= 3I_2^2 R_2 \end{aligned} \quad (22)$$

$$\begin{aligned} P_{\text{conv}} &= P_{\text{AG}} - P_{\text{RCL}} \\ P_{\text{conv}} &= 3I_2^2 \frac{R_2}{s} - 3I_2^2 R_2 \end{aligned} \quad (23)$$

$$P_{\text{conv}} = 3I_2^2 R_2 \left(\frac{1-s}{s} \right) \quad (24)$$

$$P_{\text{RCL}} = sP_{\text{AG}} \quad (25)$$

$$\begin{aligned} P_{\text{conv}} &= P_{\text{AG}} - P_{\text{RCL}} \\ P_{\text{conv}} &= P_{\text{AG}} - sP_{\text{AG}} \end{aligned} \quad (26)$$

$$P_{\text{conv}} = (1-s)P_{\text{AG}} \quad (27)$$

$$P_{\text{out}} = P_{\text{conv}} - P_{\text{F\&W}} - P_{\text{misc}} \quad (28)$$

$$\tau_{\text{ind}} = \frac{P_{\text{conv}}}{\omega_m} = \frac{P_{\text{AG}}}{\omega_{\text{sync}}} \quad (29)$$

2.5.4.3 Perdas nos Condutores do Rotor e Potência Convertida

Podemos separar as perdas no cobre do rotor e potência mecânica convertida no circuito equivalente do motor de indução, conforme Figura 22.

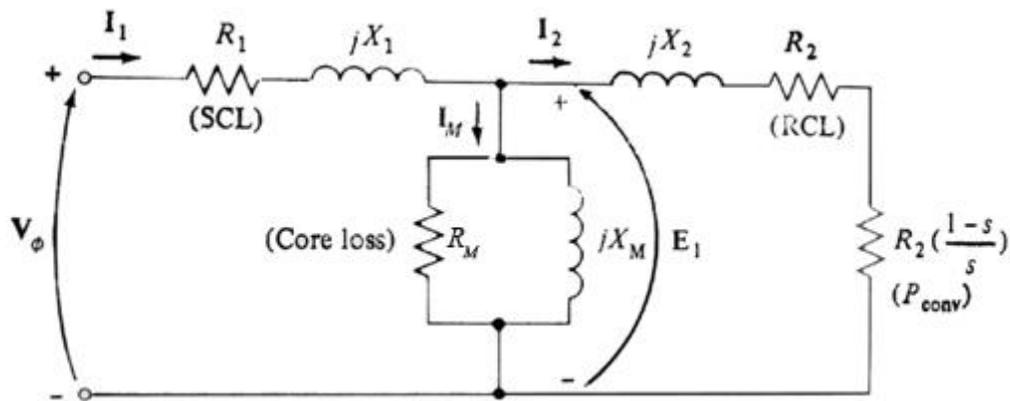


Figura 22 Circuito incluindo as perdas ôhmicas e magnéticas no motor trifásico
(CHAPMAN, 1991)

2.6 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO MOTOR DE INDUÇÃO MONOFÁSICO

Na máquina elementar da Figura 4, se o enrolamento do estator for alimentado com corrente alternada teremos então um campo pulsante, isto é, um campo que muda de polaridade mantendo fixo o eixo de simetria. Se imerso neste campo tivermos o rotor com seu enrolamento em curto-circuito, teremos o princípio de um motor de indução monofásico.

De modo geral os motores de indução monofásicos são a alternativa natural aos motores de indução polifásicos, nos locais onde não se dispõe de alimentação trifásica, como

residências, escritórios, oficinas e em zonas rurais.

2.6.1 Campo Pulsante

Consideremos um enrolamento distribuído no estator de um motor de indução monofásico. A corrente monofásica que percorre o enrolamento gera um campo magnético que acompanha a variação senoidal da corrente, formando sempre um par de polos N-S, cuja posição depende do sentido da corrente. Diz-se que o campo é pulsante, isto é, o campo muda de polaridade, mantendo fixo o eixo de simetria.

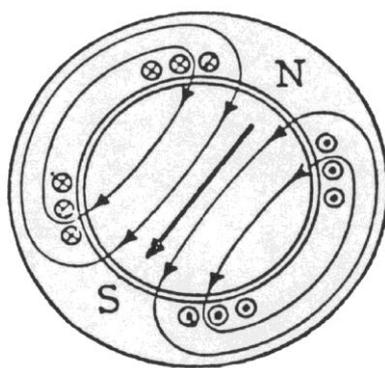


Figura 23 Campo magnético no estator de um motor monofásico (CHAPMAN, 1991)

Ou seja, quando um enrolamento monofásico é percorrido por uma corrente alternada, cria-se ao redor deste um campo magnético alternado fixo, cuja intensidade varia proporcionalmente à corrente. Como sua direção norte-sul é sempre a mesma, diz-se que o campo magnético é pulsante no tempo. Isto é, diferentemente do motor de indução trifásico onde temos um campo girante, no motor de indução monofásico o campo magnético produzido pela fonte de alimentação permanece estacionário com relação à posição e pulsa com relação ao tempo, de um valor maior e depois menor, mas sempre na mesma direção.

Então, com um só enrolamento no estator não existe campo magnético girante no estator e o motor monofásico de indução não tem conjugado de partida. Todavia, assim que o rotor começa a girar há um conjugado aplicado ao mesmo. Este conjugado é explicado por

duas teorias: teoria dos campos girantes (double revolving-field theory) e teoria dos campos cruzados (crossfield theory).

De acordo com a teoria dos campos cruzados, quando o rotor é posto a girar, há, além da tensão de transformador, uma tensão gerada no rotor em virtude de sua rotação no campo estacionário do estator. Na Figura 24, por exemplo, as tensões rotacionais nos condutores do rotor estão todas em uma direção na metade superior do rotor e todas na outra direção na metade inferior. A tensão rotacional produz uma componente de corrente no rotor e uma onda componente de f.m.m. no rotor, cujo eixo está deslocado de 90 graus elétricos do eixo do estator. O ângulo de carga para esta componente de f.m.m. é 90 graus, e é obtido um conjugado.

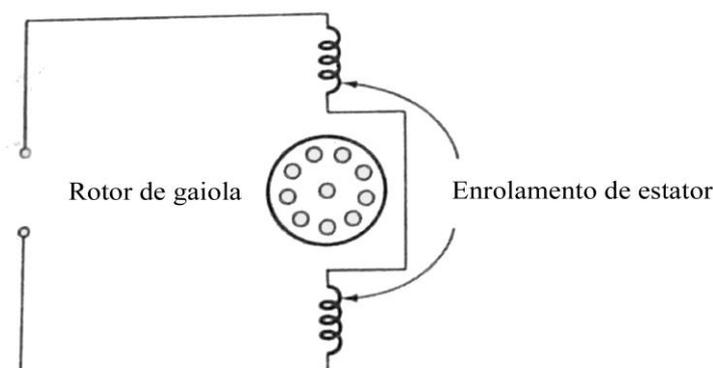


Figura 24 Motor de indução monofásico elementar (FITZGERALD, 2003)

O raciocínio na teoria dos campos girantes é que, se é produzido um campo magnético girante, então resulta um conjugado de motor de indução. Além disso, este conjugado será quantitativamente similar ao de um motor polifásico tratado anteriormente, e aproximadamente pode ser esperado o mesmo tipo de desempenho. Na região de funcionamento normal a uns poucos por cento de escorregamento a onda de fluxo não difere muito do campo girante de amplitude constante no entreferro de um motor polifásico equilibrado. Na região de funcionamento normal, portanto, a característica de conjugado-

velocidade de um motor monofásico não é muito inferior àquela de um motor polifásico tendo o mesmo rotor e operando com a mesma densidade de fluxo máxima no entreferro.

O tratamento de motor de indução monofásico no resto do trabalho será do ponto de vista de campos girantes, pois é a teoria mais utilizada na literatura.

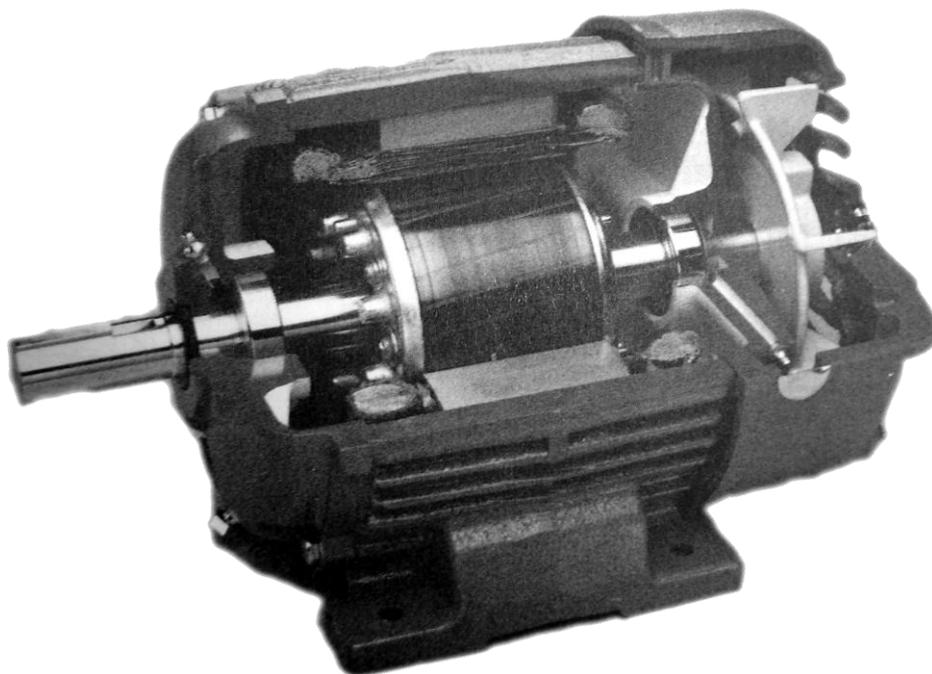


Figura 25 Motor Monofásico em detalhe (ANDREAS, 1997)

2.6.2 Tipos de Motores Monofásicos

O motor de indução monofásico não possui conjugado intrínseco de partida. Diferentes técnicas são comumente usadas para partir motores monofásicos. De acordo com o tipo de partida podemos classificar os tipos de motores de indução monofásicos:

Motor de fase dividida

Este motor possui enrolamento principal e um auxiliar (para a partida) ambos defasados de 90 graus elétricos. O enrolamento auxiliar cria um deslocamento de fase que produz o conjugado necessário para a rotação inicial e a aceleração. Quando o motor atinge

uma rotação predeterminada, o enrolamento auxiliar é desconectado da rede através de uma chave que normalmente é atuada por uma força centrífuga (chave ou disjuntor centrífugo) ou em casos específicos, por relé de corrente, chave manual ou outros dispositivos especiais. Como o enrolamento auxiliar é dimensionado para atuação somente na partida, seu não desligamento provocará a sua queima. O ângulo de defasagem que se pode obter entre as correntes do enrolamento principal e do enrolamento auxiliar é pequeno e, por isso, estes motores tem conjugado de partida igual ou pouco superior ao nominal, o que limita a sua aplicação a potências fracionárias e a cargas que exigem reduzido ou moderados conjugado de partida, tais como máquinas de escritórios, ventiladores e exaustores, pequenos polidores, compressores herméticos, bombas centrífugas, etc. Na Figura 26 está o esquema básico e a característica conjugado x velocidade.

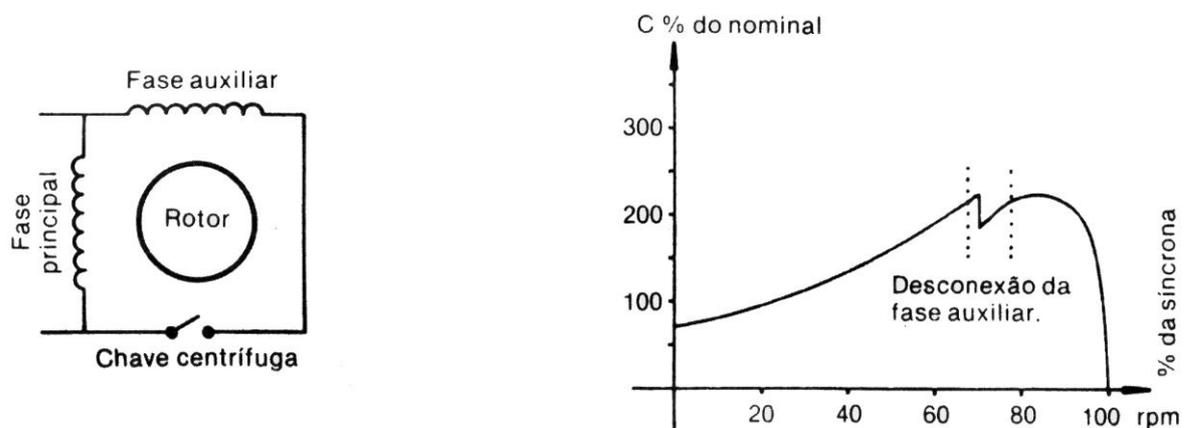


Figura 26 Motor de fase dividida (EBERLE, 2001)

Motor de capacitor de partida

É um motor semelhante ao de fase dividida. A principal diferença reside na inclusão de um capacitor eletrolítico em série com o enrolamento auxiliar de partida. O capacitor permite um maior ângulo de defasagem entre as correntes dos enrolamentos principal e

auxiliar, proporcionando assim, elevados conjugados de partida. Como no motor de fase dividida, o circuito auxiliar é desconectado quando o motor atinge entre 75% a 80% da velocidade síncrona. Neste intervalo de velocidade, o enrolamento principal sozinho desenvolve quase o mesmo conjugado que os enrolamentos combinados. Para velocidades maiores, entre 80% e 90% da velocidade síncrona, a curva de conjugado com os enrolamentos combinados cruza a curva de conjugado do enrolamento principal de maneira que, para velocidades acima deste ponto, o motor desenvolve menor conjugado, para qualquer escorregamento, com o circuito auxiliar ligado de que sem ele. Devido ao fato de o cruzamento das curvas não ocorrer sempre no mesmo ponto e, ainda, a chave centrífuga não abrir sempre exatamente na mesma velocidade, é prática comum fazer com que a abertura aconteça, na média, um pouco antes do cruzamento das curvas. Após a desconexão do circuito auxiliar, o seu funcionamento é idêntico ao do motor de fase dividida.

Com o seu elevado conjugado de partida (entre 200% e 350% do conjugado nominal), o motor de capacitor de partida pode ser utilizado em uma grande variedade de aplicações e é fabricado em potências que vão de $\frac{1}{4}$ cv a 15 cv. Na Figura 27 está o esquema básico e a característica conjugado x velocidade.

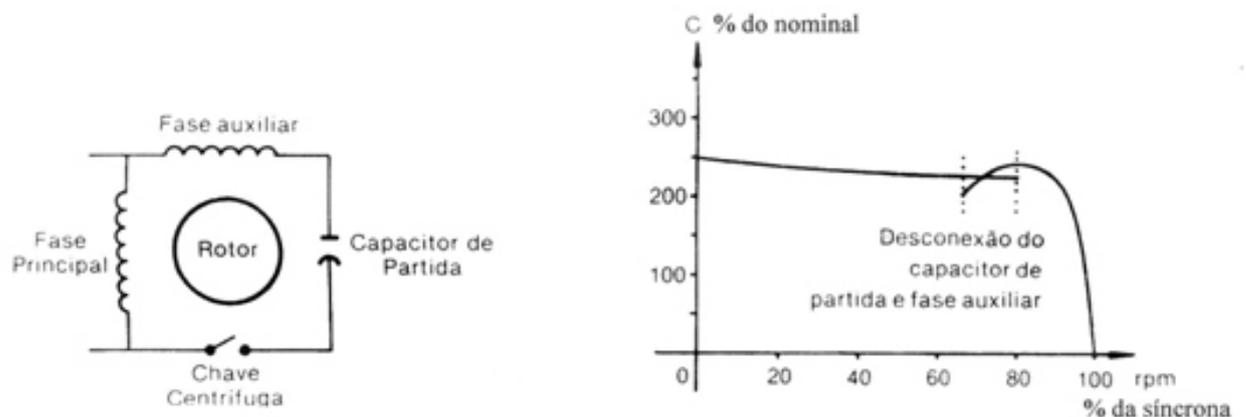


Figura 27 Motor de capacitor de partida (EBERLE, 2001)

Motor de capacitor permanente

Neste tipo de motor, o enrolamento auxiliar e o capacitor ficam permanentemente energizados, sendo a capacitor do tipo eletrostático. O efeito deste capacitor é o de criar condições de fluxo magnético muito semelhantes as encontradas nos motores polifásicos, aumentando, com isso, o conjugado máximo, o rendimento e o fator de potência, além de reduzir sensivelmente o ruído.

Construtivamente são menores e isentos de manutenção pois não utilizam contatos e partes móveis, como nos motores anteriores. Porém seu conjugado de partida, normalmente é inferior ao do motor de fase dividida (50% a 100% do conjugado nominal), o que limita sua aplicação a equipamentos que não requeiram elevado conjugado de partida, tais como: máquinas de escritório, ventiladores, exaustores, bombas centrífugas, sopradores, esmeris, pequenas serras, furadeiras, condicionadores de ar, pulverizadores, etc. São fabricados normalmente para potências de 1/50 a 1,5cv. Na Figura 28 está o esquema básico e a característica conjugado x velocidade.

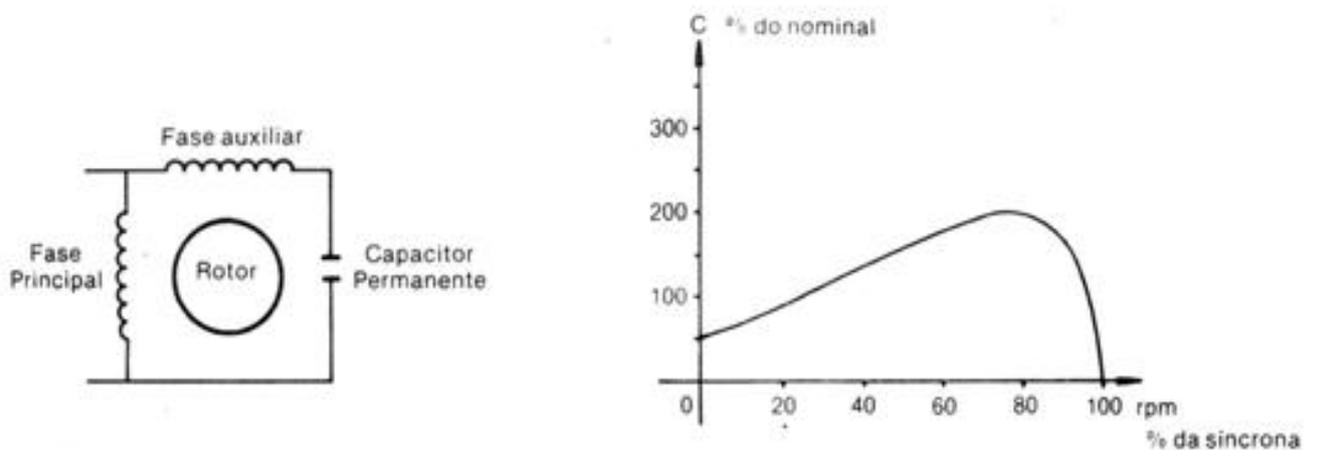


Figura 28 Motor de capacitor permanente (EBERLE, 2001)

Motor com dois capacitores

È um motor que utiliza as vantagens dos dois anteriores: partida como a do motor de capacitor de partida e funcionamento em regime como a do motor de capacitor permanente. Porém, devido ao seu alto custo, normalmente são fabricados em potências superiores a 1 cv. Na Figura 29 está o esquema básico e a característica conjugado x velocidade.

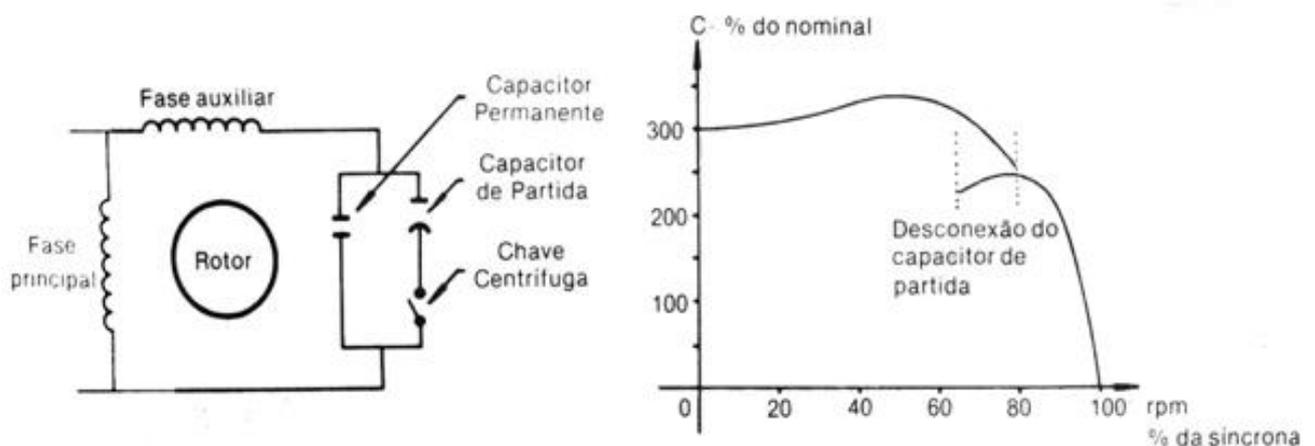


Figura 29 Motor de dois capacitores (EBERLE, 2001)

Motor de campo distorcido ou polos sombreados

O motor de campo distorcido se destaca entre os motores de indução monofásicos, por seu processo de partida, que é o mais simples, confiável e econômico. Construtivamente existem três tipos: de pólos salientes, tipo esqueleto e de enrolamentos distribuídos. Uma das formas mais comuns é a de polos salientes, ilustrada na Figura 30 em seu esquema básico e característica conjugado x velocidade. Observa-se que uma parte de cada polo (em geral 25% à 35% do mesmo) é abraçada por uma espira de cobre em curto-circuito. A corrente induzida nesta espira faz com que o fluxo que a atravessa sofra um atraso em relação ao fluxo da parte não abraçada pela mesma. O resultado disto é semelhante a um campo girante que se move na direção da parte não abraçada para a parte abraçada do polo, produzindo conjugado que fará o motor partir e atingir a rotação nominal.

O sentido de rotação, portanto depende do lado em que se situa a parte abraçada do polo. Conseqüentemente, o motor de campo distorcido apresenta um único sentido de rotação. Este geralmente pode ser invertido, mudando-se a posição da ponta do eixo do rotor em relação ao estator. Outros métodos para se obter a inversão de rotação são possíveis, porém, tornam-se proibitivamente onerosos.

Quanto ao desempenho, os motores de campo distorcido apresentam baixo conjugado de partida (15% a 50% do nominal), baixo rendimento e baixo fator de potência. Devido a esse fato, eles são normalmente fabricados para pequenas potências apenas, que vão desde milésimos até 1/4cv.

Pela sua simplicidade, robustez e baixo custo são ideais em aplicações tais como: movimentação de ar (ventiladores, exaustores, purificadores de ambiente, unidades de refrigeração, secadores de roupa e de cabelo), pequenas bombas e compressores, projetores de slides, toca-discos e aplicações domésticas.

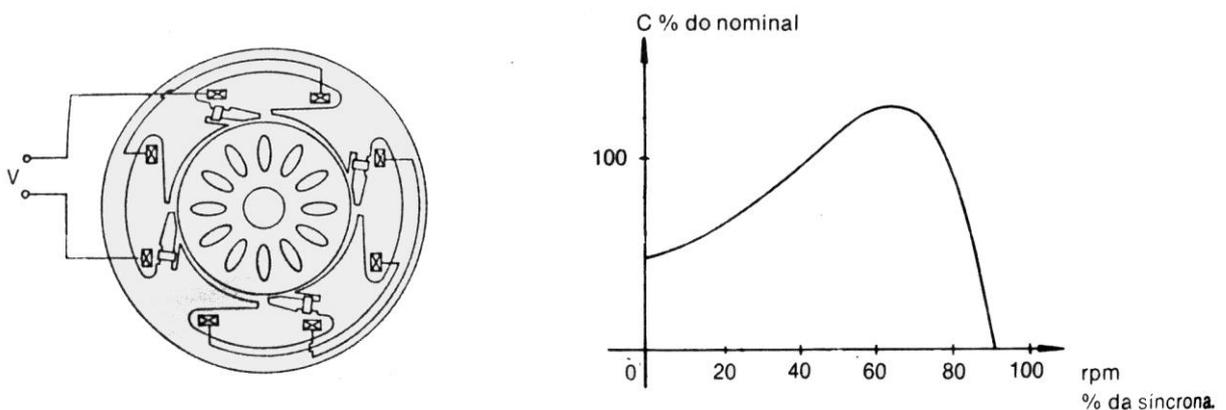


Figura 30 Motor de campo distorcido (EBERLE, 2001)

2.6.3 Potência e Conjugado em Motores de Indução Monofásico

Segundo a mais desenvolvida das teorias, a teoria dos campos girantes (double revolving-field theory), podemos analisar e desenhar o circuito equivalente do motor de indução monofásico, desdobrando o campo magnético induzido em dois: o campo magnético

para a frente ou direto e o campo magnético para trás ou reverso. O circuito equivalente para o motor de indução monofásico está representado nas Figura 31 e Figura 32.

2.6.3.1 Circuito Equivalente do Motor Monofásico

A Figura 31 mostra o motor monofásico travado, como se fosse um transformador monofásico e a representação com os campos magnéticos separados e iguais nesta condição (impedâncias representativas iguais).

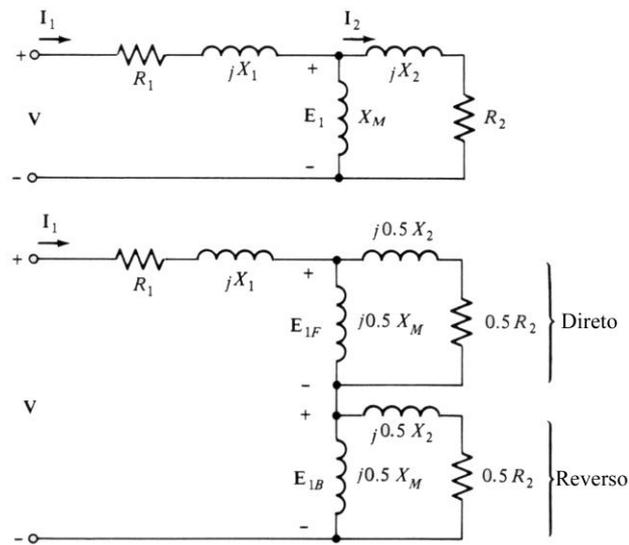


Figura 31 Circuito equivalente do motor monofásico travado (CHAPMAN, 1991)

A Figura 32 mostra a representação com os campos para frente ou direto e para trás ou reverso separados numa determinada situação operativa de escorregamento.

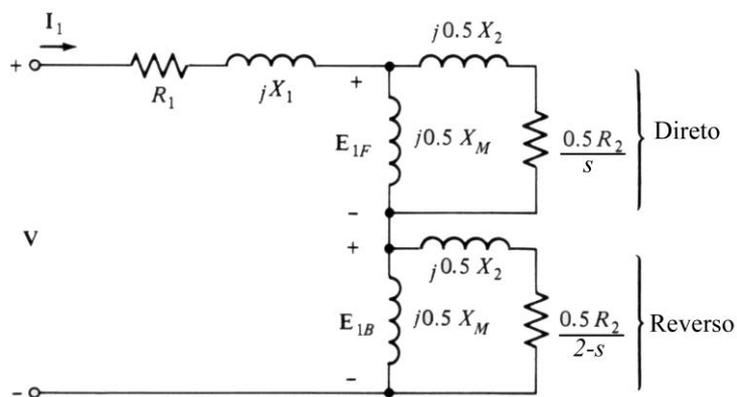


Figura 32 Circuito equivalente do motor monofásico em operação (CHAPMAN, 1991)

A Figura 33 apoia a determinação da impedância equivalente.

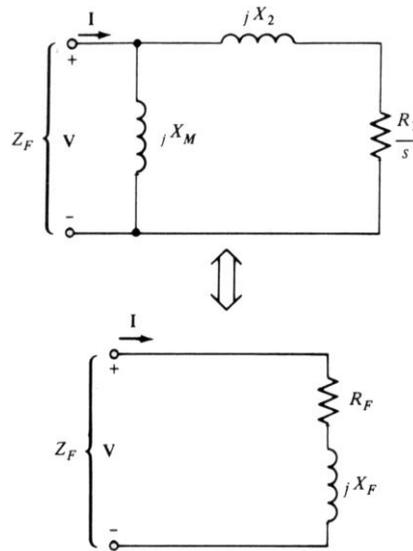


Figura 33 Impedância equivalente (CHAPMAN, 1991)

As expressões para determinação das impedâncias e da corrente de entrada são (note-se que não está presente R_M – resistência representativa das perdas magnéticas):

$$Z_F = R_F + jX_F = \frac{(R_2/s + jX_2)(jX_M)}{(R_2/s + jX_2) + jX_M} \quad (30)$$

$$Z_B = R_B + jX_B = \frac{[R_2/(2-s) + jX_2](jX_M)}{[R_2/(2-s) + jX_2] + jX_M} \quad (31)$$

$$I_1 = \frac{V}{R_1 + jX_1 + 0,5Z_F + 0,5Z_B} \quad (32)$$

onde:

- Z_F impedância do campo direto;
- Z_B impedância do campo reverso;;
- R_F resistência do campo direto;
- R_B resistência do campo reverso;
- X_F reatância do campo direto;
- X_B reatância do campo reverso;

X_M reatância de magnetização;

R_M resistência que produz perda equivalente às perdas magnéticas;

I_1 corrente de entrada;

V tensão de entrada.

2.6.3.2 Diagrama de Fluxo de Potência e Perdas no Motor Monofásico

Um motor de indução monofásico pode ser descrito como um transformador monofásico. Para um transformador normal, a saída no secundário é dada em forma de potência elétrica. No secundário do motor de indução gaiola de esquilo (rotor) os enrolamentos são curto-circuitados e não existe potência elétrica como saída, mas potência mecânica. As relações entre a potência elétrica de entrada e a potência mecânica de saída são mostradas através da Figura 34 e pelo formulário relacional de cálculo em 2.6.3.3.

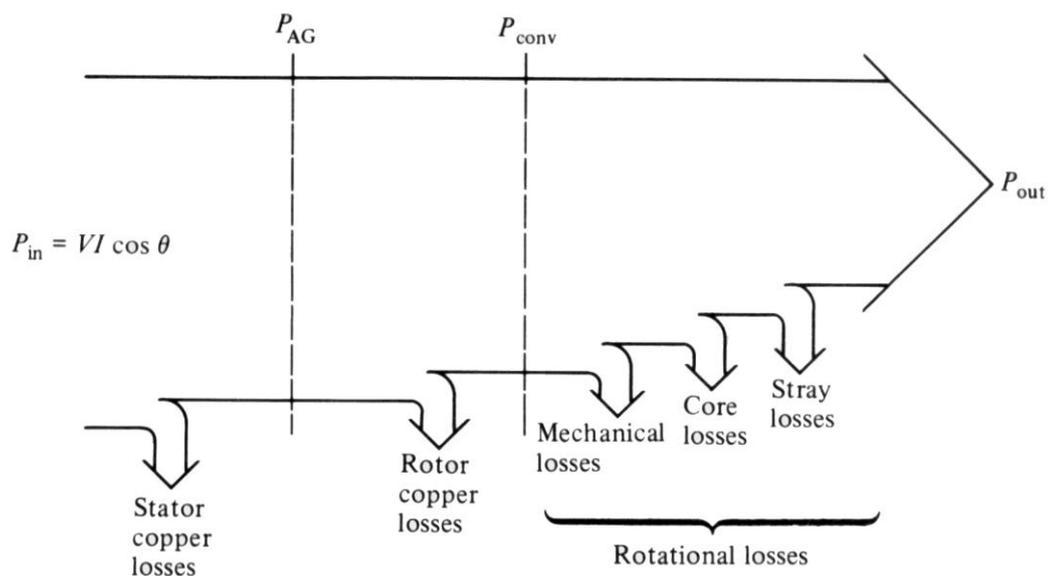


Figura 34 Diagrama de fluxo de potência e perdas do motor monofásico (CHAPMAN, 1991)

2.6.3.3 Potência e Conjugado no Motor de Indução

O formulário relacional de cálculo aplicável é:

$$P_{AG,F} = I_1^2 (0,5R_F) \quad (33)$$

$$P_{AG,B} = I_1^2 (0,5R_B) \quad (34)$$

$$P_{AG} = P_{AG,F} - P_{AG,B} \quad (35)$$

$$\tau_{ind} = \frac{P_{AG}}{\omega_{sync}} \quad (36)$$

$$P_{RCL} = P_{RCL,F} + P_{RCL,B} \quad (37)$$

$$P_{RCL,F} = sP_{AG,F} \quad (38)$$

$$P_{RCL,B} = (2-s)P_{AG,B} \quad (39)$$

$$P_{conv} = \tau_{ind}\omega_m \quad (40)$$

$$P_{conv} = \tau_{ind}(1-s)\omega_{sync} \quad (41)$$

$$P_{conv} = (1-s)P_{AG} \quad (42)$$

$$P_{out} = P_{conv} - P_{F\&W} - P_{misc} \quad (43)$$

$$P_{out} = P_{conv} - P_{rot} \quad (44)$$

$$P_{out} = P_{conv} - P_{core} - P_{mech} - P_{stray} \quad (45)$$

$$\tau_{load} = \frac{P_{out}}{\omega_m} \quad (46)$$

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} 100\% \quad (47)$$

E sua simbologia:

P_{in} Potência de entrada;

P_{SCL} Perdas no cobre do estator;

P_{core}	Perdas no ferro;
P_{AG}	Potência no entreferro;
P_{RCL}	Perdas no cobre do rotor;
$P_{\text{friction and windage}}$	Perdas por fricção e ventilação;
$P_{\text{stray}} = P_{\text{misc}}$	Outras perdas;
P_{con}	Potência elétrica convertida em potência mecânica;
P_{out}	Potência de saída;
τ_{ind}	Conjugado induzido em termos de velocidade síncrona e potência no entreferro;
τ_{load}	Conjugado no eixo do motor;
η	Rendimento.

3 ACIONAMENTO DO MOTOR DE INDUÇÃO – O ESTADO DA ARTE

Mínima potência de entrada e máxima eficiência operacional de um motor de indução ocorrem num escorregamento característico e determinado que pode ser encontrado, para cada carga tracionada pelo motor, pela variação da amplitude da tensão aplicada aos terminais do estator do motor. A variação da tensão aplicada ao motor pode ser feita através de um auto-transformador de saída variável (popularmente conhecido por “variac”) que varia a amplitude da tensão senoidal pura ou, através de um circuito baseado em tiristores pelo controle do gatilhamento dos tiristores, quando então a tensão aplicada ao motor não mais é senoidal pura, mas dita gatilhada (com controle de fase). As duas tensões eficazes, obtidas destas duas maneiras podem ser equivalentes para o comportamento do motor e sua performance. No entanto, a segunda apresenta um conteúdo harmônico que pode afetar as perdas magnéticas.

O circuito é conhecido com gradador e o nome faz parte do título da presente dissertação. Os gradadores são conversores estáticos destinados a variar o valor eficaz de uma tensão alternada através de gatilhamento de tiristores e são colocados entre a fonte de alimentação e o motor.

3.1 O INÍCIO (“VOLTAGE CONTROLLER”)

O início da análise da otimização do consumo de energia elétrica do motor de indução começou nos anos 70 (NOLA, 1977), com a variação da tensão de alimentação do motor (variação da tensão do estator) através da variação do ângulo de disparo (gatilhamento) de tiristores (SCRs em anti-paralelo ou TRIACs) colocados entre a rede de alimentação e o motor. Nola denominou isso de controle por fator de potência constante (ângulo ϕ constante – ângulo entre a passagem por zero dos sinais de tensão e corrente de entrada do motor). A designação do $\cos \phi$ como fator de potência é errôneo neste caso, pois esse ângulo só representa o fator de potência quando a tensão e corrente são senoidais puras. Um estudo

sobre fator de potência para ondas quaisquer e ondas senoidais está no ANEXO I. O sistema de (NOLA, 1977) consistia em um TRIAC, circuito sensor, circuito de controle e circuito de disparo do TRIAC. O sistema de controle monitora o ângulo de fase entre a tensão e a corrente e produz um sinal proporcional ao primeiro. Este sinal é comparado a um sinal de referência que representa o ângulo de fase desejado. Os sinais comparados produzem um sinal de erro que atua no disparo do TRIAC ocasionando um ângulo de fase constante entre a tensão e a corrente na passagem por zero (ângulo de referência) quando houver variação na carga do motor.

Também (MOHAN, 1980) faz referência ao método da variação da tensão para melhorar a eficiência de motores de indução. Faz variar a tensão aplicada ao motor através de um variador de tensão senoidal (“variac”) e compara com a variação por gatilhamento através de SCRs obtendo bons resultados, comprovando o conceito de F. Nola (NOLA, 1977) de que é possível melhorar a eficiência do motor com a redução da tensão para cargas abaixo da nominal. Em novos estudos, inclusive pelo próprio Nola, o “Nola Controller” revelou certas limitações no controle por “fator de potência constante” para cargas muito baixas e que diminui a eficiência para carga nominal, o que levou outros pesquisadores a novos experimentos e novos métodos. Isto é mostrado nos gráficos das Figuras 36, 37, 41, 42 e 43.

Sobre o controle da variação de tensão por gatilhamento de tiristores existem quatro métodos a serem considerados:

a) Fator de potência constante (ou ângulo ϕ constante) - é comumente conhecido como controle por fator de potência de Nola, onde o ângulo do fator de potência ϕ é regulado a um valor constante (fixado por Nola em $38,4^\circ$ como referencial, determinado experimentalmente); ressalte-se que o $\cos \phi$ não equivale ao fator de potência para ondas não senoidais puras.

b) Mínima corrente no estator - é o método em que a eficiência resulta melhor quando

a corrente do estator é minimizada;

c) Mínimo ângulo ϕ - o ângulo ϕ (ângulo entre a passagem por zero da tensão e da corrente) é minimizado para cada situação de carga, através do controle do ângulo de disparo dos tiristores;

d) Mínima potência de entrada - é o método baseado em que a eficiência do motor aumenta quando a potência de entrada é minimizada. Ao contrário da eficiência, a potência de entrada é facilmente medida e pode ser usada como variável de controle.

Em (ROWAN; LIPO, 1983) são apresentados os vários tipos de controles possíveis, a partir da variação da tensão ideal senoidal de alimentação como referência, para motores trifásicos. Os experimentos foram realizados de acordo com a Figura 34 para um motor de 7,5 HP, 220V, trifásico, onde estão, também, as formas de onda com o gatilhamento. Nas formas de onda (para motor trifásico) da Figura 35, podemos definir:

γ intervalo onde a corrente é zero (“hold-off angle”);

ϕ ângulo entre a passagem por zero do sinal de tensão e corrente (“power factor angle”), erroneamente chamado de ângulo do fator de potência;

α ângulo entre a passagem por zero da tensão e o início do gatilhamento dos SCRs (“delay angle”);

e'_{ag} sinal da tensão;

i_{as} sinal de corrente.

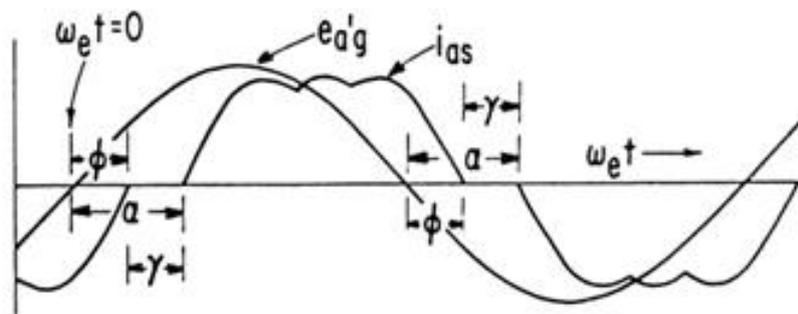
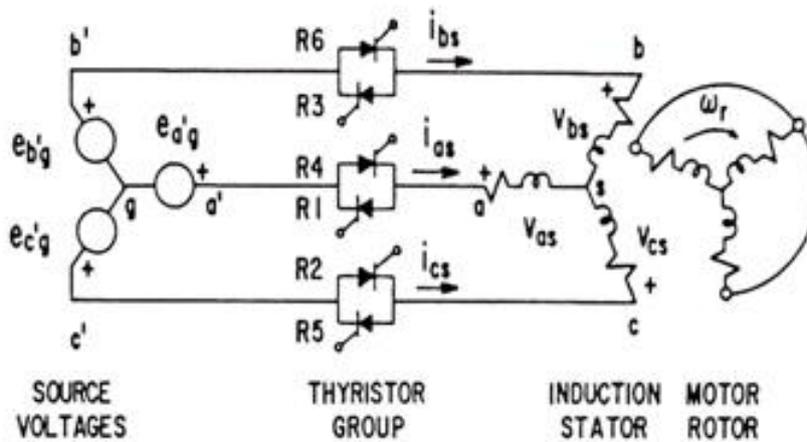


Figura 35 Controle da tensão aplicada ao motor de indução trifásico através de SCR's (ligação inverso paralelo) e as formas de onda resultantes (ROWAN; LIPO, 1983)

Na figura o ângulo γ (hold-off angle) corresponde em graus a um ângulo em que a corrente é igual a zero. O ângulo de atraso α (delay angle) corresponde ao instante em que o SCR é gatilhado e o ponto de passagem por zero da tensão. O ângulo ϕ , erroneamente chamado de ângulo do fator de potência, é o ângulo entre a passagem por zero da tensão e da corrente. Este ângulo é o ângulo do fator de potência verdadeiro quando o ângulo γ é zero para tensão e corrente senoidais, mas não tem o mesmo significado físico quando o ângulo γ ocorre.

Os resultados dos experimentos de (ROWAN; LIPO, 1983) estão na Figuras 36 e 37.

A Figura 36 mostra a eficiência x conjugado (torque) para cada um dos métodos mencionados e outros pesquisados. A Figura 37 a possibilidade de potência a ser economizada em função do conjugado (torque) para cada um dos métodos.

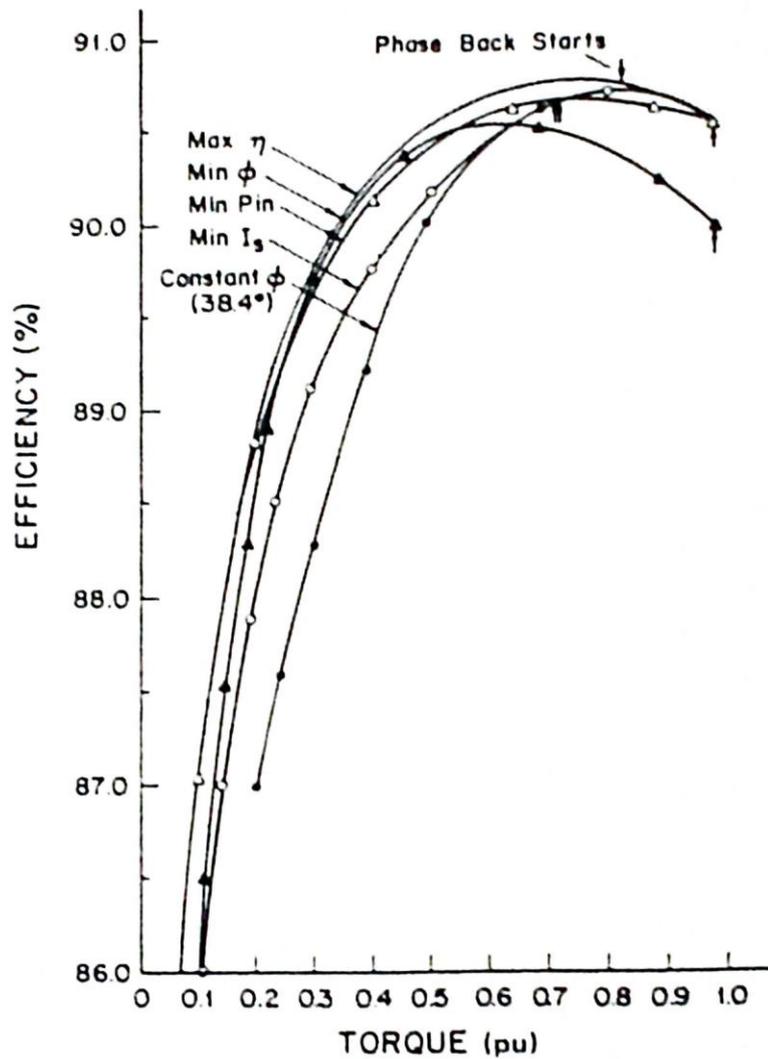


Figura 36 Curvas de eficiência para um motor de 7,5 HP, 220V, trifásico, pelos métodos do controle por gatilhamento para variação da tensão de entrada (ROWAN; LIPO, 1983)

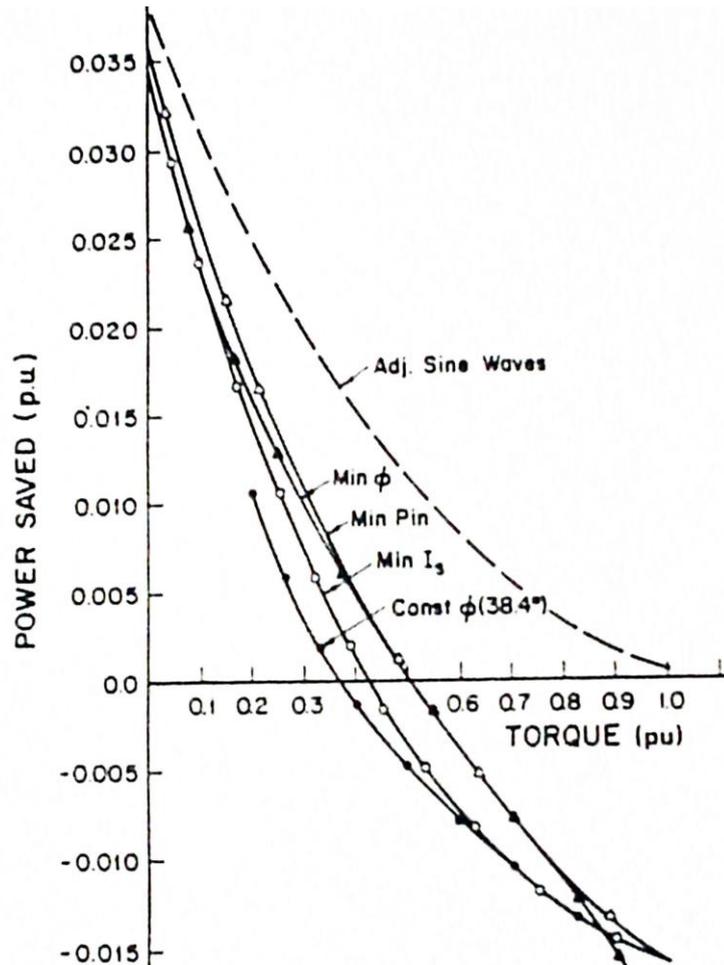


Figura 37 Redução na potência consumida, com variação da tensão de alimentação considerando os métodos com gatilhamento através de SCRs comparados com o controle da tensão de alimentação senoidal (ROWAN; LIPO, 1983)

Mais tarde, de acordo com a literatura, os conceitos estudados e experimentados para motores trifásicos são aplicados aos motores monofásicos como em (LIPO; LAW, 1986). Os pesquisadores apresentam nas Figuras 38 e 39 diferentes configurações dos enrolamentos dos motores monofásicos testados.

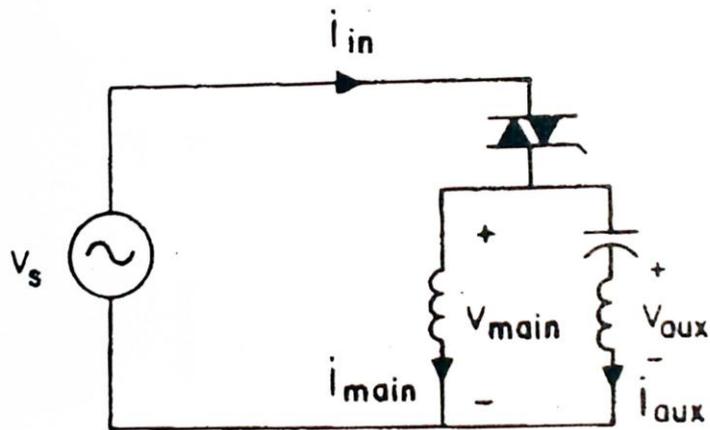


Figura 38 Ligação padrão de um motor monofásico de indução com variação da tensão de alimentação (motor com enrolamento principal e enrolamento auxiliar com capacitor) (LIPO; LAW, 1986)

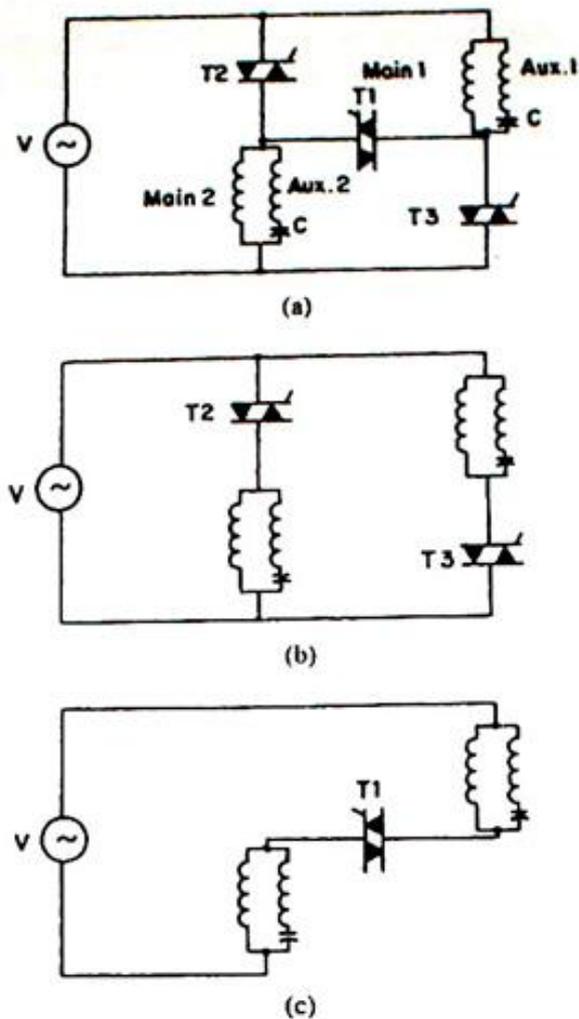


Figura 39 Diferentes configurações para variação da tensão; a) Separação do circuito principal em dois circuitos, b) Conexão em paralelo para cargas pesadas; c) Conexão série para cargas leves (LIPO; LAW, 1986)

Na figura 40 está a forma de onda típica para motores de indução monofásicos onde estão mostrados os ângulos γ , ϕ e α (os mesmos definidos para os trifásicos).

