



José Miguel Pinheiro Oliveira

Dispositivo Eletrónico para
Melhoria do Desempenho dos
Motores de Indução Trifásicos

Universidade do Minho
Escola de Engenharia





Universidade do Minho
Escola de Engenharia

José Miguel Pinheiro Oliveira

Dispositivo Eletrónico para
Melhoria do Desempenho dos
Motores de Indução Trifásicos

Dissertação de Mestrado
Engenharia Mecatrónica

Trabalho efetuado sob a orientação do
Professor Doutor João Luiz Afonso

e coorientação do
Professor Doutor Fernando José Teixeira Estêvão
Ferreira

DECLARAÇÃO

José Miguel Pinheiro Oliveira

Endereço eletrónico: pg22715@alunos.uminho.pt Telefone: 912775127

Número do Bilhete de Identidade: 13007258

Título da Dissertação:

Dispositivo Eletrónico para Melhoria do Desempenho dos Motores de Indução Trifásicos

Orientador:

Doutor João Luiz Afonso

Coorientador:

Doutor Fernando José Teixeira Estêvão Ferreira

Ano de conclusão: 2014

Tese submetida na Universidade do Minho para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Mecatrónica

É AUTORIZADA A REPRODUÇÃO INTEGRAL DESTA TESE/TRABALHO APENAS PARA EFEITOS DE INVESTIGAÇÃO, MEDIANTE DECLARAÇÃO ESCRITA DO INTERESSADO, QUE A TAL SE COMPROMETE;

Universidade do Minho, ___/___/_____

Assinatura: _____

Resumo

Estudos realizados por organizações internacionais comprovam que a maioria dos motores de indução trifásicos com rotor em gaiola de esquilo, com potências superiores a 4 kW e que funcionam com velocidade fixa¹, utilizam o método de arranque estrela-triângulo.

Nesta dissertação é proposto o desenvolvimento de um dispositivo eletrônico para seleção automática do tipo de ligação dos enrolamentos estatóricos dos motores de indução trifásicos com rotor em gaiola de esquilo, em função da sua carga. Este dispositivo é particularmente adequado para motores de média potência, com uma variação de carga significativa durante o seu ciclo de funcionamento, incluindo longos períodos de operação com carga baixa. A principal vantagem está no controlo automático do modo de ligação dos enrolamentos estatóricos, em estrela ou triângulo, em função da carga aplicada ao motor. Em aplicações de carga variável e velocidade fixa, este controlo permite melhorar significativamente o rendimento e fator de potência do motor.

Tratando-se de um dispositivo de estado sólido, em que os contactores eletromecânicos são substituídos por eletrónica de potência, é possível minimizar o tempo de comutação, e conseqüentemente o deslizamento pela redução do tempo de comutação, relativamente à comutação estrela-triângulo convencional.

A solução proposta permite também eliminar os três contactores utilizados nos arrancadores estrela-triângulo convencionais. Além disso, este dispositivo, caso seja instalado na caixa de terminais, como é o objetivo final, permite eliminar três dos seis condutores necessários para os arrancadores estrela-triângulo, traduzindo-se em poupanças muito significativas em cabos para novas instalações de motores.

Adicionalmente, há um conjunto de funcionalidades que podem ser incorporadas no dispositivo como monitorização de consumos, proteção do motor e diagnósticos de avarias.

Palavras-Chave: Motor de Indução Trifásico, Contactores, Arranque Estrela-Triângulo, Nível de Carga, Rendimento do Motor, Fator de Potência do Motor, Melhoria do Desempenho, Poupança de Energia, Proteção do Motor, Dispositivo Eletrónico.

¹ Entenda-se por motor com velocidade fixa, um motor alimentado da rede e sem controlo de velocidade.

Abstract

Studies by international organizations show that the majority of three-phase squirrel-cage induction motors, with an output power over 4 kW and running with fixed speed², use the star-delta starting method.

In this dissertation is proposed the development of an electronic device for automatic selection of connection type of stator windings of three-phase squirrel-cage induction motors, depending on their load. This device is particularly suitable for medium power motors, with a significant load variation during operation cycle, including long periods of operation at low load. The main advantage is the automatic control of the connection mode of the stator windings in star or delta, depending on the load applied to the motor. In variable load and fixed speed applications, this control allows to significantly improve the efficiency and power factor motor.

Being a solid state device, in which the electromechanical contactors are replaced by power electronics, it is possible to minimize the switching time, and thus slip reducing the switching time, relative to the conventional star-delta switching.

The proposed solution also eliminates the three contactors used in conventional star-delta starters. In addition, this device, if installed in the terminal box, which is the final objective, allows to eliminate three of the six conductors required for the star-delta starters, resulting in very significant savings in cables for new motor installations.

Additionally, there is a set of features that can be incorporated into the device as monitoring of consumption, motor protection and fault diagnostics.

Keywords: Three-Phase Induction Motor, Contactors, Star-Delta Starter, Load Level, Motor Efficiency, Motor Power Factor, Performance Improvement, Energy Savings, Motor Protection, Electronic Device.

² Is meant by fixed speed motor, a line feed motor without speed control.

Índice

Resumo	v
Abstract	vii
Lista de Figuras	xiii
Lista de Tabelas	xix
Lista de Siglas e Acrónimos	xxi
Nomenclatura	xxv
CAPÍTULO 1 Introdução	1
1.1 Má Utilização dos Motores de Indução Trifásicos.....	1
1.1.1 Rendimento dos Motores	2
1.1.2 Arranque dos Motores.....	5
1.2 Enquadramento do Dispositivo	6
1.2.1 Método da Corrente	9
1.2.2 Método da Potência	10
1.2.3 Maximização do Fator de Potência	11
1.3 Motivações	12
1.4 Objetivos.....	13
1.5 Organização e Estrutura da Dissertação.....	13
CAPÍTULO 2 Equipamentos para Controlo dos Motores de Indução	15
2.1 Introdução	15
2.2 Motores de Indução Trifásicos com Rotor em Gaiola de Esquilo.....	16
2.3 Contactores	19
2.4 Relés de Estado Sólido.....	20
2.4.1 Vantagens e Desvantagens.....	21
2.4.2 Modo de Funcionamento do SSR	22
2.5 Arranque Estrela-Triângulo	22
2.6 Arrancador Suave Eletrónico	25
2.7 Reguladores de Tensão	27
2.8 Relés Inteligentes	29
2.9 Custos Associados às Tecnologias Atuais	29
2.10 Porque Não Utilizar VEVs.....	31
CAPÍTULO 3 Simulações do Sistema Proposto	33
3.1 Introdução	33
3.2 Ensaio para Determinar o Circuito Equivalente do Motor	35
3.2.1 Ensaio em Vazio	36
3.2.2 Ensaio em Curto-Circuito com Rotor Bloqueado	38
3.2.3 Ensaio à Carga Nominal	41
3.3 Arranque do Motor	42
3.3.1 Arranque em Estrela	42
3.3.2 Arranque em Triângulo	43
3.4 Comutação do Motor	45
3.4.1 Comutação Estrela-Triângulo	45

3.4.2	Comutação Triângulo-Estrela.....	47
3.5	Paragem do Motor.....	48
3.5.1	Paragem Controlada em Estrela	49
3.5.2	Paragem Controlada em Triângulo.....	50
3.5.3	Paragem Não Controlada em Estrela.....	50
3.5.4	Paragem Não Controlada em Triângulo	51
3.6	Funcionamento em Regime Permanente.....	53
CAPÍTULO 4 Desenvolvimento do Sistema de Controlo		55
4.1	Introdução	55
4.2	Alimentação Elétrica do Dispositivo.....	57
4.3	Regulador de Tensão.....	58
4.4	Microcontrolador.....	58
4.5	Sensores	64
4.5.1	Sensor de Corrente	66
4.5.2	Sensor de Tensão.....	71
CAPÍTULO 5 Desenvolvimento do <i>Hardware</i> de Potência.....		77
5.1	Introdução	77
5.2	Opto-acoplador.....	77
5.3	Triac	80
5.4	<i>Snubber</i>	84
5.5	Varistor.....	87
CAPÍTULO 6 Resultados Experimentais		89
6.1	Introdução	89
6.2	Bancada de Testes	89
6.3	Resultados Obtidos em Laboratório	90
6.3.1	Comportamento Elétrico do Motor.....	91
6.3.2	Arranque em Estrela.....	94
6.3.3	Comutação Estrela-Triângulo.....	95
6.3.4	Comutação Triângulo-Estrela.....	96
6.3.5	Paragem em Estrela.....	97
6.3.6	Paragem em Triângulo	98
6.3.7	Paragem Não Controlada em Estrela.....	99
6.3.8	Paragem Não Controlada em Triângulo	100
6.3.9	Funcionamento em Regime Permanente	101
CAPÍTULO 7 Conclusões.....		103
7.1	Conclusões	103
7.2	Sugestões para Trabalho Futuro	106
Bibliografia		109
Anexo A.....		113
Anexo B.....		117
Anexo C.....		121
Anexo D.....		125
Anexo E.....		129

Anexo F 133

Lista de Figuras

Figura 1.1 – Aspeto típico dos motores de indução trifásicos com rotor em gaiola de esquilo. Fonte: http://ecatalog.weg.net/files/produtos/W22-B3T-All-Frames-RAL-6002-G.jpg [3].	1
Figura 1.2 – Estimativa do consumo de energia elétrica pelos motores, em aplicações de uso final no setor industrial [4].	2
Figura 1.3 – Custos totais relativos ao tempo de vida de um motor. Estudo com motores IE1 de 1,1 kW e 11 kW, com funcionamento de 4000 h/ano, 60% de carga, durante 12 anos [5].	4
Figura 1.4 – Resultados experimentais para um motor trifásico de 4 kW, 400 V, 50 Hz, de 4 polos, valores em p.u.	8
Figura 1.5 - Resultados experimentais para um motor trifásico de 4 kW, 400 V, 50 Hz, de 4 polos, alterando o tipo de ligação dos enrolamentos em função da carga, recorrendo ao método da corrente, valores em p.u.	9
Figura 1.6 – Resultados experimentais para um motor trifásico de 4 kW, 400 V, 50 Hz, de 4 polos, alterando o tipo de ligação dos enrolamentos em função da carga, recorrendo ao método da potência, valores em p.u.	10
Figura 1.7 – Resultados experimentais para um motor trifásico de 4 kW, 400 V, 50 Hz, de 4 polos, alterando o tipo de ligação dos enrolamentos em função da carga, maximizando o fator de potência do motor, valores em p.u.	12
Figura 2.1 – Representação de um motor de indução trifásico. Fonte: http://www.eup-network.de/fileadmin/user_upload/Produktgruppen/Lots/Final_Documents/Lot11_Motors_FinalReport.pdf [9].	16
Figura 2.2 – Representação de um estator. Fonte: http://www.eup-network.de/fileadmin/user_upload/Produktgruppen/Lots/Final_Documents/Lot11_Motors_FinalReport.pdf [9].	17
Figura 2.3 – Motor com 2 polos por fase (1 par de polos).	17
Figura 2.4 – Rotor em gaiola de esquilo. Fonte: http://www.eup-network.de/fileadmin/user_upload/Produktgruppen/Lots/Final_Documents/Lot11_Motors_FinalReport.pdf [9].	18
Figura 2.5 – Exemplo de um contactor. Fonte: http://www.weg.net/files/photos-products/CWCA0-G.jpg [12].	19
Figura 2.6 – Exemplo de um contactor de estado sólido trifásico (à esquerda) e circuito de conexão ao motor com esquema elétrico interno do relé de estado sólido (à direita). Fonte: http://www.teledynereleays.com/pdf/ISSR%20Selection%20Guide.pdf [13].	20
Figura 2.7 – Ligação dos enrolamentos em Y (à esquerda) e conexão dos enrolamentos na caixa de terminais (à direita).	23
Figura 2.8 – Ligação dos enrolamentos em Δ (à esquerda) e conexão dos enrolamentos na caixa de terminais (à direita).	24
Figura 2.9 – Exemplo de um arrancador Y- Δ utilizando contactores. Fonte: http://pl.moeller.net/image?doc_name=2210PIC-212&locale=en&type=Big [17].	24

