



Fábio André Duarte Ferreira

# Ensaio Combinado de Motores e Variadores Eletrónicos de Velocidade

Julho de 2014



UNIVERSIDADE DE COIMBRA





Universidade de Coimbra  
Faculdade de Ciências e Tecnologias  
Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

*Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores*

## **Ensaio Combinado de Motores e Variadores Eletrónicos de Velocidade**

Fábio André Duarte Ferreira

Júri:

Presidente: Professor Doutor António José Ribeiro Ferreira

Orientador: Professor Doutor Aníbal Traça de Almeida

Vogal: Professor Doutor Pedro Manuel Soares Moura

Coimbra, Julho de 2014



## Agradecimentos

Findo o meu percurso académico como estudante do curso de Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores, é altura de enaltecer quem mais contribuiu não só para o meu sucesso curricular, mas também para o meu enriquecimento enquanto Homem.

Em primeiro lugar, expresso o meu agradecimento ao Prof. Doutor Aníbal Traça de Almeida no papel que teve como orientador e pela oportunidade concedida.

Ao Engenheiro André Quintino, por todos os conhecimentos transmitidos, pelas instruções e ajudas na deteção de problemas, assim como pelas excelentes condições que me proporcionou para o desenvolvimento deste trabalho.

Ao meu colega de laboratório João Afonso, por todo o companheirismo e espírito de entreajuda.

A todos os meus amigos, que sempre me incentivaram e nunca deixaram de me ajudar em todos os momentos, mesmo nos mais complicados deste percurso.

Por fim, e como não poderia deixar de ser, a toda a minha família, em especial à minha namorada Cristina, aos meus pais, avós, ao meu irmão, padrinhos, tios e primas(os) pelo apoio incondicional. Nos momentos mais difíceis a família faz a diferença e eles fizeram. Foram sem dúvida os meus pilares em todos os momentos da minha vida.



## Resumo

Os motores elétricos podem ser utilizados numa vasta gama de aplicações. O seu desenvolvimento e aumento de eficiência é um aspeto fundamental, pois vai permitir uma redução quer no consumo de energia elétrica quer nas emissões de CO<sub>2</sub> que lhe estão associadas.

Nesta dissertação foram testados motores de indução trifásicos da marca WEG, com diferentes classes de eficiência (IE1, IE2, IE3 e IE4), a fim de detetar o pico de corrente *inrush*, durante o arranque destes motores em regime de rotor bloqueado e em vazio.

A degradação da qualidade de energia e a introdução de dispositivos eletrónicos afetam significativamente a eficiência e tempo de vida útil dos motores. Como tal, na segunda fase desta dissertação foi testado o mesmo motor IE3, alimentado com tensões desequilibradas, para deste modo analisar a influência que a qualidade da energia elétrica fornecida ao motor tem para o seu desempenho. Para finalizar, utilizou-se um Variador Eletrónico de Velocidade para analisar o desempenho do mesmo para diferentes velocidades e diferentes níveis de carga.

**Palavras-chave:** *Inrush*, motor de indução, eficiência, variador eletrónico de velocidade, qualidade de energia.



## Abstract

Electric motors can be used in a wide range of applications. Its development and increased efficiency is a key aspect, because it will allow reductions in the energy consumption or in the associated CO<sub>2</sub> emissions.

In this thesis, induction motors from WEG, with different efficiency classes (IE1, IE2, IE3 and IE4), were tested, in order to detect the peak inrush current during motor start-up under locked-rotor and no load conditions.

The degradation of power quality and the introduction of electronic devices will significantly affect the efficiency and service life of the motors. As such, in the second phase of this thesis the same IE3 motor was tested, supplied with unbalanced voltages, to thereby analyze the influence that the quality of the power supplied to the motor has to its performance. Finally, a variable speed drive to supply the motor is coupled to it, to check its performance for different speeds and different loads.

**Keywords:** Inrush, induction motor, efficiency, variable speed drive, power quality.



# Índice

Agradecimentos .....	ii
Resumo.....	iv
Abstract .....	vi
Lista de Figuras.....	x
Lista de Tabelas .....	xiv
Lista de Símbolos e Abreviaturas .....	xvi
Capítulo 1 - Introdução.....	1
1.1 – Contextualização .....	1
1.2 – Motivação.....	4
1.3 - Organização.....	4
Capítulo 2 – Motor de Indução e Variador Eletrónico de Velocidade .....	5
2.1 - Motor de Indução Trifásico .....	5
2.1.1 - Aspetos Construtivos.....	5
2.1.2 - Princípio de Funcionamento .....	8
2.2 - Variadores Eletrónicos de Velocidade .....	11
2.2.1 - Introdução de Harmónicos devido ao VSD .....	13
Capítulo 3 - Corrente <i>Inrush</i> .....	15
3.1 - Sistemas de proteção .....	17
Capítulo 4 - Desequilíbrios de Tensão .....	19
Capítulo 5 - Bancada de Ensaios.....	24
Capítulo 6 – Ensaios Experimentais e Análise de Resultados.....	30
6.1 - Corrente Inrush .....	30
6.1.1 - Ensaios Experimentais.....	30
6.1.2 - Análise dos Resultados.....	35
6.2 - Desequilíbrios de Tensão .....	36
6.2.1 - Resultados Experimentais .....	36
6.2.2 - Análise dos Resultado .....	40
6.3 - Ensaios de Eficiência ao Motor de Indução IE3 Alimentado com VSD.....	42
6.3.1 - Resultados Experimentais .....	42
6.3.2 - Análise dos Resultados.....	45
Capítulo 7 – Conclusões e Proposta de Trabalho Futuro .....	49
7.1 - Conclusões.....	49
7.2 – Proposta de Trabalho Futuro .....	50

Bibliografia.....	51
Anexos .....	54
Anexo A1 – Normas.....	54
Norma IEC 60034-2-1 e Aplicação ao Motor de Indução.....	54
Norma IEC 60034-2-3 e Aplicação ao Motor de Indução.....	59
Norma IEC 60034–30-1 e Aplicação ao Motor de Indução .....	61
Norma IEC 60034–31 e Aplicação ao Motor de Indução .....	62
A2 - <i>Input Chokes</i> e <i>DC Chokes</i> .....	65
<i>Input Choke</i> .....	65
<i>DC Choke</i> .....	65
Anexo A3 - Material Utilizado .....	66

## Lista de Figuras

Figura 1 – Motor de Indução Trifásico com Rotor em Gaiola de Esquilo.....	6
Figura 2 – Chapas finas que constituem o estator.....	6
Figura 3 – Estator com os enrolamentos já inseridos nas ranhuras das chapas.....	6
Figura 4 – Rotor em Gaiola de Esquilo.....	7
Figura 5 – Chapas que constituem o rotor bobinado.....	7
Figura 6 – Rotor bobinado.....	7
Figura 7 - Segregação de perdas em função da potência nominal do motor de indução.....	9
Figura 8 – Gráfico representativo das relações entre a eficiência e o fator de potência em função da carga do motor.....	10
Figura 9 – Curvas binário-velocidade de cada classe de <i>design</i> .....	10
Figura 10 – Deslocamento da curva binário-velocidade em função da frequência gerada pelo VSD. Onde, $f_1 < f_2 < f_3 < f_4 < f_5$ .....	12
Figura 11 – Esquema simplificado de um variador eletrônico de velocidade.....	13
Figura 12 – Esquema de um VSD, na entrada com uma ponte retificadora de díodos, posteriormente o barramento DC e o filtro, e por fim o inversor DC/AC.....	13
Figura 13 - Espectro harmónico típico na entrada de um variador eletrônico de velocidade com 6 díodos na ponte retificadora.....	14
Figura 14 - Forma de onda da corrente de arranque de um motor.....	15
Figura 15 - Formas de onda iniciais da corrente quando o ciclo da tensão está no seu valor máximo e quando é zero, respetivamente.....	16
Figura 16 - Transitórios de arranque do motor até ser atingido o regime permanente.....	17
Figura 17 - figura mostra os três grupos de fasores, sequência positiva, negativa e homopolar, respetivamente.....	21
Figura 18 - Perda de vida útil dos motores em função da percentagem dos desequilíbrios de tensão....	23
Figura 19 - Sistema de alimentação para a primeira parte dos ensaios realizados.....	25
Figura 20 - Diagrama de Blocos para aquisição da corrente inrush.....	26
Figura 21 - Sistema de alimentação para a segunda parte dos ensaios realizados.....	27
Figura 22 - Diagrama de Blocos para o estudo de tensões desequilibradas na alimentação de um motor.....	28
Figura 23 - Sistema de alimentação para a terceira parte dos ensaios realizados.....	28
Figura 24 - Diagrama de Blocos para o estudo do funcionamento do motor IE3 quando alimentado por um VSD.....	29

Figura 25 - Corrente no arranque do motor IE1 a frio e sem carga. No lado esquerdo está a totalidade do arranque. No lado direito apenas os primeiros ciclos do arranque.....	30
Figura 26 - Corrente no arranque do motor IE1 a frio e com o rotor travado. No lado esquerdo está a totalidade do arranque. No lado direito apenas os primeiros ciclos do arranque. ....	30
Figura 27 - Corrente no arranque do motor IE1 a quente e sem carga. No lado esquerdo está a totalidade do arranque. No lado direito apenas os primeiros ciclos do arranque.....	31
Figura 28 - Corrente no arranque do motor IE1 a quente e com o rotor travado. No lado esquerdo está a totalidade do arranque. No lado direito apenas os primeiros ciclos do arranque. ....	31
Figura 29 - Corrente no arranque do motor IE2 a frio e sem carga. No lado esquerdo está a totalidade do arranque. No lado direito apenas os primeiros ciclos do arranque.....	31
Figura 30 - Corrente no arranque do motor IE2 a frio e com o rotor travado. No lado esquerdo está a totalidade do arranque. No lado direito apenas os primeiros ciclos do arranque. ....	32
Figura 31 - Corrente no arranque do motor IE2 a quente e sem carga. No lado esquerdo está a totalidade do arranque. No lado direito apenas os primeiros ciclos do arranque.....	32
Figura 32 - Corrente no arranque do motor IE2 a quente e com o rotor travado. No lado esquerdo está a totalidade do arranque. No lado direito apenas os primeiros ciclos do arranque. ....	32
Figura 33 - Corrente no arranque do motor IE3 a frio e sem carga. No lado esquerdo está a totalidade do arranque. No lado direito apenas os primeiros ciclos do arranque.....	33
Figura 34 - Corrente no arranque do motor IE3 a frio e com o rotor travado. No lado esquerdo está a totalidade do arranque. No lado direito apenas os primeiros ciclos do arranque. ....	33
Figura 35 - Corrente no arranque do motor IE3 a quente e sem carga. No lado esquerdo está a totalidade do arranque. No lado direito apenas os primeiros ciclos do arranque.....	33
Figura 36 - Corrente no arranque do motor IE3 a quente e com o rotor travado. No lado esquerdo está a totalidade do arranque. No lado direito apenas os primeiros ciclos do arranque. ....	34
Figura 37 - Corrente no arranque do motor IE4 a frio e sem carga. No lado esquerdo está a totalidade do arranque. No lado direito apenas os primeiros ciclos do arranque.....	34
Figura 38 - Corrente no arranque do motor IE4 a frio e com o rotor travado. No lado esquerdo está a totalidade do arranque. No lado direito apenas os primeiros ciclos do arranque. ....	34
Figura 39 - Corrente no arranque do motor IE4 a quente e sem carga. No lado esquerdo está a totalidade do arranque. No lado direito apenas os primeiros ciclos do arranque.....	35
Figura 40 - Corrente no arranque do motor IE4 a quente e com o rotor travado. No lado esquerdo está a totalidade do arranque. No lado direito apenas os primeiros ciclos do arranque. ....	35
Figura 41 - Tensão e corrente de alimentação sem desequilíbrios.....	36
Figura 42 - Tensão e corrente de alimentação com 40% de desequilíbrio na tensão de uma fase.....	36

Figura 43 - Rendimento do motor em função dos desequilíbrios da tensão de alimentação, para diferentes regimes de carga. Do lado esquerdo com os enrolamentos estatóricos do motor ligados em triângulo e do lado direito com os enrolamentos estatóricos do motor ligados em estrela. ....	37
Figura 44 – Fator de Potência do motor em função dos desequilíbrios da tensão de alimentação, para diferentes regimes de carga. Do lado esquerdo com os enrolamentos estatóricos do motor ligados em triângulo e do lado direito com os enrolamentos estatóricos do motor ligados em estrela. ....	37
Figura 45 – Velocidade de rotação do motor em função dos desequilíbrios da tensão de alimentação, para diferentes regimes de carga. Do lado esquerdo com os enrolamentos estatóricos do motor ligados em triângulo e do lado direito com os enrolamentos estatóricos do motor ligados em estrela. ....	37
Figura 46 – THD da tensão em cada uma das fases, com o respetivo desequilíbrio de tensão na fase 1 e os enrolamentos estatóricos do motor ligados em triângulo.....	38
Figura 47 – THD da corrente em cada uma das fases, com o respetivo desequilíbrio de tensão na fase 1 e os enrolamentos estatóricos do motor ligados em triângulo.....	38
Figura 48 – THD da tensão em cada uma das fases, com o respetivo desequilíbrio de tensão na fase 1 e os enrolamentos estatóricos do motor ligados em estrela. ....	38
Figura 49 - THD da corrente em cada uma das fases, com o respetivo desequilíbrio de tensão na fase 1 e os enrolamentos estatóricos do motor ligados em estrela. ....	38
Figura 50 – THD da tensão e da corrente em função dos desequilíbrios provocados. Com os enrolamentos estatóricos do motor ligados em triângulo. ....	39
Figura 51 – THD da tensão e da corrente em função dos desequilíbrios provocados. Com os enrolamentos estatóricos do motor ligados em estrela. ....	39
Figura 52 - Rendimento do motor em função da THD da tensão e da corrente, respetivamente. Com os enrolamentos estatóricos do motor ligados em triângulo. ....	39
Figura 53 - Rendimento do motor em função da THD da tensão e da corrente, respetivamente. Com os enrolamentos estatóricos do motor ligados em estrela. ....	40
Figura 54 - Variação da temperatura com o desequilíbrio para as diferentes ligações dos enrolamentos estatóricos do motor.....	40
Figura 55 - Evolução das temperaturas do motor até ser atingida a estabilidade térmica, com diferentes regimes de velocidade.....	42
Figura 56 - Formas de onda da tensão e corrente na entrada e saída do VSD. A amarelo, tensão de entrada. A verde, corrente de entrada. A azul, tensão de saída. A roxo, corrente de saída. ....	43
Figura 57 - Eficiência do motor, do VSD e de todo o sistema em função da carga e da velocidade de rotação do motor. ....	43
Figura 58 – Eficiência de todos os constituintes do sistema em função da carga. ....	43
Figura 59 – Comparação do rendimento do motor quando alimentado a partir da rede e quando alimentado pelo VSD.....	43

Figura 60 - Distorção harmónica da tensão e da corrente, na entrada e na saída do VSD, para 100% da velocidade e diferentes regimes de carga.....	44
Figura 61 - Distorção harmónica da tensão e da corrente, na entrada e na saída do VSD, para 75% da velocidade e diferentes regimes de carga.....	44
Figura 62 - Distorção harmónica da tensão e da corrente, na entrada e na saída do VSD, para 50% da velocidade e diferentes regimes de carga.....	44
Figura 63 - Espectro harmónico da tensão e corrente na entrada do VSD. A amarelo, o espectro harmónico da tensão. A verde, o espectro harmónico da corrente .....	45
Figura 64 - Variação da tensão e da frequência de alimentação do motor, representativa da característica V/f imposta pelo controlo escalar do VSD.....	45
Figura 65 - Variação do Fator de Potência em função da carga e da velocidade de rotação do motor. ...	45
Figura 66 – Medição da velocidade e do binário do motor através do método direto Input-Output.....	55
Figura 67 – Fluxograma de obtenção da eficiência através do método direto Input-Output. ....	56
Figura 68 – Reta de perdas adicionais.....	58
Figura 69 - Eficiência de motores em função da carga. ....	64
Figura 70 - <i>Input Choke</i> .....	65
Figura 71 - <i>DC Choke</i> .....	65
Figura 72 - Motor IE1.....	66
Figura 73 - Chapa de características do motor IE1. ....	66
Figura 74 - Motor IE2.....	66
Figura 75 - Chapa de características do motor IE2. ....	66
Figura 76 - Motor IE3.....	66
Figura 77 - Chapa de características do motor IE3. ....	66
Figura 78 - Motor IE4.....	67
Figura 79 - Chapa de características do motor IE4. ....	67
Figura 80 - Motor SEW (Carga).....	67
Figura 81 - Chapa de características do motor SEW. ....	67
Figura 82 - Variador Eletrónico de Velocidade, Schneider ATV32HU75N4.....	67
Figura 83 - Chapa de características do Variador Eletrónico de Velocidade. ....	67
Figura 84 - Encoder.....	68
Figura 85 - Estrutura metálica de ensaio dos motores. ....	68
Figura 86 - Sistema de alimentação e analisador de potência.....	68

## Lista de Tabelas

Tabela 1 - Normas IEC. ....	2
Tabela 2 - Ordem, frequência e sequência dos harmônicos. ....	14
Tabela 3 – Limites de precisão dos equipamentos de medida das diferentes grandezas elétricas. ....	54
Tabela 4 - Quadro completa para aplicação de motores e equipamentos associados. ....	63



## Lista de Símbolos e Abreviaturas

$\eta$	Eficiência ou rendimento
AC	Corrente alternada
AT	Auto-transformador
CO <sub>2</sub>	Dióxido de carbono
DC	Corrente contínua
f	Frequência
f <sub>n</sub>	Frequência nominal do motor
f <sub>sw</sub>	Frequência de comutação
f <sub>se</sub>	Frequência dos enrolamentos estatóricos
Fe	Ferro
FD	Fator de desequilíbrio de tensão
IEC	International Electrotechnical Commission
I <sub>n</sub>	Corrente nominal do motor
I <sub>S</sub>	Corrente do estator
I <sub>R</sub>	Corrente do rotor
K <sub>θ</sub>	Fator de correção
MIT	Motor de indução trifásico
NI	National Instruments
n	Velocidade
n <sub>sync</sub>	Velocidade de sincronismo
n <sub>m</sub>	Velocidade do motor a uma dada carga
n <sub>n</sub>	Velocidade do motor à carga nominal
p	Número de pares de pólos do motor
P <sub>o</sub>	Potência em vazio
P <sub>el</sub>	Potência Elétrica
P <sub>elC</sub>	Potência Elétrica com o conversor
P <sub>m</sub>	Potência mecânica
P <sub>m</sub>	Potência mecânica com o conversor
P <sub>fe</sub>	Perdas no ferro
P <sub>fw</sub>	Perdas por atrito e ventilação à frequência nominal
P <sub>fw0</sub>	Perdas por atrito e ventilação à velocidade síncrona
P <sub>k</sub>	Perdas constantes
P <sub>kC</sub>	Perdas constantes no teste com o conversor

$P_{cus}$	Perdas no cobre do estator
$P_{cur}$	Perdas no cobre do rotor
$P_s$	Perdas estáticas por efeito de Joule
$P_{s\theta}$	Perdas estáticas por efeito de Joule corretas
$P_{sC}$	Perdas estáticas por efeito de Joule no teste com o conversor
$P_r$	Perdas rotóricas por efeito de Joule
$P_{r\theta}$	Perdas rotóricas por efeito de Joule corretas
$P_{rC}$	Perdas rotóricas por efeito de Joule no teste com o conversor
$P_{LL}$	Perdas adicionais
$P_{LLC}$	Perdas adicionais no teste com o conversor
$P_{HL}$	Perdas totais harmônicas
$P_{HLno-Load}$	Perdas constantes harmônicas
$P_{HLload}$	Perdas harmônicas que variam com a carga
$P_{Lr}$	Perdas residuais
$P_{LrC}$	Perdas residuais no teste com o conversor
$P$	Potência
$P_n$	Potência nominal do motor
$P_1$	Potência elétrica de entrada do motor
$P_{1\theta}$	Potência elétrica de entrada do motor correta
$P_T$	Perdas totais
$P_{Tsin}$	Perdas totais no teste com a alimentação sinusoidal
$P_{Ttest-converter}$	Perdas totais no teste com o conversor
<b>PWM</b>	Pulse-width Modulation
<b>R</b>	Resistência fase-fase do estator
$R_s$	Resistência do estator
<b>Rms</b>	Root-mean-square (valor eficaz)
<b>s</b>	Deslizamento do motor
<b>T</b>	Binário
$T_n$	Binário Nominal do motor
<b>THD</b>	Distorção harmônica total
$U_{AV}$	Média dos valores de tensão
$U_n$	Tensão nominal do motor
<b>VSD</b>	Variable-Speed Drive
<b>VUF</b>	Desequilíbrio de tensão
<b>X</b>	Reatância

$Z$	Impedância
$\Theta_w$	Temperatura dos enrolamentos estáticos
$\Theta_{amb}$	Temperatura ambiente
$\Phi_m$	Fluxo de magnetização



# Capítulo 1 - Introdução

## 1.1 – Contextualização

Um motor elétrico é um equipamento robusto, fiável, dinâmico e rotativo, responsável pela conversão da energia elétrica em energia mecânica. O sistema completo não é composto apenas pelo motor elétrico. Para além deste, normalmente, o sistema integra uma fonte de alimentação, a transmissão mecânica, a carga mecânica e, por vezes, um variador eletrónico de velocidade (*VSD* – *Variable Speed Drive*) [1].

A utilização industrial de motores elétricos é responsável pelo consumo de 40% da energia elétrica produzida mundialmente. Na Europa, estes representam 70% do consumo da indústria. No setor terciário, os motores consomem 1/3 do consumo total de energia. Outro aspeto relevante prende-se com o facto de na maioria das aplicações industriais, o consumo anual de eletricidade por parte do motor corresponder a cerca de 5-10 vezes o seu custo inicial. Visto que o período de vida útil de cada motor varia entre os 12 e os 20 anos, o consumo de energia durante o seu ciclo de vida é de 60 a 200 vezes o seu custo inicial [2].

Inerente aos problemas que a humanidade enfrenta com o aumento do consumo de energia elétrica e da utilização abusiva de combustíveis fósseis, devem ser tomadas medidas e decisões com o intuito de moderar tal situação. Uma percentagem considerável de energia elétrica (15-20%) pode ser poupada através da otimização do desempenho dos motores elétricos, assim como dos equipamentos a si associados. Agregada a esta poupança de energia está também uma poupança financeira significativa [2].

Um motor elétrico adequadamente utilizado e com um *design* apropriado, pode converter mais de 90% da sua energia de entrada (elétrica) em energia mecânica, 24 horas por dia, durante décadas. A capacidade de poderem ser utilizados numa vasta gama de aplicações, leva a que o seu desenvolvimento seja um aspeto fundamental, visto que o aumento da eficiência vai permitir reduções, quer no consumo de energia elétrica, quer nas emissões de CO<sub>2</sub> que lhe estão associadas [2].

A adoção de motores de alta eficiência tem sido limitada pelo seu custo inicial elevado e pelo desconhecimento do seu potencial económico. Com o objetivo de facilitar a introdução no mercado destes equipamentos, foram divulgadas as normas IEC. Estas normas visam realçar o desempenho, eficiência e limites mínimos de outros parâmetros dos motores elétricos, assim como credibilizam as características indicadas pelo fabricante [3] [4] [5] [6].

A tabela seguinte menciona algumas das mais importantes normas IEC para o desenvolvimento e estudo de motores de elevada eficiência.

Tabela 1 - Normas IEC.

<b>Norma IEC</b>	<b>Aplicação</b>
<b>IEC 60034 – 1, Rating and Performance.</b>	Guia Técnica de Máquinas Elétricas.
<b>IEC 60034 – 2 – 1, Standard methods for determining losses and efficiency from tests (excluding machines for traction vehicles).</b>	Máquina DC e máquinas AC síncronas e de indução abrangidas pela norma 60034 – 1.
<b>IEC 60034 – 2 – 3, Specific test methods for determining losses and efficiency of converter-fed AC induction motors.</b>	Motores alimentados por conversores.
<b>IEC 60034 – 30 – 1, Efficiency classes of single-speed, three-phase, cage-induction motors (IE-code).</b>	Motores de indução com potência compreendida entre 0,75 – 375 kW, de 2 a 6 pólos e de 50 e 60 Hz de frequência.
<b>IEC 60034 – 31, Guide for the selection and application of energy efficient motors including variable-speed applications.</b>	Motores abrangidos pela norma IEC 60034 – 30 - 1 e conversores.

Motores mais eficientes, apesar de terem um custo inicial mais elevado, tendem a durar mais tempo. Uma pequena melhoria de alguns pontos percentuais da sua eficiência pode significar ganhos consideráveis no tempo de vida do motor [7].

A investigação em novas tecnologias, os estudos académicos e a otimização da energia fornecida ao motor têm sido bastante importantes para simular o funcionamento destes motores em regime permanente e assim tornar mais fácil a integração destes produtos no mercado, que apresentam um potencial energético enorme [2].

A introdução de sistemas eletrônicos é por vezes indispensável, visto que estes possibilitam o uso do motor elétrico para uma maior variedade de aplicações, como aplicações de velocidade variável, de velocidade ou binário constante, ou para situações em que a carga é bastante inferior à carga nominal do motor, permitindo desta forma obter um melhor desempenho global.

O VSD representa um dispositivo de grande utilidade, visto ter capacidade de regular o binário e a velocidade, permitindo o controlo e proteção tanto do motor como do próprio VSD. Este apenas despende a energia necessária, pelo que é um equipamento bastante eficiente [6].

Desta forma, a eficiência de todo o sistema vai depender da eficiência do motor, da estratégia de controlo de velocidade, do dimensionamento do motor, das perdas na transmissão mecânica, da eficiência e configuração do VSD, mas também da qualidade da energia elétrica que alimenta o sistema [1] [7].

Para se obter, cada vez mais, um melhor aproveitamento da energia elétrica, não basta apenas desenvolver os motores elétricos, deve-se observar também a qualidade no fornecimento de energia. O desempenho dessas máquinas fica comprometido caso esse fornecimento de energia seja de baixa qualidade, em especial no caso de tensões desequilibradas e existência de harmónicos.

A falta de qualidade de energia está associada a qualquer problema manifestado na tensão, corrente ou frequência, que resultará em falha ou operação inadequada de equipamentos elétricos. Estes problemas englobam, entre outros, harmónicos de corrente e tensão, variações de tensão de curta ou longa duração, desequilíbrios excessivos das tensões ou correntes das fases e flutuações de tensão (*flicker*). Desequilíbrios de tensão são potencialmente nocivos para os motores, uma vez que estes, para manterem a potência constante aos seus terminais, tendem a compensar a diminuição da tensão com um aumento da corrente, o que leva a um consequente aumento de temperatura e redução de vida útil.

## 1.2 - Motivação

A motivação desta dissertação, numa primeira fase é a deteção do pico da corrente *inrush* em motores energeticamente eficientes, que advém de um pedido feito pela empresa Schneider para a projeção das suas proteções em motores elétricos. Como acontece na indústria, os motores elétricos estão muitas vezes sujeitos a situação de funcionamento com alimentação desequilibrada ou alimentados por um VSD, pelo que é de todo o interesse o seu estudo comportamental quando sujeitos a tais situações. Posto isto, numa segunda e terceira fase desta dissertação, foi testado um motor eléctrico energeticamente eficiente sob tais condições, com a finalidade de se conhecerem aspetos intrínsecos ao seu funcionamento, como a distorção harmónica e a sua capacidade de atuação perante diferentes regimes de velocidade e carga.

## 1.3 - Organização

A dissertação de mestrado apresentada está dividida em 7 capítulos. No capítulo 1 é feita uma introdução aos conteúdos discutidos ao longo da dissertação. No capítulo 2 é feito um resumo teórico do motor de indução trifásico e do seu funcionamento com variadores eletrónicos de velocidade. O capítulo 3 é destinado a esclarecer o que é o pico de corrente *inrush*, como se forma, efeitos que pode causar e formas de proteção. No capítulo 4, são abordados os desequilíbrios na tensão de alimentação, como se manifestam e as consequências nos dispositivos elétricos. A bancada de ensaios usada para a realização dos trabalhos experimentais é descrita no capítulo 5, assim como todos os aparelhos utilizados nesta dissertação. O capítulo 6 é utilizado para fazer um estudo dos dados recolhidos nos ensaios experimentais realizados. No capítulo 7, são retiradas conclusões acerca dos dados analisados no capítulo anterior.