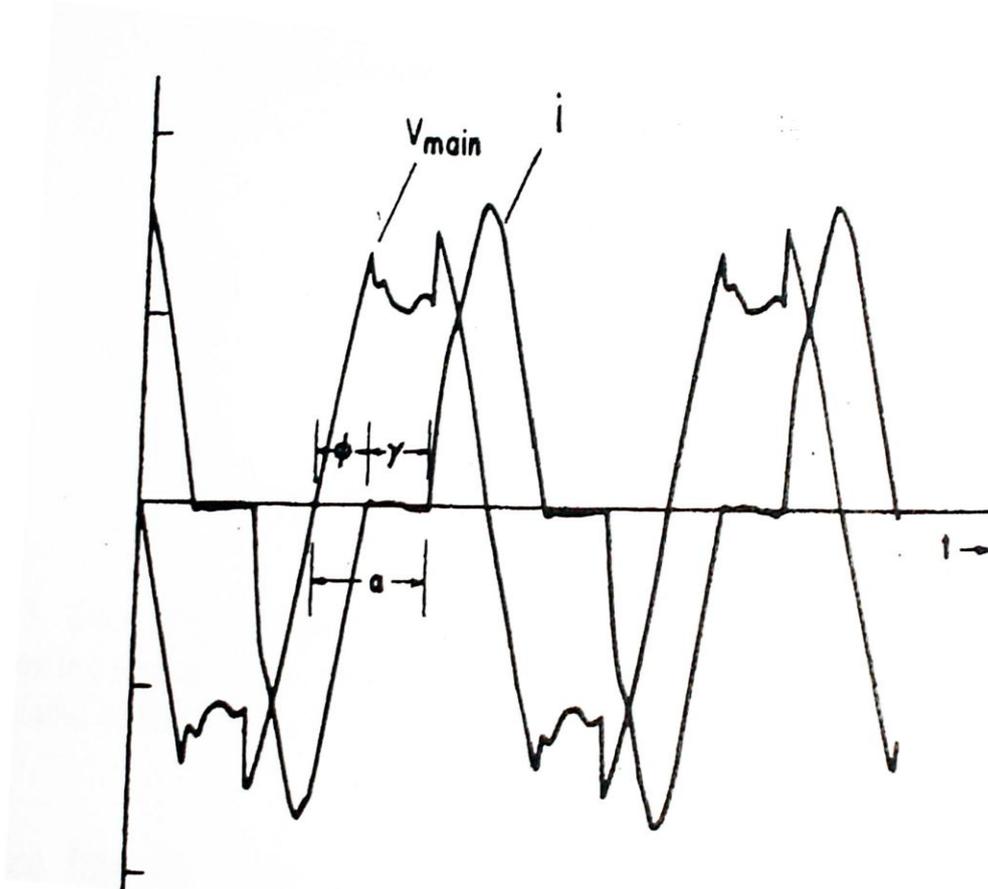


Figura 40 Sinal de tensão e corrente típico para motores de indução monofásicos com ângulos chaves do gatilhamento por tiristores (LIPO; LAW, 1986)

As Figuras 41, 42 e 43 apresentam os resultados (também com diferentes valores fixos do ângulo ϕ).

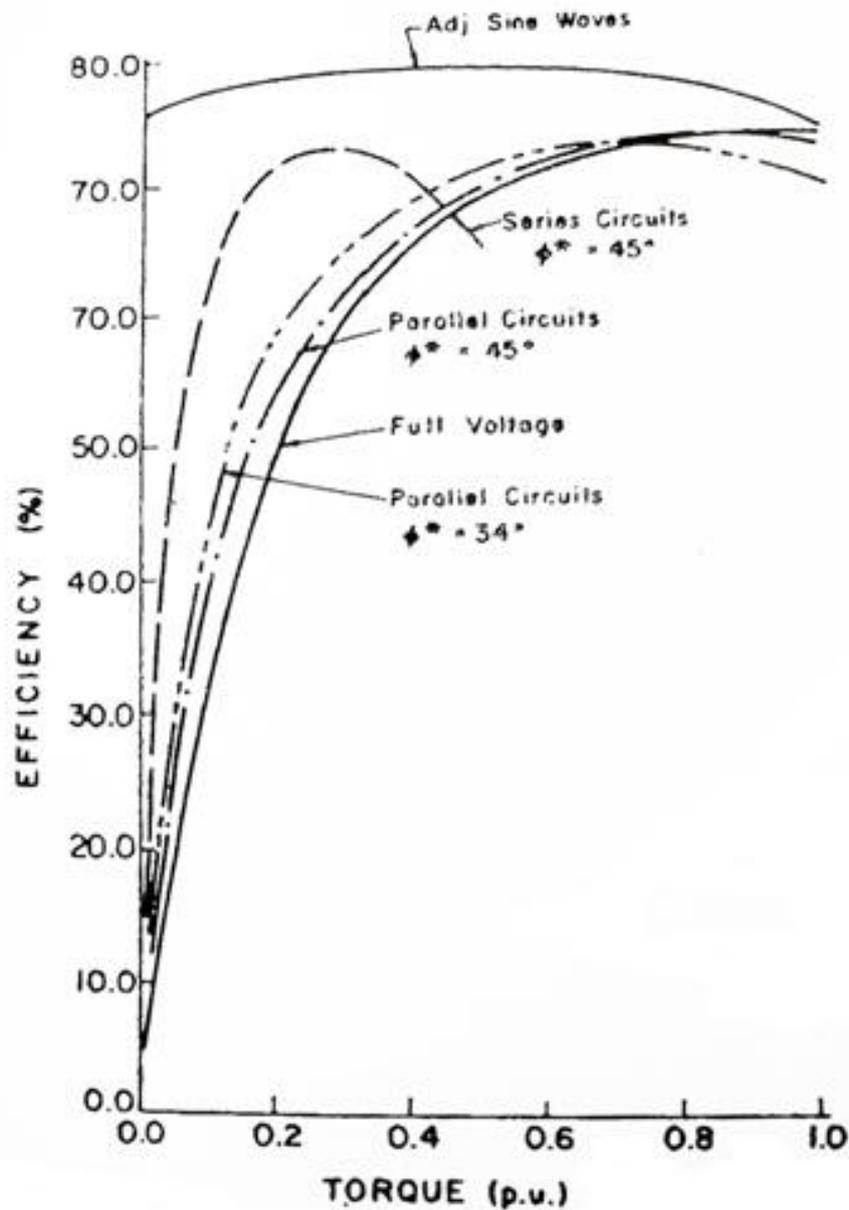


Figura 41 Eficiência em função do conjugado para enrolamentos em configurações série e paralelo e diferentes ângulos ϕ (LIPO; LAW, 1986)

A Figura 41 mostra a eficiência para cada ângulo de gatilhamento em função do conjugado, para as diferentes configurações dos enrolamentos conforme as Figuras 38 e 39. A eficiência pela variação de tensão é diferente para cada configuração e dependente do conjugado, sendo que para conjugados elevados a eficiência deixa de existir. Uma representação resumida está na Figura 44.

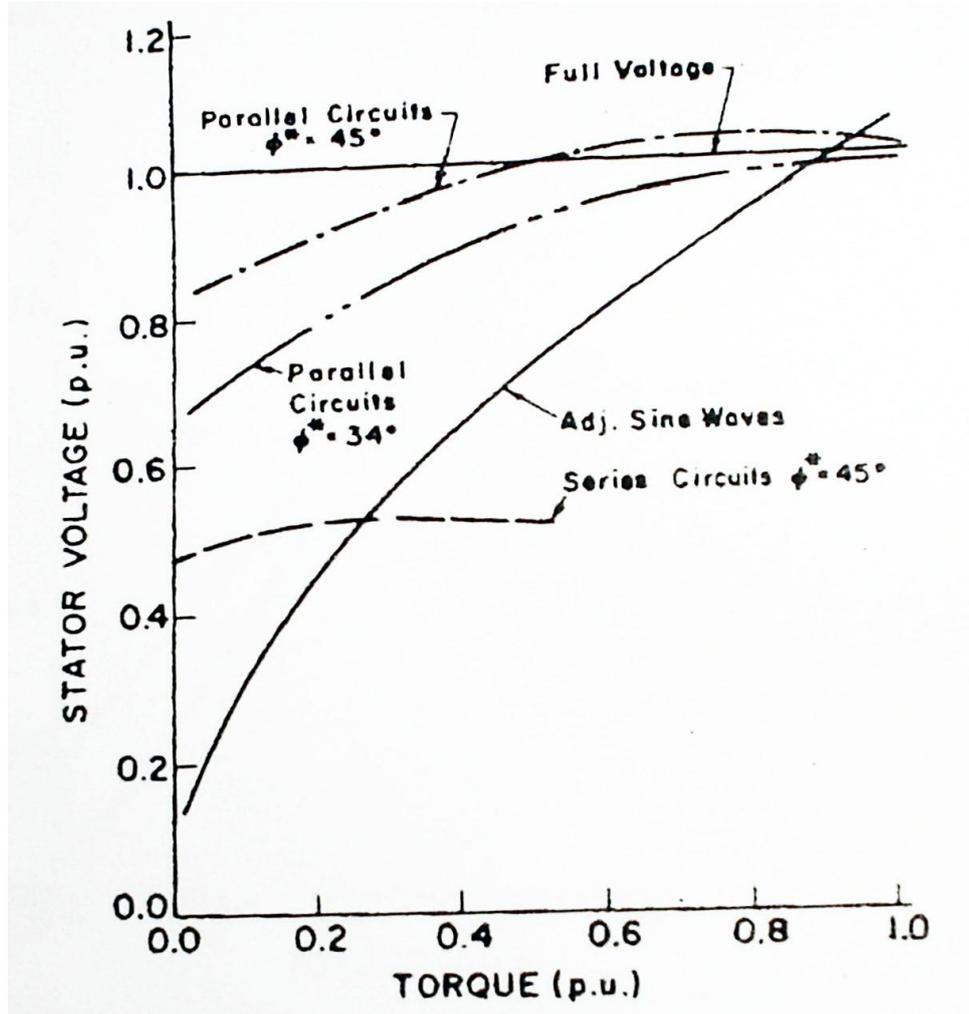


Figura 42 Componente fundamental da tensão (voltage) do estator variável em função do conjugado para enrolamentos em configurações série e paralelo e diferentes ângulos ϕ (LIPO; LAW, 1986)

A Figura 42 mostra a redução na tensão no estator x conjugado para os diferentes ângulos de gatilhamento. A redução de tensão usando uma onda senoidal pura pode ser maior do que uma onda gatilhada. E a onda gatilhada para redução da tensão é mais eficiente do que a alimentação com onda senoidal constante mas só até um conjugado de 50% do conjugado nominal.

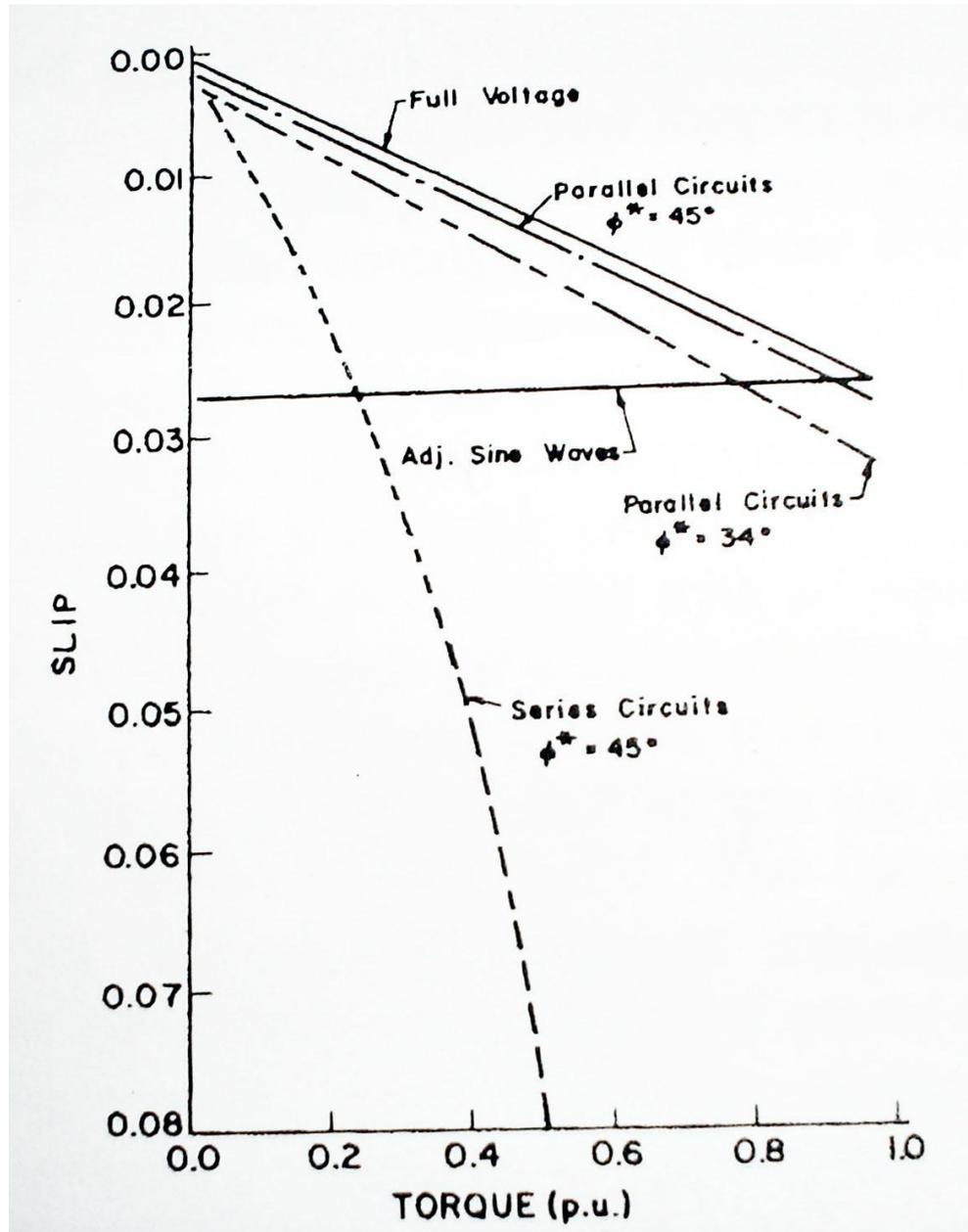


Figura 43 Escorregamento em função do conjugado para enrolamentos em configurações série e paralelo e diferentes ângulos ϕ (LIPO; LAW, 1986)

A Figura 43 mostra o escorregamento (variação na velocidade do rotor) em função do conjugado para as diferentes configurações dos enrolamentos e diferentes ângulos de gatilhamento. Ressalte-se que a redução da tensão no estator é sempre acompanhada de uma diminuição, embora pequena, na velocidade do rotor do motor.

No gráfico da Figura 44 apresenta-se a eficiência ou rendimento do motor de indução

para uma alimentação senoidal de valor constante nominal, para uma onda senoidal de alimentação variável e para uma onda de alimentação senoidal constante gatilhada por SCRs ou TRIACs. A escala máxima da eficiência chega a 90-92% para motores trifásicos e 70-75% para motores monofásicos.

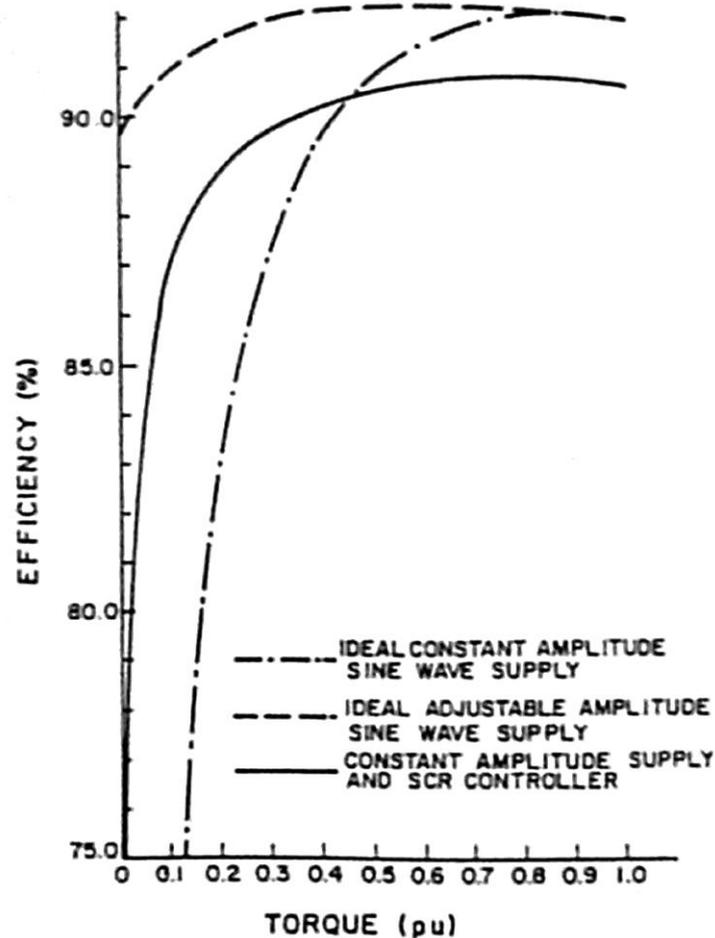


Figura 44 Eficiência em função do conjugado para diferentes tipos de alimentação – adaptada de (ROWAN, LIPO, 1983)

Observa-se que a eficiência percentual em função do conjugado é ótima com a tensão de alimentação ajustável de onda senoidal ideal pura e que a tensão de alimentação controlada por SCR está entre a ótima com a tensão ajustável de onda senoidal ideal pura e a com tensão senoidal constante de alimentação do motor para um conjugado de 0,45 pu. A partir do

conjugado de 0,45 pu a alimentação controlada por SCR torna-se menos eficiente que a com alimentação senoidal constante.

Neste trabalho dissertação será estudado um acionamento por tensão variável gatilhada, em que o gatilhamento para a variação da tensão será feito para obter um menor ângulo ϕ possível. É um método eficiente e o que mais se aproxima do controle por tensão variável da onda senoidal pura de alimentação. O dispositivo de acionamento e variação da tensão de alimentação será denominado de GRADADOR.

3.2 SITUAÇÃO ATUAL

É oportuno ressaltar que a partir da década de 80 pouco foi desenvolvido em termos de acionamento para motores monofásicos. Apresentamos então o que existe desenvolvido apropriadamente para motores trifásicos, onde alguma coisa pode ser adaptada aos motores monofásicos, mas não na sua essência, que é o conceito.

3.2.1 Motores de Indução em Geral

Segundo (FITZGERALD, 2003), os motores de indução se caracterizam por poderem ser alimentados por uma fonte de tensão e frequência constantes resultando numa velocidade quase constante. Todavia, desde os primeiros sistemas de potência de corrente alternada, os engenheiros tem tido interesse no desenvolvimento de motores com velocidade variável ou de velocidade controlada. A velocidade síncrona do campo girante dos motores de indução pode ser alterada pela troca do número de polos ou pela variação da frequência da linha de alimentação da tensão. A variação da velocidade do rotor em relação à velocidade síncrona é caracterizada pelo escorregamento. O escorregamento pode ser alterado pela variação no nível da tensão de alimentação, pela variação da resistência do rotor ou pela aplicação de tensão com frequência apropriada ao circuito do rotor, conforme o tipo de máquina.

A alteração da velocidade pelo número de polos é uma questão física e técnica na

mudança do número de enrolamentos, levando a uma nova velocidade constante.

O controle da velocidade pela frequência da tensão de corrente alternada aplicada ao motor é feita pelos inversores de frequência.

O conjugado interno desenvolvido por um motor de indução é proporcional ao quadrado da tensão aplicada aos terminais do estator e altera a velocidade do motor.

Para rotor bobinado pode-se alterar a resistência do circuito do rotor, causando variação no conjugado e na velocidade do motor.

A escolha do sistema de controle a ser utilizado depende basicamente do tipo de aplicação onde o motor de indução será utilizado, dividindo-se principalmente em duas estratégias características, o controle escalar e o controle vetorial.

O controle escalar se aplica em sistemas onde se exige pouca variação dinâmica e menor precisão, tais como em aquecimento, em ventilação e condicionamento de ar. O princípio de funcionamento consiste em manter uma relação constante entre a tensão e a frequência, e, deste modo, obter um fluxo aproximadamente constante (V/f constante).

O controle vetorial de motores de indução é uma técnica que revolucionou o campo do acionamento elétrico, por colocar o motor de indução ao lado do motor de corrente contínua para aplicações em servomecanismos. O controle vetorial tem como característica fazer com que o motor de indução reproduza o comportamento do controle do motor de corrente contínua. O princípio teórico do controle vetorial consiste em promover o alinhamento do eixo direto do sistema de coordenadas síncronas com o fluxo da máquina, o que resulta no desacoplamento entre o fluxo e o conjugado. Desta forma, a componente de eixo direto da corrente de estator controla o fluxo da máquina e a componente de eixo em quadratura controla o conjugado eletromagnético. O controle vetorial pode ser subdividido em controle vetorial direto, controle vetorial indireto e controle vetorial com alimentação de tensão (SONSINI, 2001).

Sistemas de controle onerosos, como inteligência artificial, sistemas especialistas, controladores fuzzy, redes neurais e híbridas, são então introduzidos no lugar de controladores mais utilizados como o proporcional e o proporcional-integral para o controle dinâmico do sistema de acionamento.

O uso de um aproximador fuzzy ou neuro-fuzzy, baseado no erro de fluxo, para adaptação do ganho de escorregamento, utilizado na geração dos vetores unitários do controle vetorial indireto, reduzindo o acoplamento entre conjugado e fluxo, que ocorre principalmente devido à variação da resistência rotórica da máquina, é a moderna e popular técnica utilizada em acionamentos de corrente alternada de alto desempenho (robôs manipuladores, mesa de corte de materiais, etc.). A geração dos vetores unitários no desacoplamento, no controle vetorial indireto, é feita a partir da estimação do escorregamento e esta estimação correta da máquina é uma situação ideal, pois garante o desacoplamento entre as respostas de conjugado e de fluxo. Tal desacoplamento reduz a ordem do sistema e o torna linear, permitindo inclusive, o bom desempenho dos controladores clássicos associados.

Inteligência Artificial (IA), ou inteligência computacional, é caracterizada por algoritmos que tentam reproduzir em computadores processos da natureza, em particular do cérebro humano. As três principais técnicas de IA ou auto-sensoriamento, também chamadas de ferramentas inteligentes, são:

a) Sistemas especialistas; permitem realizar inferências a partir do conjunto de regras (chamada de base de conhecimento) e de fatos. Para montar a base de conhecimentos é necessário um especialista humano que organize o seu conhecimento na forma de regras bem definidas. Como o encadeamento de regras e fatos é claro, os resultados podem ser facilmente entendidos;

b) Redes neurais; é uma rede de neurônios não-lineares interconectados por ligações (chamadas sinapses). Cada sinapse possui um coeficiente que determina a sua intensidade.

Antes de ser utilizada a rede precisa ser treinada (ou seja, os coeficientes serem ajustados). A vantagem é que, de forma simplista, é a rede que organiza a informação. Durante o treinamento a rede necessita apenas de um conjunto de entradas e saídas conhecidas e válidas. Durante a sua utilização, uma entrada inédita será respondida conforme sua semelhança com as entradas do conjunto treinamento. Entretanto, as regras que conduziram a este resultado estão codificadas de maneira complexa nos coeficientes da rede e dificilmente serão entendidas. Alguns autores pesquisam redes neurais artificiais para classificação e reconhecimento de padrões;

c) Lógica difusa (fuzzy logic); é uma extensão da lógica booleana, incluindo outros estados além de sim e não, como por exemplo baixo, normal ou alto. Ao contrário da lógica booleana, onde os estados são mutuamente exclusivos, na lógica difusa uma variável pode estar em vários estados ao mesmo tempo, atribuindo-se para cada um, um peso ou grau de permanência. A entrada de dados, como mensagens e alarmes, pode ser feita de maneira bem próxima a como os especialistas pensam, sem a necessidade de formular regras precisas. O resultado obtido pode ser facilmente explicado. A utilização da lógica difusa permite levar em consideração informações qualitativas que podem ser obtidas de especialistas humanos, tais como operadores com experiência em proteção de sistemas de potência. Nestes casos, associações fuzzy podem ser estabelecidas de forma a obter classificações com fácil interpretação e obtenção de diagnósticos mesmo em condições adversas, tais como falha nos dispositivos de proteção, perda da informação, etc.

d) Sistema híbrido; para análise de perturbações a grande vantagem do uso desta técnica é permitir a automatização de certas tarefas usando ferramentas de inteligência artificial já testadas e conhecidas. Como nenhuma delas pode ser aplicada a todos os problemas, a idéia básica é utilizar um sistema híbrido onde, para cada necessidade específica, se utilize a técnica mais apropriada.

Por outro lado, as ferramentas de simulação são de vital importância na área de controle digital, pois permitem a obtenção de resultados teóricos em tempos relativamente curtos. De uma maneira geral, as ferramentas de simulação para sistemas de controle digital devem ser fáceis de usar, possibilitar a alteração das estruturas dos controladores usados e, preferencialmente, ter integração com periféricos, para possibilitar a integração do controlador com o sistema a ser controlado. Nesta área de pesquisa, simulações realísticas podem ser feitas com a ferramenta SIMULINK.

A alimentação de motores elétricos através de modernos inversores de frequência operando com modulação de largura de pulso tem implicações adicionais. A principal característica desta forma de alimentação é uma forma de onda de tensão não-senoidal, o que implica na presença de componentes harmônicos nas correntes de estator que dão origem à componentes de fluxo de frequência elevada no entreferro do motor. Estas componentes harmônicas de fluxo implicam em uma elevação das perdas no núcleo e pulsação do conjugado motor. É importante apontar aqui que questões tecnológicas implicam na presença de componentes espectrais de amplitude significativa nas correntes do motor, em adição à componente fundamental, que se concentram em torno da frequência de chaveamento do inversor e suas harmônicas ou nas harmônicas de baixa ordem da componente fundamental da corrente.

Quanto ao controle por conjugado, os métodos convencionais utilizados na sua determinação estão baseados nos métodos diretos e indiretos como foi mostrado por (BRITO, 1994). Conforme citado (BRITO, 1994) o uso de torquímetros girantes ocasiona a necessidade de deslocamento físico longitudinal entre o motor e a carga; o alto torque de partida exigido por algumas cargas exige o superdimensionamento do elemento sensor diminuindo a sua sensibilidade; os torquímetros girantes devem ser alinhados cuidadosamente ao eixo do motor para que não sofram flexões diminuindo sua vida útil, tornando a instalação

deste sistema moroso e caro. Por isto (BRITO, 1994) propôs o uso de um sistema de medição com o uso de extensômetros colocados diretamente no eixo da máquina. Este sinal de conjugado poderia ser usado no circuito de controle de velocidade e de potência aplicada. Os modernos sistemas de acionamento eletrônico apresentam tecnologia em contínua evolução, sendo construídos a partir de dispositivos semicondutores de potência e circuitos eletrônicos digitais.

3.2.2 Conversores de Frequência

Os conversores de frequência mais utilizados para o acionamento de motores de corrente alternada atualmente são os inversores a IGBT (“Integrated Gate Bipolar Thyristor”) com controle vetorial.

A maior parte dos conversores é desenvolvida para o acionamento de motores de indução, sendo que existem também alguns estudos para motores síncronos.

O IGBT tornou-se o componente padrão para os acionamentos de baixa tensão e média potência. Recentemente foi lançado o IGCT (Integrated Gate Commutated Thyristor) com valores nominais de tensão de 4,5 kV e 6 kV, e correntes nominais de 200 a 3.500 A. O componente já está sendo utilizado na família de inversores de baixa tensão para aplicações na faixa de 0,5 a 6 MVA. No entanto, não se pode considerar que este componente já tenha um lugar no mercado, e o seu futuro dependerá basicamente de seu desempenho nas aplicações industriais. Em relação ao tipo de alimentação e à estratégia de chaveamento para o conversor, o PWMVSI (Pulse Width Modulated Voltage Source Inverter - Inversor Fonte de Tensão com Modulação por Largura de Pulso) é dominante na faixa de potência até 200 kW, e esta tecnologia está bem estabelecida (STILIMAN, 1997).

Quanto à estratégia de controle de velocidade, vários acionamentos de controle vetorial têm sido desenvolvidos, com desempenhos dinâmicos que se igualam e às vezes

superam os dos acionamentos de Corrente Contínua (CC). O custo de se implementar um controle vetorial é basicamente de desenvolvimento de engenharia, pois o custo dos microprocessadores tem diminuído drasticamente. Assim, menos conversores de controle escalar estão sendo utilizados. A grande desvantagem do controle vetorial é a necessidade de um sensor de velocidade, o que encarece o conversor e diminui a sua confiabilidade. Como consequência, pesquisas têm sido desenvolvidas, para a eliminação do sensor de velocidade. Atualmente, os inversores com controle vetorial sem sensor apresentam um bom desempenho para velocidades acima de 1000 RPM (VÁS, DRURY, 1996).

Para evitar o uso de sensores de velocidade, utiliza-se o método de controle direto de conjugado (Direct Torque Control - DTC). No controle direto de conjugado, todos os chaveamentos são baseados no estado eletromagnético do motor. As configurações das chaves do módulo de potência são determinadas pelo cálculo do fluxo do estator e do conjugado. O chaveamento força o fluxo do estator a seguir a referência de conjugado. O cálculo do fluxo do estator é baseado em um modelo preciso do motor e na medida da tensão e da corrente de entrada. A referência de conjugado pode ser obtida do controlador de velocidade ou pode ser um valor estabelecido.

Em relação às novas tecnologias de controle, existe a perspectiva da utilização da lógica difusa ou lógica fuzzy e as redes neurais artificiais, ou simplesmente redes neurais no controle de velocidade e/ou posição dos acionamentos. Na maior parte das pesquisas realizadas em relação à aplicação da lógica difusa a acionamentos de corrente alternada, um único controlador (em geral o controlador de velocidade) é substituído por um controlador difuso. Ele é capaz de realizar o controle vetorial sem sensores de velocidade e apresenta também a capacidade de auto-estimação dos parâmetros do motor. O acionamento incorpora o controle difuso da corrente do motor e da rampa de aceleração e desaceleração. Desta maneira, podem ser calculados tempos de aceleração e desaceleração ótimos. Estes cálculos

são baseados na carga do motor e nas necessidades de frenagem, eliminando-se a necessidade de ajustes utilizando o método de tentativa e erro. Existem também estudos de um inversor que contém um observador de fluxo magnético com um neuro controlador inteligente, e é uma técnica promissora a ser investigada.

3.2.3 Linhas de Pesquisa e Desenvolvimento

A estratégia das grandes empresas de acionamentos tem sido a de se concentrarem em equipamentos de elevado desempenho para a indústria (LORENTZ, 1999). Assim, o desenvolvimento dos acionamentos é no sentido de se sofisticar os conversores, seus controles e produzir um equipamento integrado, onde o motor e o conversor sejam projetados em conjunto. Outra tendência verificada é a utilização de conversores em redes utilizando o protocolo fieldbus. Estes desenvolvimentos fazem uso das tecnologias mais avançadas em materiais, componentes e sistemas de controle e comunicação, exigindo-se assim grandes investimentos. Atualmente a utilização de acionamentos de velocidade variável tem crescido bastante, em função das necessidades de conservação e qualidade de energia. Portanto, existe uma maior preocupação em se melhorar o desempenho de motores monofásicos utilizados em eletrodomésticos e em aplicações comerciais (LORENTZ, 1999). O mercado potencial deste setor é bastante elevado, tendo em vista o grande número de motores utilizados. Nesta área ainda é possível se desenvolver pesquisas sem grandes investimentos, pois a potência em jogo é baixa e a restrição maior é obter um melhor desempenho com um baixo custo. O desafio é obter soluções de engenharia baseadas em configurações de conversores e desenvolvimento de métodos de controle que possam reduzir o custo final do conversor, com a obtenção de um elevado desempenho. Assim sendo, o diferencial nesta área não está na grande quantidade de equipamentos sofisticados, mas sim na capacidade de se criar soluções inovadoras.

Outra área bastante promissora para os acionamentos é a indústria automobilística. Foi verificado que a demanda por potência elétrica nos carros tem aumentado progressivamente.

De 1995 a 1999, a demanda por energia em um carro típico aumentou em seis vezes e ainda deve aumentar mais 65% nos próximos quinze anos, tendo em vista a perspectiva de fabricação de carros híbridos e elétricos (LIPO, 1999). Atualmente vários motores elétricos de pequena potência são utilizados nos automóveis, vários deles síncronos de ímãs permanentes, para funções acessórias, como o acionamento de vidros elétricos, do limpador de pára-brisas, etc..

Outra área de pesquisa viável é a de aplicações rurais, onde existe um grande potencial, tendo em vista as suas características especiais. Neste caso, tanto o motor como o conversor precisam ser robustos e econômicos. Além disso, é preciso que o acionamento seja de fácil utilização, o que não é o caso da maioria dos inversores existentes no mercado, onde são necessários ajustes de parâmetros, com operações que às vezes são relativamente complexas para pessoas com pouca formação. Como conclusão, pode-se afirmar que as linhas de pesquisa viáveis para os acionamentos eletrônicos de motores elétricos são as relacionadas aos acionamentos de baixa potência, com ênfase na robustez e alto desempenho, utilizando microprocessadores e novas estratégias de controle, como o controle neuro-fuzzy, e buscando sempre a redução de custos de fabricação (RODRIGUES, 1997).

Porém, alguns problemas típicos dos controladores clássicos tornam preferíveis outras técnicas de controle, que apresentem ao mesmo tempo melhor desempenho contra não linearidades e maior robustez contra variações de parâmetros, características típicas do motor de indução, especialmente no regime permanente. Técnicas estas de custo financeiro viável e de relativamente fáceis de se implementar. Também podem ser utilizados modernos medidores de fluxo magnético (RONCONI JUNIOR, 1999) para auxílio nos projetos e estudos nesta área.

A motivação para o uso do controle pela variação da tensão foi a possibilidade de exercer controle do acionamento comparável à técnica dos inversores de frequência, com

sensível redução de custos. Mas a maior vantagem do controle pela variação da tensão de alimentação é que com uma variação mínima de velocidade pode-se melhorar a eficiência do motor de indução com a minimização de perdas. É esta técnica de acionamento que o presente estudo analisará.

3.2.4 Motores de Indução Monofásicos

Salvo raras exceções, somente com a crise de energia de 2000 é que novamente os pequenos e médios motores monofásicos utilizados em toda cadeia doméstica e industrial voltaram à pauta para economia de energia. Economia de energia em qualquer nível é importante.

A operação do motor de indução fora de suas condições nominais, ou seja, trabalhando com velocidade e conjugado variáveis, faz com que seu rendimento varie. O máximo rendimento, ou mínimas perdas, para um determinado regime permanente de operação depende de uma relação entre o fluxo e a corrente do motor. Existem infinitas combinações entre corrente e fluxo que resultam em um mesmo conjugado eletromagnético da máquina. Conseqüentemente, existe um certo grau de liberdade para gerar este dado conjugado e uma combinação ótima (no sentido das perdas, para gerá-lo. Trabalhar com rendimento máximo, ou mínimas perdas, significa encontrar uma relação ótima entre o fluxo e a corrente que garantam, para um determinado conjugado solicitado, o desejado funcionamento do motor.

Existem diferentes abordagens e critérios a serem utilizados para se determinar este ponto melhor de operação. Uma das situações é a redução da tensão de alimentação, senoidal ou não, com uma conseqüente redução na velocidade para manter o conjugado constante e que reduzirá as perdas ao mínimo, melhorando a eficiência ou rendimento.

De acordo com (MADEMLIS, 2005) pode-se otimizar a eficiência de operação do motor de indução monofásico através um sistema de controle baseado em TRIACs ou SCRs.

Deduziu, conforme abaixo, que para uma freqüência constante ω_s e dependentes dos

parâmetros do motor e do escorregamento s do rotor, um valor de ótimo de tensão pode ser encontrado para o qual ocorre a máxima eficiência para cada nível de conjugado eletromagnético que é dado pela expressão (48).

$$Te = \frac{1}{w_s} (I^2 R_F - I^2 R_B) \quad (48)$$

E, então, como R_F e R_B são funções dos parâmetros do motor e do escorregamento s , e poderemos equacionar o conjugado como em (49).

$$Te = \frac{1}{w_s} I^2 C_1 \quad (49)$$

onde $C_1 = C_1(\text{parâmetros}, w_s, s)$.

Idem para as perdas no motor de indução (perdas no cobre do estator, no ferro do rotor e todas as outras perdas) que são função das impedâncias cuja expressão genérica pode ser dada por (50).

$$Pelétricas = I^2 C_2 \quad (50)$$

onde $C_2 = C_2(\text{parâmetros}, w_s, s)$.

E, então, para encontrar uma condição ótima de eficiência em energia podemos, para um conjugado eletromagnético constante, derivar (51):

$$\frac{\partial Te}{\partial s} = 0 \quad (51)$$

o que resulta em

$$2C_1 I \frac{\partial I}{\partial s} + I^2 \frac{\partial C_1}{\partial s} = 0 \quad (52)$$

E da expressão das perdas, para uma ótima eficiência, com w_s e Te constantes e escorregamento s podemos derivar (53):

$$\frac{\partial Pelétricas}{\partial s} = 0 \quad (53)$$

o que resulta em

$$2C_2I \frac{\partial I}{\partial s} + I^2 \frac{\partial C_2}{\partial s} = 0 \quad (54)$$

e assim obtemos:

$$\frac{1}{C_1} \frac{\partial C_1}{\partial s} - \frac{1}{C_2} \frac{\partial C_2}{\partial s} = 0 \quad (55)$$

Deduz-se, com isso, que para uma frequência constante ω_s e C_1 e C_2 dependentes dos parâmetros do motor e do escorregamento s do rotor, um valor de ótimo de escorregamento e, conseqüentemente, de tensão pode ser encontrado para o qual ocorre a máxima eficiência do motor.

Experimentalmente determinado por (MADEMLIS, 2005), com um motor de 1 HP, 220V, com capacitor de partida e de regime permanente, monofásico, a eficiência do motor em função da tensão do estator para cada carga, perda de potência em função da corrente nos enrolamentos, principal e secundário e escorregamento ótimo estão representados graficamente conforme na Figura 45, Figura 46 e Figura 47, respectivamente.

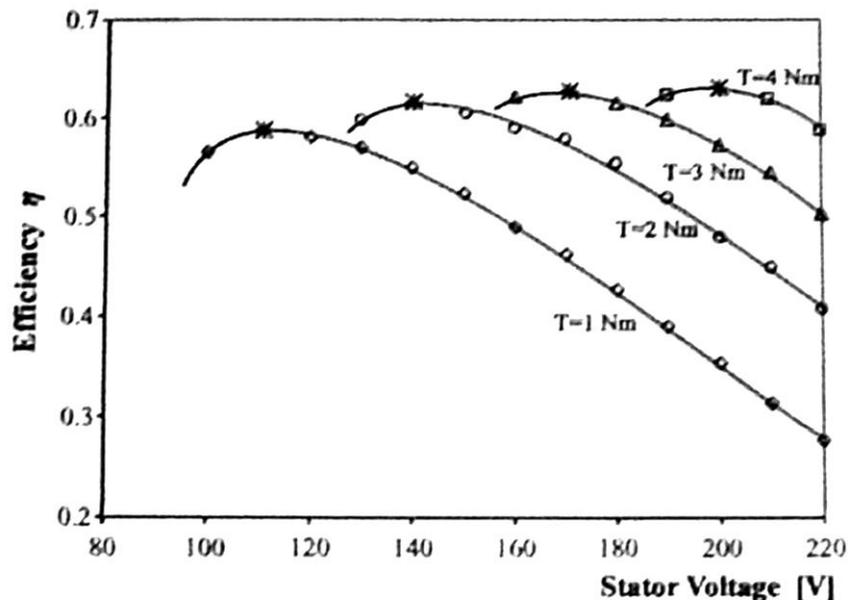


Figura 45 Eficiência em função da tensão no estator (MADEMLIS, 2005)

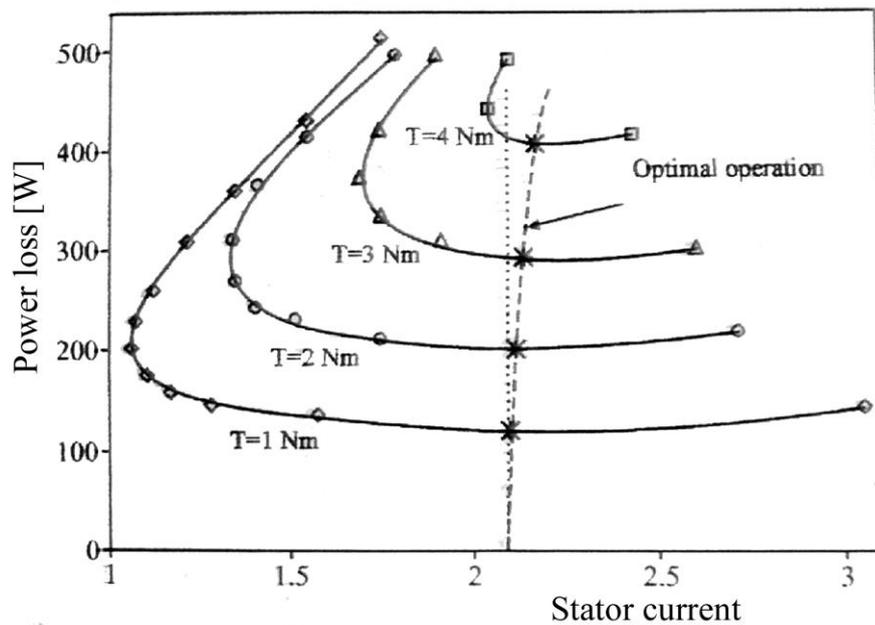


Figura 46 Perdas em função da corrente no estator (MADEMLIS, 2005)

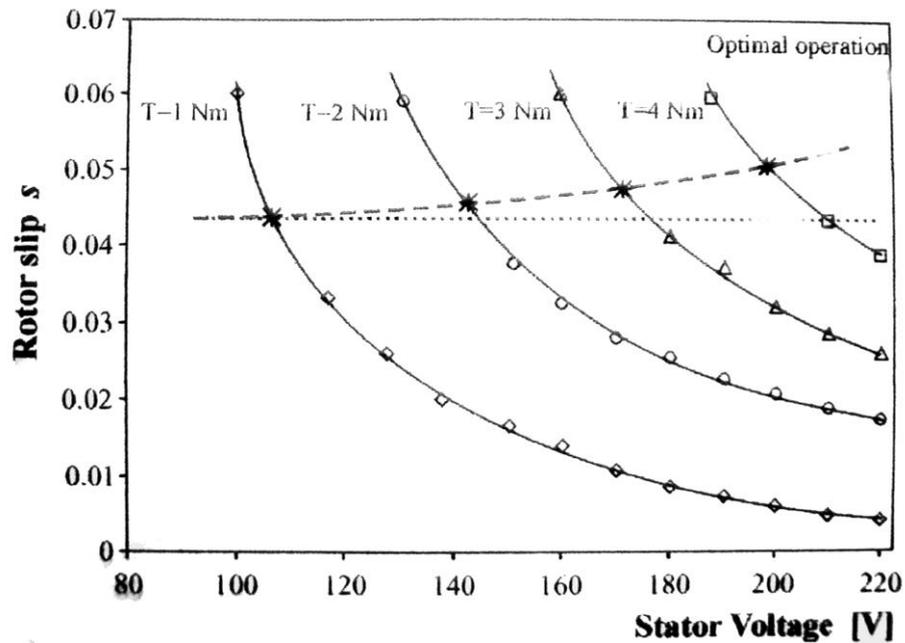


Figura 47 Escorregamento ótimo em função da tensão no estator (MADEMLIS, 2005)

No presente trabalho será estudado um acionamento de ajuste da tensão de entrada através do controle por mínimo ângulo ϕ possível. É um algoritmo que se aproxima do controle por tensão variável da onda senoidal pura de alimentação. O objetivo é obter uma tensão eficaz (rms) próxima da ótima conforme a Figura 44 através do gatilhamento de circuitos com tiristores (circuitos gradadores).

4 ACIONAMENTO CONTÍNUO DO MOTOR DE INDUÇÃO MONOFÁSICO

A otimização da eficiência através da operação e acionamento de motores de indução monofásicos é o objeto de estudo deste trabalho. Isto será feito através dos conceitos envolvidos e testados com o sistema de acionamento implementado, de fabricação da Somar International LTD., de Truro, Inglaterra, modelo PowerBoss PB 13, monofásico, 220 V, 2,2 kW. O uso do conceito da redução da tensão de alimentação do motor utilizando um circuito gradador (tensão e corrente de saída gatilhadas) será também comparado com a redução manual da mesma tensão utilizando um autotransformador de tensão de saída variável senoidal.

4.1 INTRODUÇÃO

Conceitualmente, a performance do motor de indução pode ser melhorada pela redução da tensão de alimentação, quando o conjugado requerido pela carga pode ser obtido com menor fluxo magnético que o fluxo total para operação à plena carga. Então, as perdas magnéticas são reduzidas e, como as perdas pela corrente de carga no estator e rotor não aumentam significativamente, a eficiência e o fator de potência do motor poderão ser melhoradas. Todavia, a intensidade da redução da tensão é limitada pelo conjugado requerido, pois se a redução da tensão for demasiada, irá causar um alto escorregamento, elevação da corrente de carga do estator e do rotor aumentando as perdas nos mesmos de tal maneira que a melhoria na performance já não exista, além de causar instabilidade e decaimento na velocidade (“stalling”) no motor.

Também, em um motor de indução com rotor em curto circuito, a corrente em vazio é alta, porque os enrolamentos do estator devem fornecer toda a corrente de excitação, o que significa que, mesmo sem carga alguma, o motor ainda absorve uma parcela significativa de sua corrente de carga total. A energia não convertida em trabalho é transformada em calor,

vibração e ruído. Além de serem desperdiçados, o calor e a vibração diminuem a vida dos isolantes, lubrificantes, rolamentos, selos mecânicos e outros componentes do sistema mecânico de transmissão.

O conjugado produzido por um motor de indução de corrente alternada é diretamente proporcional ao quadrado da tensão aplicada, de forma que um motor sujeito a somente uma parte de sua carga nominal necessita somente de parte de seu conjugado nominal e, portanto, de uma parcela da tensão aplicada.

Em um motor de indução com rotor em curto circuito, a corrente nos enrolamentos tem um retardamento de fase em comparação com a tensão, devido à reatância indutiva nos enrolamentos. Os fatores de potência são tipicamente 0,6 a 0,8 para um motor totalmente carregado e, dependendo da sua configuração interna, até tão baixo quanto 0,1 para um motor funcionando com pouca ou nenhuma carga em seu eixo.

Caracteristicamente, a maioria dos motores de indução de corrente alternada trabalha em carga total somente por alguns períodos limitados, e, em outros momentos, gastam desnecessariamente significativas quantidades de energia em relação ao que lhes é exigido em termos mecânicos. Infelizmente, estes motores não têm capacidade para efetuar um ajuste da quantidade de energia de que necessitam, balanceando suas perdas de acordo com a condição exigida pela carga.

A proposta é estudar um dispositivo capaz de identificar a carga aplicada ao motor e adequar a tensão de alimentação a um valor ideal ao regime de operação para minimizar perdas e, assim, otimizar o consumo de energia.

Na Figura 48, curvas características de conjugado em função da velocidade são mostradas. Pode-se ver que ajustando a tensão teremos um conjugado adequado à carga aplicada ao motor, isto é, tensão nominal para carga nominal e tensão mais baixa para pouca carga.

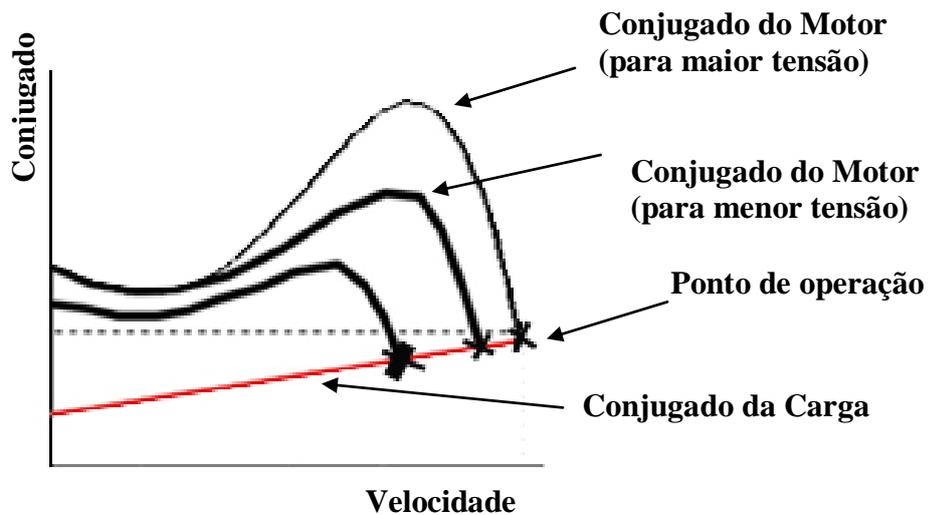


Figura 48 Característica Conjuguado x Velocidade

4.2 MÉTODOS DE ACIONAMENTO

Em muitas aplicações um motor é submetido a duas diferentes situações de carga. Primeiro, quando ocorre a situação de plena carga, quando o motor é exigido em sua plenitude e executa todo seu trabalho útil. Nesta condição de operação, a performance do motor deve ser a mais eficiente possível, isto é, a máxima eficiência energética deve ser atingida. A segunda condição corresponde a situações de operação sem carga ou carga leve, quando a carga no eixo foi quase que totalmente removida. Nesta condição o trabalho mecânico útil desenvolvido é pouco significativo e, então, uma mínima potência de entrada deve ser fornecida. Deve ser suprida a energia necessária para atender as perdas (e, ainda, menores perdas possíveis) e manter o motor operando dentro da velocidade especificada (superar a “stalling condition”). Para atender a condição acima de máxima eficiência e de mínima perda propõe-se o acionamento através do mínimo ângulo ϕ ou máximo fator de potência, conforme descrito em 3.1 “d” (página 60)

A Figura 49 e a Figura 50 mostram as formas de onda da tensão e corrente para um motor sem carga e a plena carga.