Figura 2.10 – Exemplo de um <i>Soft-starter</i> (à esquerda) e o seu circuito simplificado (à direita). Fonte: http://www.weg.net/files/photos-products/SSW-05_G.jpg [19]; http://ecatalog.weg.net/files/wegnet/WEG-ssw-05-manual-do-usuario-0899.5119-2.3x-manual-portugues-br.pdf [20].	26
Figura 2.11 – Imagem do <i>SinuMEC</i> (à esquerda) e diagrama de blocos interno do dispositivo (à direita). Fonte: http://www.powersines.com/Electric-Motor-Efficiency/SinuMEC [21]; http://www.powersines.com/var/56/387256-sinuMEC_Web%20Oct09.pdf [22].	28
Figura 2.12 – <i>Smart Switch</i> (à esquerda) e topologia básica do dispositivo (à direita) [24].	29
Figura 2.13 – Representação gráfica da eficiência dos motores ligados DR e ligados a um VEV, no caso apresentado [5].	31
Figura 2.14 – Diagrama de carga da aplicação apresentada [7].	32
Figura 3.1 – Esquema dos enrolamentos do motor na placa de terminais (à esquerda) e esquema de ligação dos triacs para conexão dos enrolamentos em Y e Δ (à direita).	33
Figura 3.2 – Diagrama de carga para a simulação efetuada, numa aplicação de velocidade fixa.	34
Figura 3.3 – Janela de parametrização do modelo linear disponível em <i>PSIM</i> , do motor trifásico com os 6 terminais acessíveis.	35
Figura 3.4 – Esquema equivalente por enrolamento para o ensaio em vazio.	36
Figura 3.5 – Resultado da simulação do ensaio em vazio implementado em <i>PSIM</i> .	38
Figura 3.6 – Esquema equivalente por enrolamento do rotor em curto-circuito.	39
Figura 3.7 - Resultado da simulação do ensaio com rotor bloqueado implementado em <i>PSIM</i> .	40
Figura 3.8 - Resultado da simulação do ensaio à carga nominal implementado em <i>PSIM</i> .	41
Figura 3.9 – Sinal para a ordem de conexão em Y (violeta), e correntes nos enrolamentos no arranque em Y (I_u - azul, I_v - vermelho, I_w - verde).	43
Figura 3.10 – Sinal para a ordem de conexão em Y (violeta) e tensões nos enrolamentos no arranque em Y (V_u - azul, V_v - vermelho, V_w - verde).	43
Figura 3.11 – Sinal para a ordem de conexão em Δ (laranja), e correntes nos enrolamentos no arranque em Δ (I_u - azul, I_v - vermelho, I_w - verde).	44
Figura 3.12 – Sinal para a ordem de conexão em Δ (laranja) e tensões nos enrolamentos no arranque em Δ (V_u - azul, V_v - vermelho, V_w - verde).	44
Figura 3.13 – Sinais para a ordem de conexão em Y (violeta) e em Δ (laranja), e correntes nos enrolamentos na comutação Y- Δ (I_u - azul, I_v - vermelho, I_w - verde).	46
Figura 3.14 – Sinais para a ordem de conexão em Y (violeta) e em Δ (laranja) e tensões nos enrolamentos na comutação Y- Δ (V_u - azul, V_v - vermelho, V_w - verde).	46
Figura 3.15 – Sinais para a ordem de conexão em Y (violeta) e em Δ (laranja), e correntes nos enrolamentos na comutação Δ -Y (I_u - azul, I_v - vermelho, I_w - verde).	47
Figura 3.16 – Sinais para a ordem de conexão em Y (violeta) e em Δ (laranja) e tensões nos enrolamentos na comutação Δ -Y (V_u - azul, V_v - vermelho, V_w - verde).	47
Figura 3.17 – Sinal para a ordem de conexão em Y (violeta), e correntes nos enrolamentos na paragem em Y (I_u - azul, I_v - vermelho, I_w - verde).	49
Figura 3.18 - Sinal para a ordem de conexão em Y (violeta) e tensões nos enrolamentos na paragem em Y (V_u - azul, V_v - vermelho, V_w - verde).	49

Figura 3.19 – Sinal para a ordem de conexão em Δ (laranja), e correntes nos enrolamentos na paragem em Δ (Iu - azul, Iv - vermelho, Iw - verde).	50
Figura 3.20 – Sinal para a ordem de conexão em Δ (laranja) e tensões nos enrolamentos na paragem em Δ (Vu - azul, Vv - vermelho, Vw - verde).....	50
Figura 3.21 – Sinal para a ordem de conexão em Y (violeta), e correntes nos enrolamentos no na paragem não controlada em Y (Iu - azul, Iv - vermelho, Iw - verde).....	51
Figura 3.22 – Sinal para a ordem de conexão em Y (violeta) e tensões nos enrolamentos no paragem não controlada em Y (Vu - azul, Vv - vermelho, Vw - verde).	51
Figura 3.23 – Sinal para a ordem de conexão em Δ (laranja), e correntes nos enrolamentos no paragem não controlada em Δ (Iu - azul, Iv - vermelho, Iw - verde).	52
Figura 3.24 – Sinal para a ordem de conexão em Δ (laranja) e tensões nos enrolamentos no paragem não controlada em Δ (Vu - azul, Vv - vermelho, Vw - verde).	52
Figura 4.1 – Fluxograma do programa implementado.	56
Figura 4.2 – Chapa de características da fonte utilizada.	57
Figura 4.3 – Esquemático de funcionamento do LM317 [33].	58
Figura 4.4 – STM32F4-Discovery (à esquerda) e placa desenvolvida (à direita).	60
Figura 4.5 – Esquema de alimentação elétrica do microcontrolador. Fonte: http://www.st.com/st-web-ui/static/active/en/resource/technical/document/datasheet/DM00037051.pdf [31].	61
Figura 4.6 – Esquemático da placa desenvolvida baseada no microcontrolador <i>STM32F405RG</i> , no <i>software Eagle</i>	62
Figura 4.7 – <i>Layout</i> da placa baseada no microcontrolador <i>STM32F405RG</i> , no <i>software Eagle</i>	63
Figura 4.8 – ST-LINK/V2 e a conexão à placa desenvolvida.	63
Figura 4.9 – Esquemático de um conector JTAG. Fonte: http://www.st.com/st-web-ui/static/active/en/resource/technical/document/user_manual/DM00026748.pdf [39].	64
Figura 4.10 – Esquemático do sensor de corrente utilizado para aquisição da corrente. Fonte: http://www.allegromicro.com/~media/Files/Datasheets/ACS712-Datasheet.ashx [40].	67
Figura 4.11 – Corrente nos enrolamentos U (azul), V (vermelho) e W (verde) e sinal de referência de corrente (laranja) em vazio (à esquerda) e à carga nominal (à direita).	68
Figura 4.12 – Corrente no enrolamento U (azul) e sinal de tensão à saída do sensor de corrente respetivo (laranja), em vazio (à esquerda) e à carga nominal (à direita).	69
Figura 4.13 – Corrente no enrolamento V (vermelho) e sinal de tensão à saída do sensor de corrente respetivo (laranja), em vazio (à esquerda) e à carga nominal (à direita).	70
Figura 4.14 – Corrente no enrolamento W (verde) e sinal de tensão à saída do sensor de corrente respetivo (laranja), em vazio (à esquerda) e à carga nominal (à direita).	70
Figura 4.15 – Montagem típica de um amplificador diferencial.	72
Figura 4.16 – Esquemático do sensor de tensão.	73
Figura 4.17 – Tensão aos terminais dos enrolamentos U (azul), V (vermelho) e W (verde) e sinal de referência do <i>offset</i> de tensão criado (laranja) na conexão em Y (à esquerda) e na conexão em Δ (à direita).	74
Figura 4.18 – Tensão aos terminais do enrolamento U (azul) e sinal de tensão à saída do sensor de tensão respetivo (laranja), na conexão em Y (à esquerda) e na conexão em Δ (à direita).	74