## Capítulo 2 – Motor de Indução e Variador Eletrónico de Velocidade

### 2.1 - Motor de Indução Trifásico

O motor de indução trifásico é a máquina elétrica assíncrona de corrente alternada mais utilizada no acionamento de cargas mecânicas [10].

#### 2.1.1 - Aspectos Construtivos

Os motores produzem trabalho útil assim que o seu veio começa a girar. Para isso é necessário que uma força seja aplicada ao veio, denominada de Binário. Esta força é produzida pela interação de dois campos magnéticos, um provocado pela parte fixa do motor (estator) e outro provocado pela parte móvel do motor (rotor). O espaço entre o estator e rotor denomina-se entreferro [11].

O estator é composto pelos seguintes componentes:

- Carcaça: estrutura de suporte e proteção do conjunto, construída em ferro fundido, aço ou alumínio injetado, resistente à corrosão e com alhetas na superfície externa.
- Núcleo de chapas: as chapas são de aço magnético, tratadas termicamente para reduzir ao mínimo as perdas no ferro.
- Enrolamentos trifásicos: três conjuntos iguais de bobinas por fase, onde é ligada a rede de alimentação.

O rotor é constituído pelos seguintes componentes:

- Veio: transmite a potência mecânica desenvolvida pelo motor. É fabricado de aço, por torneamento, e tratado termicamente para evitar problemas como empenamento e fadiga quando submetido a temperaturas elevadas.
- Núcleo de chapas: são do mesmo material e possuem o mesmo tratamento que as do estator, visando diminuir as perdas no ferro.
- Barras e anéis de curto-circuito: são de alumínio injetado sob pressão em uma única peça.

Destacam-se também outras partes como:

- Ventilador;
- Caixa de ligação;
- Rolamentos.

A Figura 1 mostra um motor de indução trifásico com rotor em gaiola de esquilo, em corte [12].

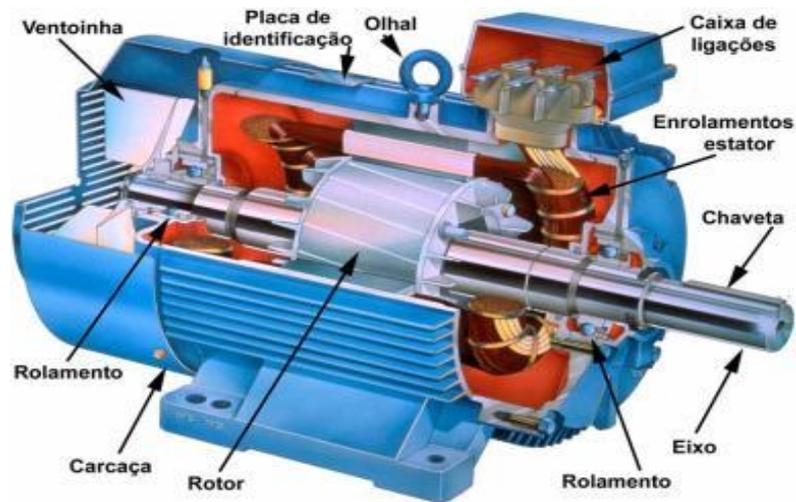


Figura 1 – Motor de Indução Trifásico com Rotor em Gaiola de Esquilo.

Os motores de indução trifásicos possuem três enrolamentos no estator (enrolamentos estáticos), simetricamente dispostos em torno do rotor e separados de  $120^\circ$  entre si [2]. As chapas finas que constituem o estator, representadas na figura 2, são formadas de aço silício com capacidade para reduzir ao mínimo as perdas por correntes Foucault e histerese. Estas chapas têm uma forma de coroa circular ranhurada e estão revestidas com um verniz isolante. As ranhuras são semifechadas e destinam-se a conter os condutores que constituem os enrolamentos estáticos, como se pode verificar pela figura 3. Os condutores elétricos que formam as diversas espiras das bobinas são isolados a esmalte e encontram-se isolados do material magnético por um material isolante plástico. Nas máquinas de maior potência os enrolamentos estáticos são formados por bobinas rígidas, construídas por barra de cobre isolado por materiais sintéticos polimerizados [10].

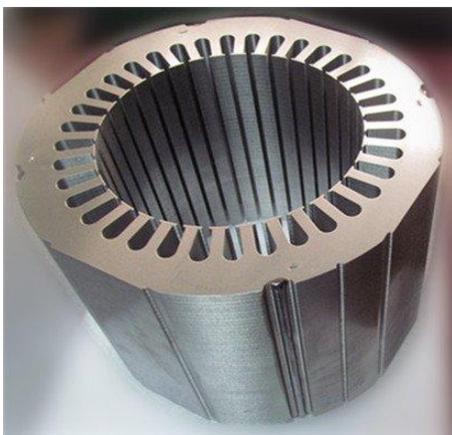


Figura 2 – Chapas finas que constituem o estator.

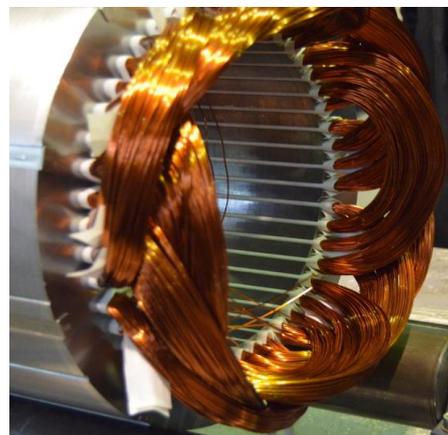


Figura 3 – Estator com os enrolamentos já inseridos nas ranhuras das chapas.

Motores de Indução podem ter duas configurações quanto ao rotor:

- Rotor em Gaiola de Esquilo – O motor de indução com rotor em gaiola de esquilo contém um rotor cujos condutores são barras feitas de alumínio ou cobre, estão dispostas cilíndricamente, têm os anéis terminais curto-circuitados e não têm qualquer acesso ou conexão externa. A figura 4 apresenta um exemplo de um rotor de gaiola de esquilo. Este tipo de motores é mais simples, eficiente, leve e barato [2].



Figura 4 – Rotor em Gaiola de Esquilo.

- Rotor Bobinado - O motor de indução de rotor bobinado possui enrolamentos trifásicos dispostos nas chapas rotóricas que, contrariamente às chapas estatóricas, apresentam as ranhuras na periferia exterior, como se pode verificar na figura 5. Os enrolamentos, neste tipo de configuração, estão disponíveis no exterior do rotor através de anéis terminais e escovas. A figura 6 apresenta um exemplo deste tipo de rotor. Apenas é utilizado em situações especiais, quando o acesso ao rotor é uma vantagem [2].



Figura 5 – Chapas que constituem o rotor bobinado.



Figura 6 – Rotor bobinado.

### 2.1.2 - Princípio de Funcionamento

Assim que o motor é ligado a uma tensão alternada trifásica, são geradas correntes nos seus enrolamentos, da passagem das correntes elétricas nas espiras das bobinas de fase do enrolamento resulta um campo magnético girante com um fluxo magnético que gira no espaço do entreferro à velocidade de sincronismo.

$$n_{sync} = \frac{60 \times f_{se}}{p} \quad (1)$$

Este, ao interagir com o rotor, vai induzir forças eletromotrizes alternadas com uma amplitude e uma frequência que dependem da velocidade relativa entre o campo girante e os condutores do rotor. Como o circuito elétrico rotórico está curto-circuitado, as forças eletromotrizes alternadas rotóricas dão origem a correntes elétricas que circulam nos condutores do enrolamento rotórico [11]. Estas correntes elétricas rotóricas encontram-se a circular no interior de um campo magnético, o que provoca o aparecimento de forças mecânicas que se exercem sobre os condutores rotóricos. A combinação das forças mecânicas cria um binário eletromecânico que faz rodar o rotor. O movimento do rotor tende a contrariar a causa que lhe deu origem, por isso, o rotor, por ação do binário eletromecânico, tende a atingir a velocidade do campo girante (velocidade de sincronismo), apesar de nunca a atingir. Esta diferença entre a velocidade do rotor e a velocidade de sincronismo irá depender do binário de carga aplicado ao veio do motor. Logo, não existe uma relação constante entre a velocidade de rotação da máquina e a frequência das grandezas elétricas de alimentação. Daí a designação de Máquina Elétrica Assíncrona [10].

À diferença entre a velocidade do rotor e a velocidade de sincronismo é dado o nome de deslizamento.

$$s = \frac{n_{sync} - n_m}{n_{sync}} \quad (2)$$

A fórmula que nos permite calcular a velocidade de rotação do motor através do deslizamento é a seguinte:

$$n_m = (1 - s) \times n_{sync} \quad (3)$$

O deslizamento é negativo quando a máquina de indução funciona como gerador, e positivo quando a máquina de indução funciona como motor. Quanto menor for a deslizamento para uma dada carga, maior será a eficiência, porque as correntes induzidas no rotor e as perdas a si associadas também diminuem [2].

Os motores elétricos de indução, para desempenharem o seu papel de transformação de energia elétrica em energia mecânica, apesar de apresentarem um elevado rendimento, estão sujeitos a perdas de energia durante esse processo. Tais perdas são descritas em função da potência nominal de cada motor, como se pode verificar na figura seguinte.

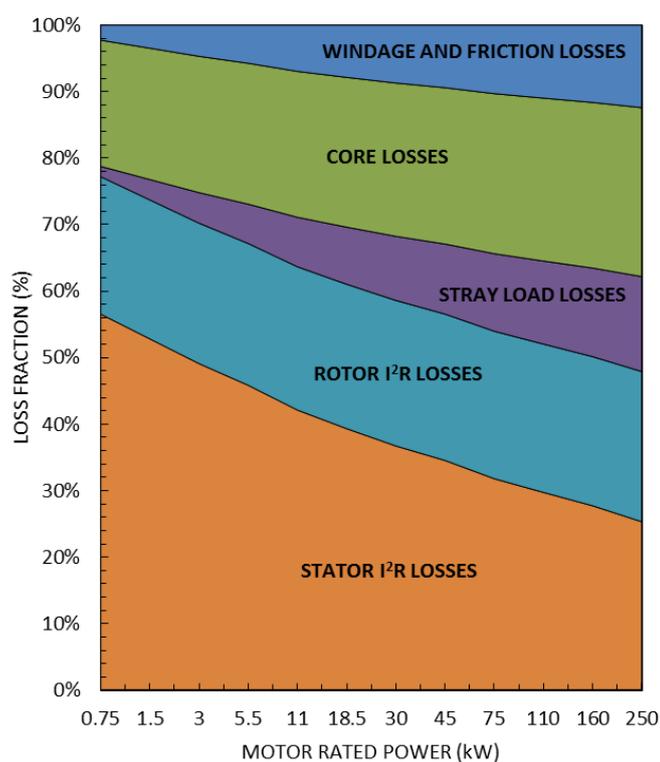


Figura 7 - Segregação de perdas em função da potência nominal do motor de indução.

A potência consumida pelo motor tem duas componentes, a ativa e a reativa. A potência ativa é responsável pelo trabalho e binário produzido no motor. A potência reativa é responsável pela criação e manutenção do campo magnético rotativo e é normalmente constante desde a carga nula até a carga nominal. A potência aparente é a soma vetorial da potência ativa e da potência reativa. O quociente entre a potência ativa e a potência aparente denomina-se fator de potência.

O Fator de Potência dos motores de Indução varia consideravelmente com a carga mecânica do motor. O fator de potência à plena carga em motores de alta velocidade pode ser de 90%. No arranque, o fator de potência está compreendido entre 10% e 25%, aumentando à medida que o rotor aumenta de velocidade. Quando o fator potência é baixo existem maiores perdas por efeito de Joule, pois é necessária maior corrente para garantir a potência desejada [13].

Motores de indução trifásicos de grande porte e com potências de saída superiores a 1 MW são mais eficientes do que os de pequeno porte. A sua eficiência pode chegar até 95% em plena carga. Pode-se calcular a eficiência de cada motor utilizando a seguinte fórmula:

$$\eta = T \times \frac{n_m \times 2\pi}{60 P_{el}} \quad (4)$$

A eficiência de um motor com carga reduzida ou sem carga é baixa, porque a maior parte da corrente é envolvida com a manutenção do fluxo de magnetização. À medida que a carga e que o binário de carga aumentam, mais corrente é consumida para a produção do binário, enquanto a corrente associada ao fluxo de magnetização se mantém constante [13].

A figura seguinte demonstra a variação da eficiência e do fator de potência em função da carga.

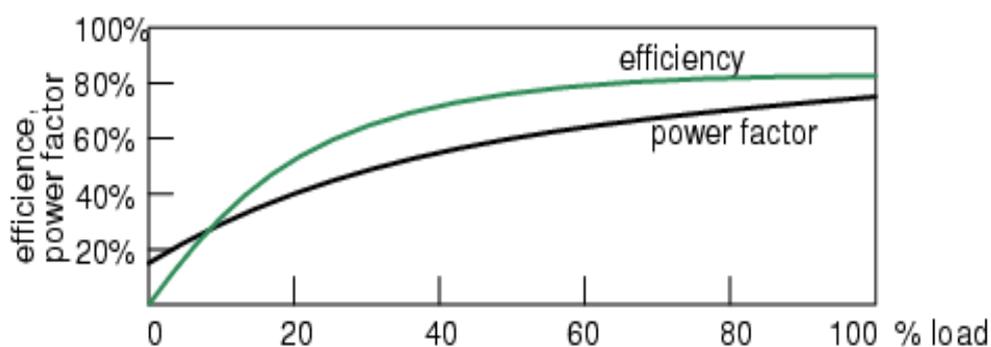


Figura 8 – Gráfico representativo das relações entre a eficiência e o fator de potência em função da carga do motor.

Os motores de indução trifásicos possuem uma característica binário-velocidade que difere com o tipo de *design* que apresentam e o tipo de carga para o qual são projetados. O NEMA (*National Electrical Manufacturers Association*) especificou as classes A, B, C e D para responder a essas necessidades [13]. As curvas binário-velocidade de cada classe estão representadas na figura seguinte:

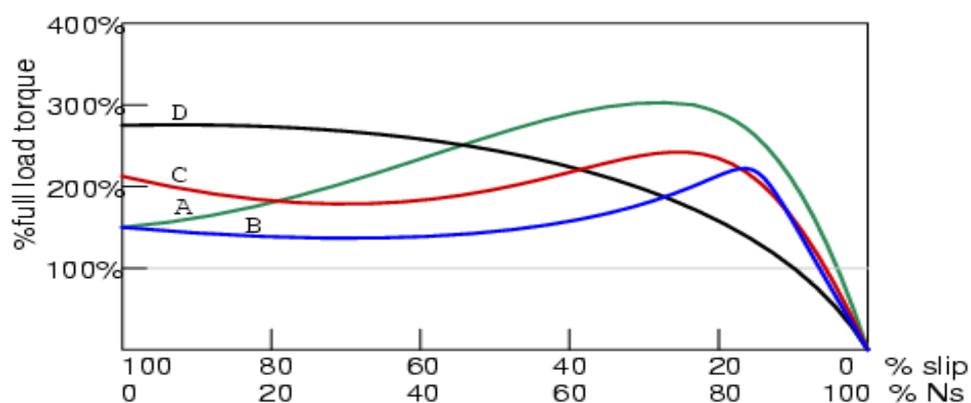


Figura 9 – Curvas binário-velocidade de cada classe de *design*.

A classe B diz respeito aos motores padrão, que são maioritariamente utilizados, possuem um binário de arranque entre 150% - 170% do binário nominal, podem arrancar a maioria das cargas, possuem uma eficiência e uma fator de potência elevados, apresentam uma corrente de arranque normal (aproximadamente 5 vezes a corrente nominal). A classe A representa motores com um binário de arranque igual à classe B mas com um binário máximo 15% a 25% superior e a corrente de arranque é 6 a 7 vezes superior à corrente nominal, e lidam com sobrecargas transitórias como máquinas de moldagem por injeção. Motores da classe C têm um binário de arranque pouco superior a 200% do binário nominal e são aplicados a grandes cargas que precisam ser acionadas a uma velocidade constante, como compressores, tapetes rolantes e prensas. A classe D engloba motores com o mais elevado binário de arranque e baixa corrente de arranque, devido a um deslizamento elevado (superior a 5%), logo uma velocidade menor e menor eficiência; este tipo de motores destina-se a cargas como prensas e elevadores [2].

## 2.2 - Variadores Eletrônicos de Velocidade

A aplicação de VSDs é identificada como a tecnologia que mais contribui para a poupança de energia no funcionamento de todo o sistema de um motor elétrico [7].

Variadores Eletrônicos de Velocidade são equipamentos eletrônicos de potência que modulam a energia elétrica fornecida ao motor. Garantem uma aceleração e desaceleração gradual e permitem adequar a velocidade às condições precisas de funcionamento, através da otimização da potência elétrica pedida à rede com a carga imposta ao veio do motor. É um controlo realizado de modo contínuo e permanente desde o seu arranque ao funcionamento em regime normal, passando pelo ajuste otimizado nas situações de regime transitório. Estes equipamentos também são conhecidos como conversores de frequência [14].

A eficiência do motor é especificada quando este está alimentado a partir da rede com tensão sinusoidal. Quando é adicionado um VSD à sua alimentação, a eficiência do motor irá diminuir. No entanto, a generalidade das aplicações não operam os motores de indução apenas à sua velocidade e carga nominal. A alimentação dos motores de indução com variadores eletrônicos de velocidade permitiu a sua aplicação em acionamentos com necessidade de controlo da velocidade, de binário e/ou de posição. Nestes casos, a adição de variadores resulta no aumento de eficiência de todo o sistema [15].

Como visto anteriormente, a velocidade de rotação do campo girante criado pelos enrolamentos estáticos do motor de indução está diretamente relacionada com a frequência da tensão aplicada a esses enrolamentos. VSDs conseguem produzir formas de onda de frequência e tensão variável, mantendo inalterado o quociente V/f e, deste modo, mantendo praticamente constante o fluxo magnético [7].

$$\Phi_m = k \cdot \frac{V}{f} \quad (5)$$

Onde,  $\Phi_m$  é o fluxo magnético e k uma constante que depende dos aspectos construtivos do motor.

Se essas formas de onda forem aplicadas aos enrolamentos estáticos, em termos teóricos, haverá um deslocamento da curva de binário para a esquerda, como é verificado pela figura 10, mantendo o binário máximo constante e a mesma inclinação da região de operação linear da curva. Na prática, esta é uma boa aproximação, desde que a frequência de alimentação do motor não seja demasiado baixa (quando o motor funciona a uma frequência reduzida, a queda de tensão resistiva nos enrolamentos estáticos deixa de ser desprezável). Deste modo, a velocidade do motor vai ser proporcional à frequência gerada pelo VSD e aplicada ao motor [7].

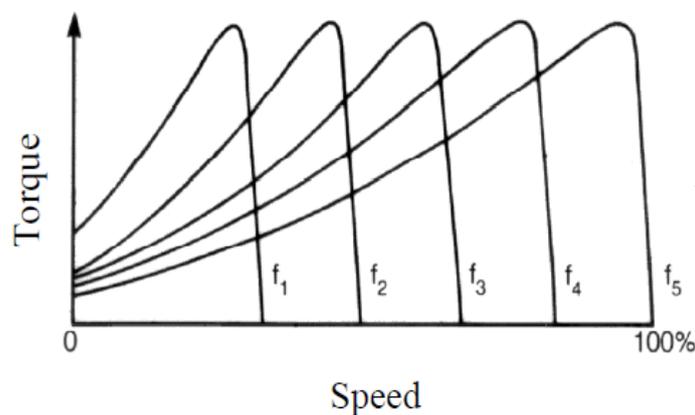


Figura 10 – Deslocamento da curva binário-velocidade em função da frequência gerada pelo VSD. Onde,  $f_1 < f_2 < f_3 < f_4 < f_5$ .

Este tipo de controlo é habitualmente designado por controlo V/f. Como apenas são controladas as amplitudes das grandezas e não as respetivas fases, o controlo V/f faz parte da categoria das estratégias de controlo escalar.

A configuração geral da grande parte dos VSDs está ilustrada nas figuras 11 e 12. A alimentação trifásica de corrente alternada a 50 Hz é inicialmente convertida em corrente DC, posteriormente é filtrada e finalmente o inversor DC/AC converte a tensão DC numa tensão variável e/ou frequência variável a ser aplicada ao motor [7].

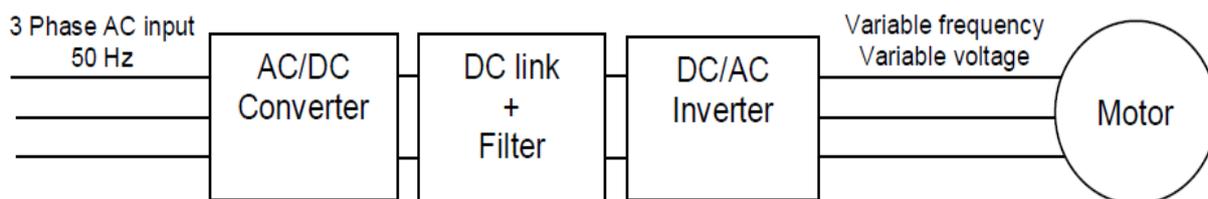


Figura 11 – Esquema simplificado de um variador eletrônico de velocidade.

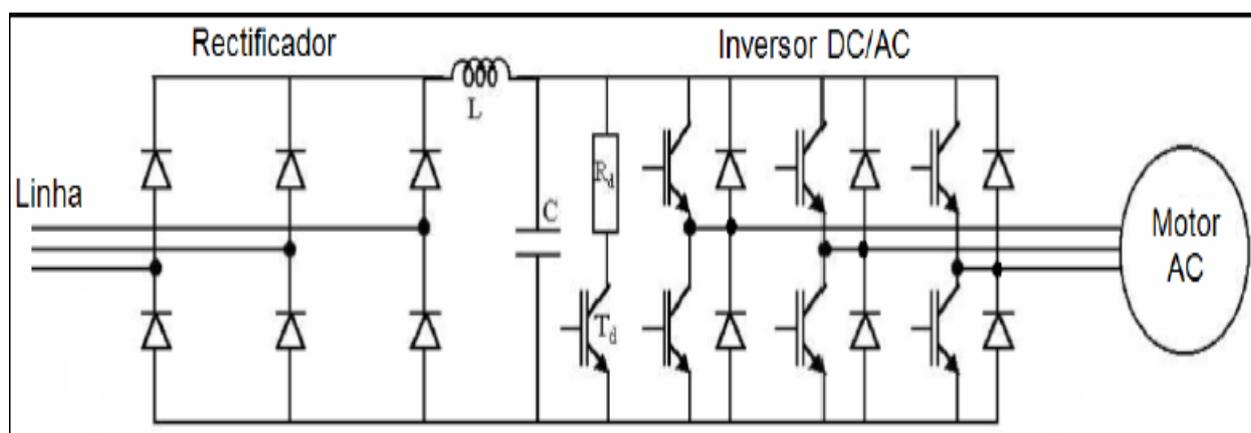


Figura 12 – Esquema de um VSD, na entrada com uma ponte retificadora de díodos, posteriormente o barramento DC e o filtro, e por fim o inversor DC/AC.

O controlo da velocidade do motor através do uso de VSDs representa diversas vantagens, sendo as principais o melhor controlo do sistema, menos desgaste mecânico do motor e conseqüente prolongamento da sua vida útil, economias significativas de energia e aumento da produtividade. No entanto, os VSDs podem acarretar algumas desvantagens, como a geração de interferências eletromagnéticas e introdução de harmónicos de corrente na rede de alimentação [7].

### 2.2.1 - Introdução de Harmónicos devido ao VSD

Harmónicos são componentes de frequência da tensão e da corrente que são múltiplos da frequência fundamental (50 Hz). A sua presença é sinónimo de uma onda de tensão ou de corrente deformada. Os harmónicos estão associados a cargas não lineares, tais como balastos magnéticos e componentes de electrónica de potência. As fontes de distorção harmónica mais comuns encontram-se em equipamentos electrónicos, VSDs, fontes de alimentação comutadas, entre outras. Muitas vezes também advêm de redes eléctricas com baixa qualidade de energia.

A introdução de harmônicos num sistema pode afetar o desempenho dos equipamentos e causar aumentos de temperatura nos mesmos. As formas de onda harmônicas são caracterizadas pela sua amplitude e ordem.

Os harmônicos normalmente não são medidos individualmente, mas sim coletivamente, sendo denominados de distorção harmônica total (THD – *Total Harmonic Distortion*). Esta é o valor eficaz de todas as frequências harmônicas, dividida pelo valor eficaz da corrente ou tensão. O THD é uma notação muito utilizada para definir a importância do conteúdo harmônico de um sinal alternado [7].

Outro conceito importante é a sequência associada aos harmônicos, necessária para melhor compreender o impacto dos harmônicos no binário do motor. Os harmônicos vão ter duas sequências, a positiva e a negativa. A sequência positiva gera um campo girante na mesma direção que o gerado pela frequência fundamental, contribuindo para o aumento do binário produzido. A sequência negativa gera um campo girante na direção oposta [7]. Estes harmônicos de sequência negativa irão provocar oscilações no binário de arranque e no binário nominal do motor. Por sua vez, os harmônicos de sequência homopolar provocam o aumento das perdas por efeito Joule, contribuindo para o aumento da temperatura do motor, visto não possuírem sentido de rotação. A tabela seguinte apresenta a frequência e a sequência dos harmônicos.

Tabela 2 - Ordem, frequência e sequência dos harmônicos.

Harmónico	Fundamental	2	3	4	5	6	7	8	9
Frequência (Hz)	50	100	150	200	250	300	350	400	450
Sequência	+	-	0	+	-	0	+	-	0

Tipicamente, VSDs com modelação PWM, com um retificador trifásico de 6 díodos (6 pulsos), produzem níveis significativos de harmônicos de 5ª e 7ª ordem. Tal facto está presente na figura 13.

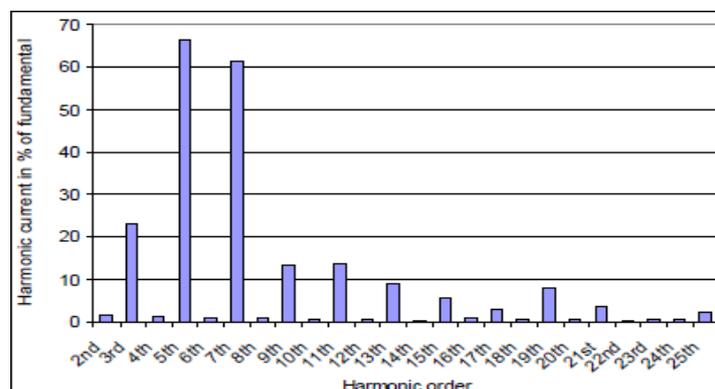


Figura 13 - Espectro harmônico típico na entrada de um variador eletrônico de velocidade com 6 díodos na ponte retificadora.

### Capítulo 3 - Corrente *Inrush*

O arranque de motores e seus problemas associados acarretam uma das grandes preocupações para muitas pessoas que trabalham em grandes processos industriais [16].

A duração do arranque de um motor diz respeito ao período de tempo desde que o motor começa a ser alimentado até este atingir a sua velocidade de regime permanente. A duração deste período depende da combinação do motor com a carga mecânica a si agregada. Esta pode ir de frações de segundos até cerca de 30 segundos [16].

A formação de campos magnéticos e força eletromotriz durante o arranque de motores apresenta condições transitórias para o sistema elétrico. Estes eventos transitórios podem afetar tanto a rede de alimentação elétrica, como outros equipamentos a ela ligados. As principais preocupações aquando do arranque de motores elétricos prendem-se com as limitações dos efeitos transitórios e o assegurar que o motor acelera corretamente com a carga mecânica desejada [16].