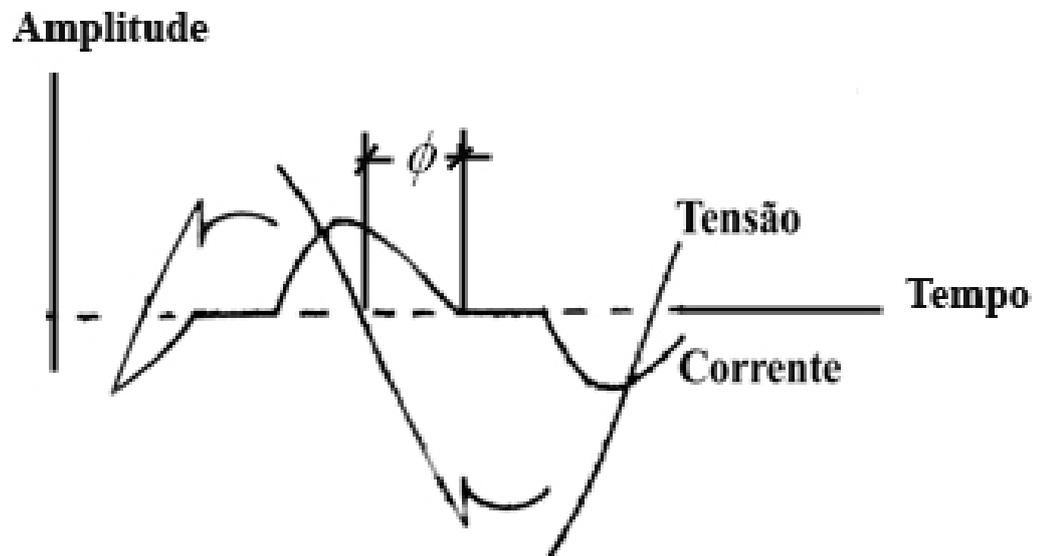


Figura 49 Tensão e corrente sem carga (ANDREAS, 1992)

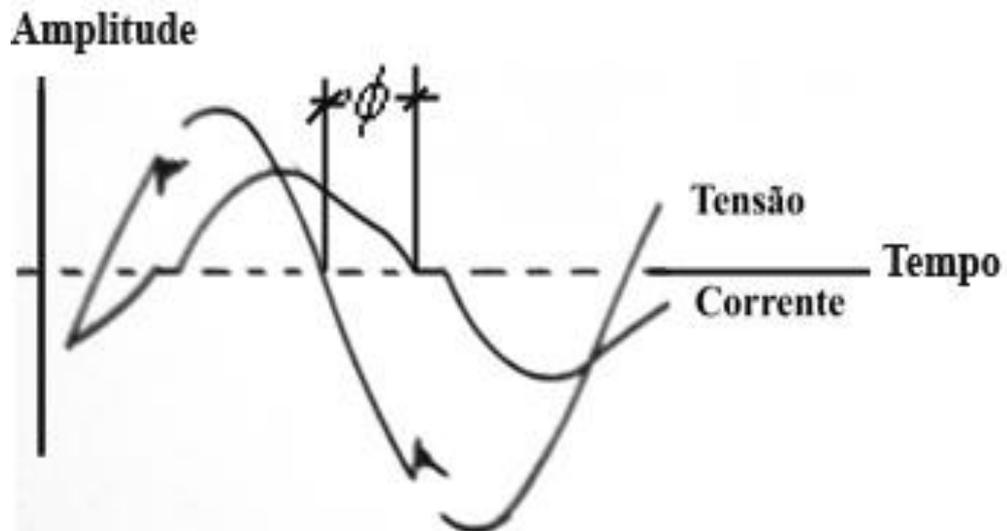


Figura 50 Tensão e corrente a plena carga (ANDREAS, 1992)

No acionamento com ϕ constante, com a variação da carga o ângulo de fase aumenta, um circuito ajusta o ângulo de disparo do TRIAC para diminuir a tensão aplicada ao motor. Inversamente, se o ângulo de fase diminui, o circuito ajusta o ângulo de disparo do TRIAC para aumentar a tensão aplicada ao motor. Então, mantendo o ângulo de fase constante, faz-se com que o motor opere num fator de potência aproximadamente constante para qualquer situação de carga tracionada pelo motor.

O máximo fator de potência é determinado pela mínima tensão referencial que deve ser suficiente para suprir energia ao motor para que ele não instabilize a velocidade do rotor e pare. A potência entregue ao motor deve ser suficiente para suprir as perdas e garantir operação normal. Com a diminuição da tensão (e corrente) aplicada ao motor há uma diminuição das perdas.

As perdas no motor de indução podem ser divididas nos seguintes tipos:

- perdas no cobre do circuito estatórico; estas perdas são função das correntes e das resistências das bobinas estatóricas; elas podem ser parametrizadas em função do conjugado, tensão de estator, frequência e temperatura.

- perdas no cobre do circuito rotórico; estas perdas são função das correntes rotóricas e das resistências equivalentes do rotor; as resistências variam com a temperatura e com a frequência pelo efeito pelicular; elas podem ser parametrizadas em função do conjugado, tensão de estator, frequência e temperatura.

- perdas magnéticas totais; estas perdas são função da frequência e da amplitude do fluxo magnético no material; elas podem ser parametrizadas em função da frequência, da amplitude do fluxo e das constantes de perda do material utilizado.

- perdas de fluxo por dispersão; estas perdas são devido ao fluxo não senoidal no entreferro e perdas de fluxo disperso no circuito eletromagnético; não são computadas como perda no sentido de potência, mas sim, de fluxo gerado e não utilizado;

- perdas mecânicas devido ao atrito e ventilação; estas perdas são função da velocidade e de coeficientes de atrito.

As perdas no cobre dos circuitos estático e rotórico e as perdas magnéticas são aproximadamente de 70% a 80% do total de perdas, e o restante das perdas consistem das perdas mecânicas.

A economia de energia conforme (ANDREAS, 1992) é apresentada na Figura 51 abaixo de acordo com a carga tracionada pelo motor. Observa-se que se pode obter economia para qualquer carga, desde que haja períodos em que o motor não esteja sendo solicitado na sua carga máxima, mais significativamente isto ocorre para um ciclo de carga onde pelo menos 50% do tempo o motor esteja operando com $\frac{1}{4}$ da plena carga (ou carga máxima).

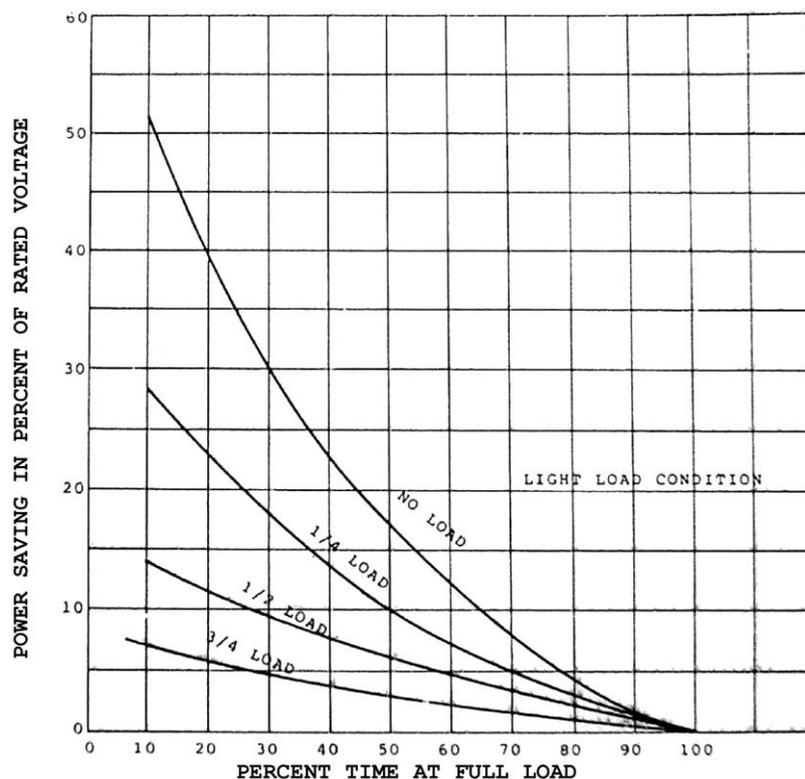


Figura 51 Redução de consumo usando controle pelo fator de potência (ANDREAS, 1992)

Para melhor entendimento, dois serão os métodos apresentados.

4.2.1 Fator de potência constante (ângulo ϕ_c constante = $38,4^\circ$)

Conhecido como método de Nola, que consiste de circuitos analógicos (um TRIAC; circuito sensor; circuito de controle; circuito de disparo). O circuito de controle detecta a diferença de fase ϕ entre as amostras de tensão e de corrente aplicadas ao motor. Então, determina um valor de γ tal que ϕ seja igual ao valor de ϕ_c constante ($38,4^\circ$ – definido experimentalmente por Nola). Quando a carga aplicada ao motor decresce, a impedância equivalente fica mais indutiva, aumentando o ângulo ϕ que fica maior que o ϕ_c constante. O circuito responde aumentando o ângulo γ , causando uma redução na componente fundamental da tensão aplicada ao motor. A redução da tensão causa um decréscimo na corrente reativa de magnetização e do fluxo no entreferro. A redução no fluxo no motor resulta numa redução nas perdas magnéticas e no cobre do estator. A redução do fluxo no entreferro causa um aumento no escorregamento para manter o conjugado constante. O aumento do escorregamento faz diminuir a velocidade do rotor. O efeito é que o motor fica com uma impedância de carga menos reativa que a inicial. Então, o circuito de ajuste aumenta o valor de γ , reduzindo a tensão até que ϕ fique novamente igual a ϕ_c constante. Iterativamente, quando o procedimento não mais conseguir igualar os ângulos, o valor de γ deixa de ser alterado e, conseqüentemente, o valor da tensão. Ou seja, se com a variação de carga o ângulo de fase aumenta, o circuito de controle ajusta o ângulo de disparo do TRIAC para diminuir a tensão aplicada ao motor. Inversamente, se o ângulo de fase diminui, o circuito ajusta o ângulo de disparo para aumentar a tensão aplicada ao motor. O sistema opera com um ângulo de fase constante igual a $38,4^\circ$. Os ângulos γ e ϕ são mostrados na Figura 40 e definidos no texto da página 62. Na literatura, este sistema é considerado pouco eficiente (inclusive por Nola) e como mostram os gráficos experimentais das Figuras 36 e 37, o que levou pesquisadores a investigar novos métodos.

4.2.2 Mínimo ângulo ϕ

Tem o mesmo princípio anterior de detecção do ângulo de defasagem, mas com circuitos mais elaborados compondo um circuito gradador (controle microprocessado; detecção do cruzamento por zero das formas de onda de tensão e de corrente de entrada; comando de TRIAC; “snubber” e indutor série como circuito de proteção; circuito de realimentação, circuito de sinalização, circuitos de baixa tensão, etc.). Mas não existe a fixação do ângulo de defasagem ϕ como no método anterior. O ângulo inicial de ajuste é o próprio ângulo de defasagem ϕ . Quando houver variação na carga tracionada para menos, a impedância equivalente torna-se mais indutiva, como anteriormente, aumentando o ângulo de defasagem ϕ . O circuito de controle do gradador atua no ângulo de disparo do tiristor reduzindo progressivamente o valor da tensão de alimentação do motor, repetindo o processo do método de Nola, mas sem um limite na redução do ângulo de defasagem ϕ . O comportamento do motor ao ter a redução da tensão aplicada é singular. Com o aumento do ângulo de disparo γ ocorre a redução da tensão e a corrente de entrada diminui, assim como o ângulo de defasagem diminui. Só que, a partir da passagem da tensão pelo valor ótimo, ponto em que a potência de entrada é mínima e ângulo de defasagem é mínimo, a corrente começa a crescer rapidamente e o motor instabiliza, ficando evidente que não existe mais economia de energia. A tarefa do programa ou algoritmo de ajuste é procurar pela transição entre um comportamento e outro. A cada incremento do ângulo de disparo é realizada uma nova leitura do ponto de cruzamento por zero da corrente e este valor é comparado ao anterior. Enquanto essa variação for expressiva o programa de ajuste continua incrementando o ângulo de disparo e avaliando a defasagem da corrente. No instante em que a variação da defasagem da corrente for suficientemente pequena é possível definir o ponto de melhor eficiência e economia. Este ponto é caracterizado pelo ângulo de defasagem ϕ no qual um incremento no ângulo de

disparo γ não representa uma variação significativa na defasagem, mas causa um grande incremento na amplitude da corrente e o algoritmo deixa de atuar.

5 TESTES E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Os parâmetros do motor foram determinados a partir dos testes a vazio e de rotor bloqueado em acordo com IEEE Standard Test Procedure for Single-Phase Induction Motors (IEEE Std 114-1982) e de acordo com (COLLINS; BOYD - 1993). Variações dos parâmetros com a variação da tensão, temperatura e corrente foram desprezados. Valores médios determinados foram utilizados nas comprovações teóricas. Dois motores de diferentes capacidades e fabricantes foram ensaiados para estudar a variação do consumo de energia elétrica utilizando um circuito gradador ou pela variação manual da tensão de alimentação.

5.1 MOTOR 1 - CONFIGURAÇÃO ELETROMECAÂNICA MONTADA EM LABORATÓRIO

A configuração da Figura 52 consiste nos seguintes equipamentos:

- Autotransformador de saída variável, com tensão senoidal da rede de alimentação de entrada de 220 volts e saída ajustável manualmente de 0 a 220 volts;
- Digital Power Meter posição 1 na saída do autotransformador e entrada do Gradador para medida de V_{en} (tensão de entrada), I_{en} (corrente de entrada), P_{en} (potência real de entrada sem e com gradador), Pa_{en} (potência aparente de entrada sem e com gradador), Q_{en} (potência reativa de entrada sem e com gradador) e FP_{en} (fator de potência de entrada sem e com gradador);
- Gradador de fabricação inglesa Somar International LTD, Truro, Inglaterra, modelo PowerBoss PB 13;
- Chave liga/desliga para ligar ou desligar o gradador do circuito (chave bypass);
- Digital Power Meter posição 2 na saída do gradador para medida de V_{motor} (tensão na entrada do motor com gradador no circuito), P_{motor} (potência real no motor com gradador no circuito), Pa_{motor} (potência aparente no motor com gradador no circuito) Q_{motor} (potência reativa com gradador no circuito), FP_{motor} (fator de potência no motor com gradador no circuito) e $TDH_{tensão}$ e $TDH_{corrente}$ (taxa de distorção harmônica da tensão e da corrente com gradador no circuito);
- Motor de indução 1 em teste com características na tabela 1 ou Motor 2 em teste com características na tabela 15;
- Eixo de acoplamento entre o motor e o gerador de corrente contínua como carga;
- Torquímetro e condicionador de sinais de fabricação HBM para medida do conjugado no eixo;
- Gerador de corrente contínua com carga resistiva de saída e campo excitado externamente por uma fonte de corrente contínua para que cada excitação do campo corresponda sempre a

uma mesma carga (registrada pelo torquímetro);

- Tacômetro de fabricação WEG colocado no eixo do conjunto motor/gerador para medição da velocidade (RPM);

- Osciloscópio para registro das formas de onda de tensão, corrente e potência instantânea na entrada do motor;

As cargas são designadas da seguinte maneira:

Carga 0 = Motor a vazio (sem controle de conjugado)

Carga 1 = Gerador de CC só como carga mecânica

Carga 2 = Gerador de CC com Campo excitado externamente

Carga 3 = Gerador de CC com Campo excitado externamente

Carga 4 = Gerador de CC com Campo excitado externamente

Carga 5 = Gerador de CC com Campo excitado externamente

Carga 6 = Gerador de CC com Campo excitado externamente

As cargas 2, 3, 4, 5 e 6 são obtidas pela variação da excitação da bobina de campo do gerador CC através de uma fonte CC externa.

Os procedimentos de teste para medidas, conforme Figura 52, são:

1. Quando é utilizado o gradador no circuito, o autotransformador deve estar na posição de 220 Volts de saída.

2. Sem o gradador, a chave liga/desliga (bypass) deve estar fechada. Então, o motor fica submetido à tensão ajustável de saída do autotransformador.

CONFIGURAÇÃO ELETROMECÂNICA MONTADA PARA TESTE NO LME-ctro

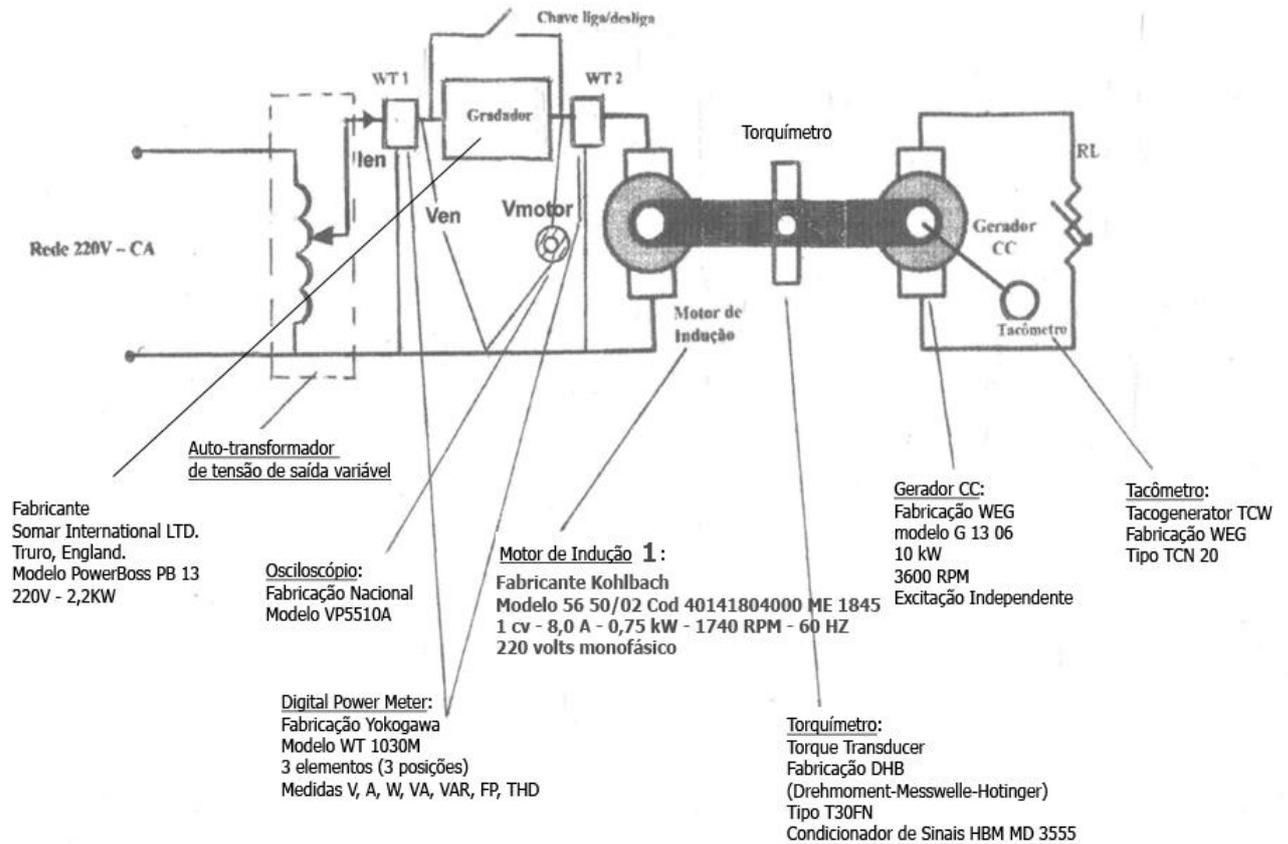


Figura 52 Configuração eletromecânica montada para teste no LMEAE

As características do motor 1 testado estão na Tabela 1.

Tabela 1 Características de placa do motor 1

Fabricante	Kohlbach
ABNT/NBR	7094
Modelo	56 50/02 Cod 40141804000 ME 1845
Potência	cv 1,0 - kW 0,75
Tensão Corrente	110-127 V - 16-16,8 A - 17-17,6 AFS
Tensão Corrente	220-257 V - 8-8,4 A - 8,5-8,8 AFS
Rotação	1740 RPM
Frequência	60 Hz
Isol B	B
IP	21
FS	1,15
$\cos \phi$	0,69
Rendimento	62,4 %
Capacitor de partida	1x (430-516) μ F – 110VAC

O teste a vazio foi feito de acordo com a Figura 52 com o Gradador eliminado pela chave e o acoplamento com o gerador desconectado. Os valores medidos estão na Tabela 2.

Tabela 2 Medições do teste a vazio

V_{en}	220 V	Tensão de entrada aplicada ao motor
I_{en}	6,0 A	Corrente de entrada do motor
$\cos \phi$	0,21	Fator de potência
P_{en}	277 W	Potência real, resistiva ou útil
P_{ap}	1320 VA	Potência aparente
Q_L	1291 VAR	Potência reativa indutiva

Já o teste de rotor bloqueado foi feito de acordo com a Figura 52 com o Gradador eliminado pela chave e o acoplamento com o gerador desconectado. As medidas estão na Tabela 3.

Tabela 3 Medições do teste com o rotor bloqueado

V_{en}	63,5 V	Tensão de entrada aplicada ao motor
I_{en}	8,0 A	Corrente de entrada do motor
$\cos \phi$	0,51	Fator de potência
P_{en}	261 W	Potência real, resistiva ou útil
P_{ap}	508 VA	Potência aparente
Q_L	436 VAR	Potência reativa indutiva

Na Tabela 4 estão os parâmetros do motor 1 calculados a partir dos testes a vazio e motor bloqueado (de acordo com o modelo apresentado na Figura 53).

Tabela 4 Parâmetros do motor 1

R_1	1,5 ohms	Resistência do enrolamento de estator
R_2	3,5 ohms	Resistência do enrolamento de rotor
X_1	3,4 ohms	Reatância de dispersão do estator
X_2	3,4 ohms	Reatância de dispersão do rotor
X_M	61,5 ohms	Reatância de magnetização
R_M	290 ohms	Resistência equivalente das perdas no ferro

A Figura 53 mostra a representação com o campo direto (forward) e reverso (“reverse”) ou (“backward”) separados numa determinada situação operativa de escorregamento.

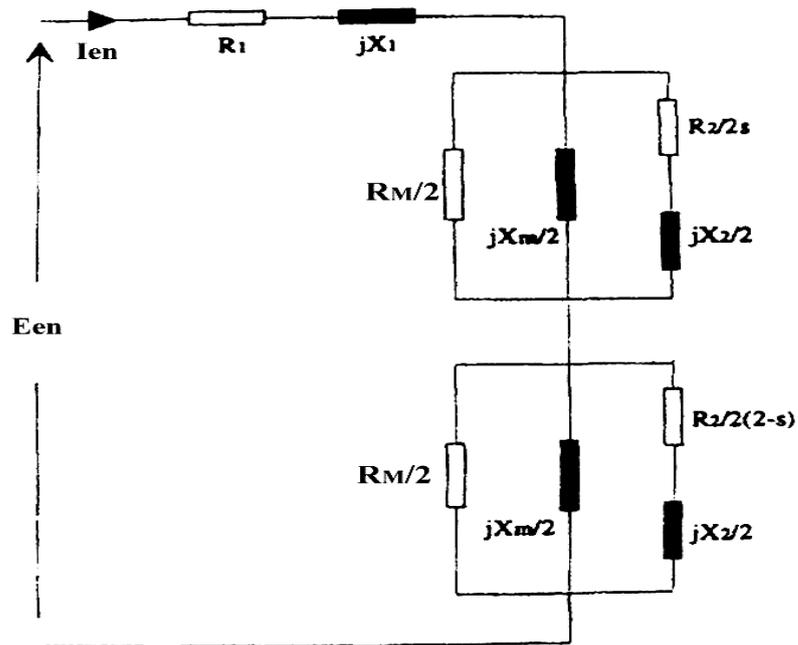


Figura 53 Circuito Equivalente com R_M (COLLINS, BOYD, 1993)

A partir do modelo na Figura 53 (COLLINS; BOYD, 1993), que passaremos a usar como referência para os cálculos teóricos, pois inclui a resistência R_M (perdas magnéticas) e é compatível com as expressões 56, 57 e 58 com a introdução da resistência R_M . As novas expressões serão:

$$Z_F / 2 = \frac{R_M}{2} // \frac{jX_M}{2} // \left(\frac{R_2}{2s} + j \frac{X_2}{2} \right) \quad (56)$$

$$Z_B / 2 = \frac{R_M}{2} // \frac{jX_M}{2} // \left(\frac{R_2}{2(2-s)} + j \frac{X_2}{2} \right) \quad (57)$$

$$I_{en} = \frac{E_{en}}{R_1 + jX_1 + Z_F / 2 + Z_B / 2} \quad (58)$$

Para estas análises e testes, adota-se a seguinte simbologia:

Z_F = impedância do campo direto

Z_B = impedância do campo reverso

R_M = resistência equivalente das perdas magnéticas

X_M = reatância de magnetização

R_1 = resistência do enrolamento do estator

R_2 = resistência do enrolamento do rotor

R_F = resistência do campo direto

R_B = resistência do campo reverso

X_F = reatância do campo direto

X_B = reatância do campo reverso

V_{em} = tensão de entrada (alimentação)

I_{en} = corrente de entrada

P_{en} = potência de entrada

$\cos \phi$ = fator de potência

E_F = tensão sobre Z_F

E_B = tensão sobre Z_B

$P_{en_{cG}}$ = potência de entrada com Gradador

$P_{en_{sG}}$ = potência de entrada sem Gradador

$Pa_{en_{cG}}$ = potência aparente de entrada com Gradador

$Pa_{en_{sG}}$ = potência aparente de entrada sem Gradador

$Q_{en_{cG}}$ = potência reativa de entrada com Gradador

$V_{m_{cG}}$ = tensão no motor com Gradador

$P_{m_{cG}}$ = potência no motor com Gradador

$Pa_{m_{cG}}$ = potência aparente no motor com Gradador

$Q_{m_{cG}}$ = potência reativa no motor com Gradador

FP_{en} = fator de potência de entrada

FP_m = fator de potência do motor

RPM = velocidade (rotações por minuto)

Torque = conjugado (N.m)

Tac = velocidade (RPM)

A comprovação dos valores dos parâmetros é feita como segue:

Teste a vazio - ($s = 0$):

$$Z_{vazio} = R_1 + jX_1 + R_M // \left(\frac{R_2}{4} + j \frac{(X_M + X_2)}{2} \right) = 35,8 \angle 80^0 \text{ ohms (calculado)}$$

$$Z_{vazio} = [V_{en} / I_{en}]_{vazio} = 220 / 6 = 36,6 \text{ ohms (medido)}$$

$$\cos \phi_{vazio} = [P_{en} / V_{en} \cdot I_{en}] = 277 / 220 \cdot 6 = 0,21$$

$$\text{então, } \phi_{vazio} = 78^0 \text{ (medido)}$$

c.q.d.

Teste com rotor bloqueado - ($s = 1$):

$$Z_{rotorbloqueado} = R_1 + jX_1 + R_M // jX_M // (R_2 + jX_2) = 7,9 \angle 58^0 \text{ ohms (calculado)}$$

$$Z_{rotorbloqueado} = [V_{en} / I_{en}]_{rotorbloqueado} = 63,5 / 8 = 7,9 \text{ ohms (medido)}$$

$$\cos \phi_{rotorbloqueado} = [P_{en} / V_{en} \cdot I_{en}]_{bloqueado} = 261 / 63,5 \cdot 8 = 0,51$$

$$\text{então, } \phi_{rotorbloqueado} = 59^0 \text{ (medido)}$$

c.q.d.

De acordo com os parâmetros do motor e dados de placa os valores nominais do motor foram medidos com instrumentação de laboratório e calculados através das expressões (56), (57) e (58) e estão na Tabela 5.

Tabela 5 Valores nominais medidos e calculados do motor 1

GRANDEZAS	VALORES MEDIDOS	VALORES CALCULADOS	DESCRIÇÃO
V_{en}	220 V	220 V	Tensão de entrada no motor
I_{en}	7,8 A	$8 \angle -51^\circ$ A	Corrente de entrada do motor
$\cos \phi$	0,64	0,63	Fator de potência
P_{en}	1098 W	1109 W	Potência real
P_{ap}	1716 VA	1760 VA	Potência aparente
Q_L	1318 VAR	1366,8 VAR	Potência reativa indutiva
w_s	1800 RPM		Velocidade síncrona
w_r	1740 RPM		Velocidade do rotor
s	0,033(3,33%)		Escorregamento
$Z_F / 2$	-	$15 + j16,5$ ohms	Impedância do campo direto
$Z_B / 2$	-	$0,5 + j1,7$ ohms	Impedância do campo reverso

Os valores medidos e calculados correspondentes são semelhantes.

Ressalte-se que de acordo com (MADEMLIS, 2005) pode-se melhorar a eficiência do motor de indução monofásico através de um sistema de controle baseado em TRIACs ou SCRs. Deduziu que para uma frequência constante e dependentes dos parâmetros do motor e do escorregamento s do rotor, um valor de ótimo de tensão pode ser encontrado para o qual ocorre a máxima eficiência para cada nível de conjugado (“T = Torque = Conjugado”). Para verificar isso foram realizados testes com uma onda senoidal da rede de alimentação do motor cuja variação de amplitude foi feita através de um autotransformador de saída variável. Os testes estão nas Tabelas 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13 e 14, para cada nível de tensão e cada carga e cada conjugado, com e sem Gradador, e respectivos gráficos e observações pertinentes.

Também estão as Figuras 94 e 95 dos gráficos principais e as Figuras 96, 97, 98 e 99 dos gráficos conclusivos.

Tabela 6 MOTOR 1 - VARIAÇÃO DA TENSÃO DE ENTRADA SENOIDAL versus CARGA 1 (Gerador de CC só como carga mecânica)

Ven (V)	Ien (A)	Pen _{sG} (kW)	Paen _{sG} (kVA)	Qen _{sG} (kVAR)	Tac (RPM)	FPen _{sG}	Peixo (kW)	Rendimento (%)	Conjugado (N.m)
220	6,23	0,45	1,37	1,29	1787	0,33	0,112	24,9	0,60
200	5,44	0,44	1,09	0,99	1783	0,41	0,127	28,9	0,68
180	4,86	0,39	0,87	0,77	1775	0,46	0,124	31,9	0,67
160	4,46	0,35	0,71	0,61	1766	0,50	0,117	33,0	0,63
140	4,18	0,34	0,58	0,47	1756	0,58	0,114	33,8	0,62
120	4,19	0,33	0,50	0,37	1746	0,65	0,113	34,3	0,62
100	4,30	0,33	0,43	0,30	1735	0,77	0,112	34,0	0,62

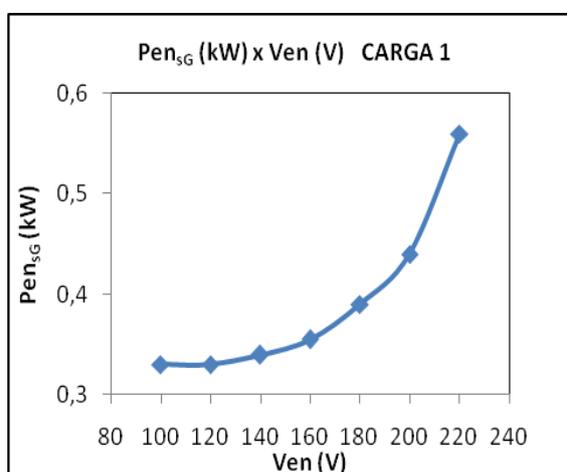


Figura 54 Potência x Tensão de entrada

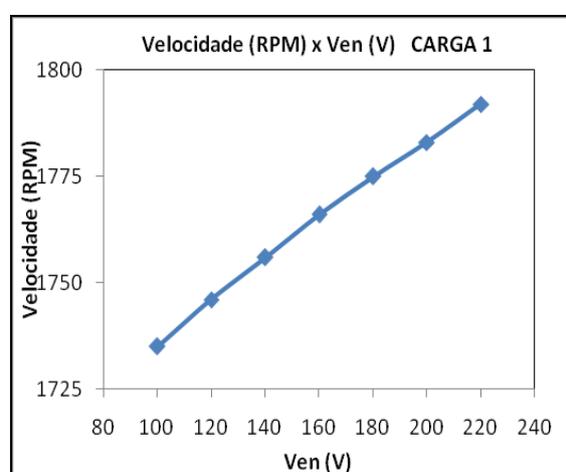


Figura 55 Velocidade x Tensão de entrada

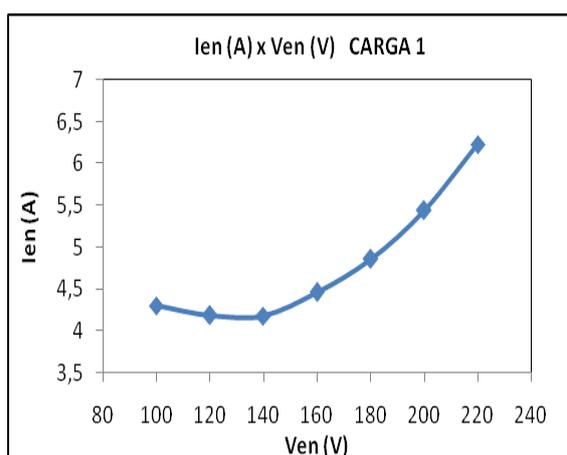


Figura 56 Corrente x Tensão de entrada

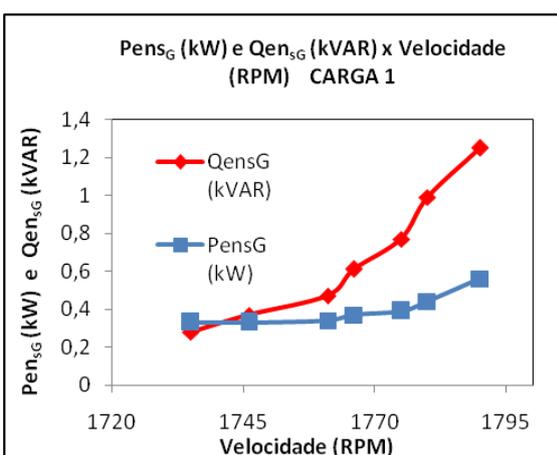


Figura 57 Potência real e reativa x Velocidade

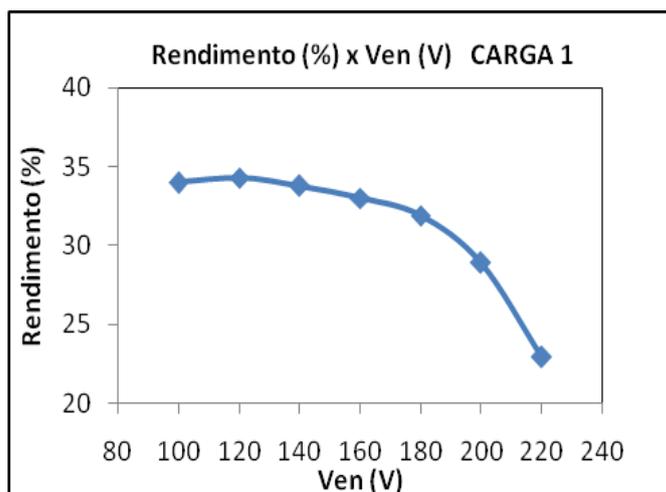


Figura 58 Rendimento x Tensão de entrada

Observações:

1. CARGA 1 é o Gerador de CC só como carga mecânica do motor - sem excitação externa do campo e sem controle do conjugado.
2. Com a chave liga/desliga ligada (eliminando o Gradador) foi elaborada a tabela 6 e as Figuras 54, 55, 56, 57 e 58 onde pode-se observar que:
 - a) com a redução da tensão aplicada ao motor a potência consumida diminui; e pode-se observar o valor da tensão para a mínima potência (tendência), Figura 54;
 - b) com a redução da tensão aplicada ao motor a velocidade de rotação diminui, Figura 55;
 - c) com a redução da tensão aplicada ao motor a corrente diminui; e pode-se observar o valor da tensão para a mínima corrente, Figura 56;
 - d) com o aumento da velocidade a potência reativa aumenta, Figura 57;
 - e) com a redução da tensão aplicada o rendimento aumenta; e pode-se observar o ponto de rendimento máximo (tendência), Figura 58.

Tabela 7 MOTOR 1 -VARIAÇÃO DA TENSÃO DE ENTRADA SENOIDAL versus CARGA 2 (Gerador de CC como carga do motor – com controle de conjugado)

Ven (V)	Ien (A)	Pen _{sG} (kW)	Paen _{sG} (kVA)	Qen _{sG} (kVAR)	Tac (RPM)	FPen _{sG}	Peixo (kW)	Rendimento (%)	Conjugado (N.m)
220	6,38	0,57	1,40	1,28	1780	0,41	0,186	32,6	1,00
200	5,45	0,56	1,09	0,94	1776	0,51	0,186	33,2	1,00
180	5,00	0,47	0,90	0,77	1769	0,54	0,190	40,4	1,03
160	4,63	0,41	0,74	0,62	1758	0,55	0,190	46,2	1,03
140	4,42	0,38	0,62	0,48	1751	0,62	0,187	49,2	1,02
120	4,47	0,38	0,54	0,38	1731	0,70	0,185	48,6	1,02
100	5,18	0,39	0,52	0,34	1678	0,76	0,183	46,8	1,04

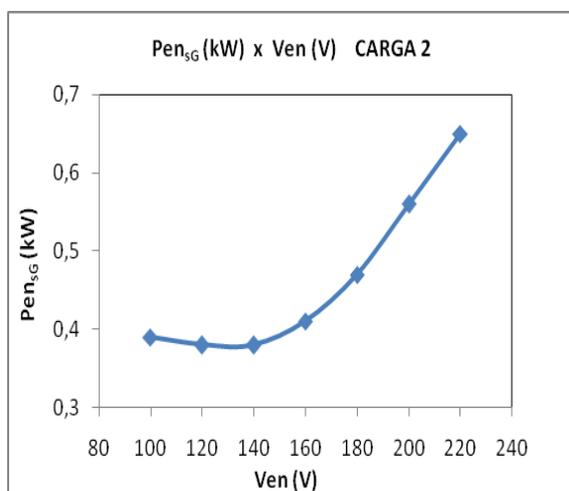


Figura 59 Potência x Tensão de entrada

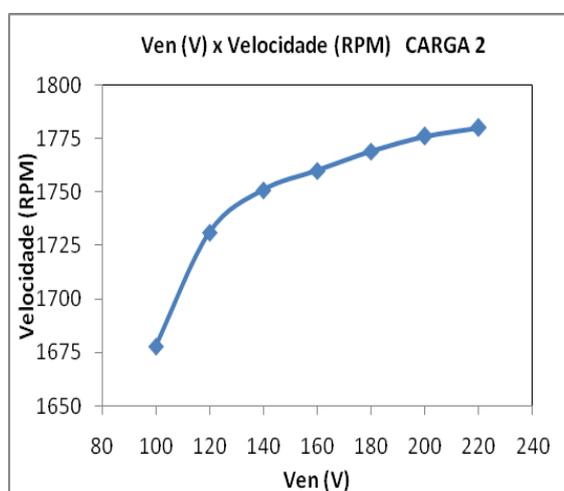


Figura 60 Tensão de entrada x Velocidade

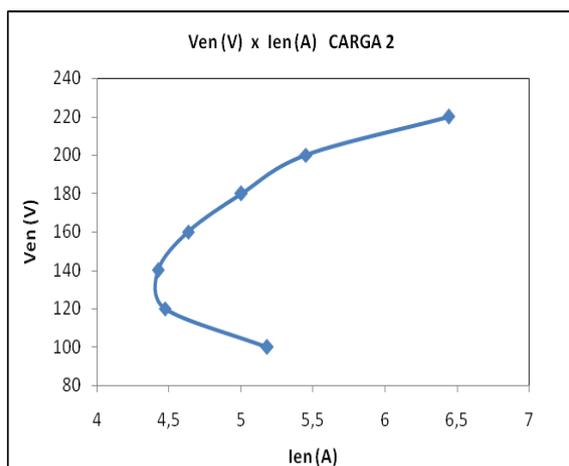


Figura 61 Corrente x Tensão de entrada

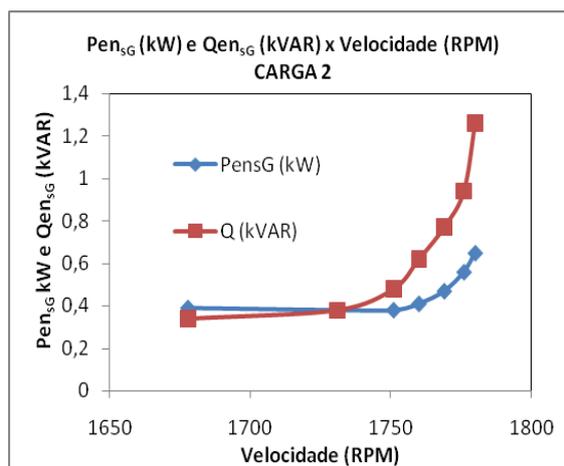


Figura 62 Potência real e reativa x Velocidade

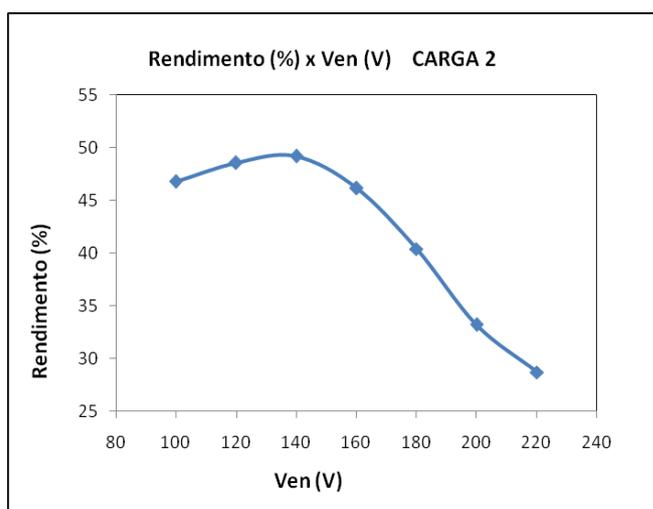


Figura 63 Rendimento x Tensão de entrada

Observações:

1. CARGA 2 é o Gerador de CC como carga mecânica do motor - com excitação externa do campo e com controle do conjugado.
2. Com a chave liga/desliga ligada (eliminando o Gradador) foi elaborada a tabela 7 e as Figuras 59, 60, 61,62 e 63 a onde pode-se observar que:
 - a) com a redução da tensão aplicada ao motor a potência consumida diminui; e pode-se observar o valor da tensão para a mínima potência, Figura 59;
 - b) com a redução da tensão aplicada ao motor a velocidade de rotação diminui, Figura 60;
 - c) com a redução da tensão aplicada ao motor a corrente diminui; e pode-se ver o valor da tensão para mínima corrente, Figura 61;
 - d) com o aumento da velocidade a potência reativa aumenta, Figura 62;
 - e) com a redução da tensão aplicada o rendimento aumenta; e pode-se observar o ponto de rendimento máximo, Figura 63.

Tabela 8 MOTOR 1 -VARIAÇÃO DA TENSÃO DE ENTRADA SENOIDAL versus CARGA 3 (Gerador de CC como carga do motor – com controle de conjugado)

Ven (V)	Ien (A)	Pen _{sG} (kW)	Paen _{sG} (kVA)	Qen _{sG} (kVAR)	Tac (RPM)	FPen _{sG}	Peixo (kW)	Rendimento (%)	Conjugado (N.m)
220	6,60	0,71	1,45	1,26	1771	0,49	0,278	39,2	1,50
200	5,80	0,59	1,16	1,00	1766	0,51	0,281	46,2	1,49
180	5,40	0,56	0,97	0,79	1761	0,58	0,278	49,7	1,51
160	5,23	0,54	0,84	0,64	1751	0,64	0,277	51,4	1,51
140	5,33	0,53	0,75	0,53	1727	0,71	0,275	51,8	1,52
120	5,75	0,52	0,69	0,45	1692	0,76	0,264	50,4	1,49
100	6,66	0,53	0,67	0,43	1614	0,77	0,237	45,0	1,40

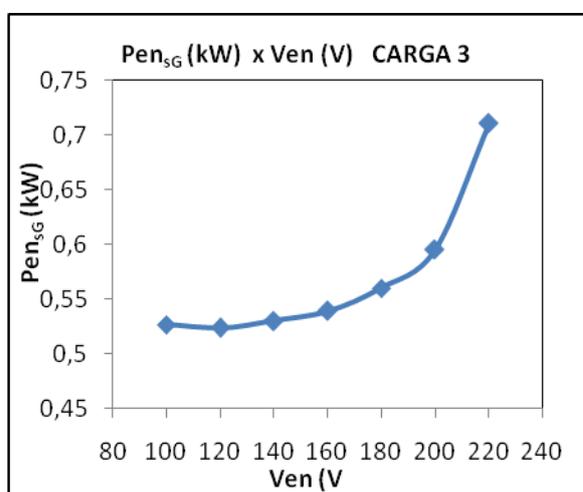


Figura 64 Potência x Tensão de entrada

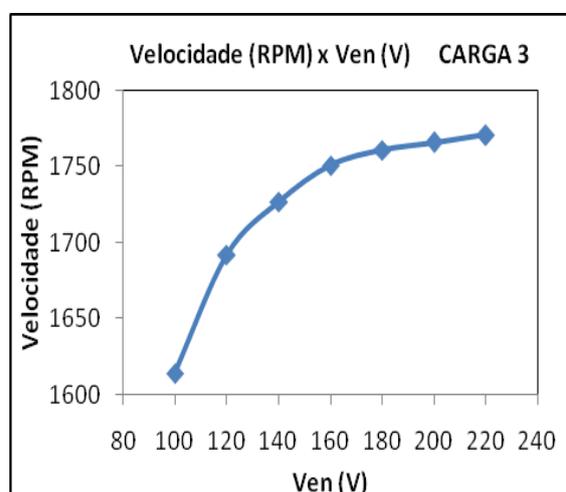


Figura 65 Velocidade x Tensão de entrada

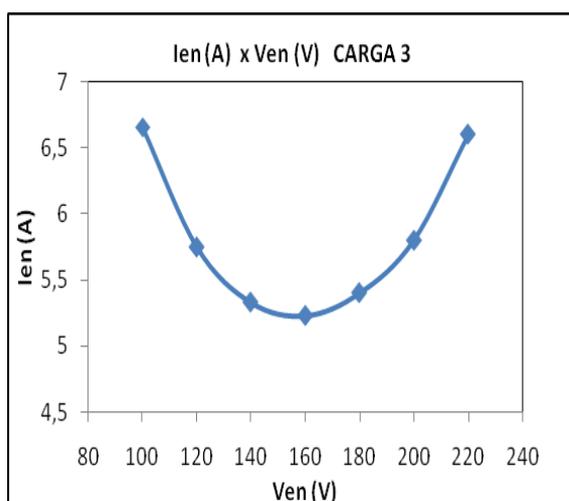


Figura 66 Corrente x Tensão de entrada

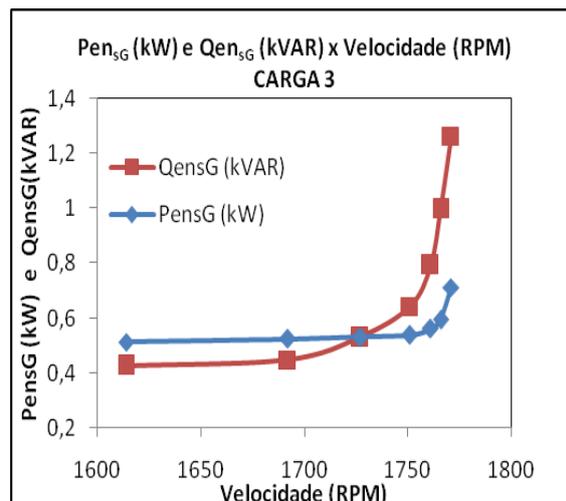


Figura 67 Potência real e reativa x velocidade

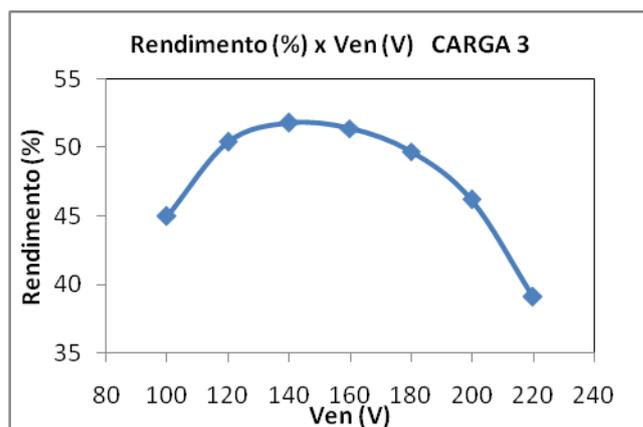


Figura 68 Tensão de entrada x Rendimento

Observações:

1. CARGA 3 é o Gerador de CC como carga mecânica do motor - com excitação externa do campo e com controle do conjugado.
2. Com a chave liga/desliga ligada (eliminando o Gradador) foi elaborada a tabela 8 e as Figuras 64, 65, 66, 67 e 68 onde pode-se observar que:
 - a) com a redução da tensão aplicada ao motor a potência consumida diminui; e pode-se observar o valor da tensão para a mínima potência, Figura 64;
 - b) com a redução da tensão aplicada ao motor a velocidade de rotação diminui, Figura 65;
 - c) com a redução da tensão aplicada ao motor a corrente diminui; e pode-se ver o valor da tensão para mínima corrente, Figura 66;
 - d) com o aumento da velocidade a potência reativa aumenta, Figura 67;
 - e) com a redução da tensão aplicada o rendimento aumenta; e pode-se observar o ponto de rendimento máximo, Figura 68.

