



João Manuel Parada Afonso

Ensaio de motores elétricos

Tese de Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores, orientada pelo
Professor Doutor Anibal Traça de Carvalho Almeida e apresentada no Departamento de
Engenharia Eletrotécnica e de Computadores da Universidade de Coimbra

Setembro 2014

• U • C •



UNIVERSIDADE DE COIMBRA



Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade de Coimbra

Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Ensaio de Motores Elétricos

João Manuel Parada Afonso

Júri:

Professor Doutor Jaime Baptista dos Santos

Professor Doutor Aníbal Traça de Carvalho Almeida

Professor Doutor Sérgio Manuel Ângelo da Cruz

Setembro 2014

"(...) Remember, it is the last time you will ever hear from me, so think it over. (...) Try and leave this world a little better than you found it and when your turn comes to die, you can die happy (...)

Robert Baden-Powell"

In "a última carta de Baden Powell", dirigida aos seus escuteiros.

Agradecimentos:

Ao Professor Doutor Aníbal Traça de Almeida, por me ter orientado e por, com o seu reconhecido trabalho, estar a fazer com que este mundo se torne num lugar melhor; há homens que merecem um lugar na história, e o Professor é um deles.

Ao Professor Fernando Ferreira, pelas conversas técnicas e construtivas.

Ao Eng. André Quintino, pela disponibilidade, pela paciência e pelos ensinamentos transmitidos no laboratório onde realizei esta tese de mestrado, sem os quais esta dissertação não teria sido possível.

Aos Docentes desta Universidade com quem me cruzei, pela excelência científica e pelos ensinamentos amigos. Realmente, nem tudo está nos livros.

Ao Filipe Graça e ao Fábio Ferreira, pela entreatajuda no laboratório, e fora dele.

Aos meus amigos de Coimbra, por colorirem a minha vida e aos meus amigos de Faculdade, pela entreatajuda, pelos tempos bem passados como estudante de Coimbra, e pela simpatia.

Aos meus amigos dos Bombeiros Voluntários de Macedo de Cavaleiros, pelo espírito de equipa mais forte de que já tive conhecimento, e pelos momentos bons, mas também pelos maus, pois ajudaram a colocar tudo em perspetiva.

Aos meus amigos dos Escuteiros e dos Jovens Mic, por terem marcado a minha vida, e por terem contribuído para a minha formação humana.

À minha mãe e à minha avó, por me terem isolado das dificuldades. À minha avó também por me ter ensinado que as senhoras vão sempre do lado de dentro dos passeios.

À minha irmã, pela paciência (pouca) e pelo carinho que sei que tens por mim.

À Daniela, por estares sempre do meu lado e por acreditares em mim, principalmente quando nem eu acreditava. Obrigado também por acreditares em contos de fadas e obrigado acima de tudo pelo amor que demonstras diariamente, sem ti não era a mesma coisa.

A todos, obrigado.

Resumo:

A eficiência energética estimula a economia e atualmente é mais importante do que nunca investir em eficiência energética. Estima-se que em 2020 a União Europeia apenas alcance 18-19% de poupança energética em relação a 2005 e não os 20% que constituíam um dos objetivos para esse ano. Além disso, com os recentes conflitos no leste da Europa, seria também desejável reduzir-se a dependência da Europa de combustíveis fósseis, nomeadamente do gás natural da Rússia.

O estudo de métodos de aumento da eficiência energética de motores elétricos assume particular importância no campo da eficiência energética geral, uma vez que estes tipos de cargas (excluindo os motores integrados nos eletrodomésticos) é responsável por cerca de 40% de todo o consumo de eletricidade mundial. No que diz respeito aos motores elétricos, nomeadamente a máquina de indução, quando ligada diretamente à rede, a corrente de arranque é constituída por 2 períodos: transitório de arranque (*inrush current*) (com picos até 20 vezes a corrente nominal [1]) e corrente de rotor bloqueado (5 a 7 vezes a corrente nominal); seguidas da corrente de regime permanente. O aumento da eficiência energética pela redução da resistência elétrica dos condutores do estator e/ou do rotor pode trazer consequências negativas, no sentido em que é precisamente esta grandeza que ajuda a limitar estas correntes transitórias. Adicionalmente, apesar de ser extensivamente usada na indústria, a máquina de indução está a perder terreno para outros tipos de motores, como motores de ímanes permanentes, ou motores de relutância, tanto síncronos como eletronicamente comutados. No anexo A da norma IEC-60034-31 consta que a classe de eficiência IE4 é aplicável a todos os tipos de motores elétricos, particularmente aqueles alimentados por conversores de eletrónica de potência.

No enquadramento do estudo da eficiência energética de motores elétricos, a presente tese de mestrado compreendeu dois objetivos: o primeiro consistiu na tentativa de identificar o fenómeno conhecido como transitório de arranque do motor de indução trifásico (MIT); o segundo diz respeito ao ensaio de um motor de ímanes permanentes com uma geometria revolucionária, lançado recentemente pela empresa americana NovaTorque. O primeiro encontrou a sua motivação numa colaboração que o Instituto de Sistemas e Robótica (ISR) nutre com a empresa multinacional *Schneider Electric*, numa tentativa de melhor conhecer o referido fenómeno e permitir um melhor dimensionamento das proteções eléctricas que se encontram instaladas a montante destas máquinas, quando ligadas diretamente à rede.

Relativamente ao segundo objectivo, testou-se um motor eléctrico com uma geometria inédita, e que, usando materiais de baixo custo na sua construção, promete ser uma boa alternativa a motores como os de indução, ou o síncrono de ímanes permanentes de fluxo radial a um preço muito competitivo. Verificou-se que a impedância da rede é um parâmetro crítico para o aparecimento do transitório. Observou-se também que o motor da NovaTorque cumpre com distinção, alcançando rendimentos superiores a 93%.

Palavras-chave:

Eficiência energética; Transitório de arranque; Máquina de Indução; IPMSM; Fluxo axial.

Abstract:

Energy efficiency stimulates economic growth and it is essential, now more than ever before, to invest in energy efficiency. In 2020 it is estimated that the European Union will only reach 18-19% energy saving comparing to 2005, and not the set goal of 20%. Additionally, given the recent conflicts in Eastern Europe, a reduction of the European fossil fuels dependence, namely natural gas from Russia, would be beneficial.

The study of methods to increase energy efficiency in electric motors is of particular importance in the general field of energy efficiency, since these types of electrical load (excluding the motors in domestic appliances) are responsible for about 40% of the World's electricity consumption. Regarding electric motors, such as the induction machine, the starting current comprises 2 periods, when directly connected to the network: inrush current (with peaks until up to 20 times the nominal current [1]) and locked rotor current (5 to 7 times the nominal current); followed by the steady-state current. The increase of energy efficiency through the decrease of the electric resistance of the stator and/or the rotor conductors can carry negative consequences, considering that it is precisely this resistance that helps to control the mentioned transient in the starting current. Furthermore, although the induction machine is widely used in industry, it is losing ground to other types of motors, such as the permanent magnet motors, or reluctance motors, both synchronous and electronically commutated. In the annex A of the IEC-60034-31 IEC standard, it is stated that the efficiency class IE4 is intended to be used with all types of electric motors, particularly those that are converter-fed.

In the frame of the study of energy efficiency in electric motors, the present study aimed to reach two objectives: the first was to identify the phenomenon known as the induction motor inrush current; the second was to test a permanent magnet motor with a revolutionary geometry, recently launched by the American company NovaTorque. The first objective emerged from a collaboration between the *Instituto de Sistemas e Robótica (ISR)* [Systems and Robotics Institute] and the multinational company *Schneider Electric*, and constitutes an attempt to better understand the indicated phenomenon, which would allow a better dimensioning of the electric protections that are protecting this type of machines, when directly connected to the network. Regarding the second objective, a permanent magnet motor with a never before seen geometry was tested. This type of motor comprises low cost construction materials and is promising as an alternative to induction motors or the radial flux permanent magnet synchronous motors, at a competitive price point. In this study, we verified that the network impedance is a critical parameter to the emergence of the transient. Moreover, we observed that the NovaTorque motor fully accomplishes its promises, with efficiency values higher than 93%.

Keywords:

Energy efficiency; Inrush current; Induction machine; IPMSM; Axial flux.

Índice

Lista de figuras:.....	iii
Lista de tabelas:.....	iv
Lista de abreviaturas:.....	v
Capítulo 1	
Introdução.....	1
1.1. Enquadramento teórico.....	1
1.1.1. Leis de Coulomb e Biot-Savart	2
1.1.2. Máquinas elétricas rotativas	4
1.1.3. Máquinas elétricas de corrente alternada	5
1.1.3.1. Máquina assíncrona.....	6
1.1.3.2. Máquina síncrona	8
1.1.4. Métodos de arranque	10
1.2. Eletrónica de potência	12
1.3. Distorção harmónica.....	14
Capítulo 2	
Objetivos	15
2.1. <i>Inrush current</i>	15
2.1.1. Efeito do ângulo da tensão em $t=0$	16
2.1.2. Efeito da duplicação do fluxo máximo.....	18
2.2. Ensaio do PMSM de fluxo axial.....	20
Capítulo 3	
Métodos.....	25
3.1. Corrente inrush.....	26
3.1.1. Equipamentos utilizados.....	26
3.1.2. Procedimentos	27
3.2. Ensaio do PMSM.....	28
3.2.1. Equipamentos utilizados.....	29
3.2.2. Procedimentos	29
Capítulo 4	
Resultados e discussão	33
4.1. Transitório de arranque	33
4.2. Ensaio ao PMSM de fluxo axial/oblíquo.....	39

Capítulo 5	
Conclusões	49
5.1. <i>Inrush current</i>	49
5.2. Ensaio ao PMSM.....	49
5.3. Trabalho futuro.....	51
Bibliografia.....	53
Anexos.....	55
Anexo A: Limites de rendimento para classificação segundo a norma 60034-30-1, do IEC.....	55
Anexo B: Excertos do Guia técnico do variador Yaskawa V1000.....	59
Anexo C- Fotografias e esquemas das Bancadas e dos equipamentos.....	61
Anexo D- Protótipo de 11kW da Hitachi de 96% eficiência [27] [28].	64

Lista de figuras:

FIGURA 1: ESQUEMA EQUIVALENTE DE UMA FASE DO MOTOR DE INDUÇÃO.....	7
FIGURA 2: ESQUEMA ELÉTRICO EQUIVALENTE DE UMA FASE DA MÁQUINA ASSÍNCRONA DE ROTOR CILÍNDRICO.	9
FIGURA 3: ESQUEMA EQUIVALENTE DA MÁQUINA DE INDUÇÃO NO MOMENTO DO ARRANQUE.	10
FIGURA 4: ESQUEMA SIMPLIFICADO DA MÁQUINA DE INDUÇÃO NO MOMENTO DO ARRANQUE.	11
FIGURA 5: CIRCUITO RL GENÉRICO PARA ANÁLISE DO TRANSITÓRIO DE ARRANQUE.....	16
FIGURA 6: COMPORTAMENTO DA CORRENTE NUM CIRCUITO RL COM FATOR DE POTÊNCIA 0.15 PARA VÁRIOS ÂNGULOS DA ONDA DE TENSÃO NO MOMENTO DO FECHO DO INTERRUPTOR: [A INDICA O VALOR DE α .]: A) $\alpha = \pi/2$; B) $\alpha = \pi/3$; C) $\alpha = 0$	17
FIGURA 7: CURVA DE HISTERESE DE UM MATERIAL FERROMAGNÉTICO. B_r -INDUÇÃO REMANESCENTE; H_c - CAMPO COERCIVO.	18
FIGURA 8: EFEITO DA DUPLICAÇÃO DO FLUXO E DA SATURAÇÃO MAGNÉTICA NA OBTENÇÃO DO TRANSITÓRIO DA CORRENTE [14].....	19
FIGURA 9: EFEITO DA DUPLICAÇÃO DO FLUXO MÁXIMO, COM FLUXO REMANESCENTE. [15]	20
FIGURA 10: ESQUEMA DOS ELEMENTOS CONSTRUTIVOS DO MOTOR EM ESTUDO [31].....	21
FIGURA 11: CONCENTRAÇÃO DE FLUXO NO ESTATOR.	22
FIGURA 12: CONCENTRAÇÃO DE FLUXO NO ROTOR. AS SETAS INDICAM A ORIENTAÇÃO DO PÓLO “NORTE” MAGNÉTICO DOS ÍMANES PERMANENTES E DA PEÇA POLAR/ESPAÇADOR FERROMAGNÉTICO.	23
FIGURA 13: ESQUEMA DO ESTATOR, EVIDENCIANDO O PERCURSO DA CORRENTE ELÉTRICA.	23
FIGURA 14: ESQUEMA ESTRUTURAL DO IPMSM QUE SE PRETENDE ENSAIAR.	24
FIGURA 15: ESQUEMA ILUSTRATIVO DA BANCADA 2.....	25
FIGURA 16: ESQUEMA ILUSTRATIVO DA BANCADA 1.....	25
FIGURA 17: CHAPAS DE CARACTERÍSTICAS DAS MÁQUINAS DE INDUÇÃO UTILIZADAS NESTES ENSAIOS.	27
FIGURA 18: CHAPA DE CARACTERÍSTICAS DO PMSM ENSAIADO.....	29
FIGURA 19: RETA DE CALIBRAÇÃO DO DINAMÓMETRO.	30
FIGURA 20: EVOLUÇÃO TÍPICA DA TEMPERATURA DO MOTOR, OBTIDA PARA 100% DA VELOCIDADE.....	31
FIGURA 21: GRÁFICO DAS RESISTÊNCIAS A FRIO DOS ENROLAMENTOS ESTATÓRICOS DAS MÁQUINAS DE INDUÇÃO DAS VÁRIAS CLASSES ENERGÉTICAS.	34
FIGURA 22: FORMAS DE ONDA DAS TENSÕES E CORRENTES DO ENSAIO À MÁQUINA IE1.	34
FIGURA 23: FORMAS DE ONDA DAS TENSÕES E CORRENTES DO ENSAIO À MÁQUINA IE2.	35
FIGURA 24: FORMAS DE ONDA DAS TENSÕES E CORRENTES DO ENSAIO À MÁQUINA IE3.	36
FIGURA 25: FORMAS DE ONDA DAS TENSÕES E CORRENTES DO ENSAIO À MÁQUINA IE4.	37
FIGURA 26: EVOLUÇÃO DOS VALORES MÁXIMOS DAS CORRENTES DE ROTOR BLOQUEADO, TRANSITÓRIO E RELAÇÃO ENTRE O PICO TRANSITÓRIO E O PICO DA CORRENTE DE ROTOR BLOQUEADO.	38
FIGURA 27: FORMAS DE ONDA DAS TENSÕES (EM CIMA) E CORRENTES (EM BAIXO) À ENTRADA DO CONVERSOR DE FREQUÊNCIA (ESQUERDA) E À ENTRADA DO MOTOR (DIREITA), REGISTRADAS A 100% DA VELOCIDADE E À PLENA CARGA (10,53 N.M).....	39
FIGURA 28: FORMAS DE ONDA DAS TENSÕES (EM CIMA) E CORRENTES (EM BAIXO) À ENTRADA DO CONVERSOR DE FREQUÊNCIA (ESQUERDA) E À ENTRADA DO MOTOR (DIREITA), REGISTRADAS A 100% DA VELOCIDADE E 12,5% DO BINÁRIO NOMINAL (1,32 N.M).	40
FIGURA 29: CURVAS DE EFICIÊNCIA DO PMSM EM FUNÇÃO DO BINÁRIO DE CARGA PARA 100%, 75% E 25% DA VELOCIDADE DE SINCRONISMO.....	40
FIGURA 30: CURVAS DE EFICIÊNCIA DO PMSM EM FUNÇÃO DO BINÁRIO DE CARGA PARA 100% E 50% DA VELOCIDADE DE SINCRONISMO (REPETE-SE A CURVA OBTIDA À VELOCIDADE DE SINCRONISMO PARA REFERÊNCIA).....	41
FIGURA 31: RENDIMENTO DO CONVERSOR QUE ALIMENTA O MOTOR. VALORES MUITO SUPERIORES AOS TÍPICOS DE UM CONVERSOR DESTA POTÊNCIA.	41
FIGURA 32: RENDIMENTO GLOBAL DO SISTEMA CONVERSOR + MOTOR.	42
FIGURA 33: CURVAS DE RENDIMENTO DO MOTOR PARA BINÁRIO CONSTANTE, EM FUNÇÃO DA VELOCIDADE.....	42
FIGURA 34: FORMA DE ONDA DAS CORRENTES DE ALIMENTAÇÃO DO VSD (A VERDE) E DO MOTOR (A ROXO). É VISÍVEL A GRANDE DISTORÇÃO HARMÓNICA DE ALTA FREQUÊNCIA DA CORRENTE DE SAÍDA DO VSD.	42

FIGURA 35: ESPECTRO DA TENSÃO DE ALIMENTAÇÃO DO MOTOR. É VISÍVEL O PICO NA ZONA DA FREQUÊNCIA DE COMUTAÇÃO DOS SEMICONdutoRES DO VSD, 5 KHz	44
FIGURA 36: ESPECTRO DA CORRENTE À ENTRADA DO VARIADOR, OBSERVA-SE QUE AS COMPONENTES DOS 5° E 7° HARMÔNICOS TÊM AMPLITUDES PRÓXIMAS DA FUNDAMENTAL, DADA A GRANDE DISTORÇÃO DA ONDA.	44
FIGURA 37: EVOLUÇÃO DA DISTORÇÃO HARMÔNICA DA TENSÃO E DA CORRENTE ABSORVIDA PELO VARIADOR, PARA VÁRIOS VALORES DE VELOCIDADE E BINÁRIO DE CARGA DO MOTOR.....	45
FIGURA 38: EVOLUÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA DO CONJUNTO VARIADOR + MOTOR COM O AUMENTO DO REGIME DE CARGA DO MOTOR, PARA VÁRIAS VELOCIDADES.	45
FIGURA 39: ONDAS DE TENSÃO (EM CIMA) E CORRENTE (EM BAIXO) DE UMA FASE À SAÍDA DO VSD (ONDAS LARANJA E VERDE), E À ENTRADA DO MESMO (ONDAS AZUL E ROSA) PARA DOIS VALORES DE FREQUÊNCIA DE COMUTAÇÃO DIFERENTES: 2 KHz À ESQUERDA E 10 KHz À DIREITA.	47
FIGURA 40: ESQUEMA ELÉTRICO DE UM CONVERSOR DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA. É VISÍVEL A BOBINA DE CHOQUE, POR VEZES USADA PARA REDUZIR A DISTORÇÃO NA CORRENTE DE ENTRADA.	47
FIGURA 41: EXCERTO DO MANUAL TÉCNICO, ILUSTRANDO O PROTOCOLO DE INICIALIZAÇÃO DO VARIADOR PARA SER USADO COM UM MOTOR DE ÍMANES PERMANENTES.....	59
FIGURA 42: EXCERTO DO MANUAL TÉCNICO DO VARIADOR YASKAWA, ONDE É VISÍVEL A INDICAÇÃO DE QUE NÃO É POSSÍVEL REALIZAR O COMISSONAMENTO COM UM MOTOR DE ÍMANES PERMANENTES.	60
FIGURA 43: BANCADA 1.	61
FIGURA 44: BANCADA 2.	61
FIGURA 45: BLOQUEADOR DE VEIO, USADO PARA OS ENSAIOS DO TRANSITÓRIO DA CORRENTE.	62
FIGURA 46: MOTOR DA NOVA TORQUE (À DIREITA).....	62
FIGURA 47: CHAPA DE CARACTERÍSTICAS DO DINAMÓMETRO (À ESQUERDA).....	62
FIGURA 48: VARIADOR UTILIZADO PARA OS ENSAIOS AO MOTOR NOVA TORQUE, E RESPECTIVA CHAPA DE CARACTERÍSTICAS.....	62
FIGURA 49: ANALIZADOR DE POTÊNCIA DE 6 CANAIS UTILIZADO.	63
FIGURA 50: REPRESENTAÇÃO ESQUEMÁTICA DO DINAMÓMETRO [30]	63
FIGURA 51: FOTOGRAFIA DO LABORATÓRIO DE ROBÓTICA E PRODUÇÃO AUTOMÁTICA (ISR).	63
FIGURA 52: ELEMENTOS DO PROTÓTIPO DA HITACHI, QUE USA METAL AMORFO NO ESTATOR E ASSIM CONSEGUE UMA EFICIÊNCIA DE 96% (IE5) [29].	64
FIGURA 53: FOTOGRAFIA DO PROTÓTIPO DE 11 kW DA HITACHI. É CLARAMENTE VISÍVEL A REDUÇÃO DO COMPRIMENTO AXIAL DESTA MOTO [28].	64
FIGURA 54: CURVAS DE RENDIMENTO DO PMSM E RESPECTIVO VARIADOR. (VSD DA SCNEIDER ELECTRIC)	65
FIGURA 55: CURVAS DE RENDIMENTO DO SISTEMA MOTOR+VARIADOR(EM CIMA) E DO MOTOR EM FUNÇÃO DA VELOCIDADE PARA VÁRIOS REGIMES DE BINÁRIO DE CARGA.....	66

Lista de tabelas:

Tabela 1: Lista de equipamentos usados para a realização dos ensaios do transitório da corrente de arranque.....	26
Tabela 2: Lista de equipamentos utilizados na realização dos ensaios ao PMSM.....	29
Tabela 3: Resultados da medição dos valores das resistências elétricas dos enrolamentos estatóricos das máquinas de indução, a frio e a quente.	33
Tabela 4: Valores máximos do transitório, da corrente de rotor bloqueado e da corrente nominal das máquinas, bem como os valores máximos dos transitórios relativos à corrente nominal.....	38
Tabela 5: Pontos de teste utilizados para a realização do ensaio, seis pontos de binário e quatro pontos de velocidade.	39
Tabela 6: Limites de rendimento [%] para a classe IE1.....	55
Tabela 7: Limites de rendimento [%] para a classe IE2.....	56
Tabela 8: Limites de rendimento [%] para a classe IE3.....	57
Tabela 9: Limites de rendimento [%] para a classe IE4.....	58

Lista de abreviaturas:

AC	<i>Alternate current</i> - Corrente alternada
BLDC	<i>Brushless direct current motor</i>
DC	<i>Direct current</i> - Corrente contínua
DTC	<i>Direct torque control</i> .- Controlo direto do binário
IE1,2,3,4,5	<i>International efficiency</i>
IEC	<i>International electrotechnical commission</i>
IGBT	<i>Insulated-gate bipolar transistor</i>
IPMSM	<i>Interior-permanent magnet synchronous motor</i>
ISR	Instituto de sistemas e robótica
°K	grau Kelvin
kW	Kilo-watt: 1000 Watts
LRC	<i>Locked-rotor current</i>
MIT	Máquina de indução trifásica
PWM	<i>Pulse-width modulation</i>
THD	<i>Total harmonic distortion</i>
UPS	<i>Uninterruptible power supply</i>
VEV	Variader eletrónico de velocidade
VHDC	<i>Very-high direct current</i> . Muito alta tensão contínua
VSD	<i>Variable speed drive</i> , tradução de VEV

Capítulo 1

Introdução

1.1. Enquadramento teórico

O descobrimento das leis do electromagnetismo permitiram o aparecimento de grande parte da tecnologia que temos disponível nos nossos dias, por exemplo o transporte de energia elétrica, máquinas de raios X e proteções contra descargas atmosféricas estão claramente associados com fortes campos elétricos pelo que é e será necessário desenvolver o nosso conhecimento acerca desta matéria.

A eletrónica de estado sólido é baseada na eletrostática: resistências, condensadores e elementos ativos tais como transístores bipolares ou de efeito de campo que controlam o movimento de eletrões através de campos eletrostáticos. Na indústria e na agricultura a eletrostática encontra aplicações variadíssimas, como a pintura e a separação de sementes, respetivamente. Também na medicina a eletrostática deixa a sua marca, ajudando no diagnóstico de pacientes através de exames como eletrocardiogramas, eletroencefalogramas, entre outros. [2]

Também os campos magnéticos não podem ser menosprezados, pois o funcionamento das máquinas elétricas (estáticas e rotativas), microfones, bússolas, da clássica campainha, discos rígidos e outros tipos de memórias envolve fenómenos magnéticos, e é indiscutível a importância que estes e outros dispositivos tiveram e/ou têm na nossa existência como civilização.

Estes dois tipos de campos vetoriais (elétrico e magnético) estão intimamente relacionados, pois um campo eletrostático é produzido por cargas estacionárias, ao passo que se estas mesmas cargas se encontrarem animadas de uma velocidade constante, produzem um campo magnetostático, como se verá a seguir.

Parece portanto conveniente estudar com pormenor estes fenómenos, dada a importância de que se revestem. De facto, estas matérias são estudadas há largas décadas, e fruto das mentes brilhantes de inúmeros/as cientistas cujos nomes ressoarão para sempre na história da humanidade, temos hoje um entendimento profundo destes fenómenos.

1.1.1. Leis de Coulomb e Biot-Savart

Duas leis básicas do eletromagnetismo foram formuladas nos séculos XVIII e XIX respectivamente, são elas a lei de Coulomb e a lei de Biot-Savart [2]:

$$\vec{F}_{12} = \frac{Q_1 Q_2}{4\pi\epsilon_0 R^2} [\text{N}] \quad (1)$$

$$d\vec{H} = \frac{I d\vec{l} \times \vec{r}}{4\pi R^2} [\text{A/m}] \quad (2)$$

A lei de Coulomb (1) diz que a força que dois elementos pontuais carregados com carga Q_1 e Q_2 exercem um sobre o outro é na direção da linha que os une; diretamente proporcional ao produto das respectivas cargas e inversamente proporcional ao quadrado da distância R que os separa. Esta força é devida ao campo eletrostático que qualquer elemento pontual de carga produz no espaço tridimensional à sua volta.