Durante o arranque, altos valores de corrente elétrica são absorvidos. A corrente *inrush* é identificada como o valor máximo instantâneo da corrente de entrada de um dispositivo elétrico, assim que este é ligado. Esta corrente tem como objetivo vencer a inércia inicial do rotor, consistindo numa corrente de magnetização, cuja função é criar um campo magnético no enrolamento estatórico, dando origem, posteriormente, à corrente de arranque que vai ser responsável pela aceleração do motor até à sua velocidade de regime permanente [17].

A figura 14 ilustra a forma de onda de todo o processo de arranque do motor, onde é possível observar o pico de corrente *inrush*.

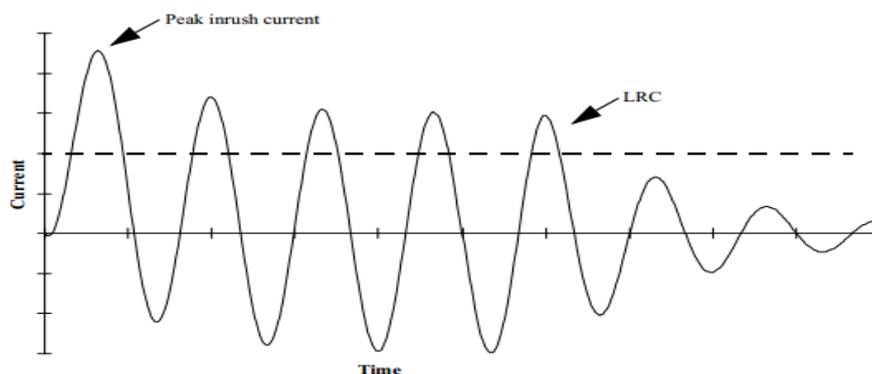


Figura 14 - Forma de onda da corrente de arranque de um motor.

A corrente *inrush* é sempre mais elevada do que a corrente de arranque e tem a duração de apenas alguns milissegundos. Quando o motor é alimentado, a sua impedância é relativamente baixa, o que faz com que a corrente *inrush* possa atingir valores até 20 vezes o valor da corrente nominal do motor. Assim que o rotor começa a girar, a inércia inicial do rotor está vencida e, conseqüentemente, o valor da corrente decai para o valor de 4 a 8 vezes o valor da corrente de funcionamento nominal. Neste momento esta corrente já é denominada de corrente de arranque e pode ocorrer durante vários segundos, correspondentes ao tempo de aceleração do motor. Assim que o motor atinge a sua velocidade de funcionamento normal, a corrente absorvida por ele diminui para o seu valor de regime permanente [18].

Como exposto na figura 15, o valor exato da corrente *inrush* vai depender da posição do ciclo da tensão de alimentação alternada quando os contadores são fechados, a fim de fornecer energia ao motor. Se os contadores forem fechados quando o ciclo da tensão de alimentação está no seu valor máximo, o valor da corrente *inrush* será praticamente igual ao valor da corrente de arranque. Por outro lado, se os contadores são fechados quando o ciclo da tensão de alimentação se encontra perto de zero, o valor da corrente *inrush* será máximo. Num sistema trifásico, a probabilidade de uma das fases estar próxima do valor zero quando se fecham os contadores é muito elevada [19].

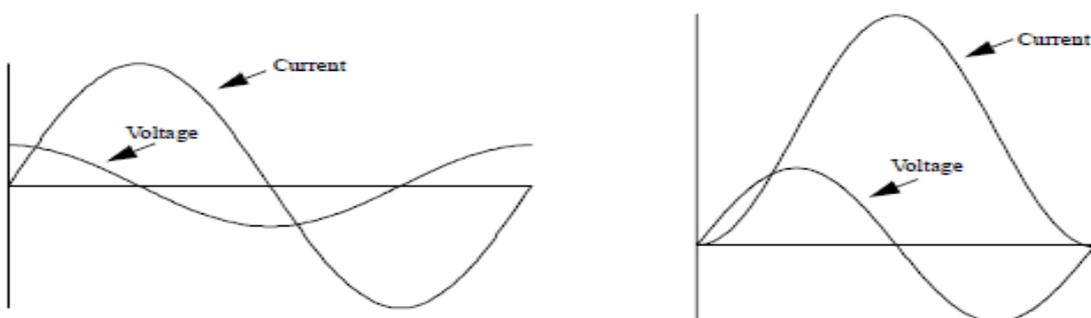


Figura 15 - Formas de onda iniciais da corrente quando o ciclo da tensão está no seu valor máximo e quando é zero, respetivamente.

Nos últimos anos, os valores das correntes *inrush* têm aumentado a par com o aumento da eficiência dos motores, uma vez que a resistência dos enrolamentos tem diminuindo, a fim de reduzir as perdas no cobre. Com a diminuição da resistência dos enrolamentos, o efeito colateral obtido foi o acréscimo da corrente de magnetização.

### 3.1 - Sistemas de proteção

Até ao momento em que a alimentação é aplicada ao motor, não existe nenhum campo magnético significativo para se opor à passagem de corrente. A única resistência ao fluxo de corrente é a própria resistência inicial. A menor resistência e as relações X/R (reatância/resistência) maiores, encontradas em motores de alta eficiência, causam este pico de corrente *inrush* maior, em relação aos motores com menores índices de eficiência. Devido a isto têm sido verificados disparos indesejados dos aparelhos de proteção [20].

A *National Electrical Manufacturers Association* (NEMA), cria normas que visam limitar a corrente de arranque nos motores elétricos, dependendo do tipo de *design* que estes apresentem. No entanto, não existe nenhuma norma em vigor para limitar o pico de corrente *inrush* [21].

A passagem da corrente *inrush* origina problemas acrescidos se o seu valor ultrapassar o valor nominal dos dispositivos de proteção, sejam estes disjuntores ou fusíveis. A figura abaixo mostra os transitórios do arranque do motor, até este atingir o estado permanente [20].

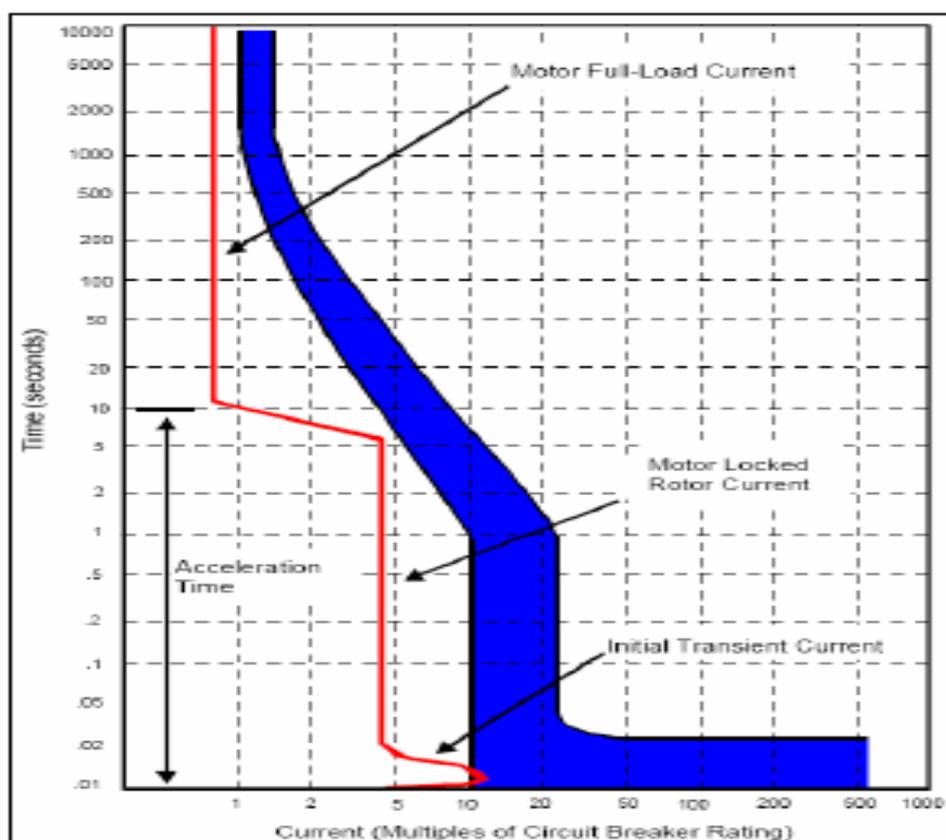


Figura 16 - Transitórios de arranque do motor até ser atingido o regime permanente.

A importância da corrente *inrush*, muitas vezes esquecida ou desconhecida, tornou-se mais evidente com motores energeticamente mais eficientes. Esta corrente pode causar problemas de interação com outras cargas numa instalação ou sistema de energia. Os dispositivos de proteção podem interpretar mal estas correntes, caso não estejam devidamente projetados. Como resultado disso, o uso de dispositivos de proteção com elevado desempenho tornou-se mais frequente. É importante que a seleção destes dispositivos de proteção seja devidamente coordenada com a seleção dos motores de alta eficiência [20].

A seleção dos dispositivos de proteção torna-se mais complicada quando estes picos elevados de corrente *inrush* têm de ser permitidos. As proteções devem agir rapidamente contra sobrecargas ou curto-circuitos, mas não devem interromper este fluxo de corrente *inrush* necessário ao arranque do motor. O fracasso desta seleção pode originar a redução da fiabilidade do sistema e criar custos acrescidos na adequação de novos dispositivos [17].

No caso específico de motores AC, as soluções para atenuar os transitórios de arranque, consistem em usar dispositivos de limitação da corrente de arranque, tais como:

- Arranque do motor em vazio, aplicando a carga posteriormente;
- Uso de um motor auxiliar para o arranque antes de alimentar o principal;
- Arranadores Suaves (Soft-starters);
- Arranque com conversor de frequências.

Nem sempre esses métodos podem ser usados, seja pelo elevado custo, seja porque a carga já vem acoplada inviabilizando o arranque em vazio (bombas), ou mesmo devido ao espaço insuficiente para o uso de motor auxiliar [22].

## Capítulo 4 - Desequilíbrios de Tensão

Nas últimas décadas, autores de diversos países têm aprofundado a investigação sobre o comportamento de variáveis intrínsecas ao motor de indução trifásico (MIT), tais como correntes elétricas, potências de entrada e saída, temperaturas, binário, rendimento, fator de potência e consumo de energia, quando a máquina é submetida a condições desequilibradas [23].

O desequilíbrio num sistema elétrico trifásico é uma condição na qual as três fases apresentam diferentes valores de tensão em módulo, ou defasamento angular entre as fases diferente de 120° elétricos ou, ainda, as duas condições simultaneamente.

Num sistema trifásico ideal, sem desequilíbrios, considerando a fase ‘A’ na referência e sequência de fase positiva, tem-se em valores pu:

$$V_A = 1,0 \angle 0^\circ \quad (6)$$

$$V_B = 1,0 \angle -120^\circ \quad (7)$$

$$V_C = 1,0 \angle 120^\circ \quad (8)$$

Na realidade, porém, as tensões não são perfeitamente equilibradas. Isso deve-se a desequilíbrios que aparecem internamente às instalações concessionárias e dos consumidores, estando diretamente relacionadas com as cargas instaladas [24].

As características de desempenho de um motor de indução trifásico são um conjunto de grandezas eletromecânicas e térmicas que definem o comportamento operacional deste sob determinadas condições. Desta forma, em função da potência exigida pela carga em um determinado instante e das condições da rede de alimentação, o motor apresenta valores definidos de rendimento, fator de potência, corrente absorvida, velocidade, binário desenvolvido, perdas e elevação da temperatura. Posto isto, quando as tensões de alimentação do motor apresentam desequilíbrios, seja em módulo ou em fase, ocorrem alterações nas características térmicas, elétricas e mecânicas dos mesmos, podendo afetar o seu funcionamento e desempenho, comprometendo a sua vida útil.

O desequilíbrio de tensão é muitas vezes definido como o desvio máximo dos valores médios das tensões ou correntes trifásicas, dividido pela média dos mesmos valores, expresso em percentagem [24].

$$VUF\% = \frac{\Delta V}{U_{AV}} \times 100 \quad (9)$$

Onde,

VUF - Desequilíbrio de tensão;

$\Delta V$  - Desvio máximo dos valores médios da tensão;

$U_{AV}$  - Média dos valores de tensão.

O desequilíbrio de tensão é analisado com base no fator de desequilíbrio, que exprime a relação entre as componentes de sequência negativa e sequência positiva da tensão expressa em termos percentuais da componente de sequência positiva [24].

$$FD\% = \frac{V_-}{V_+} \times 100 \quad (10)$$

Onde,

FD% - Fator de desequilíbrio de tensão em percentagem;

$V_-$  - Módulo da tensão de sequência negativa;

$V_+$  - Módulo da tensão de sequência positiva.

Quando as tensões de linha aplicadas aos motores de indução apresentam variações tanto no módulo como na fase, a primeira consequência é a introdução de harmônicos de tensão e corrente e a deformação do campo magnético girante. Neste caso, é inevitável a produção de esforços mecânicos axiais e radiais sobre o eixo, com o aparecimento de vibrações, ruídos, batimentos, desgaste e o aquecimento excessivo das chumaceiras, em consequência de correntes parasitas que podem aparecer no sistema eixo-chumaceira-terra. Em motores de eixo curto e entreferro reduzido, as vibrações podem provocar ligeiro contato entre rotor e o estator aumentando a temperatura nos pontos de atrito [24].

As componentes simétricas de um sistema trifásico incluem as componentes de sequência positiva, negativa e homopolar. Nos motores de indução trifásicos, cada fase pode apresentar uma impedância diferente para cada componente de sequência da corrente. As impedâncias  $Z_{A0}$ ,  $Z_{A1}$  e  $Z_{A2}$  são impedâncias da fase 'A' relativas às correntes de sequência homopolar, positiva e negativa, respetivamente. O mesmo se repete para as fases B e C [25].

Teoricamente, o grupo de sequência positiva é o único presente durante a operação equilibrada do sistema. A presença das componentes de sequência negativa e homopolar indica uma anomalia no sistema, como a operação desequilibrada do mesmo.

Um grupo de três fasores (tensões de fase  $V_A$ ,  $V_B$  e  $V_C$ ), pode ser representado pelos três grupos de componentes (sequência positiva, negativa e homopolar), de forma a que dois dos grupos de componentes (positiva e negativa) sejam equilibrados e o outro grupo (homopolar) seja composto por três fasores iguais [26].

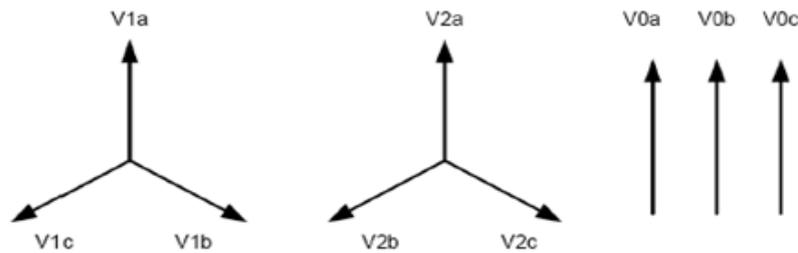


Figura 17 - figura mostra os três grupos de fasores, sequência positiva, negativa e homopolar, respectivamente.

Como podemos comprovar pela figura 17, as componentes de sequência positiva possuem amplitudes iguais e são desfasadas de  $120^\circ$  com vetor de rotação A-B-C. As componentes de sequência negativa possuem também amplitudes iguais e desfasamento de  $120^\circ$ , mas a rotação do vetor é A-C-B. As componentes de sequência homopolar têm amplitudes iguais, porém sem desfasamento [25].

Todas as grandezas trifásicas do sistema de potência podem ser representadas pelo somatório das componentes simétricas. Desta forma, as tensões de fase podem ser expressas em termos de suas componentes simétricas, conforme mostrado nas equações:

$$V_A = V_{1A} + V_{2A} + V_{0A} \quad (11)$$

$$V_B = V_{1B} + V_{2B} + V_{0B} \quad (12)$$

$$V_C = V_{1C} + V_{2C} + V_{0C} \quad (13)$$

Usando o operador 'a' ( $a = e^{j120^\circ}$ ), pode-se representar as grandezas de fase em termos das componentes da fase A, conforme mostrado na seguinte matriz:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{0A} \\ V_{1A} \\ V_{2A} \end{bmatrix} \quad (14)$$

As Equações 11, 12 e 13 permitem o cálculo das grandezas de fase para componentes simétricas conhecidas. Para valores de fase conhecidos, o cálculo das componentes simétricas é possível calculando o inverso da matriz supra representada, o que leva às seguintes expressões:

$$V_{0A} = \frac{1}{3}(V_A + V_B + V_C) \quad (15)$$

$$V_{1A} = \frac{1}{3}(V_A + a.V_B + a^2.V_C) \quad (16)$$

$$V_{2A} = \frac{1}{3}(V_A + a^2.V_B + a.V_C) \quad (17)$$

A deformação do campo magnético girante é resultado da composição dos campos de sequência positiva e negativa. O campo de sequência positiva executa as mesmas funções caso o campo fosse normal, o de sequência negativa opõe-se ao anterior, produzindo o desequilíbrio magnético do motor. Outro efeito importante é o facto das impedâncias de sequência negativa possuírem valores muito pequenos, resultando num desequilíbrio de corrente bastante elevado. Consequentemente, o aumento da temperatura do motor operando com uma determinada carga e sob determinado desequilíbrio será maior que o mesmo operando sob as mesmas condições e com tensões equilibradas [26].

Do ponto de vista do rendimento, verifica-se uma redução deste devido a dois fatores principais: ao aumento das perdas no cobre e ao aumento das perdas no ferro [27].

O crescimento das perdas no cobre ocorre devido ao aumento de  $I_s$  e  $I_r$ . As perdas no cobre do estator e rotor por fase são dadas por:

$$P_{cus} = R_s \cdot I_s rms^2 \quad (18)$$

$$P_{cur} = R_r \cdot I_r rms^2 \quad (19)$$

É sobre as perdas no ferro do rotor que o desequilíbrio tem maior impacto. As componentes de sequência positiva da tensão produzem um campo girante cujo sentido é o mesmo da tensão que o produziu. Em contrapartida, as componentes de sequência negativa produzem um campo girante com sentido contrário ao campo gerado pela componente de sequência positiva. Em condições desequilibradas, as perdas no ferro do estator e rotor são dadas pela soma das componentes de sequência positiva e negativa [27].

As distorções de tensão nos terminais dos motores geram harmônicos de tensão e fluxos de corrente harmônica no estator, que produzem uma força magnética no entreferro que, por sua vez, induz fluxos de corrente harmônica no rotor. Como já mencionado, este efeito pode gerar uma diminuição da eficiência, sobreaquecimento, ruído e vibrações. Contudo, o maior efeito é o aumento das perdas no cobre e no ferro dos motores, causando um aumento da temperatura nas barras do rotor e nos enrolamentos do estator [28].

Além do aumento da temperatura, as correntes harmônicas podem ser responsáveis por binários pulsantes causados pela interação entre correntes harmônicas e o campo magnético na sua frequência fundamental. As amplitudes destes binários são aproximadamente proporcionais às correntes harmônicas correspondentes, isto é, uma corrente harmônica com amplitude de 10% da corrente fundamental, gera um binário com 10% da amplitude do binário nominal [28].

Segundo [29], um pequeno desequilíbrio de tensão, na ordem dos 3,5%, é responsável por um aumento da temperatura de 25° C na temperatura do enrolamento da fase onde circula a corrente elétrica mais elevada. Sabe-se ainda que a cada 10° C de aumento da temperatura, a vida útil do isolamento de um motor elétrico diminui para metade.

A Figura 18 mostra a perda da vida útil para cinco motores típicos, em função do desequilíbrio de tensão [27].

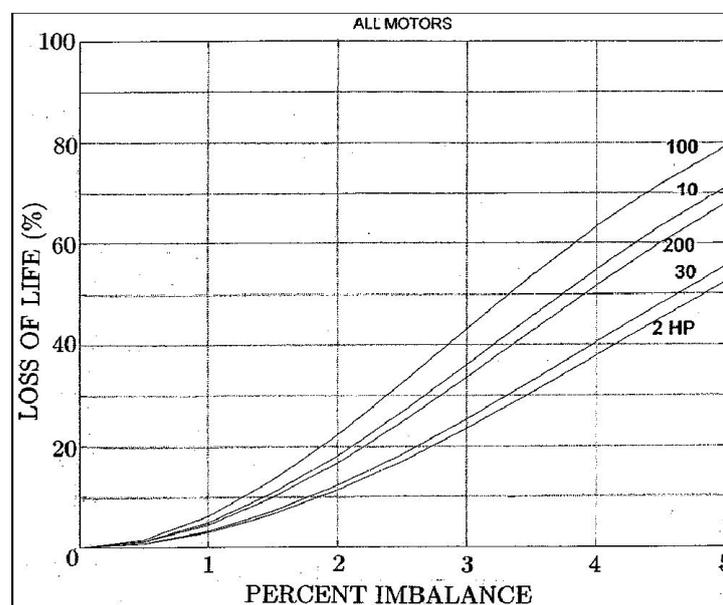


Figura 18 - Perda de vida útil dos motores em função da percentagem dos desequilíbrios de tensão.

Estes dados demonstram o impacto económico decorrente dos efeitos dos desequilíbrios de tensão nos motores de indução, uma vez que se agregam às deficiências impostas na operação, os custos de manutenção preventiva e corretiva.

## Capítulo 5 - Bancada de Ensaios

Uma bancada de ensaios precisa e bem estruturada assume um papel preponderante para o desenvolvimento rigoroso de qualquer tipo de trabalho. Desta forma, foi de suma importância garantir que todo e qualquer arranjo laboratorial, realizado durante a execução deste trabalho, obedecesse aos requisitos impostos pela norma IEC – 60034-2-1.

Os equipamentos que compõem a bancada de ensaios adotada, para a realização dos estudos que serviram de base a esta dissertação, foram os seguintes:

- Analisador de potência de elevada precisão YOKOGAWA WT 1806;
- Transformador trifásico SEB elevador (400 V);
- Autotransformador Smile Slidac, 380 V, 30 A, 19.7 kVA;
- Autotransformador monofásico Zenith Eletric CO, 240 V, 25 A, 7,5 kVA;
- Motor de indução SEW-Eurodrive de 15 kW IE3 (carga);
- Conversor Siemens Sinamics Power Module de 18.5 kW;
- VSD Schneider Eletric ATV32HU75N4 de 7,5 kW;
- Sensor de binário Datum Electronics M420-S2 de 150 Nm;
- Encoder Hengstler RI 76TD de 1024 pulsos por revolução;
- Motor de Indução WEG, IE1, de 7.5 kW;
- Motor de Indução WEG, IE2, de 7.5 kW;
- Motor de Indução WEG, IE3, de 7.5 kW;
- Motor de Indução WEG, IE4, de 7.5 kW;
- 3 Pinças de corrente Tektronix A622;
- 3 Pinças de tensão Tektronix P5200;
- Placa de aquisição de dados CB – 68LP;
- Software de processamento de dados NI Signal Express;
- Software LabView e sistema NI cRio-9074;
- WTViewer Application Software.

Numa primeira fase de detecção do pico de corrente *inrush*, para a alimentação dos motores, foi utilizado um transformador elevador SEB, com a tensão de saída de 100 V, e um autotransformador Slidac, com a tensão de saída variável de 0 V a 380 V, Permitindo, desta forma, uma tensão variável entre 0 V e 480 V de tensão composta na bancada de ensaios.

O sistema de alimentação utilizado está representado na figura 19.

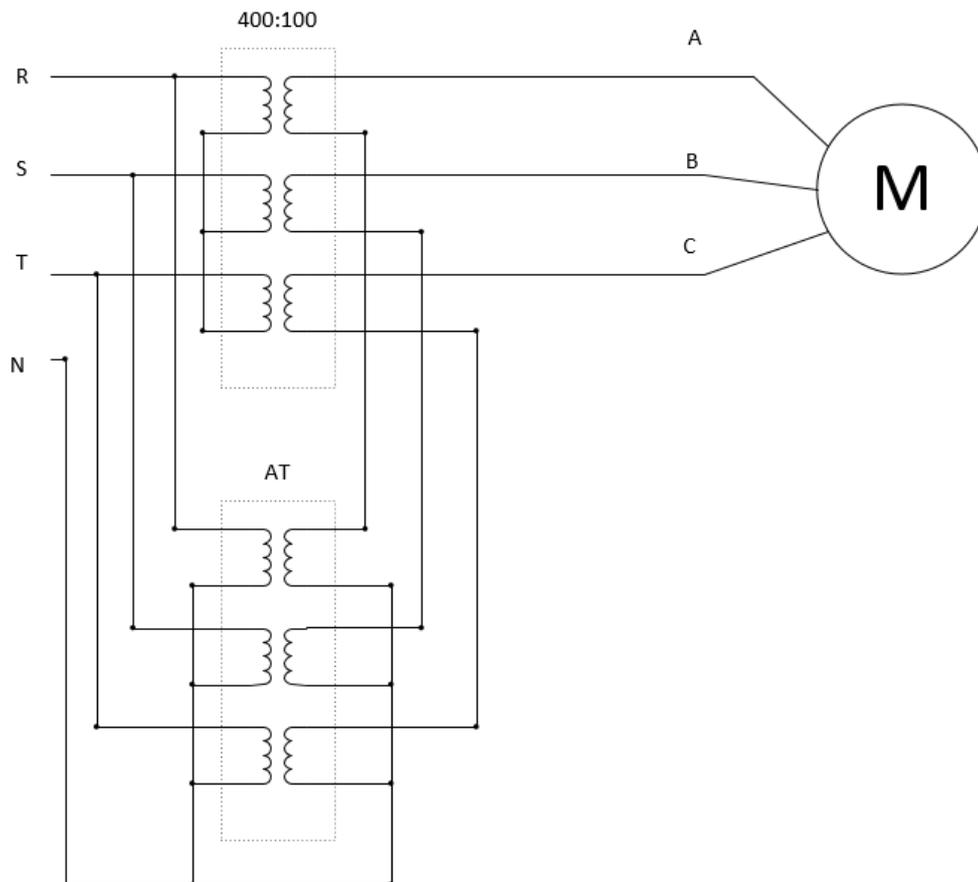


Figura 19 - Sistema de alimentação para a primeira parte dos ensaios realizados.

O conversor Siemens, com o auxílio de uma fonte de tensão DC, impõe o binário desejado ao motor SEW, controlando desta forma a carga do sistema. Com a finalidade de medir este binário, encontra-se um sensor de binário Datum Electronics M420-S2, situado entre o motor de carga e o motor a ser testado. O motor SEW também tem acoplado ao seu veio o encoder Hengstler RI 76TD, com 1024 pulsos por revolução, a fim de medir a velocidade de rotação do mesmo. Foram testados os motores de indução com o rotor em gaiola de esquilo da marca WEG, 4 pólos, com potências nominais de 7,5 kW (400 V) e classes de eficiência IE1, IE2, IE3 e IE4.

O equipamento utilizado para registrar as medições algébricas dos valores eficazes da tensão, corrente, potência ativa e potência reativa, assim como dos valores do fator de potência, frequência, harmônicos, distorção total harmônica, velocidade e binário, foi um analisador de potência de elevada precisão Yokogawa WT 1800, com seis módulos de tensão e corrente.

As formas de onda da tensão e corrente foram adquiridas através da utilização de três pinças de tensão e de três pinças amperimétricas, ligadas a uma placa de aquisição CB-68LP da National Instruments. Por sua vez, estes dados são processados e registados através do software NI Signal Express, com uma taxa de amostragem de 41 kHz. Apesar do Yokogawa também conseguir adquirir estas formas de onda e possuir, igualmente, uma taxa de aquisição de dados elevada, este executa um processamento de dados elevado a cada amostra adquirida, o que impossibilita a amostragem todos os valores, ponto a ponto, com a taxa de aquisição pretendida.

A figura 20 tem representado o diagrama de blocos de todos os equipamentos utilizados para a aquisição do pico de corrente *inrush*.