Tabela 9 MOTOR 1 - VARIAÇÃO DA TENSÃO DE ENTRADA SENOIDAL versus CARGA 4 (Gerador de CC como carga do motor – com controle de conjugado)

Ven (V)	Ien (A)	Pen _{sG} (kW)	Paen _{sG} (kVA)	Qen _{sG} (kVAR)	Tac (RPM)	FPen _{sG}	Peixo (kW)	Rendimento (%)	Conjugado (N.m)
220	6,77	0,84	1,49	1,23	1760	0,56	0,370	44,0	2,00
200	6,31	0,74	1,26	1,00	1751	0,60	0,372	49,0	1,98
180	6,09	0,72	1,09	0,82	1741	0,66	0,366	51,0	2,01
160	6,14	0,70	0,98	0,68	1727	0,71	0,361	51,6	2,00
140	6,54	0,70	0,92	0,59	1697	0,76	0,352	50,2	1,98
120	9,26	0,87	1,11	0,69	1550	0,78	0,321	36,9	1,98

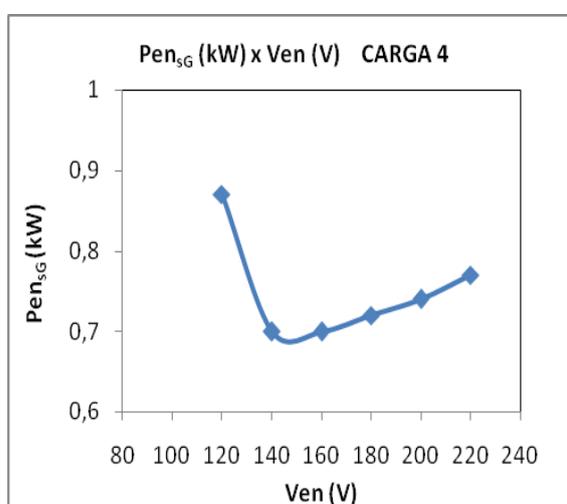


Figura 69 Potência x Tensão de entrada

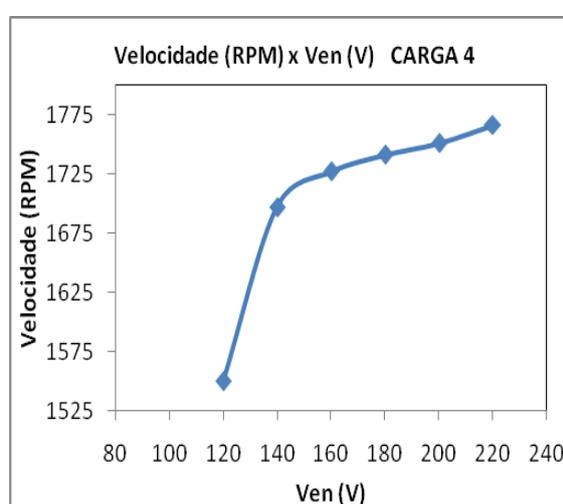


Figura 70 Velocidade x Tensão de entrada

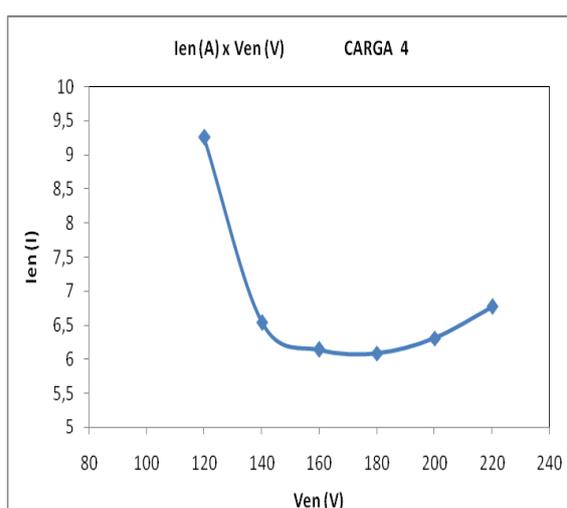


Figura 71 Corrente x Tensão de entrada

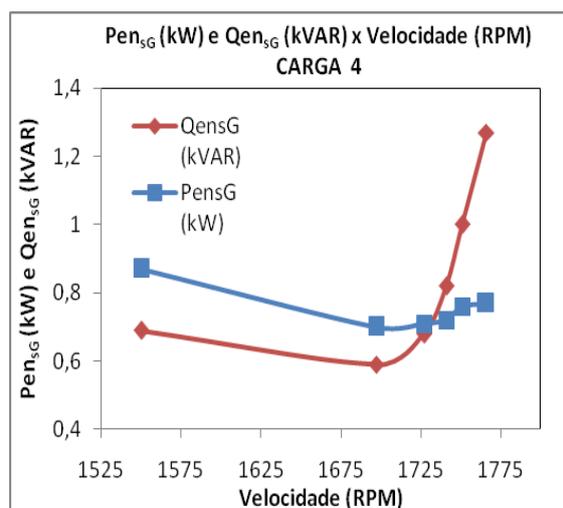


Figura 72 Potência real e reativa x Velocidade

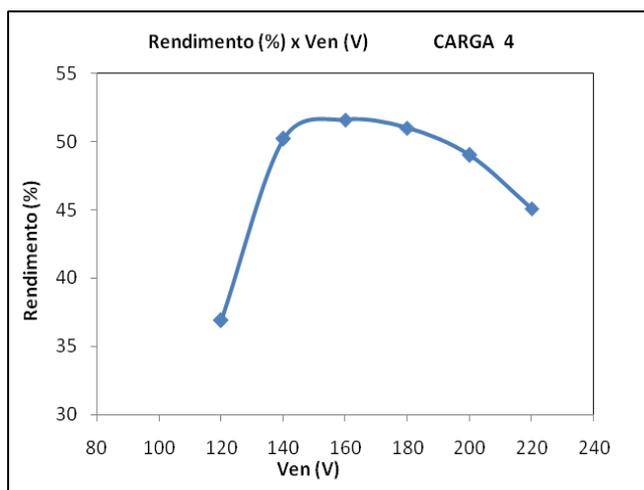


Figura 73 Rendimento x Tensão de entrada

Observações:

1. CARGA 4 é o Gerador de CC como carga mecânica do motor - com excitação externa do campo e com controle do conjugado.
2. Com a chave liga/desliga ligada (eliminando o Gradador) foi elaborada a tabela 9 e as Figuras 69, 70, 71, 72 e 73 onde pode-se observar que:
 - a) com a redução da tensão aplicada ao motor a potência consumida diminui; e pode-se observar o valor de tensão para a mínima potência, Figura 69;
 - b) com a redução da tensão aplicada ao motor a velocidade de rotação diminui, Figura 70;
 - c) com a redução da tensão aplicada ao motor a corrente diminui; e pode-se observar o valor da tensão para a mínima corrente, Figura 71;
 - d) com o aumento da velocidade a potência reativa aumenta, Figura 72;
 - e) com a redução da tensão aplicada o rendimento aumenta; e pode-se observar o ponto de rendimento máximo, Figura 73.

Tabela 10 MOTOR 1 - VARIAÇÃO DA TENSÃO DE ENTRADA SENOIDAL versus CARGA 5 (Gerador de CC como carga do motor – com controle de conjugado)

Ven (V)	Ien (A)	Pen _{sG} (kW)	Paen _{sG} (kVA)	Qen _{sG} (kVAR)	Tac (RPM)	FPen _{sG}	Peixo (kW)	Rendimento (%)	Conjugado (N.m)
220	7,63	1,07	1,68	1,30	1741	0,64	0,519	48,5	3,00
200	7,50	1,05	1,50	1,06	1727	0,71	0,548	52,2	3,03
180	7,77	1,03	1,40	0,92	1707	0,74	0,555	53,9	3,10
150	8,44	1,00	1,37	0,84	1668	0,79	0,522	52,2	2,99
140	9,68	1,08	1,35	0,81	1589	0,80	0,463	42,8	2,78

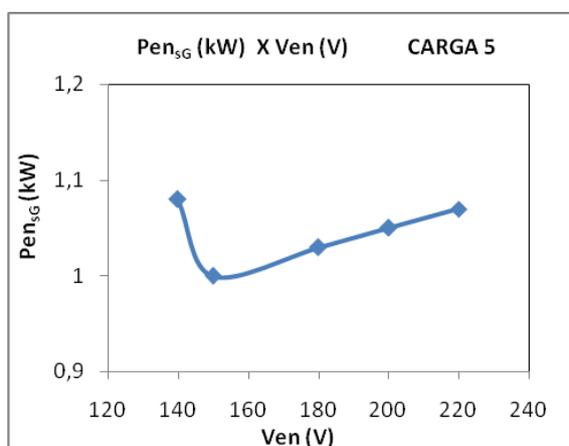


Figura 74 Potência x Tensão de entrada

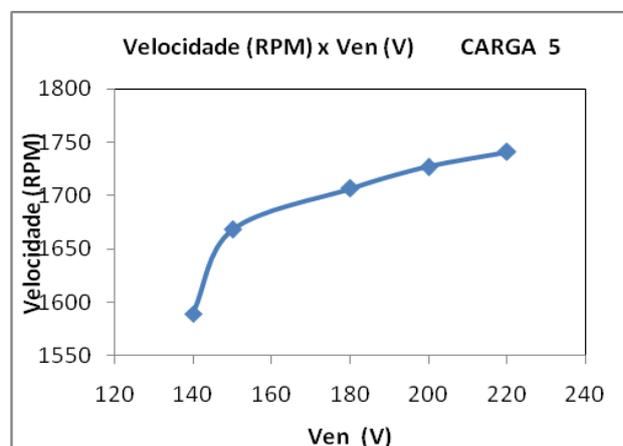


Figura 75 Velocidade x Tensão de entrada

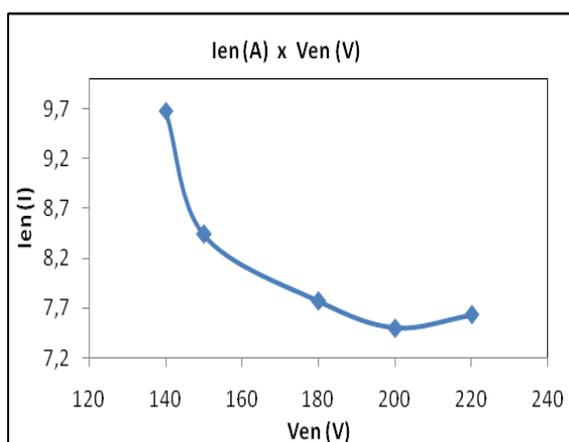


Figura 76 Corrente x Tensão de entrada

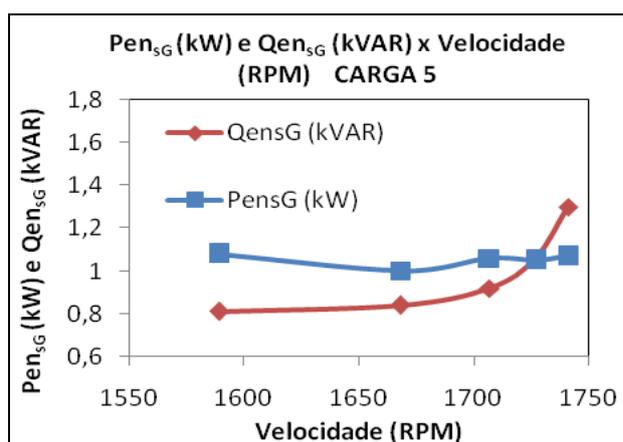


Figura 77 Potência real e reativa x Velocidade

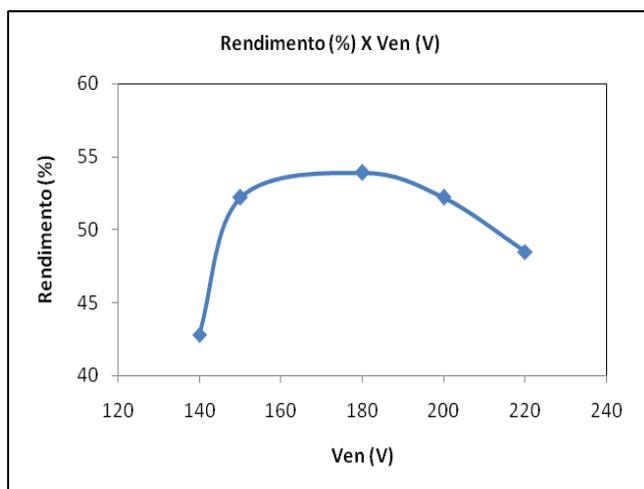


Figura 78 Rendimento x Tensão de entrada

Observações:

1. CARGA 5 é o Gerador de CC como carga mecânica do motor - com excitação externa do campo e com controle do conjugado.
2. Com a chave liga/desliga ligada (eliminando o Gradador) foi elaborada a tabela 10 e as Figuras 74, 75, 76, 77 e 78 onde pode-se observar que:
 - a) com a redução da tensão aplicada ao motor a potência consumida diminui; e pode-se observar o valor da tensão para mínima potência, Figura 74;
 - b) com a redução da tensão aplicada ao motor a velocidade de rotação diminui, Figura 75;
 - c) com a redução da tensão aplicada ao motor a corrente diminui; e pode-se observar o valor da tensão para a mínima corrente, Figura 76;
 - d) com o aumento da velocidade a potência reativa aumenta, Figura 77;
 - e) com a redução da tensão aplicada o rendimento aumenta; e pode-se observar ponto de rendimento máximo, Figura 78.

Tabela 11 MOTOR 1 - VARIAÇÃO DA TENSÃO DE ENTRADA SENOIDAL versus CARGA 6 (Gerador de CC como carga do motor – com controle de conjugado)

Ven (V)	Ien (A)	Pen _{sG} (kW)	Paen _{sG} (kVA)	Qen _{sG} (kVAR)	Tac (RPM)	FPen _{sG}	Peixo (kW)	Rendimento (%)	Conjugado (N.m)
220	8,80	1,38	1,94	1,35	1717	0,71	0,722	52,1	4,00
200	8,76	1,34	1,75	1,14	1697	0,77	0,691	51,6	3,89
180	8,74	1,23	1,57	0,98	1676	0,78	0,619	50,4	3,53
160	8,86	1,13	1,42	0,85	1648	0,80	0,535	47,8	3,10

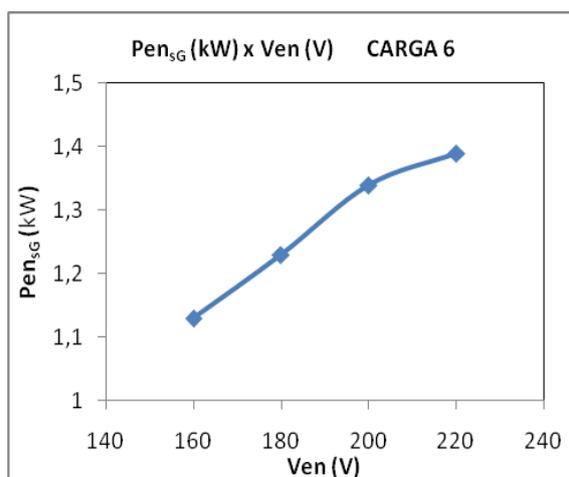


Figura 79 Potência x Tensão de entrada

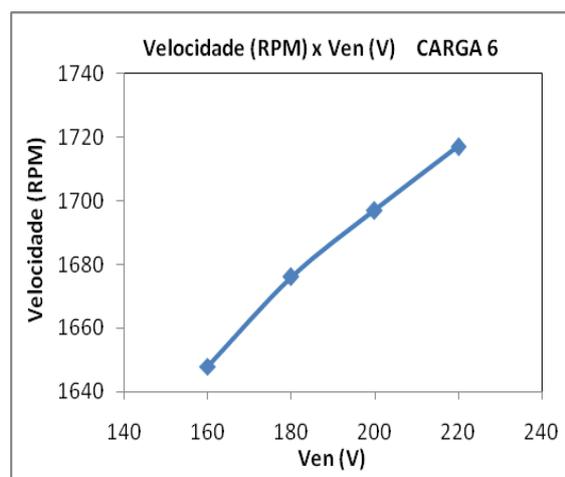


Figura 80 Velocidade x Tensão de entrada

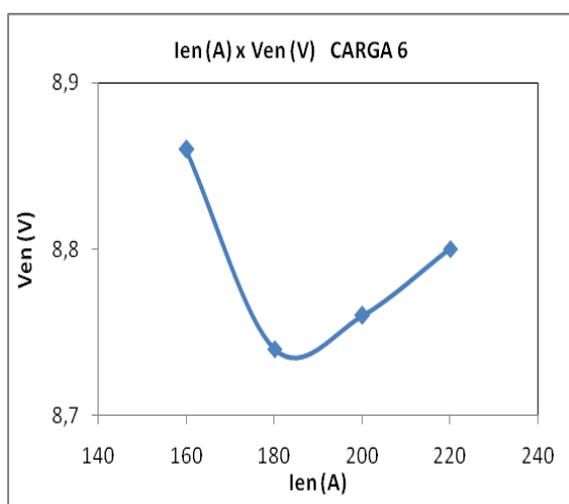


Figura 81 Corrente x Tensão de entrada

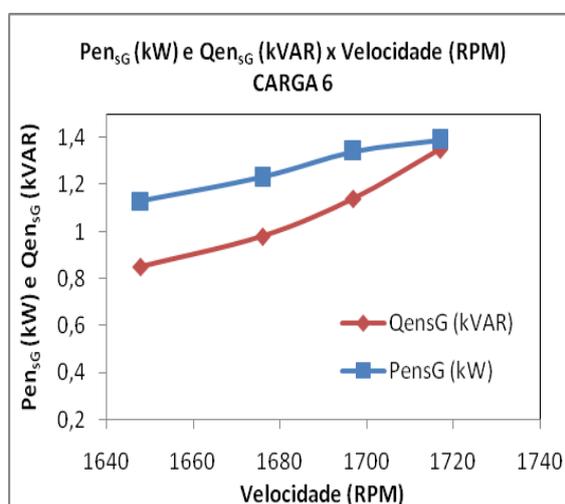


Figura 82 Potência real e reativa x Velocidade

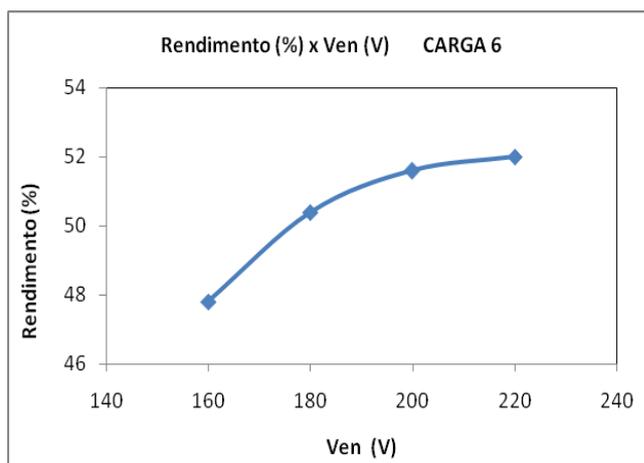


Figura 83 Rendimento x Tensão de entrada

Observações:

1. CARGA 6 é o Gerador de CC como carga mecânica do motor - com excitação externa do campo e com controle do conjugado.
2. Com a chave liga/desliga ligada (eliminando o Gradador) foi elaborada a tabela 11 e as Figuras 79, 80, 81, 82 e 83 onde pode-se observar que:
 - a) com a redução da tensão aplicada ao motor a potência consumida diminui; mas não se pode observar valor da tensão para a mínima potência, pois a carga é a nominal, Figura 79;
 - b) com a redução da tensão aplicada ao motor a velocidade de rotação diminui, Figura 80;
 - c) com a redução da tensão aplicada ao motor a corrente diminui; e pode-se observar o valor da tensão para a mínima corrente que já é, praticamente, a nominal, Figura 81;
 - d) com o aumento da velocidade a potência reativa aumenta, Figura 82;
 - e) com a redução da tensão aplicada, nesta situação de carga, o rendimento só diminui e pode-se observar que o ponto de melhor rendimento (tendência) acontece nos valores nominais de tensão e corrente, Figura 83.

Tabela 12 MOTOR 1- TENSÃO DE ENTRADA SENOIDAL FIXA E CARGAS 0, 1, 2, 3, 4, 5, e 6 - SEM GRADADOR

$V_{en,sG}$ (V)	$I_{en,sG}$ (A)	Pen_{sG} (kW)	Pa_{ensG} (kVA)	$Q_{en,sG}$ (kVAR)	TAC_{sG} (RPM)	$FPen_{sG}$	Peixo (kW)	Rendimento (%)	Conjugado (N.m)	CARGA
220	6,00	0,28	1,32	1,29	1795	0,21	-	-	-	0
220	6,23	0,45	1,37	1,29	1787	0,33	0,110	24,4	0,6	1
220	6,44	0,57	1,40	1,28	1780	0,41	0,186	32,6	1,0	2
220	6,60	0,71	1,45	1,26	1771	0,49	0,278	39,2	1,5	3
220	6,77	0,84	1,49	1,23	1760	0,56	0,370	44,0	2,0	4
220	7,63	1,07	1,68	1,29	1741	0,64	0,547	51,1	3,0	5
220	8,80	1,38	1,94	1,35	1717	0,71	0,719	52,1	4,0	6

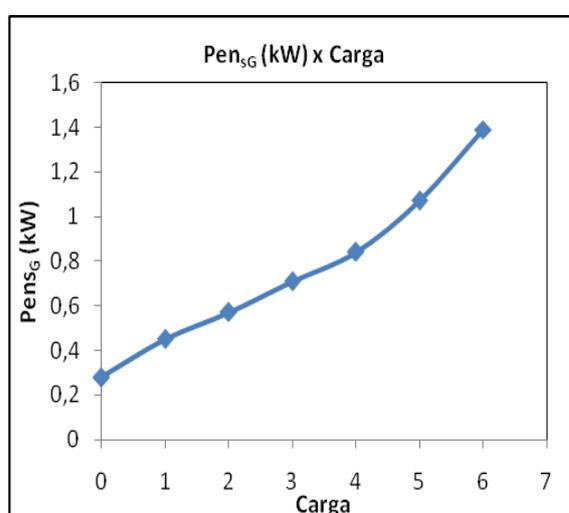


Figura 84 Potência x Carga

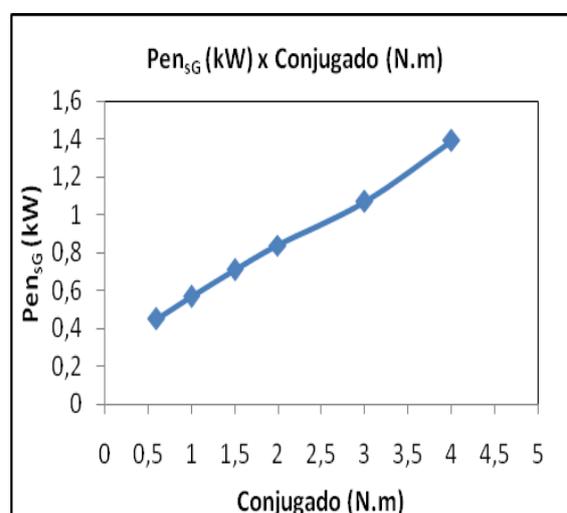


Figura 85 Potência x Conjugado

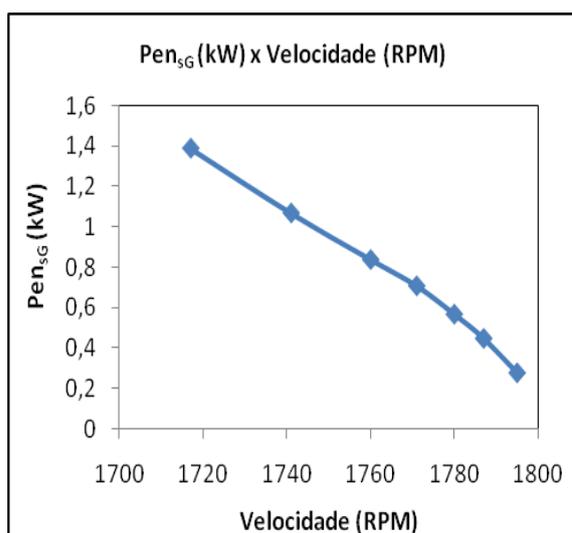


Figura 86 Potência x Velocidade

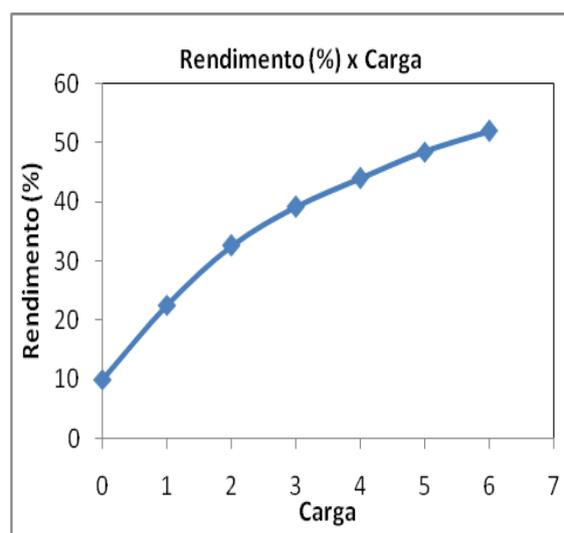


Figura 87 Rendimento x Carga

Observações:

Com a chave liga/desliga ligada (eliminando o Gradador) foi elaborada a tabela 12 e as Figuras 84, 85, 86 e 87 onde pode-se observar que para uma tensão de entrada senoidal fixa (220 Volts):

- a) com o aumento da carga a potência de entrada aumenta, Figura 84;
- b) para aumentar o conjugado a potência de entrada deve aumentar, Figura 85;
- c) com o aumento da potência (aumento da carga e do conjugado) a velocidade de rotação do motor diminui, Figura 86;
- d) com o aumento da carga o rendimento aumenta, Figura 87.

Tabela 13 MOTOR 1 - TENSÃO DE ENTRADA SENOIDAL FIXA, TENSÃO NO MOTOR GATILHADA E CARGAS 0, 1, 2, 3, 4, 5, e 6 - COM GRADADOR

Ven (V)	Ien (A)	Pen _{cG} (kW)	Paen _{cG} (kVA)	Qen _{cG} (kVAR)	FPen _{cG}	Vmotor (V)	Pmotor (kW)	Pamotor (kVA)	Qmotor (kVAR)	Fp motor	Tac (RPM)	Conjugado (N.m)	CAR GA	Peixo (kW)	Rendimento (%)
220	2,6	0,12	0,57	0,56	0,21	101	0,07	0,26	0,25	0,27	1770	-	0	-	-
220	4,5	0,34	0,99	0,93	0,34	130	0,25	0,58	0,52	0,43	1751	0,6	1	0,11	32,4
220	5,2	0,48	1,14	1,03	0,42	154	0,42	0,80	0,68	0,53	1746	1,0	2	0,18	38,1
220	5,9	0,64	1,30	1,13	0,49	170	0,58	1,00	0,81	0,58	1741	1,5	3	0,27	42,2
220	6,5	0,79	1,43	1,19	0,55	180	0,73	1,17	0,92	0,62	1736	2,0	4	0,36	45,6
220	7,8	1,12	1,72	1,31	0,65	195	1,06	1,52	1,08	0,70	1722	3,0	5	0,54	48,2
220	9,2	1,44	2,02	1,42	0,71	204	1,39	1,88	1,26	0,74	1707	4,0	6	0,72	50,0

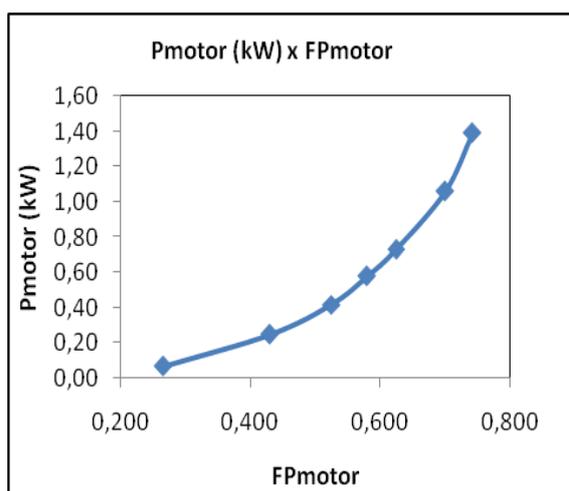


Figura 88 Potência no motor x FP

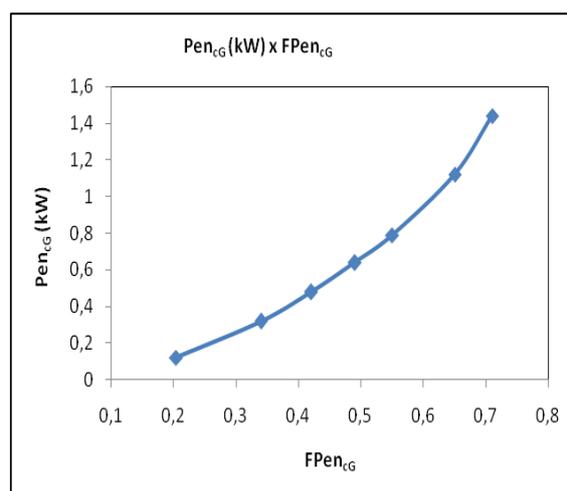


Figura 89 Potência de entrada x FP

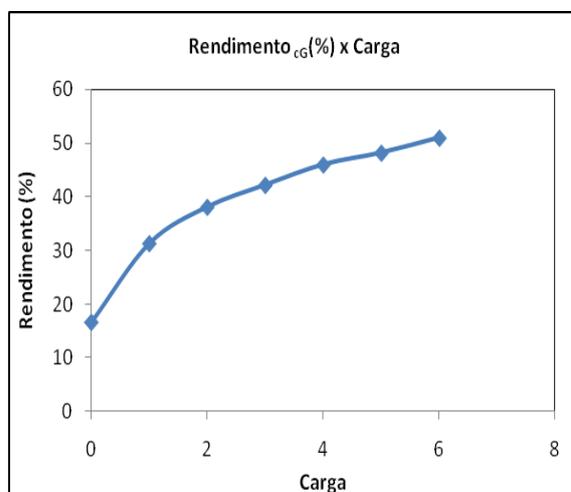


Figura 90 Rendimento x Carga

Tabela 14 MOTOR 1 - TENSÃO DE ENTRADA SENOIDAL REDE, IGUAL A TENSÃO NO MOTOR GATILHADA E CARGAS 0, 1, 2, 3, 4, 5, e 6

Ven (V)	Ien (A)	Pen (kW)	Paen _{sG} (kVA)	Qen _{sG} (kVAR)	FPen _{sG}	Tac (RPM)	Conjugado (N.m)	CARGA	Peixo (kW)	Rendimento (%)
100	2,58	0,03	0,26	0,26	0,13	1702	-	0	-	-
130	3,60	0,28	0,47	0,38	0,60	1711	0,6	1	0,100	35,7
154	4,48	0,43	0,69	0,54	0,62	1730	1	2	0,181	42,1
170	5,40	0,59	0,92	0,71	0,64	1740	1,5	3	0,273	46,3
180	6,22	0,74	1,12	0,84	0,66	1748	2	4	0,366	49,5
195	7,65	1,07	1,49	1,06	0,72	1760	3	5	0,553	51,7
204	9,20	1,35	1,88	1,31	0,72	1770	4	6	0,713	52,8

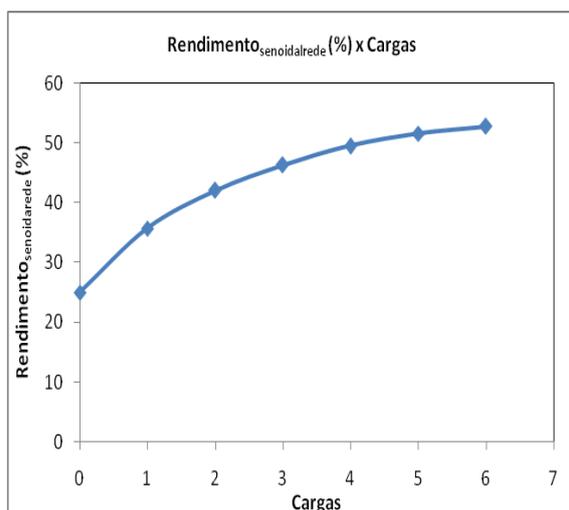


Figura 91 Rendimento x Carga

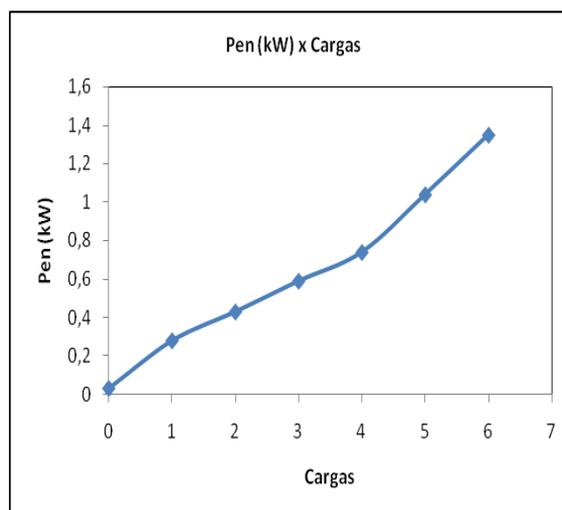


Figura 92 Potência de entrada x Carga

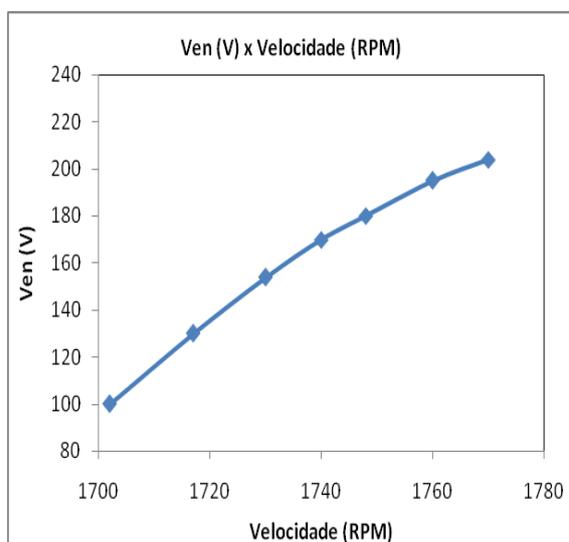


Figura 93 Tensão de entrada x Velocidade

5.1.1 MOTOR 1 - Gráficos Principais

1. No gráfico Pen_{cG} (kW), tabela 13, e P_{motor} (kW), tabela 13, x Carga pode-se ver a perda no próprio Gradador, A diferença entre as curvas é a perda no próprio Gradador.

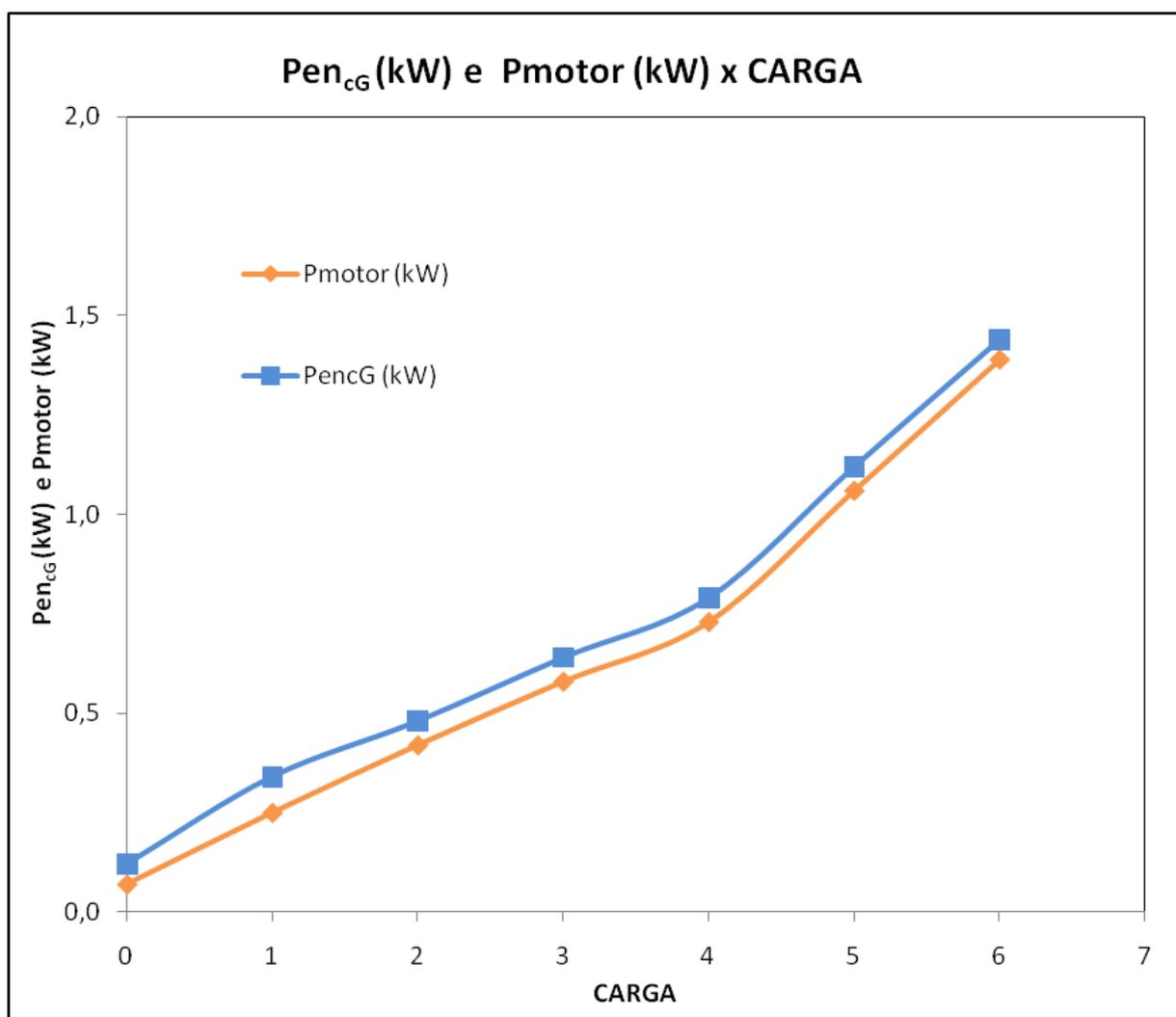


Figura 94 Potência de entrada com gradador e Potência no motor x Carga

2. No gráfico P_{en} (kW), tabela 14 (variação da tensão senoidal da rede com autotransformador de saída variável) e $P_{en_{cG}}$ (kW), tabela 13 (variação da tensão gatilhada com Gradador) x Carga pode-se ver que com a redução da tensão de entrada senoidal da rede, isto é, com a utilização do autotransformador de tensão de saída variável é a melhor condição operacional para redução do consumo de energia, do que com o uso de um Gradador onde a tensão de saída gatilhada é controlada eletronicamente.

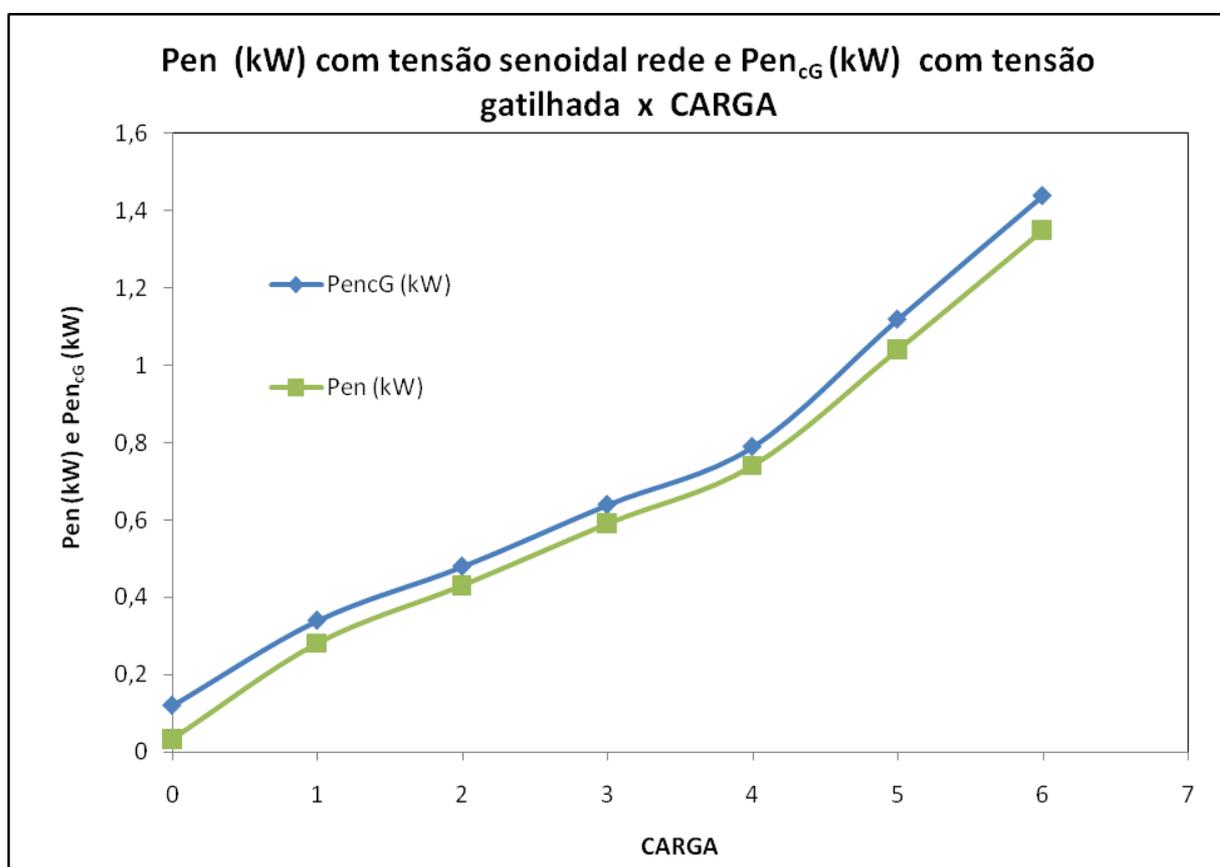


Figura 95 Potência de entrada com tensão senoidal rede e Potência de entrada com gradador x Carga

5.1.2 MOTOR 1 – Gráficos Conclusivos

Motor 1 - Gráfico Conclusivo 1:

O gráfico Pen_{sG} (kW), tabela 12, e Pen_{cG} (kW), tabela 13, x Carga nos mostra o uso do Gradador para redução do consumo de energia elétrica, embora ocorra sempre uma redução da velocidade quando houver uma redução da tensão de entrada. A diferença entre as duas curvas mostra a redução no consumo de energia elétrica. A redução, praticamente ocorre para cargas abaixo de 50% da carga nominal, pois a partir dessa carga a perda no Gradador é maior que a redução.

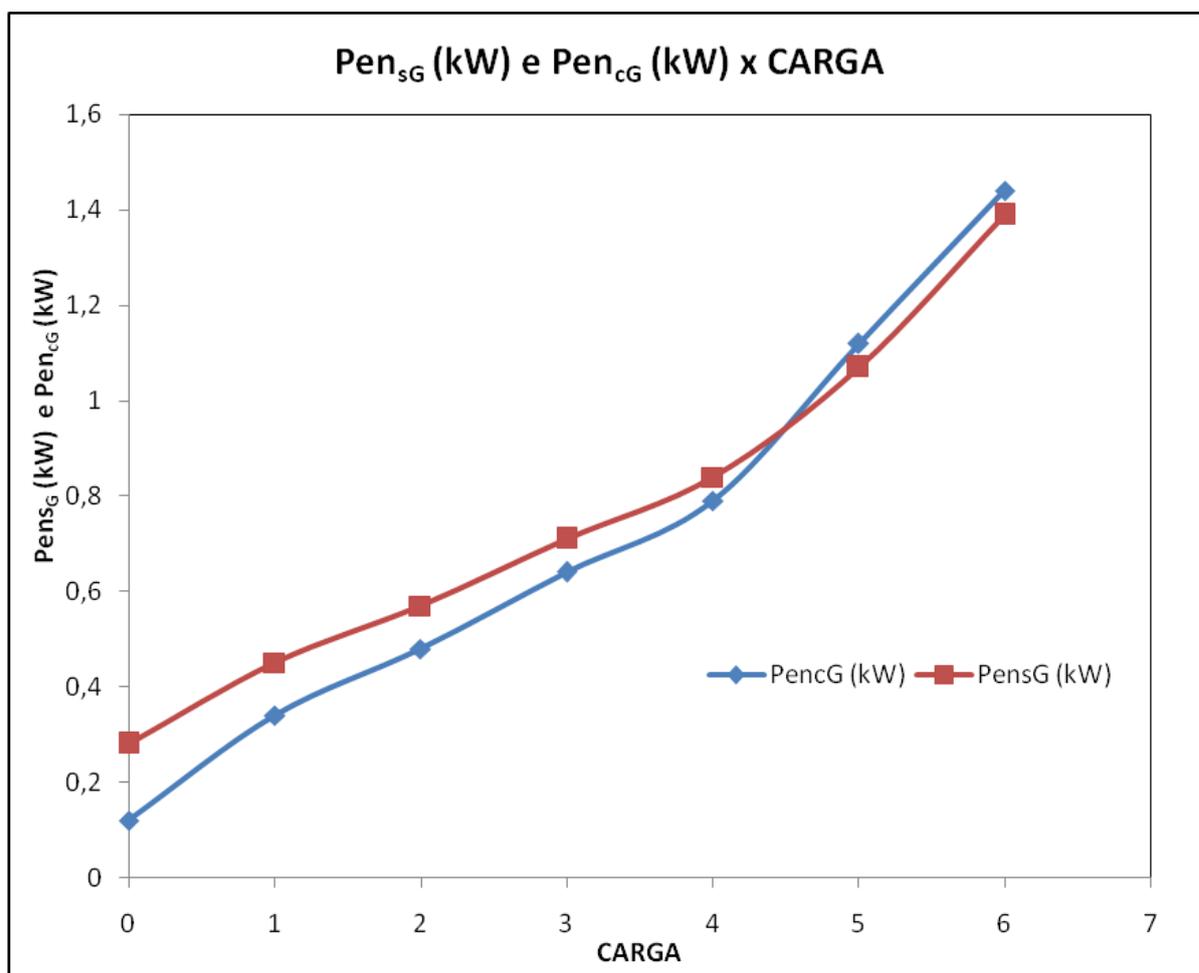


Figura 96 Potência sem gradador e Potência com gradador x Carga

Motor 1 - Gráfico conclusivo 2:

O gráfico Pen_{sG} (kW), tabela 12, e Pen_{cG} (kW), tabela 33, x Conjugado (N.m) nos mostra a vantagem do uso do Gradador para redução do consumo de energia elétrica, embora ocorra sempre uma redução da velocidade quando houver uma redução da tensão de entrada. A diferença entre as duas curvas mostra a redução do consumo de energia elétrica, incluindo as perdas do Gradador, embora a redução considerável só ocorra para cargas abaixo de 50 % abaixo da potência nominal, pois acima dessa carga a perda no gradador é maior que a redução.

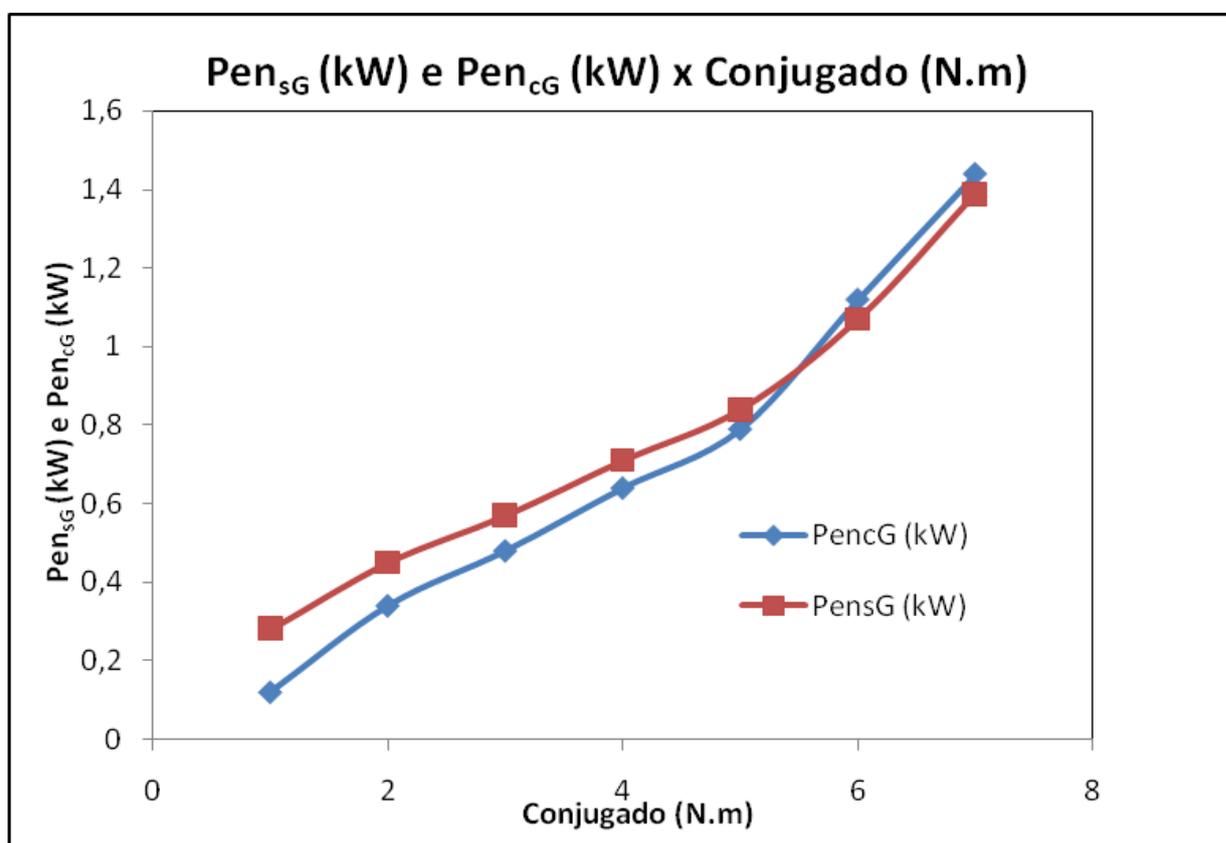


Figura 97 Potência sem gradador e Potência com gradador x Conjugado

Motor 1 - Gráfico conclusivo 3:

O gráfico Pen_{sG} (kW), tabela 12, e Pen_{cG} (kW), tabela 13, x Velocidade (RPM) nos mostra que sempre que houver aumento da carga (do Conjugado ou da Potência) aplicada ao motor ocorre uma redução na velocidade (para manter o Conjugado constante). Isso ocorre sem ou com o uso do gradador. Mas, como com o uso do gradador a velocidade de rotação do eixo do motor é menor para cada carga aplicada que a correspondente ao não uso do gradador, deve-se analisar o efeito desta menor velocidade de rotação sobre cada carga específica.