Figura 4.19 – Tensão aos terminais do enrolamento V (vermelho) e sinal de tensão à saída do sensor de tensão respetivo (laranja), na conexão em Y (à esquerda) e na conexão em Δ (à direita).....	75
Figura 4.20 – Tensão aos terminais do enrolamento W (verde) e sinal de tensão à saída do sensor de tensão respetivo (laranja), na conexão em Y (à esquerda) e na conexão em Δ (à direita).....	75
Figura 5.1 – Circuito de acionamento dos opto-acopladores.	78
Figura 5.2 - Circuito básico de conexão do driver ao triac.	79
Figura 5.3 – Representação de um triac através de 2 tirístores em antiparalelo. Fonte: http://www.nxp.com/documents/application_note/APPCHP6.pdf [48].....	80
Figura 5.4 – Representação típica de um triac. Fonte: http://www.nxp.com/documents/application_note/AN_GOLDEN_RULES.pdf [49].	81
Figura 5.5 – Quadrantes de funcionamento do triac. Fonte: http://www.nxp.com/documents/application_note/APPCHP6.pdf [48].....	82
Figura 5.6 – Características do triac. Fonte: http://www.nxp.com/documents/application_note/APPCHP6.pdf [48].	82
Figura 5.7 – Gráfico para a determinação da capacidade do condensador do <i>snubber</i> [52].	85
Figura 5.8 – Conexão do <i>snubber</i> ao motor, quando este está conectado em Y.	86
Figura 5.9 – Conexão do <i>snubber</i> ao motor quando este está conectado em Δ	86
Figura 5.10 – Esquema de conexão dos varistores ao dispositivo.....	88
Figura 5.11 – Esquema de conexão dos varistores.....	88
Figura 6.1 – Bancada de ensaios desenvolvida para realização dos testes experimentais.....	90
Figura 6.2 – Aplicação desenvolvida para configuração e monitorização do nível de carga aplicado ao motor.	90
Figura 6.3 – Esquema de conexão das pinças diferenciais para a aquisição de tensões.....	92
Figura 6.4 – Tensão entre fase e neutro da rede (azul), queda de tensão aos terminais dos enrolamentos (vermelho) e diferença de potencial entre o neutro da Y e o neutro da rede (verde).....	92
Figura 6.5 – Tensão entre fase e neutro da rede (azul), queda de tensão no enrolamento (vermelho), diferença de potencial entre o neutro da ligação em Y e o neutro da rede (verde) e somatório da queda de tensão no enrolamento e da diferença de potencial entre o neutro da ligação em Y e do neutro da rede (laranja).....	92
Figura 6.6 – Diagrama de carga da aplicação.	93
Figura 6.7 – Sinal do microcontrolador (laranja), corrente no enrolamento U (azul), corrente no enrolamento V (vermelho) e corrente no enrolamento W (verde) no arranque em Y.....	94
Figura 6.8 – Sinal do microcontrolador (laranja), tensão no enrolamento U (azul), tensão no enrolamento V (vermelho) e tensão no enrolamento W (verde) no arranque em Y.....	94
Figura 6.9 – Sinal do microcontrolador (laranja), corrente no enrolamento U (azul), corrente no enrolamento V (vermelho) e corrente no enrolamento W (verde) na comutação Y- Δ	95
Figura 6.10 – Sinal do microcontrolador (laranja), tensão no enrolamento U (azul), tensão no enrolamento V (vermelho) e tensão no enrolamento W (verde) na comutação Y- Δ	95

Figura 6.11 – Sinal do microcontrolador (laranja), corrente no enrolamento U (azul), corrente no enrolamento V (vermelho) e corrente no enrolamento W (verde) na comutação Δ -Y.	96
Figura 6.12 – Sinal do microcontrolador (laranja), tensão no enrolamento U (azul), tensão no enrolamento V (vermelho) e tensão no enrolamento W (verde) na comutação Δ -Y.	96
Figura 6.13 – Sinal para a ordem de conexão em Y (laranja), e correntes nos enrolamentos a 5% da carga (I_u - azul, I_v - vermelho, I_w - verde), na paragem em Y.....	97
Figura 6.14 – Sinal para a ordem de conexão em Y (laranja), e tensões nos enrolamentos a 5% da carga (V_u - azul, V_v - vermelho, V_w - verde) na paragem em Y.	97
Figura 6.15 – Sinal para a ordem de conexão em Δ (laranja), e correntes nos enrolamentos a 100% da carga (I_u - azul, I_v - vermelho, I_w - verde) na paragem em Δ	98
Figura 6.16 – Sinal para a ordem de conexão em Δ (laranja), e tensões nos enrolamentos a 100% da carga (V_u - azul, V_v - vermelho, V_w - verde) na paragem em Δ	98
Figura 6.17 – Sinal para a ordem de conexão em Y (laranja), e correntes nos enrolamentos a 5% da carga (I_u - azul, I_v - vermelho, I_w - verde) na paragem não controlada em Y.	99
Figura 6.18 – Sinal para a ordem de conexão em Y (laranja), e tensões nos enrolamentos a 5% da carga (V_u - azul, V_v - vermelho, V_w - verde) na paragem não controlada em Y.....	99
Figura 6.19 – Sinal para a ordem de conexão em Δ (laranja), e correntes nos enrolamentos a 100% da carga (I_u - azul, I_v - vermelho, I_w - verde) na paragem não controlada em Δ	100
Figura 6.20 - Sinal para a ordem de conexão em Δ (laranja), e tensões nos enrolamentos a 100% da carga (V_u - azul, V_v - vermelho, V_w - verde) na paragem não controlada em Δ	100

Lista de Tabelas

Tabela 1.1 – Corrente de arranque de motores alimentados diretamente pela rede de distribuição (pública) [8].	5
Tabela 1.2 – Potência máxima estipulada dos motores alimentados diretamente por uma rede de distribuição (pública) [8].	6
Tabela 1.3 – Chapa de características do motor.	7
Tabela 2.1 – Potências normalizadas para motores de indução trifásicos de rotor em curto-circuito aos quais se pretende aplicar o dispositivo proposto [11].	19
Tabela 2.2 – Número de arrancadores Y- Δ vendidos (em milhares de unidades) por gama de potência (UE-27, 2012) [4].	25
Tabela 2.3 - Número de arrancadores <i>soft-starter</i> vendidos (em milhares de unidades) por gama de potência (UE-27, 2012) [4].	27
Tabela 2.4 – Preço médio dos arrancadores suaves apresentados (2012) [4].	30
Tabela 2.5 – Tabela de consumos elétricos e rendimentos de motores em aplicações ligadas diretamente à rede elétrica (DR) e ligadas a VEV [5].	31
Tabela 2.6 – Comparação do rendimento e do consumo de energia anual entre o controlo recorrendo a um contactor ou um VEV, tendo em conta o diagrama de carga anterior para um motor de 37 kW aplicado num tapete transportador [7].	32
Tabela 3.1 – Valores obtidos experimentalmente no ensaio em vazio.	36
Tabela 3.2 – Valores obtidos experimentalmente no ensaio com rotor bloqueado.	39
Tabela 3.3 – Valores a utilizar no modelo do motor simulado em <i>PSIM</i> .	41
Tabela 3.4 – Valores simulados do consumo do motor na ligação em Y e em Δ e as poupanças associadas.	53
Tabela 4.1 – Identificação das conexões necessárias entre o <i>ST-LINK/V2</i> e o microcontrolador [31] [39].	64
Tabela 4.2 – Valores de tensão obtidos à saída da referência de corrente.	68
Tabela 4.3 – Corrente no enrolamento U e valores de tensão obtidos à saída do sensor.	69
Tabela 4.4 – Corrente no enrolamento V e valores de tensão obtidos à saída do sensor.	70
Tabela 4.5 – Corrente no enrolamento W e valores de tensão obtidos à saída do sensor.	70
Tabela 4.6 – Valores de tensão obtidos à saída do sensor de tensão de referência.	74
Tabela 4.7 – Tensão no enrolamento U e valores de tensão obtidos à saída do sensor de tensão instalado aos terminais do enrolamento.	74
Tabela 4.8 – Tensão no enrolamento V e valores de tensão obtidos à saída do sensor de tensão instalado aos terminais do enrolamento.	75
Tabela 4.9 – Tensão no enrolamento W e valores de tensão obtidos à saída do sensor de tensão instalado aos terminais do enrolamento.	75
Tabela 5.1 – Quadrantes de operação do triac [48].	81
Tabela 5.2 – Especificação do $(dI/dt)_c$ dos triacs <i>snubberless</i> e do declive decrescente da corrente de condução ($I_{T(RMS)}$) [46] [47] [51].	83

Tabela 6.1 – Lista de equipamento utilizado para os testes laboratoriais obtidos.	91
Tabela 6.2 – Corrente, potência ativa e potência reativa na ligação em Y e Δ e respetivas poupanças num motor de 4kW de classe energética IE2.	102

Lista de Siglas e Acrónimos

IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
UE	União Europeia
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
VEV	Variador eletrónico de velocidade
DR	Diretamente da rede elétrica
RTIEBT	Regras técnicas de instalações elétricas de baixa tensão
Δ	Triângulo
Y	Estrela
CO ₂	Dióxido de carbono
SSR	<i>Solid State Relay</i>
SinuMEC	<i>Sinusoidal Motor Efficiency Controller</i>
PLC	<i>Programmable Logic Controller</i>
SCR	<i>Silicon Controlled Rectifier</i>
AC	<i>Alternating Current</i>
EMC	<i>Electro Magnetic Compability</i>
DC	<i>Direct Current</i>
LED	<i>Light Emitting Diode</i>
PWM	<i>Pulse-with Modulation</i>
RTC	<i>Real Time Clock</i>
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
U	Enrolamento do motor
V	Enrolamento do motor
W	Enrolamento do motor
U ₁	Terminal 1 do enrolamento U
U ₂	Terminal 2 do enrolamento U
V ₁	Terminal 1 do enrolamento V
V ₂	Terminal 2 do enrolamento V
W ₁	Terminal 1 do enrolamento W
W ₂	Terminal 2 do enrolamento W
YU	Triac da conexão em estrela conectado ao enrolamento U
YV	Triac da conexão em estrela conectado ao enrolamento V
YW	Triac da conexão em estrela conectado ao enrolamento W

ΔU	Triac da conexão em triângulo conectado ao enrolamento U
ΔV	Triac da conexão em triângulo conectado ao enrolamento V
ΔW	Triac da conexão em triângulo conectado ao enrolamento W
L_1	Primeira fase do sistema de tensões trifásico
L_2	Segunda fase do sistema de tensões trifásico
L_3	Terceira fase do sistema de tensões trifásico
R_0	Perdas no ferro do motor
X_0	Reatância de magnetização
R_1	Resistência do estator
R_2	Resistência do rotor
X	Reatância de fugas
X_1	Reatância de fugas do estator
X_2	Reatância de fugas do rotor
C	Linguagem de programação
U_0	Tensão no ensaio em vazio
I_0	Corrente no ensaio em vazio
P_0	Potência ativa no ensaio em vazio
S_0	Potência aparente no ensaio em vazio
Q_0	Potência reativa no ensaio em vazio
$\cos \varphi_0$	Fator de potência em vazio
φ_0	Ângulo de defasamento entre a tensão e a corrente em vazio
I_a	Corrente consumida pela resistência de perdas no ferro do motor
I_m	Corrente consumida pela indutância de magnetização do motor
L_m	Indutância de magnetização do motor
U_{cc}	Tensão em curto-circuito
I_{cc}	Corrente em curto-circuito
P_{cc}	Potência ativa em curto-circuito
S_{cc}	Potência aparente em curto-circuito
Q_{cc}	Potência reativa em curto-circuito
$\cos \varphi_{cc}$	Fator de potência em curto-circuito
φ_{cc}	Ângulo de defasamento entre a tensão e a corrente em curto-circuito
L_1	Indutância do estator
L_2	Indutância do rotor
MT1	<i>Main Terminal 1</i>