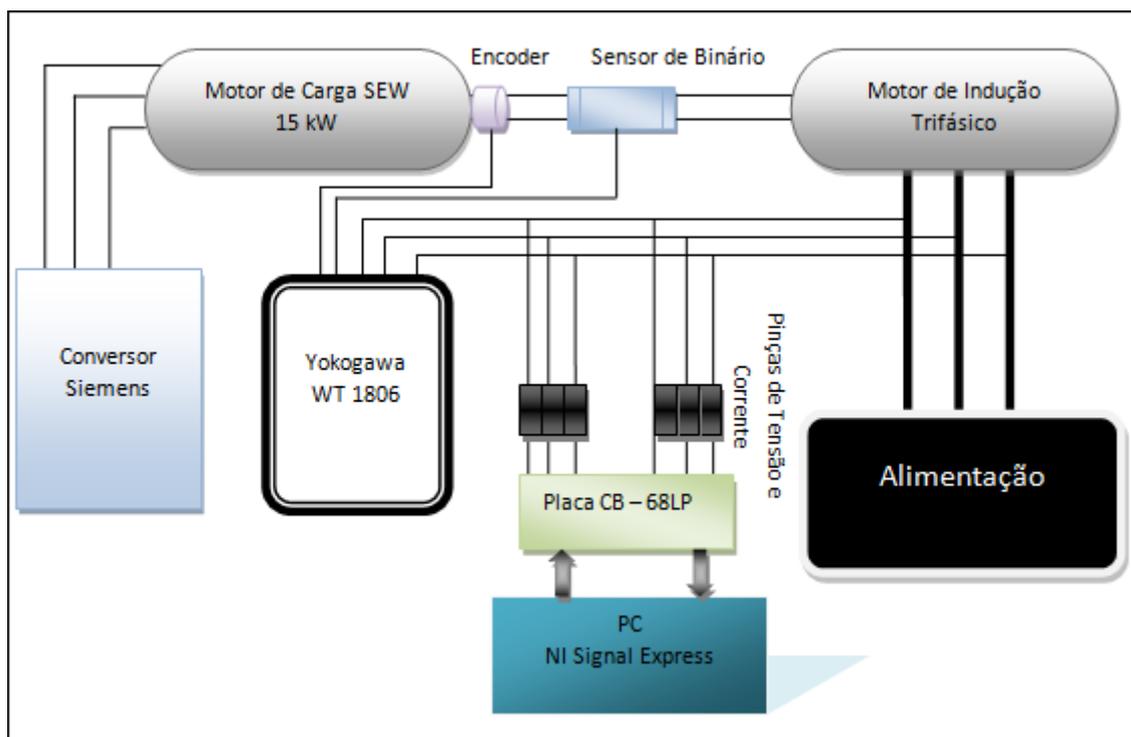


Figura 20 - Diagrama de Blocos para aquisição da corrente *inrush*.

Na segunda parte do trabalho foram realizados ensaios, com o intuito de criar um desequilíbrio na tensão de alimentação de uma das fases que alimentam o motor, tendo sido introduzido um autotransformador monofásico à saída do sistema de alimentação já existente.

O sistema de alimentação utilizado está representado na figura 21.

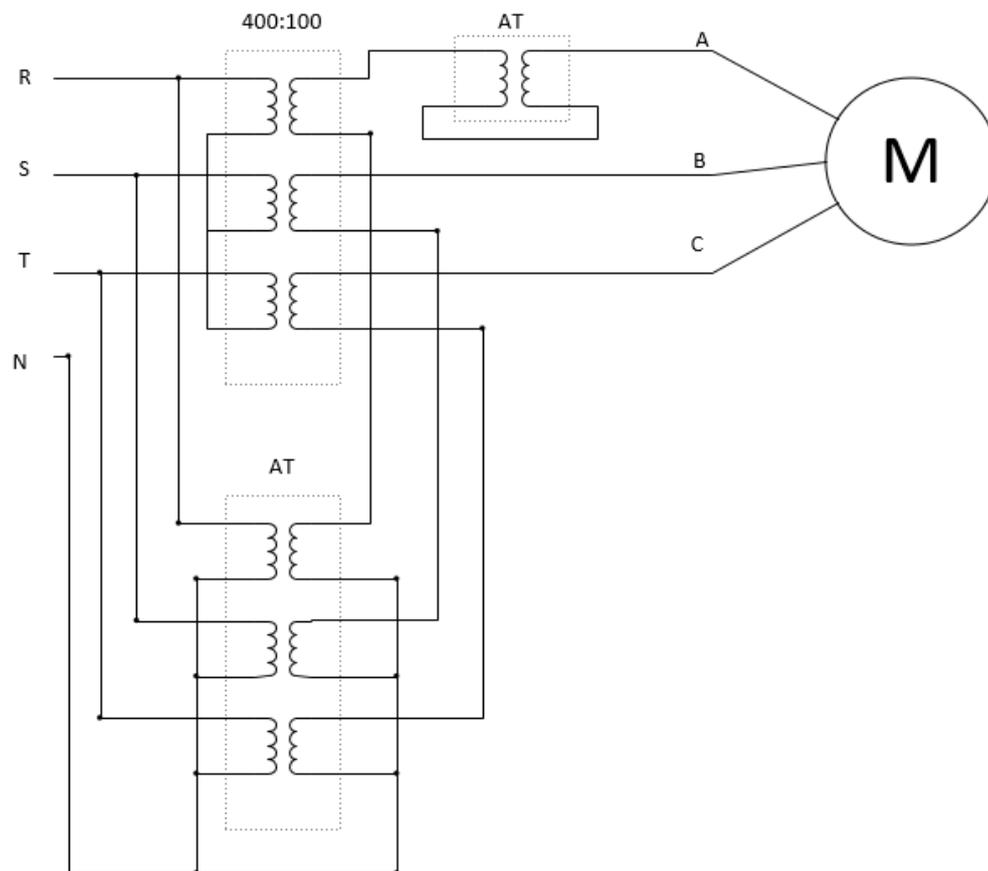


Figura 21 - Sistema de alimentação para a segunda parte dos ensaios realizados.

Nesta parte do trabalho apenas foi testado o motor de indução com o rotor em gaiola de esquilo da marca WEG, 4 pólos, com potências nominais de 7,5 kW (400 V) e classe de eficiência IE3. As formas de onda da tensão e corrente, assim como os gráficos dos harmônicos foram adquiridos através do analisador de potência de elevada precisão Yokogawa WT 1806 e visualizadas pormenorizadamente através do WTVIEWER Application Software, conectado ao analisador através de cabo de rede.

O diagrama de blocos representativo de todo o equipamento utilizado a fim de realizar este estudo, está representado na figura 22.

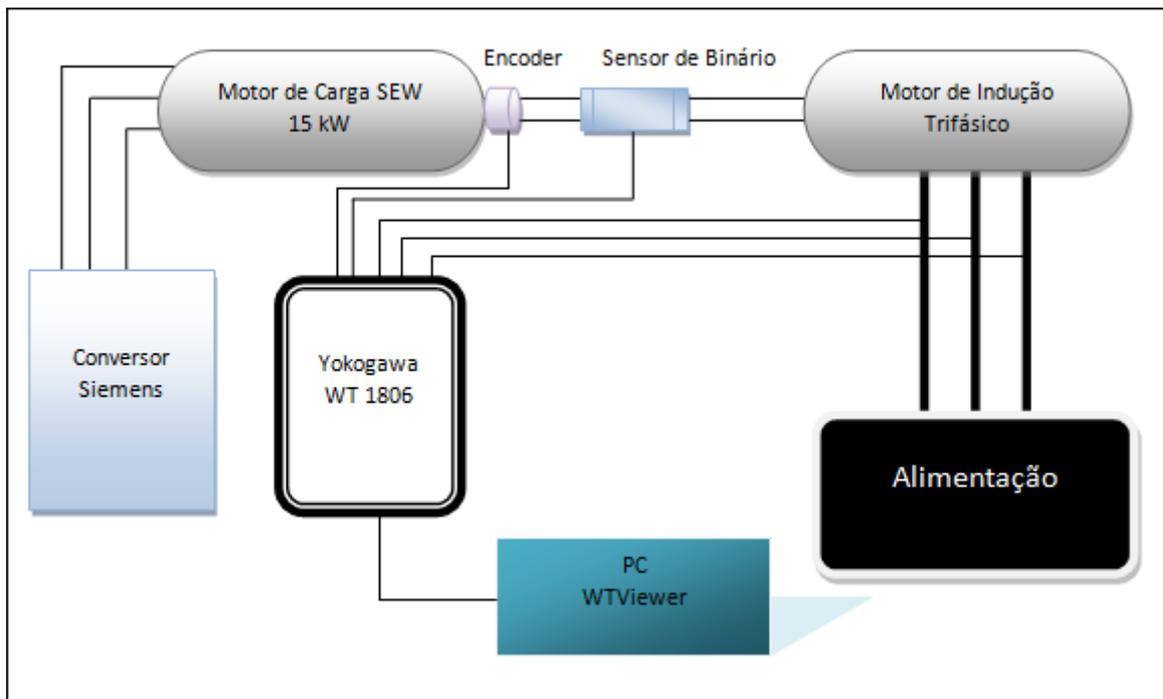


Figura 22 - Diagrama de Blocos para o estudo de tensões desequilibradas na alimentação de um motor.

Na última parte do trabalho desta dissertação, foi introduzido um variador eletrônico de velocidade (VSD) ao sistema, para alimentação e controlo da velocidade do motor de indução IE3 da WEG, como pode ser visto pela figura 23.

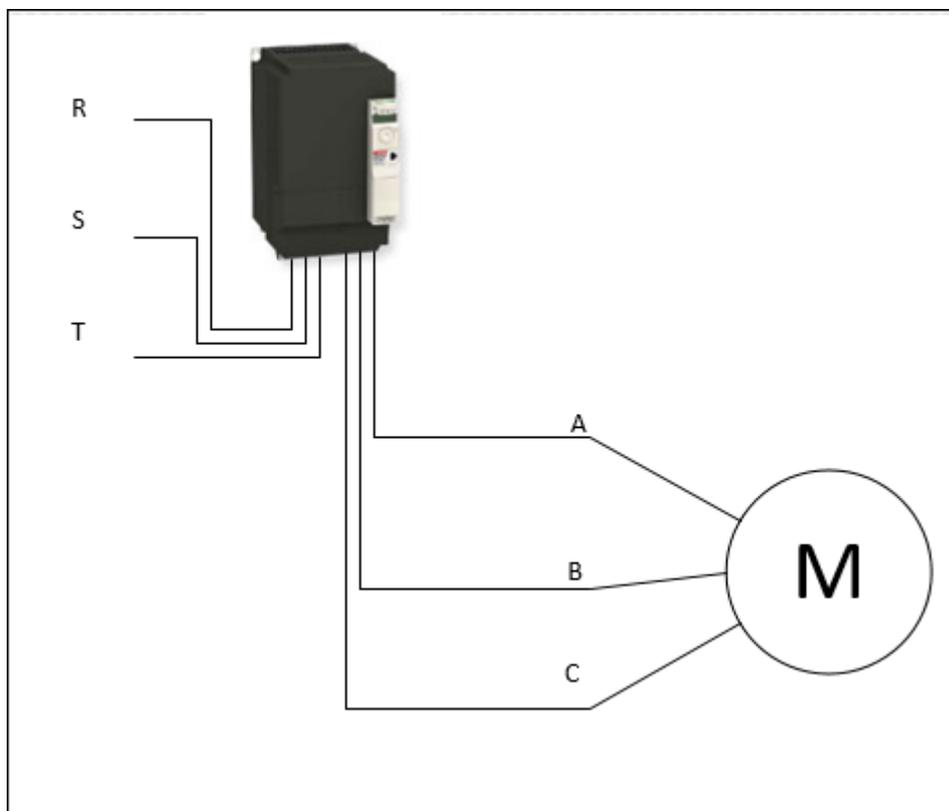


Figura 23 - Sistema de alimentação para a terceira parte dos ensaios realizados.

As formas de onda da tensão e corrente, assim como os gráficos dos harmônicos, foram adquiridos através do analisador de potência de elevada precisão Yokogawa WT 1806 e visualizadas pormenorizadamente através do WTVIEWER Application Software, conectado ao analisador através de cabo de rede. O variador eletrônico de velocidade utilizado é da marca Schneider. E o controlo escalar V/f é realizado através da frequência de alimentação do motor, que está diretamente relacionada com a velocidade de rotação do veio do mesmo.

A figura 24 ilustra o diagrama de blocos de todo o equipamento utilizado para a aquisição dos dados relativos a esta parte do trabalho.

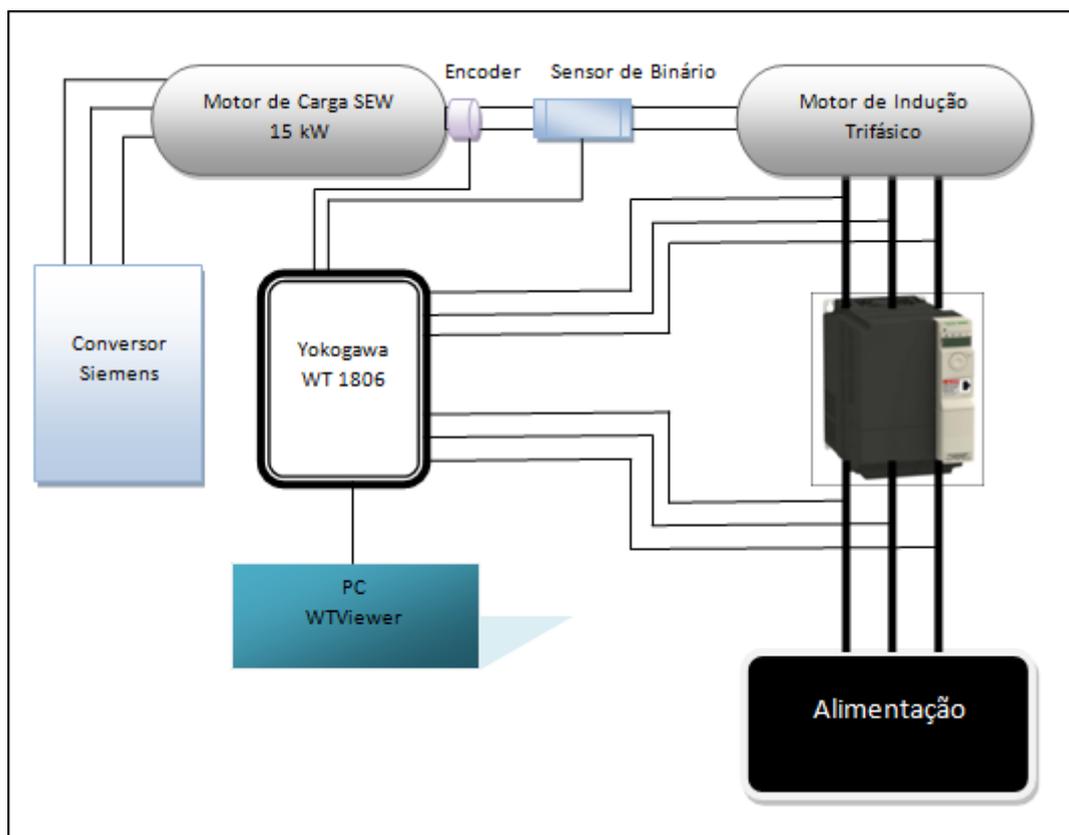


Figura 24 - Diagrama de Blocos para o estudo do funcionamento do motor IE3 quando alimentado por um VSD.

A estrutura que serve de apoio e suporte aos motores é feita em alumínio e permite que estes se acoplem com relativa facilidade. Permite colocar qualquer motor até 15 kW na extremidade, com um *frame size* até 160 L.

## Capítulo 6 – Ensaios Experimentais e Análise de Resultados

### 6.1 - Corrente Inrush

#### 6.1.1 - Ensaios Experimentais

Os ensaios experimentais, efetuados neste contexto, foram realizados em motores de indução trifásicos da marca WEG, de 4 pólos, com diferentes classes de eficiência.

No motor IE1 de 7,5 kW, os resultados obtidos foram os seguintes:

- Ensaio a Frio:
  - Sem carga:

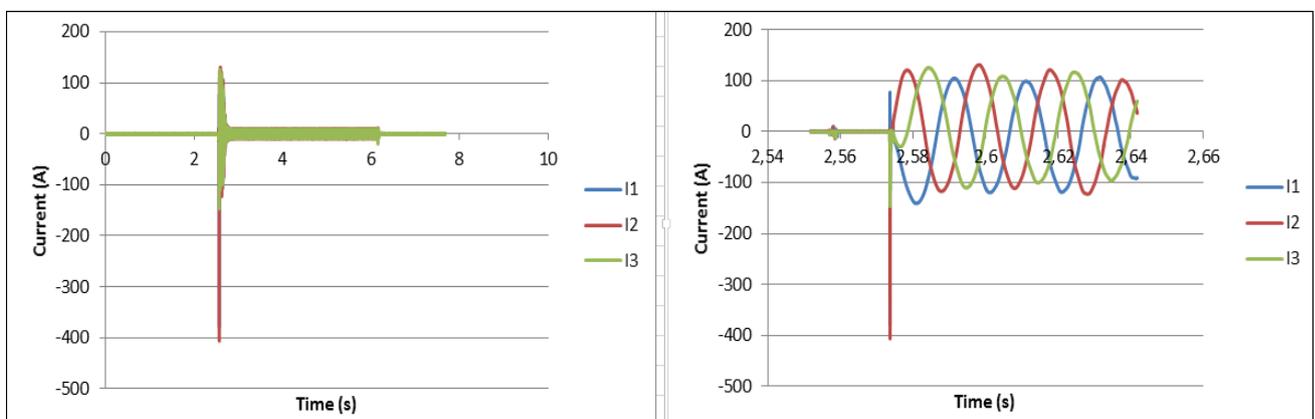


Figura 25 - Corrente no arranque do motor IE1 a frio e sem carga. No lado esquerdo está a totalidade do arranque. No lado direito apenas os primeiros ciclos do arranque.

- Rotor Travado:

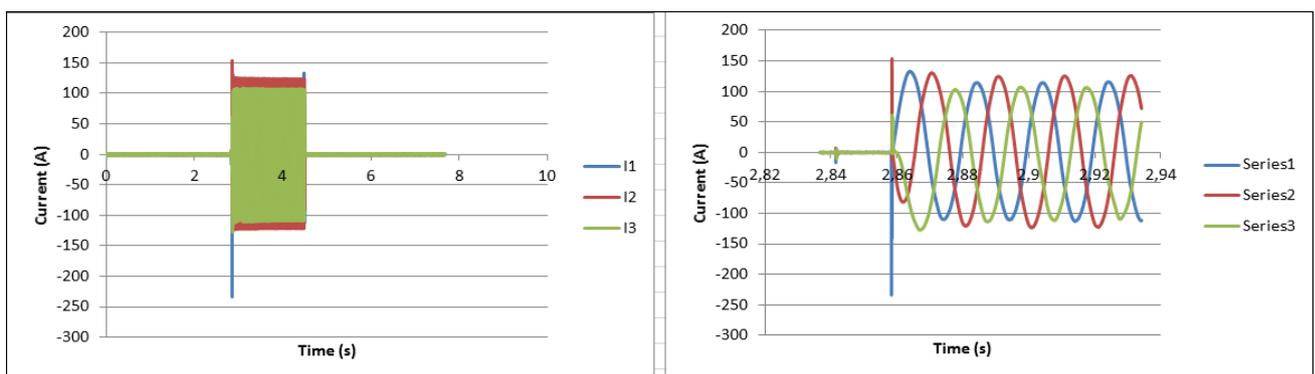


Figura 26 - Corrente no arranque do motor IE1 a frio e com o rotor travado. No lado esquerdo está a totalidade do arranque. No lado direito apenas os primeiros ciclos do arranque.

- Ensaio a Quente:
  - Sem carga:

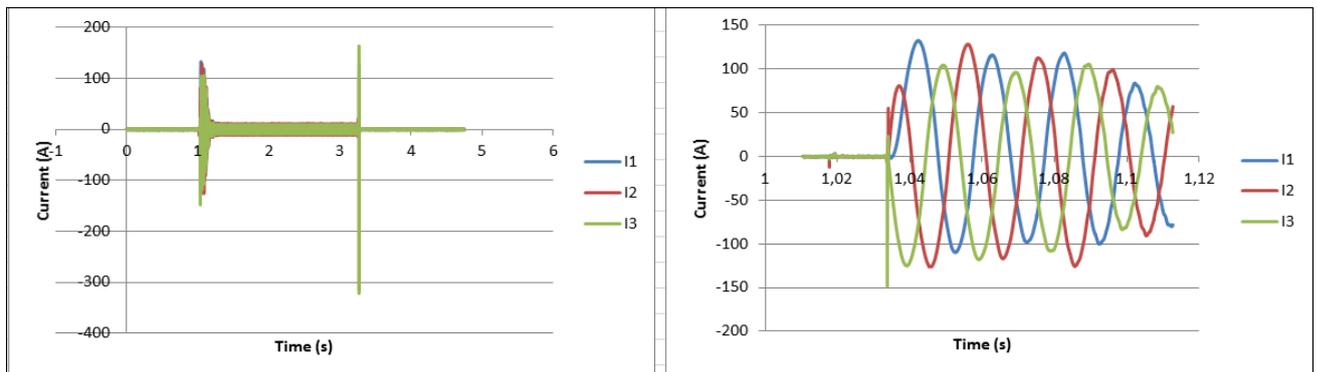


Figura 27 - Corrente no arranque do motor IE1 a quente e sem carga. No lado esquerdo está a totalidade do arranque. No lado direito apenas os primeiros ciclos do arranque.

- Rotor travado:

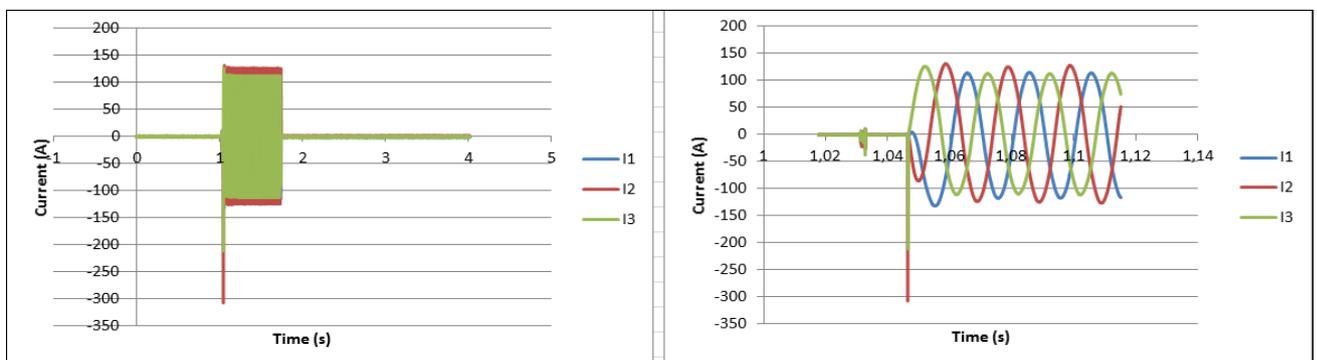


Figura 28 - Corrente no arranque do motor IE1 a quente e com o rotor travado. No lado esquerdo está a totalidade do arranque. No lado direito apenas os primeiros ciclos do arranque.

No motor IE2 de 7,5 kW, os resultados obtidos foram os seguintes:

- Ensaio a frio:
  - Sem carga:

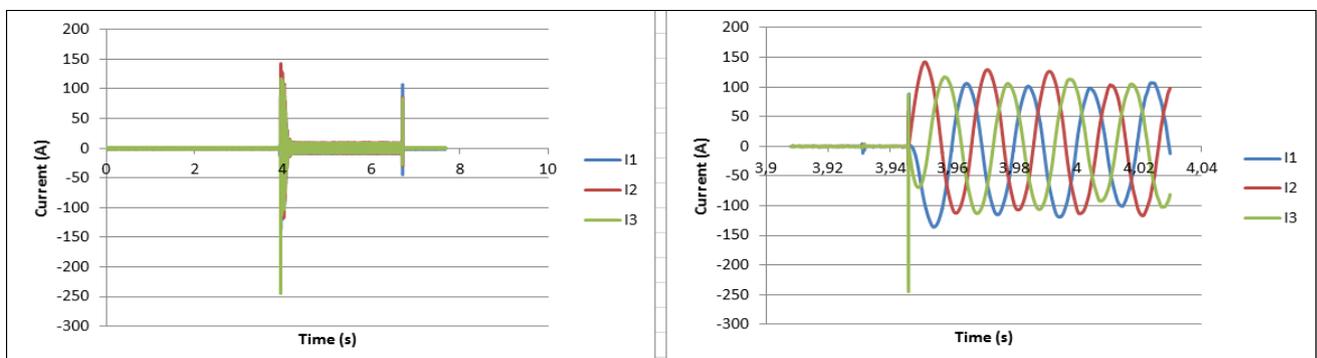


Figura 29 - Corrente no arranque do motor IE2 a frio e sem carga. No lado esquerdo está a totalidade do arranque. No lado direito apenas os primeiros ciclos do arranque.

- Rotor Travado

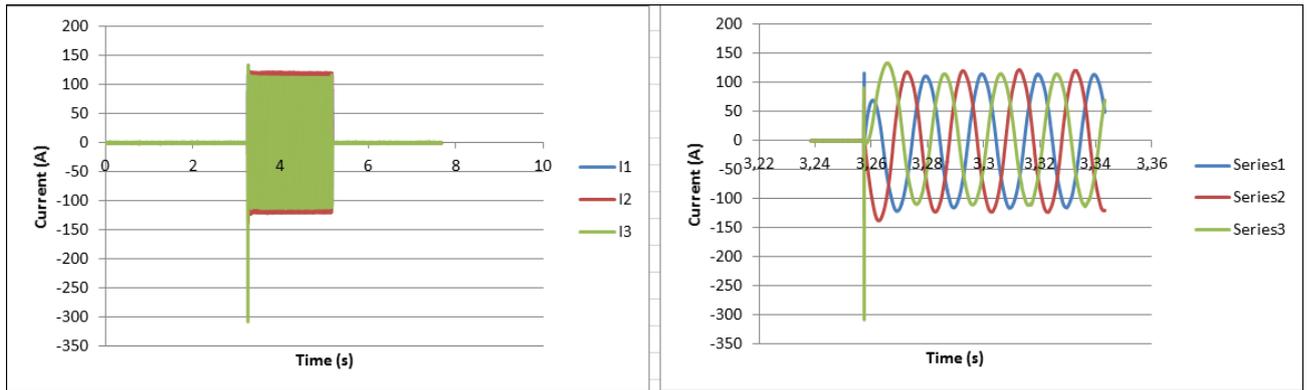


Figura 30 - Corrente no arranque do motor IE2 a frio e com o rotor travado. No lado esquerdo está a totalidade do arranque. No lado direito apenas os primeiros ciclos do arranque.

- Ensaio a quente:

- Sem carga:

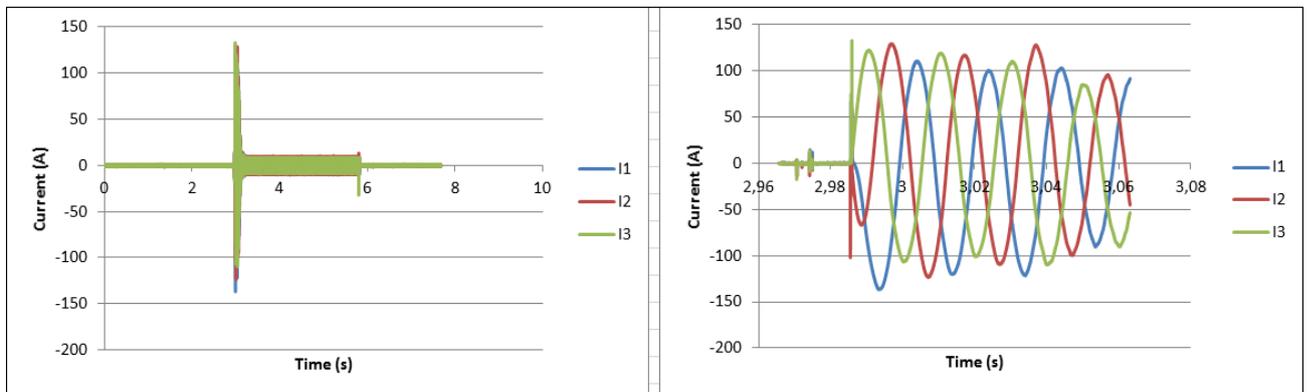


Figura 31 - Corrente no arranque do motor IE2 a quente e sem carga. No lado esquerdo está a totalidade do arranque. No lado direito apenas os primeiros ciclos do arranque.