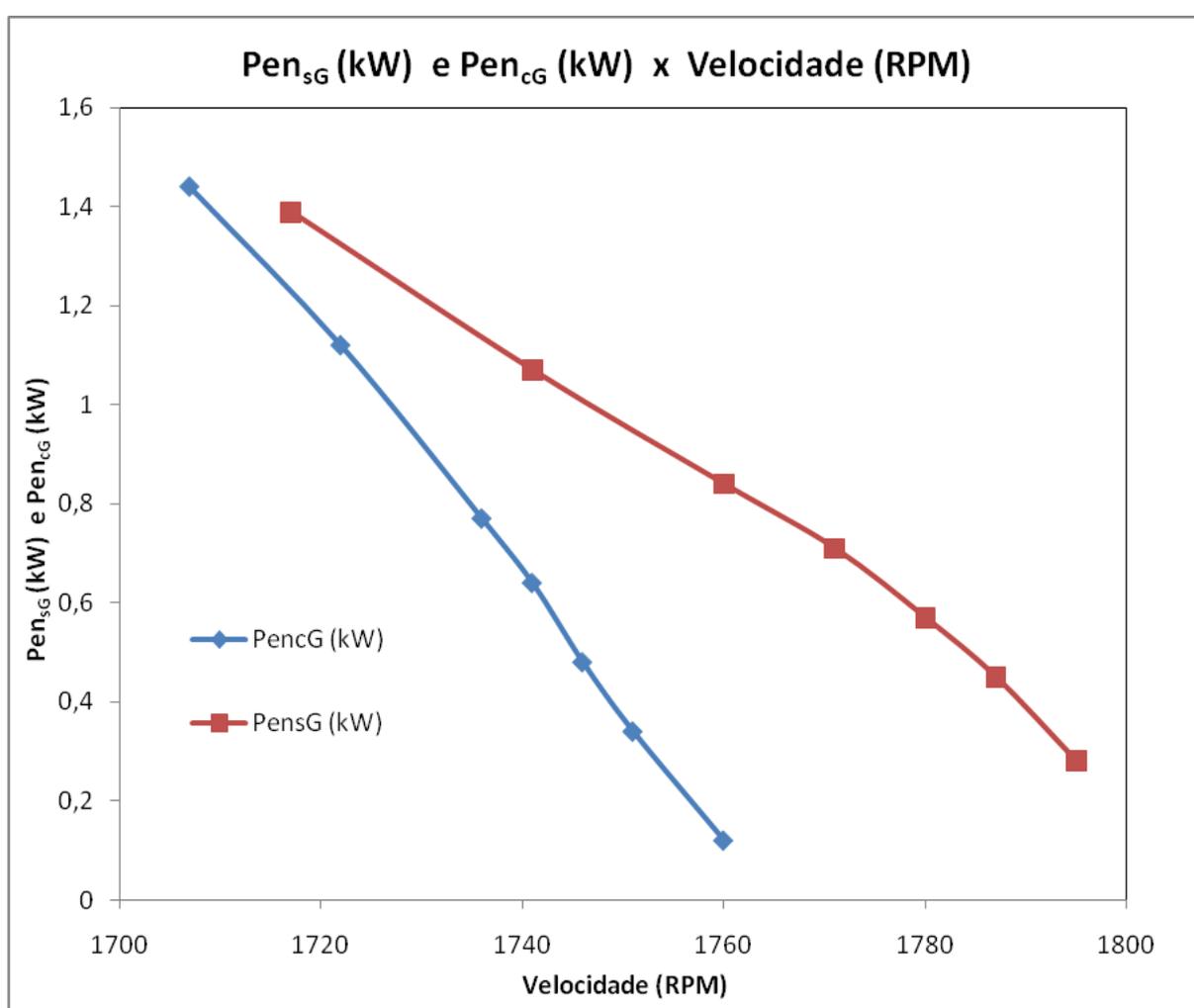


Figura 98 Potência sem gradador e Potência com gradador x Velocidade

Motor 1 - Gráfico conclusivo 4:

Os dados Rendimento_{sG} (%), tabela 12, e Rendimento_{cG} (%), tabela 23, e $\text{Rendimento}_{\text{senpura}}$ (%) x Cargas mostrados no gráfico indica que o rendimento aumenta com a carga. O rendimento com Gradador é melhor que o rendimento sem Gradador, mas a condição de melhor eficiência acontece com a tensão senoidal da rede variando para cada carga com o autotransformador de tensão de saída variável, pois a tensão senoidal da rede não tem, teoricamente, distorção harmônica (perdas menores).

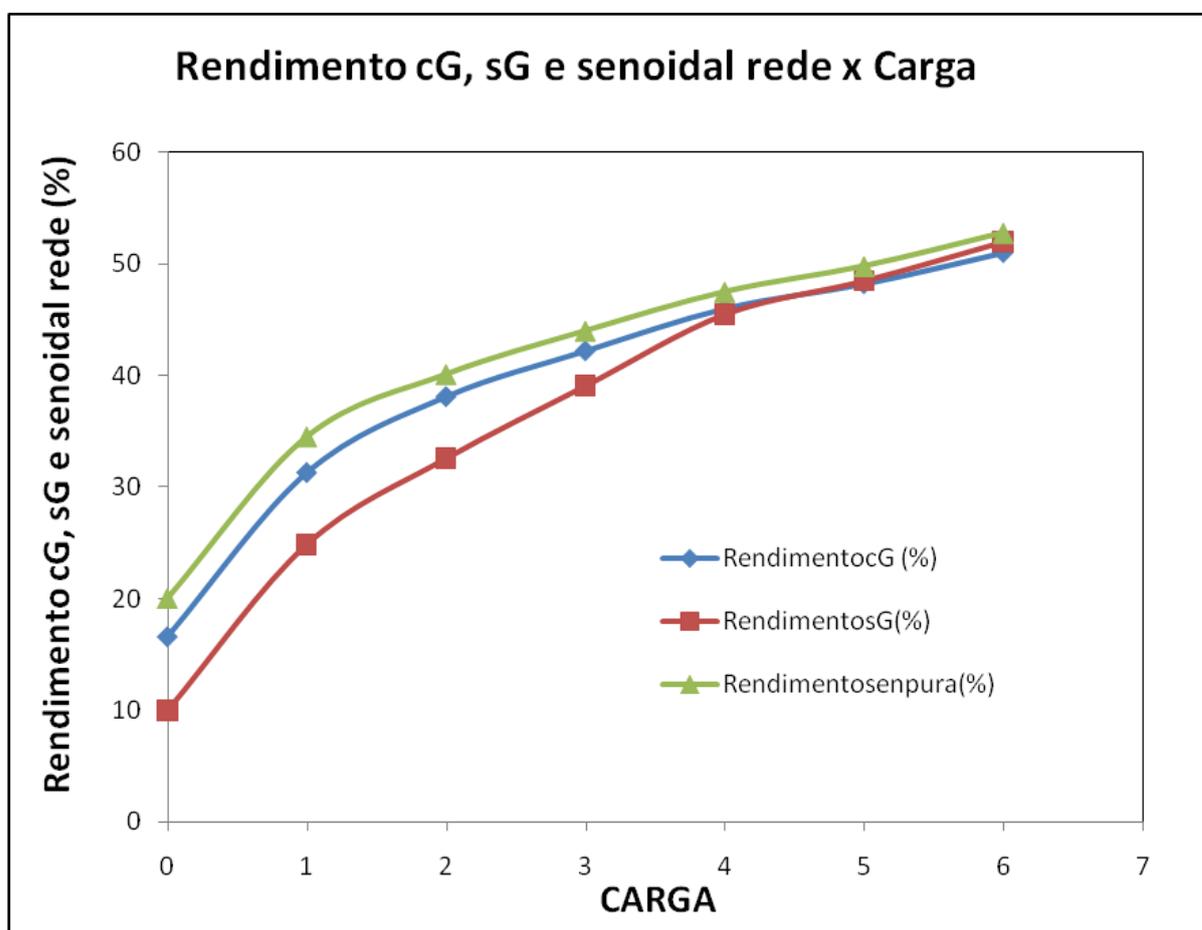


Figura 99 Rendimento com e sem gradador e com alimentação senoidal pura x Carga

5.2 MOTOR 2 - CONFIGURAÇÃO ELETROMECÂNICA MONTADA EM LABORATÓRIO

CONFIGURAÇÃO ELETROMECÂNICA MONTADA PARA TESTE NO LME-eletrô

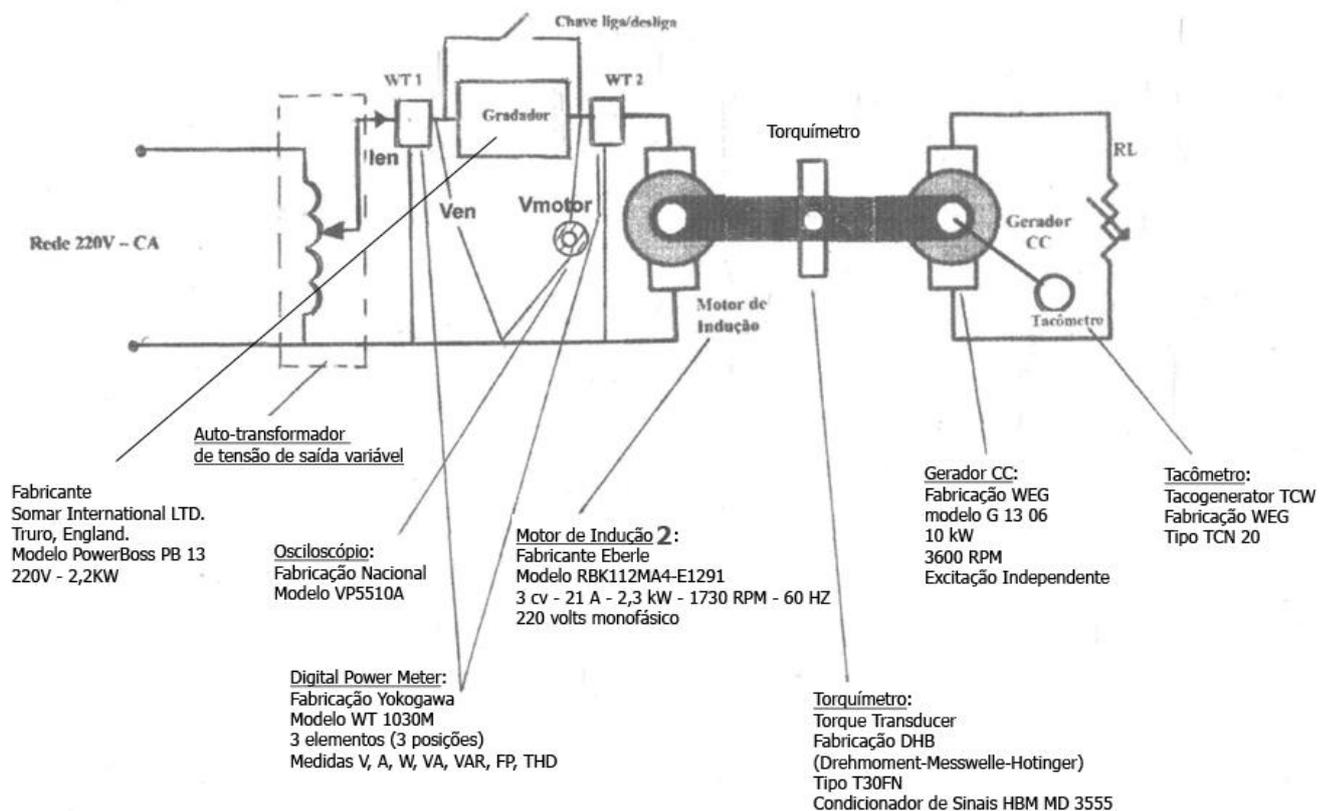


Figura 100 Configuração eletromecânica montada para teste no LMEAE

As características do motor 2 testado estão na Tabela 15.

Tabela 15 Características de placa do motor 2

Fabricante	Eberle
ABNT/NBR	7094
Modelo	RBK 112 MA4 - E 1291
Potência	cv 3,0 - kW 2,2
Tensão - Corrente	220 monofásico - 21 A
Rotação	1730 RPM
Frequência	60 Hz
Isol	B
IP	55
FS	1
Capacitor de partida	2 x (250-324) μ F – 250 VAC

Os testes estão nas Tabelas 16, 17, 18, 19, 20, 21, 22, 23 e 24, para cada nível de tensão e cada carga e cada conjugado, com e sem gradador, com os respectivos gráficos e observações pertinentes.

Também estão as Figuras 141 e 142 dos gráficos principais e as Figuras 143, 144, 145 e 146 dos gráficos conclusivo para o motor 2.

Tabela 16 MOTOR 2 -VARIACÃO DA TENSÃO DE ENTRADA SENOIDAL versus CARGA 1 (Gerador de CC só como carga mecânica)

Ven (V)	Ien (A)	Pen _{sG} (kW)	Paen _{sG} (kVA)	Qen _{sG} (kVAR)	Tac (RPM)	FPen _{sG}	Peixo (kW)	Rendimento (%)	Conjugado (N.m)
220	13,1	0,86	2,88	2,75	1793	0,30	0,281	32,7	1,50
200	9,00	0,67	1,80	1,67	1794	0,37	0,293	43,7	1,56
180	6,90	0,53	1,24	1,12	1793	0,43	0,287	54,2	1,53
160	5,75	0,46	0,92	0,80	1792	0,50	0,285	62,0	1,52
140	5,00	0,41	0,70	0,57	1790	0,58	0,281	68,5	1,50
120	4,55	0,37	0,55	0,41	1785	0,67	0,277	74,9	1,48
100	4,39	0,33	0,44	0,29	1775	0,75	0,275	83,3	1,48

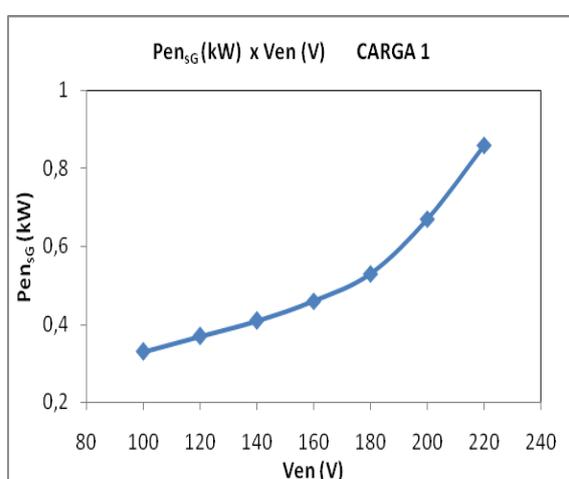


Figura 101 Potência x Tensão de entrada

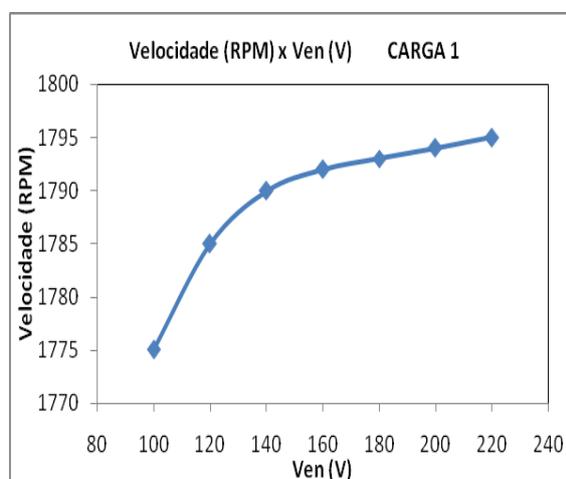


Figura 102 Velocidade x Tensão de entrada

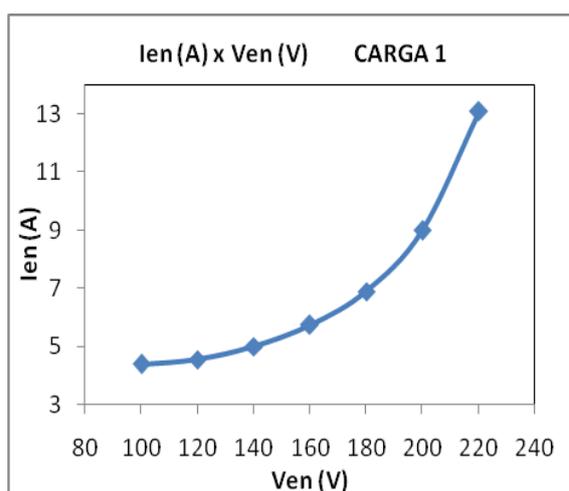


Figura 103 Corrente x Tensão de entrada

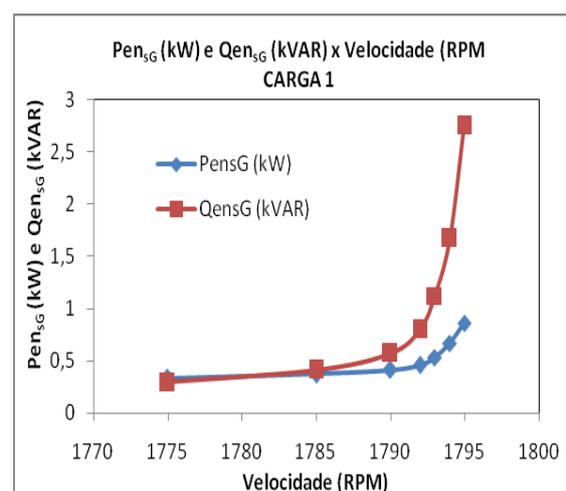


Figura 104 Potência real e reativa x Velocidade

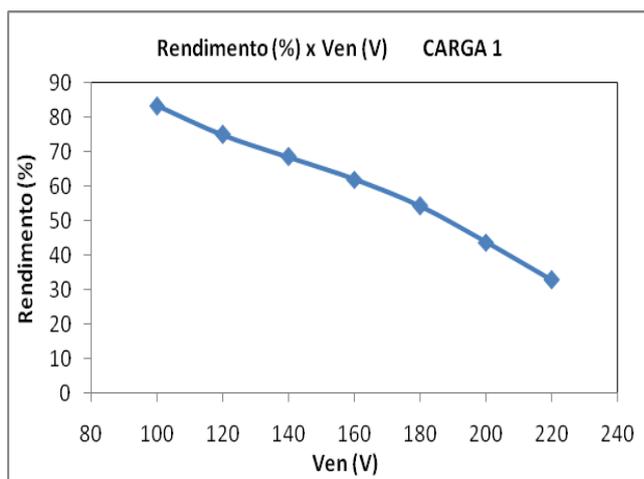


Figura 105 Rendimento x Tensão de entrada

Observações:

1. CARGA 1 é o Gerador de CC só como carga mecânica do motor - sem excitação externa do campo e sem controle do conjugado.
2. Com a chave liga/desliga ligada (eliminando o Gradador) foi elaborada a tabela 16 e as Figuras 101, 102, 103, 104 e 105 onde pode-se observar que:
 - a) com a redução da tensão aplicada ao motor a potência consumida diminui e indica uma tendência ao ponto de mínima potência, Figura 101;
 - b) com a redução da tensão aplicada ao motor a velocidade de rotação diminui, Figura 102;
 - c) com a redução da tensão aplicada ao motor a corrente diminui; e pode-se observar o valor da tensão para a mínima corrente (tendência), Figura 103;
 - d) com o aumento da velocidade a potência reativa aumenta, Figura 104
 - e) com a redução da tensão aplicada o rendimento aumenta, mas ainda não se observa o ponto de rendimento máximo, Figura 105.

Tabela 17 MOTOR 2 - VARIAÇÃO DA TENSÃO DE ENTRADA SENOIDAL versus CARGA 2 (Gerador de CC como carga do motor – com controle de conjugado)

Ven (V)	Ien (A)	Pen _{sG} (kW)	Paen _{sG} (kVA)	Qen _{sG} (kVAR)	Tac (RPM)	FPen _{sG}	Peixo (kW)	Rendimento (%)	Conjugado (N.m)
220	13,2	1,01	2,90	2,71	1792	0,35	0,375	37,1	2,00
200	9,13	0,69	1,83	1,69	1794	0,38	0,35	50,7	1,86
180	7,05	0,61	1,27	1,12	1793	0,48	0,35	57,4	1,88
160	6,06	0,54	0,97	0,81	1791	0,56	0,35	65,0	1,87
140	5,40	0,49	0,76	0,58	1785	0,64	0,35	71,3	1,87
120	5,10	0,45	0,61	0,42	1775	0,73	0,35	77,8	1,87
100	5,00	0,40	0,50	0,30	1761	0,80	0,35	87,5	1,89

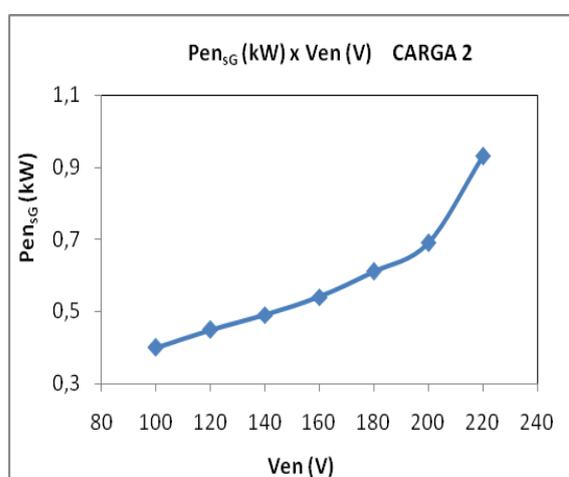


Figura 106 Potência x Tensão de entrada

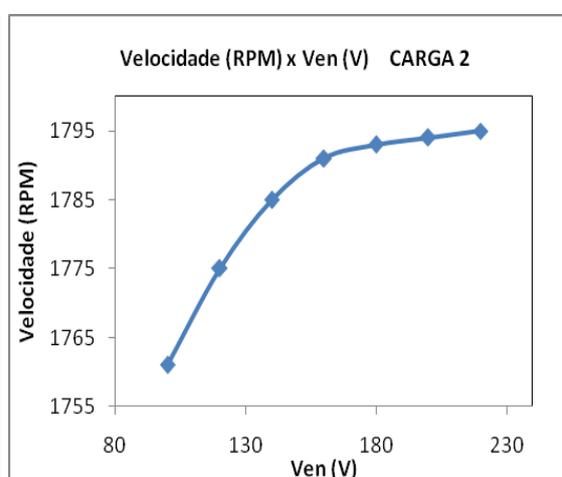


Figura 107 Velocidade x Tensão de entrada

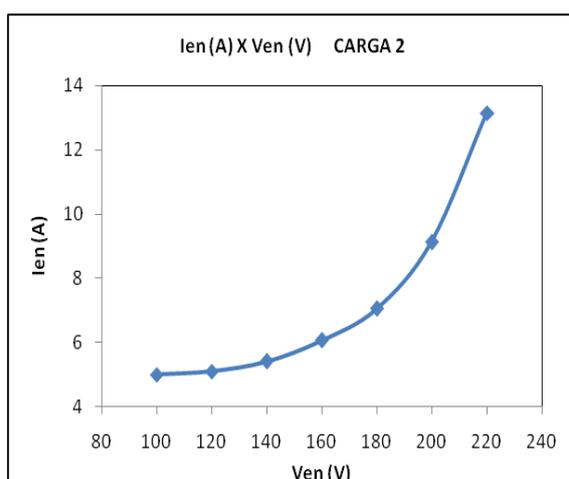


Figura 108 Corrente x Tensão de entrada

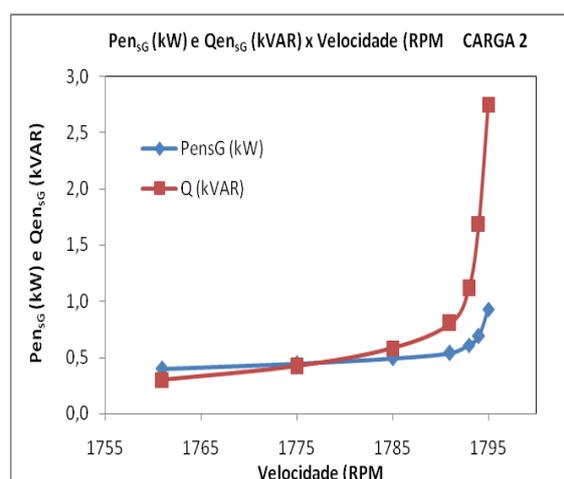


Figura 109 Potência real e reativa x Velocidade

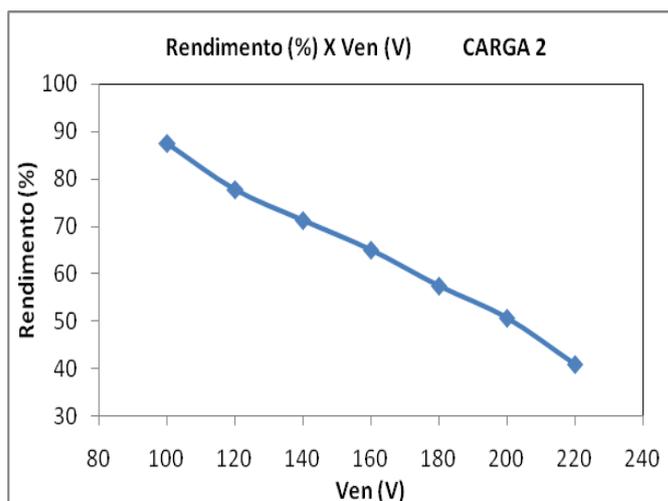


Figura 110 Rendimento x Tensão de entrada

Observações:

1. CARGA 2 é o Gerador de CC como carga mecânica do motor - com excitação externa do campo e com controle do conjugado.
2. Com a chave liga/desliga ligada (eliminando o Gradador) foi elaborada a tabela 17 e as Figuras 106, 107, 108, 109 e 110 onde pode-se observar que:
 - a) com a redução da tensão aplicada ao motor a potência consumida diminui; e pode-se observar o valor da tensão para a mínima potência, Figura 106;
 - b) com a redução da tensão aplicada ao motor a velocidade de rotação diminui, Figura 107;
 - c) com a redução da tensão aplicada ao motor a corrente diminui; e pode-se observar o valor da tensão para a mínima corrente (tendência), Figura 103;
 - d) com o aumento da velocidade a potência reativa diminui, Figura 109;
 - e) com a redução da tensão aplicada o rendimento aumenta, mas ainda não se pode observar o ponto de rendimento máximo, Figura 110.

Tabela 18 MOTOR 2 - VARIAÇÃO DA TENSÃO DE ENTRADA SENOIDAL versus CARGA 3 (Gerador de CC como carga do motor – com controle de conjugado)

Ven (V)	Ien (A)	Pen _{sG} (kW)	Paen _{sG} (kVA)	Qen _{sG} (kVAR)	Tac (RPM)	FPen _{sG}	Peixo (kW)	Rendimento (%)	Conjugado (N.m)
220	13,23	1,26	2,91	2,65	1786	0,43	0,562	4	3,00
200	9,60	0,94	1,92	1,67	1785	0,49	0,568	60,4	3,04
180	7,90	0,82	1,42	1,16	1780	0,58	0,567	69,1	3,04
160	7,00	0,75	1,12	0,82	1775	0,68	0,559	74,5	3,01
140	6,70	0,71	0,94	0,61	1776	0,76	0,558	78,2	3,00
120	7,00	0,70	0,84	0,47	1751	0,83	0,550	78,6	3,00
100	8,30	0,73	0,83	0,39	1702	0,88	0,535	73,3	3,00
90	9,40	0,76	0,85	0,39	1672	0,89	0,525	69,1	3,00

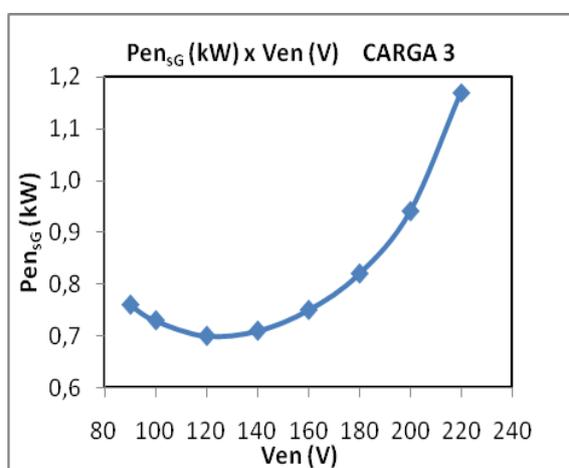


Figura 111 Potência x Tensão de entrada

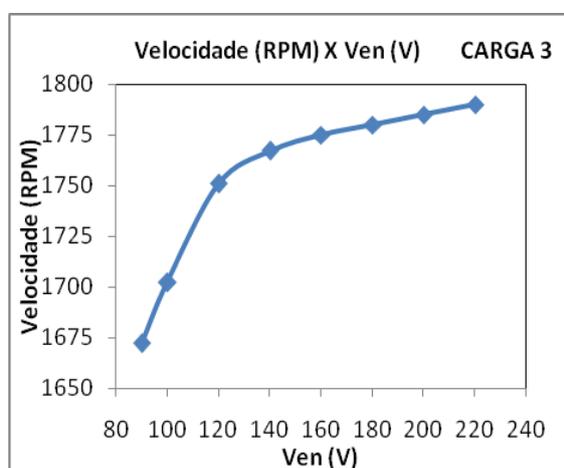


Figura 112 Velocidade x Tensão de entrada

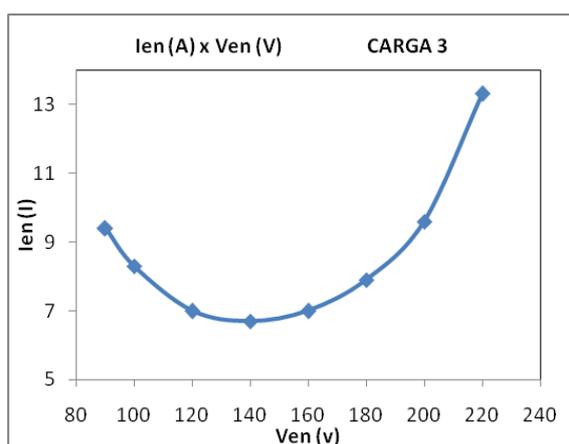


Figura 113 Corrente x Tensão de entrada

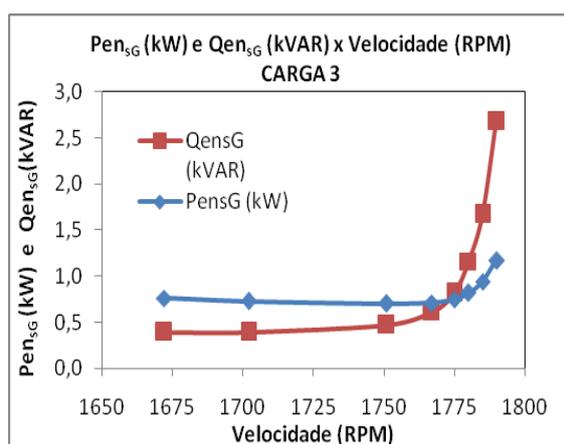


Figura 114 Potência real e reativa x Velocidade

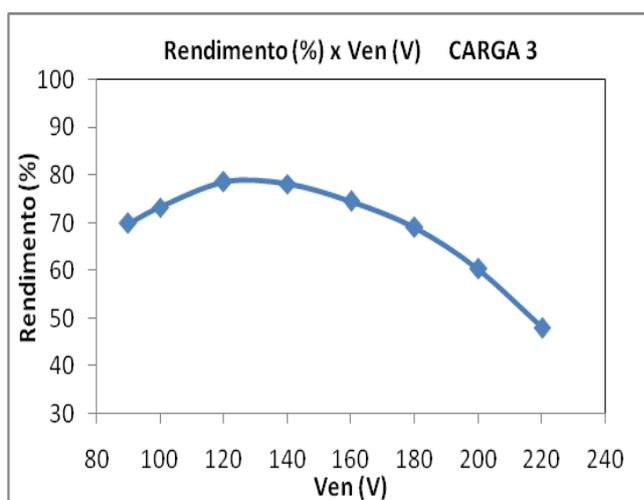


Figura 115 Rendimento x Tensão de entrada

Observações:

1. CARGA 3 é o Gerador de CC como carga mecânica do motor - com excitação externa do campo e com controle do conjugado.
2. Com a chave liga/desliga ligada (eliminando o Gradador) foi elaborada a tabela 18 e as Figuras 111, 112, 113, 114 e 115 onde pode-se observar que:
 - a) com a redução da tensão aplicada ao motor a potência consumida diminui; e pode-se observar o valor da tensão de tensão para a mínima potência, Figura 111;
 - b) com a redução da tensão aplicada ao motor a velocidade de rotação diminui, Figura 112;
 - c) com a redução da tensão aplicada ao motor a corrente diminui; e pode-se observar o valor da tensão para a mínima corrente, Figura 113;
 - d) com o aumento da velocidade a potência reativa aumenta, Figura 114;
 - e) com a redução da tensão aplicada o rendimento aumenta; e pode-se observar o ponto de rendimento máximo, Figura 115.

Tabela 19 MOTOR 2 - VARIAÇÃO DA TENSÃO DE ENTRADA SENOIDAL versus CARGA 4 (Gerador de CC como carga do motor – com controle de conjugado)

Ven (V)	Ien (A)	Pen _{sG} (kW)	Paen _{sG} (kVA)	Qen _{sG} (kVAR)	Tac (RPM)	FPen _{sG}	Peixo (kW)	Rendimento (%)	Conjugado (N.m)
220	13,27	1,48	2,92	2,51	1780	0,52	0,746	52,4	4,00
200	10,10	1,15	2,02	1,66	1780	0,57	0,749	65,1	4,02
180	8,60	1,04	1,55	1,16	1775	0,67	0,743	71,4	4,00
160	8,10	0,97	1,30	0,85	1766	0,75	0,742	76,5	4,01
140	8,22	0,94	1,15	0,66	1751	0,82	0,740	78,7	4,03
120	9,14	0,96	1,10	0,54	1717	0,87	0,721	75,1	4,01
100	11,50	1,01	1,15	0,53	1643	0,88	0,688	68,1	4,00

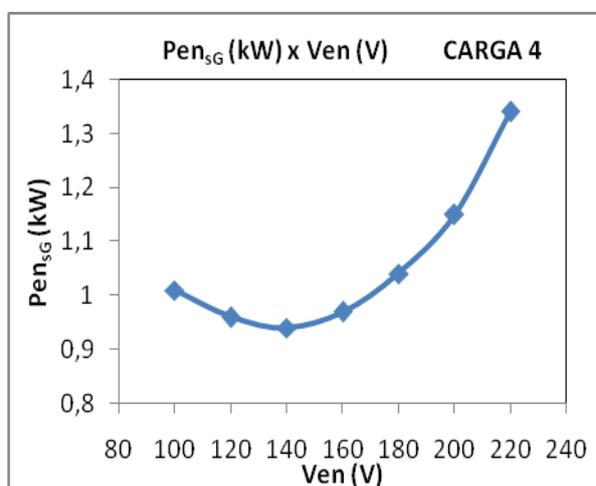


Figura 116 Potência x Tensão de entrada

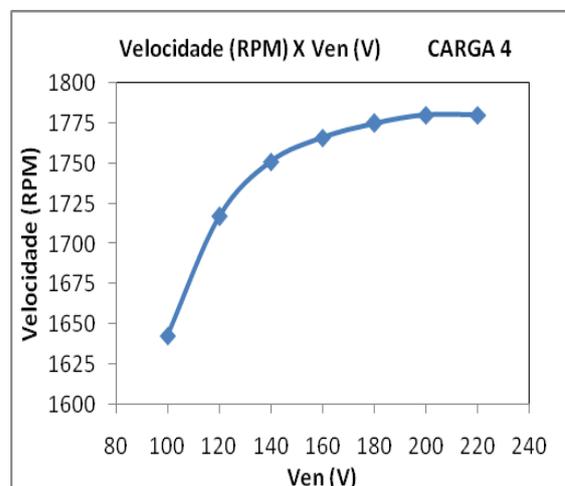


Figura 117 Velocidade x Tensão de entrada

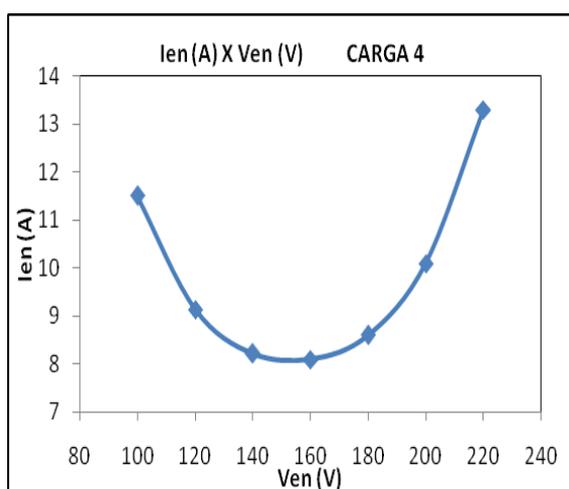


Figura 118 Corrente x Tensão de entrada

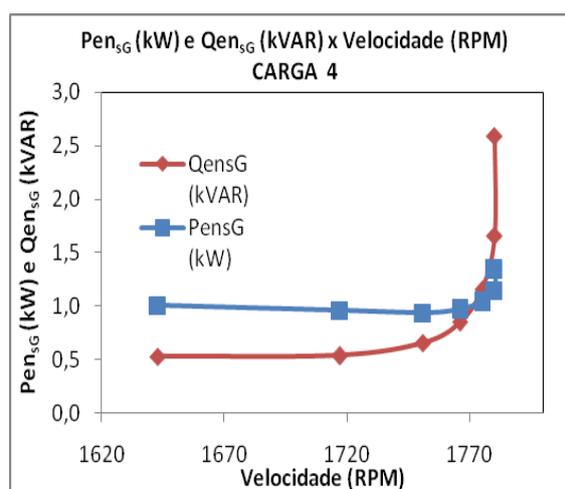


Figura 119 Potência real e reativa x Velocidade

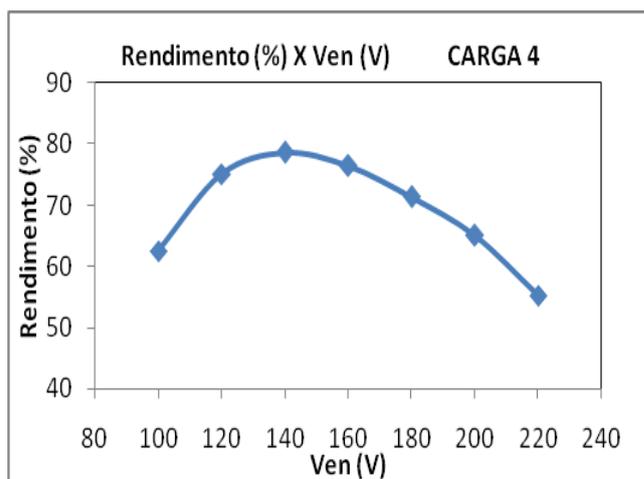


Figura 120 Rendimento x Tensão de entrada

Observações:

1. CARGA 4 é o Gerador de CC como carga mecânica do motor - com excitação externa do campo e com controle do conjugado.
2. Com a chave liga/desliga ligada (eliminando o Gradador) foi elaborada a tabela 19 e as Figuras 116, 117, 118, 119 e 120 onde pode-se observar que:
 - a) com a redução da tensão aplicada ao motor a potência consumida diminui; e pode-se observar o valor da tensão para a mínima potência, Figura 116;
 - b) com a redução da tensão aplicada ao motor a velocidade de rotação diminui, Figura 117;
 - c) com a redução da tensão aplicada ao motor a corrente diminui; e pode-se observar o valor da tensão para a mínima corrente, Figura 118;
 - d) com o aumento da velocidade a potência reativa aumenta, Figura 119;
 - e) com a redução da tensão aplicada o rendimento aumenta; e pode-se observar o ponto de rendimento máximo, Figura 120.

Tabela 20 MOTOR 2 - VARIAÇÃO DA TENSÃO DE ENTRADA SENOIDAL versus CARGA 5 (Gerador de CC como carga do motor – com controle de conjugado)

Ven (V)	Ien (A)	Pen _{sG} (kW)	Paen _{sG} (kVA)	Qen _{sG} (kVAR)	Tac (RPM)	FPen _{sG}	Peixo (kW)	Rendimento (%)	Conjugado (N.m)
220	14,41	2,07	3,17	2,42	1761	0,65	1,291	62,4	7,00
200	12,20	1,78	2,44	1,67	1756	0,73	1,293	72,6	7,03
180	11,70	1,71	2,11	1,23	1741	0,81	1,279	74,8	7,02
150	12,20	1,57	1,83	0,93	1717	0,86	1,258	80,2	7,00
140	13,96	1,74	1,95	0,90	1672	0,89	1,233	70,8	7,04

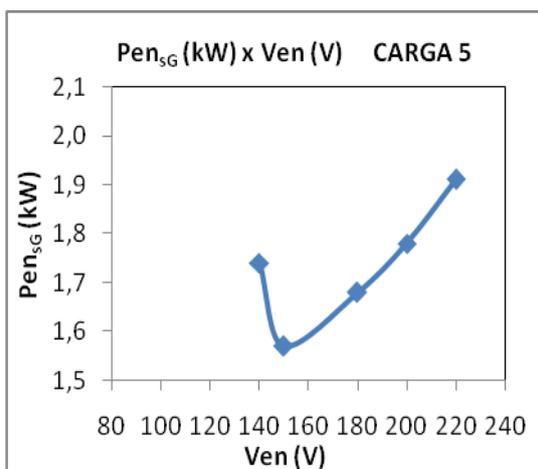


Figura 121 Potência x Tensão de entrada

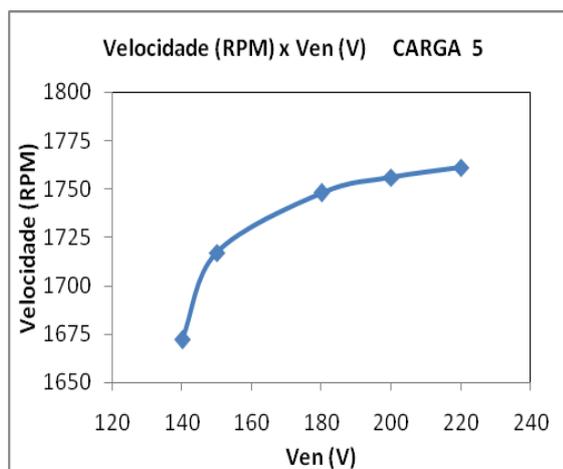


Figura 122 Velocidade x Tensão de entrada

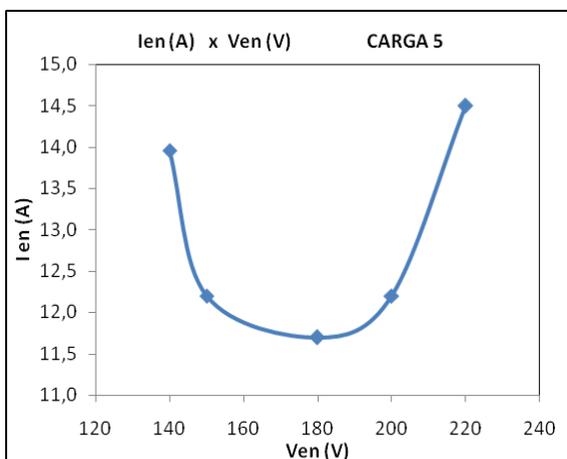


Figura 123 Corrente x Tensão de entrada

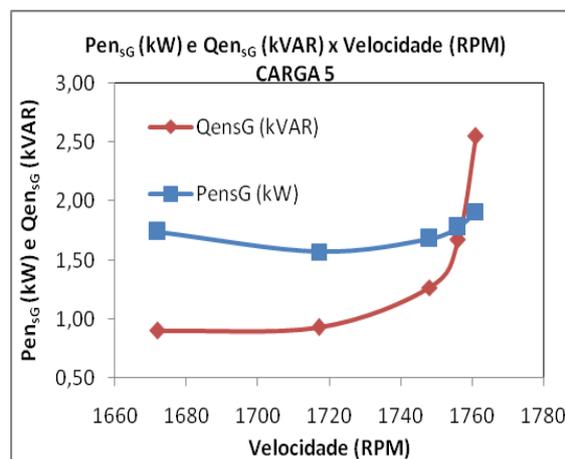


Figura 124 Potência real e reativa x Velocidade

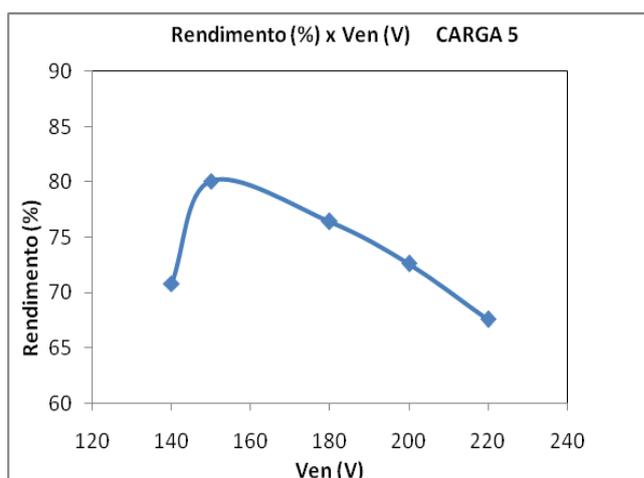


Figura 125 Rendimento x Tensão de entrada

Observações:

1. CARGA 5 é o Gerador de CC como carga mecânica do motor - com excitação externa do campo e com controle do conjugado.
2. Com a chave liga/desliga ligada (eliminando o Gradador) foi elaborada a tabela 20 e as Figuras 121, 122, 123, 124 e 125 onde pode-se observar que:
 - a) com a redução da tensão aplicada ao motor a potência consumida diminui; e pode-se observar o valor da tensão para a mínima potência, Figura 121;
 - b) com a redução da tensão aplicada ao motor a velocidade de rotação diminui, Figura 122;
 - c) com a redução da tensão aplicada ao motor a corrente diminui; e pode-se observar o valor da tensão para a mínima corrente, Figura 123;
 - d) com o aumento da velocidade a potência reativa aumenta, Figura 124;
 - e) com a redução da tensão aplicada o rendimento aumenta; e pode-se observar o ponto de rendimento máximo, Figura 125.

Tabela 21 MOTOR 2 -VARIACÃO DA TENSÃO DE ENTRADA SENOIDAL versus CARGA 6 (Gerador de CC como carga do motor – com controle de conjugado)

Ven (V)	Ien (A)	Pen _{sG} (kW)	Paen _{sG} (kVA)	Qen _{sG} (kVAR)	Tac (RPM)	FPen _{sG}	Peixo (kW)	Rendimento (%)	Conjugado (N.m)
220	14,6	2,31	3,21	2,04	1751	0,72	1,56	67,5	8,50
200	13,6	2,10	2,72	1,73	1741	0,77	1,57	74,8	8,60
180	13,6	2,06	2,45	1,33	1722	0,84	1,54	74,8	8,56
160	14,5	2,04	2,32	1,10	1687	0,88	1,50	73,5	8,50

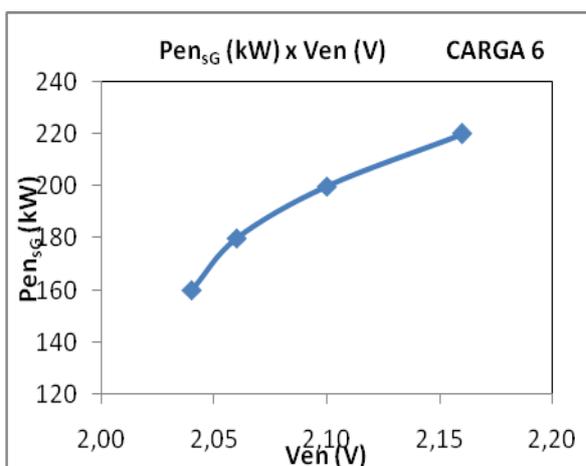


Figura 126 Potência x Tensão de entrada

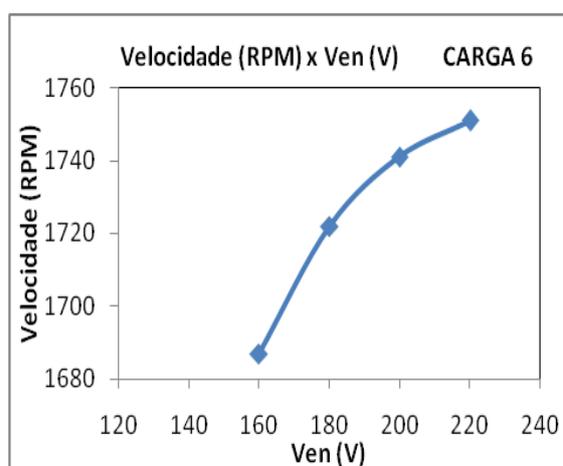


Figura 127 Velocidade x Tensão de entrada

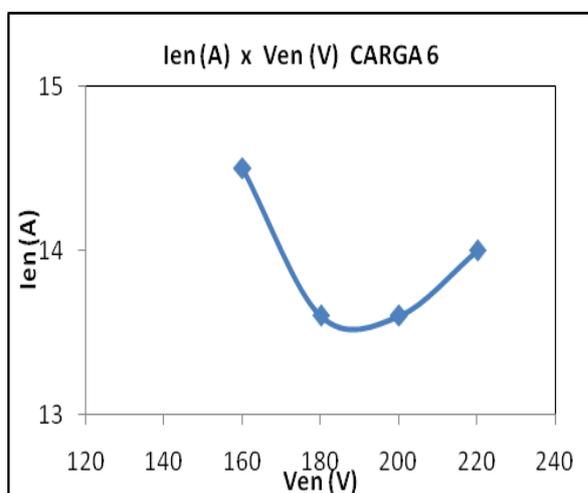


Figura 128 Corrente x Tensão de entrada

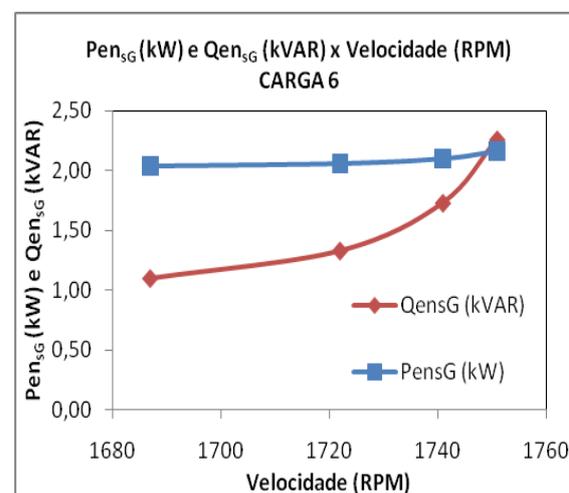


Figura 129 Potência real e reativa x Velocidade

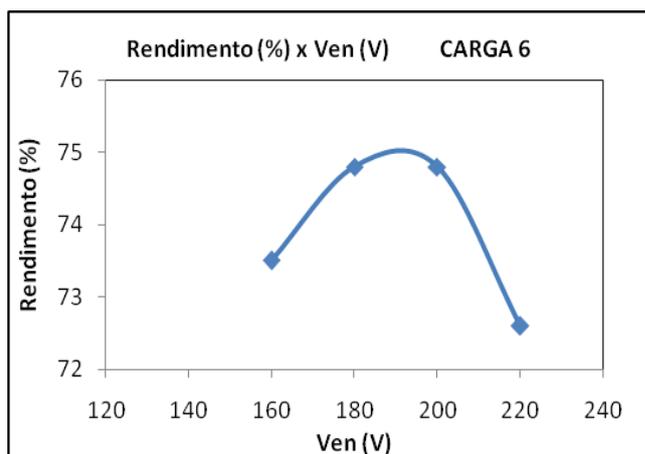


Figura 130 Rendimento x Tensão de entrada

Observações:

1. CARGA 6 é o Gerador de CC como carga mecânica do motor - com excitação externa do campo e com controle do conjugado.
2. Com a chave liga/desliga ligada (eliminando o Gradador) foi elaborada a tabela 21 e as Figuras 126, 127, 128, 129 e 130 onde pode-se observar que:
 - a) com a redução da tensão aplicada ao motor a potência consumida diminui; e pode-se observar o valor da tensão para a mínima potência, Figura 126;
 - b) com a redução da tensão aplicada ao motor a velocidade de rotação diminui, Figura 127;
 - c) com a redução da tensão aplicada ao motor a corrente diminui; e pode-se observar o valor da tensão para a mínima corrente, Figura 128;
 - d) com o aumento da velocidade a potência reativa aumenta, Figura 129;
 - e) com a redução da tensão aplicada o rendimento aumenta; e pode-se observar o ponto de rendimento máximo.