MT2	<i>Main Terminal 2</i>
I _u	Corrente no enrolamento U
I _v	Corrente no enrolamento V
I _w	Corrente no enrolamento W
V _u	Tensão no enrolamento U
V _v	Tensão no enrolamento V
V _w	Tensão no enrolamento W
CMRR	<i>Common Mode Rejection Ratio</i>
RMS	<i>Root mean square</i>
V _{BE}	<i>Base-Emitter Voltage</i>
V _{CE}	<i>Collector-Emitter Voltage</i>
R _b	Resistência conectada à base do transistor
R _c	Resistência conectada ao coletor do transistor
R _s	Resistência do <i>snubber</i>

Nomenclatura

Símbolo	Significado	Unidade
I	Corrente	A
U	Tensão	V
P	Potência Ativa	W
S	Potência Aparente	VA
Q	Potência Reativa	var
φ	Ângulo	°
R	Resistência	Ω
X	Reatância	Ω
L	Indutância	H
C	Capacidade	F
f	Frequência	Hz
T	Período	s
$f.e.m.$	Força Eletromotriz	V

CAPÍTULO 1

Introdução

1.1 Má Utilização dos Motores de Indução Trifásicos

Segundo o *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE), na indústria, mais de 90% dos motores elétricos são motores de indução trifásicos com rotor em gaiola de esquilo (Figura 1.1) [1]. Estima-se, também, que na União Europeia (UE), o fator de carga médio dos motores elétricos na indústria seja inferior a 60% [2]. Isto significa que uma grande percentagem dos motores de indução trifásicos operam com baixo rendimento, e são o maior causador do baixo fator de potência em instalações industriais. O sobredimensionamento dos motores é comum devido principalmente a maus dimensionamentos da aplicação do motor, e a sobrestimação da potência mecânica exigida pela carga.



Figura 1.1 – Aspeto típico dos motores de indução trifásicos com rotor em gaiola de esquilo.
Fonte: <http://ecatalog.weg.net/files/produtos/W22-B3T-All-Frames-RAL-6002-G.jpg> [3].

Este facto deve-se a grande parte dos motores de indução operarem permanentemente com cargas baixas ou a operarem alternadamente (ao longo do ciclo de carga) com cargas elevadas e muito baixas. Em geral, quanto menor for o nível de carga dos motores de indução, menor será o seu rendimento e fator de potência. Porém, através da regulação apropriada do fluxo de magnetização dos motores, em função do seu nível de carga real, é possível maximizar tanto o seu rendimento como o seu fator de potência para cargas baixas.

1.1.1 Rendimento dos Motores

As aplicações de velocidade fixa acionadas por motores de indução trifásicos alimentados diretamente da rede podem apresentar ao motor uma carga fixa ou variável (i.e., binário fixo ou variável) ao longo do seu ciclo de funcionamento. Assim, se a potência mecânica solicitada ao motor for inferior à sua potência nominal, a sua carga, que é igual ao quociente entre a potência desenvolvida pelo motor e a sua potência nominal, será inferior a 100%. Se a carga fixa for inferior a 50% a 60%, considera-se que o motor está significativamente sobredimensionado. Se a carga for variável ao longo do ciclo de funcionamento, por exemplo, atingindo valores próximos de 100% nalguns períodos e valores tão baixos como 15% a 20% noutros, a carga média (conhecida como fator de carga) pode ser relativamente baixa, dependendo do tempo associado a cada nível de carga. Esta é uma situação muito comum em aplicações de movimentação de cargas e fluidos, como por exemplo, misturadoras industriais, gruas e guindastes, correias transportadoras, escadas rolantes, etc.

Estas aplicações, com carga variável, são muito comuns a nível industrial, estando inseridas em praticamente todas as categorias de aplicações apresentadas na Figura 1.2.

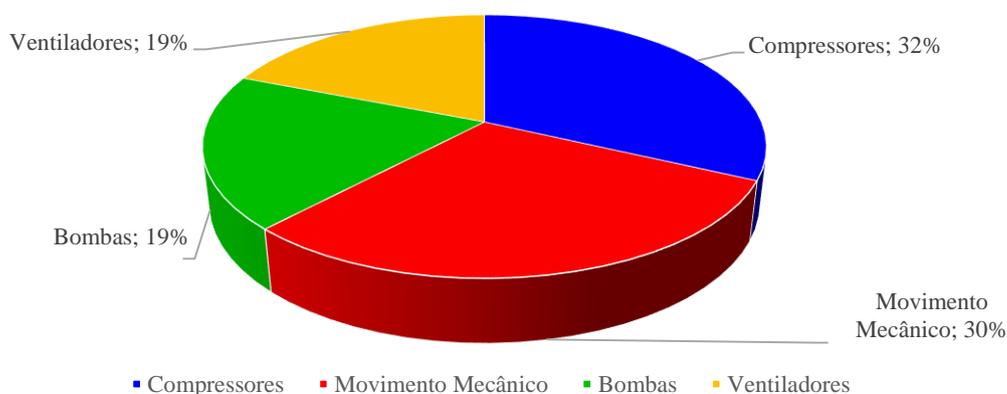


Figura 1.2 – Estimativa do consumo de energia elétrica pelos motores, em aplicações de uso final no setor industrial [4].

Assim, há uma clara necessidade de identificar as diversas aplicações que se enquadram na utilização desta tecnologia resultando na melhoria da eficiência energética destes sistemas.

O *Ecodesign Regulatory Committee*, composto por representantes dos estados membros da UE criou o *EU Commission Regulation (EC) N°640/2009 Ecodesign Requirements for Electric Motors*. Este regulamento impõe mínimos de eficiência energética obrigatória para muitos tipos de motores de indução trifásicos [5].

A *International Electrotechnical Commission* (IEC) 60034-30 estabelece 4 classes de eficiência energética para os motores:

- IE1: *Standard Efficiency*;
- IE2: *High Efficiency*;
- IE3: *Premium Efficiency*;
- IE4: *Super Premium Efficiency*.

Além disso, a nível da UE, a Diretiva 2005/32/CE criou um quadro de *eco-design*, estabelecendo os requisitos para produtos que consomem energia. Através de uma série de recomendações, os fabricantes são encorajados a reduzir o consumo de energia dos motores e a melhorar a sua eficiência.

Esta diretiva deve ser implementada de acordo com o seguinte calendário:

- 2011: Todos os motores têm de ser IE2;
- 2015: Motores entre 7,5 kW e 375 kW têm de ser pelo menos IE3, ou IE2 se for utilizado um variador eletrónico de velocidade;
- 2017: A diretiva aplica-se a motores entre 0,75 kW e 375 kW.

Embora a diretiva apresente estas recomendações é importante não as interpretar erroneamente, e para tal a *Schneider Electric* fornece algumas recomendações [6]:

- Só porque um motor IE2 é utilizado com um VEV, não significa que seja mais eficiente do que um motor IE3 com um arrancador tradicional. É a eficiência energética do sistema global que deve ditar a escolha entre o arrancador a utilizar e o VEV, pois utilizar um VEV quando um contactor seria suficiente pode resultar numa eficiência global do sistema muito reduzida;
- Se a aplicação não requer variação de velocidade, é recomendável a implementação de um arrancador tradicional, contactor, arrancador estrela-triângulo (Y- Δ), ou *soft-starter*, associado a um motor IE3. Arranadores suaves têm menos perdas do que os VEVs, são mais simples de instalar e de utilizar, não têm problemas de compatibilidade eletromagnética e são muito robustos. Nestes casos o motor faz um auto ajuste do seu binário em função da variação da carga;
- Se, no entanto a aplicação exigir variação de velocidade independentemente do binário, um VEV associado a um motor IE2 ou IE3 irá garantir a melhor eficiência global, especialmente em comparação com limitadores de velocidade mecânicos convencionais.

Finalmente, uma associação inteligente de VEVs e contactores (em cascata ou paralelo) deve ser considerada em caso de variações de carga, para garantir uma solução eficiente, adaptável, mas não muito cara.

As recomendações a ter em conta com o novo regulamento são então [7]:

- Na aquisição de um motor, deve considerar-se a aquisição da classe IE3, antes que se torne obrigatório;
- Dar primazia ao consumo de energia e utilizar arrancadores onde eles são a solução mais eficiente. Por exemplo, usar arrancadores de motores em aplicações de velocidade fixa;
- Aplicar VEVs caso este traga valor acrescido ou poupanças significativas de energia;
- Determinar o menor consumo de energia para cada aplicação específica.

O principal objetivo do regulamento *eco-design* é reduzir o consumo de energia dos motores elétricos. As metas propostas serão atingidas ao proibir a venda de motores com baixa eficiência. Embora a aquisição de um motor mais eficiente se traduza num investimento inicial superior este valor, deve ser considerado nos custos de energia ao longo do ciclo de vida do motor. Os custos de energia contabilizam aproximadamente 80% dos custos, no ciclo de vida do motor, enquanto a sua aquisição e instalação representam menos de 20% (Figura 1.3).

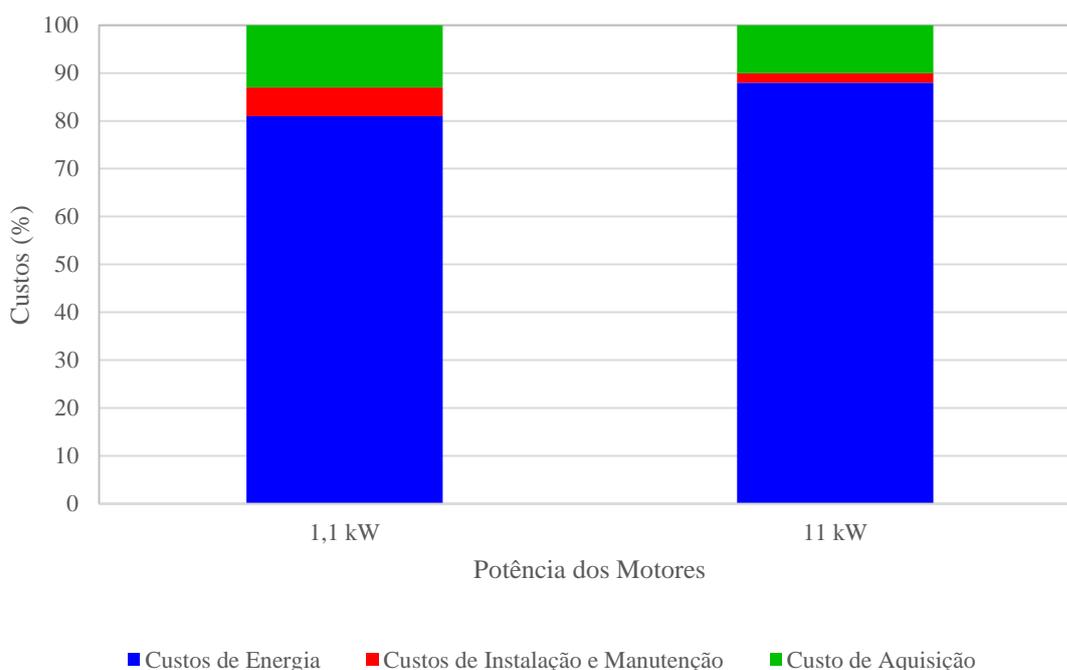


Figura 1.3 – Custos totais relativos ao tempo de vida de um motor. Estudo com motores IE1 de 1,1 kW e 11 kW, com funcionamento de 4000 h/ano, 60% de carga, durante 12 anos [5].