- Rotor travado:

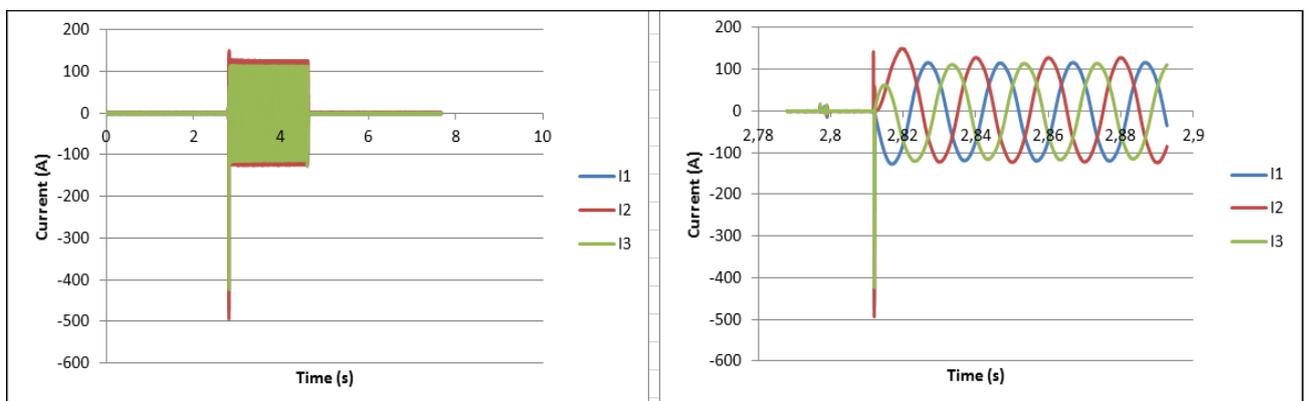


Figura 32 - Corrente no arranque do motor IE2 a quente e com o rotor travado. No lado esquerdo está a totalidade do arranque. No lado direito apenas os primeiros ciclos do arranque.

No motor IE3 de 7,5 kW, os resultados obtidos foram os seguintes:

- Ensaio a frio:
  - Sem carga:

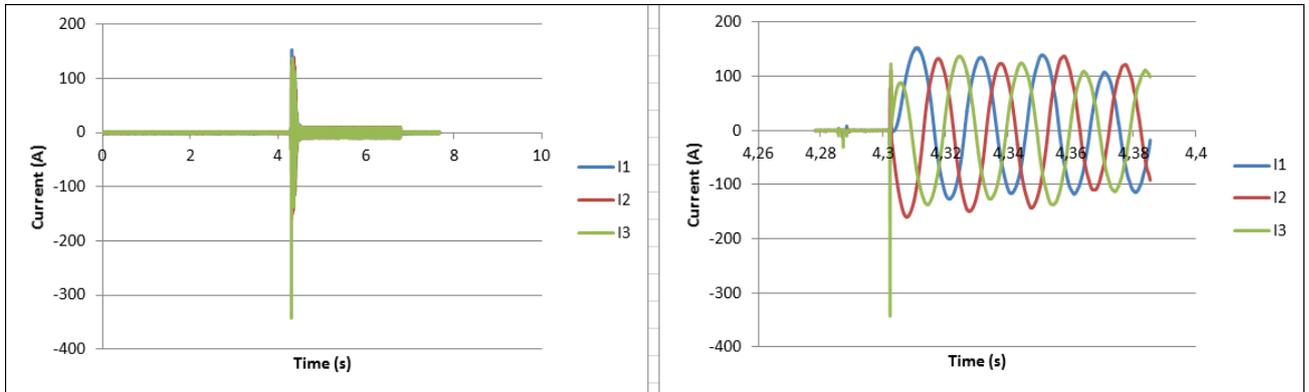


Figura 33 - Corrente no arranque do motor IE3 a frio e sem carga. No lado esquerdo está a totalidade do arranque. No lado direito apenas os primeiros ciclos do arranque.

- Rotor travado:

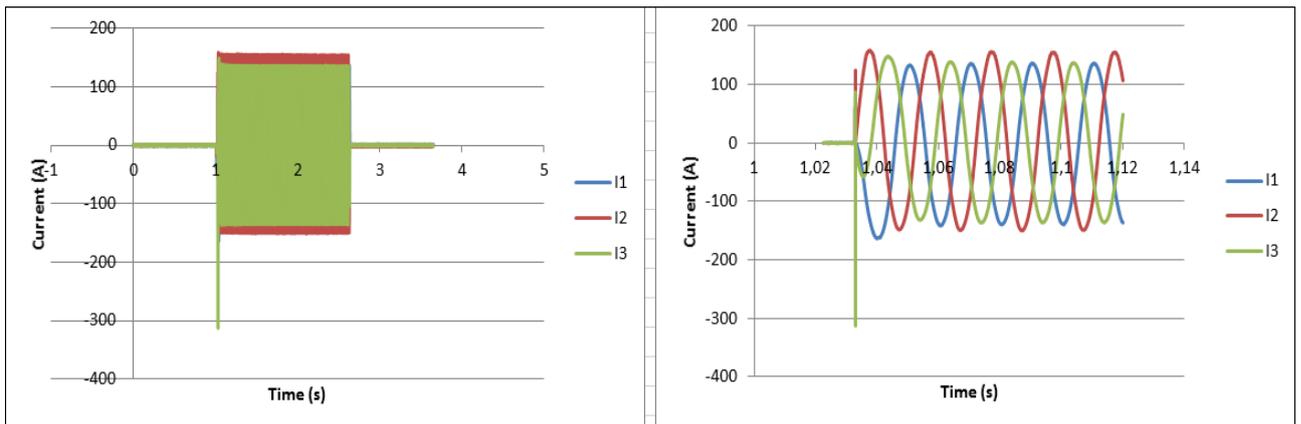


Figura 34 - Corrente no arranque do motor IE2 a frio e com o rotor travado. No lado esquerdo está a totalidade do arranque. No lado direito apenas os primeiros ciclos do arranque.

- Ensaio a quente:
  - Sem carga:

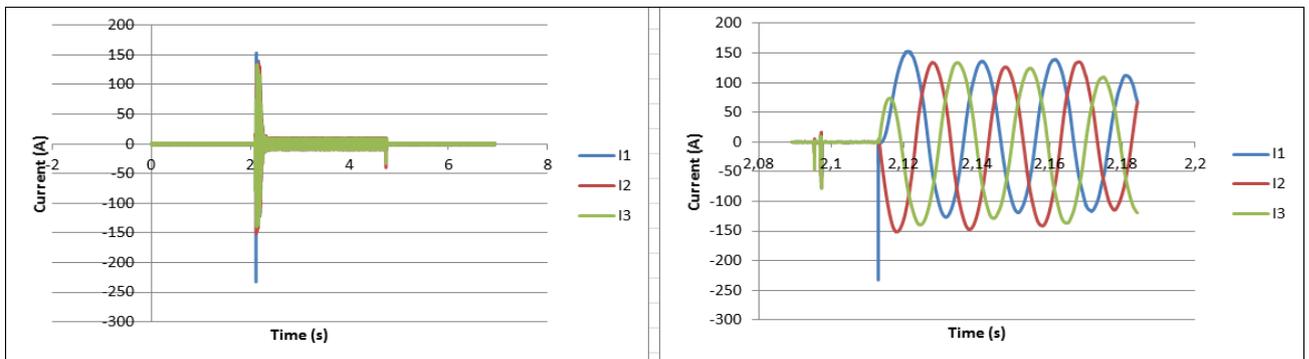


Figura 35 - Corrente no arranque do motor IE3 a quente e sem carga. No lado esquerdo está a totalidade do arranque. No lado direito apenas os primeiros ciclos do arranque.

- Rotor travado:

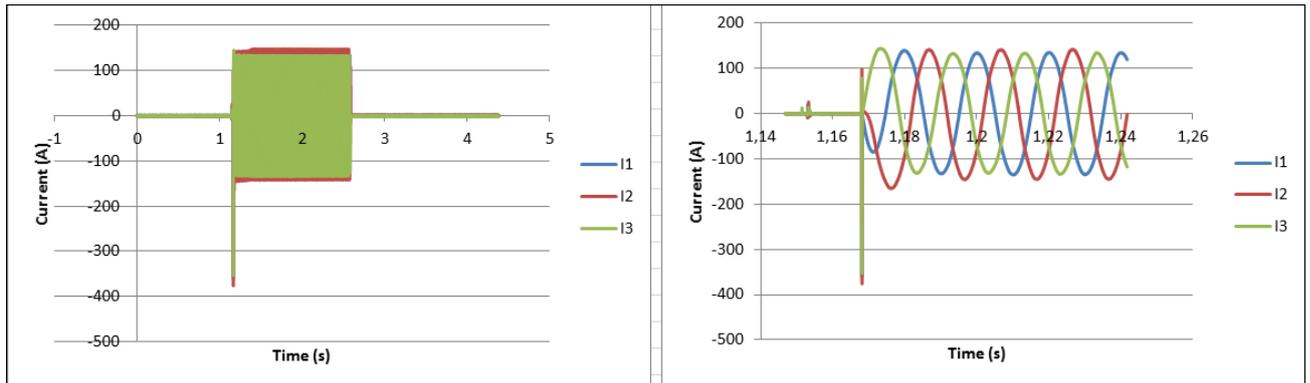


Figura 36 - Corrente no arranque do motor IE3 a quente e com o rotor travado. No lado esquerdo está a totalidade do arranque. No lado direito apenas os primeiros ciclos do arranque.

No motor IE4 de 7,5 kW, os resultados obtidos foram os seguintes:

- Ensaio a frio:
  - Sem carga:

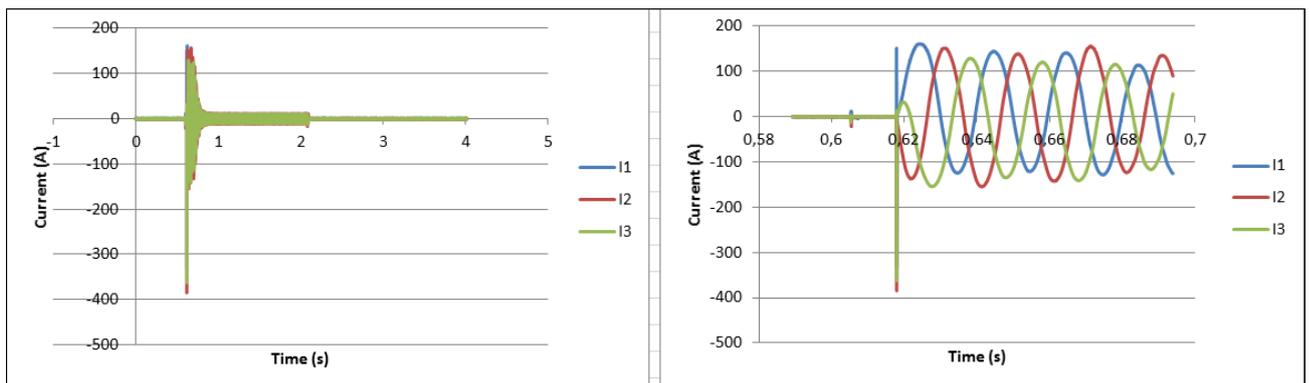


Figura 37 - Corrente no arranque do motor IE4 a frio e sem carga. No lado esquerdo está a totalidade do arranque. No lado direito apenas os primeiros ciclos do arranque.

- Rotor travado:

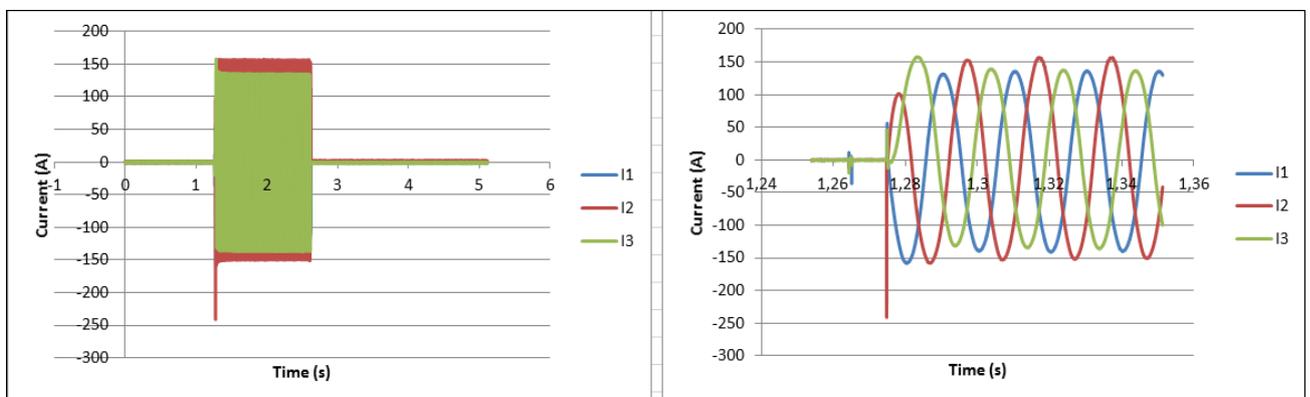


Figura 38 - Corrente no arranque do motor IE4 a frio e com o rotor travado. No lado esquerdo está a totalidade do arranque. No lado direito apenas os primeiros ciclos do arranque.

- Ensaio a quente:
  - Sem carga:

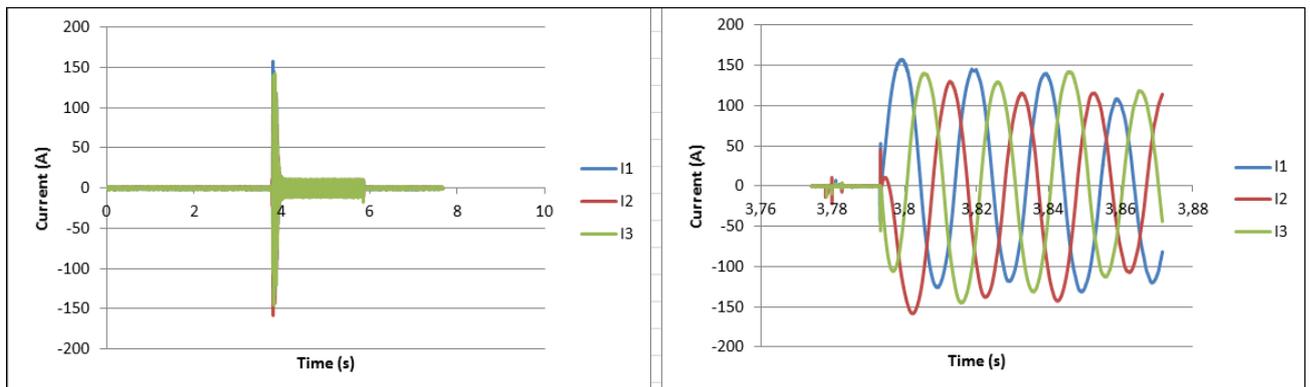


Figura 39 - Corrente no arranque do motor IE4 a quente e sem carga. No lado esquerdo está a totalidade do arranque. No lado direito apenas os primeiros ciclos do arranque.

- Rotor travado:

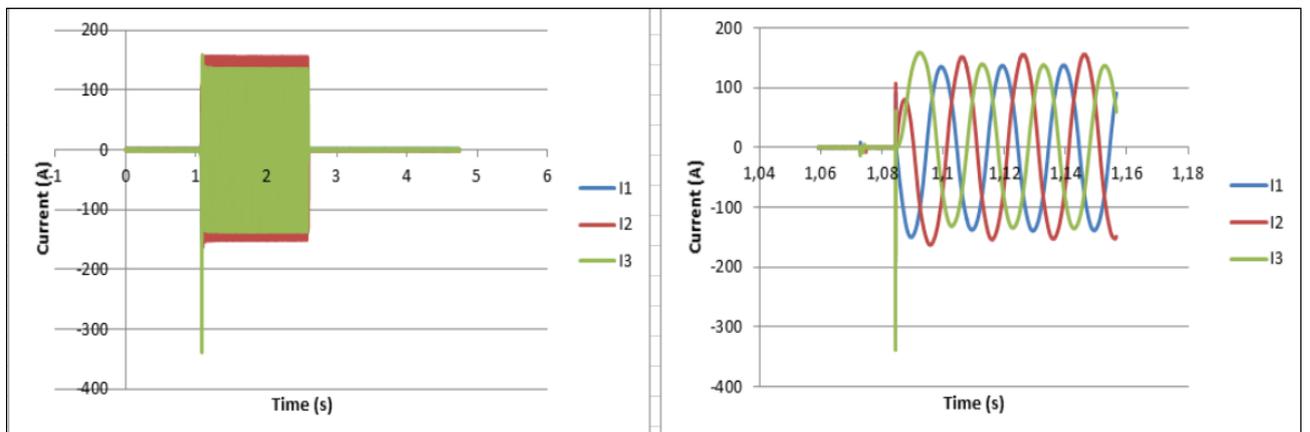


Figura 40 - Corrente no arranque do motor IE4 a quente e com o rotor travado. No lado esquerdo está a totalidade do arranque. No lado direito apenas os primeiros ciclos do arranque.

### 6.1.2 - Análise dos Resultados

Do ponto de vista teórico é sabido que o pico de corrente *inrush* pode chegar até 20 vezes do valor da corrente nominal do motor e a corrente de arranque pode chegar até 8 vezes da mesma [30]. Como tal, eram esperados resultados com um pico de corrente *inrush* muito superior ao encontrado. Algo que pode ser justificado pelo facto do autotransformador presente na alimentação do motor possuir uma elevada impedância que limite os picos de corrente. Nos resultados obtidos, e apesar de várias tentativas realizadas e de várias formas de aquisição de dados, entre elas utilizando uma placa CB-68LP ligada a um *bus* PCI com uma taxa de aquisição de dados elevada (41 kHz), este pico de corrente *inrush* pouco difere do valor da corrente de arranque, sendo mesmo, na maioria dos casos, imperceptível.

Devido a tal vicissitude, procurámos obter respostas em relação aos resultados verificados, e entrámos em contacto com a empresa fabricante dos motores, a WEG. Em resposta foi-nos dito que os valores do pico de corrente *inrush*, para cada modelo de motor, são pré estipulados, não procedendo, por isso, à deteção individual para cada um deles.

## 6.2 - Desequilíbrios de Tensão

Numa análise efetuada antes da realização destes ensaios, foi verificado através da chapa de características do motor de indução IE3 da WEG, que para este funcionar nas condições nominais a 7,5 kW de potência, teria de ser alimentado da seguinte forma: ligação em triângulo com 400 V de tensão composta, ou ligação em estrela com 690 V de tensão composta. No entanto, devido aos equipamentos disponíveis, não era possível obter 690 V compostos para alimentar o motor. A solução foi definir um binário nominal 3 vezes inferior (16 N.m.), diminuindo a tensão e corrente de alimentação em  $\sqrt{3}$  vezes. Desta forma, passámos a ter o motor a funcionar como um motor de 2,5 kW (3 vezes menos potência). Neste caso a sua alimentação seria da seguinte forma: ligação em triângulo com 230 V de tensão composta, e ligação em estrela com 400 V de tensão composta.

Os desequilíbrios de tensão foram todos provocados na fase 1.

### 6.2.1 - Resultados Experimentais

As formas de onda da corrente e da tensão de alimentação obtidas quando o motor estava a funcionar com a carga nominal, e com desequilíbrios no sistema de alimentação foram as seguintes:

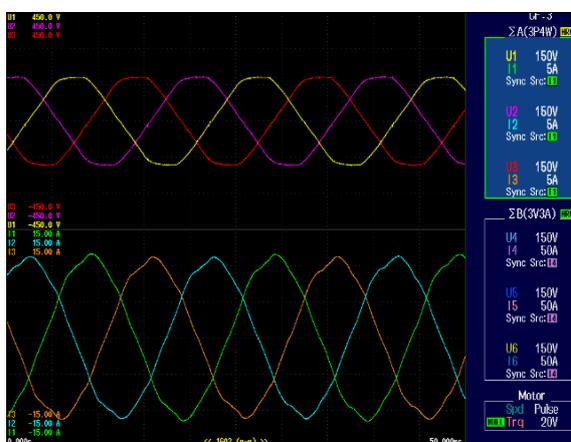


Figura 41 - Tensão e corrente de alimentação sem desequilíbrios.

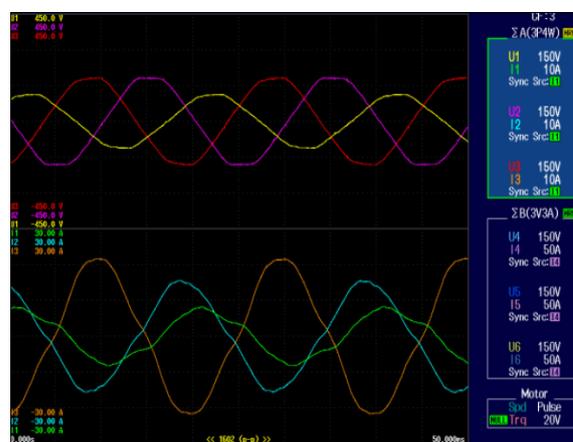


Figura 42 - Tensão e corrente de alimentação com 40% de desequilíbrio na tensão de uma fase.

Os resultados obtidos no estudo do motor de indução IE3 da WEG, quando alimentado com tensões desequilibradas e com os enrolamentos estáticos ligados em triângulo ou em estrela, estão descritos nas seguintes imagens:

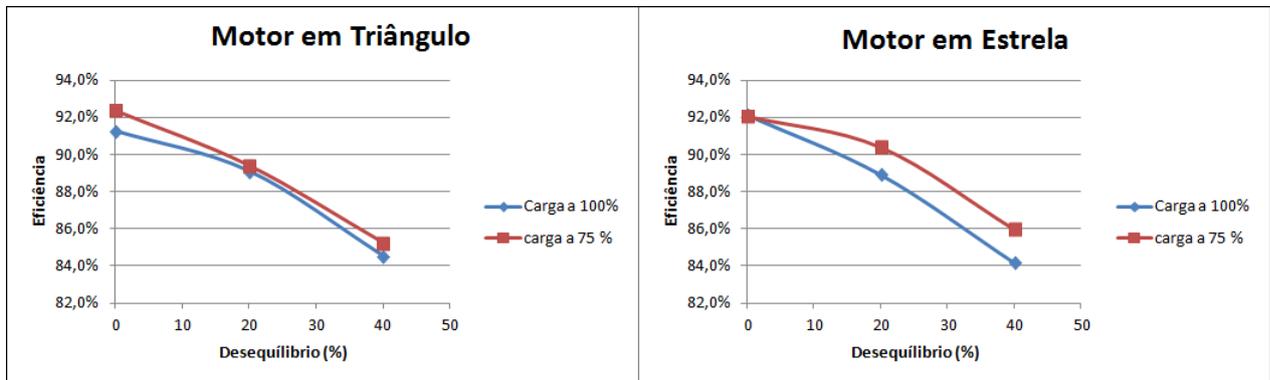


Figura 43 - Rendimento do motor em função dos desequilíbrios da tensão de alimentação, para diferentes regimes de carga. Do lado esquerdo com os enrolamentos estáticos do motor ligados em triângulo e do lado direito com os enrolamentos estáticos do motor ligados em estrela.

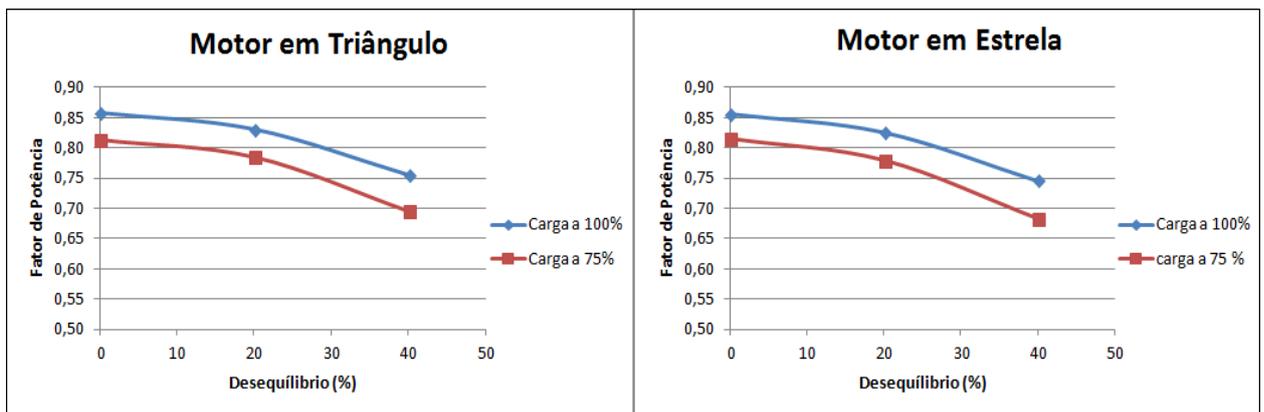


Figura 44 – Fator de Potência do motor em função dos desequilíbrios da tensão de alimentação, para diferentes regimes de carga. Do lado esquerdo com os enrolamentos estáticos do motor ligados em triângulo e do lado direito com os enrolamentos estáticos do motor ligados em estrela.

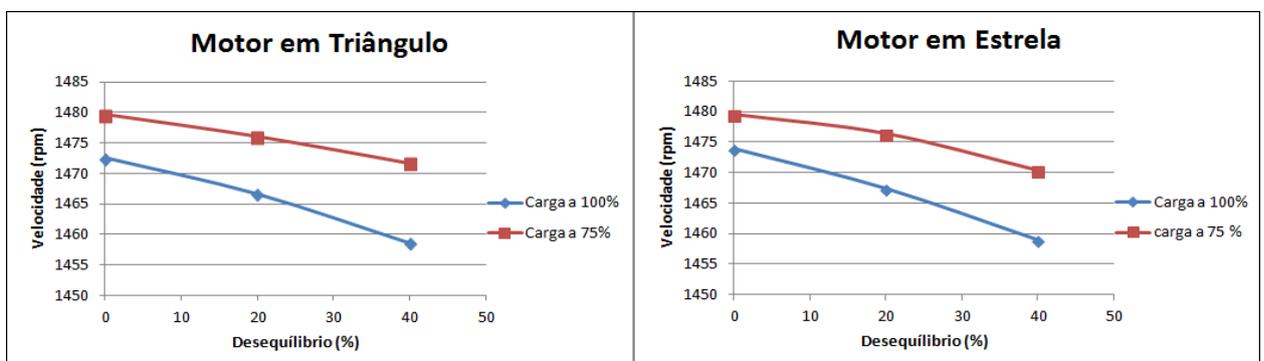


Figura 45 – Velocidade de rotação do motor em função dos desequilíbrios da tensão de alimentação, para diferentes regimes de carga. Do lado esquerdo com os enrolamentos estáticos do motor ligados em triângulo e do lado direito com os enrolamentos estáticos do motor ligados em estrela.

Os dados obtidos, relativos à distorção harmónica total (THD) provocada pelos desequilíbrios de tensão causados na fase 1, estão seguidamente representados.