Tabela 22 MOTOR 2 - TENSÃO DE ENTRADA SENOIDAL FIXA E CARGAS 0, 1, 2, 3, 4, 5, e 6 - SEM GRADADOR

$V_{en,sG}$ (V)	$I_{en,sG}$ (A)	Pen_{sG} (kW)	Pa_{ensG} (kVA)	$Q_{en,sG}$ (kVAR)	TAC_{sG} (RPM)	$FPen_{sG}$	Peixo (kW)	Rendi- mento (%)	Conju- gado (N.m)	CARGA
220	13,09	0,75	2,88	2,78	1795	0,26	0,199	26,5	-	0
220	13,09	0,86	2,88	2,75	1793	0,30	0,281	30,6	1,5	1
220	13,15	1,01	2,90	2,71	1792	0,35	0,375	37,1	2,0	2
220	13,23	1,26	2,91	2,65	1786	0,43	0,562	44,6	3,0	3
220	13,27	1,31	2,92	2,51	1780	0,52	0,746	52,4	4,0	4
220	14,41	2,07	3,17	2,42	1761	0,65	1,291	62,4	7,0	5
220	14,55	2,31	3,21	2,34	1751	0,72	1,558	67,5	8,5	6

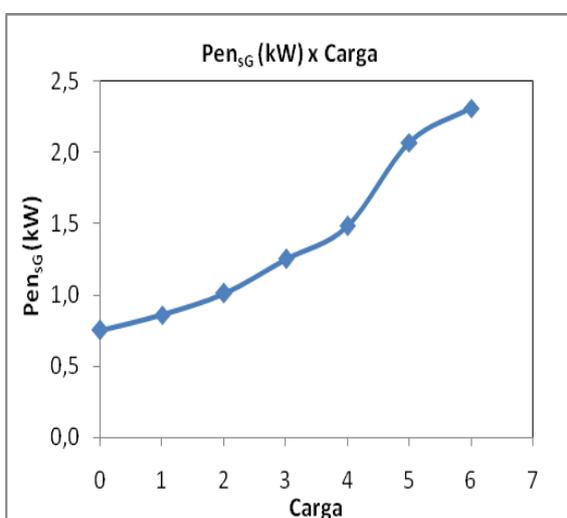


Figura 131 Potência de entrada x Carga

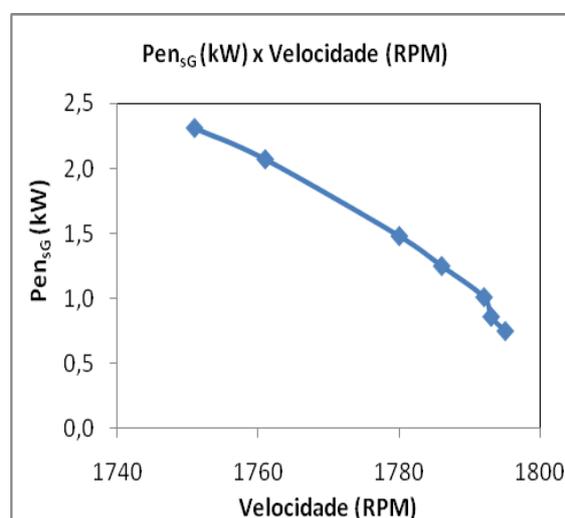


Figura 132 Potência de entrada x Velocidade

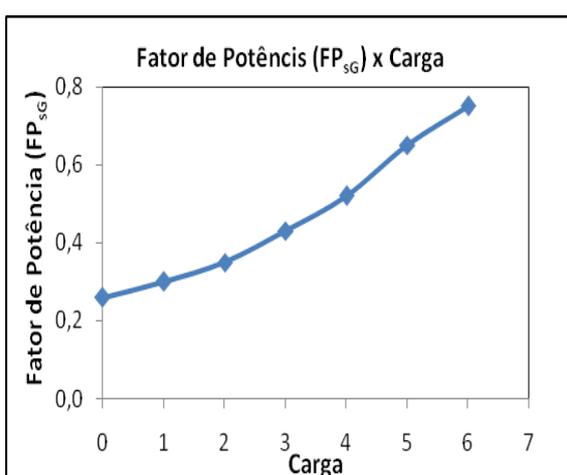


Figura 133 Fator de potência x Carga

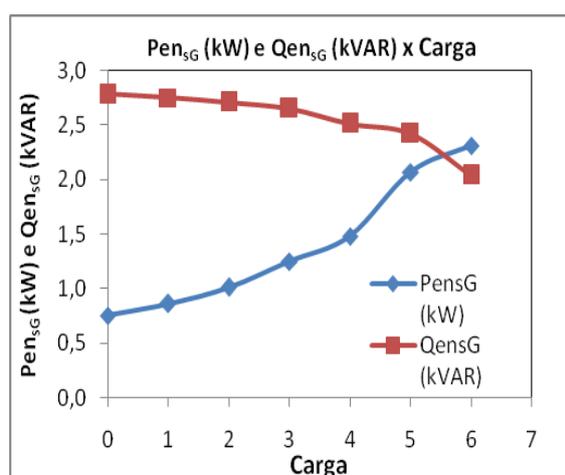


Figura 134 Potência real e reativa x Carga

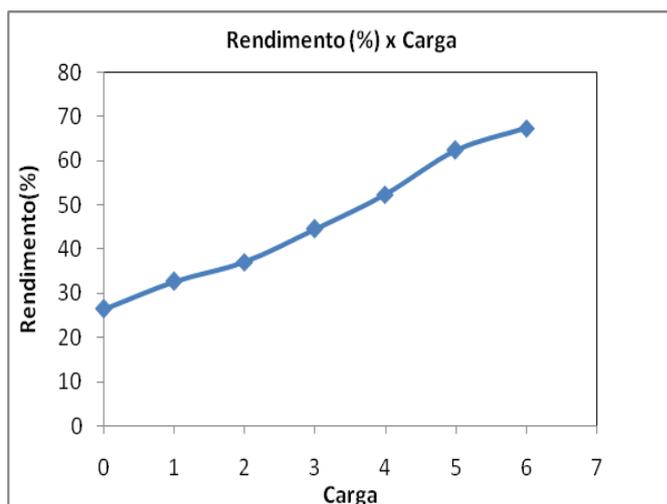


Figura 135 Rendimento x Carga

Observação:

Com a chave liga/desliga ligada (eliminando o Gradador) foi elaborada a tabela 22 e as Figuras 131, 132, 133, 134 e 135 onde pode-se observar que:

- a) para uma tensão de entrada senoidal fixa (220 Volts) com o aumento da carga a potência de entrada deve aumentar, Figura 131;
- b) para uma tensão de entrada senoidal fixa (220 Volts) com o aumento da potência (aumento da carga e do conjugado) a velocidade de rotação do motor diminui, Figura 132;
- c) para uma tensão de entrada senoidal fixa (220 Volts) com o aumento da carga o fator de potência cresce, Figura 133;
- d) com o aumento da carga a potência real aumenta e a reativa diminui (a velocidade diminui), Figura 134;
- e) com o aumento da carga o rendimento cresce, Figura 135.

Tabela 23 MOTOR 2 - TENSÃO DE ENTRADA SENOIDAL FIXA, TENSÃO NO MOTOR GATILHADA E CARGAS 0, 1, 2, 3, 4, 5, e 6 - COM GRADADOR

Ven (V)	Ien (A)	Pen _{cG} (kW)	Paen _{cG} (kVA)	Qen _{cG} (kVAR)	F _{Pen_{cG}}	V _{motor} (V)	P _{motor} (kW)	P _{amotor} (kVA)	Q _{motor} (kVAR)	F _{p motor}	Tac (RPM)	Conjugado (N.m)	CAR GA	Peixo (kW)	Rendimento (%)
220	5,75	0,29	1,27	1,24	0,23	152,0	0,28	0,87	0,82	0,32	1794	-	0	0,146	50,3
220	6,70	0,53	1,47	1,37	0,36	161,5	0,52	1,08	0,95	0,48	1785	1,5	1	0,280	513
220	7,46	0,71	1,64	1,48	0,43	172,7	0,68	1,29	1,09	0,53	1780	2,0	2	0,373	52,5
220	8,40	0,98	1,85	1,60	0,53	179,0	0,94	1,50	1,17	0,63	1775	3,0	3	0,558	56,9
220	9,40	1,24	2,07	1,66	0,60	184,0	1,19	1,73	1,25	0,69	1761	4,0	4	0,738	59,5
220	12,6	1,88	2,77	2,03	0,68	195	1,82	2,46	1,66	0,74	1740	7,0	5	1,275	67,8
220	13,3	2,11	2,93	2,03	0,72	203,0	2,05	2,70	1,76	0,76	1736	8,5	6	1,545	73,2

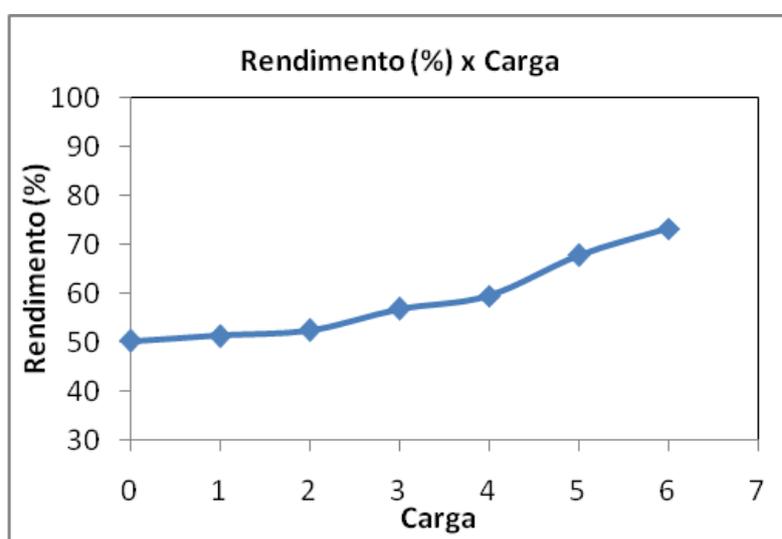


Figura 136 Rendimento x Carga

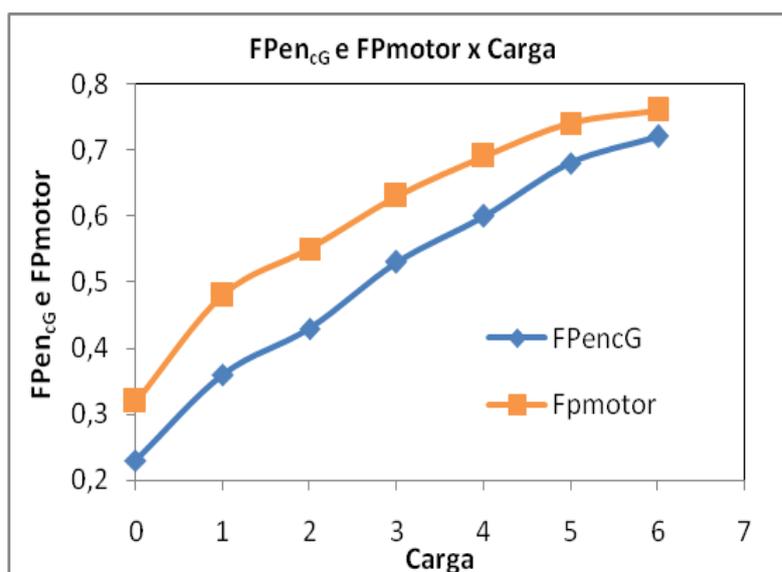


Figura 137 F_{Pen_{cG}} e F_{Pmotor} x Carga

Tabela 24 MOTOR 2 - TENSÃO DE ENTRADA SENOIDAL REDE IGUAL A TENSÃO GATILHADA FORNECIDA PELO GRADADOR E CARGAS 0, 1, 2, 3, 4, 5, e 6

Ven (V)	Ien (A)	Pen (kW)	Paen _{sG} (kVA)	Qen _{sG} (kVAR)	FPen _{sG}	Tac (RPM)	Conjugado (N.m)	CARGA	Peixo (kW)	Rendimento (%)
152,0	4,90	0,24	0,75	0,71	0,32	1795	-	0	0,136	57,5
161,5	6,20	0,48	1,00	0,82	0,48	1788	1,5	1	0,282	58,7
172,0	6,46	0,61	1,11	0,93	0,55	1782	2,0	2	0,373	61,4
179,0	7,75	0,86	1,39	1,09	0,62	1775	3,0	3	0,558	64,9
184,0	8,64	1,08	1,59	1,17	0,68	1766	4,0	4	0,740	68,5
195,0	12,26	1,72	2,39	1,59	0,72	1751	7,0	5	1,283	74,5
203,0	13,20	1,93	2,68	1,86	0,72	1736	8,5	6	1,545	80,0

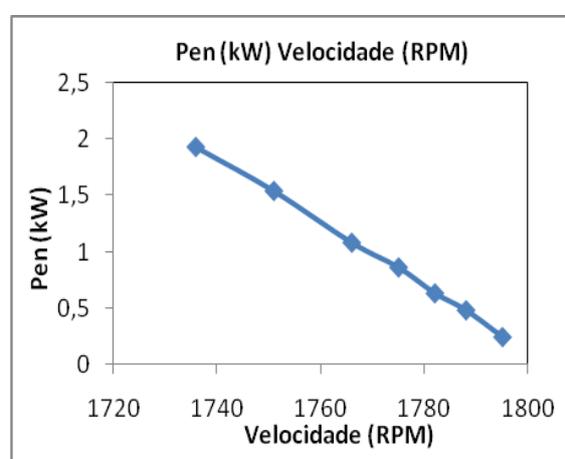
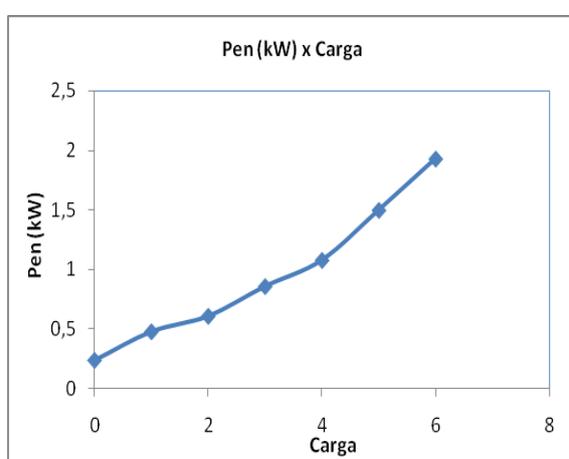


Figura 138 Potência de entrada x Cargas

Figura 139 Potência de entrada x Velocidade

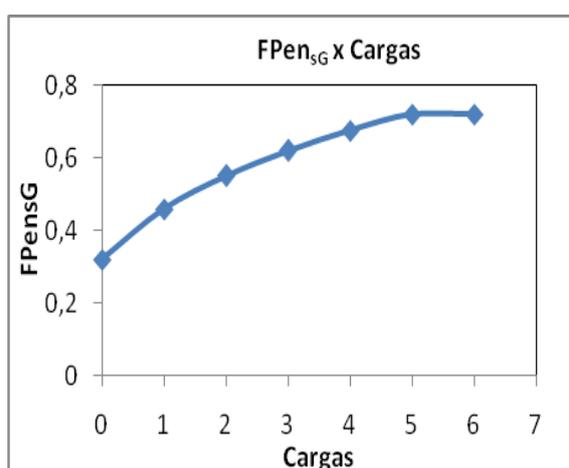


Figura 140 Fator de Potência x Cargas

5.2.1 MOTOR 2 - Gráficos Principais

1. No gráfico Pen_{cG} (kW), tabela 23 e P_{motor} (kW), tabela 23 x Carga pode-se observar a perda no próprio Gradador, A diferença entre as curvas é a perda no próprio Gradador.

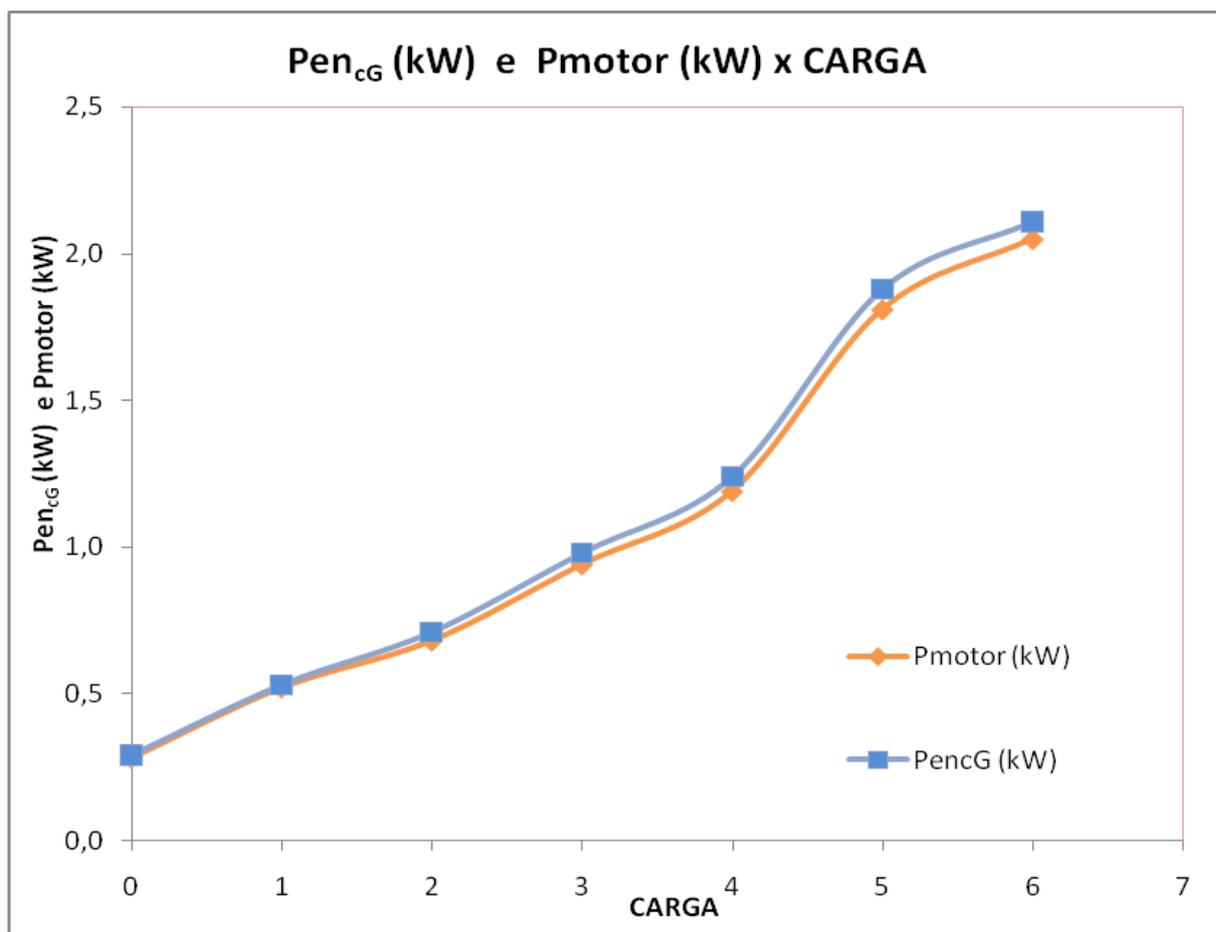


Figura 141 Potência de entrada com gradador e Potência no motor x Carga

2. No gráfico P_{en} (kW), tabela 24 (variação da tensão senoidal pura) e $P_{en_{cG}}$ (kW) tabela 23 (variação da tensão com Gradador) x Carga pode-se ver que com a redução da tensão de entrada senoidal da rede, isto é, com a utilização do autotransformador de tensão de saída variável é a melhor condição operacional para redução do consumo de energia, do que com o uso de um Gradador onde a tensão de saída gatilhada é controlada eletronicamente.

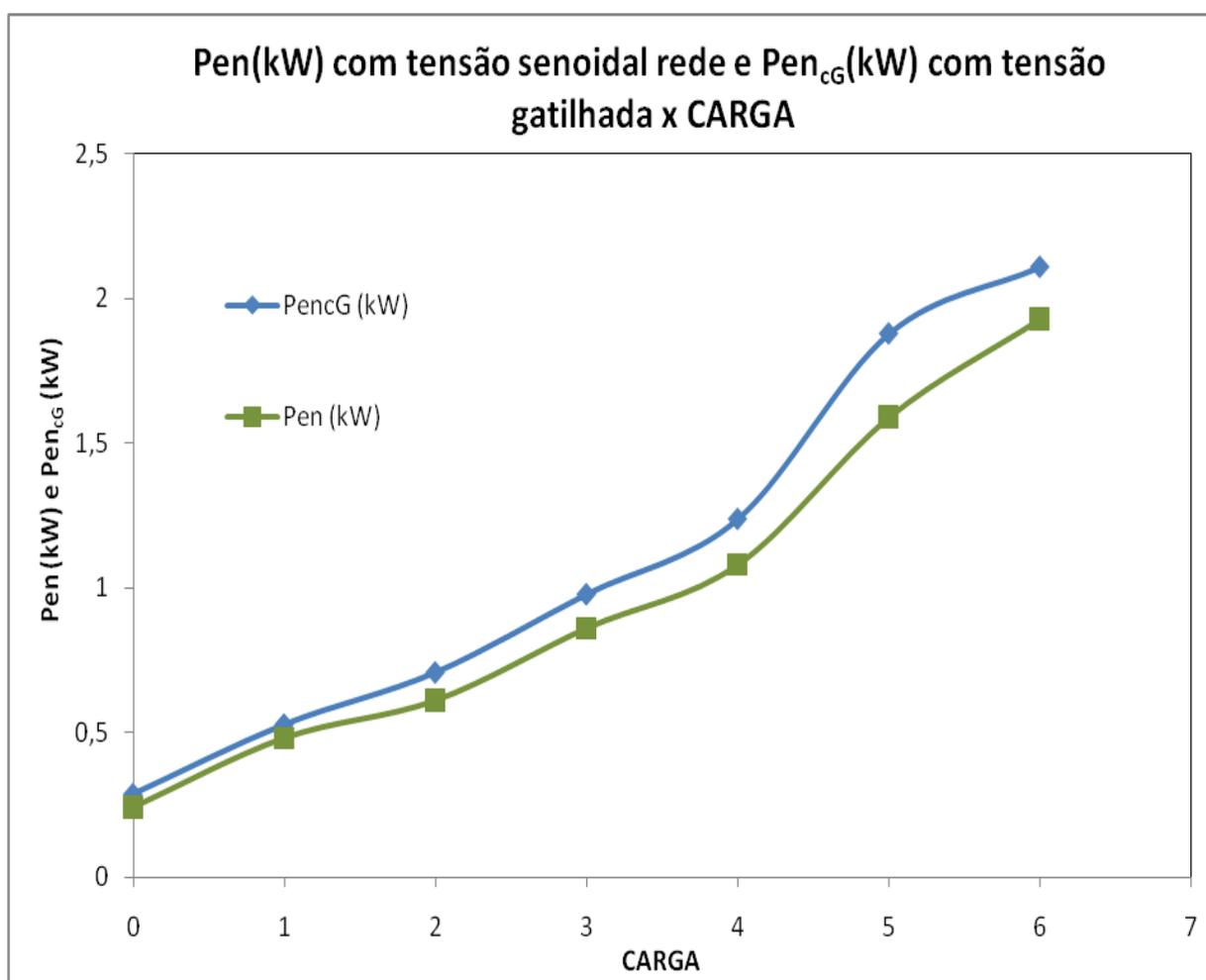


Figura 142 Potência de entrada com tensão senoidal rede e Potência de entrada com tensão gatilhada x Carga

5.2.2 MOTOR 2 – Gráficos Conclusivos

Motor 2 - Gráfico Conclusivo 1:

O gráfico Pen_{sG} (kW), tabela 22 e Pen_{cG} (kW), tabela 23 x Carga nos mostra a vantagem do uso do Gradador para redução do consumo de energia elétrica, embora ocorra sempre uma redução da velocidade quando houver uma redução da tensão de entrada. A diferença entre as duas curvas mostra a redução no consumo de energia elétrica.

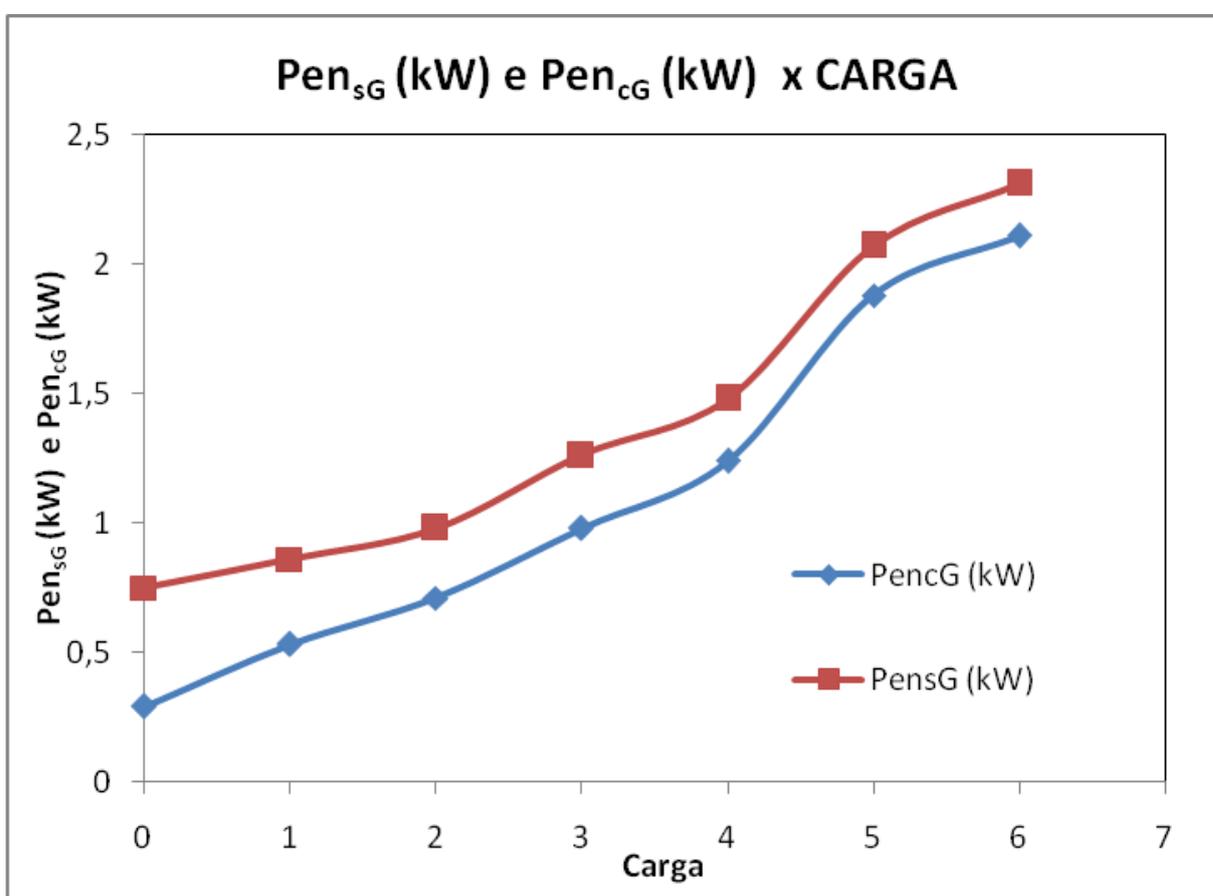


Figura 143 Potência de entrada sem gradador e Potência de entrada com gradador x Carga

Motor 2 - Gráfico conclusivo 2:

O gráfico Pen_{sG} (kW), tabela 22 e Pen_{cG} (kW), tabela 23 x Conjugado (N.m) nos mostra a vantagem do uso do GRADADOR para redução do consumo de energia elétrica, embora ocorra sempre uma redução da velocidade quando houver uma redução da tensão de entrada. A diferença entre as duas curvas mostra a redução do consumo de energia elétrica, incluindo as perdas do Gradador, embora a redução considerável só ocorra para cargas abaixo de 50 % abaixo da potência nominal.

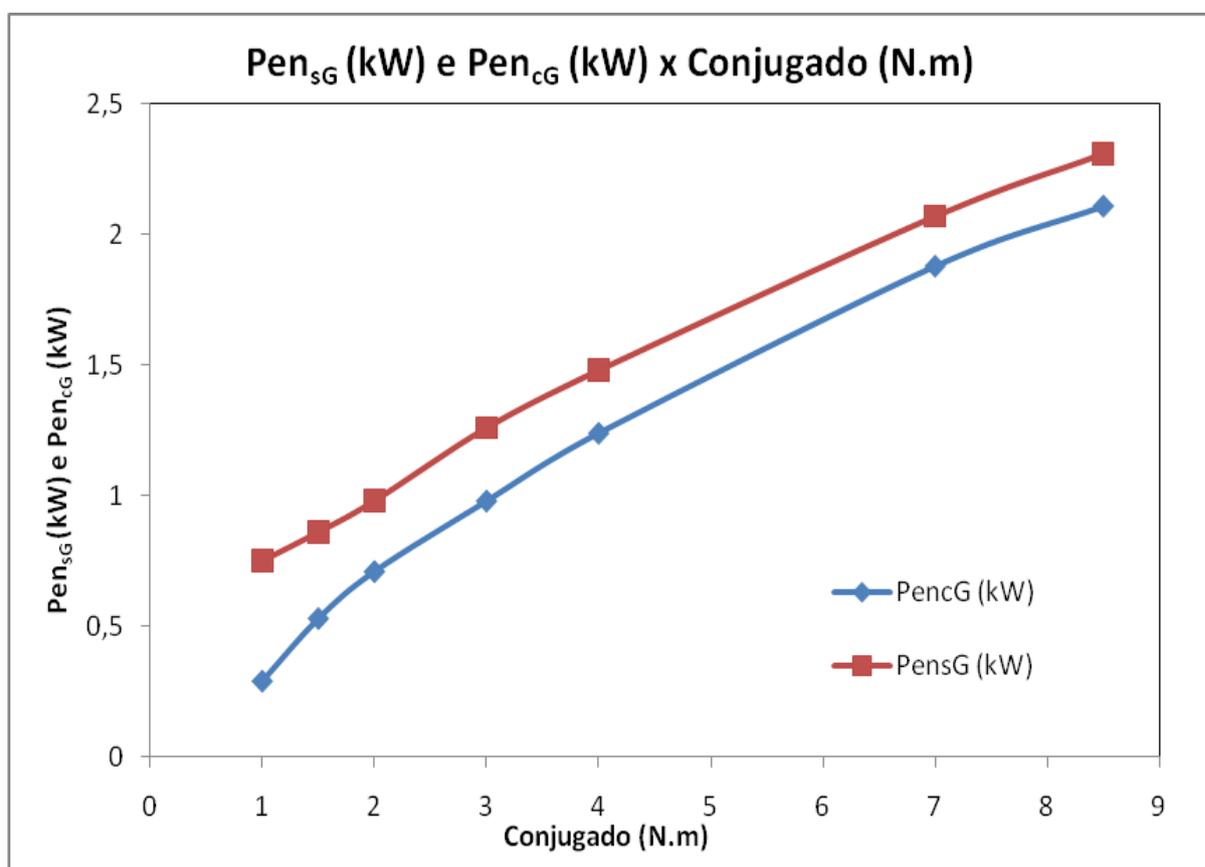


Figura 144 Potência de entrada sem gradador e Potência de entrada com gradador x Conjugado

Motor 2 - Gráfico conclusivo 3:

O gráfico Pen_{sG} (kW), tabela 22 e Pen_{cG} (kW), tabela 23 x Velocidade (RPM) nos mostra que sempre que houver aumento da carga (do Conjugado ou da Potência) aplicada ao motor ocorre uma redução na velocidade (para manter o conjugado constante). Isso ocorre sem ou com o uso do gradador. Mas, como com o uso do gradador a velocidade de rotação do eixo do motor é menor para cada carga aplicada que a correspondente ao não uso do gradador, deve-se analisar o efeito desta menor velocidade de rotação sobre cada carga específica.

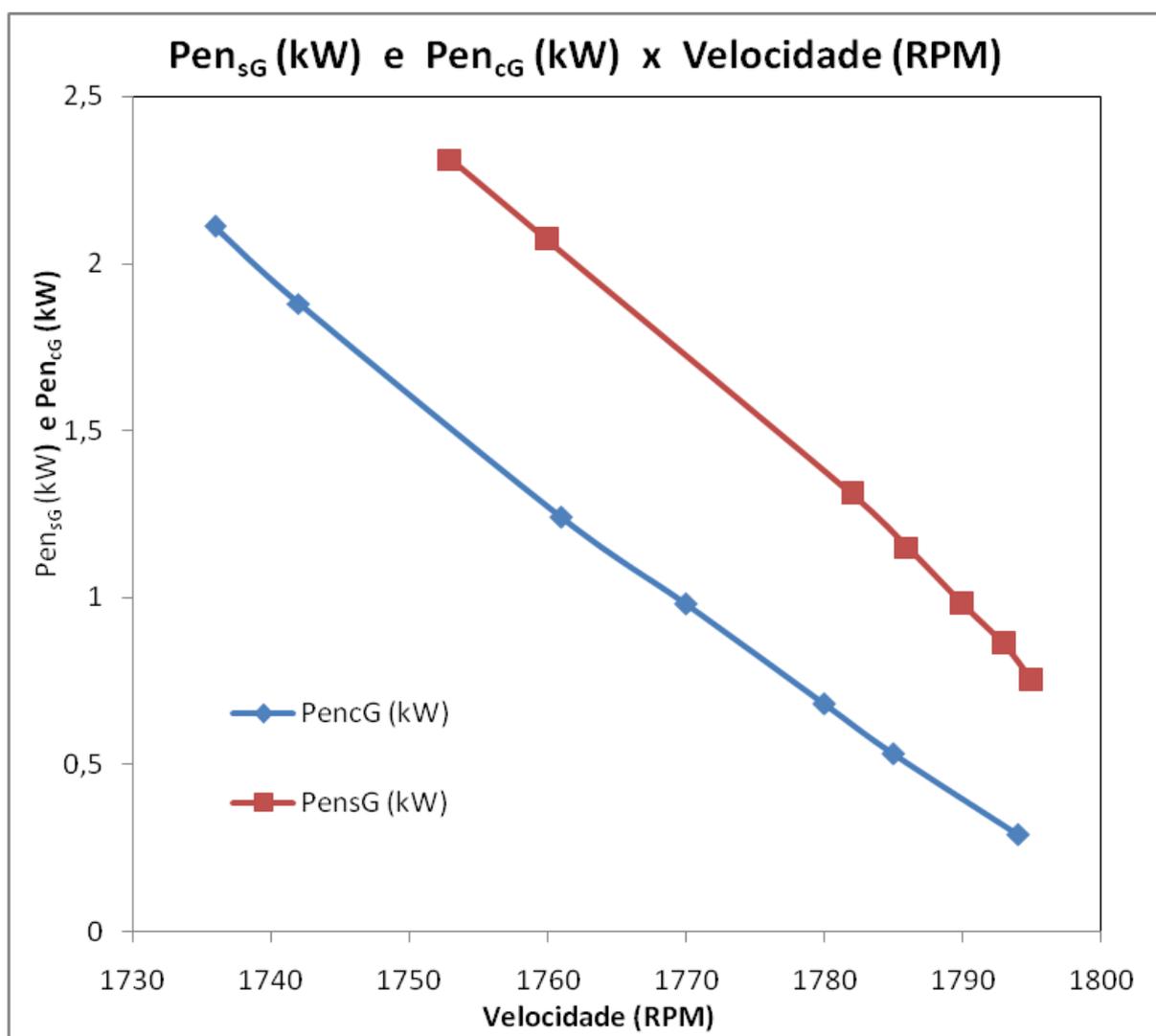


Figura 145 Potência de entrada sem gradador e Potência de entrada com gradador x Velocidade

Motor 2 - Gráfico conclusivo 4:

Os dados Rendimento_{sG} (%), tabela 22 e Rendimento_{cG} (%), tabela 23 e $\text{Rendimento}_{\text{senoidal rede}}$ (%) x Cargas mostrados no gráfico indica que o rendimento aumenta com a carga. O rendimento com Gradador é melhor que o rendimento sem Gradador mas a condição de melhor eficiência acontece com a tensão senoidal da rede variando para cada carga com o autotransformador de tensão de saída variável. A diferença entre a curva com gradador e a curva sem gradador é a redução no consumo de energia, lembrado, sempre, que existe uma redução na velocidade de rotação.

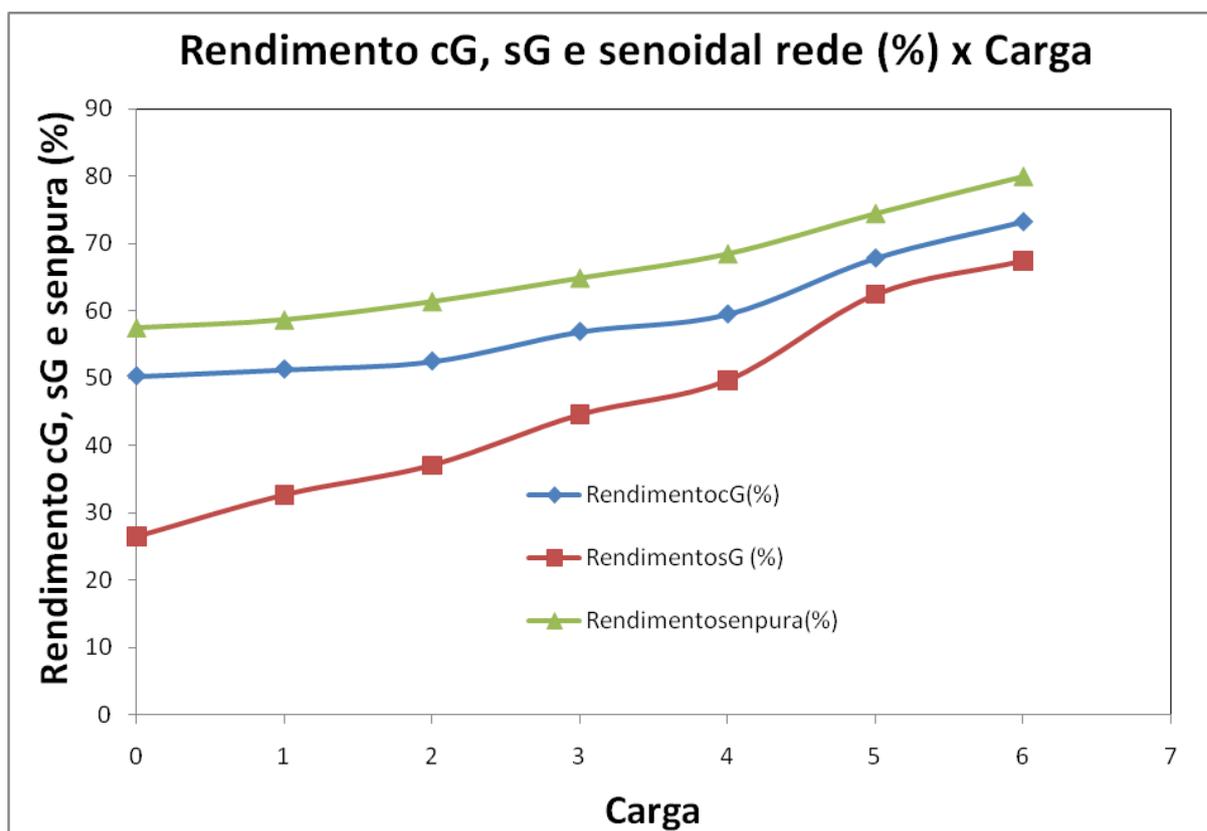


Figura 146 Rendimento com gradador, sem gradador e com senoidal rede x Carga

5.3 DISCUSSÃO DOS RESULTADOS

A operação do motor fora de suas condições nominais, ou seja, trabalhando com velocidade, tensão e conjugado variáveis, faz com que seu rendimento varie. O máximo rendimento, ou mínimas perdas para um respectivo regime de operação, depende de uma relação entre fluxo e a corrente do motor. Existem várias combinações entre corrente e fluxo que resultam em um mesmo conjugado eletromagnético da máquina. Conseqüentemente, existe um certo grau de liberdade para gerar este dado conjugado e uma ótima combinação (no sentido de mínimas perdas) para gerá-lo. A influência da velocidade se dá devido à variação da tensão que causa variação das perdas no núcleo.

Trabalhar com rendimento máximo ou mínimas perdas significa encontrar uma relação ótima entre o fluxo e a corrente que garantam, para um determinado conjugado, o desejado funcionamento do motor.

O motor de indução gira numa velocidade quase constante que é dependente tanto da carga quanto da tensão aplicada. Para uma operação eficiente, a tensão aplicada pode ser função da carga. Também, no motor de indução a eficiência cai quando a carga tracionada é menor que a carga nominal. Também, os motores podem ser superdimensionados para o trabalho a ser realizado ou a carga tracionada pode variar durante a operação e perdas de energia podem ocorrer diminuindo a eficiência dos mesmos.

A transmissão e distribuição de energia elétrica, como um todo, têm perdas estimadas entre 7% e 9% do total de energia elétrica gerada e 1% a 2% pode ser atribuída à componente reativa das cargas. A eficiência dos motores com pouca carga ou superdimensionados pode ser melhorada pela variação da tensão de alimentação aplicada a eles e o fator de potência de operação pode crescer.

Com a redução da tensão (dentro de certos limites, pois o motor fica instável - "stall" - se a redução for superior a 50%), a eficiência cresce significativamente e a velocidade de rotação diminui.

Mas com o controle adequado da redução da tensão (manualmente ou eletronicamente) pode-se manter a velocidade dentro das especificações do motor para carga máxima. Isto foi verificado nos testes de laboratório apresentados. Todavia, com carga acima de 50% da carga nominal, a corrente no motor passa a crescer com pouca redução na tensão de alimentação. As Figuras 94, 95, 96, 97, 98 e 99 conclusivas para o motor 1 e Figuras 141, 142, 143, 144, 145 e 146 conclusivas para o motor 2 mostram que não existe melhoria, ou pouca melhoria, na eficiência para cargas acima de 50%, pois acima desse percentual de potência a perda no próprio gradador supera a redução no consumo de energia (com o gradador experimentado).

A melhoria da eficiência do motor pela redução da tensão de alimentação pode ser conseguida sempre que o conjugado requerido pela carga pode ser atendido com um fluxo magnético inferior ao fluxo magnético obtido com a tensão nominal. A redução do fluxo magnético diminui as perdas no núcleo e as perdas no enrolamento do estator, pois a componente da corrente de magnetização é reduzida. A redução do fluxo no entreferro, no entanto, requer um aumento no escorregamento (diminuição da velocidade) para produzir um conjugado equivalente ao conjugado com fluxo nominal e, então, aumentam as perdas do rotor, que dependem do escorregamento. No entanto, a perda total pode ser minimizada pelo ajuste da tensão, principalmente na operação com pouca carga, desde que a redução de velocidade que acompanha a redução da tensão possa ser suportada pela carga.

Geralmente, o conjugado da carga é considerado a variável independente enquanto que o escorregamento, o fator de potência, a potência de entrada, a eficiência, etc., são considerados as variáveis dependentes do sistema do motor. No entanto, pelo circuito equivalente do motor, a única variável é o escorregamento e, então, a impedância de entrada, o fator de potência, a potência de entrada e eficiência podem ser consideradas como função do escorregamento. Para uma tensão fixa de entrada, as alterações na carga são compensadas pela variação no escorregamento. Então, quando o escorregamento varia, também variam o fator de potência, a corrente, a potência de entrada e a eficiência. Todavia, se a tensão de entrada for ajustada para atender a carga tracionada enquanto o

escorregamento permanece dentro das especificações do motor e com um conjugado constante, então, a eficiência e o fator de potência crescem. De acordo com isto, se um escorregamento ótimo pode ser obtido, o que leva a um melhor fator de potência, então uma ótima eficiência pode ser conseguida quando houver diminuição da carga (dentro de certos limites do conjugado x velocidade).

Na utilização do controle do motor por variação de tensão deve-se ter sempre presente, pelo menos, duas aplicações extremas. Primeiro, na condição de carga nominal ou máxima do motor, ele está executando todo o seu trabalho útil e deve fazê-lo da maneira mais rápida e eficiente possível. Nesse caso, a máxima eficiência é a meta principal e deve trabalhar com a tensão nominal. Segundo, na condição de pouca carga, isto é, quando a carga for reduzida, o motor não precisa trabalhar no pico da eficiência, mas sim pode trabalhar com o máximo de economia de energia ou mínima potência de entrada. Então, a redução da tensão de alimentação pode ser utilizada para este efeito.

Para aplicação da redução de tensão para economia de energia, deve-se levar em conta de quanto a redução de velocidade pode ser tolerada na condição de pouca (ou sem) carga aplicada ao motor.

Mínima potência de entrada e máxima eficiência na operação ocorrem num escorregamento específico para todo motor operando com carga parcial. O escorregamento específico é função dos parâmetros de cada motor. A velocidade para este escorregamento em que ocorrem ambos, mínima potência de entrada e máxima eficiência, pode ser determinada ajustando a tensão aplicada ao estator do motor.

A variação da tensão aplicada ao estator do motor pode, pelo menos, ser feita de duas maneiras, como demonstrado no presente trabalho:

- com utilização de um autotransformador com tensão variável de saída quando, então, o sinal de tensão é uma onda senoidal rede. O ajuste da tensão é feito manualmente através do autotransformador de tensão de saída variável;

- pelo gatilhamento da onda senoidal de alimentação através de um circuito gradador, composto de tiristores (SCRs ou TRIACs) e componentes auxiliares, que controlam o ângulo de gatilhamento dos tiristores ou intervalo onde corrente nos mesmos é zero. O ajuste da tensão pode ser feito manualmente ou automaticamente.

As duas maneiras de controle de tensão são quase equivalentes conforme mostrado no presente trabalho. Contudo, o controle baseado em tiristores para obtenção de um ótimo valor de tensão introduz componentes harmônicos de corrente e tensão que causam perdas no sistema que devem ser consideradas no cômputo geral de economia em estudo, além de poluírem a rede elétrica que fornece energia a outros componentes. As perdas e a performance do motor submetido a harmônicos de tensão e corrente necessitam melhor investigação.

Por outro lado, embora o controle da tensão de modo manual usando as maneiras identificadas acima encontre o valor ótimo de tensão, não permite de maneira fácil alterar este valor, dinamicamente, quando o motor passar de carga leve para cargas maiores, quando então deve aumentar para atender as novas exigências de conjugado da carga aplicada ao motor. Então os métodos que ajustam a tensão de modo automático devem ser utilizados.

As Tabela 13 e a Figura 94 mostram a perda no próprio gradador para o motor 1.

As Tabelas 13 e 14 e Figura 95 comprovam a quase equivalência entre a tensão senoidal pura e a tensão gatilhada para o motor 1.

As Tabela 13 e 14 e a Figura 96 mostram a potência de entrada sem e com gradador para cada carga tracionada pelo motor 1, sendo que a diferença de potência entre as curvas no eixo y representa a redução de consumo de energia elétrica para cada uma das cargas no eixo x para o motor 1.

As Tabela 13 e 14 e a Figura 97 mostram a potência de entrada sem e com gradador para cada conjugado da carga tracionada pelo motor 1, sendo que a diferença de potência entre as curvas no eixo y representa a redução de consumo de energia elétrica para cada uma

das cargas no eixo x para o motor 1.

As Tabelas 13 e 14 e Figura 98 mostram a redução de velocidade em função da potência sem e com gradador do motor 1.

As Tabelas 13 e 14 e a Figura 99 mostram o rendimento para a situação sem gradador, com gradador e com alimentação senoidal pura para o motor 1.

A Tabela 23 e a Figura 141 mostram a perda no próprio economizador para o motor 2.

A Tabela 23 e 24 e a Figura 142 mostram a potência de entrada sem e com gradador para cada carga tracionada pelo motor 2, sendo que a diferença de potência entre as curvas no eixo y representam a redução de consumo de energia elétrica para cada uma das cargas no eixo x para o motor 2.

As Tabelas 23 e 24 e a Figura 144 mostram a potência de entrada sem e com gradador para cada conjugado da carga tracionada pelo motor 1, sendo que a diferença de potência entre as curvas no eixo y representa a redução de consumo de energia elétrica para cada uma das cargas no eixo x para o motor 2.

As Tabelas 23 e 24 e Figura 145 mostram a redução de velocidade em função da potência sem e com gradador do motor 2.

As Tabelas 23 e 24 e a Figura 146 mostram o rendimento para a situação sem gradador, com gradador e com alimentação senoidal pura para o motor 2.

6 CONCLUSÕES E RECOMENDAÇÕES

Através das referências bibliográficas consultadas e no desenvolvimento deste estudo de acionamento de motores de indução monofásicos com vistas à possível minimização de perdas e à possível redução no consumo de energia elétrica pode-se concluir que:

- Com o controle sobre a tensão de alimentação proporcional à carga tracionada pode-se chegar a uma redução no consumo de energia através de um valor ótimo de tensão;

- Se o controle da tensão for feito através de um autotransformador de tensão de saída variável sobre a tensão senoidal da rede de alimentação pode-se chegar a um valor ótimo de tensão para minimização de perdas e otimização no consumo de energia elétrica, conforme resultados obtidos e (MADEMLIS, 2005);

- Se o controle da tensão for feito através do gatilhamento de tiristores, obtendo-se uma onda não senoidal, pode-se chegar próximo ao valor ótimo;

- O programa de controle de gatilhamento para obtenção do valor ótimo de tensão em função do melhor ângulo entre a tensão e corrente aplicada ao motor precisa ser eficiente para alcançar o resultado esperado com uma redução de perdas quando o motor estiver sem carga ou com pouca carga aplicada, e com uma melhoria na eficiência do motor com cargas mais elevadas ou à plena carga;

- Pela análise dos resultados obtidos, a otimização ocorre em toda a faixa de carga, mas é mais acentuada, se o motor estiver com carga inferior a 50% da potência nominal;

- A variação da velocidade em função da diminuição da tensão (aumento do escorregamento) é aceitável, pois não reduz abaixo da tolerância de velocidade mínima especificada pelo fabricante do motor na condição de plena carga, conforme mostrado nas tabelas de medições;

- Um controle com realimentação sobre a tensão para mais ou para menos (gatilhamento da corrente nos tiristores) deve ser considerado para variações da carga para

cima ou para baixo;

Quanto a recomendações para uma continuidade no estudo e análise para otimização na operação dos motores de indução cabe ressaltar:

- Com a evolução tecnológica e diminuição de custos computacionais (hardware e software) pode-se implementar, para motores de indução monofásicos, um controle por variação da tensão mais sofisticada que o analisado no presente trabalho.