O correto dimensionamento do motor (em particular, evitando o sobredimensionamento) é um dos aspetos mais importantes para maximizar os benefícios da aplicação e ao mesmo tempo reduzir o investimento inicial na aquisição.

1.1.2 Arranque dos Motores

Os utilizadores de motores de indução têm a necessidade de suavizar o arranque para limitar a corrente absorvida e, dessa forma, evitar picos de potência excessivos nas instalações. Estes picos poderiam obrigar ao aumento da seção dos cabos e da potência dos transformadores, bem como ao aumento da potência contratada, traduzindo-se em custos adicionais muito significativos.

A legislação portuguesa [8] impõe limites de corrente máxima que podem ser atingidos no arranque de motores. Segundo a seção 553 das Regras Técnicas de Instalações Elétricas de Baixa Tensão (RTIEBT), há um conjunto de fatores a ter em conta para a preservação e bom funcionamento das instalações elétricas.

A corrente absorvida por um motor durante o seu arranque (ou por conjunto de motores que possam arrancar simultaneamente) deve ser limitada a um valor que não seja prejudicial à conservação da instalação que o alimenta e não seja origem de perturbações inaceitáveis ao funcionamento dos outros equipamentos ligados à mesma fonte de energia.

No caso de motores alimentados diretamente por uma rede de distribuição, os seus arranques não originam, em regra, perturbações excessivas se a intensidade de arranque não ultrapassar os valores indicados pela Tabela 1.1.

Tabela 1.1 – Corrente de arranque de motores alimentados diretamente pela rede de distribuição (pública) [8].

Ligação do Motor	Utilização dos Locais	Intensidade Máxima de Arranque (A)	
		Rede Aérea	Rede Subterrânea
Monofásico	Habitação	45	45
	Outros Usos	100	200
Trifásico	Habitação	60	60
	Outros Usos	125	250

Para valores de intensidade de arranque superiores aos indicados na Tabela 1.1, a alimentação dos motores diretamente a partir da rede de distribuição (pública) carece de parecer favorável do distribuidor de energia, para que sejam tomadas as medidas

apropriadas de forma a tornar a sua utilização compatível com a exploração da instalação e a não criar perturbações graves aos restantes utilizadores.

Para a conservação da instalação é conveniente que não se produzam aquecimentos exagerados nas canalizações nem se verifique a atuação dos dispositivos de proteção durante o arranque.

As perturbações ao funcionamento dos outros equipamentos ligados à mesma fonte de energia são devidas à queda de tensão provocada pelo pico de corrente, durante o arranque, que pode atingir valores muito superiores aos da corrente absorvida pelo motor à plena carga.

Na Tabela 1.2 são indicadas as potências máximas dos motores mais comuns que, em regra, satisfazem as correntes de arranque indicadas na Tabela 1.1. Nos “outros usos” indicados na Tabela 1.1 incluem-se os destinados ao setor terciário, à indústria, aos serviços comuns dos edifícios de habitação, aos locais agrícolas e pecuários, etc.

Deve-se ter particular cuidado na ligação direta a uma rede de distribuição pública, de motores que estejam nos casos seguintes:

- Acionem máquinas de grande inércia;
- Sejam de arranque lento em carga;
- Tenham arranques frequentes;
- Sejam de travagem ou de inversão de marcha por contra corrente.

Tabela 1.2 – Potência máxima estipulada dos motores alimentados diretamente por uma rede de distribuição (pública) [8].

Tipo de Local	Tipo de Rede	Motores Monofásicos 230 V	Motores Trifásicos 400 V	
			Arranque Direto à Plena Carga	Outros Modos de Arranque
Habitação	Qualquer	1,4 kW	5,5 kW	11 kW
Outros Locais	Aérea	3 kW	11 kW	22 kW
	Subterrânea	5,5 kW	22 kW	45 kW

1.2 Enquadramento do Dispositivo

Os motores são projetados para funcionar à sua potência nominal, ou pelo menos, em regimes de carga perto da nominal. Contudo, para diversas aplicações, os motores funcionam com regimes de carga reduzidos fazendo com que o seu rendimento e fator de potência atinjam valores muito baixos.

Os motores em que a ligação nominal dos enrolamentos estatóricos é feita em Δ , quando os seus regimes de carga são baixos, têm perdas consideráveis contribuindo significativamente para um mau rendimento e fator de potência do motor. Nestes regimes

de carga baixa, verifica-se que conectando os enrolamentos do motor em Y, é possível melhorar significativamente o rendimento e o fator de potência nos motores.

Admita-se, por exemplo, uma passadeira rolante dimensionada para transportar 30 pessoas em simultâneo. Apesar de este equipamento ter potência nominal instalada para efetuar esta atividade, na maioria do seu tempo, apenas transportará uma percentagem reduzida de pessoas simultaneamente, ou pode mesmo estar vazia. Durante esses períodos a passadeira apresentará uma carga reduzida, muito abaixo daquela para a qual está dimensionada. O mesmo princípio é verificado numa misturadora. Esta inicia o seu ciclo de funcionamento sem qualquer carga, porque está vazia, e à medida que se vai inserindo material a sua carga vai aumentando, até perto da carga nominal. A carga volta ao mínimo quando é feita a descarga da mistura, aumentando significativamente as perdas da máquina. Nestes tipos de aplicação é durante os períodos de carga baixa que se apresentam as vantagens do dispositivo em desenvolvimento.

Alterando o tipo de ligação dos enrolamentos estatóricos dos motores de Δ para Y, é possível melhorar significativamente o rendimento e o fator de potência do motor contribuindo diretamente para uma redução significativa da potência absorvida em regimes de carga baixa.

Utilizando um motor com conexão nominal dos enrolamentos em Δ , ao qual se aplica o dispositivo proposto, numa bancada de testes de carga variável é possível demonstrar o princípio que acaba de ser apresentado. Assim, um motor *MOT HE31 112M-4* da *Universal Motors* é acoplado a uma banca de ensaio de carga variável para demonstração do comportamento do motor. Os testes são realizados recorrendo a uma bancada de carga variável, até 5,5 kW, e a monitorização feita recorrendo a um *Power Analyser Yokogawa WT1800*, um analisador de energia de alta precisão com 6 canais de análise de potência, para registo das grandezas elétricas e mecânicas necessárias à caracterização do motor.

A tabela seguinte apresenta as características do motor utilizado.

Tabela 1.3 – Chapa de características do motor.

V	Hz	rpm	kW	A	cos ϕ
Δ 380-415	50	1430	4	8,14	0,81
Y 600-690	50	1430	4	4,7	0,81
Δ 440-480	60	1710	4,8	8,14	0,83

A aquisição dos valores das principais grandezas ao longo do nível de carga do motor permitem traçar as curvas de carga do motor, quer na ligação em Y, quer na ligação

em Δ . Destas curvas destacam-se as de rendimento, fator de potência, corrente de fase e velocidade. Ao estudar o comportamento destas variáveis, representadas na Figura 1.4, é possível caracterizar o desempenho do motor.

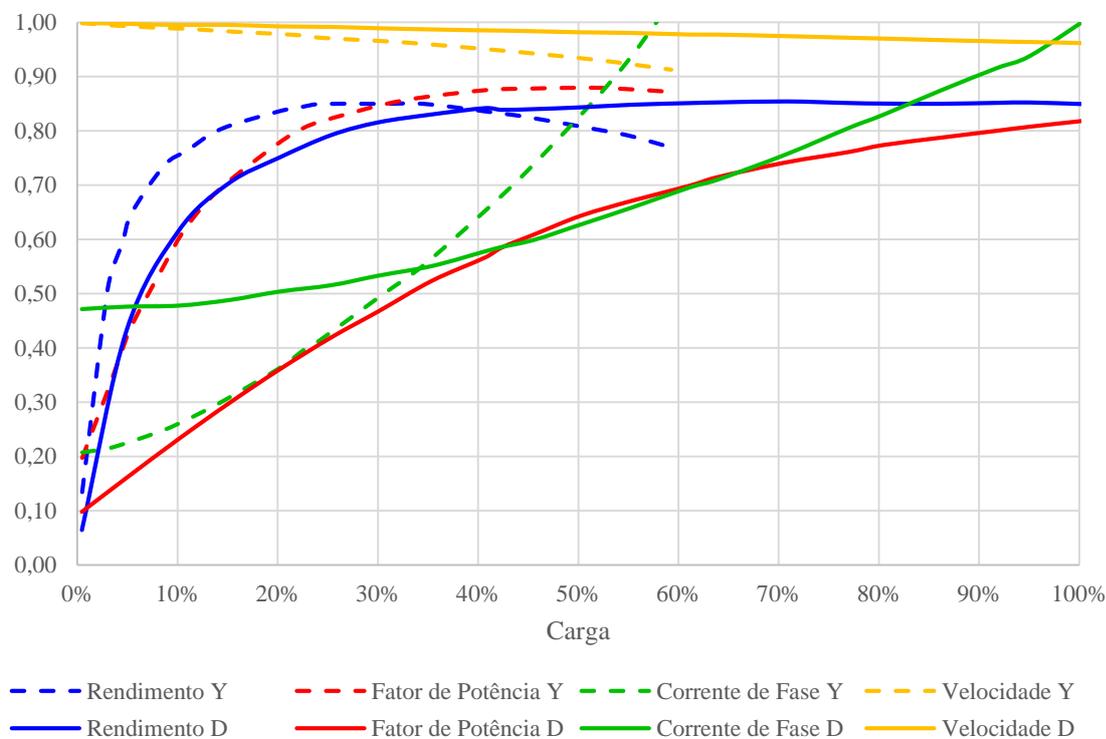


Figura 1.4 – Resultados experimentais para um motor trifásico de 4 kW, 400 V, 50 Hz, de 4 polos, valores em p.u.