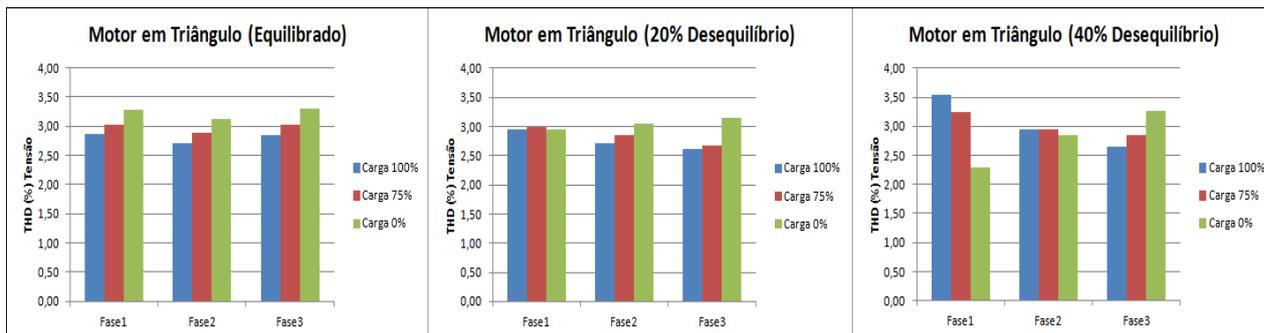


Figura 46 – THD da tensão em cada uma das fases, com o respetivo desequilíbrio de tensão na fase 1 e os enrolamentos estatísticos do motor ligados em triângulo.

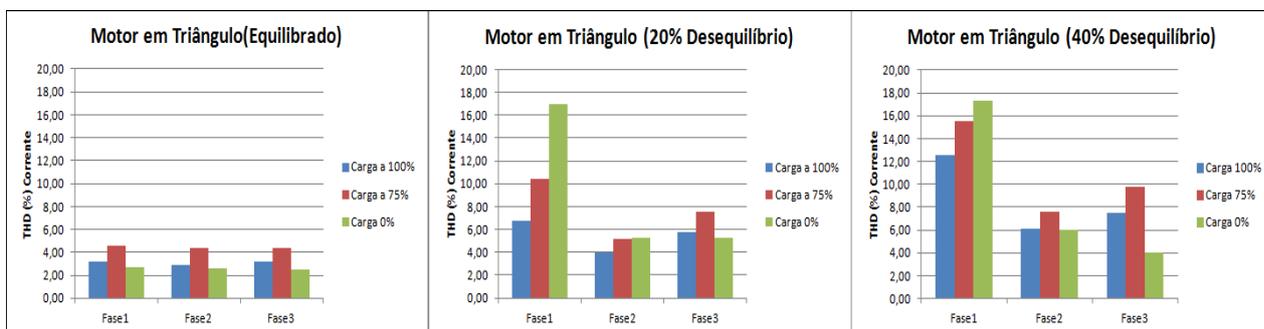


Figura 47 – THD da corrente em cada uma das fases, com o respetivo desequilíbrio de tensão na fase 1 e os enrolamentos estatísticos do motor ligados em triângulo.

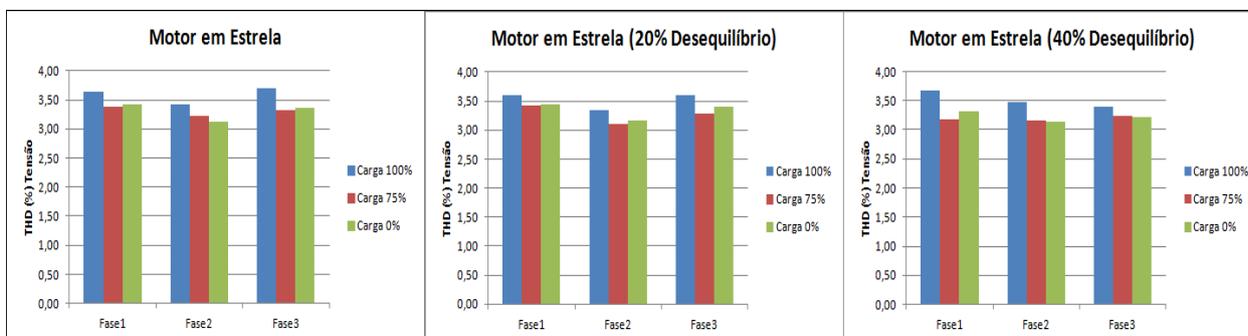


Figura 48 – THD da tensão em cada uma das fases, com o respetivo desequilíbrio de tensão na fase 1 e os enrolamentos estatísticos do motor ligados em estrela.

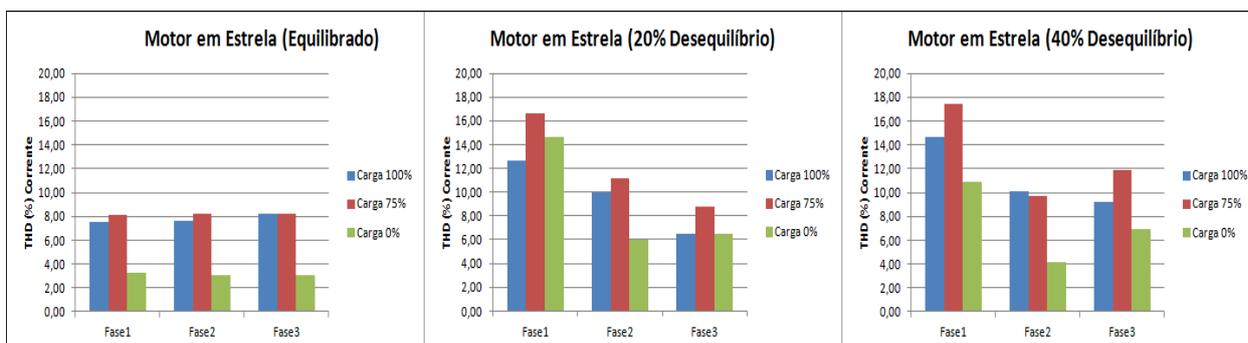


Figura 49 - THD da corrente em cada uma das fases, com o respetivo desequilíbrio de tensão na fase 1 e os enrolamentos estatísticos do motor ligados em estrela.

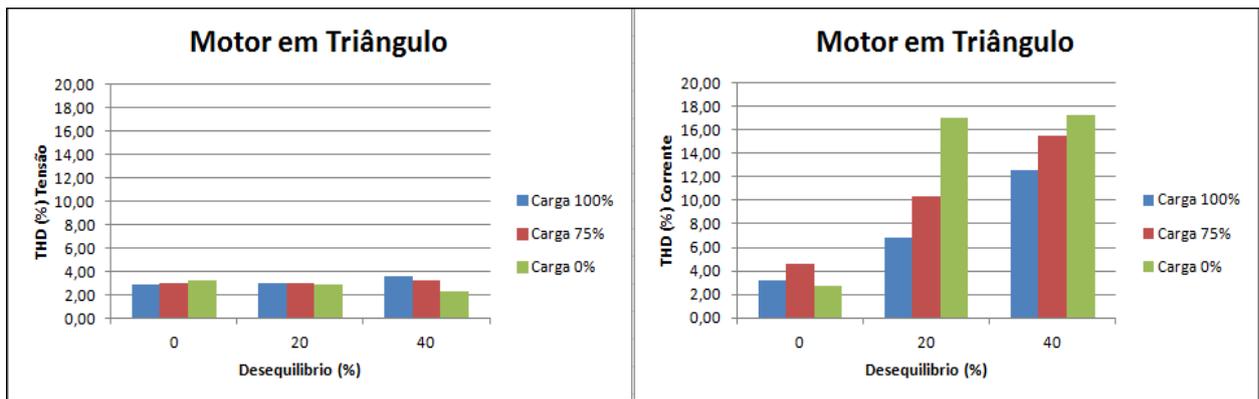


Figura 50 – THD da tensão e da corrente em função dos desequilíbrios provocados. Com os enrolamentos estáticos do motor ligados em triângulo.

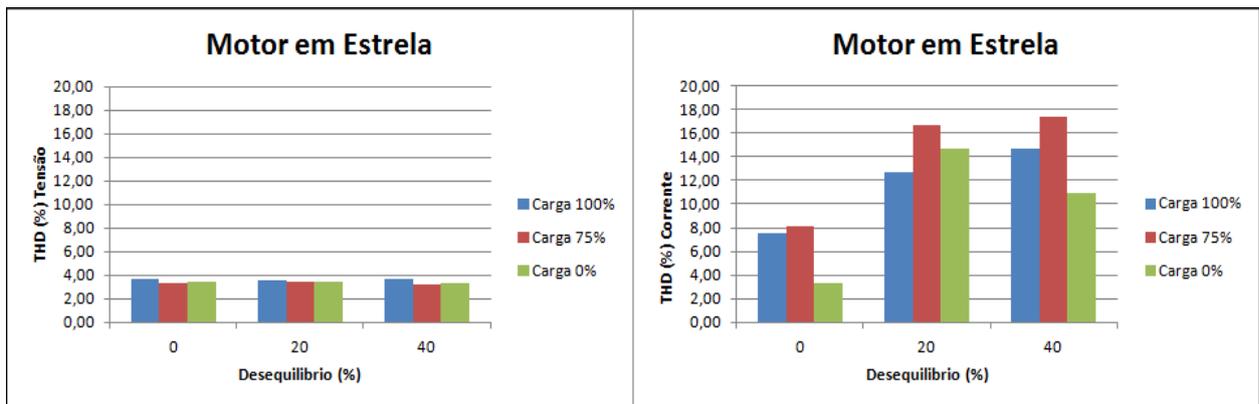


Figura 51 – THD da tensão e da corrente em função dos desequilíbrios provocados. Com os enrolamentos estáticos do motor ligados em estrela.

A relação entre o rendimento do motor com a THD associada à fase que contém o desequilíbrio é representada em seguida.

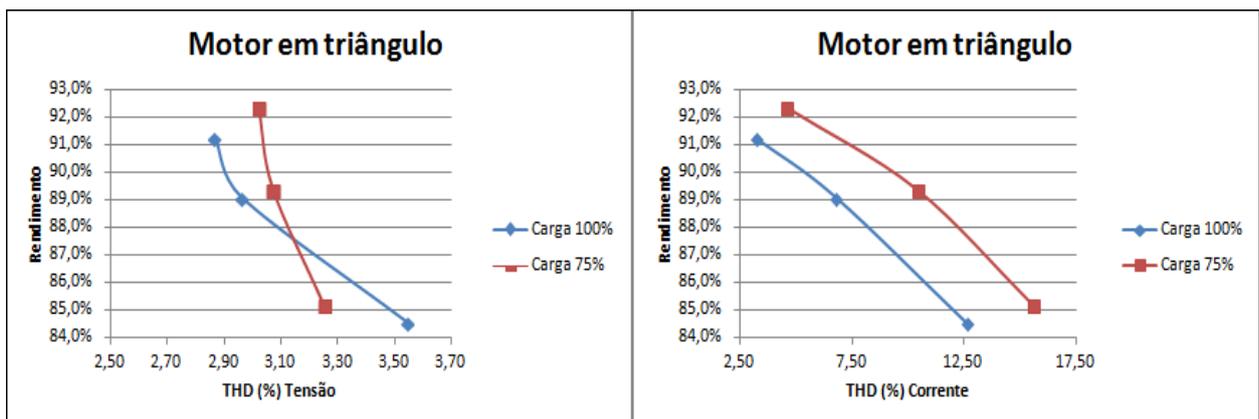


Figura 52 - Rendimento do motor em função da THD da tensão e da corrente, respetivamente. Com os enrolamentos estáticos do motor ligados em triângulo.

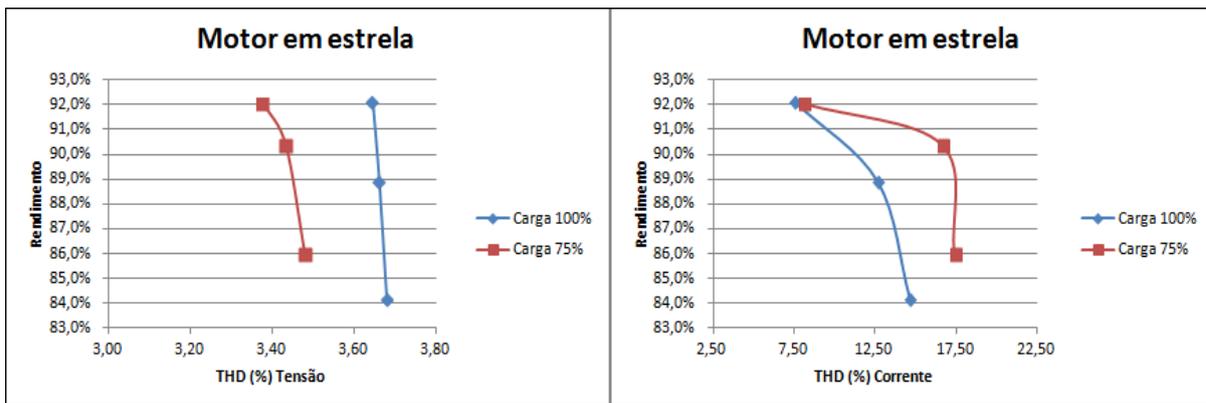


Figura 53 - Rendimento do motor em função da THD da tensão e da corrente, respetivamente. Com os enrolamentos estatóricos do motor ligados em estrela.

A variação da temperatura em função do desequilíbrio provocado, e mediante as ligações dos enrolamentos estatóricos do motor, está representada na figura seguinte:

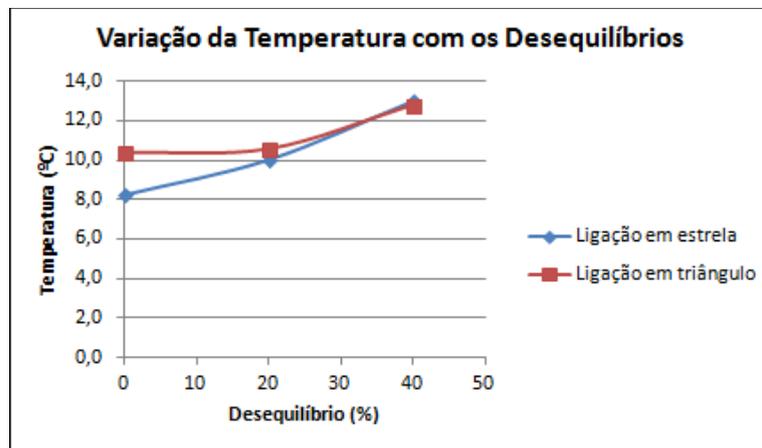


Figura 54 - Variação da temperatura com o desequilíbrio para as diferentes ligações dos enrolamentos estatóricos do motor.

### 6.2.2 - Análise dos Resultado

Conceitualmente, harmónicos são tensões e correntes com frequências correspondentes a múltiplos inteiros da frequência fundamental. Estes, em norma, são provocados por cargas não lineares. Uma carga é dita não linear quando a corrente que ela absorve não tem a mesma forma que a tensão que a alimenta. Esta teoria justifica as formas de onda apresentadas nas figuras 41 e 42, representativas de tensões e correntes de alimentação do motor quando sujeito a desequilíbrios. Pode-se observar que o desequilíbrio causado origina perturbações nas formas de onda da corrente, ficando estas cada vez menos sinusoidais. A deformação da onda de tensão ou da corrente significa que a distribuição de energia eléctrica é perturbada e que a qualidade de energia não é ótima.

Outro aspeto importante é o facto de quando o motor está sujeito a um desequilíbrio na sua tensão de alimentação, o valor da corrente nessa fase vai diminuir, em contrapartida o valor da corrente numa das outras fases vai aumentar. Tal situação deve-se ao facto do motor ser um dispositivo de potência constante, este aumento de corrente tem como objetivo tentar garantir a mesma potência mecânica, apesar do desequilíbrio causado. Isto pode ser prejudicial ao motor, uma vez que esta sobrecorrente provoca um maior aquecimento do mesmo devido ao aumento das perdas por efeito Joule, podendo deteriorar o seu isolamento.

Como se pode verificar pela figura 43, o rendimento do motor à carga nominal e sem desequilíbrios de tensão, ronda os 92%. Este valor é um pouco mais elevado do que na chapa de características (91,2%), no entanto enquadra-se nos valores mencionados na norma IEC 60034-30-1 relativos à sua classe de eficiência.

Segundo [1], a eficiência da maioria dos motores atinge o seu valor máximo quando estes operam com 75% da sua carga nominal. Tal facto também é visível nos ensaios realizados no âmbito desta dissertação.

Pelas figuras 43, 44 e 45 é possível verificar que à medida que os desequilíbrios aumentam, o rendimento vai decrescendo, como era de esperar, tal como a velocidade e o fator de potência. Em relação ao rendimento e fator de potência, isto deve-se em grande parte à introdução de harmónicos relativos ao desequilíbrio. No caso da velocidade, deve-se ao campo magnético criado pelas componentes de sequência negativa, que origina um binário oposto ao de funcionamento normal.

Analisando as figuras 46, 47, 48, 49, 50 e 51 relacionadas com a distorção harmónica total (THD), verifica-se que na fase onde foi provocado o desequilíbrio (Fase 1), os valores da distorção harmónica são mais elevados. De igual modo se verifica que o THD da corrente está diretamente relacionado com o regime de carga imposto ao motor, ou seja, de uma maneira geral, quanto menor for o regime de carga menos corrente circula nos enrolamentos do motor, logo maior distorção harmónica da corrente. É verificado, também, que a distorção harmónica da corrente aumenta à medida que aumentamos o desequilíbrio, isto significa que serão introduzidos mais harmónicos de corrente no sistema e a forma de onda ficará cada vez menos sinusoidal.

Como dito anteriormente, a distorção harmónica provoca perdas de energia no funcionamento dos equipamentos eléctricos, daí a redução do rendimento. Este facto é comprovado pelas figuras 52 e 53.

A figura 54 demonstra a evolução da temperatura causada pelo desequilíbrio provocado na alimentação. Conforme pode ser observado, a variação da temperatura é mais acentuada quanto maior for o desequilíbrio. Tal é consequência da sobrecorrente absorvida pelo motor a fim de manter a mesma potência mecânica.

## 6.3 - Ensaios de Eficiência ao Motor de Indução IE3 Alimentado com VSD

### 6.3.1 - Resultados Experimentais

A fim de obter a eficiência real do motor de indução IE3 quando alimentado por um VSD, foi necessário garantir que o mesmo atingiu a estabilidade térmica. Segundo [3], a estabilidade térmica é atingida quando a temperatura dos enrolamentos do motor varia menos de 2° C por hora. O método de aquisição de dados utilizado está de acordo com o método direto da norma IEC 60034-2-1. Para o cálculo da distorção harmônica, serviu de base a norma IEC 60034-2-3.

A imagem seguinte mostra a evolução das temperaturas do motor e da temperatura ambiente, até ser atingida a estabilidade térmica:

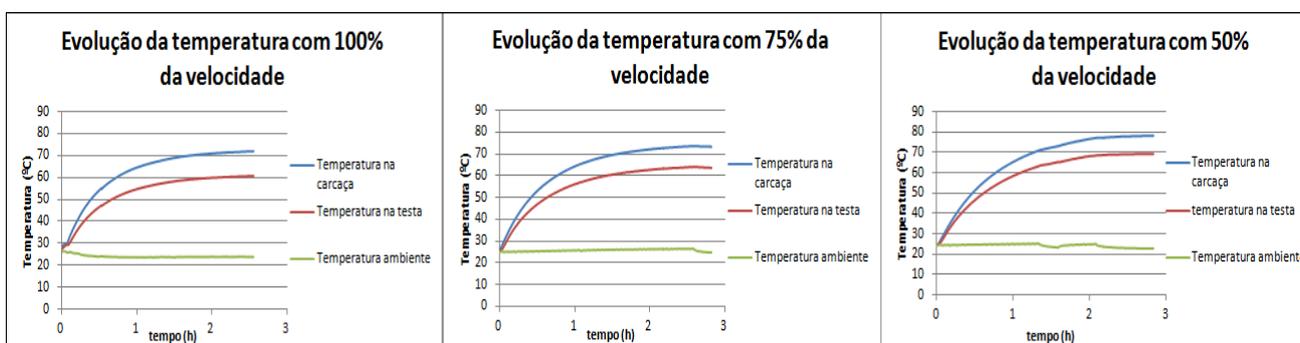


Figura 55 - Evolução das temperaturas do motor até ser atingida a estabilidade térmica, com diferentes regimes de velocidade.

Os conceitos de temperatura na carcaça e temperatura na testa dizem respeito a diferentes partes do motor. Estas partes serão identificadas no anexo A3.

Na figura 56 pode-se visualizar as formas de onda da tensão e corrente na entrada e saída do variador eletrônico de velocidade.



Figura 56 - Formas de onda da tensão e corrente na entrada e saída do VSD. A amarelo, tensão de entrada. A verde, corrente de entrada. A azul, tensão de saída. A roxo, corrente de saída.

A variação da eficiência global, do motor e do variador eletrônico de velocidade em função do regime de carga aplicado, pode ser visualizada na seguinte imagem.

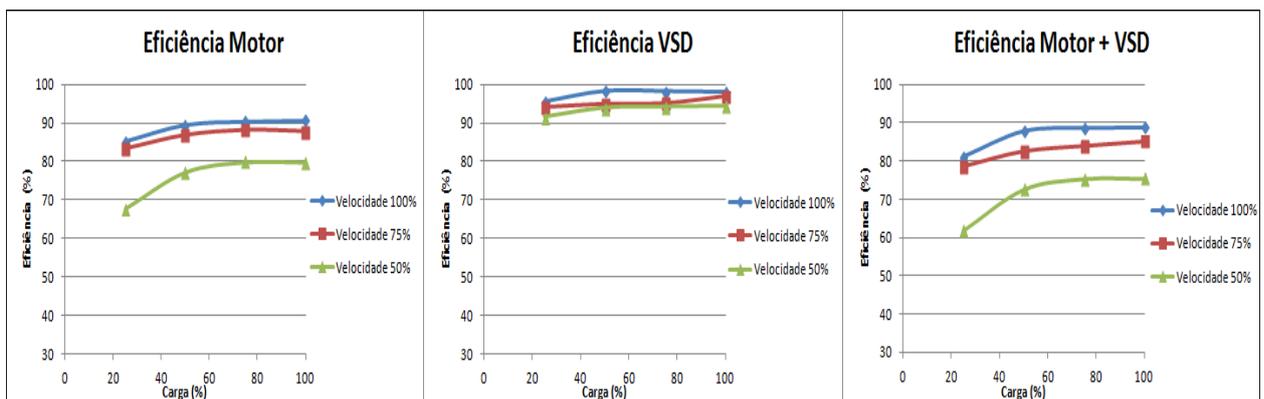


Figura 57 - Eficiência do motor, do VSD e de todo o sistema em função da carga e da velocidade de rotação do motor.

Na figura 58 é feita uma análise comparativa da eficiência de todos os equipamentos, assim como do sistema global. Por sua vez, na figura 59 é visível a análise comparativa entre o rendimento do motor quando alimentado diretamente através da rede e através do variador eletrônico de velocidade.

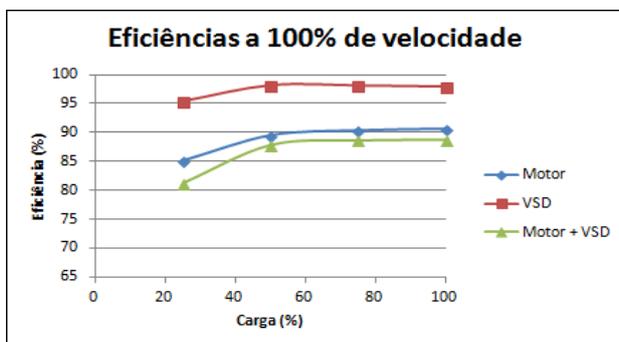


Figura 58 - Eficiência de todos os constituintes do sistema em função da carga.

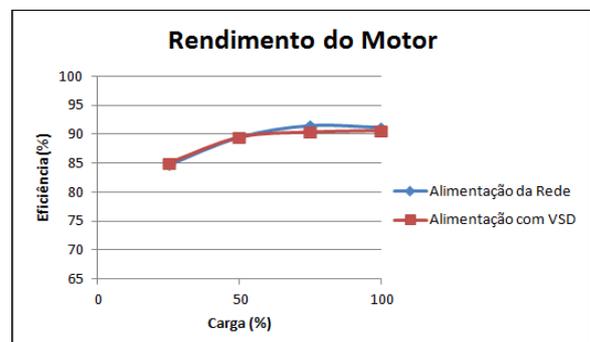


Figura 59 - Comparação do rendimento do motor quando alimentado a partir da rede e quando alimentado pelo VSD.

Para efetuar uma análise da distorção harmónica causada pela utilização do VSD na alimentação motor, é necessário o cálculo da distorção harmónica total (THD). As figuras que se seguem apresentam os valores do THD da corrente e da tensão, na entrada e na saída do VSD, para diferentes valores de carga e de velocidade.

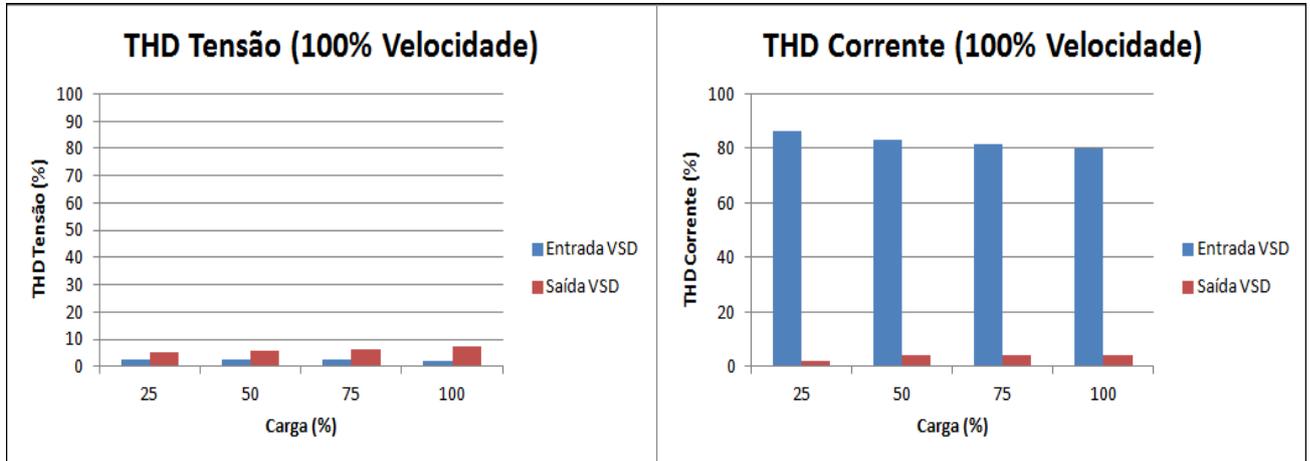


Figura 60 - Distorção harmónica da tensão e da corrente, na entrada e na saída do VSD, para 100% da velocidade e diferentes regimes de carga.

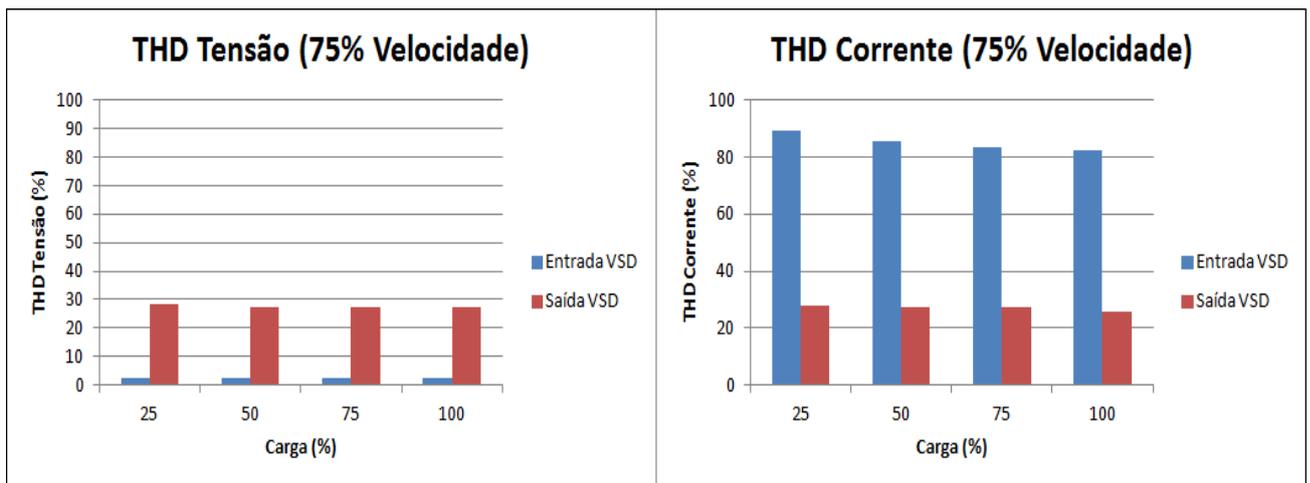


Figura 61 - Distorção harmónica da tensão e da corrente, na entrada e na saída do VSD, para 75% da velocidade e diferentes regimes de carga.