- Estudar um sistema de controle integrado aos motores que operam em regime variável de carga.

- Estudar sistemas de controle com sensibilidade ao conjugado e à velocidade, além do controle pela tensão.

- Pode-se desenvolver o mesmo conceito de acionamento para motores de indução trifásicos.

- O conceito e estudo realizados neste trabalho têm, além do valor acadêmico, um valor industrial, e devem ser verificadas as possibilidades práticas de uso dos gradadores em escala industrial.

Como, segundo (ANDREAS, 1992), a otimização da operação pelo controle do fator de potência é mais crítica e a redução no consumo de energia é menor para os motores de indução trifásicos, cabe analisar e desenvolver um sistema de acionamento através de técnicas de controle mais elaboradas e desenvolvidas.

Como todo gatilhamento de ondas senoidais através de tiristores (presente no gradador estudado) gera harmônicos, cabe uma análise teórica e experimental neste aspecto, que estão incluídas, parcialmente, neste trabalho no seu Anexo II. Tal análise é complexa, dada a variação do conteúdo harmônico e a forma como ele se reflete sobre as perdas, o que é ainda objeto de pesquisas. Existem artigos recentes sobre o assunto (MOSES, SOMKUM, ANDERSON 2008), (MOSES, SAGARDUY, ANAYI 2006), (MOSES, DESHMUKH,

ANAYI 2006), (GMYREK, BOGLIETTI, CAVAGNINO 2006), (MOSES, 2001), (AMAR, KACZMAREK 1995), (MOSES, 1987).

Por essa razão o presente trabalho procura focar mais o aspecto experimental do que o teórico, ainda que, no caso, as conclusões fiquem mais limitadas aos casos estudados e aos equipamentos utilizados. No entanto, acreditamos ter, através dele, gerado resultados importantes e não disponíveis na literatura até o presente momento.

REFERÊNCIAS

ABRAHAMSEN, F.; BLAABJERG, F. Efficiency-Optimized Control of Medium-Size Induction Motor Drives. **IEEE Transactions on Industry Applications**, USA: v. 37, n. 6, p. 1761-1767, 2001.

ALMEIDA, J. E. **Motores Elétricos: manutenção e testes**. São Paulo: Hemus Editora, 1996. 190p.

AMAR, M.; KACZMAREK, R. A General Formula for Prediction of Iron Losses Under Nonsinusoidal Voltage WaveformSpeed **IEEE Transactions on Magnetics**, USA: vol. 31, n. 5, p.2504-2509, 1995.

ANDREAS, J. C. **Energy-Efficient Electric Motors**. New York: Marcel Dekker, 1992. 272p. ISBN 0-8247-8596-7.

BARBI, I. **Eletrônica de Potência**. Florianópolis: Editora da UFSC, 1986.

BONNET, A. H. An Update on AC Induction Motor Efficiency. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, USA: v. 30, n. 5, 1994.

BRITO, R. M. **Sistema Eletro-Eletrônico para Medição de Torque em Dispositivos Girantes Utilizando Extensômetro de Resistência Elétrica**, 1994. Porto Alegre: Escola de Engenharia, UFRGS, Brasil, 1994.

BUSTMANTE, E. F. Evaluating the Parameters of the Equivalent Circuit of Single-Phase induction Motors. **Electric Machines and Power Systems**, USA: v. 13, p.173-184, 1987.

CHAPMAN, S. **Electric Machinery Fundamentals**. Boston: McGraw-Hill, 1991. 716p. ISBN: 0-07-010914-1.

COLLINS, E. R.; BOYD, P. B. Improved Methods for Determining the Equivalent Circuit Parameters for Single-Phase Induction Motor Models. In: IAS ANNUAL CONFERENCE, 1993, Toronto. **Proceedings...** USA: IEEE, 1993, p. 390-397.

EBERLE. **Manual de Motores Elétricos**. Caxias do Sul: Fabricante de Motores Elétricos, 2001.

ELISON, A. J. **Conversão Eletromecânica de Energia**. São Paulo: Universidade de São Paulo/Polígono, 1972.

FAIZ, J.; KEYHANI, A. Pspice Simulation of Single-Phase Induction Motors. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, USA: v. 14, n. 1, p. 86-92, 1999.

FITZGERALD, A. E. et al. **Electric Machinery**. 6 ed. New York: McGraw-Hill, 2003. 688p. ISBN: 0-07-366009-4.

FOGIEL, M. **The Electrical Machines Problem Solver**. Piscataway: Research and Education Association, 1990. 786p. ISBN 0-87891-551-6.

FUCH, E. F. Measured Efficiency Improvements of Induction Motors With Thyristor/Triac Controllers. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, USA: v. 17, n. 4, p. 437-444, 2002.

GASTLI, A. Identification of Induction Motor Equivalent Circuit Parameters Using Single-Phase Test. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, USA: v. 14, n. 1, p. 51-56, 1999.

HICKOK, H. N. Adjustable Speed - A Tool for Saving Energy Losses in Pumps, Fans, Blowers and Compressors. **IEEE Transactions on Industry Applications**, USA: v. I-A-21, n. 1, p.124-136, 1985.

INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERS. **IEEE Std 519-1992**: recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems, USA, 1992.

INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERS. **IEEE Std 112-1996**: standard test procedure for polyphase induction motors and generators, USA, 1996.

INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERS. **IEEE Std 114-1982**: standard test procedure for single-phase induction motors, USA, 1982.

JIAM, T. W.; SCHMITZ, N. L.; NOVOTNY, D. W. Characteristic Induction Motor Slip Values for Variable Voltage Part Load Performance Optimization. **IEEE Transactions on Power Apparatus and System**, USA: v. PAS-102, n. 1, p. 38-46, 1983.

KIM, S. H.; SUL, S. K. Voltage Control Strategy for Maximum Torque Operation of a Induction Machine in the Field-Weakening Region. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, USA: v. 44, n. 4, p. 512-518, 1997.

KOSOW, I. L. **Máquinas Eléctricas e Transformadores**. Porto Alegre: Globo, 1977, 632p.

KRAUSE, P. C.; WASYNCZUK, O. **Electromechanical Motion Devices**. New York: McGraw-Hill, 1989. 432 p. ISBN: 0-07-035494-4.

KRAUSE, P. C.; WASYNCZUK, O.; SUDHOFF, S. D. **Analysis of Electric Machinery**. New York: IEEE Press, 1994. 564 p. ISBN: 0-78-031101-9.

LAW, J. D.; LIPO, T. A. A Single Phase Induction Motor Voltage Controller with Improved Performance, **IEEE Transaction on Power Electronic**, USA: v. PE-1, n. 4, p. 240-247, 1986.

LAWRENSON, P. J. et al. Variable-Speed Switches Reluctance Motors, **IEE Proceedings**, v. 127B, n. 4, p. 253-265, 1980.

LEACH, J. A. **Autocad 14 Instructor**. Boston: WCB McGraw-Hill, 1998. 1151p. ISBN: 0-25-626602-6.

LYSHEVSKI, S. E. **Electromechanical Systems, Electric Machines, and Applied Mechatronics**. Boca Raton, Fla.: CRC Press, 2000. 782 p. ISBN: 0-84-932275-8.

MADEMLIS, C. et al. Optimization of Single-Phase Induction Motors – Part I: maximum energy efficiency control. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, USA: v. 20, n. 1, p. 196-203, 2005.

MADEMLIS, C. et al. Optimization of Single-Phase Induction Motors – Part II: magnetic and torque performance under optimal control. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, USA: v. 20, n. 1, p. 187-195, 2005.

MEGA. **MEGA V6.24**: user manual. Bath, UK: Applied Electromagnetic Research Center, Bath University, Bath, UK, 1997.

MOHAN, N. Improvement in Energy Efficiency of Induction Motor by Means of Voltage Control. **IEEE Transaction on Power Apparatus and Systems**, USA: v. PAS-99, n. 4, p. 1466-1471, 1980.

MOSES, A. J. Effects of Magnetics Properties and Geometry on Flux Harmonics and Losses in 3-Phase, 5-Limb, Split-Limb, Transformer Cores. **IEEE Transactions on Magnetics**, USA: v. Mag-23, n. 5, p. 3780-3782, 1987.

MOSES, A. J. Power Loss of Non Oriented Electrical Steel Under Square Wave Excitation. **IEEE Transactions on Magnetics**, USA: v. 37, n. 4, p. 2737-2739, 2001.

MOSES, A. J.; DESHMUKH, R.; ANAYI, F. Improvement in Performance of Short Chorded Three-Phase Induction Motors With Variable PWM Switching Frequency. **IEEE Transactions on Magnetics**, USA: v. 42, n. 10, p. 3452-3454, 2006.

MOSES, A. J.; SAGANDUY, J.; ANAYI, F. Eddy Current Losses in Electrical Steels Subjected to Matrix and Classical PWM Excitation Waveforms. **IEEE Transactions on Magnetics**, USA: v. 42, n. 10, p. 2818-2820, 2006.

MOSES, A. J.; SOMKUN, S.; ANDERSON, P. Mechanical Resonance in Nonoriented Electrical Steels Induced by Magnetostriction Under PWM Voltage Excitation. **IEEE Transactions on Magnetics**, USA: v. 44, n. 11, p. 4062-4065, 2008.

NOLA, F. J. Power Factor Control System for AC Induction Motor, **U. S. Patent 4052648**, 1977.

ONG, C. M. **Dynamic Simulation of Electric Machinery Using Matlab/Simulink**, New York: Prentice Hall, 1977.

PACE, D. A. Induction Motor Speed Control by Stator Voltage Control. **IEEE Transactions on Power and Apparatus Systems**, USA: v. PAS-87, p. 585-590, 1968.

RASHID, M. H. **Power Electronics, Circuit Devices and Applications**. 2. ed. New Jersey: Prentice-Hall, 1993.

REGINATTO, R.; RICO, J. E. **Modelamento do Motor de Indução**. Florianópolis: Universidade Federal do Estado de Santa Catarina, 1993.

ROAWN, T. M.; LIPO, T. A. A Quantitative Analysis of Induction Motor Performance Improvement by SCR Voltage Control. **IEEE Transactions on Industrial Applications**, USA: v. IA-19, p 545-553, 1983.

RODRIGUES, M. G. et al. Fuzzy Logic Controller for a SRM. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA, 1977, Belo Horizonte, MG. **Anais...**[S.l.;s.n.], p. 731-736.

RONCONI JUNIOR, I. A. **Avaliação da Utilização de Sensores Hall para Medida de Campo Magnético em Máquinas de Indução**, 1999 Dissertação (Mestrado em Engenharia de Minas, Metalúrgica e de Materiais) - Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre/RS, Brasil, 1999.

SADOWSKI, N. et al. Finite Element Torque Calculation in Electrical Machines While Considering the Movement. **IEEE Transactions on Magnetics**, USA: v. 28, n. 2, p. 1410-1413, 1992.

SADOWSKI, N. et al. Simulation of Single-Phase Induction Motor by a General Method Coupling Field and Circuit Equations. **IEEE Transactions on Magnetics**, USA: v. 31, n. 3, p. 1908-1911, 1995.

SMEATON, R. **Motor Application & Maintenance Handbook**. 2. ed. New York: McGraw-Hill, 1986.

SONSINI, D. J. **Controle do Motor de Indução com Minimização de Perdas**. 2001 Dissertação (Mestrado) – Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville/SC, Brasil, 2001.

SPEGGIORIN, F. P. **Instrumentação Digital Aplicada ao Desenvolvimento de Controladores para Motores de Indução**. 1998 Dissertação (Mestrado em Engenharia de Minas, Metalurgia e de Materiais) – Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre/RS, Brasil, 1998.

STILIMAN, H. M. IGCTs – Megawatt Power Switches for Medium Voltage Applications. **ABB Review USA**, p. 12-17, 1997.

TANG, L. K.; MULHOLLAND, R. J. Comparing Fuzzy Logic with Classical Controller Designs. **IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics**, USA: v. 17, n. 6, p. 1085-1087, 1987.

VALENTINE, R. **Motor Control Electronics Handbook**. New York: McGraw-Hill, 1998.

VASSENT, E. et al. Simulation of Induction Machines Using a Step by Step Finite Element Method Coupled with Circuits and Mechanical Equations. **IEEE Transactions on Magnetics**, USA: v. 27, p. 5232-5234, 1991.

ANEXO I

POTÊNCIA E DISTORÇÃO HARMÔNICA – Fator de Potência (www.dsee.fee.unicamp.br)

Consideremos, para efeito das definições posteriores o esquema da figura 1.

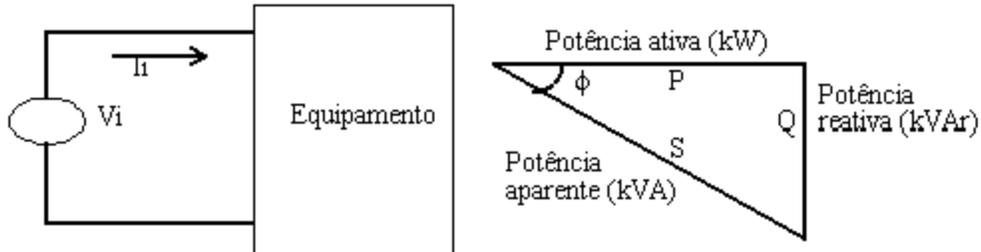


Figura 1 Circuito genérico utilizado nas definições de FP e triângulo de potência.

Definição de Fator de Potência

Fator de potência é definido como a relação entre a potência ativa e a potência aparente consumidas por um dispositivo ou equipamento, independentemente das formas que as ondas de tensão e corrente apresentem. Os sinais variantes no tempo devem ser periódicos e de mesma frequência.

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{\frac{1}{T} \int v_i(t) \cdot i_i(t) \cdot dt}{V_{RMS} \cdot I_{RMS}} \quad (1)$$

Caso 1: Tensão e corrente senoidais

Em um sistema com formas de ondas senoidais puras, a equação (1) torna-se igual ao cosseno da defasagem entre as ondas de tensão e de corrente (ϕ). Analisando em termos das componentes ativa, reativa e aparente da energia, pode-se, a partir de uma descrição geométrica destas componentes, mostrada na Figura 1, determinar o fator de potência como:

$$FP_{seno} = \frac{kW}{kVA} = \cos \left(\arctg \left(\frac{kVAr}{kW} \right) \right) = \cos \phi \quad (2)$$

A figura 2 mostra sinais deste tipo, com defasagem nula. O produto das senóides dá como resultado o valor instantâneo da potência. O valor médio deste produto é a potência ativa, e também está indicada na figura. Em torno deste valor médio flutua o sinal da potência instantânea. O valor de pico deste sinal é numericamente igual à potência aparente. Quando a defasagem é nula o produto (potência instantânea) será sempre maior ou igual a zero.

Considerando os valores utilizados na Figura 2, os valores de pico das ondas senoidais são de 200 V e 100 A, o que conduz a valores eficazes de 141,4 V e 70,7 A, respectivamente. O valor calculado da potência aparente é de 10 kW. Estes resultados são consistentes com os obtidos pela Figura 2.

A Figura 3 mostra situação semelhante mas com uma defasagem de 90 graus entre os sinais. A potência instantânea apresenta-se com um valor médio (correspondente à potência ativa) nulo, como é de se esperar. A amplitude da onda de potência é numericamente igual à potência aparente.

Na Figura 4 tem-se uma situação intermediária, com uma defasagem de 45 graus. Neste caso a potência instantânea assume valores positivos e negativos, mas seu valor médio (que corresponde à potência ativa) é positivo. Utilizando a equação (2), a potência ativa será de 7,07 kW.

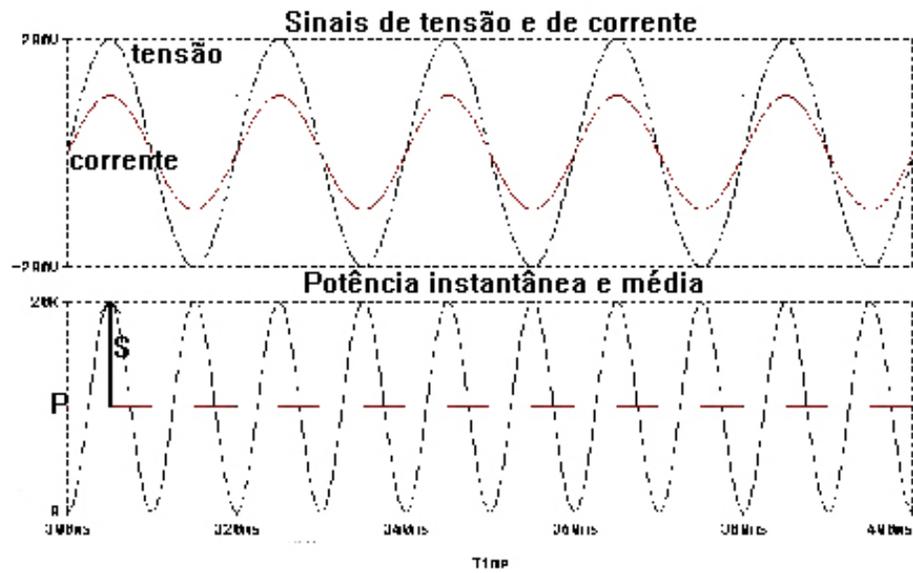


Figura 2 Potência com sinais senoidais em fase.

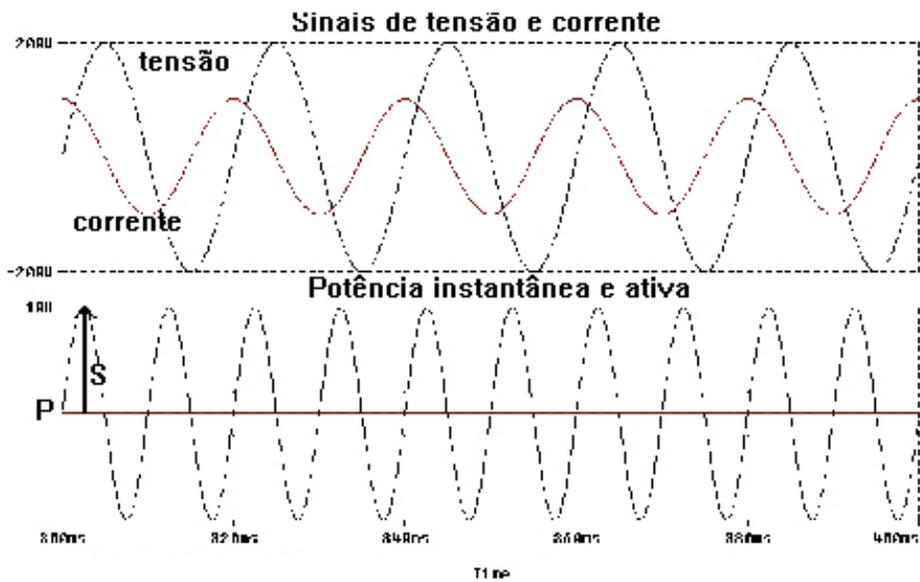


Figura 3 Potência em sinais senoidais defasados de 90 graus.

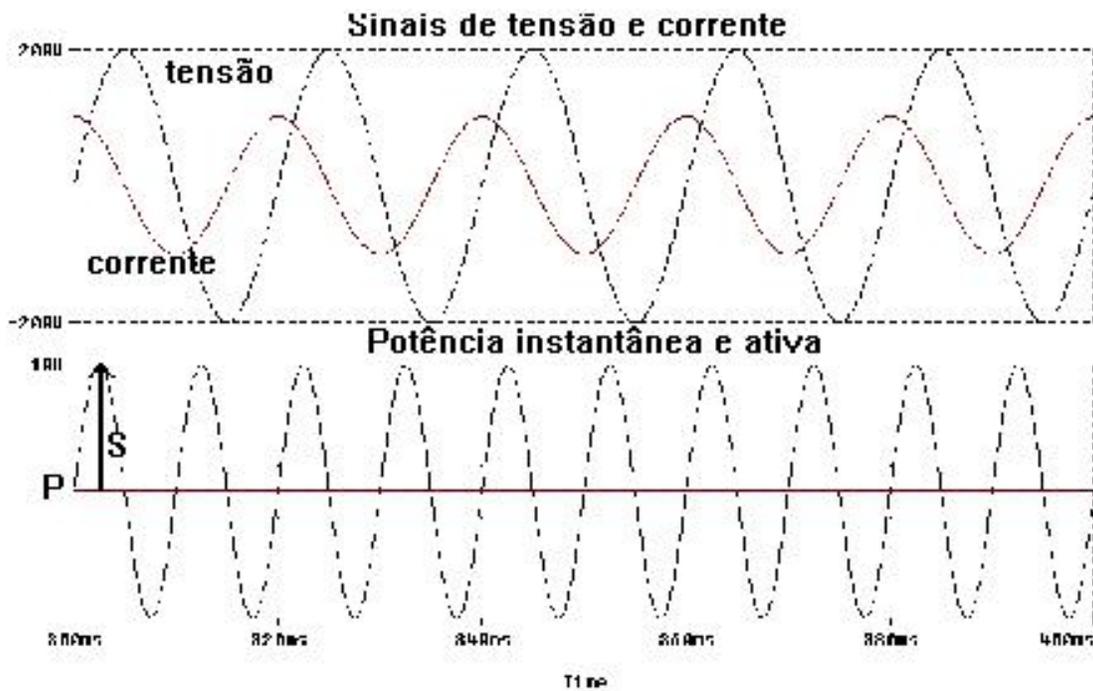


Figura 4 Potência em sinais senoidais.

Caso 2: Tensão senoidal e corrente distorcida

Quando apenas a tensão de entrada for senoidal, o FP é expresso por:

$$FP_{V_{rms}} = \frac{I_1}{I_{RMS}} \cdot \cos \phi_1 \quad (3)$$

A Figura 5 mostra uma situação em que se tem uma corrente quadrada (típica, por exemplo, de retificador monofásico com filtro indutivo no lado cc). Observe que a potência instantânea não é mais uma onda senoidal com o dobro da frequência da senoide. Neste caso específico ela aparece como uma senoide retificada.

Neste caso, a potência ativa de entrada é dada pelo produto da tensão (senoidal) por todas as componentes harmônicas da corrente (não-senoidal). Este produto é nulo para todas as harmônicas exceto para a fundamental, devendo-se ponderar tal produto pelo cosseno da defasagem entre a tensão e a primeira harmônica da corrente. Desta forma, o fator de potência é expresso como a relação entre o valor RMS da componente fundamental da corrente e a corrente

RMS de entrada, multiplicado pelo cosseno da defasagem entre a tensão e a primeira harmônica da corrente.

Os valores eficazes de tensão e de corrente são, respectivamente, 141,4 V e 100 A. Logo, a potência aparente é de 14,14 kVA. No entanto, a potência média é de 12,7 kW. O valor de pico da componente fundamental é de 127,3 A, correspondendo a um valor eficaz de 90 A.

A Figura 6 mostra uma decomposição da onda quadrada, indicando as componentes harmônicas (até a de sétima ordem).

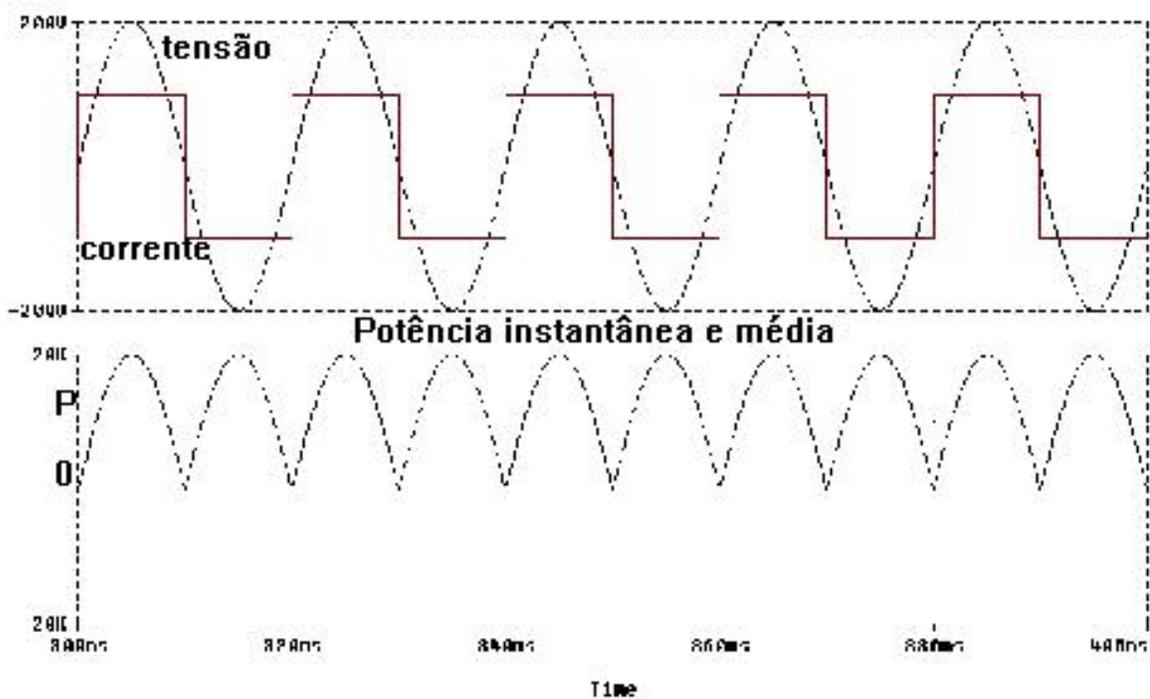


Figura 5 Potência em sistema com tensão senoidal e corrente não-senoidal.

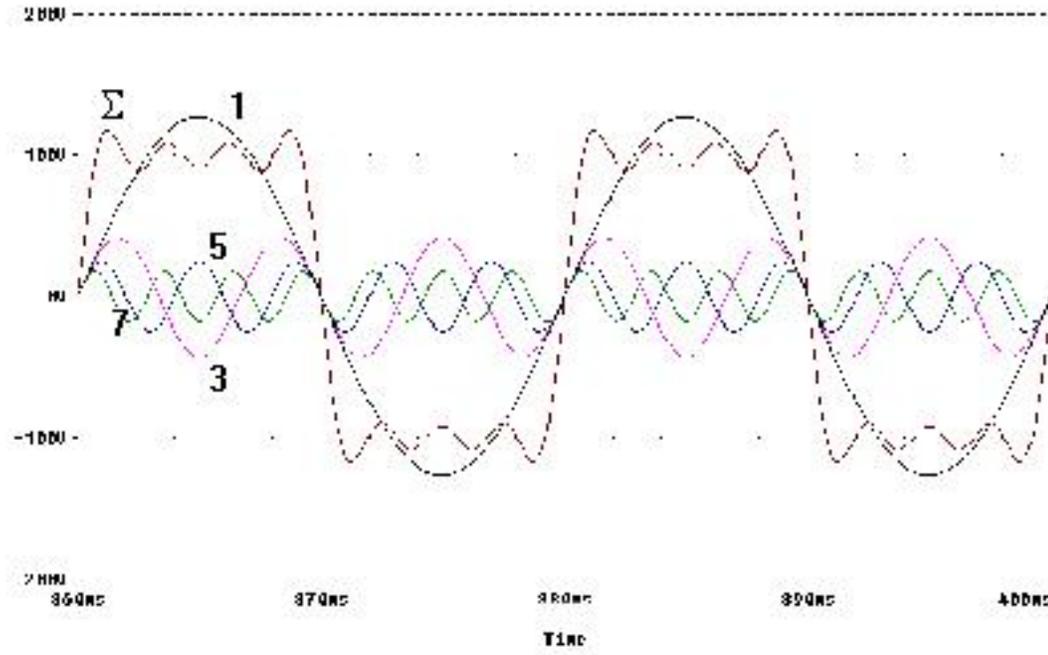


Figura 6 Decomposição harmônica (série de Fourier) de onda quadrada.

A Figura 7 mostra uma situação em que a corrente está "defasada" da tensão. esta forma de onda é típica, por exemplo, de retificadores controlados (tiristores), com filtro indutivo no lado cc. Nesta situação, a componente fundamental da corrente (que está "em fase" com a onda quadrada) apresenta uma defasagem de 36 graus em relação ao sinal de tensão. Fazendo o cálculo do FP pela equação (3) chega-se ao valor de 10,3 kW, que corresponde ao valor obtido da figura. Note que não há alteração no valor da potência aparente.

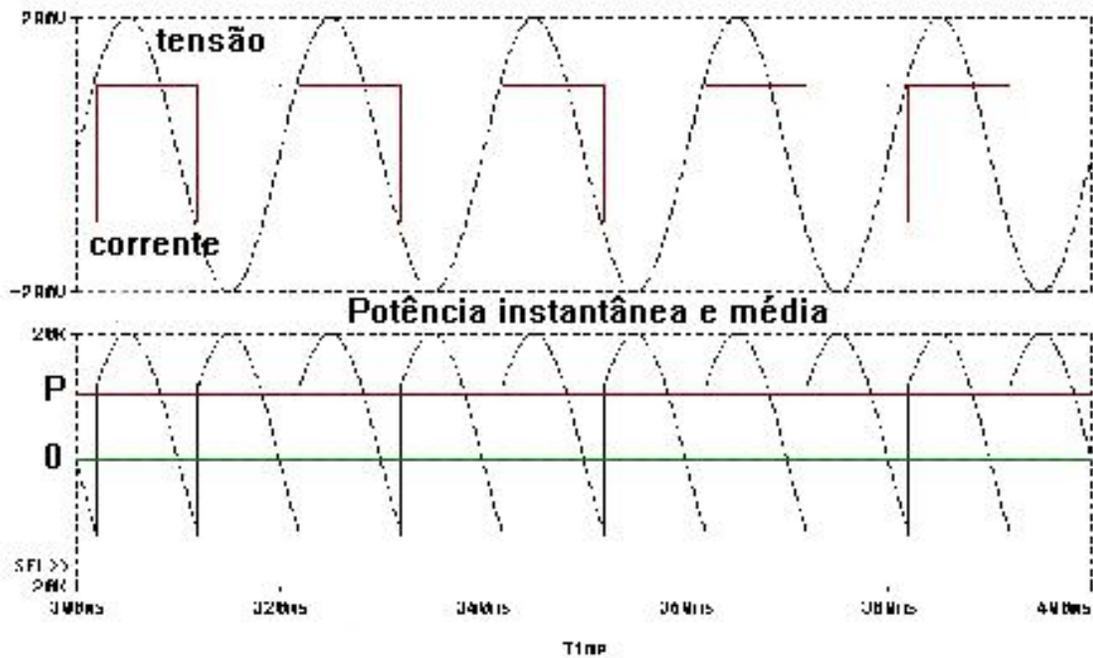


Figura 7 Potência com onda de corrente não-senoidal.

A relação entre as correntes é chamada de *fator de forma* e o termo em cosseno é chamado de *fator de deslocamento*

Por sua vez, o valor RMS da corrente de entrada também pode ser expresso em função das componentes harmônicas:

$$I_{\text{RMS}} = \sqrt{I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2} \quad (4)$$

Define-se a Taxa de Distorção Harmônica (TDH) como sendo a relação entre o valor RMS das componentes harmônicas da corrente e a fundamental:

$$\text{TDH} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \quad (5)$$

Assim, o FP pode ser reescrito como:

$$FP = \frac{\cos \phi_1}{\sqrt{1+TDH^2}} \quad (6)$$

É evidente a relação entre o FP e a distorção da corrente absorvida da linha. Neste sentido, existem normas internacionais que regulamentam os valores máximos das harmônicas de corrente que um dispositivo ou equipamento pode injetar na linha de alimentação.

Caso 3: Tensão e corrente não-senoidais, mas de mesma frequência.

O cálculo do FP, neste caso, deve seguir a equação (1), ou seja, é necessário obter o valor médio do produto dos sinais a fim de se conhecer a potência ativa. Num caso genérico, tanto a componente fundamental quanto as harmônicas podem produzir potência, desde que existam as mesmas componentes espectrais na tensão e na corrente, e que sua defasagem não seja 90 graus. A Figura 8 mostra sinais de tensão e de corrente "quadrados" e "defasados". Os valores eficazes são, respectivamente, 200 V e 100 A. O que leva a uma potência aparente de 20 kVA.

Os valores eficazes das componentes fundamentais são, respectivamente, 180 V e 90 A. A defasagem entre elas é de 36 graus. Se o cálculo da potência ativa for feito considerando apenas estes componentes, o valor obtido será de 13,1 kW. No entanto, a potência média obtida da figura, e que corresponde à potência ativa, é de 11,9 kW. O motivo da discrepância é devido ao valor médio a ser produzido por cada componente harmônica presente tanto na tensão quanto na corrente. Valores médios negativos são possíveis desde que a defasagem entre os sinais seja superior a 90 graus. É o que ocorre neste exemplo, levando a uma potência ativa menor do que aquela que seria produzida se apenas as componentes fundamentais estivessem presentes.

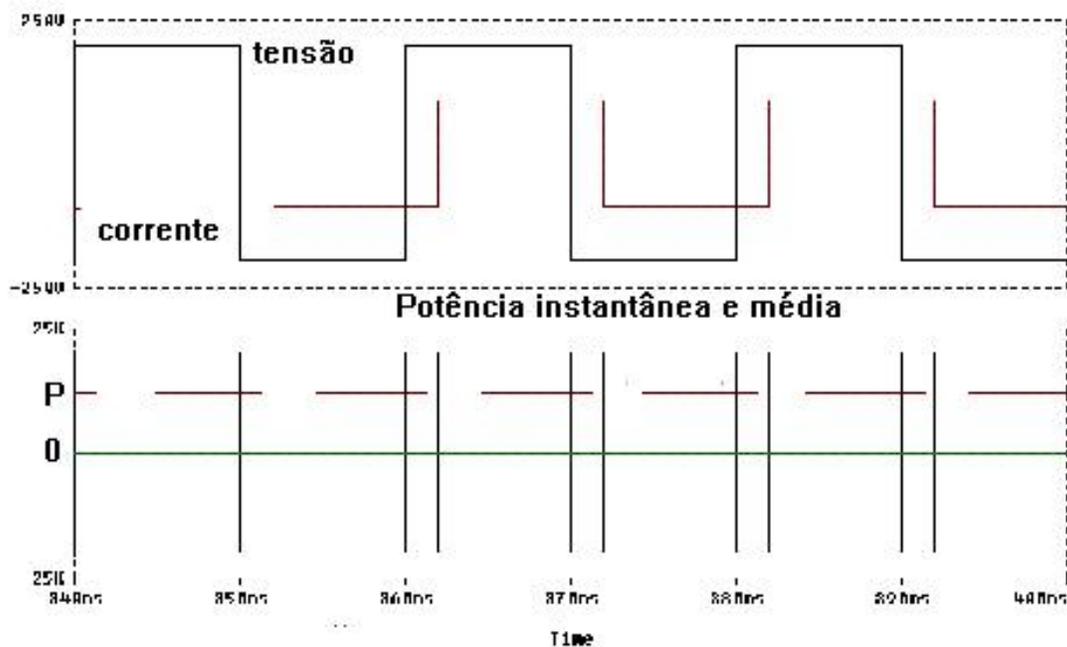


Figura 8 Potência para formas de onda quaisquer.

Desvantagens do baixo fator de potência (FP) e da alta distorção da corrente

Esta análise é feita partindo-se de duas situações. Na primeira supõe-se constante a potência ativa, ou seja, parte-se de uma instalação ou carga dada, a qual precisa ser alimentada. Verificam-se algumas conseqüências do baixo FP. Na segunda situação, analisando a partir dos limites de uma linha de transmissão, verifica-se o ganho na disponibilização de energia para o consumo.

Podem ser citadas como desvantagens de um baixo FP e elevada distorção, dentre outros, os seguintes fatos:

- A máxima potência ativa absorvível da rede é fortemente limitada pelo FP.
- As harmônicas de corrente exigem um sobredimensionamento da instalação elétrica e dos transformadores em V e I, além de aumentar as perdas (efeito pelicular e I^2R).

- A componente de terceira harmônica da corrente e múltiplas, em sistemas trifásicos com neutro, pode ser muito maior do que o normal e seus efeitos consideráveis.
- O achatamento da onda de tensão, devido ao pico da corrente, além da distorção da forma de onda, pode causar mal funcionamento de outros equipamentos conectados à mesma rede.
- As componentes harmônicas podem excitar ressonâncias no sistema de potência, levando a picos de tensão e de corrente, podendo danificar dispositivos conectados à linha.
- Maior estresse elétrico dos isolamentos com influência na vida útil dos equipamentos.

ANEXO II

EFEITOS DA DISTORÇÃO HARMÔNICA NOS MOTORES DE INDUÇÃO

O grau com que harmônicas podem ser toleradas em um sistema de alimentação depende da carga (ou da fonte de potência). Os equipamentos menos sensíveis, geralmente, são os de aquecimento (carga resistiva), para os quais a forma de onda não é relevante. Os mais sensíveis são aqueles que, em seu projeto, assumem a existência de uma onda senoidal como, por exemplo, equipamentos de comunicação e processamento de dados. No entanto, mesmo as cargas de baixa suscetibilidade, a presença de harmônicas (de tensão ou de corrente) pode ser prejudicial, produzindo maiores esforços nos componentes e isolantes.

O maior efeito das harmônicas em máquinas rotativas (indução e síncrona) é o aumento do aquecimento devido ao aumento das perdas magnéticas e no cobre. Afeta-se, assim, sua eficiência e o conjugado disponível. Além disso, tem-se um possível aumento do ruído audível quando comparado com alimentação senoidal.

Outro fenômeno é a presença de harmônicas no fluxo, produzindo alterações no acionamento, como componentes de conjugado que atuam no sentido oposto ao da fundamental, como ocorre com a 5^a, 11^a, 17^a, etc. harmônicas.

O sobre-aquecimento que pode ser tolerado depende do tipo de rotor utilizado. Rotores bobinados são mais seriamente afetados do que os de gaiola. Os de gaiola com barras profundas, por causar efeito pelicular, que conduz a corrente para a superfície do condutor em frequências elevadas, produzem maior elevação de temperatura que os de gaiola convencional.

O efeito cumulativo do aumento das perdas reflete-se numa diminuição da eficiência e da vida útil da máquina. A redução na eficiência é indicada na literatura como de 5 a 10% dos

valores obtidos com uma alimentação senoidal. Este fato não se aplica a máquinas projetadas para alimentação a partir de inversores, mas apenas àquelas de uso em alimentação direta da rede.

Algumas componentes harmônicas, ou pares de componentes (por exemplo, 5ª e 7ª, produzindo uma resultante de 6ª harmônica) podem estimular oscilações mecânicas em sistemas turbina-gerador ou motor-carga, devido a uma potencial excitação de ressonâncias mecânicas. Isto pode levar a problemas industriais como, por exemplo, a produção de fios, em que a precisão no acionamento é elemento fundamental para a qualidade do produto.

Harmônicas na tensão aumentam as perdas magnéticas e o efeito fadiga nos isolamentos, enquanto harmônicas na corrente elevam as perdas no cobre e reduzem o fator de potência. A elevação das perdas no cobre deve-se principalmente ao efeito pelicular e indução de correntes parasitas de Foucault no núcleo, que implica numa redução da área efetivamente condutora à medida que se eleva a frequência da corrente.

Normalmente, as componentes harmônicas possuem amplitude reduzida, o que colabora para não tornar esses aumentos de perdas excessivos. No entanto, podem surgir situações específicas (ressonâncias, por exemplo) com componentes de alta frequência e amplitude elevada.

Além disso, o efeito das reatâncias de dispersão fica ampliado, uma vez que seu valor aumenta com a frequência.

Associada à dispersão existe ainda outro fator de perdas que se referem às correntes induzidas pelo fluxo disperso. Esta corrente manifesta-se nos enrolamentos, no núcleo, e nas peças metálicas adjacentes aos enrolamentos. Estas perdas crescem proporcionalmente ao quadrado da frequência e da corrente.

Tem-se ainda uma maior influência das capacitâncias parasitas (entre espiras e entre enrolamentos) que podem realizar ressonâncias indesejadas (IEEE-519).

Desvantagens do baixo fator de potência (FP) e da alta distorção da corrente

Esta análise é feita partindo-se de duas situações. Na primeira supõe-se constante a potência ativa, ou seja, parte-se de uma instalação ou carga dada, a qual precisa ser alimentada. Verificam-se algumas conseqüências do baixo FP. Na segunda situação, analisando a partir dos limites de uma linha de transmissão, verifica-se o ganho na disponibilização de energia para o consumo.

Podem ser citadas como desvantagens de um baixo FP e elevada distorção, dentre outros, os seguintes fatos:

- A máxima potência ativa absorvível da rede é fortemente limitada pelo FP.
- As harmônicas de corrente exigem um sobredimensionamento da instalação elétrica e dos transformadores tanto em tensão como em corrente, além de aumentar as perdas (efeito pelicular e I^2R).
- A componente de terceira harmônica da corrente e múltiplas, em sistemas trifásicos com neutro, pode ser muito maior do que o normal e seus efeitos consideráveis.
- O achatamento da onda de tensão, devido ao pico da corrente, além da distorção da forma de onda, pode causar mal funcionamento de outros equipamentos conectados à mesma rede.
- As componentes harmônicas podem excitar ressonâncias no sistema de potência, levando a picos de tensão e de corrente, podendo danificar dispositivos conectados à linha.
- Maior estresse elétrico dos isolamentos com influência na vida útil dos equipamentos.

As formas de onda sem distorção estão na Figura 1 abaixo.

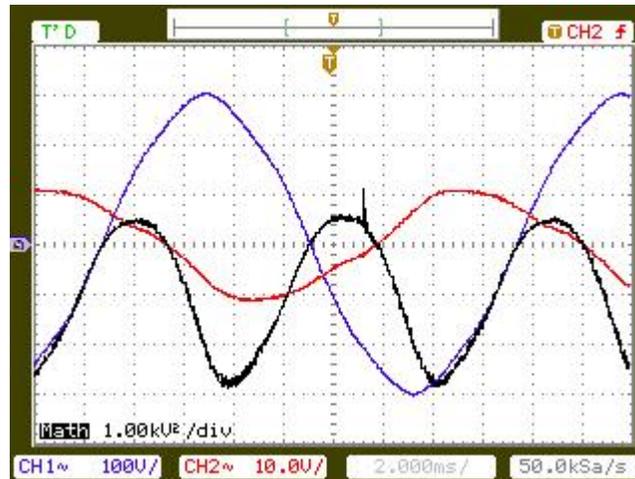


Figura 1 Formas de onda de tensão (em azul), corrente (em vermelho) e potência (em preto) sem distorção ou, melhor dizendo, com a distorção existente na rede de alimentação da companhia fornecedora de energia - (LMEAE 2008)

As harmônicas de tensão e correntes medidas com o instrumento Digital Power Meter W 1030MT e as formas de onda vistas no LMEAE pelo osciloscópio National VP5510A na entrada do motor 1 e 2 estão mostradas abaixo.

DISTORÇÃO HARMÔNICA NO MOTOR 1

Tabela 1 Medidas da TDH - MOTOR 1 (LMEAE 2008)

Ven (V)	Ien (A)	Carga	TDH (%)	
			Tensão	Corrente
220	2,6	0	62,9	75,8
220	4,5	1	50,2	59,6
220	5,2	2	39,7	49,1
220	5,9	3	38,6	47,6
220	6,5	4	28,5	34,2
220	7,8	5	22,4	25,0
220	9,2	6	16,3	17,2

CARGA 0 (Motor a vazio): $V_{en} = 220 \text{ V}$; $I_{en} = 2,60 \text{ A}$; $P_{en_{cG}} = 0,12 \text{ kW}$; $F_{P_{en_{cG}}} = 0,204$;
 $V_{motor} = 101 \text{ V}$; $P_{motor} = 0,07 \text{ kW}$; $F_{P_{motor}} = 0,266$;

$$\text{TDH}_{\text{Tensão}} = 62,9 \%$$

$$\text{TDH}_{\text{Corrente}} = 75,8 \%$$

Imagem tirada com osciloscópio = M1C00PVA; M1C00V; M1C00A; M1C00P;

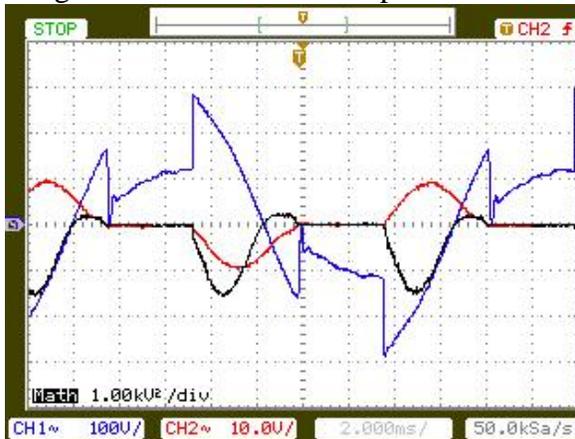


Figura 2 Forma de onda Potência, Tensão e Corrente (PVA) - Motor 1- Carga 0 (LMEAE)

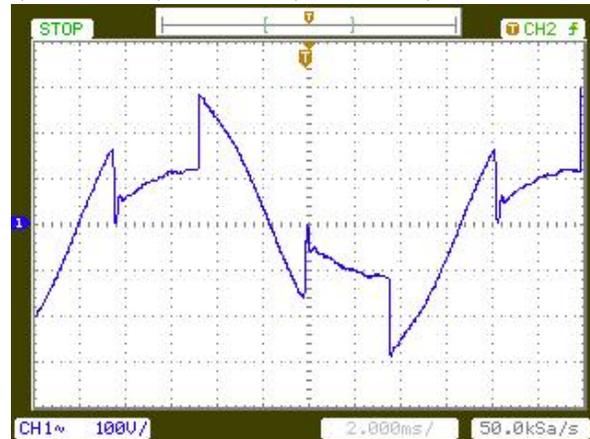


Figura 3 Forma de onda tensão (V) Motor 1 - Carga 0 (LMEAE)



Figura 4 Forma de onda de Corrente (A) - Motor 1- Carga 0 (LMEAE)

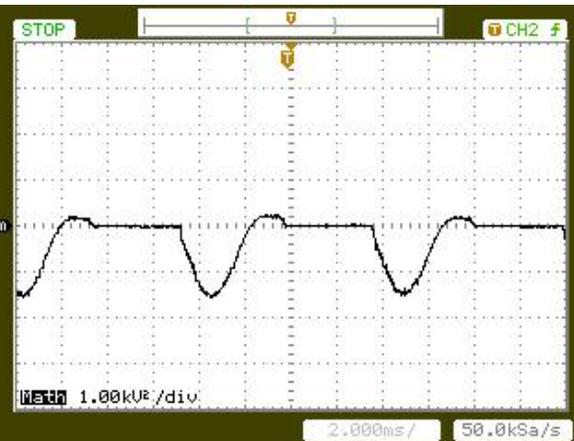


Figura 5 Forma de onda potência (P) Motor 1 - Carga 0 (LMEAE)

CARGA 1: $V_{en} = 220 \text{ V}$; $I_{en} = 4,5 \text{ A}$; $P_{en_{cG}} = 0,41 \text{ kW}$; $FP_{en_{cG}} = 0,410$; $V_{motor} = 130 \text{ V}$; $P_{motor} = 0,290 \text{ kW}$; $FP_{motor} = 0,500$;

$$\begin{aligned} TDH_{\text{Tensão}} &= 50,2 \% ; \\ TDH_{\text{Corrente}} &= 59,6 \% ; \end{aligned}$$

Imagem tirada com osciloscópio = M1C01PVA; M1C01V; M1C01A; M1C01P;

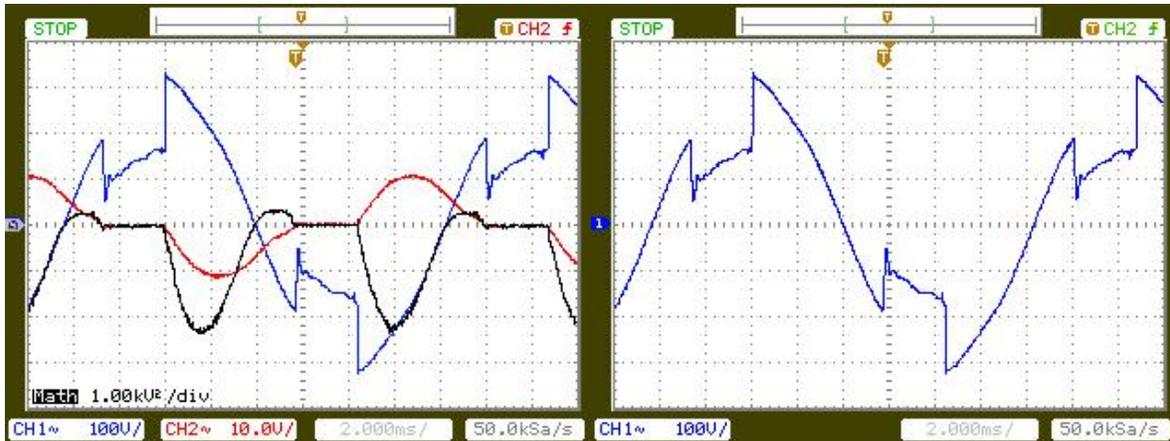


Figura 6 Forma de onda Potência, Tensão e Corrente (PVA) - Motor 1- Carga 1 (LMEAE)

Figura 7 Forma de onda tensão (V) Motor 1 - Carga 1 (LMEAE)

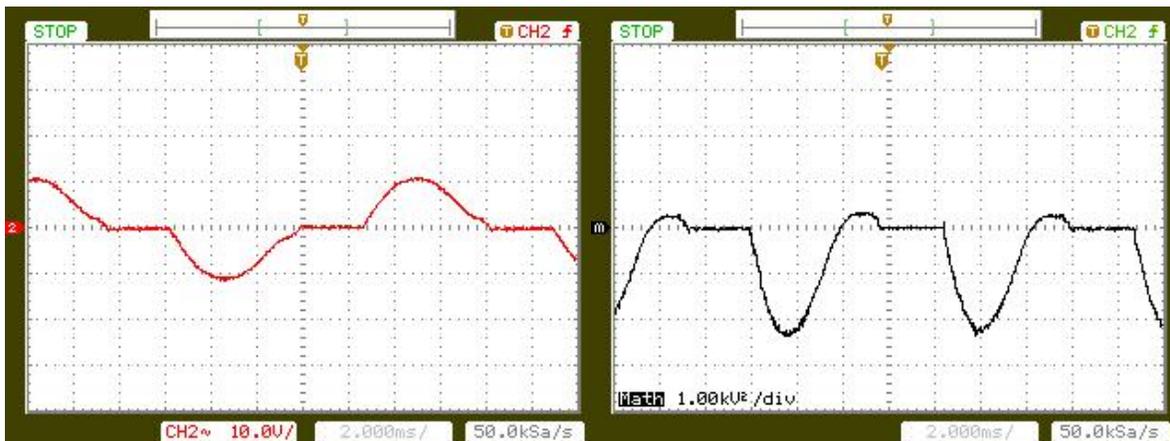


Figura 8 Forma de onda de Corrente (A) - Motor 1- Carga 1 (LMEAE)