Por outro lado, a lei de Biot-Savart (2) define que a intensidade de campo magnético num ponto P originada por um elemento infinitesimal de carga elétrica em movimento ($I dl$) é proporcional ao produto¹ de $I dl$ pelo seno do ângulo formado entre a direção de $I dl$ e a linha que une o mesmo elemento ao ponto P e inversamente proporcional ao quadrado da distância entre o ponto P e o elemento $I dl$.

Estas leis formaram as fundações do conhecimento acerca dos campos eletromagnéticos estáticos, a partir delas foram construídas inúmeras importantes equações e leis, como a lei de Ampère e as intemporais equações de Maxwell.

A lei de Ampère, sendo um caso particular da lei de Biot-Savart pode a partir desta ser deduzida, e é a lei mais indicada para iniciar o estudo da produção um campo magnético por uma corrente elétrica ou como acontece nas máquinas elétricas, por uma ou mais espiras percorridas por corrente elétrica:

$$\oint H dl = I_{envolvida} \quad (3)$$

Esta lei é usada em muitos livros de transformadores e de máquinas elétricas, como introdução aos fenómenos magnéticos que tornam possível o seu funcionamento. Em resumo, escolhendo

¹ Produto vetorial entre dois vetores \vec{a} e \vec{b} : $|\vec{a} \times \vec{b}| = a \cdot b \cdot \text{sen}(\vec{a} \times \vec{b})$

um caminho de integração conveniente, facilmente se conclui que o campo magnético criado é proporcional à magnitude da corrente elétrica que percorre uma dada bobina².

Outro conceito importante é o de densidade de fluxo magnético ou indução, trata-se de um campo vetorial, tal como \vec{H} , mas a sua magnitude depende do material em que se pretende calcular:

$$\vec{B} = \mu_0 \mu_r \vec{H} \text{ [Wb(Webers)/m}^2 \text{ ou T(Tesla)]} \quad (4)$$

Onde μ_0 é a permeabilidade magnética do vácuo e μ_r a permeabilidade magnética relativa do material considerado.

O fluxo magnético que atravessa uma dada área $d\vec{S}$ é dado por:

$$\Phi = \int_S \vec{B} \cdot d\vec{S} \text{ [Wb]} \quad (5)$$

Se o enrolamento tiver N voltas, define-se o fluxo encadeado da seguinte forma:

$$\lambda = N \cdot \phi \quad (6)$$

O funcionamento dos transformadores consiste em converter um nível de tensão elétrica noutra, normalmente diferente, o que é possível devido à capacidade de um enrolamento³ percorrido por uma corrente elétrica conseguir induzir uma tensão num outro enrolamento sem ligação elétrica ao primeiro, desde que pelo menos algumas das linhas de fluxo magnético criadas pelo primeiro passem pelo segundo enrolamento e este fluxo seja variável no tempo, como se verá adiante. À constante de proporcionalidade entre a magnitude da corrente que percorre um enrolamento e o fluxo encadeado produzido pelo mesmo, chama-se indutância (L) e é expressa em Henrys (H):

$$L = \frac{\lambda}{I} = \frac{N \cdot \Phi}{I} \text{ [H]} \quad (7)$$

À constante de proporcionalidade entre a magnitude da mesma corrente e o fluxo encadeado que passa num segundo enrolamento situado nas proximidades chama-se indutância mútua.

É baseado neste fenómeno de acoplamento magnético (existência de indutância mútua entre dois circuitos isolados eletricamente) o funcionamento dos transformadores e de alguns tipos de geradores e motores elétricos.

² Uma bobina consiste num conjunto finito de espiras.

³ Enrolamento-consiste numa ou mais bobinas associadas à mesma fase.

Outra condição para a indução de uma tensão elétrica nestas condições é que o fluxo magnético seja variável no tempo, como descobriu Michael Faraday em 1831, descoberta que ficou conhecida como lei de Faraday [2] [3] [4]:

$$V_{fem} = -\frac{d\lambda}{dt} \quad (8)$$

Assim, a tensão ou força eletromotriz induzida - V_{fem} (em Volts) em qualquer circuito fechado sobre si mesmo é igual à taxa de variação do fluxo encadeado envolvido pelo circuito. O sinal negativo na equação (8) mostra que a tensão induzida é de tal forma que dá origem a uma corrente que tende a opor-se ao fluxo magnético que a induziu [2].

Como já foi referido anteriormente, um elemento carregado (um corpo ou partícula com carga elétrica) sofre uma força se se encontrar num campo elétrico, enquanto que um campo magnético só exerce qualquer força em cargas que se encontrem em movimento. Na realidade, uma corrente elétrica não é mais do que o movimento de cargas elétricas com uma certa velocidade, pelo que se um elemento de corrente elétrica se encontrar na presença de um campo magnético, é sobre ele exercida uma força. É possível através de observações experimentais verificar que esta força é dada por [2]:

$$d\vec{F}_m = Id\vec{l} \times \vec{B} \text{ [N]} \quad (9)$$

Estando expostas as leis fundamentais que permitem compreender os fenómenos presentes nas máquinas elétricas⁴, não serão abordadas as máquinas elétricas estáticas – transformadores, pois saiem do escopo deste documento, para melhor compreensão destas máquinas pode encontrar-se informação detalhada em [5] e [6].

1.1.2. Máquinas elétricas rotativas

É de incontornável importância o papel dos motores e geradores elétricos no panorama atual da civilização, com aplicações em praticamente todos os setores de atividade estas máquinas podem dividir-se em três tipos distintos [7]: máquinas de corrente contínua (com coletor e escovas); máquinas de indução (assíncronas) e máquinas síncronas.

A máquina de corrente contínua (DC) teve grande importância em aplicações industriais no passado, pois a facilidade de controlo da velocidade de rotação, bem como a grande variedade de características binário/velocidade que estas máquinas permitem obter, quando comparadas com

⁴ Para mais detalhe pode consultar-se a bibliografia [2] [4].

as máquinas de corrente alternada e conversores de eletrônica de potência disponíveis nessa altura, fazia da máquina DC a máquina preferida em aplicações industriais [8].

Com o passar dos anos, avanços na tecnologia de semicondutores permitiram a concepção de conversores de eletrônica de potência cada vez mais eficientes e aptos para lidar com maiores potências e progressivamente a máquina DC foi sendo abandonada, estando hoje praticamente limitada a aplicações de baixa e muito baixa potência [7].

Em 2008, 84% dos motores de corrente alternada (AC) eram MITs, o que demonstra claramente a supermacia que estes motores têm na atualidade, além disso 60 % dos motores AC (com mais de 0,75kW) têm potência nominal até 7,5kW⁵ [9].

O motor síncrono é usado para aplicações de maior potência, e muito usado como gerador em centrais de produção de energia elétrica - neste contexto é frequente o gerador síncrono denominar-se alternador.

Existem outros tipos de máquinas elétricas rotativas, novas topologias que foram surgindo fruto da estimulação dada pelos avanços que têm vindo a acontecer nas últimas décadas nas áreas dos materiais, da eletrônica de potência e também pela crescente necessidade de aumentar a eficiência energética em todos os setores de atividade. Em [7] encontram-se inúmeros exemplos de novas topologias de máquinas elétricas.

Os temas tratados nesta dissertação dizem respeito a duas das tipologias de máquinas elétricas já referidas: a máquina de indução e a máquina síncrona, duas configurações com princípios de funcionamento fundamentalmente diferentes.

1.1.3. Máquinas elétricas de corrente alternada

Como dispositivos eletromecânicos destinados a produzir trabalho, entregue à carga⁶ na forma rotativa, ou seja através de binário desenvolvido, ou de converter binário entregue ao veio em energia elétrica. A seguinte dedução permite obter uma expressão para o binário desenvolvido:

$$P = v \cdot F \quad (10)$$

$$\tau = r \cdot F \quad (11)$$

$$\Rightarrow \tau = r \cdot \frac{P}{v} = r \cdot \frac{P}{r \cdot \Omega_m}$$

⁵ Os motores que foram alvo de estudo no âmbito desta dissertação são de 7,5kW (MITs) e 2,2kW (PMSM), pelo que são muito representativos, no que à potência nominal diz respeito dos motores em funcionamento nos vários setores.

⁶ Entenda-se carga como qualquer dispositivo acoplado diretamente à máquina, na realidade o próprio rotor e veio, já constituem uma carga, com a sua inércia.

$$\Rightarrow \tau = \frac{P}{\Omega_m} [\text{N.m}] \quad (12)$$

Estas máquinas consistem sempre numa parte fixa, o estator (vulgarmente conhecido por armadura) e numa parte rotativa, o rotor. O estator aloja os enrolamentos estatóricos, que têm a função de produzir um campo magnético girante, o que é conseguido pelo alojamento simétrico dos enrolamentos de cada uma das fases nas ranhuras do estator, em bobinas distribuídas ou concentradas de forma a induzir pólos magnéticos em número par e definido no projeto da máquina. Os enrolamentos estatóricos numa máquina trifásica encontrar-se-ão 120° elétricos⁷ desfasados, assim como as tensões num sistema de alimentação trifásico. É de resto esta uma condição necessária para se produzir um campo girante que os enrolamentos estejam espacialmente desfasados do mesmo ângulo que as várias tensões que os alimentam (máquinas polifásicas; numa máquina bifásica, o desfasamento é 90°).

A velocidade de rotação deste campo girante é dada pela expressão [4] [5] [10]:

$$n_s = \frac{60 \cdot f}{p} [\text{rpm}] \quad (13)$$

Onde f é a frequência das tensões de alimentação dos enrolamentos estatóricos e p o número de pares de pólos da máquina. Esta velocidade é também conhecida como velocidade de sincronismo da máquina.

O estator da máquina de indução e da máquina síncrona não apresenta diferenças, sendo constituído por material ferromagnético laminado para reduzir as perdas por correntes de Foucault [5], e ranhurado na face interna de forma a alojar os enrolamentos que podem ser simples ou de dupla camada [10].

1.1.3.1. Máquina assíncrona

Por outro lado, o rotor é o elemento cujo funcionamento distingue estas máquinas, na máquina de indução o rotor encontra-se numa de duas formas: rotor em gaiola de esquilo ou rotor bobinado, em ambos os casos o rotor encontra-se em curto-circuito⁸, assim quando o estator é alimentado com tensões variáveis, são induzidas no rotor tensões e correntes que criam também elas um campo magnético que tende a contrariar aquele que lhe deu origem, pela lei de Faraday (eq.8). Com a presença do campo magnético no entreferro e de correntes elétricas no rotor, é

⁷ Graus elétricos e graus mecânicos: 360° elétricos correspondem ao ângulo mecânico entre dois pólos consecutivos de igual polaridade. Estão pois relacionados através no número de pares de pólos (p): $\theta_e = p \cdot \theta_{mec}$.

⁸ Exceptuando as máquinas de rotor bobinado com resistências em série com os enrolamentos rotóricos, e máquinas de indução duplamente alimentadas (DFIG-*Doubly fed induction generator*).

criada sobre cada lado de cada bobina rotórica (ou cada barra da gaiola de esquilo) uma força pelo princípio subjacente à equação (9) que tende a alinhar os campos magnéticos estatórico e rotórico, além disso como o campo magnético criado pelos enrolamentos estatóricos é girante, é desenvolvido um binário constante no rotor.

Uma particularidade deste tipo de máquina é que no momento do arranque da máquina diretamente da rede, são induzidas tensões no rotor com mesma a frequência das correntes estatóricas, pois o rotor encontra-se parado. À medida que o rotor ganha velocidade, a variação de fluxo magnético estatórico experimentado pelo rotor é progressivamente mais lento, e portanto as tensões ali induzidas terão uma frequência que se relaciona com a frequência das correntes estatóricas na proporção inversa do rácio entre a velocidade do campo girante (eq.13) e a velocidade do rotor. Assim, é relativamente fácil concluir que esta máquina nunca alcança a velocidade de sincronismo, pois nessa condição a variação de fluxo magnético experimentada pelo rotor é nula, por conseguinte não serão induzidas tensões algumas no circuito elétrico do rotor, e o rotor abrandará de forma a manter induzidas no rotor (tensões) correntes⁹ com amplitude suficiente (na eq.9, $|\vec{F}| \propto |I|$) para sustentar o binário que em cada momento se pede ao motor. É este facto que nomeia a máquina de indução de assíncrona, pois o rotor gira a uma velocidade diferente da velocidade de sincronismo.

À diferença relativa entre a velocidade de sincronismo e a velocidade do rotor dá-se o nome de deslizamento do rotor (s), e pode ser definido por:

$$s = \frac{n_s - n_m}{n_s} \quad (14)$$

O esquema elétrico equivalente do motor de indução está ilustrado na Figura 1.

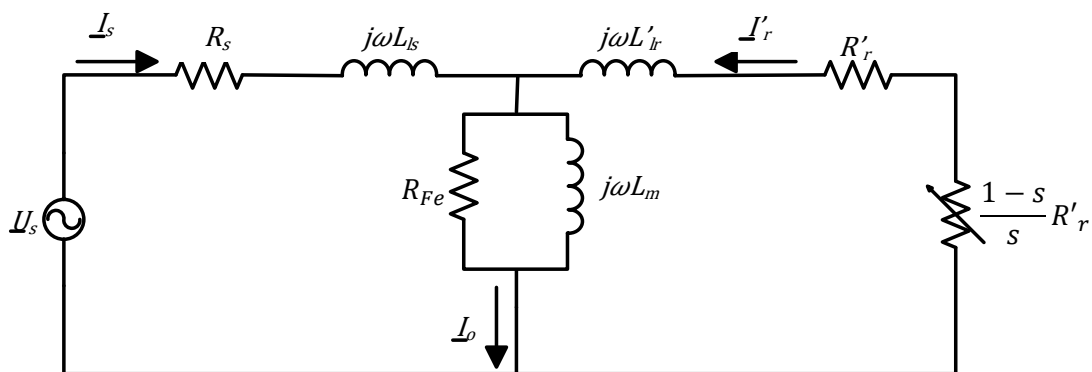


Figura 1: Esquema equivalente de uma fase do motor de indução.

⁹ Tecnicamente, são induzidas tensões e não correntes, no entanto as tensões induzidas dão origem a correntes, pela lei de Ohm $I = V_{fem}/Z$, assim considere-se aceitável a expressão “correntes induzidas”, para clareza do texto.

R_s, R_r - Resistências dos enrolamentos estatóricos e rotóricos, respectivamente;

$\omega L_{ls}, \omega L'_{lr}$ - Reatâncias de fugas dos enrolamentos estatóricos e rotóricos;

ωL_m - Reatância de magnetização;

R_{Fe} - Resistência relativa às perdas no ferro;

s - Deslizamento do rotor;

U_s - Tensão aos terminais do enrolamento estatórico.

A dedução deste esquema não será apresentada, no entanto é importante notar que as grandezas relativas ao rotor estão reduzidas ao estator.

1.1.3.2. Máquina síncrona

Por oposição ao caso da máquina assíncrona, facilmente se depreende que na máquina síncrona o rotor gira à velocidade de sincronismo, ou seja sem qualquer deslizamento. Se ao contrário do que acontece na máquina de indução, o rotor produz um campo magnetostático no entreferro, então pelos princípios físicos já enunciados este campo vai tender a alinhar-se com o campo magnético criado pelas correntes da armadura (dos enrolamentos estatóricos), pelo que sendo este último um campo girante, o rotor vai rodar à velocidade do mesmo. À luz deste modo de funcionamento, é definido um ângulo δ , chamado ângulo de carga ou ângulo de potência, que mede o desfasamento em graus elétricos entre o fluxo magnético rotórico e o fluxo magnético estatórico.

O rotor apresenta duas configurações básicas: rotor cilíndrico e rotor de pólos salientes, em qualquer dos casos o rotor é constituído por um circuito magnético e respetivo enrolamento para induzir o fluxo magnético rotórico, designado enrolamento de excitação ou enrolamento de campo. Este enrolamento é alimentado com uma tensão DC, utilizando uma fonte de alimentação externa através de escovas e anéis coletores montados no rotor, ou utilizando uma fonte de tensão montada diretamente no veio da máquina (excitatriz) [4] [11].

Porque o fluxo no circuito magnético do rotor é constante (criado por uma corrente elétrica contínua), não há a necessidade de empregar circuito magnético laminado exceptuando nas faces polares, pois tais zonas estão sujeitas ao aparecimento de correntes de *Foucault* [11]. Da mesma

forma que na máquina de indução, os enrolamentos estatóricos estão dispostos de forma a criar pólos magnéticos, em número par e normalmente tantos quantos estão presentes no rotor.

É cada vez mais comum o enrolamento de excitação do rotor ser substituído por ímanes permanentes, pois elimina-se a necessidade da fonte de tensão contínua, e reduzem-se as perdas por efeito de Joule nesse enrolamento, estas máquinas designam-se síncronas de ímanes permanentes (PMSM- *Permanent magnet synchronous motor*).

Existem ainda vários tipos de máquinas elétricas consideradas síncronas cujo funcionamento difere daquele da máquina síncrona clássica, são exemplos a máquina síncrona de relutância, máquina de repulsão, entre outras [7].

Pelo facto de a máquina síncrona com rotor de pólos salientes usar esta geometria rotórica, o circuito magnético apresenta relutâncias variáveis conforme a posição angular do rotor, não é possível analisar-se esta máquina com o recurso a um esquema equivalente em regime permanente mas através de diagramas vetoriais, nomeadamente o diagrama de Blondel [11].

Já para o caso do rotor cilíndrico é possível apresentar um esquema equivalente por fase, representado na Figura 2.

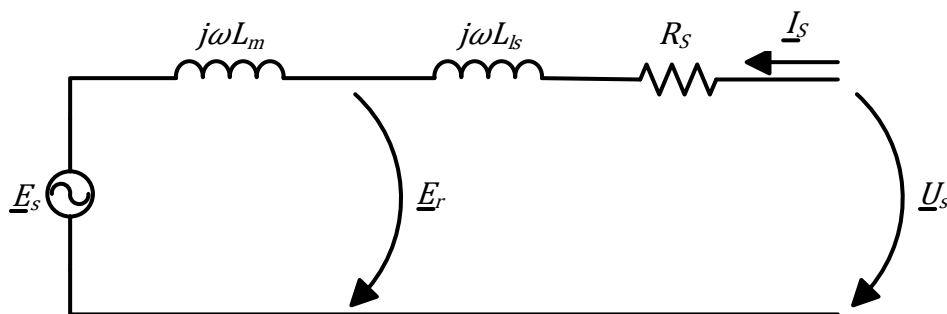


Figura 2: Esquema elétrico equivalente de uma fase da máquina assíncrona de rotor cilíndrico.

Neste esquema, E_s representa a tensão induzida síncrona, E_r a tensão no entreferro e U_s a tensão obtida aos terminais da armadura. ωL_m e ωL_{ls} representam as reatâncias de magnetização e de fugas do enrolamento estatórico, respetivamente. A reatância síncrona é mais utilizada do que as últimas e é definida como $\omega L_m + \omega L_{ls}$. Por fim, R_s é a resistência dos enrolamentos estatóricos medida à temperatura de funcionamento e afetada de um certo fator para contemplar a presença do efeito pelicular presente neste tipo de máquina elétrica [4] [11].

1.1.4. Métodos de arranque

Dadas as características de cada tipo de máquina também os métodos de arranque diferem necessariamente. Enquanto que a máquina de indução oferece a possibilidade de arranque direto ligado à rede, a máquina síncrona (com as características apresentadas nos parágrafos acima) não possui essa facilidade.

No momento do arranque da máquina de indução, o deslizamento (eq.14) é $s = 1$, pelo que o esquema equivalente nesse momento é como apresentado na Figura 3, que é obtido a partir da Figura 1 com a resistência variável substituída por um curto-circuito ($s = 1$) e os valores de R'_r , ωL_{ls} e $\omega L'_{lr}$ afetados para contemplar o efeito pelicular e saturação magnética. O efeito pelicular é pouco evidente pois as frequências em questão não são muito elevadas, no entanto as reatâncias de fugas (χ_{ls} e χ'_{lr}) variam devido às correntes com grande magnitude que saturam fortemente o caminho do fluxo de fugas (*leakage*), reduzindo as respectivas indutâncias (eq.7) [10].

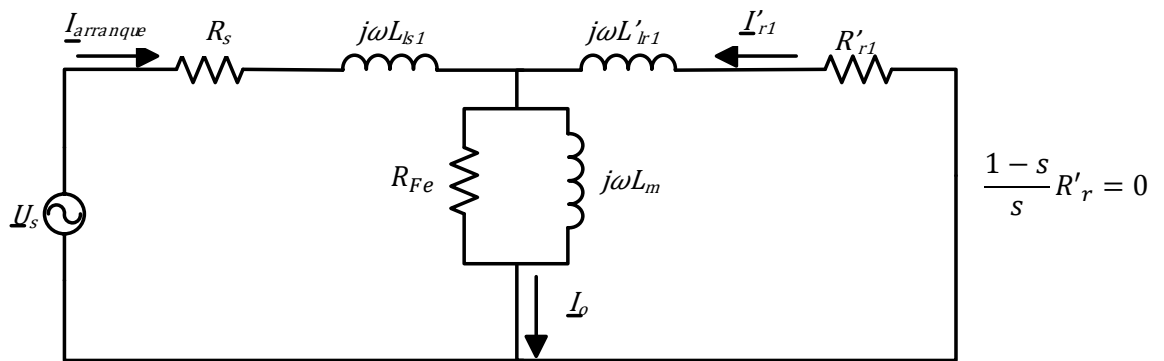


Figura 3: Esquema equivalente da máquina de indução no momento do arranque.

Além do exposto anteriormente, às frequências de interesse (a partir de 50-60 Hz), verifica-se que $\chi_m \gg R'_{r1}$ e $\chi_{ls} \gg \chi'_{lr1}$, pelo que se pode desprezar o ramo respetivo. Obtém-se assim o esquema simplificado indicado na Figura 4. De notar que para frequências inferiores não se aplica este esquema, sendo imperativo aplicar o esquema anterior -Figura 3 [10].

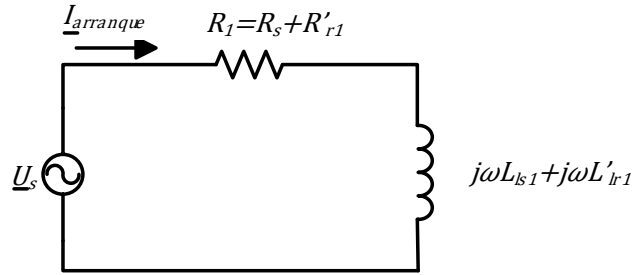


Figura 4: Esquema simplificado da máquina de indução no momento do arranque.

Da análise do esquema da Figura 3, é fácil inferir que a corrente que esta máquina absorve no arranque é superior à absorvida em regime nominal ($s \rightarrow 0$), de facto se considerarmos a diminuição das indutâncias de fugas, e pelo esquema da Figura 4, este fenómeno torna-se ainda mais evidente. É por este motivo que a corrente de arranque do motor de indução é 5 a 7 vezes superior à corrente nominal, se o arranque for direto.

Durante o arranque, as correntes no rotor e estator são intensas e elevam a temperatura dos enrolamentos/barras rapidamente, pelo que não é boa prática fazer arranques sucessivos desta forma. Existem vários métodos para mitigar esta inconveniência, por exemplo arranque estrela-triângulo, o uso de arrancadores suaves, arranque com auto-transformador [4] [10], ou o uso de conversores de frequência.

Relativamente à máquina síncrona, o problema do arranque direto da rede é que o campo magnético girante criado pelos enrolamentos estatóricos seria extremamente rápido para que o rotor (parado) vença a sua inércia (e da carga, se acoplada) não permitindo que os campos estatórico e rotórico se alinhem, causando vibrações e podendo sobreaquecer [4]. Desenvolveram-se então métodos alternativos para arrancar motores síncronos, o primeiro vem na sequência da problemática inscrita no parágrafo anterior, a velocidade do campo girante ou velocidade síncrona; se fosse possível abrandar de tal forma o campo girante de forma a que o rotor tivesse tempo para “seguir” o mesmo, e progressivamente ir acelerando até à velocidade síncrona normal, esse problema seria ultrapassado. De facto hoje em dia isso é possível e abundantemente usado, através do uso de um conversor de frequência que alimente os enrolamentos estatóricos com tensões de frequência crescente até à frequência nominal.

Outros métodos são o arranque com recurso a uma máquina externa que acelere o rotor até uma velocidade próxima da velocidade de sincronismo, altura em que se o enrolamento de excitação é alimentado e o motor entra em sincronismo; e o arranque com recurso a enrolamentos

amortecedores, que simula de alguma forma o funcionamento do motor de indução, em máquinas síncronas que disponham tais enrolamentos.

Também em motores síncronos de ímanes permanentes (PMSM) pode ser encontrado um método análogo a este, nas máquinas designadas *Line-start* PMSM, cujo rotor compreende na sua construção uma estrutura semelhante a uma gaiola de esquilo como a utilizada na máquina indução, permitindo assim o arranque destas máquinas diretamente da rede [4].

No entanto, com os avanços na eletrónica de potência, o método de arranque com variador de frequência é cada vez mais comum.

1.2. Eletrónica de potência

É comum dizer-se que as pessoas não usam eletricidade, apesar de utilizarem iluminação, força motriz, o aquecimento elétrico, ar condicionado e refrigeração de alimentos, comunicações e entretenimento, entre outras comodidades que só são possíveis devido à existência da forma de energia mais polivalente de que dispomos: a energia elétrica. É portanto importante que tenhamos um profundo entendimento de como manipular esta forma de energia: produzir, converter, transportar, são desafios complexos dado que as fontes de energia elétrica são variadas em número e de vários tipos, assim como as cargas finais.