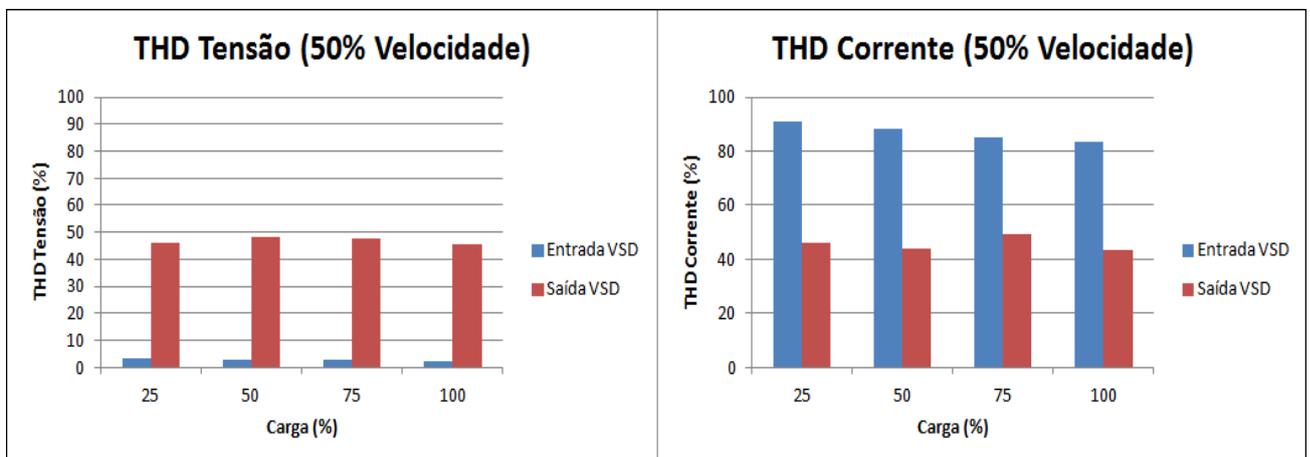


Figura 62 - Distorção harmónica da tensão e da corrente, na entrada e na saída do VSD, para 50% da velocidade e diferentes regimes de carga.

A figura que se segue representa o espectro harmónico da tensão e corrente na entrada do VSD.



Figura 63 - Espectro harmónico da tensão e corrente na entrada do VSD. A amarelo, o espectro harmónico da tensão. A verde, o espectro harmónico da corrente

A caraterística V/f imposta pelo controlo escalar do variador utilizado é verificada na figura 64. A figura 65, por sua vez, representa a variação do fator de potência, em função do regime de carga aplicado ao motor, para diferentes velocidades de rotação do veio.

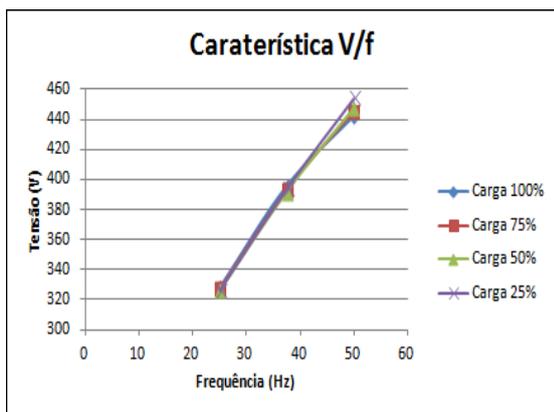


Figura 64 - Variação da tensão e da frequência de alimentação do motor, representativa da característica V/f imposta pelo controlo escalar do VSD.

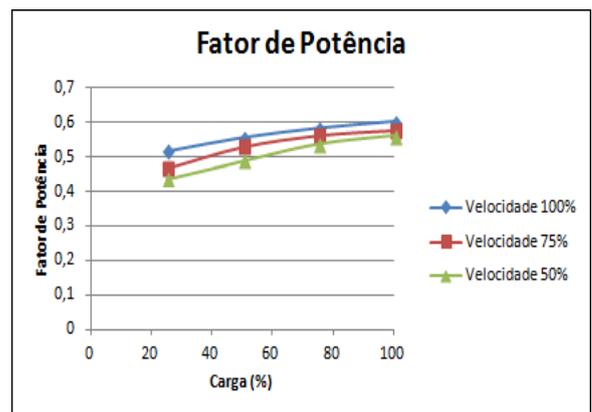


Figura 65 - Variação do Fator de Potência em função da carga e da velocidade de rotação do motor.

### 6.3.2 - Análise dos Resultados

Na figura 55 pode-se observar a evolução das temperaturas do motor até ser atingida a estabilidade térmica, para diferentes velocidades de rotação. A curva de aquecimento do motor é definida pela diferença entre o ponto mais baixo da temperatura do motor (temperatura ambiente a 24° C) e a temperatura dos enrolamentos estatóricos à carga nominal [32]. A temperatura ambiente é a temperatura de referência para o ponto mais baixo dos enrolamentos estatóricos do motor.

É visível que o tempo até atingir essa estabilidade é sensivelmente o mesmo para os diferentes valores da velocidade, o que varia é a temperatura a que a estabilidade térmica é atingida. Para velocidades de rotação menores, maior vai ser a temperatura na qual a estabilidade é alcançada. Isto deve-se a vários fatores. Primeiro, ao facto de existir uma menor ventilação do motor, visto que a ventoinha deste roda a par com a rotação do veio, como tal, quanto menor for a rotação menor também será a ventilação e, conseqüentemente, menor a refrigeração. Outro fator, deve-se ao aumento do conteúdo harmónico a baixas rotações, logo maiores perdas por efeito Joule que irão provocar o aquecimento do motor [31].

Na figura 56 estão representadas as tensões e correntes de entrada e saída do VSD. A amarelo, a tensão de alimentação do conversor, proveniente da rede, com frequência de 50 Hz e aproximadamente 400 V compostos de valor eficaz. A tensão de saída está representada com a cor azul, e tem o formato de uma sucessão de pulsos, provenientes da modelação PWM realizada pelo conversor. A verde, está representada a corrente de entrada do conversor, os picos de corrente verificados dizem respeito aos instantes em que o conversor absorve corrente da rede, otimizando desta forma a potência consumida pelo sistema. A roxo, a forma de onda da corrente de saída do VSD, tem um aspeto muito próximo de uma senoide e possui a frequência e amplitude necessária ao funcionamento do motor para um determinado regime.

A eficiência global do sistema é o produto da eficiência do motor e da eficiência do VSD. Nas figuras 57, 58 e 59, é representada a variação de tais rendimentos quando o motor está sujeito a regimes diferentes de carga e velocidade.

A eficiência do motor, a 100% da carga e 100% da velocidade, apresenta uma redução muito ligeira ao valor obtido quando o mesmo não estava alimentado pelo VSD. Isto deve-se ao facto de os motores operados por variadores eletrónicos de velocidade terem maiores perdas em comparação com motores alimentados diretamente a partir da rede. A justificação advém do conteúdo harmónico provocado pelo VSD, que é visto pelo sistema de alimentação como uma carga não linear [5]. Como tal, a utilização do VSD trás benefícios em termos de rendimento quando o motor está sujeito a regimes de carga e velocidade inferiores à nominal.

Como era de esperar, a eficiência do VSD apresenta valores bastante altos e praticamente constantes para os diferentes regimes, na ordem dos 93% a 98%. Para velocidades de rotação de 100% e 75% da velocidade nominal, o rendimento do sistema é muito próximo em todos os pontos de carga, apesar de um pequeno acréscimo com o aumento da mesma. Para 50% da velocidade nominal o decréscimo de rendimento é bem mais notório.

A eficiência da maioria dos motores atinge o seu valor máximo quando estes operam entre 75% e 100% da carga nominal e cai acentuadamente para cargas inferiores a 40% da mesma [2]. Tal situação é perfeitamente visível nas imagens supra citadas.

A utilização de um VSD vai introduzir harmónicos de corrente do lado da rede de alimentação do sistema, com amplitudes que dependem da impedância da rede. O parâmetro que mostra a quantidade de distorção harmónica de um sinal é o THD.

As figuras 60, 61 e 62 apresentam os níveis de THD da corrente e da tensão para vários regimes de carga e de velocidade. Pode-se constatar que o THD da tensão na entrada do VSD não tem alterações significativas para diferentes regimes de carga ou de velocidade, pois esta distorção harmónica da tensão na entrada do conversor é causada pela impedância e pela contaminação da rede. A contaminação da rede advém da quantidade de dispositivos eletrónicos no edifício que degradam a qualidade da energia, como por exemplo computadores, impressoras, lâmpadas fluorescentes, entre outros.

O THD da corrente na entrada do VSD utilizado nos testes é bastante elevado, ronda os 80%. Este decresce com o aumento da carga, uma vez que quanto maior for a carga, mais corrente é absorvida da rede e mais próxima de uma senoide vai ficar a forma de onda da corrente na entrada do VSD. Este elevado valor do THD da corrente deve-se, em grande parte, ao facto de o variador não possuir indutância de entrada integrada nem indutância interna no barramento DC. Estas indutâncias, também conhecidas, respetivamente, por *input choke* e *DC choke*, comportam-se como um filtro de harmónicos de alta frequência (filtro passa-baixo), tendo a função de diminuir o conteúdo harmónico à entrada do VSD [33].

A tensão de saída do conversor, que será entregue ao motor, é dada mediante pulsos provenientes da modelação PWM, contrariamente a corrente de saída do conversor apresenta uma forma muito aproximada de uma senoide. Portanto, o THD da tensão na saída do VSD irá possuir uma maior amplitude. Contudo, ambos os THDs irão sofrer acréscimos de amplitude para velocidades de rotação mais baixas. Com o decréscimo da frequência de alimentação do motor, para este rodar a velocidade mais baixa, a largura das formas de onda vai aumentar, logo vai afastar-se da frequência de alimentação do conversor (50 Hz), o que irá provocar um aumento da distorção harmónica.

A figura 63 representa o espectro harmónico obtido na entrada do variador. É possível verificar que os harmónicos mais expressivos são os de 5<sup>a</sup> e 7<sup>a</sup> ordem, tanto da tensão como da corrente.

Este facto é uma característica de variadores que possuem uma ponte retificadora com 6 díodos (6 pulsos), como é o caso do variador utilizado nos ensaios desta dissertação [31].

A característica V/f imposta pelo controlo escalar do motor está representada na figura 64. Tal como é observável, o valor da tensão de alimentação do motor varia de forma praticamente linear com o valor da frequência de alimentação do mesmo. Sabe-se que a corrente depende da carga, portanto, para um certo regime de carga, variando proporcionalmente a amplitude e a frequência da tensão de alimentação do motor, o fluxo magnético e consequentemente o binário vão permanecer constantes. O motor fornece assim um ajuste contínuo de velocidade e binário consoante a carga a si acoplada. A tensão aplicada ao motor é controlada pela largura dos pulsos e pelo tempo entre eles. Para uma maior amplitude de tensão, o tempo entre os pulsos é mais reduzido [31].

A figura 65 demonstra a variação do fator de potência com a variação da carga aplicada ao motor, para diferentes velocidades de rotação. Denota-se que a variação do fator de potência é linear com a variação da carga. Os baixos valores de fator de potência obtidos devem-se ao facto do variador não possuir indutância de entrada integrada nem indutância no barramento DC, o que provoca um aumento da distorção harmónica. Para além de aumentarem as perdas elétricas nas instalações devido ao sobreaquecimento que provocam, estas distorções harmónicas também contribuem para o decréscimo do fator de potência e o aumento da potência reativa [31]. Um VSD sem filtro de harmónicos e com um condensador de elevada capacidade pode ter um baixo fator de potência com valores próximos de 0,6. Neste caso, os harmónicos criados pelo variador vão aumentar a potência aparente absorvida da rede numa proporção maior do que o aumento da potência ativa, e daí resulta a diminuição do fator de potência [33] [35].

A relação do fator de potência com a distorção harmónica total está representada na seguinte fórmula:

$$FP = \frac{\cos \varphi}{\sqrt{1 + THDi^2}} \quad (20)$$

## Capítulo 7 – Conclusões e Proposta de Trabalho Futuro

### 7.1 - Conclusões

O arranque e aceleração dos motores elétricos constituem períodos transitórios ao qual estão associados alguns dos mais importantes problemas do acionamento elétrico, tais como: fusíveis fundidos e/ou disparos de proteções elétricas. Ao ser ligado à rede elétrica de modo a receber a tensão nominal, o motor elétrico absorve uma elevada corrente, designada por corrente de arranque, cujo valor inicial chega a atingir 4 a 8 vezes o valor da corrente nominal. Esta corrente tem a função de vencer a inércia do rotor, acelerando o motor até atingir a velocidade normal de funcionamento. Neste período transitório, a máxima corrente de entrada absorvida é definida por corrente *Inrush*. A forma como este pico de corrente se manifesta depende do tipo de motor, do tipo de acionamento e da carga mecânica associada [8] [9].

As características de desempenho de um motor de indução trifásico são um conjunto de grandezas eletromecânicas e térmicas, que definem o comportamento operacional deste sob determinadas condições. Desta forma, em função da potência exigida pela carga em um determinado instante e das condições da rede de alimentação, o motor apresenta valores definidos de rendimento, fator de potência, corrente absorvida, velocidade, binário desenvolvido e elevação de temperatura.

A energia fornecida por um sistema elétrico tem qualidade quando garante o funcionamento do equipamento elétrico, sem que se verifiquem alterações de desempenho significativas. Quando as tensões de alimentação apresentam desequilíbrios ocorrem alterações nas características térmicas, elétricas e mecânicas dos motores de indução, afetando o seu desempenho e comprometendo a sua vida útil.

Para se obter, cada vez mais, um melhor aproveitamento da energia elétrica, não basta apenas desenvolver os motores elétricos, deve-se observar também a qualidade no fornecimento de energia. O desempenho dessas máquinas fica comprometido caso não haja qualidade no fornecimento de energia, em especial no caso de tensões desequilibradas.

A utilização de conversores de frequência, atualmente, compreende o método mais eficiente para controlar a velocidade dos motores de indução. Estes conversores têm a capacidade de transformar a tensão da rede, de amplitude e frequência constante, numa tensão com amplitude e frequência variável [31]. Tais aplicações acarretam benefícios energéticos, económicos e produtivos. Possibilitam o ajuste da velocidade de operação às necessidades do processo em cada instante. Na variação da velocidade, a potência fornecida ao motor é variada de maneira a otimizar o processo, influenciando diretamente a potência consumida e conduzindo a elevados índices de rendimento do sistema global (motor + VSD), possibilitando grandes economias de energia.

Como conferido no *datasheet* do variador utilizado nesta dissertação, este não possui indutância de entrada integrada (apesar de estar preparado para uma possível instalação exterior) nem indutância no barramento DC [34]. As vantagens da não integração destas indutâncias consistem na diminuição do custo e num variador mais compacto. Algo que, para variadores de baixa potência e que não estejam direcionados a aplicações industriais, pode ser vantajoso.

Os maiores impactos da distorção harmónica verificam-se no aumento do ruído, provocado pelos harmónicos de corrente, e no aumento da temperatura do motor, causado pelo aumento das perdas no ferro e perdas por efeito Joule. O aquecimento do motor provocado pela distorção harmónica reduz o tempo de vida útil do motor.

Em suma, a utilização de variadores eletrónicos de velocidade no funcionamento de motores de indução, em aplicações de velocidade variável, apresenta grandes vantagens energéticas e económicas, mesmo tendo um custo associado. Contudo, o seu uso traz agregado algumas consequências para o sistema, para as quais os fabricantes e utilizadores finais precisam de estar atentos.

## **7.2 – Proposta de Trabalho Futuro**

Como exposto nos resultados experimentais desta dissertação, o pico de corrente inrush foi praticamente imperceptível, mesmo com todos os métodos de aquisição rápida de dados utilizados. A resposta obtida pela empresa WEG, quando questionada sobre tal aspeto, também não foi esclarecedora. Uma hipótese a explorar diz respeito à supressão do autotransformador de tensão, cuja impedância elevada limita os picos de corrente. Caso os resultados continuem a não ser satisfatórios, seria extremamente interessante realizar o mesmo estudo em motores de outros fabricantes como a ABB e a Siemens, com o intuito de serem obtidos dados mais concretos e um melhor conhecimento desta corrente.

## Bibliografia

- [1] A. T. Almeida, F. E. Ferreira, P. Fonseca, B. Chretien, H. Falkner, J. Reichert, M. West, S. Nielsen e D. Both, “Improving the Penetration of Energy-Efficient Motors and Drives,” em SAVE II Programme 2000, ISR-University of Coimbra, 2001.
- [2] S. Nadel, R. Elliot, M. Shepard, S. Greenberg e A. T. d. Almeida, Energy-Efficient Motor Systems: A Handbook on Technology, Program, and Policy Oportunities, ACE3, 2002.
- [3] “IEC 60034-2-1, Ed. 2: Rotating electrical machines - Part 2-1: Standard method for determining losses and efficiency from tests (excluding machines for traction vehicles)”, 2013.
- [4] “IEC 60034-2-3, Ed.1, Rotating electrical machines – Part 2-3: Specific test methods for determining losses and efficiency of converter-fed AC induction motors”, 2013.
- [5] “IEC 60034-30-1, Ed. 1: Rotating electrical machines - Part 30: Efficiency classes of line operated AC motors (IE-code)”, 2013.
- [6] “IEC/TS 60034-31, Ed. 1: Rotating electrical machines - Part 31: Guide for the selection and application of energy-efficiency motors including variable-speed applications”, 2009.
- [7] A. T. Almeida, F. E. Ferreira, P. Fonseca, B. Chretien, H. Falkner, J. Reichert, M. West, S. Nielsen e D. Both, “VSDs for Electric Motor Systems”, em SAVE II Programme 2000, ISR-University of Coimbra, 2001.
- [8] Luiz Henrique A. Pazzini, “Acionamentos Elétricos”, 2002.
- [9] S.M.Deckman, J. A. Pomilio, “Avaliação da Qualidade de Energia”, 2010.
- [10] Manuel Vaz Guedes, “O Motor de Indução Trifásico, selecção e aplicação”, 1994.
- [11] P. Waide e C. U. Brunner, “Energy-Efficiency Policy Opportunities for Eletric Motor-Driven Systems,” 2011.
- [12] Kleyser Cuzzuol Machado, “Impacto De Tensões Desequilibradas Em Motores De Indução Trifásicos”, 2008.

- [13] Tesla Polyphase Induction Motors, [online] disponível em: [http://www.allaboutcircuits.com/vol\\_2/chpt\\_13/7.html](http://www.allaboutcircuits.com/vol_2/chpt_13/7.html)  
acesso: 20/05/2014.
- [14] Variadores Eletrônicos de Velocidade, [online] disponível em: <http://www.critical-kinetics.pt/VEV-s/variadores-eletronicos-de-velocidade-2.html>  
acesso: 20/05/2014.
- [15] Aníbal T. de Almeida, Fernando J. T. E. Ferreira, Paula Fonseca e Fernando Oliveira, “Considerações Técnico-Económicas sobre Variadores Electrónicos de Velocidade”, 2006.
- [16] Motor Starting – Introduction, [online] disponível em: <http://www.myelectrical.com/notes/entryid/77/motor-starting-introduction>  
acesso: 20/05/2014.
- [17] Inrush Current, [online] disponível em: [http://www.en.wikipedia.org/wiki/Inrush\\_current](http://www.en.wikipedia.org/wiki/Inrush_current)  
Acesso: 03/03/2014.
- [18] Cooper Bussmann, “Moto Protection”, 2005.
- [19] Rockwell Automation, “High Efficiency Motor Protection”, 1998.
- [20] Bruce Widell, “High Efficiency Motors and Nuisance Starting Trips”, 2007.
- [21] U.S. Department of Energy, “Energy Tips: Motor System”, 2007.
- [22] S. M. Deckmann e J. A. Pomilio, “Avaliação da Qualidade da Energia Elétrica”, 2010.
- [23] Dante Luiz da Ros Hollanda, “Análise Comportamental do Motor de Indução Trifásico Submetido a Desequilíbrios de Tensão Sob o Ponto de Vista de Conjugado e Rendimento”, 2012.
- [24] Gilson Paulilo, “Qualidade de Energia – Capítulo III: Desequilíbrios de Tensão”.
- [25] Frederico de Oliveira Assunção, “Técnicas de Análise Preditiva Para Falhas Elétricas em Motores de Indução Trifásicos”, 2006.
- [26] Gleisson Jardim França, “Análise de Motores de Indução Trifásicos com Assimetria no Circuito do Rotor”, 2004.

- [27] Kleyser CuzzuolMachado, “Impacto de Tensões Desequilibradas em Motores de Indução Trifásicos”, 2008.
- [28] Renato Vinhal Nunes, “Análise da penetração harmônica em redes de distribuição desequilibradas devido às cargas residenciais e comerciais com a utilização do ATP”, 2007.
- [29] Sérgio Manuel Ângelo da Cruz, “Diagnóstico e Análise de Avarias nos Enrolamentos Estatóricos de Motores de Indução Trifásicos Através da Aplicação do Método dos Referenciais Múltiplos”, 2004.
- [30] Benoit Leprettre, Schneider Eletric, 2013.
- [31] Waldiberto de Lima Pires, WEG, “Guia Técnico – Motores de Indução Alimentados por Conversores de Frequência PWM”, 2006.
- [32] Válter Liberado, “Comportamento de Motores Eléctricos com Accionamentos Electrónicos e com Perturbações da Qualidade de Energia”, 2013.
- [33] “EN-50598-2 Ecodesign for Power Drive Systems, Motor Starters, Power Electronics & their Driven Applications - Part 2: Energy Efficiency Indicators for Power Drive Systems and Motor Starters”, 2013.
- [34] Product Datasheet Characteristics, “ATV32HU75N4 - Variable Speed Drive ATV32 - 7.5 kW - 400 V – 3 Phase - With Heat Sink”.
- [35] Dan Schillinger, “Variable Speed Technology Improves Power Factor, Boosts Grid Reliability”, Danfoss, 2011.

## Anexos

### Anexo A1 – Normas

A Comissão Eletrónica Internacional (IEC) é uma organização mundial que visa a normalização de todos os comitês nacionais (*IEC – National Committees*). O objetivo da IEC é promover a cooperação internacional em todas as questões relacionadas com a normalização de nas áreas elétricas e eletrónicas. Para este fim, a IEC desenvolve e publica normas internacionais, especificações técnicas, relatórios técnicos, especificações publicamente disponíveis e guias. A IEC colabora com a *International Organization for Standardization* (ISO) de acordo com as condições determinadas entre as duas organizações.

#### Norma IEC 60034-2-1 e Aplicação ao Motor de Indução

A norma IEC 60034-2-1 é direcionada a máquinas DC, máquinas AC síncronas e de indução abrangidas pela norma IEC 60034-1. Esta, visa estabelecer métodos para a determinação da eficiência, assim como para o cálculo de perdas específicas.

Para obtermos resultados experimentais válidos de forma a permitirem retirar conclusões assertivas, é necessária uma instrumentação precisa. Como tal é recomendável a utilização de aparelhos digitais sempre que possível. A norma estabelece limites mínimos de precisão nas medições das variadas grandezas elétricas e mecânicas, como se pode verificar na seguinte tabela:

Tabela 3 – Limites de precisão dos equipamentos de medida das diferentes grandezas elétricas.

Grandezas	Limite mínimo de precisão
Temperatura	1º
Frequência	0,1 Hz
Tensão	0,2 V
Corrente	0,2 A
Potência	0,2 W
Velocidade	1 rpm
Binário	0,2 Nm
Resistência	1 $\Omega$

No entanto, a utilização de equipamento de medida com precisões iguais em diferentes ambientes laboratoriais, não é sinónimo de resultados experimentais iguais. A diferença pode residir tanto no erro humano, como em diferentes estratégias de medição.

Para o Motor de Indução Trifásico, esta norma expõe dois métodos com baixa incerteza para a determinação de eficiência, são eles:

1. Método de Medição Direta Input–Output (2-1-1A);
2. Método do Somatório das Perdas Individuais (2-1-1B);

Em ambos os métodos, o motor é testado com diferentes níveis de carga e o equilíbrio térmico deve ser atingido em cada ponto. O equilíbrio térmico é alcançado quando a temperatura dos enrolamentos do motor varia menos de 2° C por hora. O aumento de temperatura que ocorre durante a operação do motor é devido a perdas geradas durante o processo de transformação da energia elétrica em energia mecânica.

Todas essas perdas são convertidas em calor. Após algum tempo de funcionamento, quando a temperatura máxima para um certo valor de carga é atingida e todo o calor gerado pelas perdas é dissipado para o meio ambiente, o motor encontra-se em estabilidade térmica. Caso a temperatura não fosse dissipada para o meio ambiente, a temperatura do motor iria aumentar para valores que poderiam danificar de forma irreversível o mesmo.

No método direto Input-Output, a potência mecânica é determinada por medição do binário e da velocidade de rotação do veio. A potência elétrica consumida pelo motor também é medida com o analisador de potência de elevada precisão.

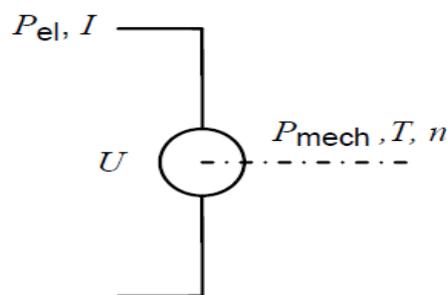


Figura 66 – Medição da velocidade e do binário do motor através do método direto Input-Output.

A eficiência é calculada através do quociente da potência mecânica com a potência elétrica, como demonstra a fórmula:

$$\eta = \frac{P_{mec}}{P_{el}} = \frac{P_{out}}{P_{in}}$$

Este é o método de cálculo da eficiência apesar mais simples, no entanto também é o menos rigoroso e o menos incerto, visto que apenas é necessário o cálculo de duas grandezas.

Para uma visão geral a figura seguinte proporciona um fluxograma para a determinação da eficiência através deste método.

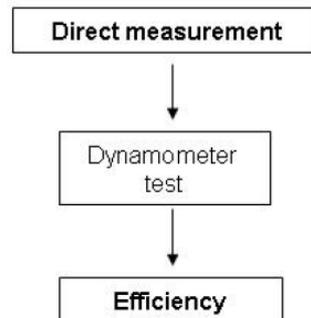


Figura 67 – Fluxograma de obtenção da eficiência através do método direto Input-Output.

O segundo método para o cálculo da eficiência é o mais utilizado na indústria devido à sua elevada precisão. Este método calcula eficiência com base no somatório de todas as perdas individuais do motor. As respetivas componentes das perdas são:

- Perdas no ferro;
- Perdas no cobre;
- Perdas por atrito e ventilação;
- Perdas de carga adicionais.

De acordo com esta norma, o método do somatório das perdas individuais é regido pelas seguintes etapas:

- I. Medição das resistências e da temperatura dos enrolamentos estatóricos;
- II. Ensaio à carga nominal em estabilidade térmica;
- III. Ensaio com vários pontos de carga, por ordem decrescente (125% a 25%). Estes ensaios devem ser realizados de forma rápida para minimizar a variação de temperatura do motor.
- IV. Ensaio em vazio com a tensão de alimentação a variar entre 110% e 20% da tensão nominal do motor.