Figura 9 Forma de onda potência (P) Motor 1 - Carga 1 (LMEAE)

CARGA 2: $V_{en} = 220 \text{ V}$; $I_{en} = 5,2 \text{ A}$; $P_{en_{cG}} = 0,48 \text{ kW}$; $FP_{en_{cG}} = 0,420$; $V_{motor} = 154 \text{ V}$; $P_{motor} = 0,470 \text{ kW}$; $FP_{motor} = 0,590$;

$$\begin{aligned} TDH_{\text{Tensão}} &= 39,7 \% ; \\ TDH_{\text{Corrente}} &= 49,1 \% ; \end{aligned}$$

Imagem tirada com osciloscópio = M1C02PVA; M1C02V; M1C02A; M1C02P;

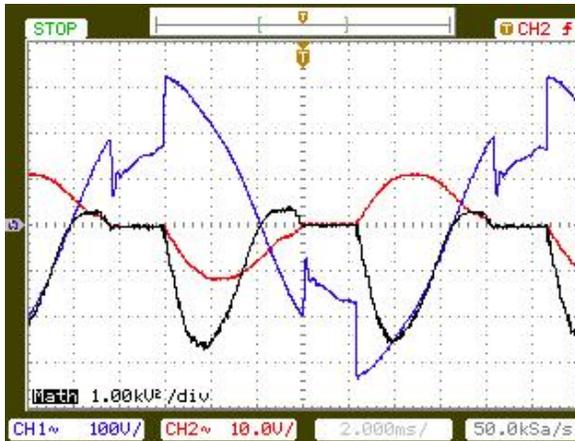


Figura 10 Forma de onda Potência, Tensão e Corrente (PVA) - Motor 1- Carga 2 (LMEAE)

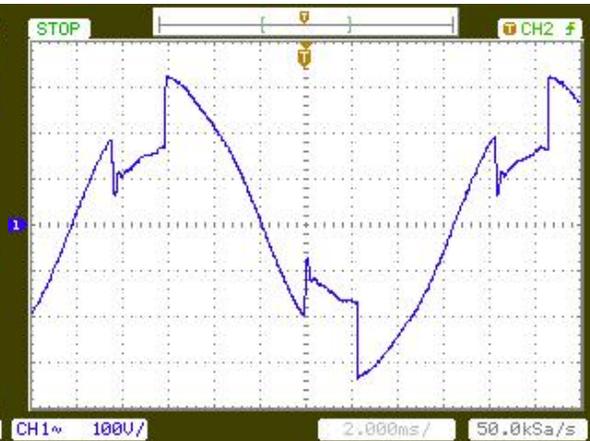


Figura 11 Forma de onda tensão (V) Motor 1 - Carga 2 (LMEAE)



Figura 12 Forma de onda de Corrente (A) - Motor 1- Carga 2 (LMEAE)

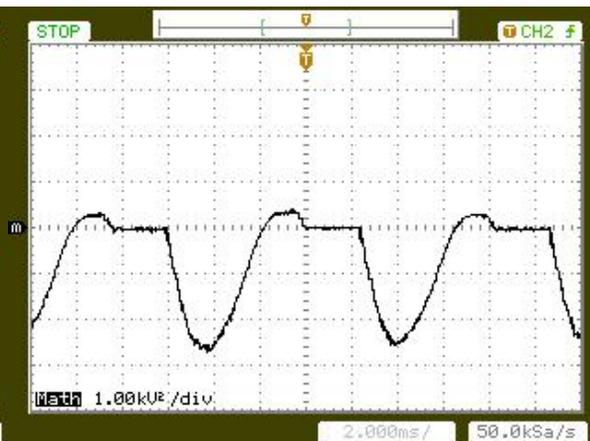


Figura 13 Forma de onda potência (P) Motor 1 - Carga 2 (LMEAE)

CARGA 3: $V_{en} = 220 \text{ V}$; $I_{en} = 5,9 \text{ A}$; $P_{en_{cG}} = 0,64 \text{ kW}$; $F_{Pen_{cG}} = 0,490$; $V_{motor} = 170 \text{ V}$;
 $P_{motor} = 0,63 \text{ kW}$; $F_{Pmotor} = 0,630$;

$$\text{TDH}_{\text{Tensão}} = 38,6 \%$$

$$\text{TDH}_{\text{Corrente}} = 47,6 \%$$

Imagem tirada com osciloscópio = M1C03PVA; M1C03V; M1C03A; M1C03P;

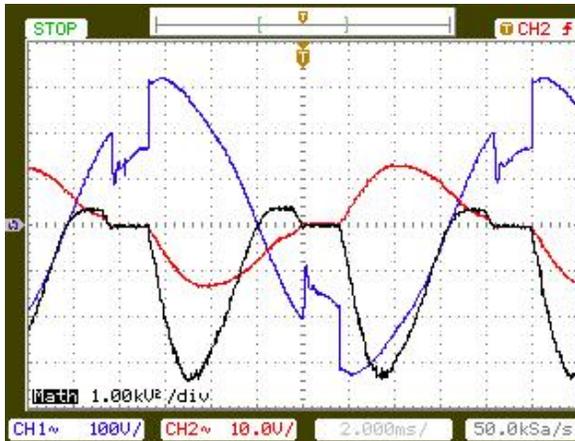


Figura 14 Forma de onda Potência, Tensão e Corrente (PVA) - Motor 1- Carga 3 (LMEAE)

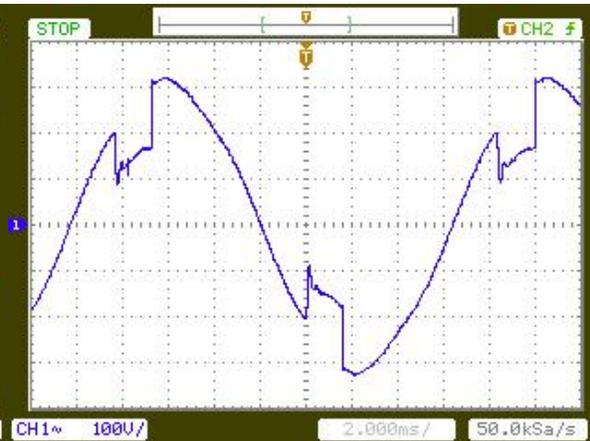


Figura 15 Forma de onda tensão (V) Motor 1 - Carga 3 (LMEAE)

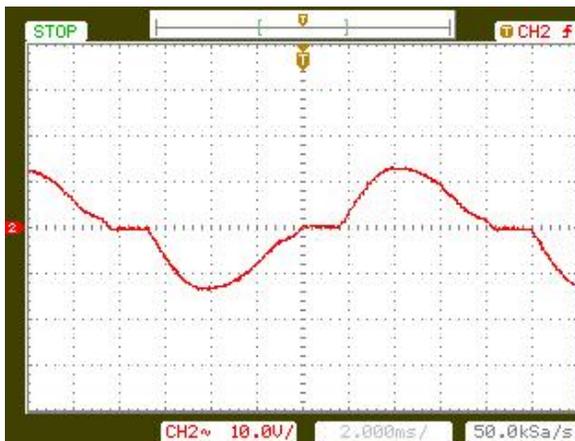


Figura 16 Forma de onda de Corrente (A) - Motor 1- Carga 3 (LMEAE)

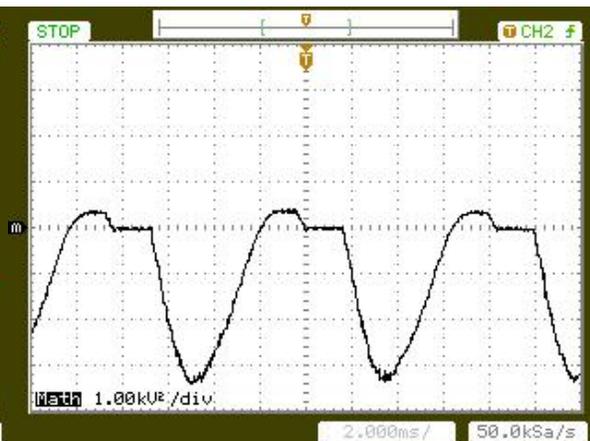


Figura 17 Forma de onda potência (P) Motor 1 - Carga 3 (LMEAE)

CARGA 4: $V_{en} = 220 \text{ V}$; $I_{en} = 6,5 \text{ A}$; $P_{en_{cG}} = 0,79 \text{ kW}$; $FP_{en_{cG}} = 0,550$; $V_{motor} = 180 \text{ V}$; $P_{motor} = 0,77 \text{ kW}$; $FP_{motor} = 0,660$;

$$\begin{aligned} TDH_{\text{Tensão}} &= 28,5 \% ; \\ TDH_{\text{Corrente}} &= 34,2 \% ; \end{aligned}$$

Imagem tirada com osciloscópio = M1C04PVA; M1C04V; M1C04A; M1C04P;

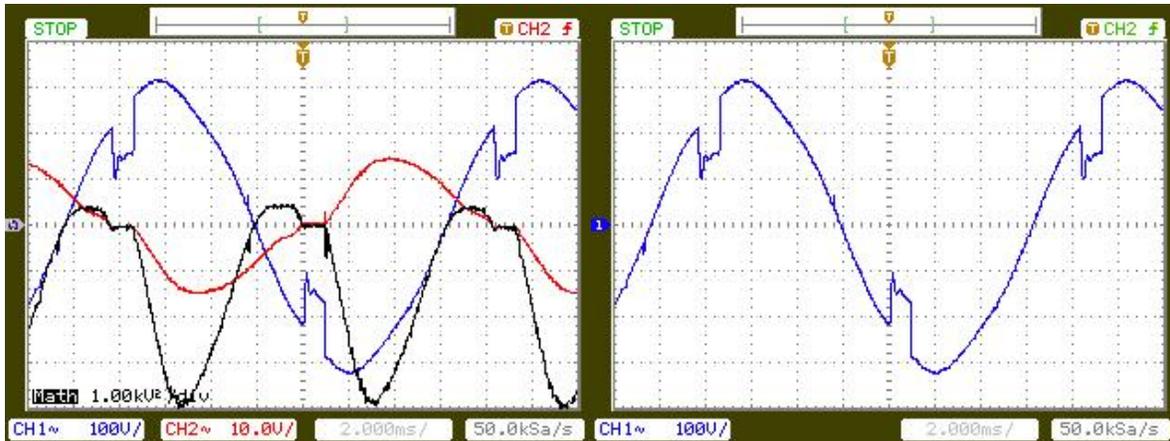


Figura 18 Forma de onda Potência, Tensão e Corrente (PVA) - Motor 1- Carga 4 (LMEAE)

Figura 19 Forma de onda tensão (V) Motor 1 - Carga 4 (LMEAE)

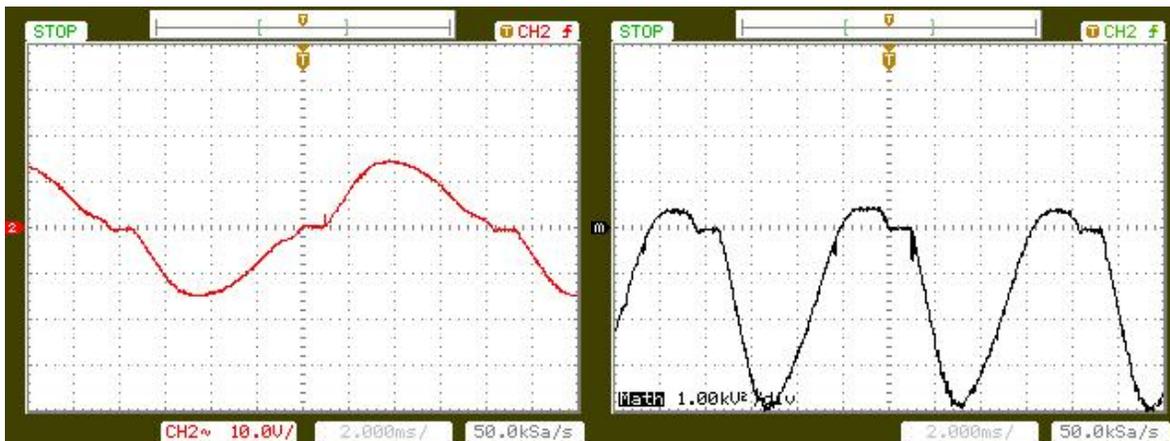


Figura 20 Forma de onda de Corrente (A) - Motor 1- Carga 4 (LMEAE)

Figura 21 Forma de onda potência (P) Motor 1 - Carga 4 (LMEAE)

CARGA 5: $V_{en} = 220 \text{ V}$; $I_{en} = 7,8 \text{ A}$; $P_{en_{cG}} = 1,10 \text{ kW}$; $F_{Pen_{cG}} = 0,640$; $V_{motor} = 195 \text{ V}$; $P_{motor} = 1,06 \text{ kW}$; $F_{Pmotor} = 0,700$;

$$\begin{aligned} TDH_{Tens\tilde{a}o} &= 22,4 \% ; \\ TDH_{Corrente} &= 25,0 \% ; \end{aligned}$$

Imagem tirada com osciloscópio = M1C05PVA; M1C05V; M1C05A; M1C05P;

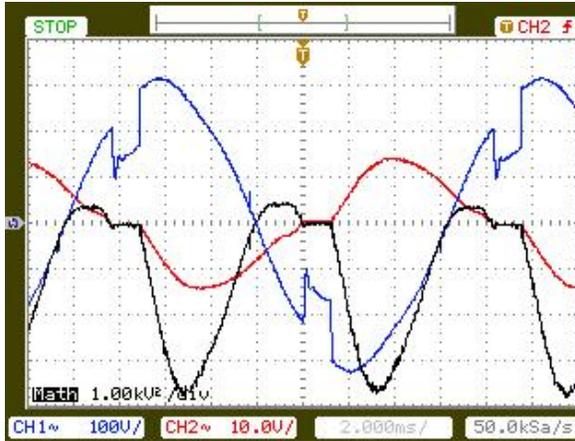


Figura 22 Forma de onda Potência, Tensão e Corrente (PVA) - Motor 1- Carga 5 (LMEAE)

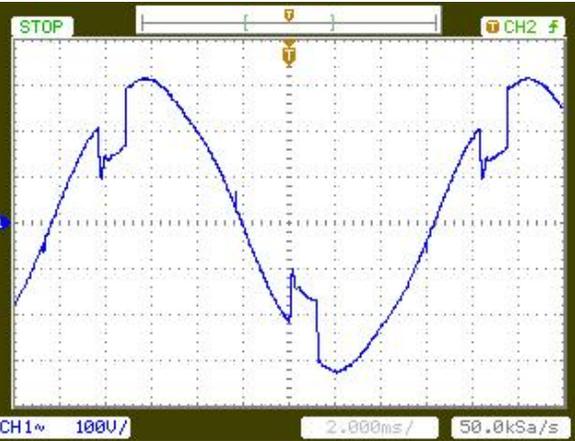


Figura 23 Forma de onda tensão (V) Motor 1 - Carga 5 (LMEAE)

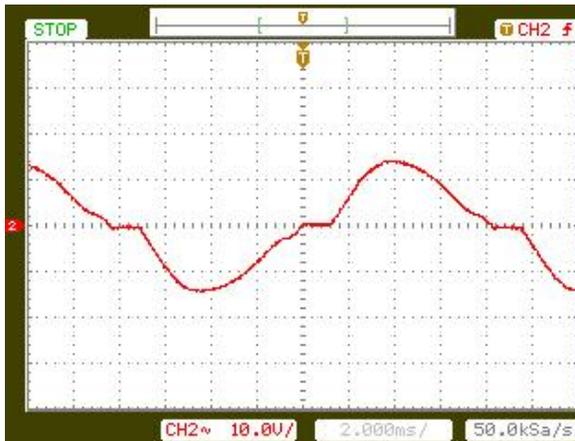


Figura 24 Forma de onda de Corrente (A) - Motor 1- Carga 5 (LMEAE)

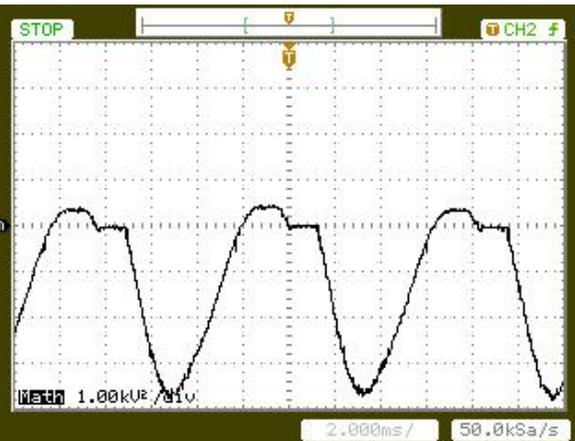


Figura 25 Forma de onda potência (P) Motor 1 - Carga 5 (LMEAE)

CARGA 6: $V_{en} = 220 \text{ V}$; $I_{en} = 9,2 \text{ A}$; $Pen_{cG} = 1,44 \text{ kW}$; $FPen_{cG} = 0,710$; $V_{motor} = 204 \text{ V}$; $P_{motor} = 1,39 \text{ kW}$; $FP_{motor} = 0,742$;

$$TDH_{Tens\tilde{a}o} = 16,3 \%$$

$$TDH_{Corrente} = 17,2 \%$$

Imagem tirada com osciloscópio = M1C06PVA; M1C06V; M1C06A; M1C06P;

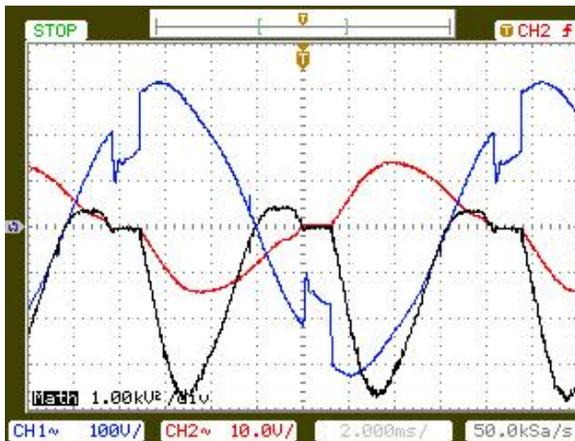


Figura 26 Forma de onda Potência, Tensão e Corrente (PVA) - Motor 1- Carga 6 (LMEAE)

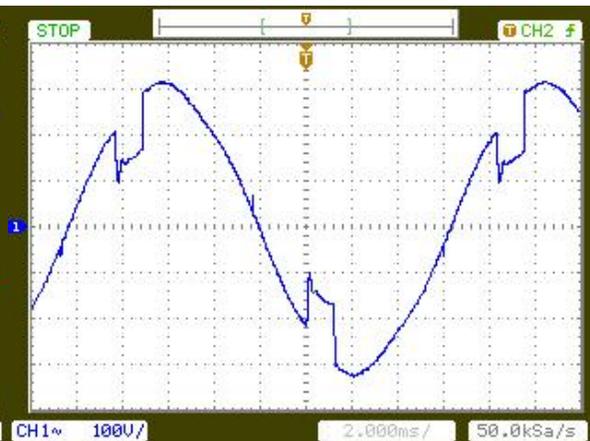


Figura 27 Forma de onda tensão (V) Motor 1 - Carga 6 (LMEAE)

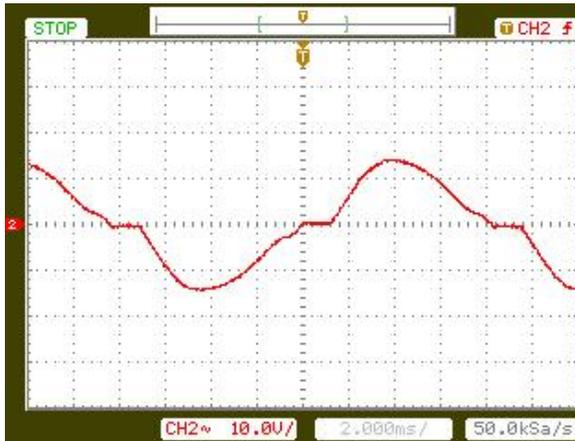


Figura 28 Forma de onda de Corrente (A) - Motor 1- Carga 6 (LMEAE)

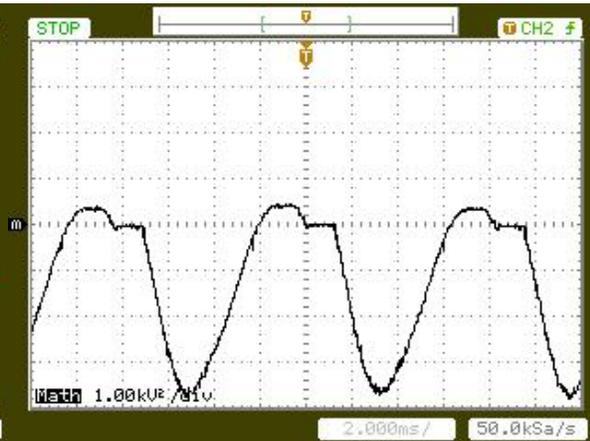


Figura 29 Forma de onda potência (P) Motor 1 - Carga 6 (LMEAE)

DISTORÇÃO HARMÔNICA NO MOTOR 2

Tabela 2 Medidas de THD - MOTOR 2

Ven (V)	Ien (A)	Carga	TDH (%)	
			Tensão	Corrente
220	5,75	0	21,2	63,8
220	6,70	1	19,0	55,7
220	7,46	2	18,5	50,3
220	8,40	3	18,4	44,6
220	9,40	4	18,3	41,3
220	11,5	5	18,0	30,0
220	13,5	6	16,0	20,5

CARGA 0 (Motor a vazio): Ven = 220 V; Ien = 5,75 A; Pen_{cG} = 0,296 kW; FPen_{cG} = 0,234;
Vmotor = 152 V; Pmotor = 0,280 kW; Fmotor = 0,320;

TDH_{Tensão} = 21,2 %;

TDH_{Corrente} = 63,2 %;

Imagem tirada com osciloscópio = M2C00PVA; M2C00V; M2C00A; M2C00P;

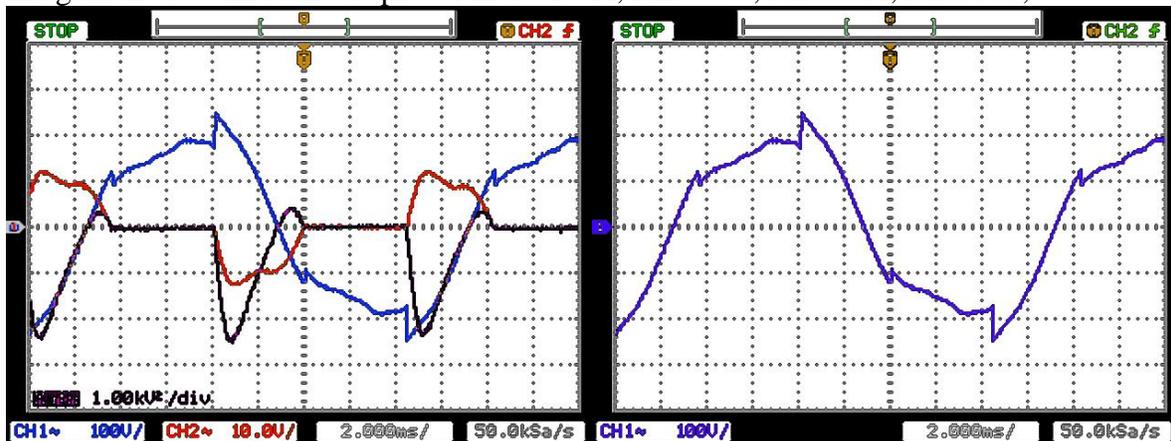


Figura 30 Forma de onda Potência, Tensão e Corrente (PVA) - Motor 2- Carga 0 (LMEAE)

Figura 31 Forma de onda tensão (V) Motor 2 - Carga 0 (LMEAE)

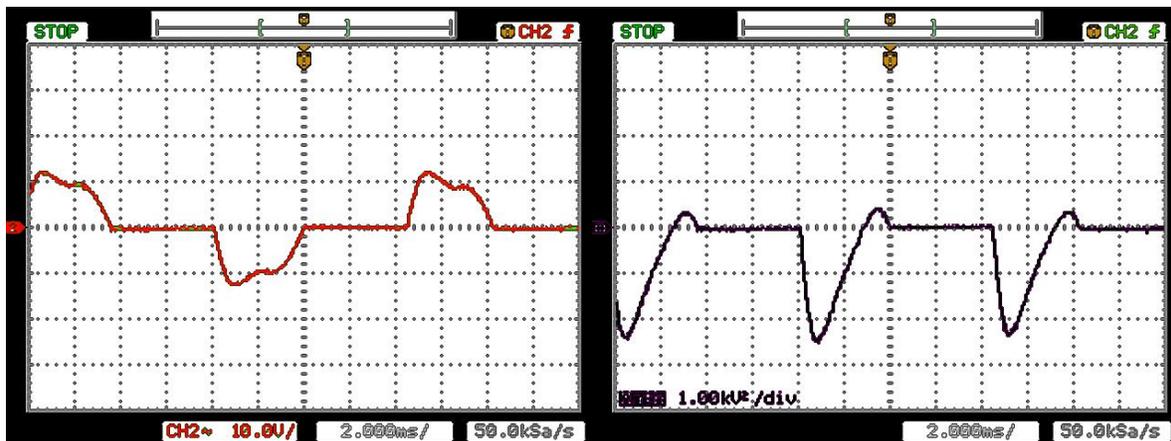


Figura 32 Forma de onda de Corrente (A) - Motor 2 - Carga 0 (LMEAE)

Figura 33 Forma de onda potência (P) - Motor 2 - Carga 0 (LMEAE)

CARGA 1: $V_{en} = 220 \text{ V}$; $I_{en} = 6,70 \text{ A}$; $P_{en_{cG}} = 0,545 \text{ kW}$; $F_{P_{en_{cG}}} = 0,370$; $V_{motor} = 161,5 \text{ V}$; $P_{motor} = 0,518 \text{ kW}$; $F_{P_{motor}} = 0,480$;

$$\begin{aligned} TDH_{\text{Tensão}} &= 19,0 \% ; \\ TDH_{\text{Corrente}} &= 55,7 \% ; \end{aligned}$$

Imagem tirada com osciloscópio = M2C01PVA; M2C01V; M2C01A; M2C01P;

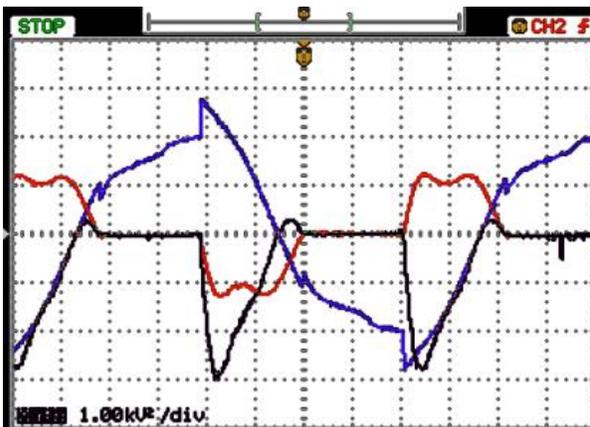


Figura 34 Forma de onda Potência, Tensão e Corrente (PVA) - Motor 2- Carga 1 (LMEAE)

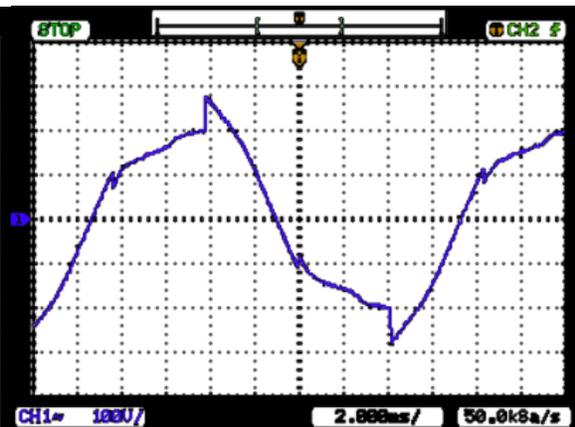


Figura 35 Forma de onda tensão (V) Motor 2 - Carga 1 (LMEAE)

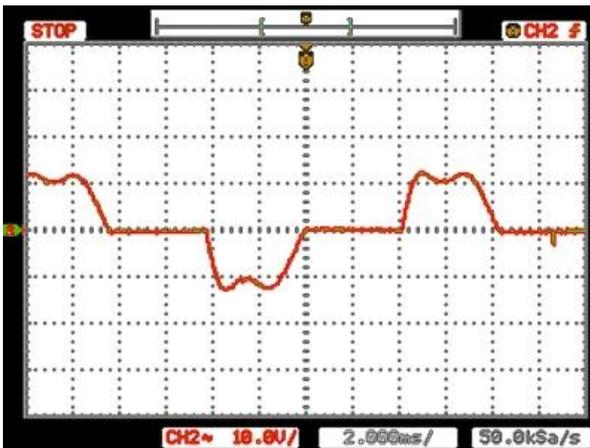


Figura 28 Forma de onda de Corrente (A) - Motor 2- Carga 1 (LMEAE)

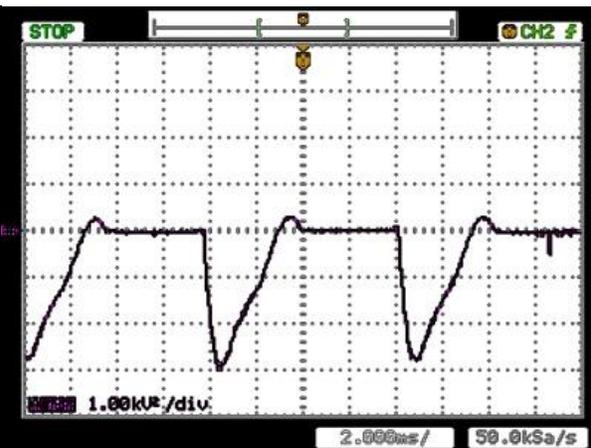


Figura 29 Forma de onda potência (P) Motor 2 - Carga 1 (LMEAE)

CARGA 2: $V_{en} = 220 \text{ V}$; $I_{en} = 7,46 \text{ A}$; $P_{en_{cG}} = 0,702 \text{ kW}$; $F_{Pen_{cG}} = 0,428$; $V_{motor} = 172,5 \text{ V}$; $P_{motor} = 0,676 \text{ kW}$; $F_{Pmotor} = 0,525$;

$$\begin{aligned} TDH_{\text{Tensão}} &= 18,5 \% ; \\ TDH_{\text{Corrente}} &= 50,3 \% ; \end{aligned}$$

Imagem tirada com osciloscópio = M2C02PVA; M2C02V; M2C02A; M2C02P;

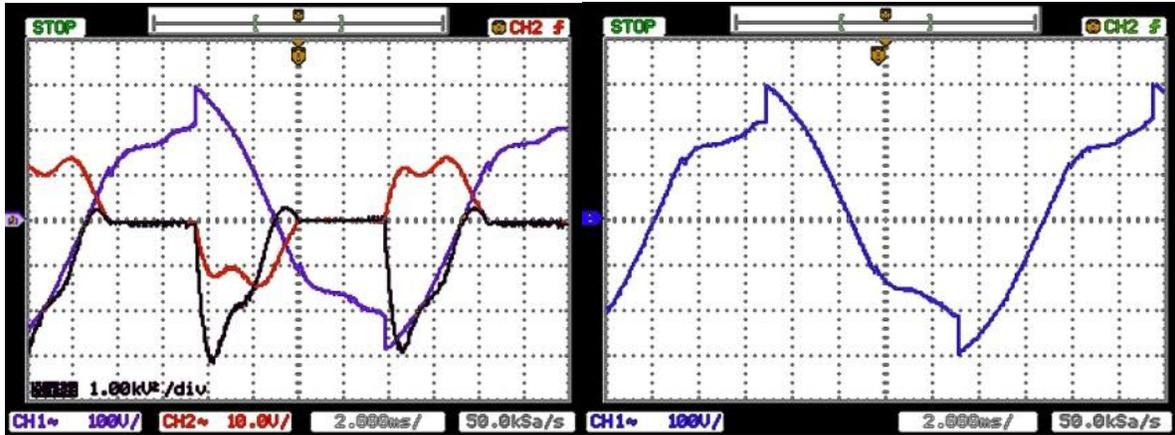


Figura 38 Forma de onda Potência, Tensão e Corrente (PVA) - Motor 2- Carga 2 (LMEAE) Figura 39 Forma de onda tensão (V) Motor 2 - Carga 2 (LMEAE)

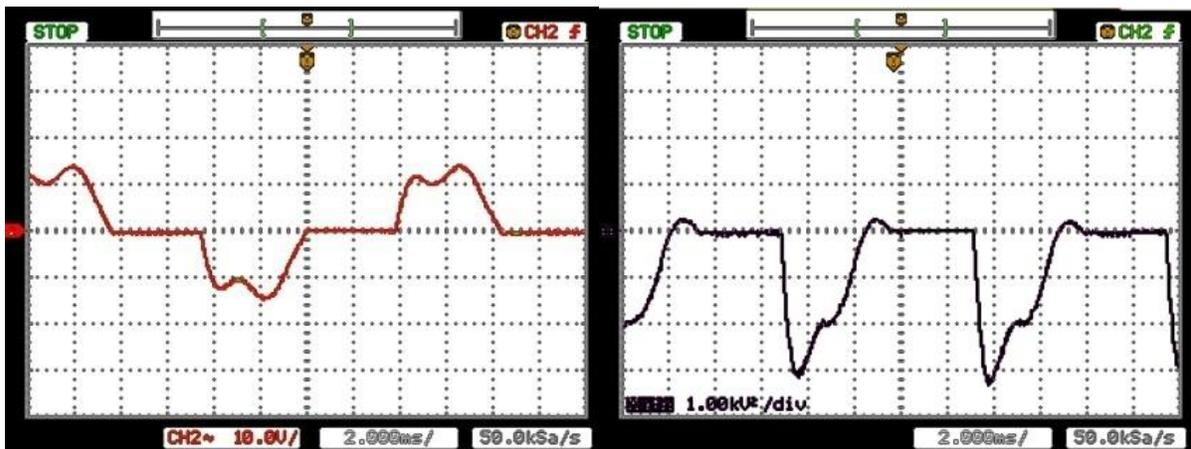


Figura 40 Forma de onda de Corrente (A) - Motor 1- Carga 2 (LMEAE) Figura 41 Forma de onda potência (P) Motor 2 - Carga 2(LMEAE)

CARGA 3: $V_{en} = 220 \text{ V}$; $I_{en} = 8,40 \text{ A}$; $P_{en_{cG}} = 0,903 \text{ kW}$; $FP_{en_{cG}} = 0,501$; $V_{motor} = 179 \text{ V}$; $P_{motor} = 0,890 \text{ kW}$; $FP_{motor} = 0,592$;

$$\begin{aligned} TDH_{\text{Tensão}} &= 18,4 \% ; \\ TDH_{\text{Corrente}} &= 44,6 \% ; \end{aligned}$$

Imagem tirada com osciloscópio = M2C03PVA; M2C03V; M2C03A; M2C03P;

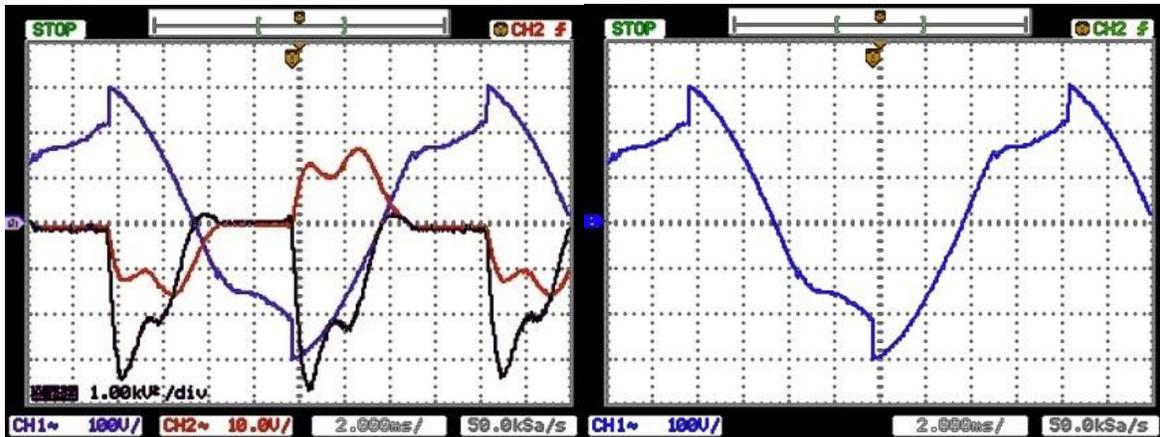


Figura 42 Forma de onda Potência, Tensão e Corrente (PVA) - Motor 2- Carga 3 (LMEAE)

Figura 43 Forma de onda tensão (V) Motor 2 - Carga 3 (LMEAE)

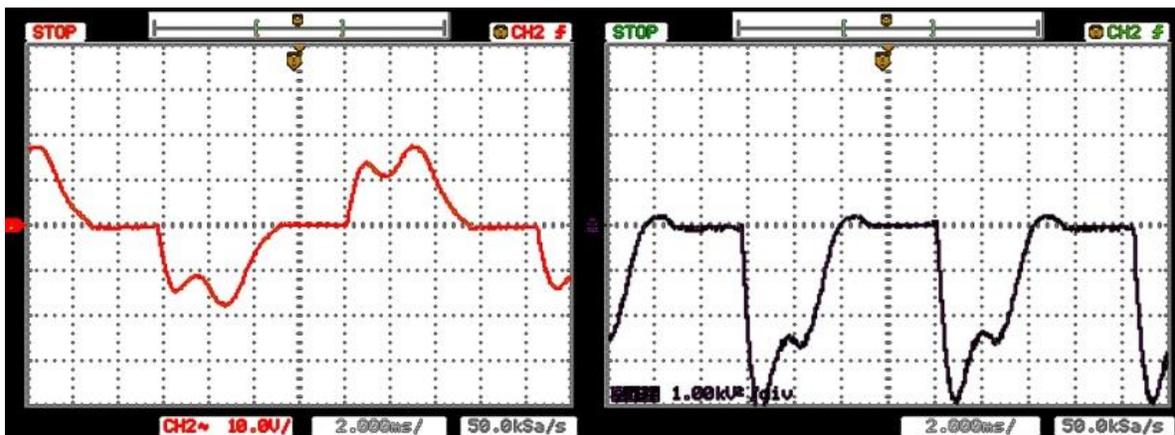


Figura 44 Forma de onda de Corrente (A) - Motor 2- Carga 3 (LMEAE)

Figura 45 Forma de onda potência (P) Motor 2 - Carga 3 (LMEAE)

CARGA 4: Ven = 220 V; Ien = 9,40 A; Pen_{cG} = 1,160 kW; FPen_{cG} = 0,561; Vmotor = 184 V;
Pmotor = 1,124 kW; FPMotor = 0,650;

$$\text{TDH}_{\text{Tensão}} = 18,3 \%$$

$$\text{TDH}_{\text{Corrente}} = 41,3 \%$$

Imagem tirada com osciloscópio = M2C04PVA; M2C04V; M2C04A; M2C04P;

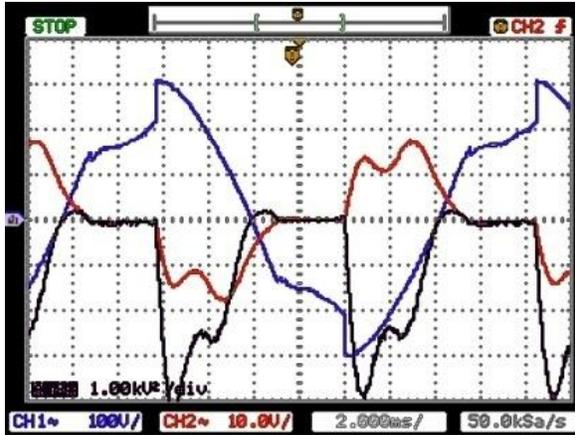


Figura 46 Forma de onda Potência, Tensão e Corrente (PVA) - Motor 2- Carga 4 (LMEAE)

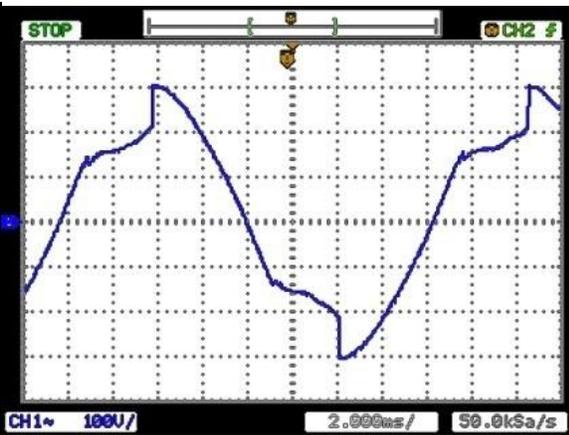


Figura 47 Forma de onda tensão (V) Motor 2 - Carga 4 (LMEAE)

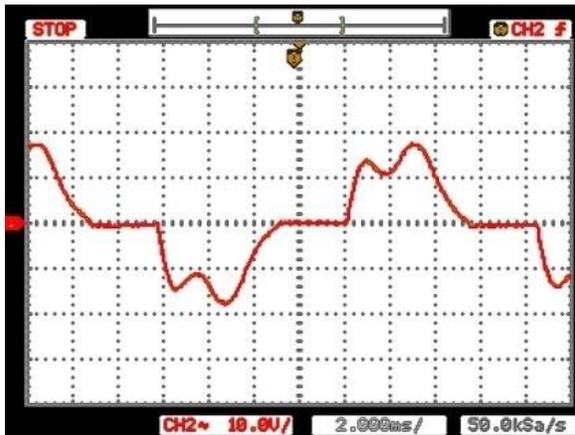


Figura 48 Forma de onda de Corrente (A) - Motor 2- Carga 4 (LMEAE)

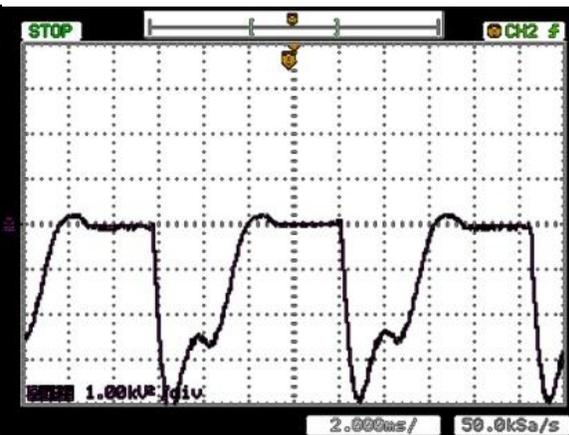


Figura 49 Forma de onda potência (P) Motor 2 - Carga 4 (LMEAE)

CARGA 5: $V_{en} = 220 \text{ V}$; $I_{en} = 11,50 \text{ A}$; $P_{en_{cG}} = 1,630 \text{ kW}$; $F_{Pen_{cG}} = 0,646$; $V_{motor} = 195 \text{ V}$; $P_{motor} = 1,586 \text{ kW}$; $F_{Pmotor} = 0,705$;

$$\begin{aligned} TDH_{\text{Tensão}} &= 18,0 \% ; \\ TDH_{\text{Corrente}} &= 30,0 \% ; \end{aligned}$$

Imagem tirada com osciloscópio = M2C05PVA; M2C05V; M2C05A; M2C05P;

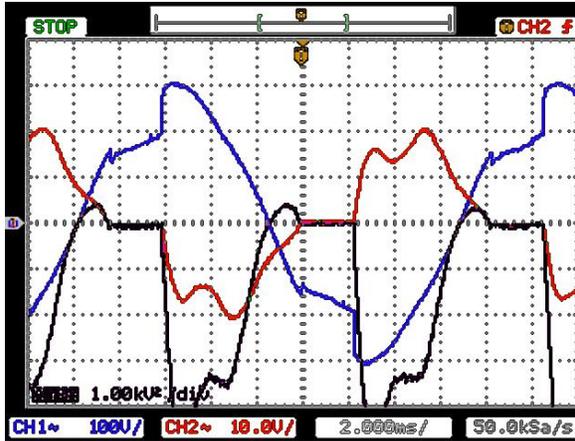


Figura 50 Forma de onda Potência, Tensão e Corrente (PVA) - Motor 2- Carga 5 (LMEAE)

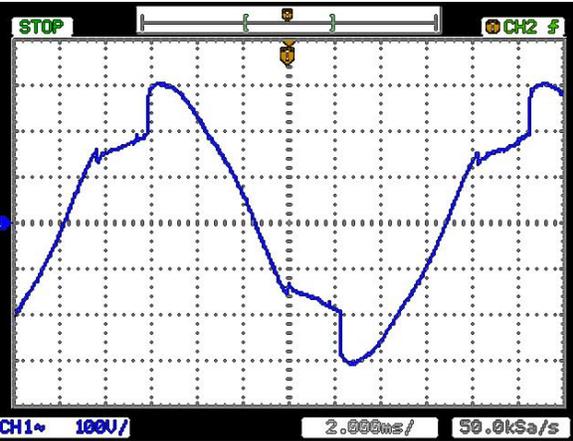


Figura 51 Forma de onda tensão (V) Motor 2 - Carga 5 (LMEAE)

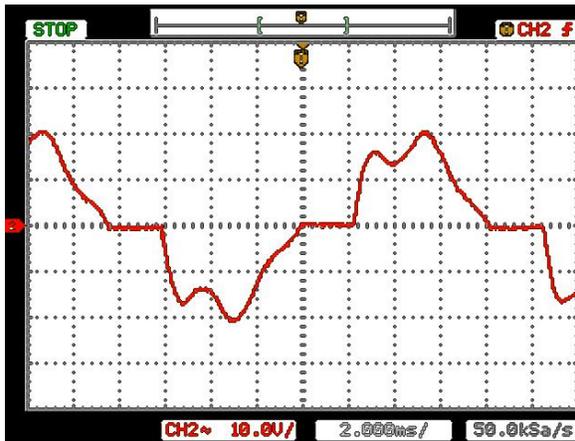


Figura 52 Forma de onda de Corrente (A) - Motor 2- Carga 5 (LMEAE)



Figura 53 Forma de onda potência (P) Motor 2 - Carga 5 (LMEAE)

CARGA 6: $V_{en} = 220 \text{ V}$; $I_{en} = 13,50 \text{ A}$; $P_{en_{cG}} = 2,110 \text{ kW}$; $F_{Pen_{cG}} = 0,712$; $V_{motor} = 203 \text{ V}$;
 $P_{motor} = 2,040 \text{ kW}$; $F_{Pmotor} = 0,745$;

$$\text{TDH}_{\text{Tensão}} = 21,2 \%;$$

$$\text{TDH}_{\text{Corrente}} = 63,2 \%;$$

Imagem tirada com osciloscópio = M2C06PVA; M2C06V; M2C06A; M2C06P;

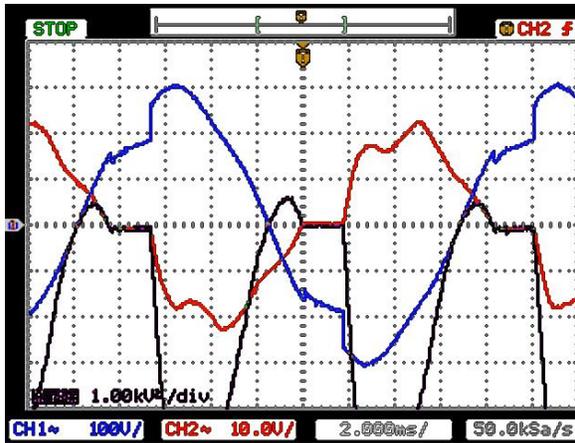


Figura 54 Forma de onda Potência, Tensão e Corrente (PVA) - Motor 2- Carga 6 (LMEAE)

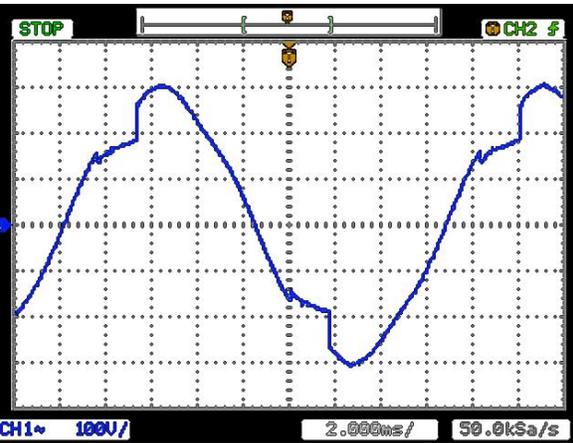


Figura 55 Forma de onda tensão (V) Motor 2 - Carga 6 (LMEAE)

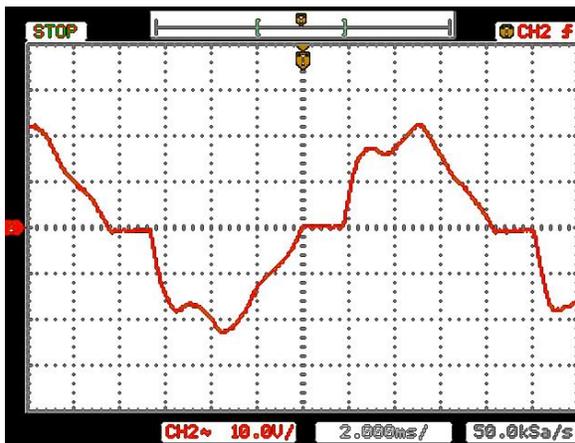


Figura 56 Forma de onda de Corrente (A) - Motor 2- Carga 6 (LMEAE)

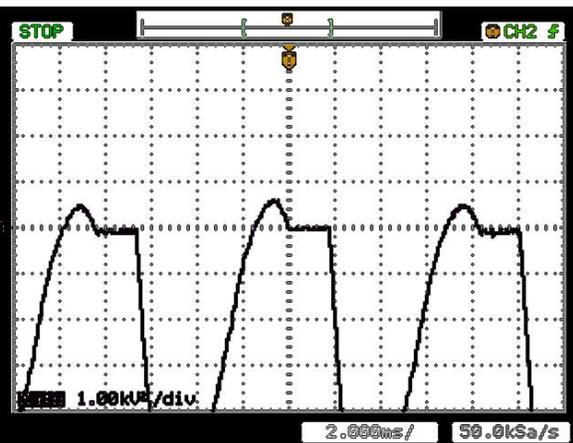


Figura 57 Forma de onda potência (P) Motor 2 - Carga 6 (LMEAE)