É neste contexto que a eletrónica de potência se insere, concebendo soluções para o uso eficiente da energia elétrica, através do uso de dispositivos semicondutores como interruptores, por exemplo na conversão em aplicações de potência, ou em eletrónica de estado sólido para controlar de forma mais eficiente o fluxo de energia¹⁰ na rede [12].

Após a invenção do transistor de silício em 1948 por Bardeen, Bratain e Schockley na *Bell Telephone Laboratories* e dez anos mais tarde, do ainda mais revolucionário tiristor pela *General Electric*, surgiram inúmeros diferentes semicondutores de potência e técnicas de conversão, sendo que hoje praticamente todos os novos equipamentos elétricos ou eletromecânicos, desde os sistemas de ar condicionado domésticos até aos motores na indústria (nos seus sistemas de controlo) empregam circuitos ou sistemas de eletrónica de potência, além disso foi também possível fazer uma certa integração de sistemas eletrónicos e informáticos, o que permite um controlo extremamente preciso destas manipulações na elergia elétrica.

¹⁰ Por exemplo subestações em alta tensão contínua (VHDC), compensadores estáticos de energia reativa, sistemas flexíveis de transporte AC (*FACTS-Flexible AC transmission system*), filtros ativos ou passivos, UPS, entre outros. [12]

Com os vários tipos de semicondutores, constroem-se os seguintes tipos principais de circuitos, cada um com uma finalidade própria:

- Retificadores: circuitos usados para converter uma tensão AC numa tensão DC;
- Conversores DC-DC: como o nome indica, convertem uma tensão DC noutra tensão DC normalmente diferente;
- Inversores: circuitos que convertem uma tensão DC numa tensão alternada;
- Conversores AC-AC: convertem entre duas tensões alternadas, tipicamente com amplitudes e/ou frequências diferentes.

Dadas as facilidades que estes circuitos de eletrónica de potência cada vez mais avançados permitiram no que diz respeito às várias manipulações possíveis da energia elétrica, passou a ser facilmente exequível variar-se a velocidade de um MIT, por exemplo, através da variação da frequência da sua tensão de alimentação, para isto emprega-se um conversor de frequência vulgarmente denominado por variador eletrónico de velocidade (VEV).

“VEV” é uma designação que se dá a um conversor de frequência colocado entre a rede e um motor elétrico, este conversor pode ter várias configurações, normalmente compreende um andar retificador seguido de um andar inversor, assim é possível ter-se à saída uma tensão variável em amplitude e frequência, possibilitando o controlo tanto mais preciso quanto se pretenda de um motor, da sua velocidade/posição angular do rotor e binário desenvolvido.

Apesar dos avanços que se tem assistido nos semicondutores à base de silício, os conversores de eletrónica de potência estão limitados na sua performance pela temperatura e pela frequência de comutação à qual se operam os semicondutores, pois maiores frequências implicam maiores perdas de comutação, além disso as sobretensões a que estes dispositivos estão sujeitos também limitam a sua utilização em aplicações mais exigentes ainda.

Há no entanto boas perspectivas a curto prazo no sentido de transpor as barreiras tecnológicas oferecidas pelos semicondutores baseados em silício. Tal oportunidade será dada por um material que está a revolucionar a tecnologia de semicondutores, o carbeto de silício-*SiC*¹¹.

Esta tecnologia é recente e portanto precisa de amadurecer, para melhorar a eficiência da mesma, e para baixar custos. Os componentes de eletrónica de potência de *SiC* atuais estão já a ultrapassar os seus predecessores de Silício, com capacidade de bloquear tensões com maior amplitude, capazes de temperaturas de funcionamento mais elevadas, e maiores velocidades de comutação. Com estas características, consegue-se reduzir bastante o peso e volume de um conversor de eletrónica de potência, ou aumentar a frequência de comutação para reduzir o tamanho de filtros de harmónicos, ou para reduzir o ruído acústico típico do uso de frequências

¹¹ Em Língua Inglesa, *Silicon Carbide*. [13]

de comutação mais baixas até [7] [13], tudo isto mantendo ou mesmo melhorando o rendimento de tais conversores.

A título de comparação entre as duas tecnologias, alguns novos módulos de *SiC* podem operar a temperaturas (de junção) de 250°C, uma temperatura notável comparada com a encontrada nos módulos de Silício de última geração, no máximo 150°C (2013) [13].

Em [13], dispositivos com as mesmas características de tensão e corrente de ambas as tecnologias foram testadas nas mesmas condições, e foram encontrados valores de perdas por comutação 10 vezes inferiores com semicondutores de *SiC*.

1.3.Distorção harmónica

A utilização destes dispositivos de eletrónica de potência tem no entanto duas desvantagens: o aumento do preço do sistema e a introdução de distorção harmónica na rede.

Há várias formas de medir ou quantificar o conteúdo harmónico de uma grandeza, neste documento considere-se distorção harmónica como o rácio entre o valor eficaz ou rms (*rms-root mean squared*) de todo o conteúdo harmónico e o valor eficaz total da onda (componente fundamental e conteúdo harmónico), como calculado pela expressão (eq.15):

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_{h\text{rms}}^2}}{V_{\text{rms}}} \times 100\% \quad (15)$$

O conteúdo harmónico é gerado por cargas não lineares sobretudo na(s) onda(s) de corrente elétrica que, ao percorrer a impedância da rede causa distorção também na(s) onda(s) de tensão. Este conteúdo é nocivo para alguns equipamentos e deve ser cuidadosamente mantido abaixo de valores limite estabelecidos por lei para os vários tipos de instalação elétrica.

Na presença de uma onda de corrente distorcida, outra consequência é a redução do fator de potência (eq.17), pois o valor eficaz total da grandeza distorcida vai aumentar, (ver eq.16).

$$I_{\text{rms}} \triangleq \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_{h\text{rms}}^2} > I_{1\text{rms}} \quad (16)$$

$$FP_{\text{total}} = \frac{P}{V_{1\text{rms}} \cdot I_{\text{rms}}} \quad (17)$$

Onde h é a ordem do harmónico.

Para mitigar os efeitos nocivos dos harmónicos utilizam-se filtros passivos ou ativos, os primeiros são baseados em elementos lineares-resistências, bobinas e condensadores, e o seu funcionamento assenta na variação frequência de ressonância do filtro para remover determinados harmónicos, enquanto que os segundos (mais caros e complexos) e baseiam-se em conversores que geram eles próprios um conteúdo harmónico para eliminar o presente na rede.

Capítulo 2

Objetivos

O primeiro objetivo desta dissertação é tentar identificar o transitório de corrente de arranque do MIT acerca do qual serão propostas duas causas, sustentadas pela teoria subjacente.

Posteriormente será apresentado o motor de fluxo axial/oblíquo a ser testado, que emprega uma geometria inédita que permite maior rendimento e menor custo pelo uso de ímanes permanentes de ferrite.

2.1. Inrush current

Como já foi referido anteriormente, a corrente de arranque do MIT é bastante superior à nominal. Esta corrente (valor eficaz) é também designada de LRC (*Locked Rotor Current*), na literatura Anglo-saxónica, porque é de facto a corrente que o motor absorve durante os primeiros instantes, permanecendo próxima deste valor até perto da velocidade de funcionamento.

Há no entanto outra componente da corrente de arranque que é frequentemente esquecida: o transitório de arranque. Trata-se de um transitório de corrente com duração de cerca de meio ciclo elétrico (20ms) a partir do momento do fecho do contactor [1] [14].

Apesar da proliferação de conversores de frequência na alimentação de motores de indução, subsistem situações em que tal investimento não se justifica dadas as características do processo. É portanto importante ter em consideração a corrente de arranque aquando do projeto das proteções elétricas da instalação para evitar o disparo indesejado das mesmas, visto que a LRC é várias vezes a corrente nominal e pode suplantam a zona de disparo térmico de alguns disjuntores. É também importante ter em conta o transitório de arranque, apesar da sua rapidez pode exceder também a característica de disparo na zona magnética em disjuntores capazes de reagir em menos de um ciclo elétrico.

A existência deste transitório depende de vários fatores: o ângulo da onda de tensão no momento do fecho do contactor, o quão simultâneo é de facto o fecho das três fases do contactor, o fator de potência da instalação [14] [15] [16]. Como se verá, tem grande influência o valor instantâneo da tensão no momento do arranque, dado que a probabilidade de este valor ser igual ao que

maximiza este efeito numa das três fases é ainda superior , podendo causar nefastos efeitos em processos industriais, por exemplo.

Como este efeito é exacerbado pela melhoria da eficiência energética dos motores, com os motores da classe energética IE4 do IEC-(*International Electrothechnical Comission*) já disponíveis e com a inevitável chegada dos motores da classe IE5, faz todo o sentido revisitar este tema, pois é de importância crescente. Caso um motor seja substituído por outro mais eficiente convém reavaliar as características das proteções a montante para evitar disparos indesejáveis.

2.1.1. Efeito do ângulo da tensão em t=0

Relembrando o esquema equivalente simplificado do motor de indução no arranque (Figura 4), constata-se facilmente que se trata de um circuito RL série, pelo que a sua resposta pode ser analisada pelas leis clássicas dos circuitos elétricos.

Para o circuito genérico da Figura 5, supondo $u(t) = \hat{U} \cdot \text{sen}(\omega t + \alpha)$ [V], tem-se a seguinte equação [3]:

$$u(t) = Ri + L \frac{di(t)}{dt} \quad [V] \quad (18)$$

Resolvendo, a solução é

$$i(t) = \frac{\hat{U}}{|Z|} \cdot \left(\text{sen}(\omega t + \alpha - \varphi) - \text{sen}(\alpha - \varphi) \cdot e^{-\frac{R}{L}t} \right) \quad [A] \quad (19)$$

Com $|Z| = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$ – módulo da impedância; e $\varphi = \arctan(\omega L/R)$ – ângulo do fator de potência.

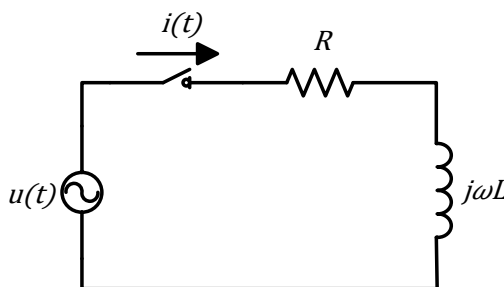


Figura 5: Circuito RL genérico para análise do transitório de arranque.

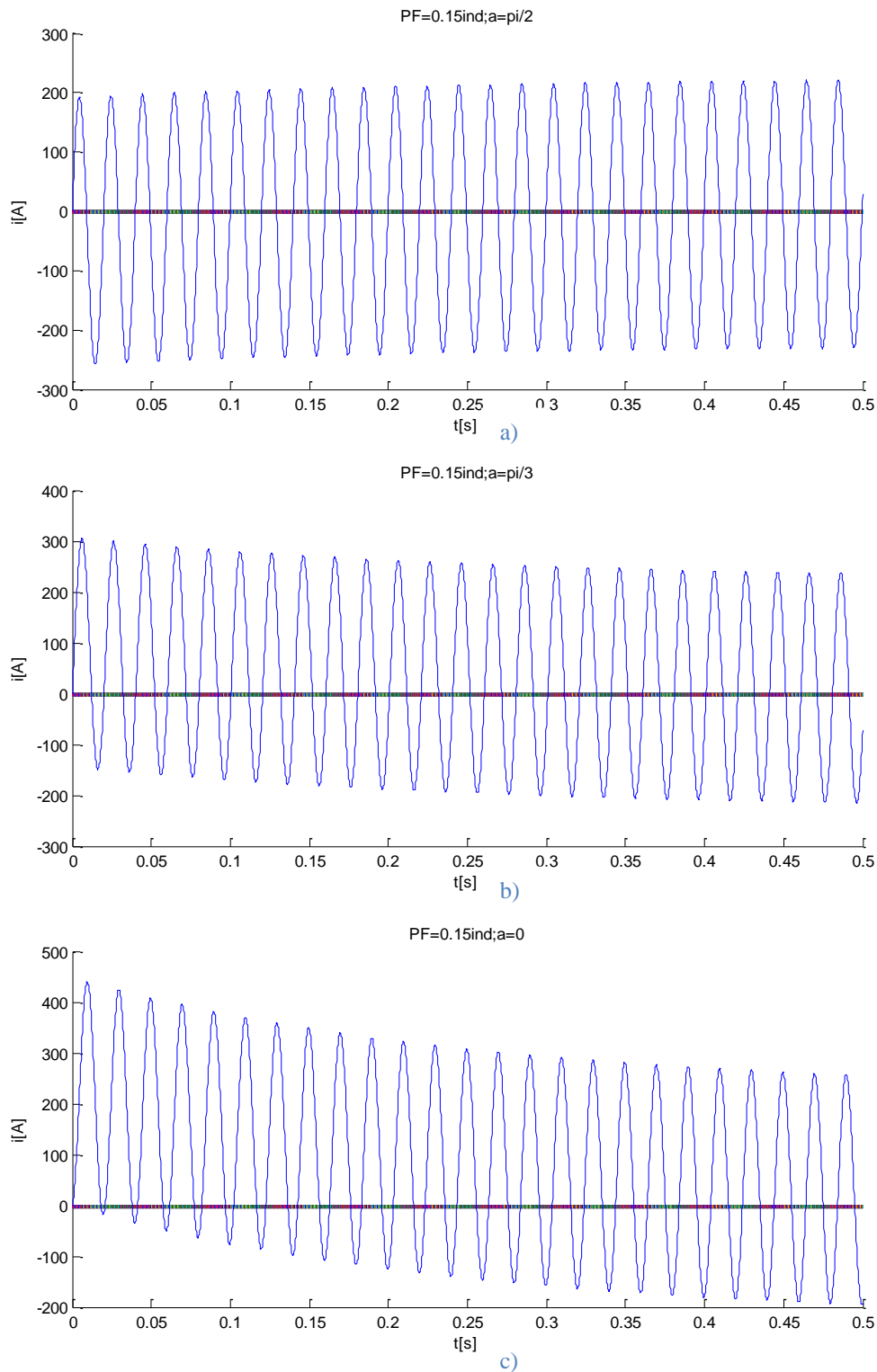


Figura 6: Comportamento da corrente num circuito RL com fator de potência 0.15 para vários ângulos da onda de tensão no momento do fecho do interruptor: [a indica o valor de α .]: a) $\alpha = \frac{\pi}{2}$; b) $\alpha = \frac{\pi}{3}$; c) $\alpha = 0$.

Da equação (eq.19), pode ver-se que a resposta da corrente vai depender não apenas das características do circuito, mas também do ângulo da onda de tensão que o alimenta no momento $t = 0$, ou seja quando o interruptor é ligado. Denota-se o aparecimento de um termo exponencial decrescente (DC), para além da resposta natural em regime permanente, este termo. Este efeito

encontra expressão máxima para $\alpha - \varphi = -\frac{\pi}{2}$ (eq.19); como na situação de arranque o fator de potência é baixo ($\varphi \rightarrow \frac{\pi}{2}$), de imediato se depreende que o termo DC (exponencial decrescente) tem maior amplitude inicial para valores de $u(t)$ próximos de zero aquando do fecho do interruptor. Na Figura 6 pode observar-se este comportamento da corrente no circuito RL genérico da Figura 5.

Visto que cada fase o motor de indução se comporta de forma comparável à do circuito da Figura 5 durante os primeiros instantes de funcionamento, é de esperar que satisfeitas estas condições se observe algo de semelhante no comportamento da corrente de arranque do MIT.

Também a simultaneidade ou não do fecho das três fases do contactor tem influência, no entanto se a máquina for equilibrada pode fazer-se a análise por fase.

2.1.2. Efeito da duplicação do fluxo máximo

No capítulo 1 (em 1.1.1), introduziu-se o conceito de indutância como sendo a constante de proporcionalidade entre o fluxo encadeado e a corrente elétrica que lhe dá origem. Para um dado material ferromagnético esta relação não é linear, sendo que estes materiais têm permeabilidade magnética ($\mu_0\mu_r$) variável com a intensidade de campo magnético a que estão sujeitos (ver eq.4). Este fenómeno de não linearidade deve-se à saturação magnética do núcleo ferromagnético, pois a dada altura é necessário um grande aumento da corrente (e portanto da intensidade de campo magnético) para produzir um pequeno aumento na densidade de fluxo no material, além disso, a relação entre B e H depende da magnetização anterior do material, ou seja do seu “passado magnético” [2]. A representação gráfica onde se pode visualizar esta relação é chamada curva de histerese, e está representada na Figura 7.

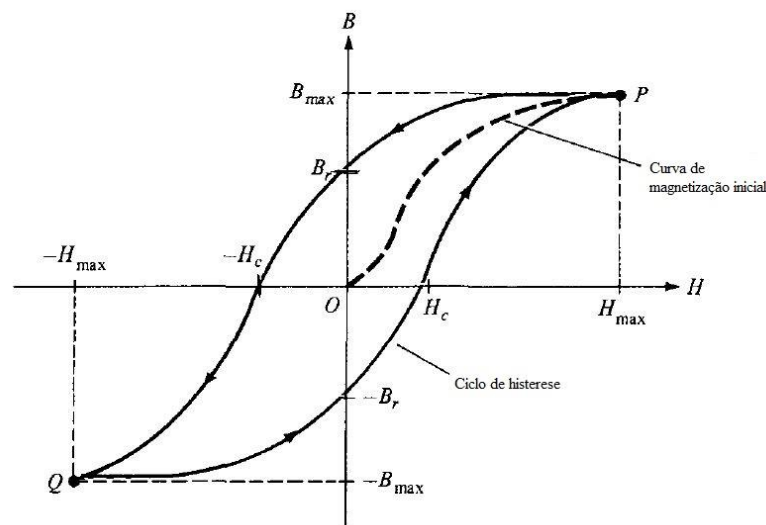


Figura 7: Curva de histerese de um material ferromagnético. B_r -Indução remanescente; H_c - Campo coercivo.

Sem perda de generalidade pode-se considerar $B \propto \phi$, e $H \propto I$, pelo que a curva $\phi(I)$ terá a mesma forma que a da Figura 7.

Novamente revisitando o esquema ilustrado na Figura 4: Esquema simplificado da máquina de indução no momento do arranque.) e lembrando a lei de Faraday (eq.8), o fluxo magnético na indutância ($L_{ls} + L'_{lr}$) é dado por:

$$\phi_{l1}(t) = \frac{1}{k} \int_0^t u(t) dt \quad [Wb] \quad (20)$$

Com k igual a uma constante (se se tratasse do fluxo encadeado, esta constante seria o número de espiras da bobina [2] [4]).

Desprezando a resistência R_1 e tomando $u(t) = \hat{U} \cdot \text{sen}(\omega t + \alpha)$ [V], a equação (eq.20) resulta em:

$$\phi_{l1}(t) = \frac{\hat{U}}{k\omega} \cdot (\cos(\alpha) - \cos(\omega t + \alpha)) + \phi_{l1}(0) [Wb] \quad (21)$$

Com $\phi_{l1}(0)$ igual ao valor do fluxo remanescente presente antes do momento do “arranque”.

Analisando a equação (21), observa-se que para $\alpha = 0$ se pode obter um fluxo máximo igual à soma do dobro da amplitude da onda expressa pela equação (21) com o eventual fluxo remanescente. Este facto obriga a que seja absorvida uma corrente elétrica superior, para cumprir tal nível de indução magnética [15], o que pode ser observado mais claramente na Figura 8.

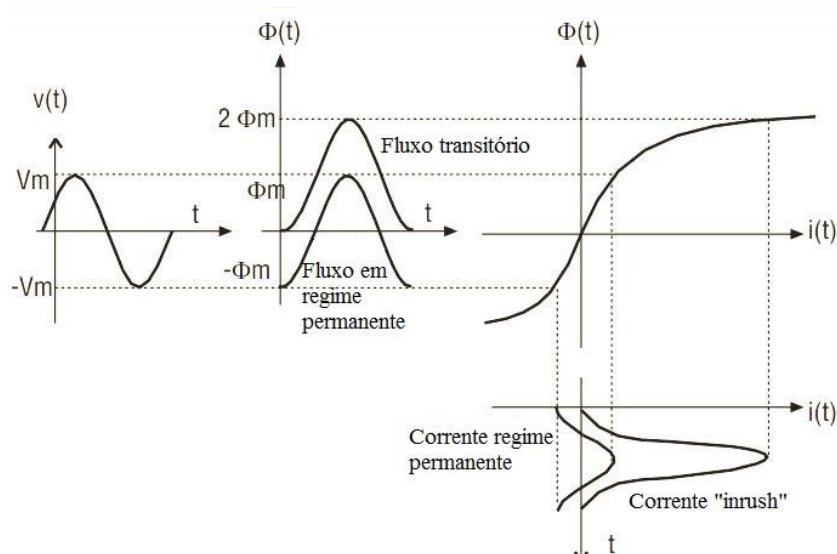


Figura 8: Efeito da duplicação do fluxo e da saturação magnética na obtenção do transitório da corrente [14].

Na Figura 8, o fluxo remanescente é nulo, enquanto que na Figura 9 é não-nulo. Note-se que as indutâncias na Figura 4 são indutâncias de fugas, pelo que a curva de magnetização associada será na prática um pouco mais linear que aquelas das Figura 8 e Figura 9, não obstante, o efeito mantém-se principalmente no caso da presença de alguma indução remanescente no momento da

alimentação do circuito. Além disso, o facto de ter sido desprezada a resistência R_1 , apenas afeta esta corrente na magnitude e não na forma.

É imediata a aplicação desta dedução ao caso do arranque do MIT, pelo que também por este efeito é possível explicar o aparecimento do transitório na corrente de arranque¹².

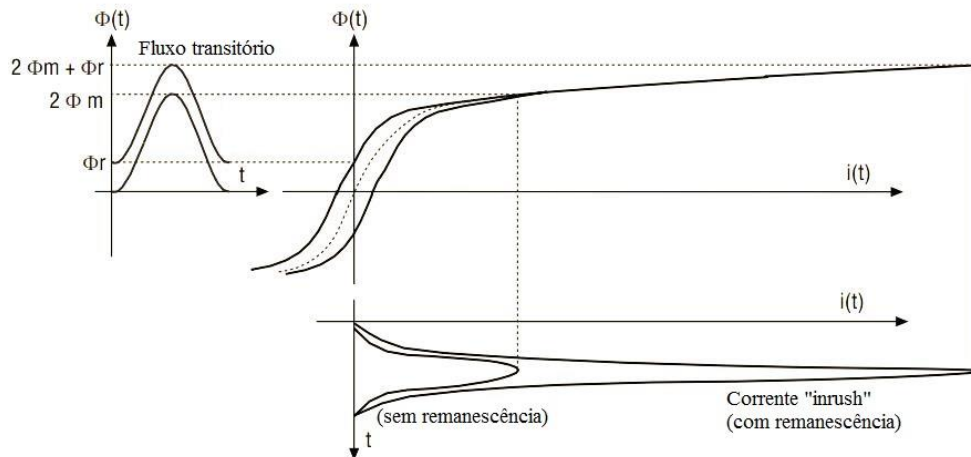


Figura 9: Efeito da duplicação do fluxo máximo, com fluxo remanescente. [15]

2.2. Ensaio do PMSM de fluxo axial

Nas últimas décadas surgiram vários tipos de motores elétricos, p.ex. motores de relutância, motores piezoelétricos, motores de fluxo transversal, motores lineares de ímanes permanentes, etc. Encontram-se em desenvolvimento máquinas síncronas com sistemas de excitação de materiais supercondutores (SC), tendo sido já construídos alguns exemplares, com resultados francamente animadores [7] [17] [18].

Por não terem qualquer tipo de enrolamento no rotor, esperam-se grandes melhorias na eficiência energética por parte dos motores de ímanes permanentes (síncronos ou BLDCs), de relutância (síncronos ou comutados).

Relativamente aos motores de ímanes permanentes, o mais assinalável inconveniente é o preço, consequência da introdução de ímanes de terras raras, como o Neodímio e o Disprósio cujo preço tem vindo a aumentar ao longo dos últimos anos, visto que o monopólio da produção destes materiais está praticamente circunscrito à China. De acordo com estatísticas [19], 97% da produção de terras raras é feita na China, sendo também o país que mais recursos geológicos deste tipo possui no planeta [19] [20]. Assim, a tendência é para abandonar estes materiais, pois deixará de ser economicamente viável desenvolver motores com ímanes de terras raras. A alternativa passará por retomar o uso dos ímanes de ferrite; a desvantagem é que os ímanes

¹² Esta é uma aproximação grosseira, visto a análise em questão ser extremamente complexa, no entanto como primeira análise é válida e as suas conclusões permitem ter um melhor conhecimento sobre esta matéria.

permanentes de ferrite permitem densidades de energia 10 vezes inferiores aos de terras raras [21], portanto terá que se verificar grande investimento em investigação e desenvolvimento para otimizar o funcionamento de motores com ímanes permanentes de ferrite, com vista à possibilidade de alcançar motores com densidade de potência comparáveis (ferrite vs. terras raras). À luz desta necessidade de otimização, surgiram os motores de fluxo axial.

Por oposição à geometria clássica e mais difundida de motores elétricos, a geometria com fluxo radial, no fluxo axial a disposição dos enrolamentos, do rotor e estator é tal que permite que o fluxo no entreferro seja na direção do veio da máquina. Esta geometria permite a construção de máquinas mais compactas e com maior densidade de potência [7].

Com base nesta melhoria a empresa americana NovaTorque desenvolveu um motor que usa ímanes permanentes de ferrite, com uma geometria de fluxo oblíquo¹³, e enrolamentos radiais concentrados no estator.