A partir dos dados apresentados é possível recorrer a quatro métodos de estimação da carga aplicada a um motor. São eles:

- Método do binário do entreferro;
- Método do deslizamento;
- Método da corrente;
- Método da potência.

Os dois primeiros métodos apresentados não são abordados nesta dissertação. Embora seja possível a estimação da carga a partir deles, a sua complexidade não justifica o seu estudo, quando comparado com os outros métodos. Assim, e de acordo com a Figura 1.4, é possível estimar a carga do motor a partir do método da corrente, e do método da potência absorvida. A partir do método escolhido, será possível definir qual o nível de carga a partir do qual o motor deve ser conectado em Y ou Δ .

1.2.1 Método da Corrente

Recorrendo a este método para a estimação da carga, é feita a monitorização da corrente nos enrolamentos e a conexão do motor é realizada em função da corrente absorvida pelo motor. Com este método garante-se que a conexão adotada é aquela em que o motor consome menos corrente. Assim, e de acordo com a Figura 1.5, o motor está conectado em Y até aproximadamente 35% da carga e comuta para Δ acima desse valor.

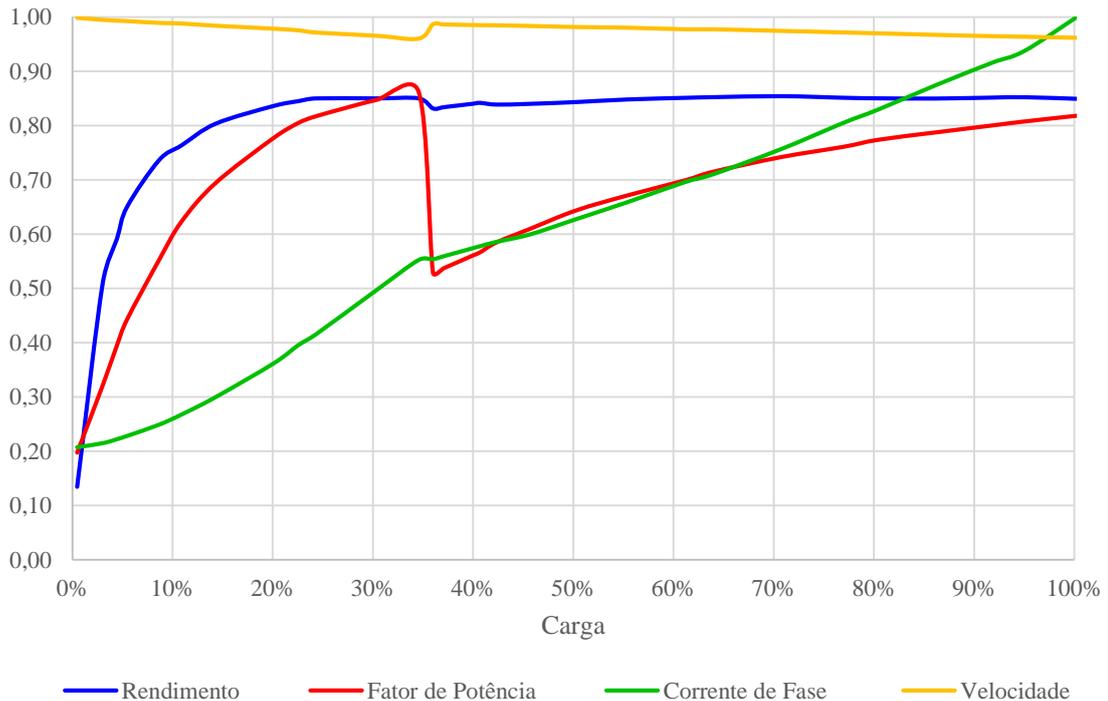


Figura 1.5 - Resultados experimentais para um motor trifásico de 4 kW, 400 V, 50 Hz, de 4 polos, alterando o tipo de ligação dos enrolamentos em função da carga, recorrendo ao método da corrente, valores em p.u.

Recorrendo a este método, e comparando a Figura 1.4 e a Figura 1.5, verifica-se que o rendimento do motor não é maximizado entre os 35% e os 40% da carga e que o fator de potência não é maximizado acima dos mesmos 35% de carga. Com base nestes dados admite-se que este não é o método mais eficaz para a comutação do modo de ligação dos enrolamentos em função da carga, sendo no entanto passível de ser utilizado.

Neste caso, uma vez que não é ultrapassado o deslizamento nominal do motor, não há qualquer inconveniente na aplicação do método.

1.2.2 Método da Potência

Utilizando este método é feita a monitorização da potência absorvida pelos enrolamentos e a conexão do motor é realizada em função da potência ativa do motor. Com este método garante-se que a conexão adotada é aquela em que se obtém o rendimento máximo da máquina, rendimento este, obtido pela relação entre a potência mecânica e a potência absorvida. De acordo com a Figura 1.6, o motor é mais eficiente quando está conectado em Y até aproximadamente 40% da carga e quando está conectado em Δ acima desse valor.

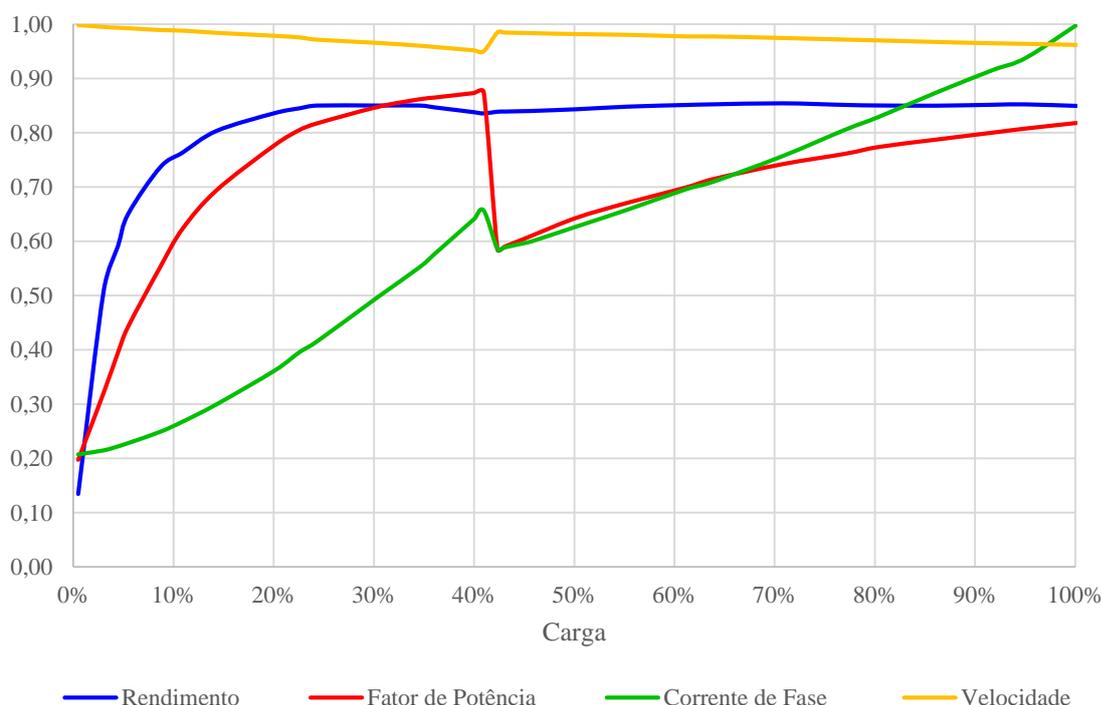


Figura 1.6 – Resultados experimentais para um motor trifásico de 4 kW, 400 V, 50 Hz, de 4 polos, alterando o tipo de ligação dos enrolamentos em função da carga, recorrendo ao método da potência, valores em p.u.

Este método já permite maximizar o rendimento do motor durante o seu ciclo de carga, no entanto, o fator de potência do motor não é maximizado.

Há uma relação que pode ser definida entre os pontos de comutação verificados em função da corrente e em função da potência. Note-se que o ponto de rendimento em que se deve efetuar a comutação é atingido quando a potência ativa absorvida na conexão em Y e na conexão em Δ coincidem. Como o valor da tensão de alimentação é constante, o ponto de rendimento ótimo é dado em função da corrente e do fator de potência. Ora, como no método anterior a comutação é feita em função da corrente, é possível

estabelecer uma relação entre o ponto de comutação em função da corrente e da potência e é dada pela relação entre o fator de potência em Y e o fator de potência em Δ .

Tal como no método da corrente, o deslizamento máximo atingido no método da potência é muito próximo do deslizamento nominal, pelo que também não há qualquer inconveniente na aplicação deste método.

1.2.3 Maximização do Fator de Potência

Embora não seja conhecido qualquer método que permita a maximização do fator de potência do motor, tendo em conta as perdas apresentadas na Figura 1.4, será interessante estudar quais as poupanças que se conseguirão ao tentar maximizar este fator, e por conseguinte diminuir as perdas de energia reativa associadas.

Pela Figura 1.4, é possível verificar que a diferença de fator de potência é muito superior entre a ligação em Y e a ligação em Δ , quando relacionado com a diferença de rendimento entre ambas as conexões. A partir do diagrama de carga do motor demonstra-se que é energética e economicamente mais vantajoso tentar maximizar o fator de potência do motor mesmo que isso signifique deteriorar o rendimento da máquina, ao invés de optar pela comutação dos enrolamentos estatóricos no ponto de rendimento ótimo do motor. É, no entanto, necessário ter em atenção que este método só deve ser aplicável quando não há compensação de potência reativa adequada na instalação. Caso o método seja aplicável, além das melhorias significativas no motor, e tratando-se de compensação local do fator de potência, são minimizadas as perdas em todos os cabos elétricos a montante do motor.

Esta melhoria de fator de potência do motor entre a conexão nominal e a conexão em Y verifica-se para além do ponto de comutação de rendimento ótimo, o que não significa que o motor possa ser ligado em Y em vez de ser ligado em Δ para qualquer valor de carga. Deve-se garantir que as grandezas nominais do motor não são ultrapassadas para que permitam o seu bom funcionamento e não coloquem em causa o bom funcionamento da instalação. É necessário garantir que a corrente nominal do motor nunca é ultrapassada, pois caso isso se verifique irá provocar sobreaquecimento dos enrolamentos do motor, o que pode levar, em casos extremos, à sua destruição.

Deve, então, ser considerada a maximização do fator de potência do motor, admitindo a comutação do modo de ligação dos enrolamentos quando o valor da corrente no enrolamento atingir o seu valor de corrente nominal na ligação em Y ($I_{n \text{ motor}} / \sqrt{3}$), tal como demonstra a Figura 1.7.