As perdas nos enrolamentos estatóricos variam com o quadrado da corrente e com a resistência estimada através da variação da temperatura dos enrolamentos. Como tal, para a sua determinação é necessária a leitura da temperatura dos enrolamentos estatóricos, assim como a leitura das resistências do estator antes e depois da realização do ensaio.

$$P_S = 1,5 \times R \times I^2$$

Através da temperatura é possível fazer uma estimação da variação da resistência do estator nos vários pontos de carga. Deste modo, a precisão da resistência estatórica é muito maior.

$$R_2 = R_1 \times \frac{\Theta_{w2} + 235}{\Theta_{w1} + 235}$$

As perdas no rotor dadas pela seguinte expressão:

$$P_R = (P_{el} - P_S - P_{fe}) \cdot s$$

As perdas constantes são determinadas no ensaio em vazio, através da diferença entre a potência elétrica em vazio com as perdas estatóricas também em vazio. São a soma das perdas no ferro com as perdas por atrito e ventilação. Geralmente, consideram-se constantes, mas apresentam uma pequena variação no ensaio em carga.

$$P_K = P_{el} - P_S = P_{fw} + P_{fe}$$

As perdas por atrito e ventilação são calculadas a partir de quatro ou mais pontos do ensaio em vazio, em que a tensão de alimentação do motor varia entre 60% e 30% da tensão nominal. Fazendo uma curva das perdas constantes em função da tensão de alimentação ao quadrado e com a extrapolação das perdas constantes para a tensão de alimentação do motor igual a zero obtém-se as perdas por atrito e ventilação à velocidade de sincronismo.

As perdas por atrito e ventilação à carga nominal através da seguinte equação:

$$P_{fw} = P_{fw0} \times (1 - s)^{2,5}$$

Por sua vez, o deslizamento é dado pela seguinte fórmula:

$$s = \frac{n_{sync} - n_m}{n_{sync}}$$

Fazendo variar a tensão de alimentação entre 90% e 100% da tensão nominal, as perdas no ferro são obtidas a partir do ensaio em vazio, desenvolvendo uma curva das perdas no ferro ( $P_{fe} = P_c - P_{fw}$ ) em função de  $U_0$ .

Desprezando a queda de tensão dos enrolamentos estatóricos, o valor da tensão à carga nominal obtém-se a partir da seguinte fórmula:

$$U_R = \sqrt{\left(U - \frac{\sqrt{3}}{2} \times I \times R \cos \varphi\right)^2 + \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \times I \times R \sin \varphi\right)^2}$$

Onde,

$$\cos \varphi = \frac{P_1}{\sqrt{3} \times U \times I}; \quad \sin \varphi = \sqrt{1 - \cos^2 \varphi}$$

Na curva das perdas no ferro em função da tensão de alimentação, no ponto  $X = U_R$  da curva mencionada obtém-se as perdas no ferro à carga nominal.

As perdas adicionais são determinadas recorrendo ao método das perdas residuais. Estas são calculadas, para os diferentes pontos de carga, subtraindo a potência elétrica de entrada pelo somatório de todas as outras.

$$P_{LR} = P_{el} - (P_S + P_R + P_{fe} + P_{fw})$$

Desenvolvendo a curva das perdas residuais em função do quadrado do binário medido no ensaio em carga, é possível obter uma reta que nos indica os coeficientes A e B da seguinte expressão:

$$P_{LR} = A \times T^2 + B$$

Onde, A é o declive da reta dos mínimos quadrados da curva, e B é a interceção com o eixo das ordenadas.

Subtraindo o coeficiente B, obtemos a reta das perdas adicionais, como se pode ver na figura seguinte:

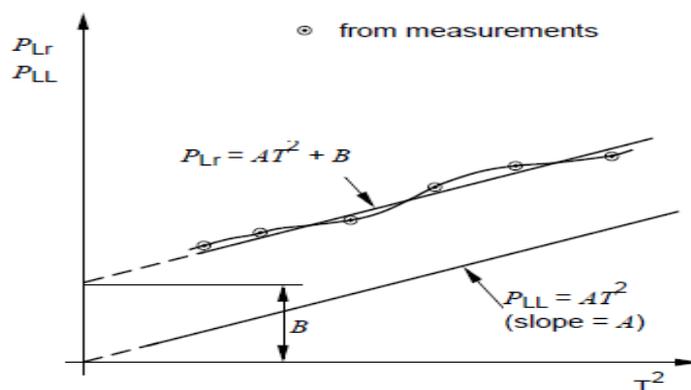


Figura 68 – Reta de perdas adicionais.

De acordo com as perdas mencionadas acima conseguimos calcular as perdas totais e consequentemente o rendimento do motor a partir das seguintes equações:

$$P_T = P_{fe} + P_{fw} + P_S + P_R + P_{LL}$$

$$\eta = \frac{P_{el} - P_T}{P_{el}}$$

### Norma IEC 60034-2-3 e Aplicação ao Motor de Indução

A norma IEC 60034-2-3 visa estabelecer métodos para a determinação das perdas harmónicas adicionais e respetiva eficiência de motores alimentados por VSD, complementando os métodos apresentados na norma IEC 60034-2-1. Quando o motor é alimentado pelo VSD as perdas irão ser maiores, devido, essencialmente, aos harmónicos injetados no motor pelo conversor.

A distorção harmónica aplica-se no cálculo de ondas distorcidas de corrente e tensão, e é definido pelo quociente entre o valor eficaz dos harmónicos e o valor eficaz da componente fundamental.

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} Y_n^2}}{Y_1} \times 100\%$$

Esta norma não se destina à realização testes apenas ao VSD, mas ao sistema composto pelo VSD e pelo motor.

A configuração do conversor influencia as perdas do motor, logo o motor deve ser configurado com as seguintes condições:

- VSD com inversor de fonte de tensão de dois níveis;
- Controlo de realimentação da corrente do motor desativado;
- Sem componentes adicionais entre o variador e o motor;
- Tensão fundamental de saída do VSD igual à tensão nominal do motor;
- Frequência de comutação igual a 4 kHz;
- Frequência de saída do VSD igual à tensão nominal do motor.

A norma IEC 60034-2-3 é definida pelas seguintes etapas:

1. Teste do motor em vazio com alimentação sinusoidal e determinação das perdas constantes de acordo com a norma IEC 60034-2-1;
2. Teste do motor em vazio alimentado pelo conversor e determinação das perdas constantes tal como na etapa anterior;
3. Teste com a variação de carga descendente (125% a 25%) do com a alimentação sinusoidal;
4. Teste com a variação de carga descendente (125% a 25%) com o motor a ser alimentado pelo conversor.

As perdas harmónicas são definidas como a diferença das perdas totais quando a alimentação do motor é feita através do VSD com as perdas totais do motor com a alimentação sinusoidal.

As perdas adicionais devem ser determinadas em cada ponto de carga, subtraindo à potência de entrada, a potência de saída, as perdas no rotor, as perdas no estator, as perdas no ferro e as perdas por atrito e ventilação.

Isto tem de ser feito para alimentação sinusoidal:

$$P_{Lr} = P_{el} - P_m - P_s - P_r - P_{fe} - P_{fw}$$

E para a alimentação com VSD:

$$P_{LrC} = P_{elC} - P_{mC} - P_s - P_r - P_{fe} - P_{fw}$$

Para ambos os casos, os dados das perdas adicionais devem ser analisados através do método da regressão linear mencionada na norma IEC 60034-2-1, com base na expressão das perdas em função do quadrado do binário de carga:

$$P_{Lr} = A \cdot T^2 + B \text{ e } P_{LrC} = A_C \cdot T_C^2 + B_C$$

Quando as constantes de declive A e AC estiverem estabilizadas, pode ser determinado o valor das perdas de carga adicionais para o ponto de carga definido, com alimentação sinusoidal e com o VSD, usando respetivamente as seguintes equações:

$$P_{LL} = A \cdot T_N^2 \text{ e } P_{LLC} = A_C \cdot T_N^2$$

As perdas de carga adicionais PLLC cobrem agora todas as perdas adicionais dependentes da carga, ou seja, as causadas pela componente fundamental da corrente de carga e pelas causadas pelos harmónicos devido ao VSD.

A diferença entre as perdas de carga adicionais com alimentação sinusoidal e com VSD, originam as perdas adicionais harmónicas dependentes da carga:

$$P_{\text{HLload}} = P_{\text{LLC}} - P_{\text{LL}}$$

A diferença entre as perdas sem carga com alimentação sinusoidal (PC) e com VSD (PCC), são as perdas harmónicas constantes:

$$P_{\text{HLno-load}} = P_{\text{CC}} - P_{\text{C}}$$

As perdas totais harmónicas são dadas através da soma entre as perdas harmónicas sem carga e com carga.

$$P_{\text{HL}} = P_{\text{HLload}} + P_{\text{HLno-load}}$$

As perdas totais do motor quando o motor é alimentado pelo conversor é a soma das perdas totais sinusoidais com as perdas harmónicas totais.

$$P_{\text{T test-converter}} = P_{\text{T sin}} + P_{\text{HL}}$$

A eficiência do motor quando é alimentado pelo conversor é dada pela expressão:

$$\eta = \frac{P_{\text{el}} - P_{\text{T test-converter}}}{P_{\text{el}}}$$

A taxa de distorção harmónica é dada por:

$$r_{\text{HL}} = \frac{P_{\text{HL}}}{P_{\text{Tsin}}} \times 100\%$$

### **Norma IEC 60034-30-1 e Aplicação ao Motor de Indução**

Esta norma IEC visa estabelecer uma harmonização global das classes de eficiência energética dos motores elétricos. Para tal, são estabelecidos limites mínimos de eficiência baseados na frequência nominal, número de pólos e potência nominal do motor.

São incluídos todos os tipos de motores que possam ser alimentados diretamente a partir da rede à sua tensão e frequência nominal, como por exemplo motores de indução monofásicos e trifásicos e motores de ímanes permanentes, e que apresentem as seguintes características:

- Potência nominal entre 0,12 kW e 1000 kW;
- Tensão nominal entre 50 V e 1 kV;
- Número de pólos igual a 2, 4, 6 ou 8;
- Capacidade de funcionamento contínuo à potência nominal com um aumento de temperatura dentro da classe de isolamento térmico especificada (normalmente dentro do intervalo entre -20° C e 60° C);
- Estarem marcados com uma altitude inferior a 4000m, em relação ao nível médio das águas do mar.

A designação de classe de eficiência energética é composta pelas letras IE (abreviatura de *International Energy efficiency class*), imediatamente seguidas por um número representativo da classe onde cada motor está inserido.

Na norma 60034-30-1, são definidas quatro classes de eficiência, IE1 (*Standard Efficiency*), IE2 (*High Efficiency*), IE3 (*Premium Efficiency*) e IE4 (*Super Premium Efficiency*). Também é feita uma breve referência à classe IE5 (*Ultra Premium Efficiency*). O objetivo é reduzir as perdas do IE5 em 20% em relação ao IE4.

A eficiência que consta na chapa de características do motor, declarada pelo fabricante, deve ser maior ou igual à eficiência definida de acordo com a classe de eficiência (*IE-code*) presente na mesma.

### **Norma IEC 60034-31 e Aplicação ao Motor de Indução**

Na norma IEC 60034-31 são fornecidas orientações técnicas para a aplicação de motores energeticamente eficientes em sistemas de velocidade constante e de velocidade variável. Esta abrange todas as máquinas elétricas rotativas abrangidas também pela norma IEC 60034-30.

A energia pode ser economizada em diferentes áreas de acionamento elétrico, dependendo do tipo de serviço efetuado pelos motores elétricos (contínuo ou intermitente). A figura seguinte represente os tipos de serviços a que os motores estão sujeitos, assim como os equipamentos e as aplicações adequadas para o funcionamento eficiente do sistema.

Tabela 4 - Quadro completa para aplicação de motores e equipamentos associados.

	Electrical components	Mechanical components	Application	Factory Automation	Energy Recovery
Proper and regular maintenance					
S1 Continuous Duty	Energy-efficiency motors	Energy-efficient gearboxes, belts, ...	Variable speed drive systems	Most efficient power-supply	
	Power-factor correction devices	Energy-efficient pumps, fans, compressors,...	Reducing elec. transmission losses	Low-energy mode during stand-still	
S2 Short-Time	Use most economical components				
S3...S10 Intermittent Duty	Soft-start with frequency control	Minimize rotating inertia	Variable speed drive systems	Most efficient power-supply	Regenerative braking
			Optimized mass and flow	Low-energy mode during stand-still	DC-link coupling Batteries, ultra-caps, fly-wheels etc.

As aplicações de serviço contínuo, proporcionam uma grande oportunidade para a redução do consumo de energia, logo a melhoria na eficiência dos motores elétricos pode ser benéfica. Um fator de potência melhorado pode ajudar a reduzir as perdas no cobre. Otimizações mecânicas, como caixa de velocidades e ventiladores, podem levar a poupanças de energia significativas.

As aplicações também devem ser consideradas, visto que em muitos casos a maior parcela da economia de energia é obtida devido a uma boa gestão da carga de uma aplicação do ponto de vista do sistema. Para o efeito, uma procura orientada de controladores de velocidade é muitas vezes útil. Uma manutenção adequada também é geralmente benéfica. Muitas plantas industriais têm um elevado consumo de energia nos circuitos de controlo de baixa tensão. Portanto, fontes de alimentação de baixa tensão com elevada eficiência devem ser utilizadas. Se possível, os equipamentos da fábrica também devem ser desligados durante os longos períodos de paragem.

Enquanto muitos motores são operados de forma contínua, outros são utilizados por curtos períodos de tempo e por um número muito baixo de horas por ano. Nestes casos uma mudança na eficiência do motor não mudaria substancialmente o consumo total de energia. Antes pelo contrário, em aplicações de serviço intermitente, motores energeticamente eficientes, não são muito eficazes e podem mesmo consumir mais energia devido à sua maior inércia e correntes de arranque. Para tais aplicações, o consumo de energia pode ser reduzido por conversores de frequência com o arranque em rampa.

Motores de indução trifásicos com rotor em gaiola de esquilo oferecem eficiências relativamente constantes ao longo de uma ampla gama de cargas parciais, como indicado na figura:

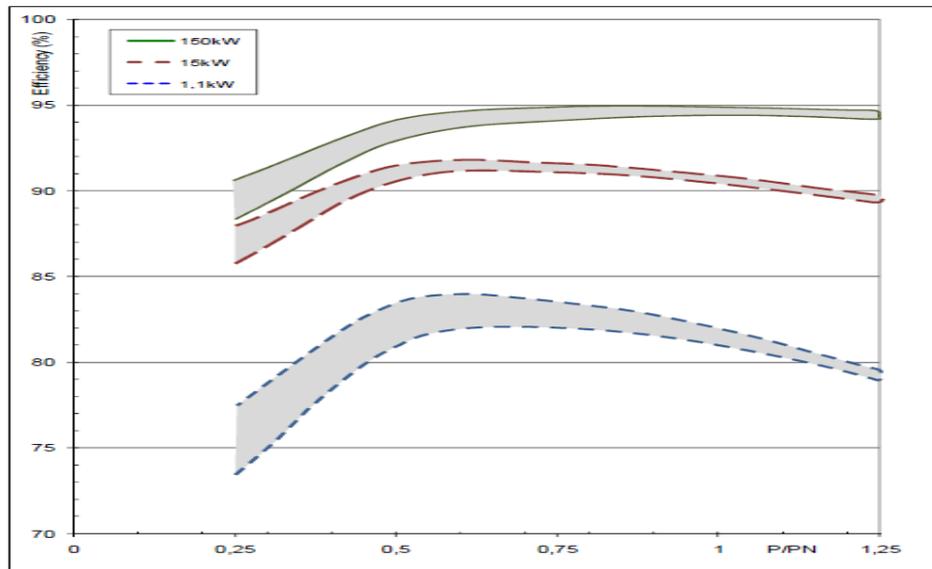


Figura 69 - Eficiência de motores em função da carga.

As bandas de eficiência dadas nesta figura são típicas de motores de 2 e 4 pólos. Motores com maior número de pólos têm características diferentes.

## A2 - Input Chokes e DC Chokes

Um *choke* é uma bobina enrolada em torno de um núcleo magnético, quando a corrente flui através dos seus condutores é originado um campo magnético. Este campo magnético aumenta a impedância do sistema e reduz o conteúdo harmónico total.

### Input Choke

*Input chokes* estão colocados em cada uma das fases na entrada do variador, antes da ponte retificadora de díodos. Eles ajudam a atenuar harmónicos e, como se encontram entre a rede e o variador, são capazes de agir como um *buffer* contra sobretensões, sobrecorrentes e outros transitórios. A desvantagem dos *input chokes* é o facto de haver uma queda de tensão através deles. Isto pode originar subtensões em sistemas onde a tensão de entrada não é estável. Além disso, esta queda de tensão pode diminuir a tensão no barramento DC e afetar negativamente a saída do variador. Os *input chokes* são normalmente maiores do que os *DC chokes*, e mais caros.

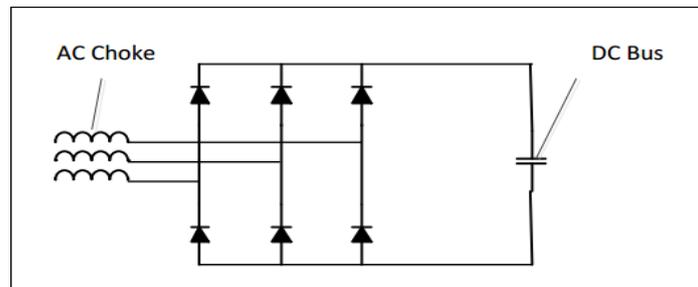


Figura 70 - Input Choke.

### DC Choke

Os *DC chokes* estão colocados entre a ponte retificadora de díodos e o condensador do barramento DC. Estes podem ser um pouco menos ou mais eficazes do que os *input chokes* na filtragem de harmónicos, dependendo da ordem dos harmónicos. São, normalmente, menores do que os *input chokes* e acrescentam a impedância necessária ao circuito sem nenhuma queda de tensão associada. Enquanto os *DC chokes* não agem como um *buffer* para sobretensões, eles protegem o conversor contra picos de corrente.

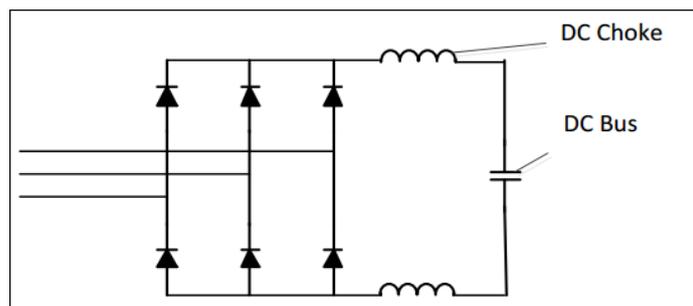


Figura 71 - DC Choke.

## Anexo A3 - Material Utilizado



Figura 72 - Motor IE1.

V	Hz	kW	min <sup>-1</sup>	A	cos φ
380 Δ	50	7.5	1450	15.1	0.87
660 Y	50	7.5	1450	8.69	0.87
400 Δ	50	7.5	1455	14.8	0.84
690 Y	50	7.5	1455	8.58	0.84
415 Δ	50	7.5	1455	15.0	0.80
440 Δ	60	8.5	1750	14.7	0.87
460 Δ	60	8.5	1755	14.3	0.85

Figura 73 - Chapa de características do motor IE1.



Figura 74 - Motor IE2.

V	Hz	kW	min <sup>-1</sup>	A	P.F.
380/660	50	7.5	1450	14.9/8.58	0.87
400/690	50	7.5	1460	13.9/8.17	0.86
415/-	50	7.5	1460	13.9/-	0.84
440/-	60	8.5	1750	14.3/-	0.87
460/-	60	8.5	1755	13.8/-	0.86

Figura 75 - Chapa de características do motor IE2.

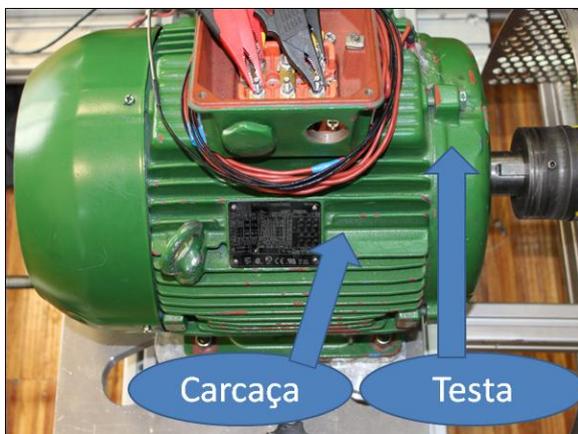


Figura 76 - Motor IE3.

V	Hz	kW	min <sup>-1</sup>	A	P.F.
380/660	50	7.5	1460	14.4/8.29	0.87
400/690	50	7.5	1465	13.9/8.06	0.85
415/-	50	7.5	1470	13.5/-	0.84
440/-	60	8.5	1760	13.9/-	0.87
460/-	60	8.5	1765	13.5/-	0.86

Figura 77 - Chapa de características do motor IE3.



Figura 78 - Motor IE4.

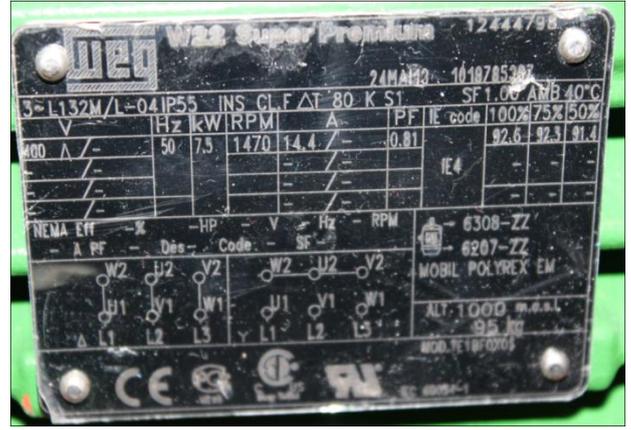


Figura 79 - Chapa de características do motor IE4.



Figura 80 - Motor SEW (Carga).

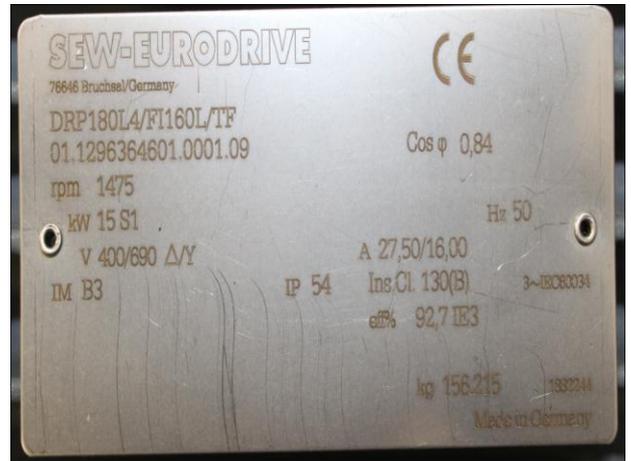


Figura 81 - Chapa de características do motor SEW.



Figura 82 - Variador Eletrônico de Velocidade, Schneider ATV32HU75N4.

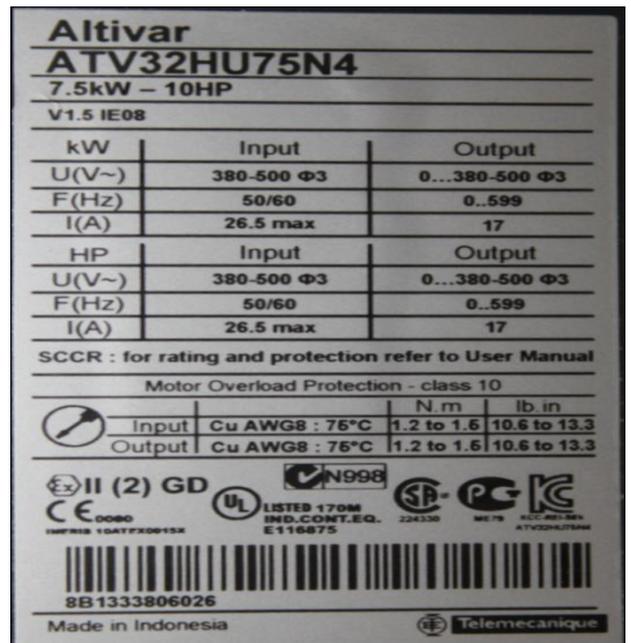


Figura 83 - Chapa de características do Variador Eletrônico de Velocidade.



Figura 84 - Encoder.

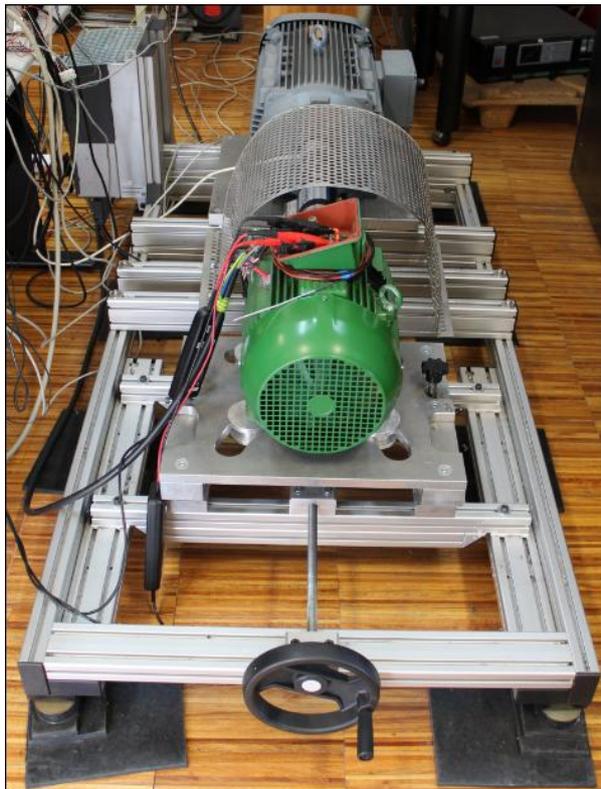


Figura 85 - Estrutura metálica de ensaio dos motores.

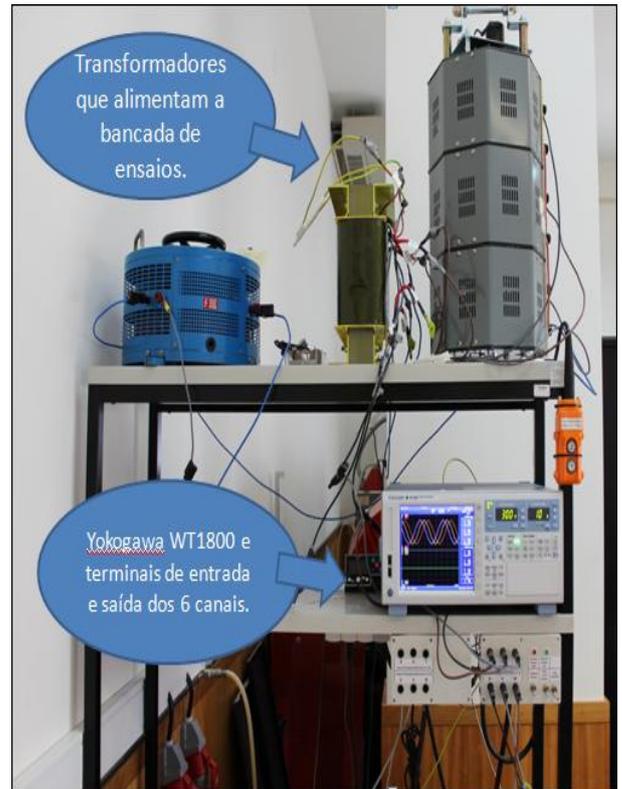


Figura 86 - Sistema de alimentação e analisador de potência.