Trata-se de um PMSM (*Permanent Magnet Synchronous Motor*) com enrolamentos concentrados, o que gera alguma confusão visto que é por vezes na bibliografia designado de BLDC (*Brushless Direct Current Motor*) e apesar de este motor ser obrigatoriamente alimentado por um conversor compatível¹⁴, é alimentado com correntes sinusoidais e não trapezoidais ou retangulares, como é característico dos BLDCs [7] [22] [23].

O arranjo dos vários componentes pode ver-se na Figura 10.

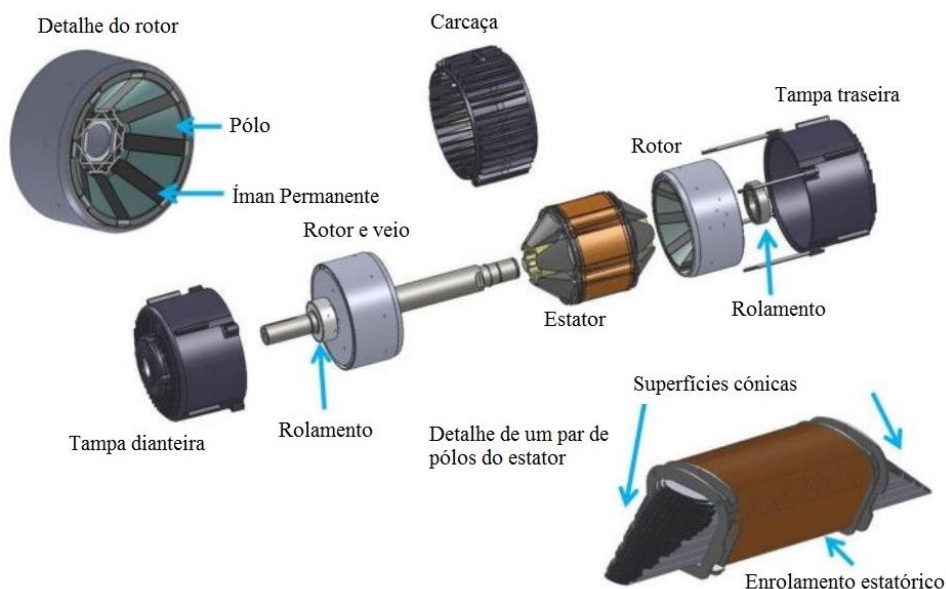


Figura 10: Esquema dos elementos construtivos do motor em estudo [31].

¹³ Este motor é referenciado em algumas fontes como sendo de fluxo axial, enquanto que noutras é referenciado como de fluxo oblíquo.

¹⁴ Este motor não contém sensores de efeito de hall, nem sensores de posição para detetar a posição do rotor, é portanto “*sensorless*”.

Dado que são usados ímanes permanentes de ferrite¹⁵ é de extrema importância concentrar ao máximo o fluxo criado pelos mesmos, o que é conseguido ao usar o entreferro com forma cônica, e uma geometria IPM (*Interior Permanent Magnet*) no rotor, com pólos com maior área superficial (axial) do que os próprios ímanes, como ilustrado nas Figura 11 e Figura 12. Os IPMSMs têm a particularidade de apresentarem saliências no rotor, pelo que para além do binário criado pelos campos magnéticos ter-se-há também algum binário de relutância.

Ao usar-se um entreferro cônico, aumenta-se a área das faces polares dos núcleos ferromagnéticos em torno dos quais estão envolvidos os enrolamentos, na Figura 11, pode facilmente observar-se este efeito, A_{CS} (área da secção do núcleo ferromagnético) é claramente menor do que A_{SP} (área efetiva da face polar), o que constitui uma forma de concentração de fluxo na mesma proporção da razão entre as áreas .

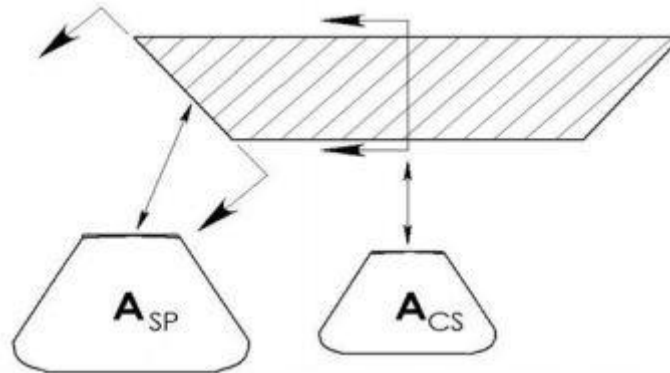


Figura 11: Concentração de fluxo no estator.

No rotor é conseguida concentração do fluxo através da colocação dos ímanes permanentes radialmente dispostos com os seus pólos magnéticos perpendicularmente ao plano do veio, e orientados alternadamente, por forma a que dois ímanes consecutivos tenham os seus pólos norte apontados um para o outro, desta forma o espaçador (designado “pólo” na Figura 10 e peça do meio na Figura 12) sendo de material ferromagnético com alta permeabilidade, orienta o fluxo dos dois ímanes consecutivos para o entreferro.

¹⁵ A indução remanescente dos ímanes de ferrite $B_r \approx 3800 \text{ Gauss}$ enquanto que nos de terras raras $B_r \approx 10000 \text{ Gauss}$. [20]

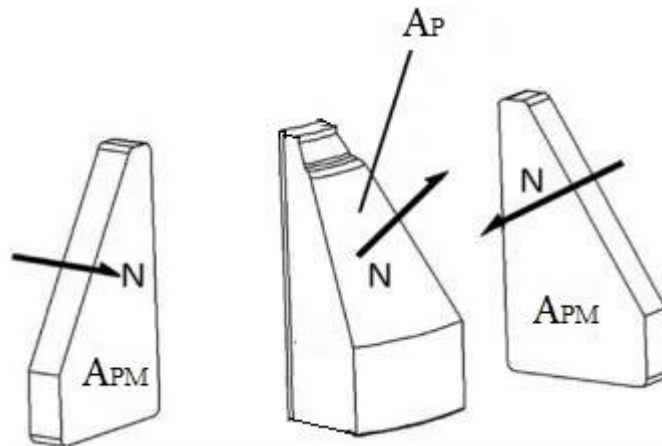


Figura 12: Concentração de fluxo no rotor. As setas indicam a orientação do pólo “norte” magnético dos ímãs permanentes e da peça polar/espçador ferromagnético.

Além da concentração de fluxo, esta geometria favorece também a dissipação da energia perdida na forma de calor, sendo encaminhado para o exterior de forma muito eficiente. Repare-se que este motor não tem as incômodas testas que, aumentam o volume dos motores não contribuindo para a produção de binário (eq.9); os enrolamentos estátóricos estão concentrados envolvendo os núcleos ferromagnéticos, tendo forma praticamente circular e não retangular como na geometria tradicional. Grande parte do enrolamento está perto da superfície do estator, reforçando a eficiência de arrefecimento, que é feito de forma passiva em alhetas na carcaça, eliminando outra fonte de perdas nos motores elétricos, os ventiladores frequentemente montados no veio.

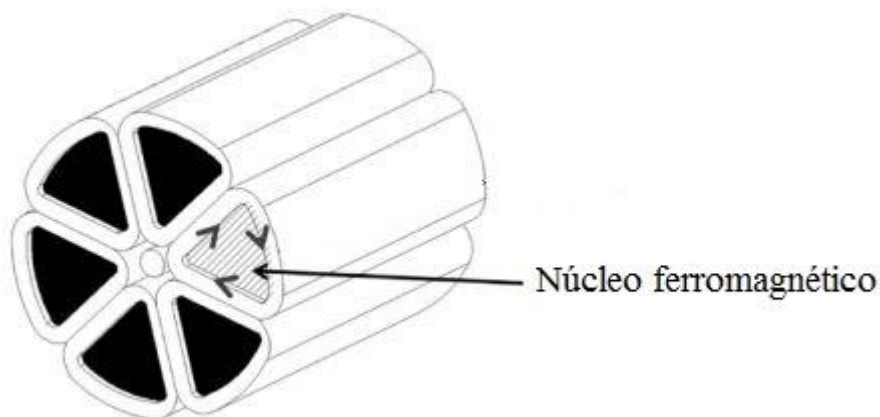


Figura 13: Esquema do estator, evidenciando o percurso da corrente elétrica.

A estrutura do estator é como representada na Figura 13, composta por seis bobinas, duas por fase, que criam o campo girante no entreferro. Esta configuração permite que cada bobina produza não um só pólo mas dois.

Outra característica deste motor é a ausência de ventilação forçada, que quando disponível constitui mais uma fonte de perdas, as perdas de ventilação, que totalizam cerca de 5% das perdas totais num motor [24].

Constitui o segundo objetivo desta dissertação testar este motor, verificando se esta configuração cumpre o que se pretende de um motor deste género.

Pretende-se medir o rendimento que o motor apresenta a vários níveis de carga. Visto que o motor tem que ser alimentado por um conversor de frequência, pretende também encontrar-se o rendimento do mesmo, sendo assim possível obter o rendimento do sistema como um todo.

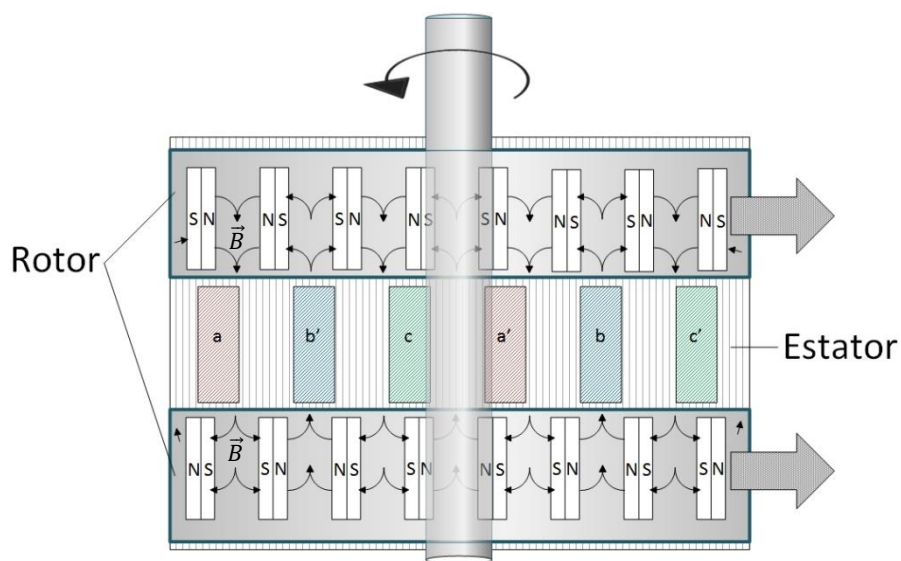


Figura 14: Esquema estrutural do IPMSM que se pretende ensaiar.

Na Figura 14, pode observar-se uma idealização esquemática do funcionamento desta máquina, sendo possível identificar os ímãs permanentes de ferrite e respetivas linhas de fluxo magnético. São visíveis também os enrolamentos estatóricos, que vão criar o campo girante no entreferro.

Este motor tem uma potência nominal de saída de **2,2kW**, frequência de alimentação nominal de 133Hz e do ponto de vista elétrico tem um número de pares de pólos igual a 4, pelo que a sua velocidade de sincronismo (eq.13) é dada por: $n_s = \frac{60 \cdot f}{p} = \frac{60 \cdot 133}{4} = \mathbf{1995 \text{ rpm}} = \frac{1995}{60} \cdot 2\pi = \mathbf{209,9159 \text{ rad/s}}$.

Relembrando a equação (12), o binário nominal deste motor pode ser calculado por:

$$\tau = \frac{P}{\Omega_m} = \frac{2,2kW}{209,9159rad/s} = \mathbf{10,53N.m}$$

Capítulo 3

Métodos

Os trabalhos foram realizados no laboratório de robótica e produção automática do ISR-Instituto de Sistemas e Robótica, no Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores.

Neste laboratório existem duas bancadas de ensaios de motores elétricos, a bancada 1 e a bancada 2 (Figura 16 e Figura 15), respetivamente. Os ensaios de deteção do transitório de arranque foram realizados na bancada 1, enquanto que os ensaios ao PMSM tomaram lugar na bancada 2.

A bancada 1 é composta por uma máquina de indução de 15kW ligada à rede através de um conversor de frequência com capacidade de regeneração de energia, no qual está implementada uma estratégia de controlo DTC-*Direct Torque Control*, para mais precisamente controlar o binário de carga a ser imposto ao motor em teste. Esta bancada possui também a capacidade de realizar ensaios em sobretensão, subtensão e com desequilíbrios na amplitude das ondas de tensão. A bancada 2 está equipada com um dinamómetro de histerese preparado para dissipar até 6kW, com um binário nominal de 28 N.m. Este dinamómetro é arrefecido por um ventilador com dois motores de indução monofásicos ligados diretamente à rede.

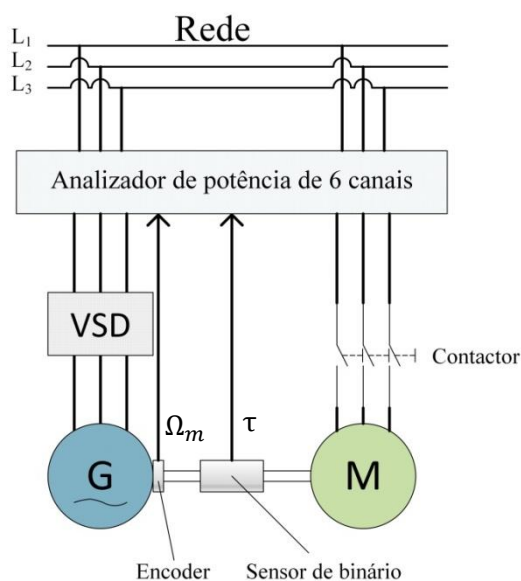


Figura 16: Esquema ilustrativo da Bancada 1.

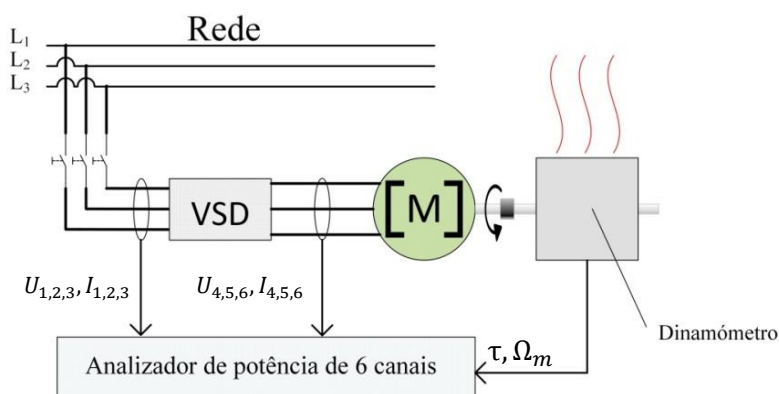


Figura 15: Esquema ilustrativo da Bancada 2.

3.1. Corrente inrush

3.1.1. Equipamentos utilizados

A realização destes ensaios foi levada a cabo em quatro MITs tetrapolares com rotor em gaiola de esquilo de 7,5kW da fabricante WEG, um por cada classe de eficiência energética: IE1, IE2, IE3 e IE4.

Como se percebe, não foi utilizado para estes ensaios o *layout* da Figura 16, tendo sido dispensado o analisador de potência e utilizado um sistema de aquisição de dados através de pinças amperimétricas e pontas diferenciais de tensão.

Na Tabela 1 consta a lista dos equipamentos utilizados na realização destes ensaios. Na Figura 17, podem observar-se as chapas de características das máquinas de indução testadas¹⁶.

Tabela 1: Lista de equipamentos usados para a realização dos ensaios do transitório da corrente de arranque.

Equipamento		Características principais
Máquina de indução IE1	WEG	400V/ 14,8A/7,5kW/1455rpm
Máquina de indução IE2	WEG	400V/14,1A/7,5kW/1455rpm
Máquina de indução IE3	WEG	400V/13,9A/7,5kW/1465rpm
Máquina de indução IE4	WEG	400V/14,4A/7,5kW/1470rpm
3 pinças amperimétricas	Tektronicx A622	$f_a \leq 100\text{kHz}$
3 pontas de tensão diferenciais	Tektronix P5200A	$f_a \leq 50\text{MHz} / \hat{V}_{max}=1200\text{V}$
Bloqueador de veio		
Computador de secretária com placa de aquisição de dados	National Instruments PCI-Mio	
Placa de terminais	National Instruments CB-68LP	68 terminais / ligação a placa de aquisição (68 pinos)
Software de aquisição	National Instruments Signal Express 2013	
Macaco hidráulico		1000Kg / altura ao chão $\leq 1,50\text{m}$
Multímetro	Fluke	
Termómetro por infra-vermelhos	Fluke	

¹⁶ Nota: Na chapa de características da máquina IE4, não constam dados para alimentação a 380 V, no entanto testou-se a máquina à carga nominal e à estabilidade térmica e registou-se a corrente absorvida, que foi $I=14.8\text{ A}$.

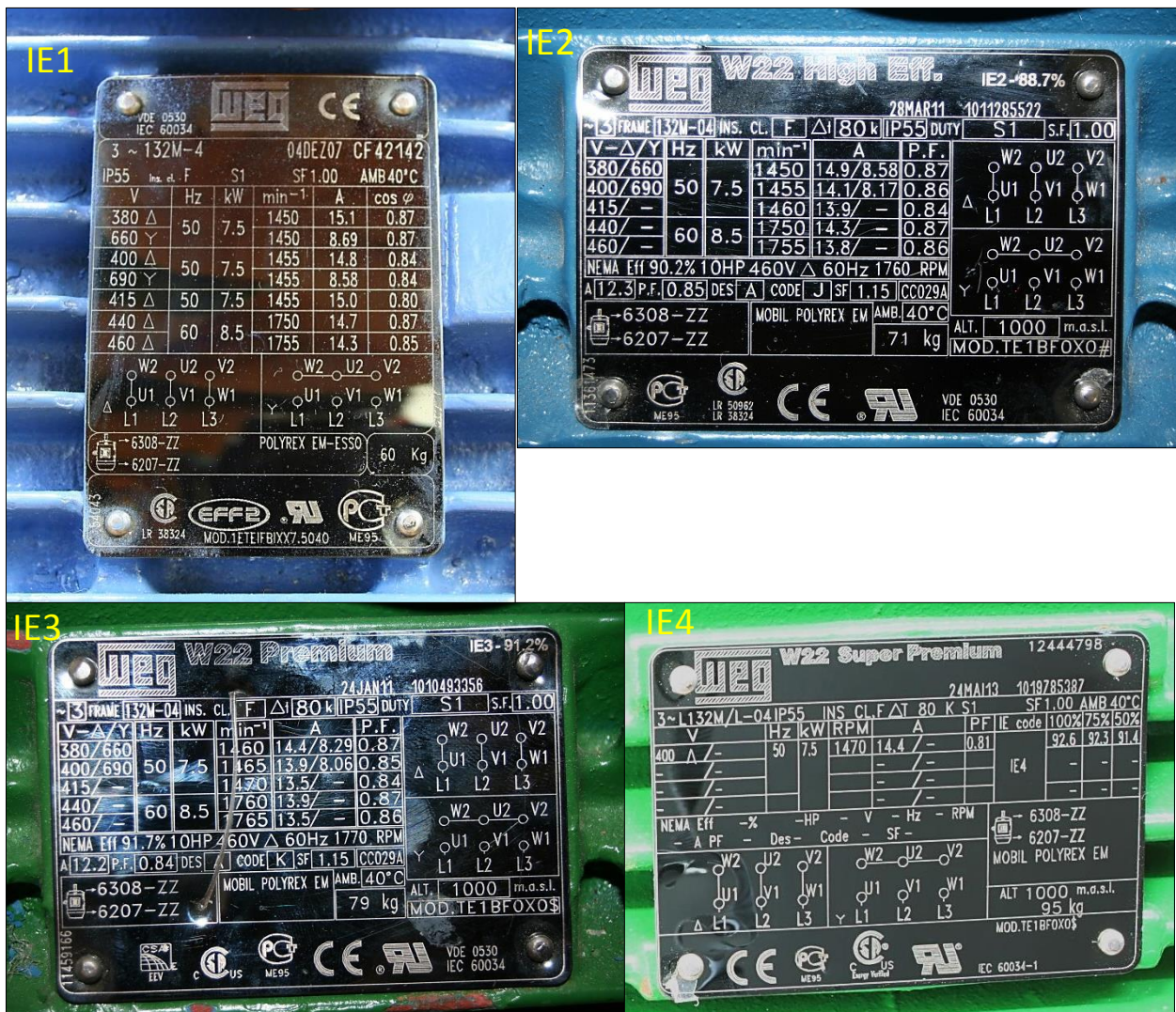


Figura 17: Chapas de características das máquinas de indução utilizadas nestes ensaios.

3.1.2. Procedimentos

Após o transporte de cada máquina no macaco hidráulico e respetiva fixação na estrutura da bancada, tomaram-se os seguintes passos:

- Ligação dos terminais da máquina em triângulo;
- Colocação das pinças amperimétricas e das pontas de prova diferenciais;
- Arranque da máquina em vazio para verificação do sentido de rotação (se no sentido inverso ao desejado, invertem-se duas fases e respetivas pinças/pontas de prova);
- Bloqueio do veio da máquina;
- Início da aquisição de dados;
- Fecho do contactor;
- Após cerca de dois segundos (2s), abertura do contactor;

- Fim da aquisição de dados;
- Extração dos dados e respetivo tratamento/análise.

Após cada ensaio tanto as máquinas como a estrutura da bancada sofrem forças intensas, além disso os enrolamentos estatóricos e as barras rotóricas são percorridos por intensidades de corrente eléctrica de grande magnitude ($> 100A$), motivos pelos quais foi considerado necessário verificar a integridade estrutural de toda a montagem e aguardar tempo suficiente para que a energia térmica no interior da máquina se dissipasse. Como a extração dos dados em bruto e respetivo tratamento é um processo algo moroso, o arrefecimento das máquinas naturalmente se processou durante este tempo (nunca menos de 20 minutos). A aquisição dos dados foi feita recorrendo ao software SignalExpress 2013, da National Instruments. Todas as grandezas foram adquiridas a uma frequência de amostragem de 41 kHz, pois a resolução temporal pretendida era grande. Os dados foram exportados para ficheiros *.csv*, e posteriormente processados.

Foram efetuados 20 ensaios por máquina e medidas as resistências dos enrolamentos estatóricos a frio e posteriormente a quente. Para a medição a quente, colocaram-se os motores em funcionamento à carga nominal até se atingir o equilíbrio térmico (gradiente de temperatura inferior a $2^{\circ}K/h$, segundo a norma 60034-2-3), e posteriormente feitas as leituras da resistência de cada enrolamento estatórico.

3.2. Ensaio do PMSM

Estes ensaios foram realizados como definido pela norma IEC 60034-2-1, que define três métodos de determinação da eficiência em máquinas síncronas:

- Método 2-1-2A: Medição direta da potência de entrada, e da potência de saída pelo uso de um dynamómetro ou de um torquímetro. Este método deve ser aplicado a todas as máquinas com tamanho de carcaça ou *Frame* menor ou igual a 180 mm;
- Método 2-1-2B: Segregação de perdas com ensaio à carga nominal e ensaio em curto-circuito para determinação das perdas adicionais. A ser aplicado para máquinas com *Frame* superior a 180 mm e potência nominal até 2MW;
- Método 2-1-2C: Segregação de perdas sem ensaio à plena carga e com ensaio em curto-circuito para determinação das perdas adicionais. Este método deve ser aplicado a todas as máquinas com potência superior a 2MW.

Será aplicado o método 2-1-2A, pois a máquina em estudo não possui sistema de excitação por enrolamento de campo, mas por ímanes permanentes. Na máquina síncrona tradicional é necessário obter também as perdas associadas ao enrolamento de excitação [25].

3.2.1. Equipamentos utilizados

Tabela 2: Lista de equipamentos utilizados na realização dos ensaios ao PMSM.

Equipamento		Características principais
PMSM fluxo axial/oblíquo	NovaTorque NTQPM-06-0320-ADP	420V/3,9A/2,2kW/1995rpm
Conversor de frequência	Yaskawa V1000	400V/2.2kW/out480V@0-400Hz
Analizador de potência	Yokogawa WT1800	6canais(tensão+corrente),max 1000V/50A Largura banda:5MHz
Dinamômetro de histerese	Magtrol HD-815-8NA	6000W/28N.m/12000rpm
2 fontes de alimentação de 2 canais	Topward 6302D	2x0-30Vdc
Medidor multiusos	ST-8820	Entrada para termopar tipo K
Termômetro de infra-vermelhos	Fluke	
Auscultadores de proteção de ruído	3M	
Régua de calibração	Magtrol	2x50cm, nível de água
Pesos		1Kg, 2Kg, 5Kg



Figura 18: Chapa de características do PMSM ensaiado.

3.2.2. Procedimentos

A norma 60034-2-1 impõe níveis mínimos de precisão da instrumentação a usar, pelo que se procedeu à calibração do dinamômetro, utilizando o material para tal destinado.