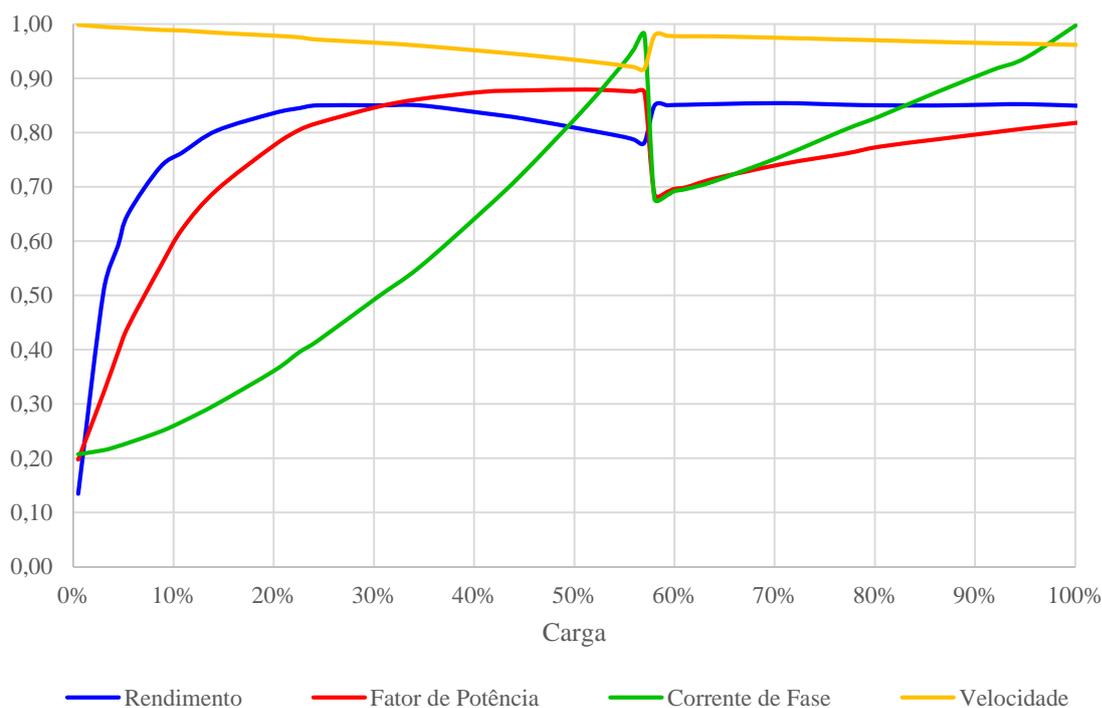


Figura 1.7 – Resultados experimentais para um motor trifásico de 4 kW, 400 V, 50 Hz, de 4 polos, alterando o tipo de ligação dos enrolamentos em função da carga, maximizando o fator de potência do motor, valores em p.u.

Pela Figura 1.7 verifica-se uma deterioração do rendimento do motor para valores de carga acima dos 40%, mas simultaneamente uma melhoria muito considerável do fator de potência do motor.

Uma vez que, contrariamente aos anteriores, neste caso o deslizamento ultrapassa significativamente o deslizamento nominal, atingindo aproximadamente o dobro (8%), deve-se garantir que o aumento do deslizamento nos regimes de carga baixa não tem qualquer impacto no funcionamento da aplicação.

Conclui-se, pelos dados apresentados, que o melhoramento do desempenho dos motores pode ser obtido por meio da alteração automática do modo de ligação dos seus enrolamentos estatóricos, em função do seu nível de carga estimado, independentemente do método de estimação, que tem como efeito final a otimização do seu fluxo de magnetização.

1.3 Motivações

A Mecatrónica é uma área da engenharia que, através da combinação sinérgica da eletrónica e da mecânica, visa a melhoria dos processos de fabrico utilizados na indústria. Uma das melhorias é o aumento da eficiência energética das máquinas utilizadas nestes

processos. Com base à melhoria do rendimento e fator de potência dos motores de indução trifásicos, os mais utilizados nas indústrias, esta dissertação apresenta um dispositivo que permite a poupança de energia destas máquinas.

A necessidade de melhorar a eficiência energética e reduzir as emissões de dióxido de carbono (CO₂) está na ordem do dia e diversos programas internacionais estão em curso para promover essas alterações. Com este dispositivo apresenta-se uma solução para as necessidades expostas, permitindo também poupanças monetárias significativas ao utilizador da tecnologia durante o ciclo de vida do motor e na instalação.

Esta dissertação é desenvolvida no âmbito do Mestrado em Engenharia Mecatrónica e pretende apresentar os conhecimentos adquiridos no seu desenrolar, assim como a investigação desenvolvida neste âmbito com vista à apresentação de um projeto que cumpra as exigências impostas no nível de ensino superior atual.

1.4 Objetivos

O dispositivo que se propõe nesta dissertação é totalmente eletrónico, recorrendo a tecnologia de estado sólido, com o objetivo de monitorizar o funcionamento e alterar/gerir automaticamente o modo de ligação dos enrolamentos estatóricos dos motores de indução trifásicos com rotor em gaiola de esquilo, em função do seu nível de carga. Com esta nova tecnologia, é possível realizar arranques otimizados e melhorar o rendimento e o fator de potência em regime permanente dos motores de carga variável e velocidade fixa, sem produzir distorção harmónica (tecnologia sinusoidal).

1.5 Organização e Estrutura da Dissertação

Nesta dissertação é proposto o desenvolvimento de um dispositivo eletrónico para melhoria do desempenho dos motores de indução trifásicos.

No capítulo 2 são apresentadas as tecnologias presentes no mercado e as principais vantagens e desvantagens de cada uma.

No capítulo 3 é apresentado o comportamento teórico do dispositivo proposto. É feita a análise teórica do arranque do motor, com e sem o dispositivo proposto, e discutidas as vantagens e desvantagens da sua utilização. Realiza-se, ainda, a análise das comutações do motor utilizando o dispositivo, analisando o comportamento verificado. Por fim é feito um estudo de poupanças e regime permanente, recorrendo ao modelo teórico implementado, e apresentadas as vantagens associadas à utilização do dispositivo.

No capítulo 4 é apresentado o desenvolvimento do sistema de controlo do dispositivo. Uma tecnologia desta natureza necessita de capacidade de aquisição de dados e de processamento de informação. Assim, são apresentados os elementos utilizados, as suas principais características, e o dimensionamento dos interfaces para o correto funcionamento. Neste capítulo está também apresentado, de forma simplificada através de um fluxograma, o funcionamento básico do dispositivo.

No capítulo 5 é apresentado o desenvolvimento do *hardware* de potência do dispositivo. Aqui são apresentadas as tecnologias utilizadas e as suas principais características, tal como as considerações feitas para o seu dimensionamento.

No capítulo 6 apresentam-se os resultados experimentais obtidos com o dispositivo desenvolvido. São apresentados os resultados do arranque do motor, das suas comutações e do funcionamento em regime permanente. Com os resultados obtidos apresentam-se as vantagens da utilização deste dispositivo e as poupanças que este permite obter em motores com regimes de carga variável.

O capítulo 7 apresenta as conclusões obtidas com o desenvolvimento do dispositivo e as principais vantagens da sua utilização. Finalmente, apresenta algumas sugestões para trabalho futuro, quer para a melhoria da tecnologia já implementada, quer para a implementação de novas funcionalidades.

CAPÍTULO 2

Equipamentos para Controlo dos Motores de Indução

2.1 Introdução

No decorrer deste capítulo será feita uma apresentação dos motores de indução trifásicos, aos quais se aplica o dispositivo proposto, e dos principais dispositivos utilizados para o arranque dos motores de indução trifásicos com rotor em gaiola de esquilo em aplicações de velocidade fixa.

Os dispositivos utilizados para o arranque dos motores de indução trifásicos são:

- Contactores;
- Relés de Estado Sólido ou *Solid State Relay* (SSR);
- Arrancador Estrela-Triângulo (Y- Δ);
- Arrancador Suave Eletrónico (*Soft-starter*);
- Reguladores de Tensão (*Sinusoidal Motor Efficiency Controller* - *SinuMEC*);
- Relé Inteligente (*Smart Switch*).

Dependendo do tipo de arranque pretendido, é possível utilizar os contactores ou os SSR individualmente, com os quais se obtém arranques diretos dos motores, ou em conjunto, que através do arranque Y- Δ permitem fazer o arranque suave do motor.

No caso dos SSRs a sua utilização para o arranque Y- Δ requer um sistema de controlo, por exemplo um *Programmable Logic Controller* (PLC), que implica um incremento muito significativo do custo do sistema.

Para aplicações de velocidade variável podem ser utilizados variadores eletrónicos de velocidade (VEVs), no entanto, estes não devem ser considerados um dispositivo que se equipare, nas suas funcionalidades, ao dispositivo proposto. Além da já referenciada velocidade variável das cargas em que se aplicam os VEVs, ao contrário das velocidades fixas ao qual se aplica o dispositivo proposto, também o princípio de funcionamento e controlo são distintos, não sendo relevante, para esta dissertação, o seu princípio de funcionamento.

2.2 Motores de Indução Trifásicos com Rotor em Gaiola de Esquilo

O motor de indução trifásico, ou motor assíncrono trifásico, é atualmente utilizado na maioria dos acionamentos industriais. Trata-se de uma máquina robusta, de construção simples, de rendimento elevado, de baixa manutenção, facilmente colocada em serviço, mais barata comparada com outras e com binário de arranque, que atende à maioria das aplicações.

Enquanto nos motores convencionais de corrente contínua o estator e o rotor necessitam de alimentação, nos motores assíncronos só o estator é alimentado, o rotor recebe energia por indução, daí, estes motores designarem-se por motores de indução.

Sendo a distribuição de energia elétrica feita em corrente alternada e apresentando o motor de indução trifásico uma grande simplicidade, robustez e baixo custo, é o motor mais utilizado.

Os tipos básicos de motores de indução são os trifásicos e os monofásicos. Os motores de indução monofásicos, normalmente utilizados para potências baixas, têm aplicação, principalmente em acionamentos domésticos. Por outro lado, os motores de indução trifásicos são utilizados na maioria dos acionamentos industriais.

A Figura 2.1 apresenta as principais partes constituintes de um motor de indução trifásico com rotor em gaiola de esquilo.