Depois da calibração a seguinte reta de medições foi obtida:

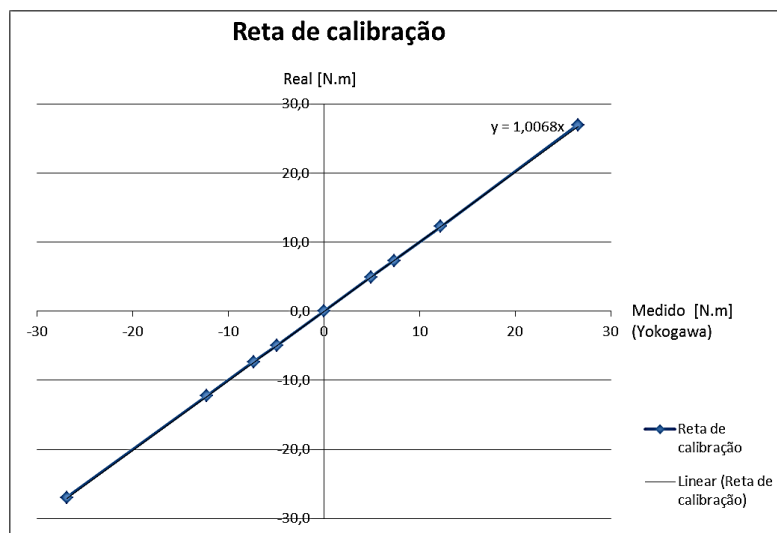


Figura 19: Reta de calibração do dinamómetro.

Como é visível na Figura 19, pela análise da reta ajustada aos dados, $y = 1,0068 \cdot x$, o erro associado com a medição do binário que irá ser imposto ao motor é sempre inferior a 1%.

A norma 60034-2-3 define que os ensaios devem ser realizados em condições tão próximas quanto possível das condições reais de funcionamento.

Relativamente às condições de temperatura ambiente, foi mantida nos 25°C, como definido nas normas. Também a temperatura dos enrolamentos é uma grandeza de extrema importância, pois a temperatura afeta dramaticamente a resistência elétrica dos mesmos. Na norma acima referida define-se que os ensaios devem ser realizados à estabilidade térmica; para tal, a norma define que o gradiente de temperatura da máquina deve ser no máximo 2 °K por hora.

O motor a ensaiar possui um termopar do tipo K alojado na parte interna do estator, pelo que foi possível medir a temperatura do motor com precisão.

Depois da instalação do motor na base da bancada 2, respetivo acoplamento com o dinamómetro e alinhamento, procedeu-se à instalação de todas as ligações elétricas de alimentação do motor e de variador eletrónico.

A documentação técnica do motor recomenda uma lista de variadores/conversores compatíveis, da qual nestes ensaios foi utilizado o Yaskawa V1000 de 2.2kW.

Este conversor possibilita o uso de três estratégias de controlo:

- a) Controlo escalar, ou controlo V/f;
- b) Controlo vetorial em malha aberta;
- c) Controlo vetorial em malha aberta para motores de ímanes permanentes.

Como o comissionamento deste variador não é exequível em motores de ímanes permanentes (informação presente no manual do variador, ver anexo B), parametrizou-se o variador com as características do motor.

O ensaio foi feito seguindo os seguintes passos:

- Alimentação de todo o sistema, incluindo a ventilação do dinamómetro;
- Arranque do motor sem carga (além da inércia do rotor e do dinamómetro);
- Progressivo aumento do binário de carga aplicado ao motor até atingir o binário nominal, por forma a não aquecer com grande rapidez os constituintes do dinamómetro;
- Medição e registo dos valores de temperatura, até o motor se encontrar na estabilidade térmica;
- Recolha dos dados do analisador de potência Yokogawa;
- Ajuste do binário de carga para um novo valor (foram retirados valores nos 12,5%, 25%, 50%, 75%, 100% e 112,5% do binário nominal);
- Novo registo e vigilância da temperatura até nova estabilidade térmica;
- Recolha de dados (os três últimos procedimentos foram repetidos até todos os pontos de binário propostos estarem registados);
- Fim do ensaio;
- Análise dos dados.

Este protocolo foi repetido para vários valores de velocidade, nomeadamente 25%, 50%, 75% e 100% da velocidade nominal.

O ensaio de cada velocidade foi realizada em dias diferentes, dada a duração do ensaio. A estabilidade térmica demorou cerca de 6 a 7 horas a ser alcançada, desde o arranque do motor, como se pode ver na Figura 20.

Os dados recolhidos foram convenientemente acondicionados em folhas de cálculo e processados, para extração da informação pretendida.

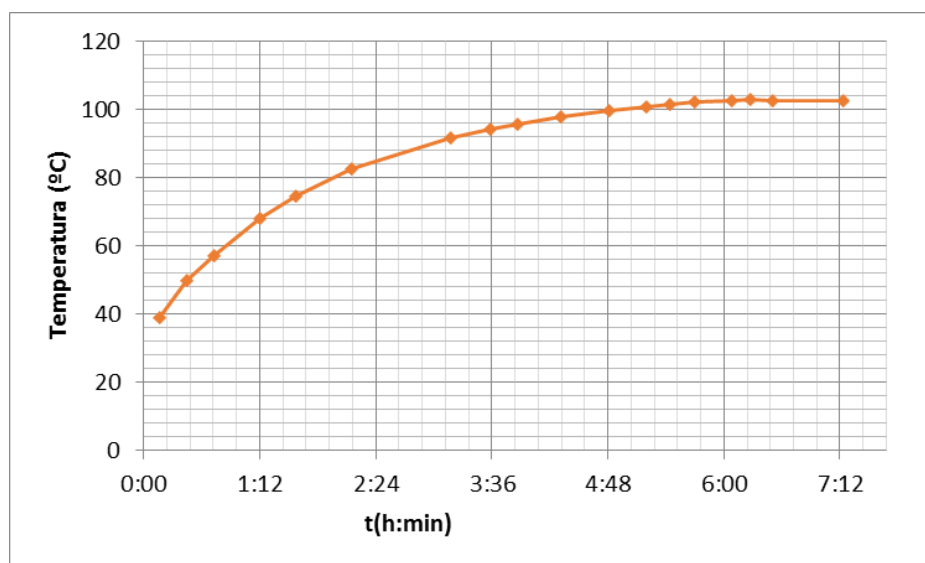


Figura 20: Evolução típica da temperatura do motor, obtida para 100% da velocidade.

Capítulo 4

Resultados e discussão

4.1. Transitório de arranque

Relativamente às medições das resistências dos enrolamentos estatóricos dos MITs, os resultados obtidos constam na Tabela 3.

Tabela 3: Resultados da medição dos valores das resistências elétricas dos enrolamentos estatóricos das máquinas de indução, a frio e a quente.

	IE1		IE2		IE3		IE4	
	Frio	Quente	Frio	Quente	Frio	Quente	Frio	Quente
Temp. Carcaça (°C)	21,30	73,40	21,40	69,00	21,20	57,80	21,60	53,60
Temp. Ambiente (°C)	21,30	24,30	21,40	24,20	21,20	22,80	21,60	22,40
$R_{AB}[\Omega]$	2,10	2,70	2,00	2,70	1,50	2,00	1,10	1,50
$R_{AC}[\Omega]$	2,10	2,60	2,00	2,70	1,40	1,90	1,10	1,50
$R_{BC}[\Omega]$	2,20	2,70	2,10	2,80	1,40	1,90	1,10	1,50

Na Tabela 3 observa-se claramente o esperado, ou seja o aumento da resistência elétrica com o aumento da temperatura. Além disso pode ver-se a tendência que nos motores progressivamente mais eficientes, a resistência dos enrolamentos estatóricos vai sendo menor, para desta forma reduzir as perdas no cobre. Esta tendência é facilmente visível no gráfico da Figura 21.

Relativamente aos ensaios com o rotor travado¹⁷, como dito anteriormente, foram realizados 20 ensaios por máquina, tendo sido obtidos os resultados presentes nas Figura 22, Figura 23, Figura 24 e Figura 25.

Dada a quantidade de dados envolvida, o tratamento dos mesmos revelou-se um processo algo lento, pois dez segundos de dados a 41 kHz, traduzem-se em 410 000 pontos, por cada grandeza e por fase, pelo que no total manipularam-se cerca de $410000 \times 3 \times 2 = 2,46 \cdot 10^6$ pontos de dados por ensaio.

¹⁷ Estes ensaios não devem ser confundidos com os ensaios em curto-circuito ou ensaios de rotor bloqueado, nos quais se bloqueia o rotor e se aumenta a tensão de alimentação até a máquina absorver a corrente nominal. Estes ensaios são uma tentativa de arranque com o rotor bloqueado e com a tensão nominal, ou seja os 400V da rede.

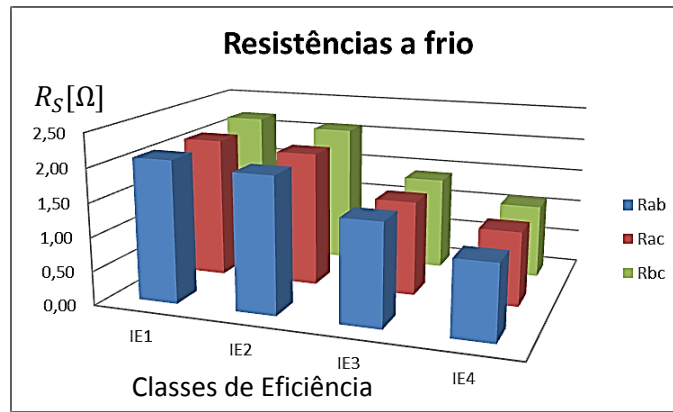


Figura 21: Gráfico das resistências a frio dos enrolamentos estáticos das máquinas de indução das várias classes energéticas.

Apenas se ilustra o caso mais evidente de cada máquina, pelo que se deve considerar que todos os outros ensaios apresentam resultados menos evidentes.

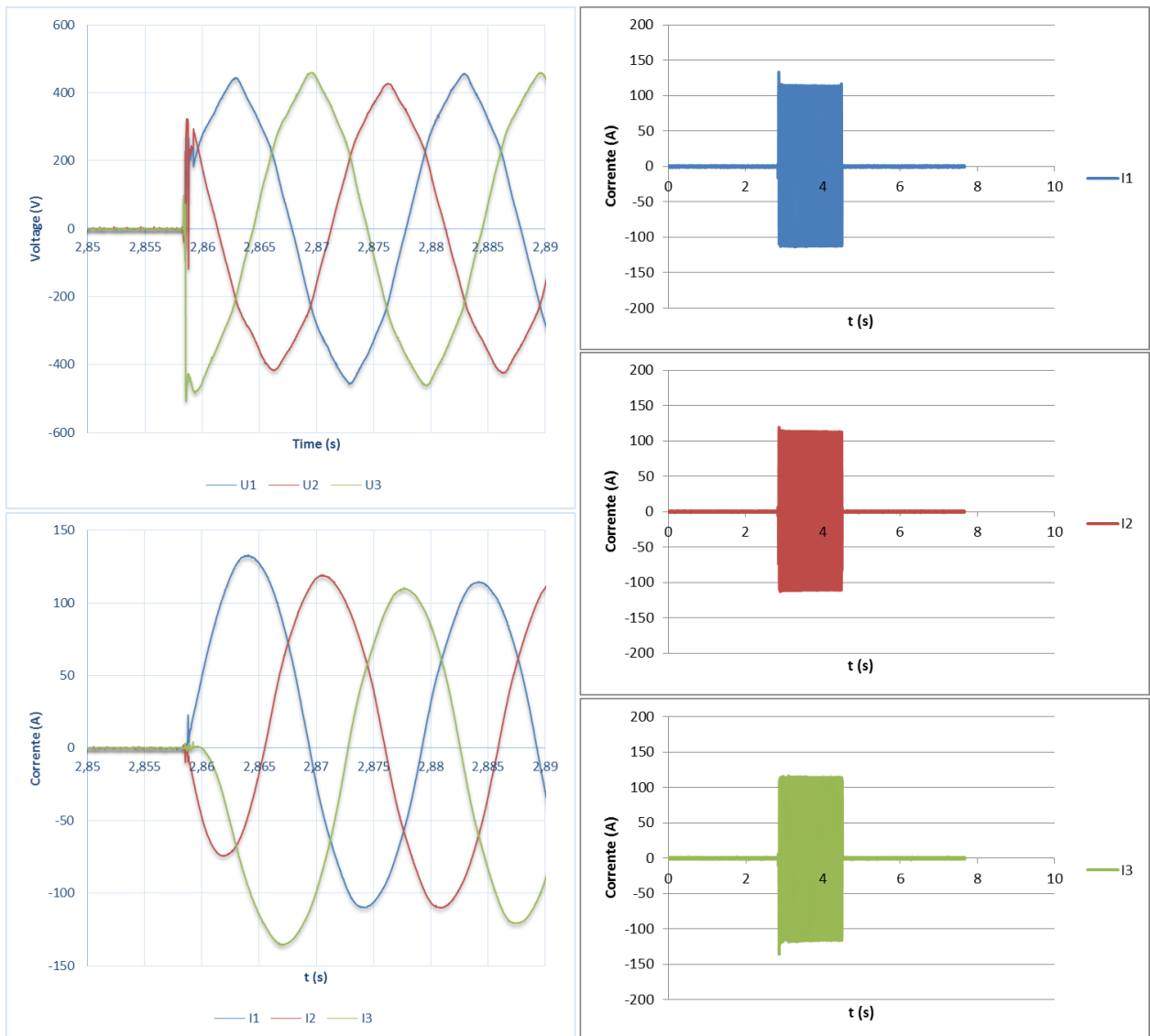


Figura 22: Formas de onda das tensões e correntes do ensaio à máquina IE1.

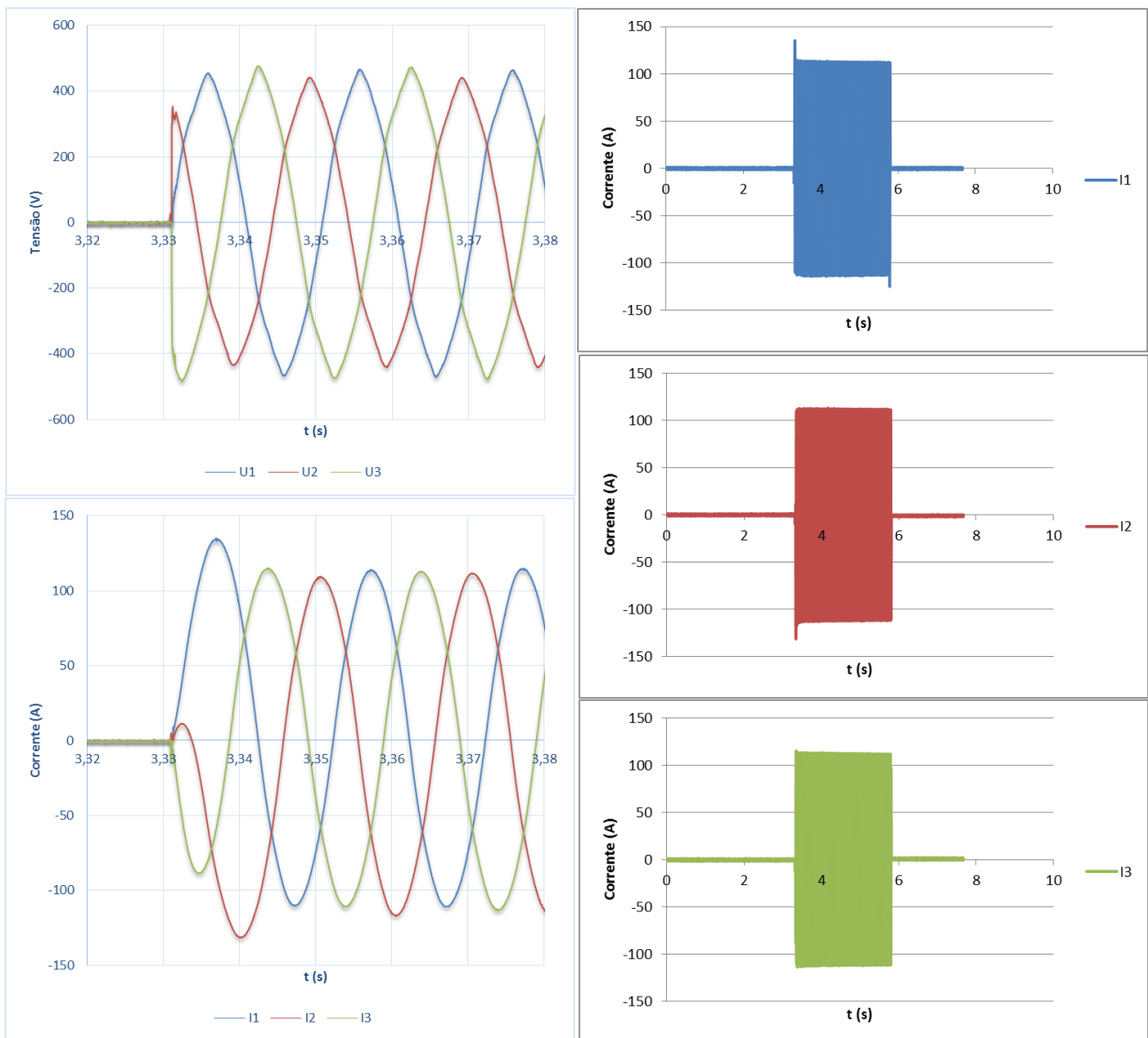


Figura 23: Formas de onda das tensões e correntes do ensaio à máquina IE2.

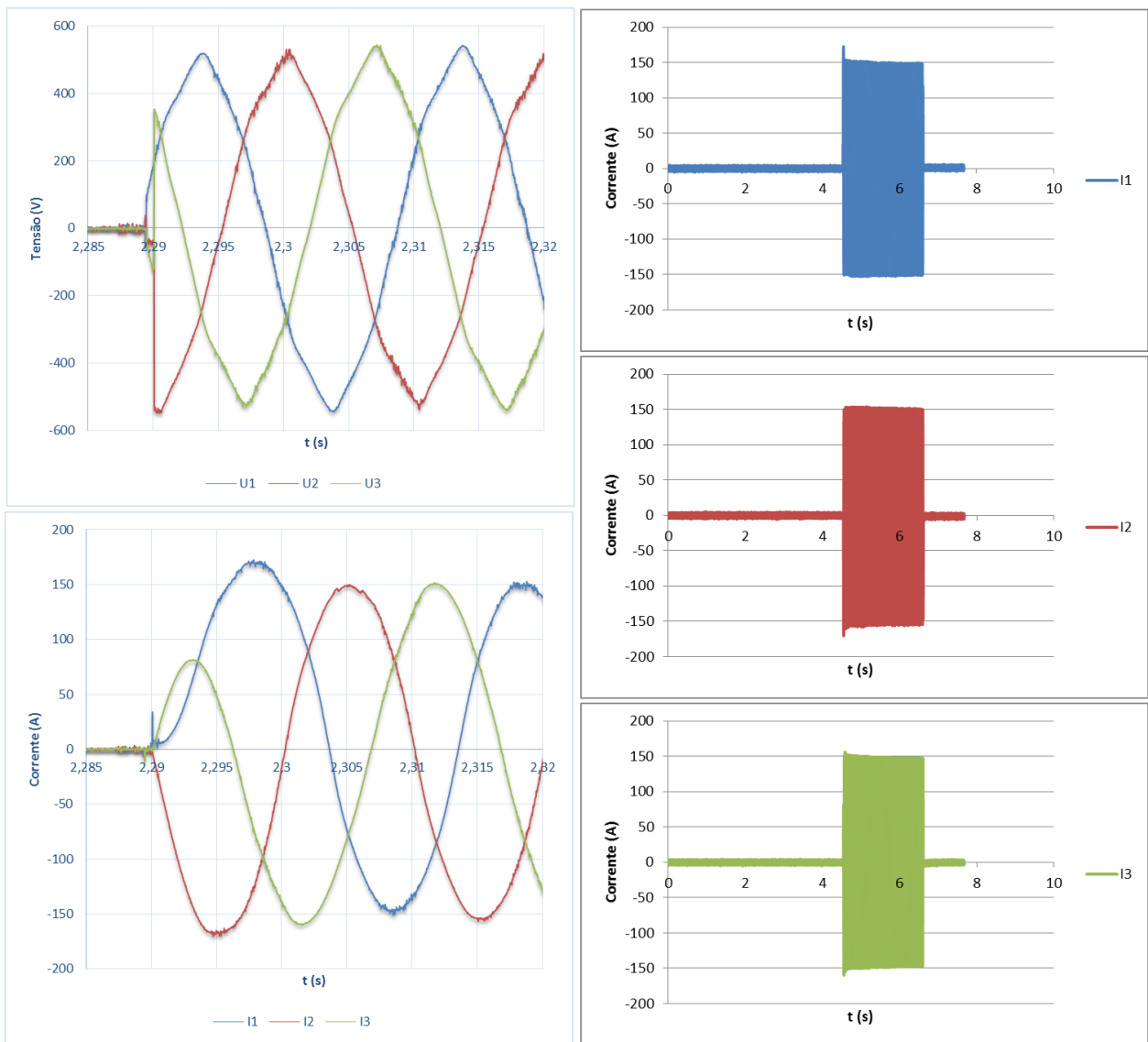


Figura 24: Formas de onda das tensões e correntes do ensaio à máquina IE3.

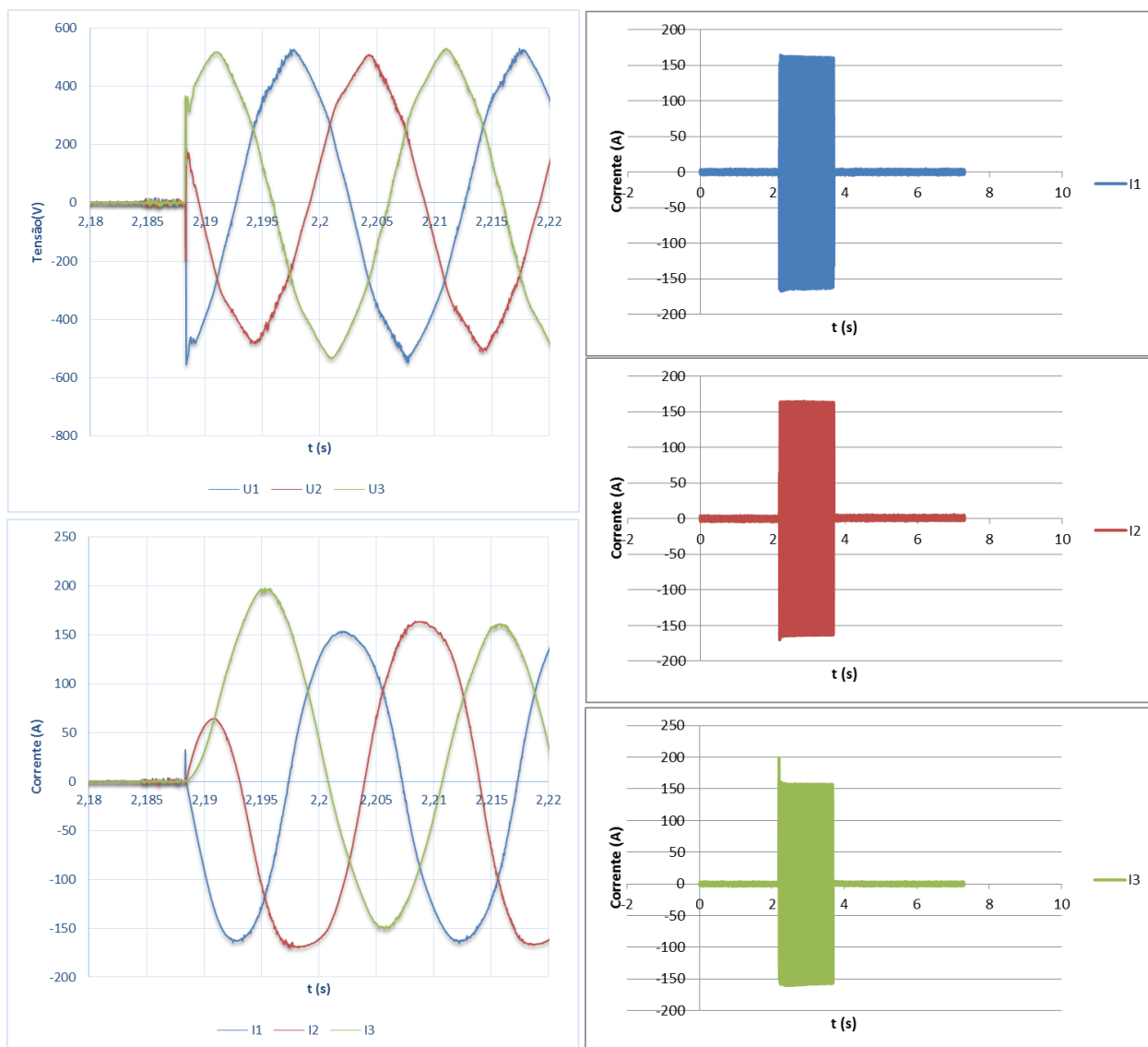


Figura 25: Formas de onda das tensões e correntes do ensaio à máquina IE4.

Nos gráficos das figuras anteriores, pode observar-se claramente a existência do transitório, principalmente nos gráficos da direita, que mostram as três correntes de linha absorvidas durante toda duração do ensaio. Nos gráficos da esquerda, em cima figuram as tensões compostas que alimentam os motores, e em baixo as três correntes de alimentação, durante os primeiros ciclos elétricos após o fecho do contactor.

Verificou-se que em caso algum se identificaram picos de 20 vezes a corrente nominal, no entanto é possível observar a tendência que a redução da resistência dos enrolamentos estatóricos evidenciado no gráfico da Figura 21 e Tabela 3 imprime na amplitude da corrente de rotor bloqueado, sendo que à medida que a classe de eficiência melhora, esta corrente é progressivamente mais intensa. É possível fazer esta comparação devido ao facto de que todas as máquinas ensaiadas têm as mesmas características funcionais, ou seja, têm a mesma potência nominal, o mesmo número de pares de pólos, além de que são do mesmo fabricante, pelo que os processos construtivos serão os mesmos.

Com efeito, as referências à *inrush current* na bibliografia são na maior parte das vezes feitas em relação ao valor eficaz da corrente nominal da máquina, e não à amplitude como poderia parecer mais indicado; como tal, na Tabela 4 constam as relações entre tais grandezas da forma mais usual, ou seja $\frac{|\hat{I}_{transitório}|}{I_n}$, e também da forma que compara duas características da mesma natureza (o valor de pico), na forma $\frac{|\hat{I}_{transitório}|}{\hat{I}_n}$, que se encontra também representada graficamente na Figura 26.

Tabela 4: Valores máximos do transitório, da corrente de rotor bloqueado e da corrente nominal das máquinas, bem como os valores máximos dos transitórios relativos à corrente nominal.

	IE1	IE2	IE3	IE4
$ \hat{I}_{RLC} [A]$	115,36	116,69	152	165
$ \hat{I}_{transitório} [A]$	135	137,96	172	206,05
$I_n [A]$	15,1	14,9	14,4	14,8
$\frac{ \hat{I}_{transitório} }{I_n}$	8,94	9,26	11,94	13,92
$\frac{ \hat{I}_{transitório} }{\hat{I}_n}$	6,32	6,55	8,45	9,85

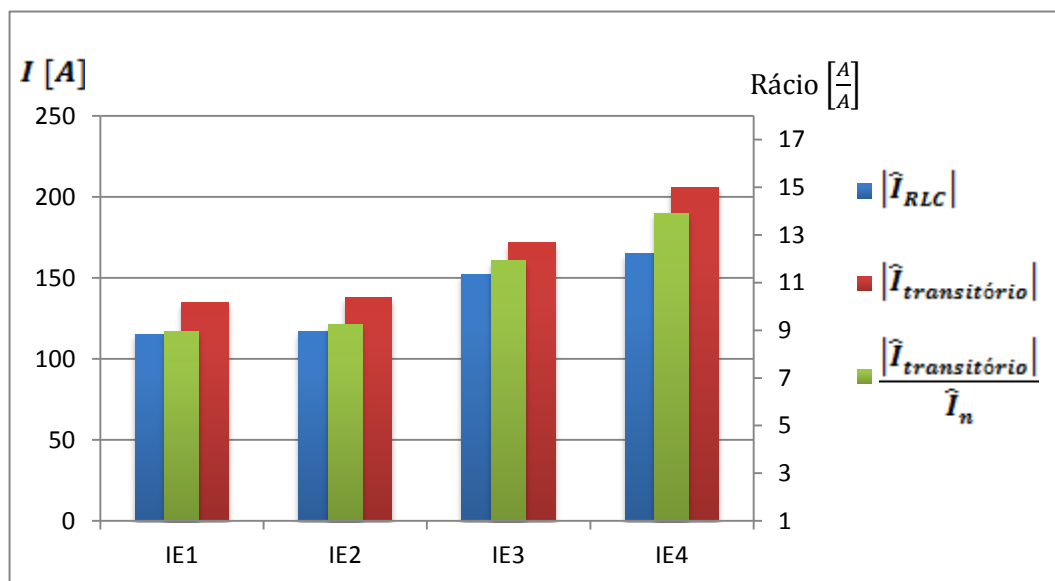


Figura 26: Evolução dos valores máximos das correntes de rotor bloqueado, transitório e relação entre o pico transitório e o pico da corrente de rotor bloqueado.

Pode nas Figura 22 e Figura 25 observar-se a relação entre a amplitude das ondas de tensão no momento da alimentação do motor ($t=0$) e o aparecimento do transitório, como previsto na secção 2.1, na página 15. Observa-se que sempre que o valor da tensão simples era próxima de zero ou a tensão composta correspondente se encontrava perto dos 30° , ocorria um transitório na corrente. O caso mais evidente ocorreu na máquina IE4, com um transitório cujo pico foi de perto de 14 vezes o valor da corrente nominal (Figura 25).

4.2. Ensaio ao PMSM de fluxo axial/oblíquo

No decorrer dos ensaios ao PMSM em estudo, foram registadas as formas de onda das correntes de alimentação do conversor, e de alimentação do motor, a vários regimes de carga, para posterior comparação (Figura 27 e Figura 28).

A norma IEC 60034-30-1 recomenda que Os pontos de funcionamento aos quais foram recolhidos dados, estão identificados na Tabela 5.

Tabela 5: Pontos de teste utilizados para a realização do ensaio, seis pontos de binário e quatro pontos de velocidade.

Ponto de carga:	112,50%	100%	75%	50%	25%	12,50%
τ [N.m]	11,84625	10,53	8,9505	5,265	2,6325	1,31625
n_s [rpm]	-	1995	1695,75	997,5	498,75	-
f_s^* [Hz]	-	133	113,05	66,5	33,25	-



Figura 27: Formas de onda das tensões (em cima) e correntes (em baixo) à entrada do conversor de frequência (esquerda) e à entrada do motor (direita), registadas a 100% da velocidade e à plena carga (10,53 N.m).

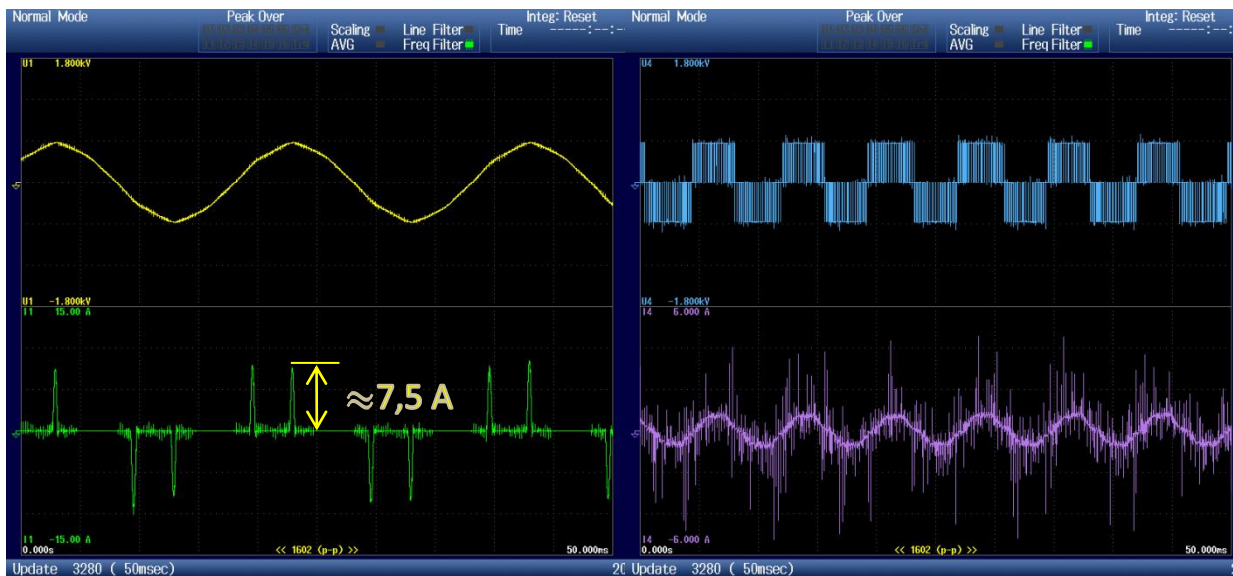


Figura 28: Formas de onda das tensões (em cima) e correntes (em baixo) à entrada do conversor de frequência (esquerda) e à entrada do motor (direita), registadas a 100% da velocidade e 12,5% do binário nominal (1,32 N.m).

As curvas de eficiência obtidas para este motor encontram-se ilustradas nas figuras seguintes:

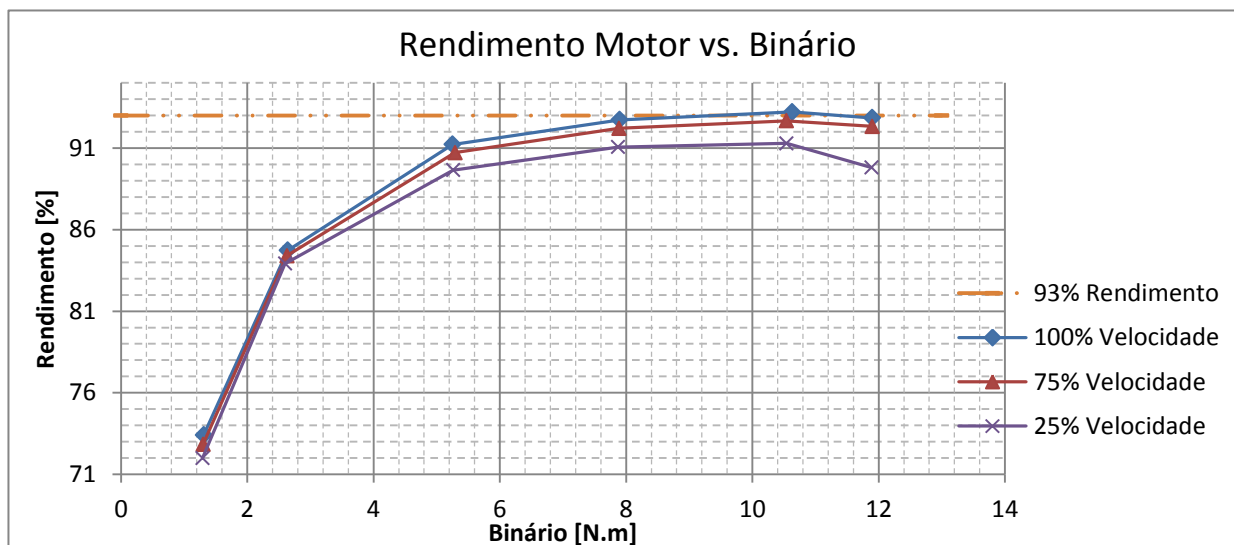


Figura 29: Curvas de eficiência do PMSM em função do binário de carga para 100%, 75% e 25% da velocidade de sincronismo.

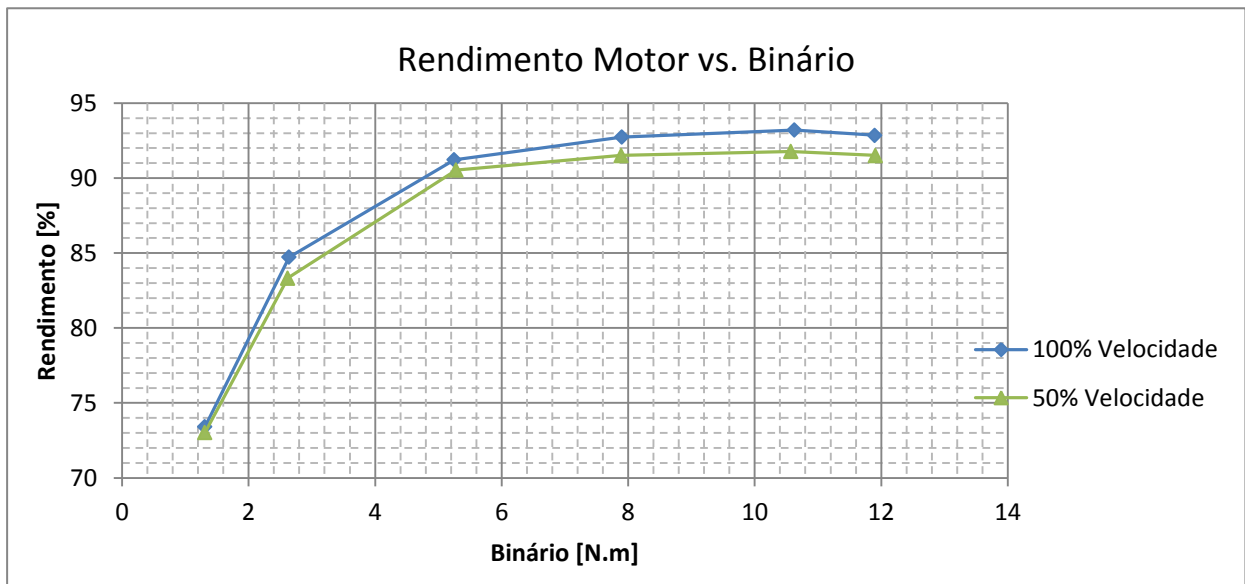


Figura 30: Curvas de eficiência do PMSM em função do binário de carga para 100% e 50% da velocidade de sincronismo (repete-se a curva obtida à velocidade de sincronismo para referência).

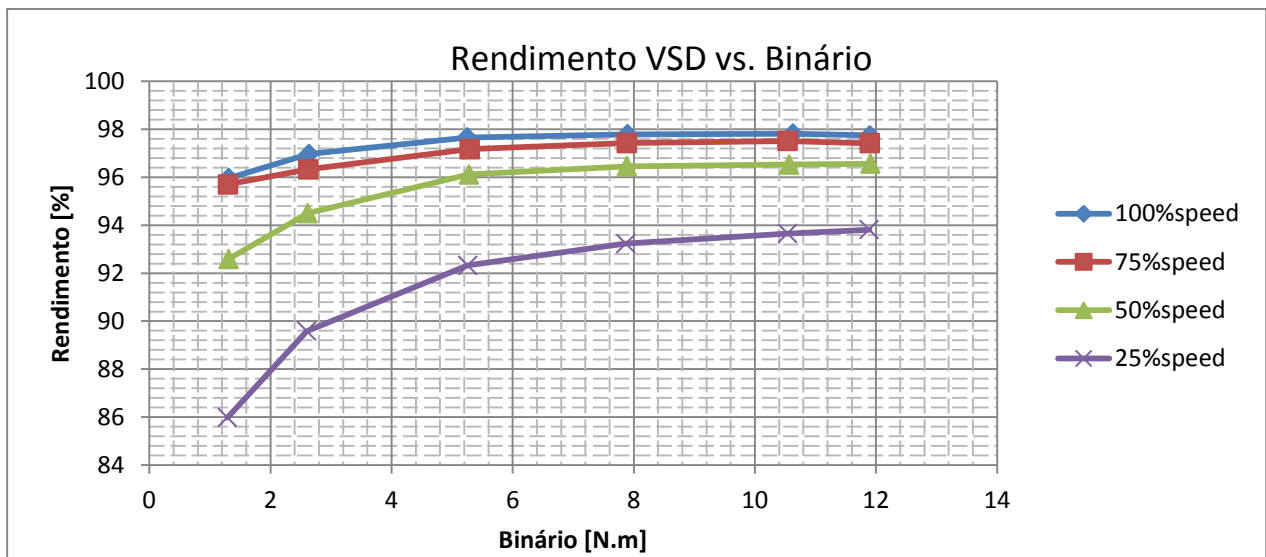


Figura 31: Rendimento do conversor que alimenta o motor. Valores muito superiores aos típicos de um conversor desta potência.

Como se pode observar na Figura 29, consegue-se alcançar com este motor rendimentos até 93,214%, o que constitui uma redução das perdas totais para metade, em relação a um motor IE3 com a mesma potência. Mesmo com valores de velocidade reduzida (25%), para valores de binário próximos do nominal (100%, 75% e 50%), este motor consegue rendimentos acima dos 89%. A curva de rendimento a 50% da velocidade encontra-se ilustrada na Figura 30, para clareza de apresentação, visto as curvas para as várias velocidades serem sempre muito próximas entre elas.

Relativamente à curva para 25% da velocidade (498,75 RPM) a 112,5% do binário (11,85 N.m), denota-se um abaixamento de certa forma brusco do rendimento, o que se poderá dever à grande distorção harmónica da corrente de alimentação do motor que pelo aumento do efeito pelicular

aumentou a resistência efetiva dos enrolamentos estáticos e conseqüentemente as perdas no cobre.

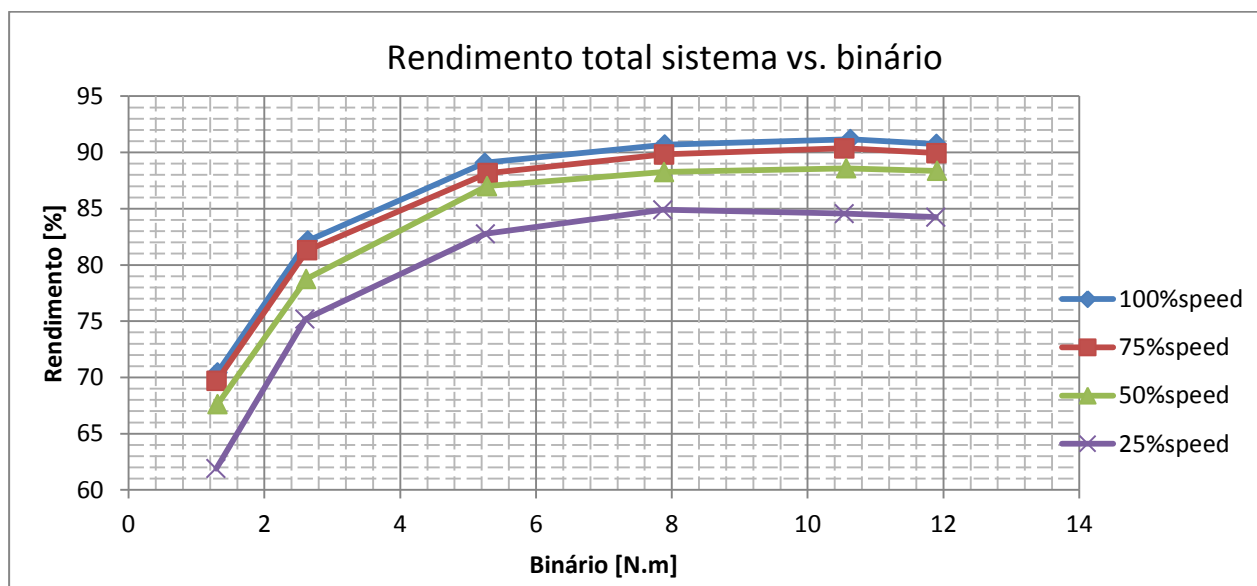


Figura 32: Rendimento global do sistema conversor + motor.

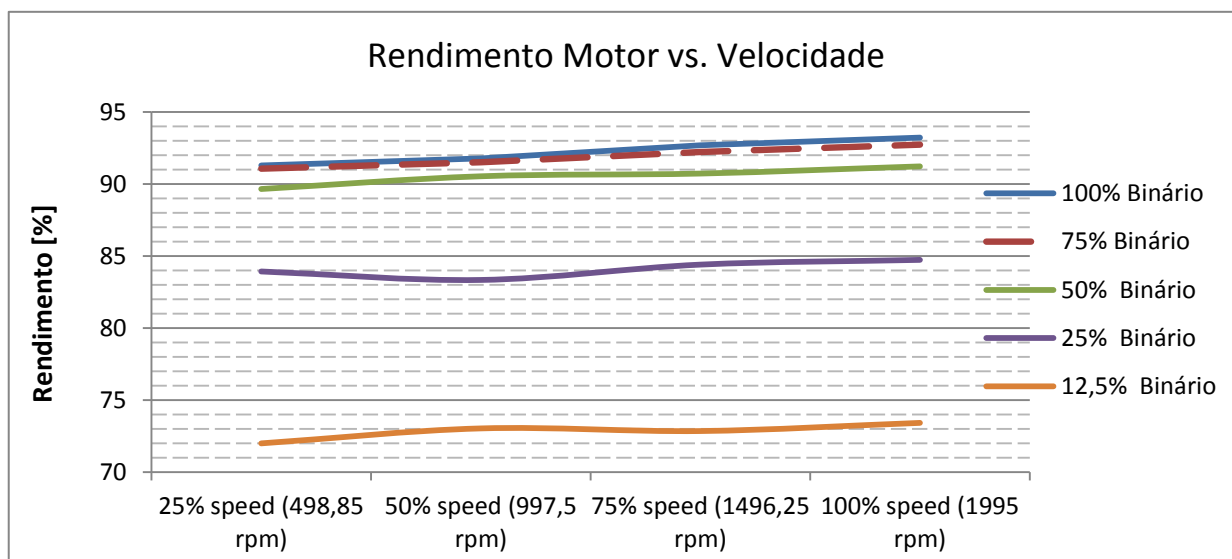


Figura 33: Curvas de rendimento do motor para binário constante, em função da velocidade.

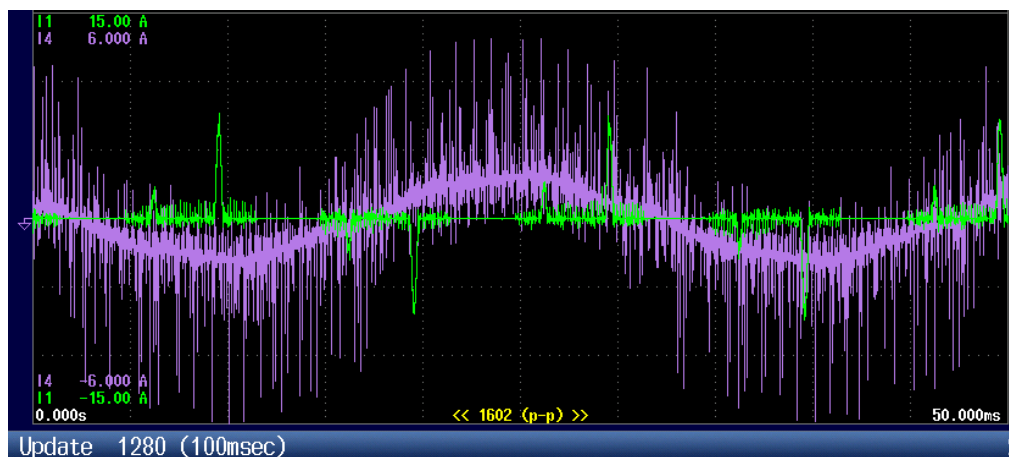


Figura 34: Forma de onda das correntes de alimentação do VSD (a verde) e do motor (a roxo). É visível a grande distorção harmônica de alta frequência da corrente de saída do VSD.

Tendo sido obtidos os valores de rendimento do conversor e do motor, é possível obter o rendimento do sistema como um todo, ou seja a fração da potência ativa total absorvida pelo variador que é convertida em potência útil, ou potência mecânica no veio do motor. Tais valores encontram-se expostos na coleção de curvas de eficiência global na Figura 32.

O conversor utilizado aplica continuamente otimizações no controlo do motor, com a finalidade da operação do sistema ser o mais eficiente possível, este modo *Energy Saving*, como é definido no manual técnico, encontra-se ativado por defeito no modo de controlo selecionado (“*PM Open Loop Vector Control*”).

Desta forma, alcançou-se um rendimento global do sistema de 91,18%, o que é francamente positivo.

Este motor é particularmente bem concebido, visto que consegue muito mais que “apenas” um rendimento excelente à carga nominal; oferece também boa eficiência energética para uma gama alargada de pontos de carga e velocidade. Para aplicações de binário constante, por exemplo, observe-se que o rendimento nunca oscila mais do que 2 pontos percentuais, ao longo duma gama de velocidades de cerca de 500 RPM até à velocidade de sincronismo. Esta “estabilidade” é visível na Figura 33.

Uma característica dos conversores de eletrónica de potência, é como já foi referido, a introdução de harmónicos na rede, constituindo portando uma carga não-linear. Pode observar-se este facto na forma de onda da corrente de entrada do conversor, na Figura 27 e no seu espectro, na Figura 36. A tensão de alimentação do motor tem também grande conteúdo harmónico, devido à sua origem, um inversor a IGBTs com modulação PWM (*Pulse Width Modulation*) da tensão à saída baseada numa frequência de comutação de 5kHz, e sem qualquer filtro. Alguns conversores de frequência dispõem de uma bobina no barramento DC (*DC choke*), ou oferecem a possibilidade de a instalar externamente, para reduzir a poluição harmónica do lado AC (rede), a simples presença deste filtro, o *DC choke*, é suficiente para baixar a distorção harmónica da corrente de entrada de 80-100% para 40-50% [26].

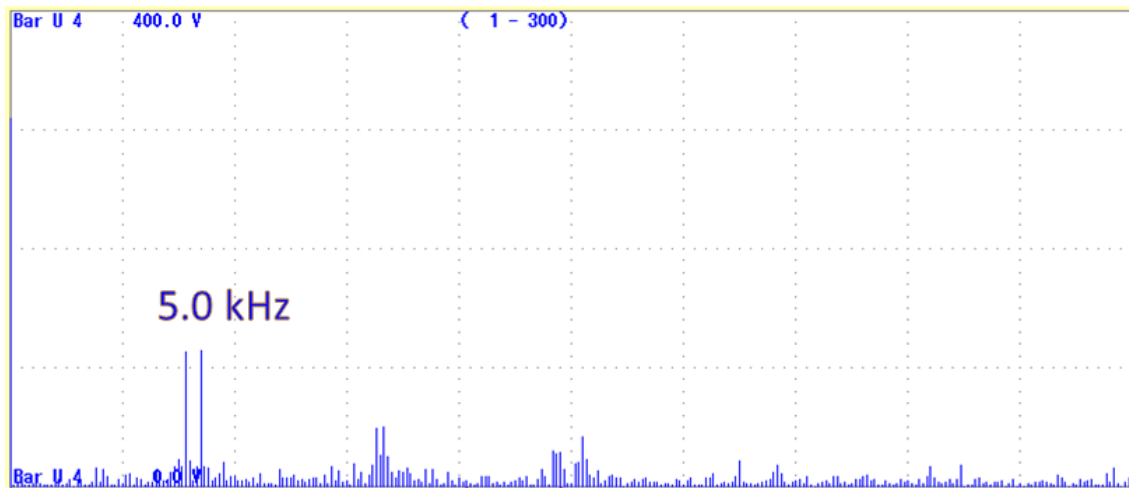


Figura 35: Espectro da tensão de alimentação do motor. É visível o pico na zona da frequência de comutação dos semicondutores do VSD, 5 kHz .

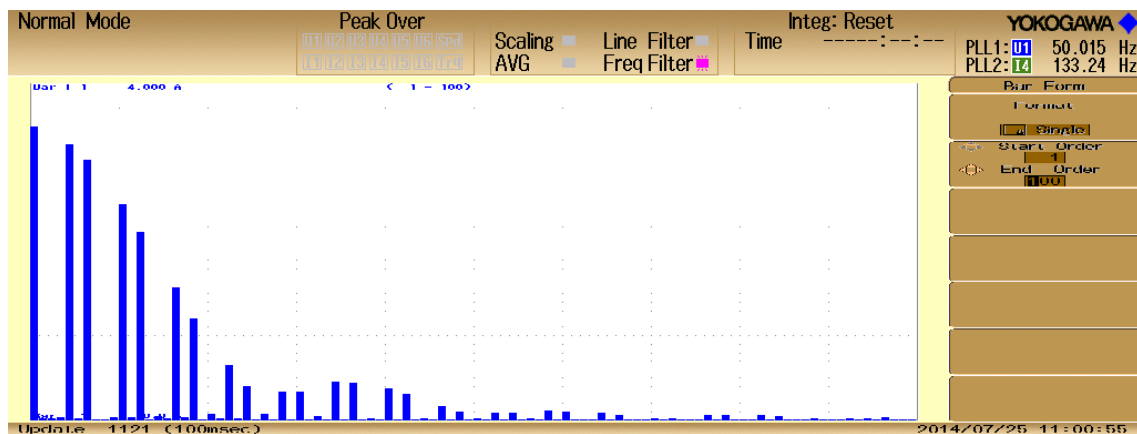


Figura 36: Espectro da corrente à entrada do variador, observa-se que as componentes dos 5º e 7º harmônicos têm amplitudes próximas da fundamental, dada a grande distorção da onda.

A distorção na tensão de saída do VSD é visível na forma de onda (Figura 27 e Figura 28); o espectro, apresentado na Figura 35, mostra uma concentração de componentes harmónicas em torno da frequência de comutação dos IGBTs, 5 kHz, como era esperado. Também aos múltiplos desta frequência existe alguma atividade harmónica, como se depreende da mesma figura.

Na Figura 36, observa-se um espectro típico de cargas não lineares trifásicas, com harmónicos de ordem $k = 6n \pm 1, n \in \mathbb{N}$. Os harmónicos múltiplos de 3, por constituírem sequências homopolares, não circulam em sistemas trifásicos sem condutor neutro.

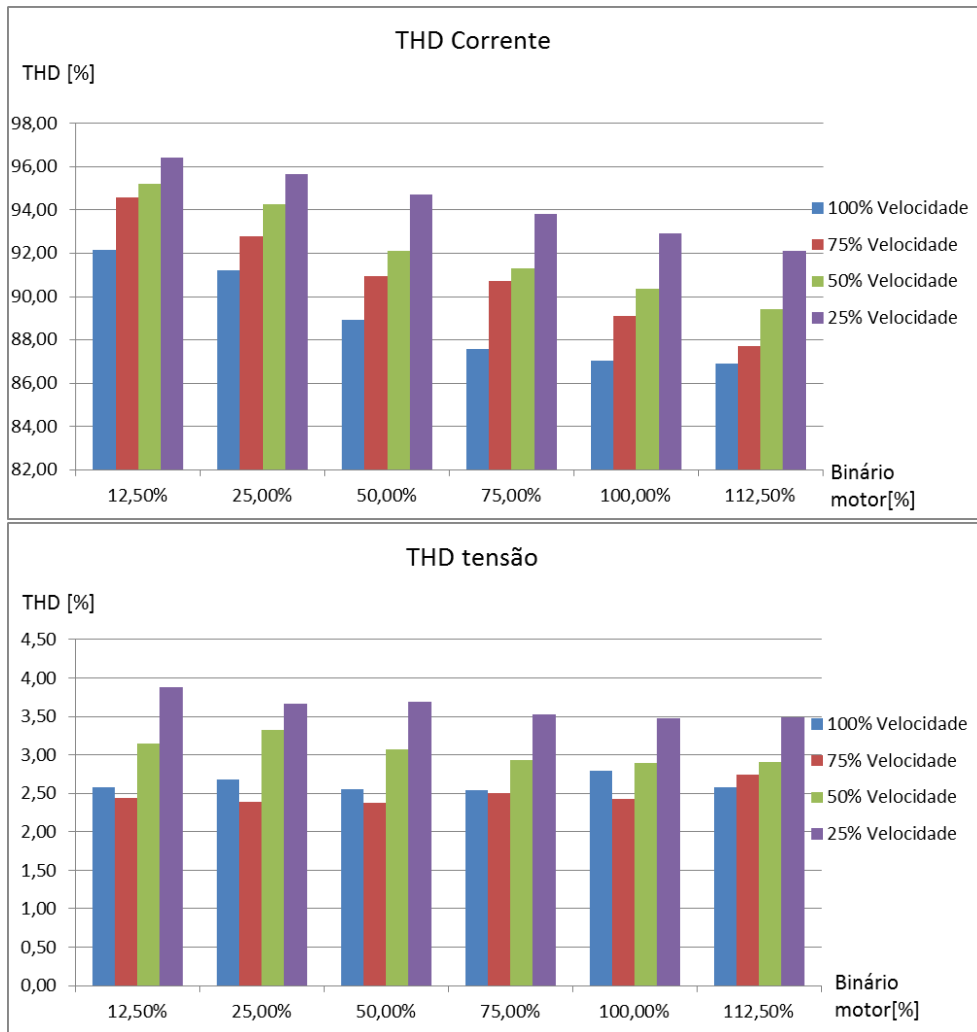


Figura 37: Evolução da distorção harmônica da tensão e da corrente absorvida pelo variador, para vários valores de velocidade e binário de carga do motor.

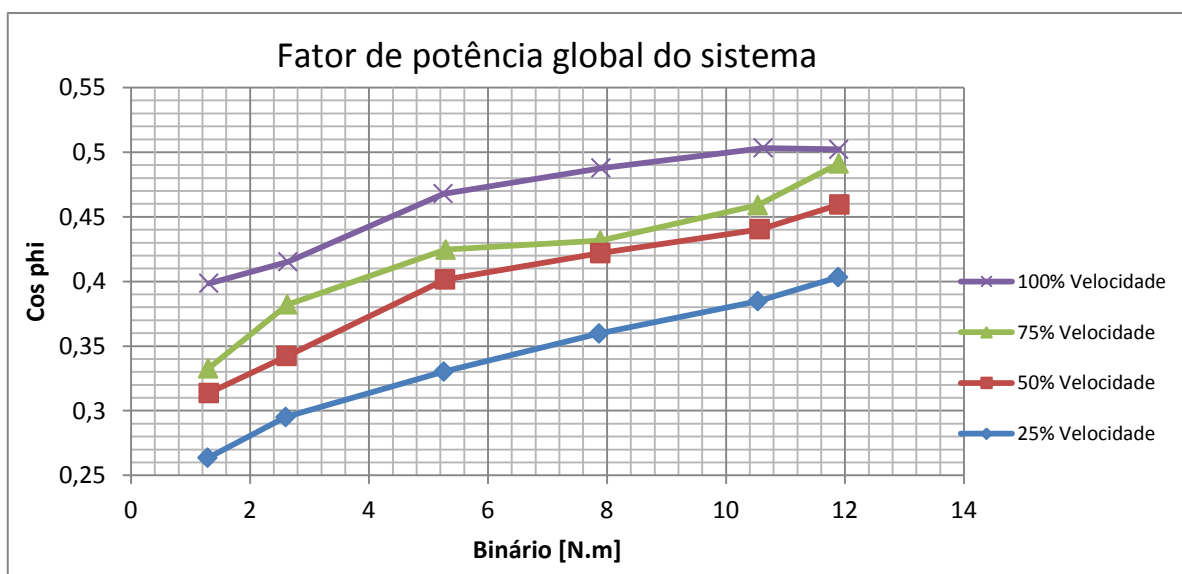


Figura 38: Evolução do fator de potência do conjunto variador + motor com o aumento do regime de carga do motor, para várias velocidades.

Também a evolução da distorção harmónica da corrente e tensão à entrada do VSD foi registada e encontra-se ilustrada nos gráficos da Figura 37.

Como era de esperar, a distorção na tensão da rede manteve-se praticamente constante ao longo da gama de variação de binário de carga; dado que o motor tem uma potência baixa, as correntes envolvidas são baixas, pelo que a impedância da rede não é suficiente para causar uma maior distorção na onda de tensão.

A corrente absorvida pelo variador, por sua vez apresenta considerável variação em relação às exigências dinâmicas que se apresentaram ao motor, apresentando THDs desde 86% até 96%, varia cerca de cinco pontos percentuais tanto com a variação (entre extremos da escala) de binário pedido ao motor como na variação de velocidade com binário constante. Analisando estes dados, denota-se uma tendência clara para o THD melhorar, à medida que a máquina se aproxima do seu regime nominal.

Como descrito na secção 1.3 (pág.14), a distorção harmónica afeta o fator de potência de uma instalação elétrica, no sentido em que o valor eficaz da grandeza distorcida é superior ao seu valor fundamental, como expressado pela equação (17). Assim espera-se que o fator de potência diminua com o aumento da distorção, foi de facto essa a relação encontrada, como se observa da análise do gráfico ilustrado na Figura 38.

Verifica-se que é um fator de potência bastante degradado, com o melhor valor a ser pouco maior que 0,5 (atingido à plena carga, à velocidade de 1995rpm). Este valor, apesar de se encontrar dentro de valores típicos para esta configuração, denota o aumento de fluxo de energia reativa Q [VAR], o que pode constituir um custo acrescido, em certos tipos de instalação elétrica nos quais é taxada esta energia. Podem no entanto facilmente ser tomadas medidas para inverter este problema, quer instalando uma bobina de choque, instalando filtros passivos para as componentes harmónicas mais evidentes (5°, 7°, 11°, 13°, etc.), um filtro ativo (solução dispendiosa), ou compensando o fator de potência total da instalação¹⁸.

¹⁸ Esta medida não impede que o resto da instalação seja afetada por poluição harmónica, apenas visa melhorar o fator de potência do ponto de vista do distribuidor de energia.

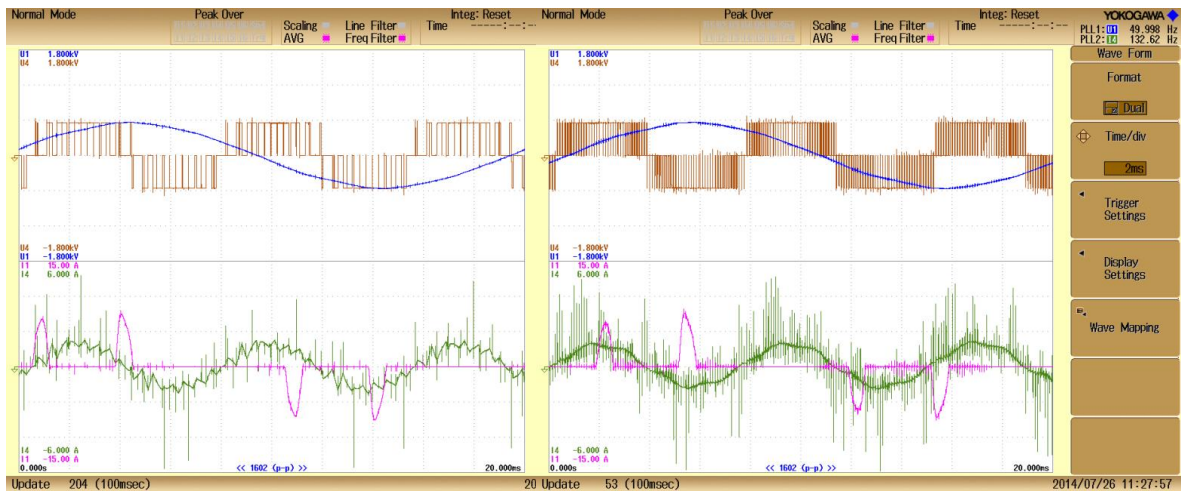


Figura 39: Ondas de tensão (em cima) e corrente (em baixo) de uma fase à saída do VSD (ondas laranja e verde), e à entrada do mesmo (ondas azul e rosa) para dois valores de frequência de comutação diferentes: 2 kHz à esquerda e 10 kHz à direita.

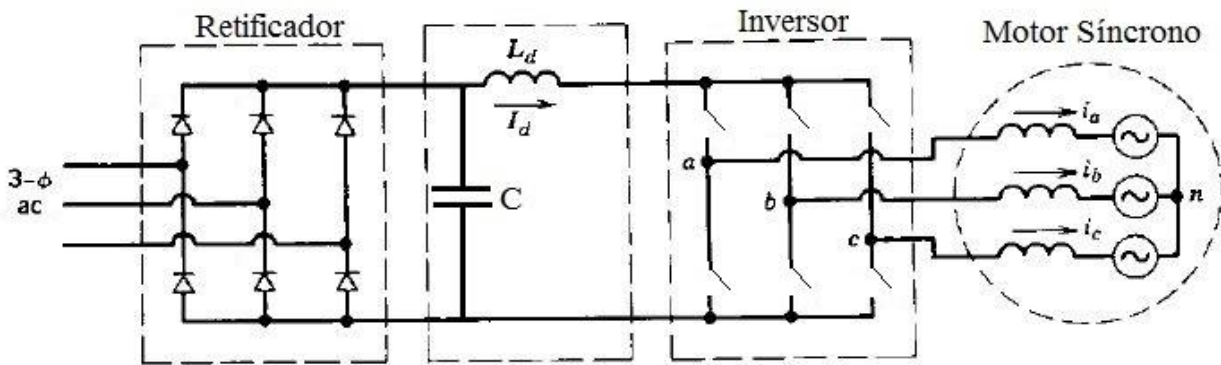


Figura 40: Esquema elétrico de um conversor de eletrônica de potência. É visível a bobina de choque, por vezes usada para reduzir a distorção na corrente de entrada.

Na Figura 39, pode ver-se o comportamento das ondas de tensão e corrente a montante e a jusante do variador para frequências de comutação no conversor de 2kHz e 10 kHz. É visível com $f_s = 2\text{kHz}$ observar a gama de erro da corrente de saída, controlada continuamente. A esta frequência de comutação, é também visível o ruído na corrente, à frequência de comutação.

Na Figura 40, ilustra-se um esquema típico de um conversor de frequência. A indutância da bobina de choque L_s pode não estar presente. No variador utilizado nesta dissertação, o andar retificador emprega díodos e os semicondutores do andar inversor são IGBTs.

No Anexo E, na página 65, podem encontrar-se resultados de ensaios ao PMSM idênticos aos demonstrados no presente capítulo, empregando um conversor de frequência diferente, o Altivar 32 da Schneider Electric de 7,5 kW.

Capítulo 5

Conclusões

5.1. Inrush current

Relativamente ao primeiro estudo, verificaram-se na prática os fenómenos apresentados na secção 2.1 (pág. 15). Apesar de modestos, os picos encontrados são a prova disso; também a relação do aparecimento do transitório com a amplitude da tensão no momento exato do arranque do motor é visível nos resultados obtidos.

O laboratório no qual foram feitos os ensaios encontra-se a cerca de 75 metros (elétricamente) do posto de transformação do Departamento, sendo que o laboratório é alimentado a partir do quadro geral de piso por um cabo (três fases + neutro) de 16 mm² de secção. A impedância associada à alimentação do laboratório desde o posto de transformação reduz consideravelmente a potência de curto-circuito nos pontos de alimentação do laboratório, pelo que os esquemas das Figura 4 e Figura 5 (pags.16 e 17) deixam de coincidir com modelos académicos que apresentavam.

Constituiu assim este estudo, e os seus resultados, uma confirmação do aparecimento do dito fenómeno, e uma melhor compreensão dos fatores que contribuem para o seu aparecimento.

Pode ser tomado também como um alerta, dada a importância que atualmente se dá à eficiência energética, e a previsão de inevitáveis melhorias no âmbito geral das máquinas elétricas, e particularmente da máquina de indução; não deve ser descurada a questão de que máquinas mais eficientes apresentam mais propensão ao aparecimento do transitório.

A máquina de indução, por poder ser operada diretamente da rede, e pela sua robustez e preço competitivo vai ainda dominar o mercado durante algum tempo, pelo que é importante as entidades que adquiram motores deste tipo, para nova instalação ou para substituição, estejam sensibilizadas quanto a esta questão.

5.2. Ensaio ao PMSM

Com os ensaios ao PMSM da NovaTorque, verificou-se que o caminho a seguir para a eficiência energética passa por avanços quer nos materiais usados, explorando ao máximo aquilo que cada material permite, quer na forma como esses materiais são conjugados, desenvolvendo novos

designs. O motor ensaiado é um exemplo feliz deste binómio, conseguindo com materiais de baixo custo uma performance inédita em motores desta potência, pelo uso de uma geometria assinalavelmente inovadora, quase que repensando todos os constituintes de uma máquina elétrica rotativa. A NovaTorque alargou esta gama recentemente com o lançamento de dois novos motores de 7,5 e 10 cavalos, alcançando eficiências igualmente altas [27]. Deverá aplicar-se agora esta tecnologia a uma gama ainda mais alargada de potências, sendo necessário ainda estudar a sua aplicabilidade em tais potências.

Os valores de eficiência obtidos para o rendimento do variador apresentam-se curiosamente altos em relação ao esperado, não tendo sido encontrada explicação para tal, além da referência no manual técnico de que empregaria medidas de poupança de energia, não especificando em que consistem tais medidas. Uma das características inovadoras deste motor, é a elevada eficiência mesmo para velocidades mais baixas, zona de funcionamento que normalmente apresenta rendimentos muito menores relativamente à velocidade nominal, na generalidade dos motores.

Analisando os dados conseguidos nestes ensaios, pode-se indagar sobre a classe de eficiência deste motor. Considerando que a classe de eficiência IE4 já contempla este tipo de motores pode verificar-se que o (maior)¹⁹ rendimento mínimo definido pela norma IEC-60034-30-1, para um motor de 2,2kW é 91,0%. De facto, com 93,2% o motor ensaiado suplanta em muito este limite. Pode-se colocar a questão se este motor alcança a classe de eficiência IE5. Como já foi referido, a classe IE5 ainda não está referida, no entanto a norma IEC-60034-30-1 dá a orientação de que os motores da classe IE5 deverão reduzir as perdas em 20% em relação à classe IE4.

As perdas totais deste motor podem então calcular-se da seguinte forma: (P_{in} - Potência elétrica absorvida pelo motor)

$$P_{in} = \frac{P_{motor}}{Rendimento} = \frac{2,2kW}{0,932} = 2,361kW \Rightarrow P_{loss} = 2,2kW - 2,361kW = 161 W$$

As perdas totais da máquina definida pela classe IE4 são:

$$P_{in} = \frac{P_{motor}}{Rendimento} = \frac{2,2kW}{0,91} = 2,4176kW \Rightarrow P_{loss} = 2,2kW - 2,4176kW = 217,6 W$$

Finalmente, as perdas totais da máquina teórica da classe IE5 (redução de 20% em relação à anterior) podem ser calculadas por:

¹⁹ A norma define classes para motores de 2, 4, 6 e 8 pólos alimentados a 50 ou 60 Hz, no entanto no que diz respeito a esta dissertação usa-se o maior rendimento para a potência a considerar.

$$217,6 \text{ W} \times 20\% = 43,52 \text{ W}; P_{\text{lossIE5}} = 217,6 - 43,52 = \mathbf{174,08 \text{ W}}$$

Verifica-se assim que o motor testado nesta dissertação alcança a classe de eficiência IE5, com uma redução de 26% nas perdas totais, em relação a um motor da classe IE4.

5.3. Trabalho futuro

Relativamente ao transitório da corrente de arranque do MIT, o elevado número de ensaios realizados permitiu apresentar os casos em que uma das tensões se aproximava de zero no momento do arranque, apesar de não haver forma de controlar essa variável sem o uso de sistemas dispendiosos e complexos.

Seria interessante poder controlar o fecho do contactor para arranque da máquina no momento em que a onda de uma das tensões passa por zero, reproduzindo mais fielmente as condições indicadas na secção 2.1.

No que diz respeito à impedância de curto-circuito, uma solução possível (mas de exequibilidade discutível) seria a instalação de uma bancada elétrica mais próxima do posto de transformação, dispondo assim de uma potência de curto-circuito mais elevada, ou refazer a instalação elétrica para o laboratório com cabos de secção mais elevada. Desta forma os transitórios seriam certamente bastante mais pronunciados.

Com a intenção de verificar a veracidade dos valores de rendimento obtidos para o variador, seria interessante que se testasse com outro motor, nomeadamente de indução para se poder desativar o modo “*Energy Savings*”.

Recentemente, a empresa Japonesa Hitachi lançou um protótipo de um motor de 11kW que usa uma geometria de fluxo axial e metal amorfo no estator, anunciando um rendimento de 96%, que o coloca diretamente na classe IE5 [28]. Seria interessante ensaiar um motor deste género, quando tal for possível (Anexo D- Protótipo de 11kW da Hitachi de 96% eficiência.).

Bibliografia

- [1] Viv Cohen, "Induction motors - protection and starting," Circuit Breaker Industries, Joanesburgo, 2000.
- [2] Matthew N. O. Sadiku, *Elements of electromagnetics*. Estados Unidos da América: Oxford University Press, 2000.
- [3] Jaime B. Santos, *Análise de Circuitos Eléctricos*. Coimbra: Livraria Minerva Editora, 1997.
- [4] Stephen J. Chapman, *Electric Machinery Fundamentals*, 4th ed.: Mc Graw Hill Education, 2005.
- [5] G. R. Slemon and A. Straughen, *Electric Machines*. Toronto, Canadá: Addison-Wesley, 1980.
- [6] Enrique Ras, *Transformadores de potencia, de medida y de protección*, 7th ed. Barcelona, Espanha: Marcombo, S.A., 1991.
- [7] Jacek F. Gieras, *Advancements in Electric Machines*. Illinois, Estados Unidos da América: Springer, 2008.
- [8] Sérgio Manuel Ângelo da Cruz. (2012) A Máquina de Corrente Contínua. Apontamentos de Apoio.
- [9] Malcolm Sheryn and Aad van Rhijn. (2011, Dezembro) Trends and segments for electric motors. [Online]. www.cbi.eu
- [10] Ion Boldea and Syed A. Nasar, *The induction machine handbook*. Estados Unidos da América: CRC Press, 2002.
- [11] Sérgio Manuel Ângelo da Cruz. (2012) Máquina síncrona- Apontamentos de apoio.
- [12] Muhammad H. Rashid, Ed., *Power electronics handbook*. Canadá: Academic Press, 2001.
- [13] F. Alkayal and J.B. Saada, "Compact three phase inverter in Silicon Carbide technology for auxiliary converter used in railway applications," in *15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, Lille, 2013, Alstom Belgium Transport.
- [14] U.S.Department of Energy, "Avoid nuisance tripping with premium efficiency motors," *Energy tips: Motor systems*, no. 6, Novembro 2012.
- [15] Brian Gladstone. (2004, Abril) Powerelectronics.com. [Online]. <http://powerelectronics.com/site-files/powerelectronics.com/files/archive/powerelectronics.com/mag/404PET20.pdf>
- [16] John J. Grainger and Jr. William D. Stevenson, *Power system analysis*. Singapura: McGraw-Hill, 1994.
- [17] Young Jin Hwang et al., "A study on the superconducting synchronous generator with the fixed-type field coil," *IEEE Transactions on applied superconductivity*, vol. 23, no. 3, Junho 2013.
- [18] Maitham K. Al-Mosawi, C. Beduz, and Y. Yang, "Construction of a 100kVA high temperature superconducting synchronous generator," *IEEE Transactions on applied superconductivity*, vol. 15,

no. 2, Junho 2005.

- [19] Xue PeiZhe and Lin JinFu, "Discussion on the rare earth resources and its development potential of inner Mongolia of China," in *2011 International Conference on Materials for Renewable Energy & Environment (ICMREE)*, Shanghai, 2011.
- [20] John Petro, "Achieving high electric motor efficiency," in *2011 EEMODS-Energy efficiency in motor-driven systems*, Alexandria, (VA), 2011.
- [21] Aníbal T. de Almeida, Fernando J. T. E. Ferreira, and Ge Baoming, "Beyond Induction Motors - Technology trends to move up efficiency," in *IEEE/IAS 49th Industrial & Commercial Power Systems Technical Conference*, Stone Mountain, GA, 2013.
- [22] Binu K. Baby and Saly George, "Torque ripple reduction in BLDC motor with 120 degree conduction inverter," in *2012 Annual IEEE India conference (INDICON)*, Kochi, 2012.
- [23] M.A. Noroozi, J.S. Moghani, J. Mili Monfared, and H. Givi, "Sensorless starting method for brushless dc motors using 180 degree commutation," in *Power Electronics and Drive Systems Technology (PEDSTC), 2012 3rd*, Tehran, 2012.
- [24] International Electrothechnical Comission, IEC, 60034-31, 2010, Norma.
- [25] International Electrothechnical Comission, IEC, IEC-60034-2-3, 2013, Norma.
- [26] Timothy L. Skvarenina, Ed., *The Power Electronics Handbook*. Estados Unidos da América: CRC Press, 2002.
- [27] Chris Nelson. (2014, Janeiro) NovaTorque. [Online].
<http://www.novatorque.com/aboutus/release/Novatorque-7-10-HP-New-Motors.pdf>
- [28] Hitachi, Ltd. (2014, July) Hitachi.com. [Online].
<http://www.hitachi.com/New/cnews/month/2014/07/140709.pdf>
- [29] Green Car Congress. (2008, Novembro) GCC. [Online].
<http://www.greencarcongress.com/2008/11/hitachi-develop.html>
- [30] Magtrol. (2014, Setembro) magtrol.com. [Online].
http://www.magtrol.com/drawings/hbhc_dwgs/crosssection.jpg
- [31] ADM Associates, Inc. (2013, Agosto) NovaTorque. [Online].
<http://www.novatorque.com/aboutus/release/NovaTorque-SMUD-Report.pdf>
- [32] International Electrothechnical Comission, IEC, IEC 60034-2-1, 2013, Norma.

Anexos

Anexo A: Limites de rendimento para classificação segundo a norma 60034-30-1, do IEC.

Tabela 6: Limites de rendimento [%] para a classe IE1.

P_N kW	Number of poles/synchronous speed min^{-1}			
	2/3000	4/1500	6/1000	8/750
0,12	45,0	50,0	38,3	31,0
0,18	52,8	57,0	45,5	38,0
0,20	54,6	58,5	47,6	39,7
0,25	58,2	61,5	52,1	43,4
0,37	63,9	66,0	59,7	49,7
0,40	64,9	66,8	61,1	50,9
0,55	69,0	70,0	65,8	56,1
0,75	72,1	72,1	70,0	61,2
1,1	75,0	75,0	72,9	66,5
1,5	77,2	77,2	75,2	70,2
2,2	79,7	79,7	77,7	74,2
3	81,5	81,5	79,7	77,0
4	83,1	83,1	81,4	79,2
5,5	84,7	84,7	83,1	81,4
7,5	86,0	86,0	84,7	83,1
11	87,6	87,6	86,4	85,0
15	88,7	88,7	87,7	86,2
18,5	89,3	89,3	88,6	86,9
22	89,9	89,9	89,2	87,4
30	90,7	90,7	90,2	88,3
37	91,2	91,2	90,8	88,8
45	91,7	91,7	91,4	89,2
55	92,1	92,1	91,9	89,7
75	92,7	92,7	92,6	90,3
90	93,0	93,0	92,9	90,7
110	93,3	93,3	93,3	91,1
132	93,5	93,5	93,5	91,5
160	93,8	93,8	93,8	91,9
200	94,0	94,0	94,0	92,5
250	94,0	94,0	94,0	92,5
315	94,0	94,0	94,0	92,5
355	94,0	94,0	94,0	92,5
400	94,0	94,0	94,0	92,5
450	94,0	94,0	94,0	92,5
500 up to 1 000	94,0	94,0	94,0	92,5

Tabela 7: Limites de rendimento [%] para a classe IE2.

P_N kW	Number of poles/synchronous speed min^{-1}			
	2/3000	4/1500	6/1000	8/750
0,12	53,6	59,1	50,6	39,8
0,18	60,4	64,7	56,6	45,9
0,20	61,9	65,9	58,2	47,4
0,25	64,8	68,5	61,6	50,6
0,37	69,5	72,7	67,6	56,1
0,40	70,4	73,5	68,8	57,2
0,55	74,1	77,1	73,1	61,7
0,75	77,4	79,6	75,9	66,2
1,1	79,6	81,4	78,1	70,8
1,5	81,3	82,8	79,8	74,1
2,2	83,2	84,3	81,8	77,6
3	84,6	85,5	83,3	80,0
4	85,8	86,6	84,6	81,9
5,5	87,0	87,7	86,0	83,8
7,5	88,1	88,7	87,2	85,3
11	89,4	89,8	88,7	86,9
15	90,3	90,6	89,7	88,0
18,5	90,9	91,2	90,4	88,6
22	91,3	91,6	90,9	89,1
30	92,0	92,3	91,7	89,8
37	92,5	92,7	92,2	90,3
45	92,9	93,1	92,7	90,7
55	93,2	93,5	93,1	91,0
75	93,8	94,0	93,7	91,6
90	94,1	94,2	94,0	91,9
110	94,3	94,5	94,3	92,3
132	94,6	94,7	94,6	92,6
160	94,8	94,9	94,8	93,0
200 up to 1 000	95,0	95,1	95,0	93,5

Tabela 8: Limites de rendimento [%] para a classe IE3.

P_N kW	Number of poles/synchronous speed min^{-1}			
	2/3000	4/1500	6/1000	8/750
0,12	60,8	64,8	57,7	50,7
0,18	65,9	69,9	63,9	58,7
0,20	67,2	71,1	65,4	60,6
0,25	69,7	73,5	68,6	64,1
0,37	73,8	77,3	73,5	69,3
0,40	74,6	78,0	74,4	70,1
0,55	77,8	80,8	77,2	73,0
0,75	80,7	82,5	78,9	75,0
1,1	82,7	84,1	81,0	77,7
1,5	84,2	85,3	82,5	79,7
2,2	85,9	86,7	84,3	81,9
3	87,1	87,7	85,6	83,5
4	88,1	88,6	86,8	84,8
5,5	89,2	89,6	88,0	86,2
7,5	90,1	90,4	89,1	87,3
11	91,2	91,4	90,3	88,6
15	91,9	92,1	91,2	89,6
18,5	92,4	92,6	91,7	90,1
22	92,7	93,0	92,2	90,6
30	93,3	93,6	92,9	91,3
37	93,7	93,9	93,3	91,8
45	94,0	94,2	93,7	92,2
55	94,3	94,6	94,1	92,5
75	94,7	95,0	94,6	93,1
90	95,0	95,2	94,9	93,4
110	95,2	95,4	95,1	93,7
132	95,4	95,6	95,4	94,0
160	95,6	95,8	95,6	94,3
200 up to 1 000	95,8	96,0	95,8	94,6

Tabela 9: Limites de rendimento [%] para a classe IE4.

P_N kW	Number of poles/synchronous speed min ⁻¹			
	2/3000	4/1500	6/1000	8/750
0,12	66,5	69,8	64,9	62,3
0,18	70,8	74,7	70,1	67,2
0,20	71,9	75,8	71,4	68,4
0,25	74,3	77,9	74,1	70,8
0,37	78,1	81,1	78,0	74,3
0,40	78,9	81,7	78,7	74,9
0,55	81,5	83,9	80,9	77,0
0,75	83,5	85,7	82,7	78,4
1,1	85,2	87,2	84,5	80,8
1,5	86,5	88,2	85,9	82,6
2,2	88,0	89,5	87,4	84,5
3	89,1	90,4	88,6	85,9
4	90,0	91,1	89,5	87,1
5,5	90,9	91,9	90,5	88,3
7,5	91,7	92,6	91,3	89,3
11	92,6	93,3	92,3	90,4
15	93,3	93,9	92,9	91,2
18,5	93,7	94,2	93,4	91,7
22	94,0	94,5	93,7	92,1
30	94,5	94,9	94,2	92,7
37	94,8	95,2	94,5	93,1
45	95,0	95,4	94,8	93,4
55	95,3	95,7	95,1	93,7
75	95,6	96,0	95,4	94,2
90	95,8	96,1	95,6	94,4
110	96,0	96,3	95,8	94,7
132	96,2	96,4	96,0	94,9
160	96,3	96,6	96,2	95,1
200	96,5	96,7	96,3	95,4
250	96,5	96,7	96,5	95,4
315 up to 1 000	96,5	96,7	96,6	95,4

◆ Subchart A3: Operation with Permanent Magnet Motors

Figure 4.9, Flowchart A3, describes tuning for PM motors in Open Loop Vector Control. PM motors can be used for energy savings in reduced or variable torque applications.

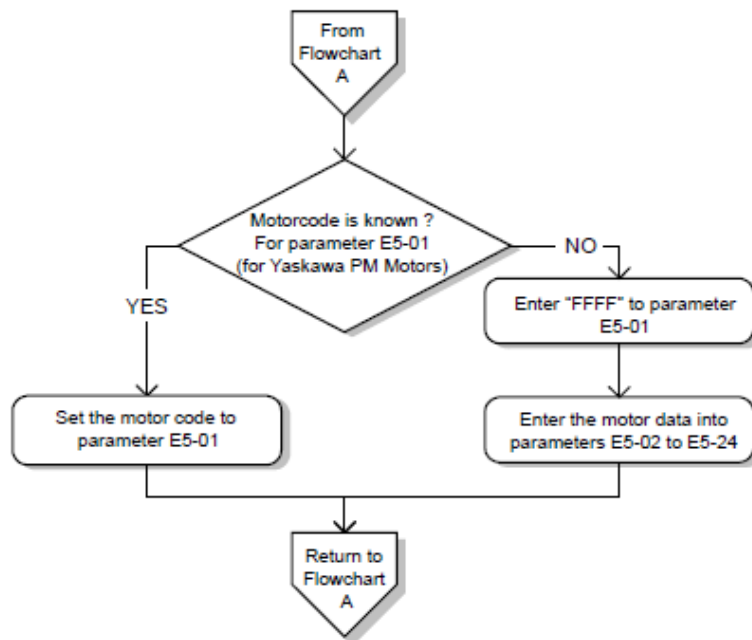


Figure 4.9 Operation with Permanent Magnet Motors

Figura 41: Excerto do manual técnico, ilustrando o protocolo de inicialização do variador para ser usado com um motor de ímanes permanentes.

4.7 Auto-Tuning

◆ Types of Auto-Tuning

There are three types of Auto-Tuning. Select the best type of Auto-Tuning for the application. *Refer to Auto-Tuning Procedure on page 92.*

Type	Setting	Application Conditions and Benefits	Control Mode
Rotational Auto-Tuning for V/f Control	T1-01 = 3	<ul style="list-style-type: none">Assumes the motor can rotate during the Auto-Tuning processImproves torque compensation, slip compensation, energy savings, and Speed Search performanceShould be performed when Speed Estimation Type Speed Search or Energy Saving is used in V/f Control	V/f Control
Rotational Auto-Tuning for OLV Control	T1-01 = 0	<ul style="list-style-type: none">Assumes the motor can rotate during the Auto-Tuning processAchieves high-performance motor control and should be performed whenever Open Loop Vector Control is used	Open Loop Vector Control
Stationary Auto-Tuning for Line-to-Line Resistance (V/f and OLV Control)	T1-01 = 2	For use when: <ul style="list-style-type: none">The motor cable exceeds 50 mThe motor cable length has been modified after Auto-Tuning has been previously performedWhen motor capacity and drive capacity differ	V/f Control, Open Loop Vector Control

Note: Auto-Tuning cannot be performed on permanent magnet motors (IPM, SPM, etc.).

Figura 42: Excerto do manual técnico do variador Yaskawa, onde é visível a indicação de que não é possível realizar o comissionamento com um motor de ímanes permanentes.

Anexo C- Fotografias e esquemas das Bancadas e dos equipamentos.



Figura 43: Bancada 1.

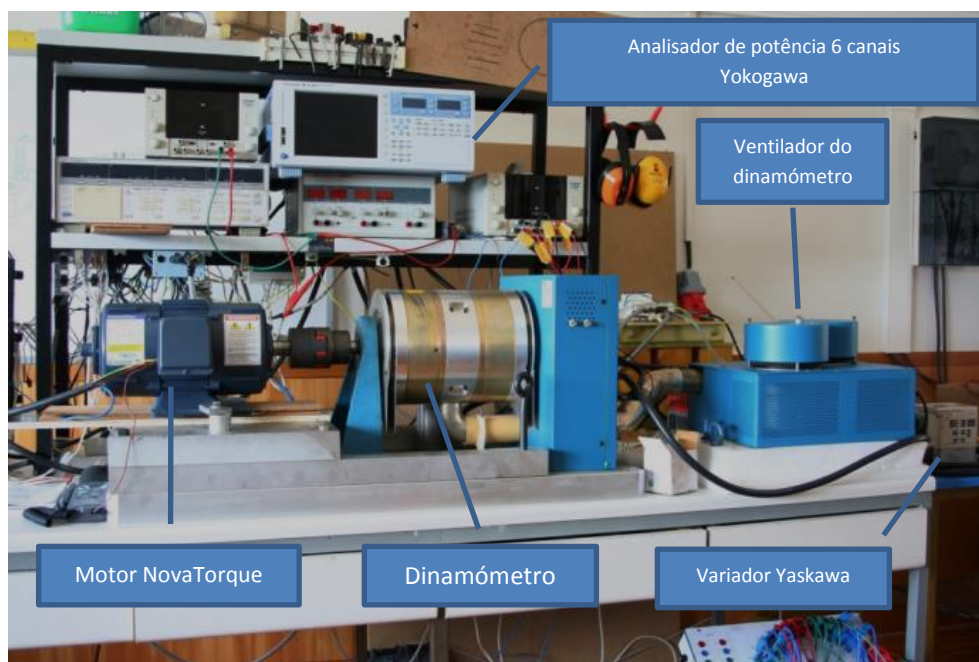


Figura 44: Bancada 2.

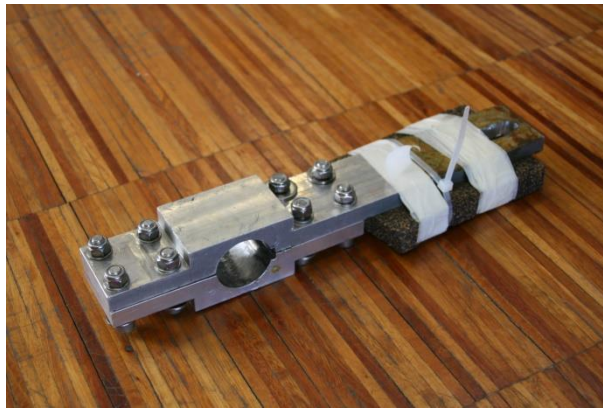


Figura 45: Bloqueador de veio, usado para os ensaios do transitório da corrente.



Figura 46: Motor da NovaTorque (à direita).

Figura 47: Chapa de características do dinamómetro (à esquerda).

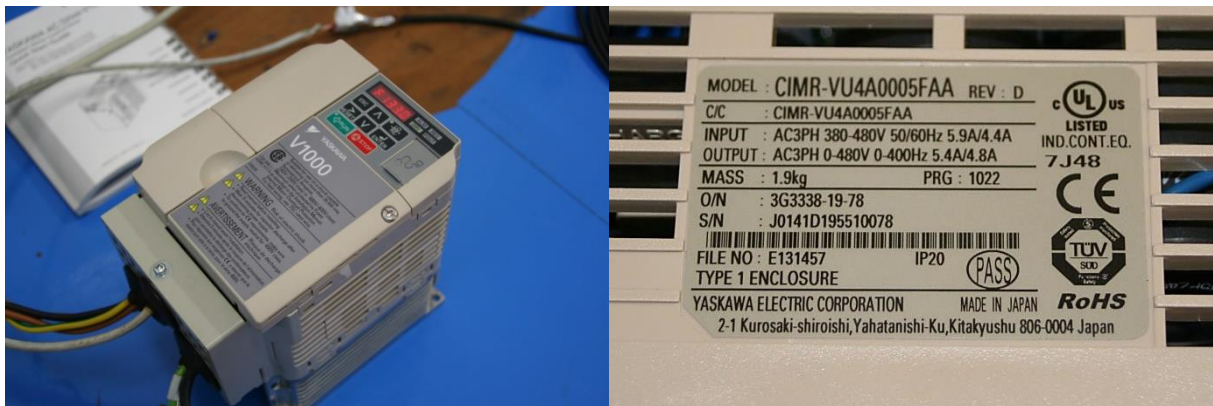


Figura 48: Variador utilizado para os ensaios ao motor NovaTorque, e respetiva chapa de características.



Figura 49: Analizador de potência de 6 canais utilizado.

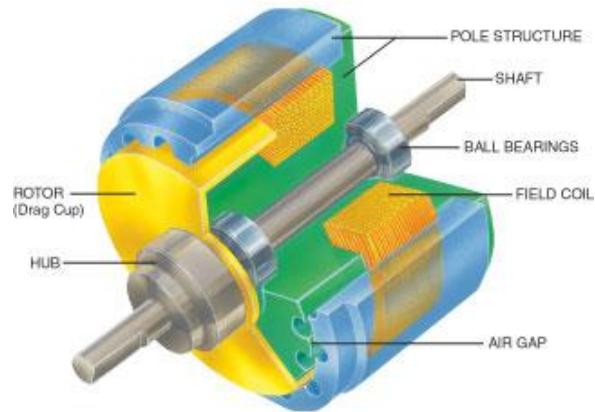


Figura 50: Representação esquemática do dinamômetro [30] .



Figura 51: Fotografia do laboratório de robótica e produção automática (ISR).

Anexo D- Protótipo de 11kW da Hitachi de 96% eficiência [28] [29].

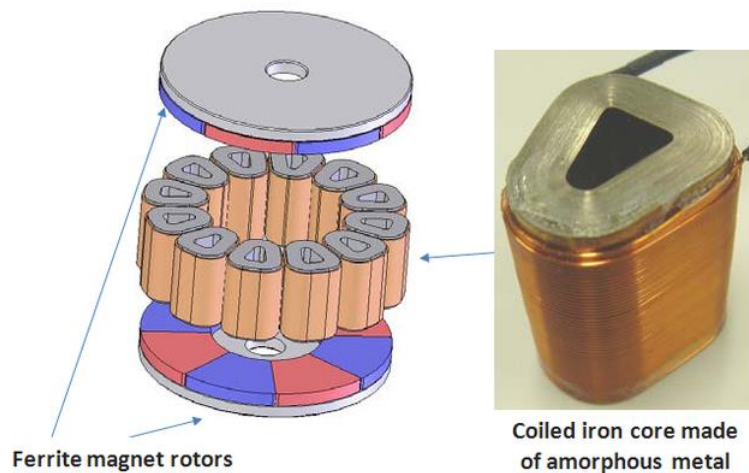


Figura 52: Elementos do protótipo da Hitachi, que usa metal amorfo no estator e assim consegue uma eficiência de 96% (IE5) [29].



Figura 53: Fotografia do protótipo de 11kW da Hitachi. É claramente visível a redução do comprimento axial deste moto [28].

Anexo E- Resultados dos ensaios ao PMSM com um VSD alternativo.

Posteriormente à data de entrega desta dissertação foram realizados os mesmos ensaios com o PMSM mas com o conversor da Yaskawa substituído por um da fabricante Schneider compatível com o motor da NovaTorque, a fim de verificar se os dados de rendimento sofrem de muita alteração empregando conversores diferentes.

Os resultados apresentam-se a seguir:

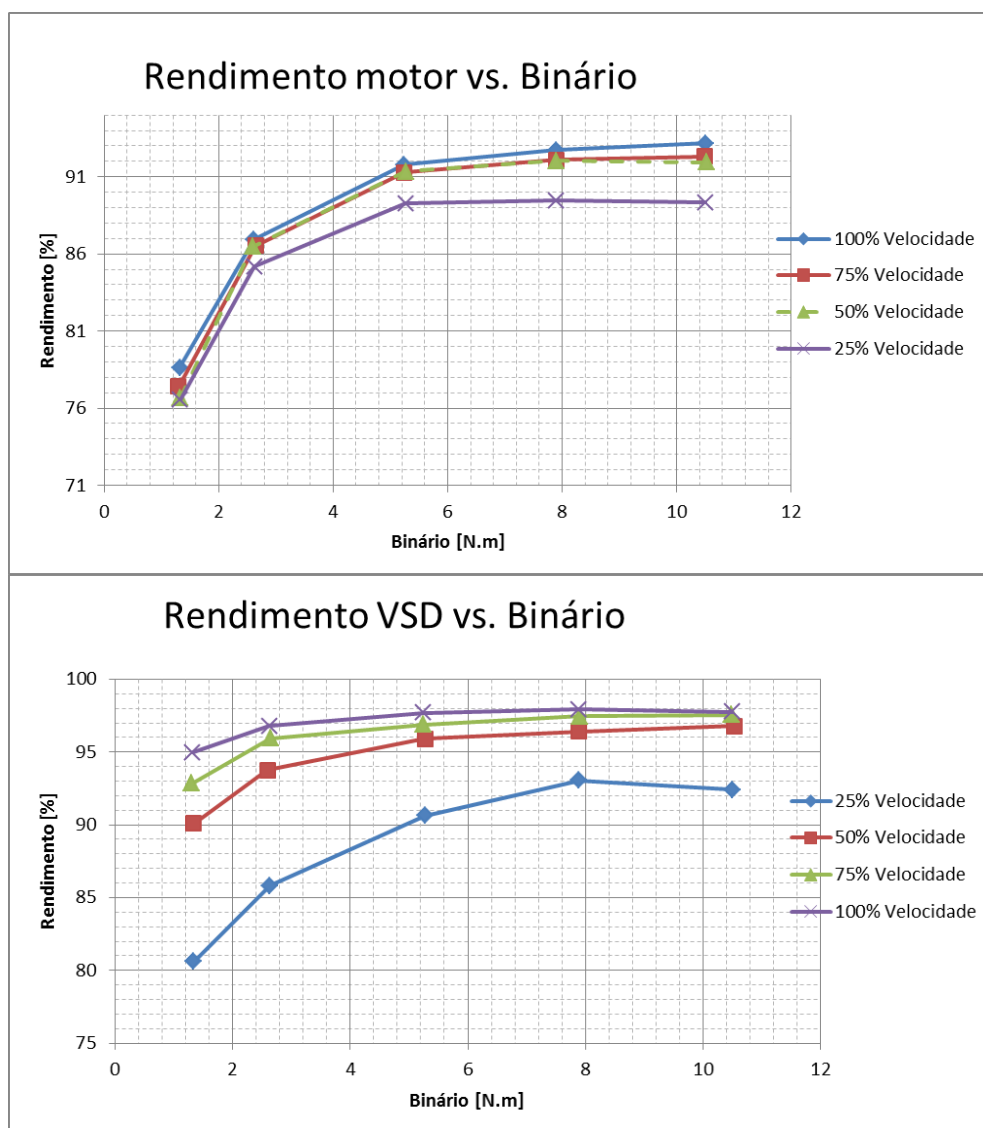


Figura 54: Curvas de rendimento do PMSM e respetivo variador. (VSD da Schneider Electric)

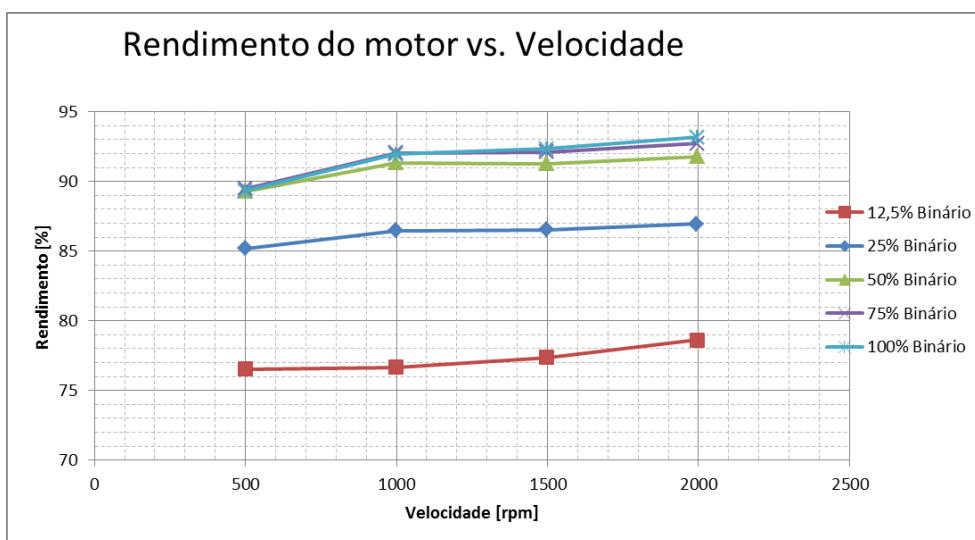
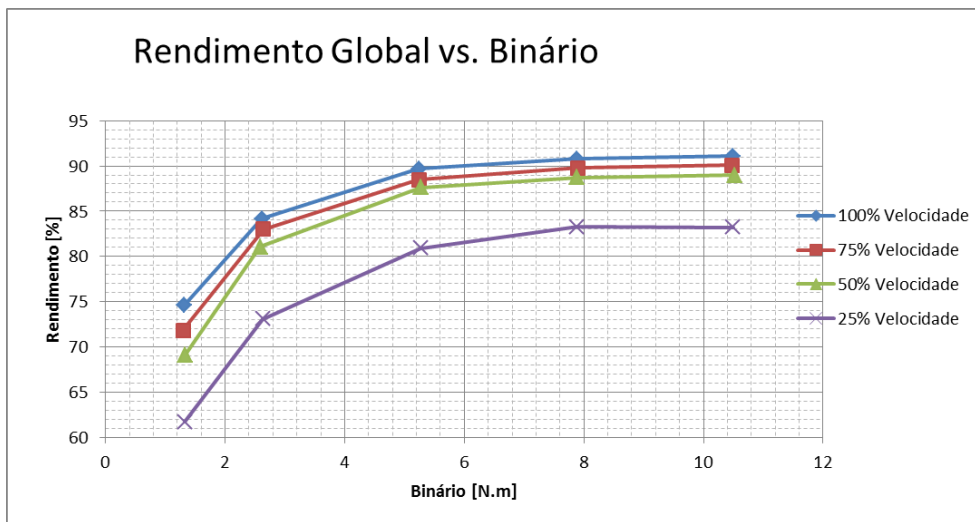


Figura 55: Curvas de rendimento do sistema motor+variador(em cima) e do motor em função da velocidade para vários regimes de binário de carga.

Da análise dos resultados obtidos conclui-se claramente que a alta eficiência do motor se mantém praticamente inalterada, alcançando o máximo de 93,168%, no regime nominal. De forma idêntica ao obtido com o conversor da Yaskawa, é possível obter altas eficiências tanto do motor como do sistema global não só para o regime nominal, mas também para 75% e 50% da velocidade e do binário de carga.

A alta eficiência dos conversores de eletrônica de potência modernos é mais uma vez evidente neste ensaio.