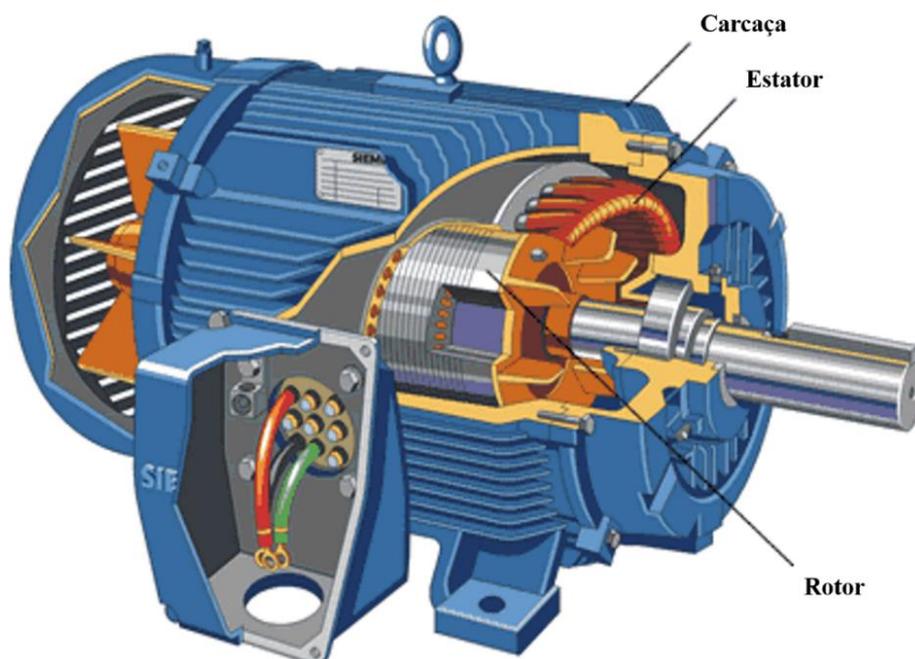


Figura 2.1 – Representação de um motor de indução trifásico. Fonte: http://www.eup-network.de/fileadmin/user_upload/Produktgruppen/Lots/Final_Documents/Lot11_Motors_FinalReport.pdf [9].

O estator, parte fixa da máquina, é constituído por material ferromagnético para reduzir as perdas por histerese, material este em chapas empilhadas e isoladas entre si para reduzir as correntes de Foucault. As chapas possuem ranhuras nas quais são colocados os enrolamentos que são alimentados por um sistema trifásico de tensões.

Na sua forma mais simples, o estator de um motor trifásico é constituído por três enrolamentos dispostos a 120° uns dos outros, fases U, V e W. Cada fase cria um campo magnético, sendo o resultante dos três campos um campo magnético girante no estator do motor – o equivalente a um íman a girar no estator.

Se em cada fase existirem duas bobinas ligadas em série, o motor tem dois polos magnéticos por fase, representado na Figura 2.3.



Figura 2.2 – Representação de um estator. Fonte: http://www.eup-network.de/fileadmin/user_upload/Produktgruppen/Lots/Final_Documents/Lot11_Motors_FinalReport.pdf [9].

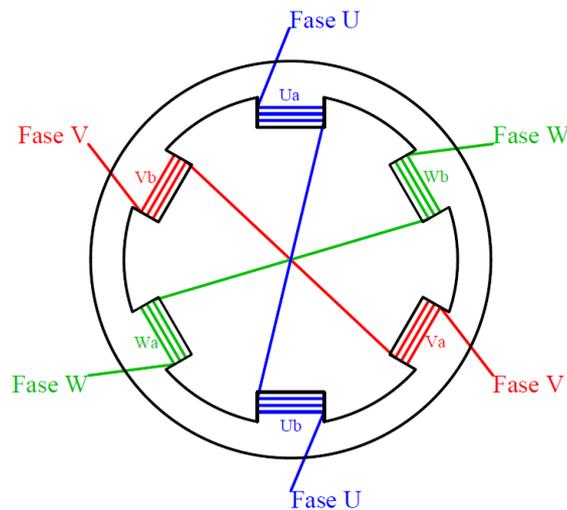


Figura 2.3 – Motor com 2 polos por fase (1 par de polos).

O rotor, parte móvel da máquina, é constituído, tal como o estator, por pilhas de chapas finas isoladas umas das outras e ranhuradas. O rotor é apoiado no veio de rotação do motor, que possui rolamentos nos extremos.

Entre o estator e o rotor existe uma ligeira abertura de ar, designada por entreferro, que deve ser a mais pequena possível para reduzir a relutância magnética total do circuito e assim aumentar a indução e, conseqüentemente, o fluxo magnético (o ar é muito menos permeável às linhas de força do campo magnético que o ferro).

A carcaça, em ferro fundido, aço, ou alumínio, destina-se a alojar o estator e o rotor e também a proteger os componentes do motor dos efeitos prejudiciais do ambiente em que o mesmo opera. Os rolamentos, montados no eixo do rotor, permitem que este gire. Uma ventoinha, montada também no eixo, força a refrigeração do motor. O veio transmite à carga a energia mecânica produzida.

Dependendo dos elementos condutores colocados nas ranhuras do rotor, fabricam-se motores de rotor em curto-circuito (ou em gaiola), e motores de rotor bobinado. O motor de rotor em gaiola é o tipo mais comum, trata-se de um motor em que o rotor (Figura 2.4) possui, dentro das ranhuras das chapas laminadas do núcleo, barras condutoras, dispostas paralelamente e ligadas mecanicamente e eletricamente, entre si, nas extremidades, por anéis condutores (curto-circuitos). Esta disposição forma uma espécie de gaiola de esquilo, daí este tipo de motor também ser conhecido por motor de rotor em gaiola.

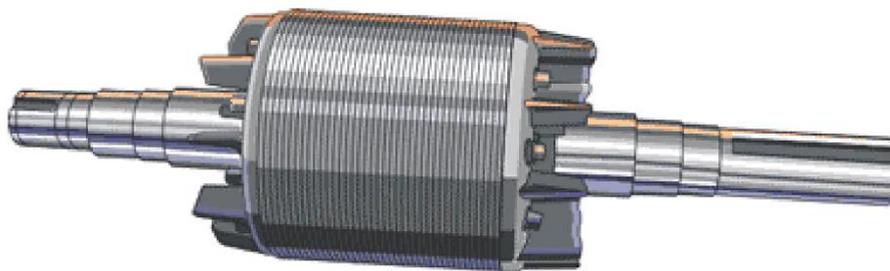


Figura 2.4 – Rotor em gaiola de esquilo. Fonte: http://www.eup-network.de/fileadmin/user_upload/Produktgruppen/Lots/Final_Documents/Lot11_Motors_FinalReport.pdf [9].

Nos pequenos motores, a gaiola pode ser totalmente moldada, normalmente a alumínio. De referir que as barras da gaiola estão dispostas com uma determinada inclinação cuja finalidade é diminuir o ruído acústico e os harmónicos de corrente.

Um motor de rotor em gaiola é um motor em que apenas o estator necessita de alimentação elétrica pelo que não necessita de coletor nem de escovas. Não possui, por isso, contactos elétricos sujeitos a desgaste. Este facto tem como resultado um motor robusto e com uma manutenção muito baixa.

A tabela seguinte apresenta valores de potência em conformidade com a *International Electrotechnical Commission* (IEC). Nela são apresentadas as potências normalizadas e as correntes nominais médias à carga nominal do motor. São valores indicativos, podem sofrer pequenas alterações com o tipo de motor, o número de polos e o fabricante [10].

Tabela 2.1 – Potências normalizadas para motores de indução trifásicos de rotor em curto-circuito aos quais se pretende aplicar o dispositivo proposto [11].

Potência		In	In/ $\sqrt{3}$
kW	hp	A	A
4	5,5	8,1	4,7
5,5	7,5	11	6,4
7,5	10	14,8	8,5
11	15	21	12,1
15	20	28,5	16,5
18,5	25	35	20,2
22	30	42	24,2
30	40	57	32,9

2.3 Contactores

Os contactores são dispositivos eletromecânicos que permitem, a partir de um circuito de comando, controlar circuitos de potência. Os circuitos de potência são geralmente de níveis de tensão diferentes do circuito de comando e podem ser de tensão contínua (DC), alternada (AC) monofásica, ou AC multifásica (Figura 2.5).



Figura 2.5 – Exemplo de um contactor.

Fonte: <http://www.weg.net/files/photos-products/CWCA0-G.jpg> [12].

O contactor é constituído por contactos elétricos, normalmente fechados ou normalmente abertos, que podem ser contactos de potência ou contactos auxiliares, e por uma bobine que quando energizada altera a ligação desses contactos.

Estes equipamentos, quando utilizados individualmente, são geralmente utilizados para fazer o controlo de motores de indução quando não é necessário qualquer tipo de arranque suave ou controlo avançado.

2.4 Relés de Estado Sólido

Tal como o nome indica, um relé de estado sólido, ou *Solid State Relay* (SSR), é um interruptor elétrico constituído por componentes eletrónicos. São equipamentos que, tal como os contactores, permitem a partir de um circuito de comando controlar circuitos de potência, sendo cada vez mais utilizados devido às suas vantagens.

Devido à sua natureza, o SSR (Figura 2.6) não tem partes móveis. Uma vez que não existem contactos a abrir e fechar, não são criados arcos elétricos e os contactos não se desgastam.



Figura 2.6 – Exemplo de um contactor de estado sólido trifásico (à esquerda) e circuito de conexão ao motor com esquema elétrico interno do relé de estado sólido (à direita). Fonte: <http://www.teledynereleys.com/pdf/ISSR%20Selection%20Guide.pdf> [13].

Como resultado, os SSRs podem comutar milhões de vezes sem provocar qualquer deterioração. Adicionalmente, com a ausência de movimento mecânico no interior, também não existe ruído.

Os SSRs de corrente alternada são utilizados para controlar o fluxo de energia elétrica em sistemas de corrente alternada. O controlo destes relés é equivalente ao das bobinas dos relés eletromecânicos mas necessitam de muito menos potência para o controlo e por isso podem ser facilmente conectados a um PLC. Por exemplo, os SSRs podem ser construídos para ligar com uma corrente de controlo até 1 mA, embora o mais típico seja uma corrente de controlo entre 5 mA e 15 mA, com tensões a partir de 3 Vdc.

Outra vantagem de não haver partes móveis é a rapidez de resposta. Para os relés de comutação instantânea, o tempo entre a ordem de comando e a comutação do circuito de saída pode variar entre 20 μs e 100 μs .

Em alternativa, devido à natureza do circuito eletrónico de comando, é possível retardar a ativação do relé de estado sólido até a tensão aos terminais da carga se anular. Isto permite que os SSRs tenham dois tipos de resposta, instantâneo (também conhecidos por *phase control* ou *ramdom turn-on*) e quando a tensão se anula (*zero cross*).

Todos os SSRs – que utilizam *Silicon Controlled Rectifiers* (SCRs) ou *triacs* como saídas – irão desligar-se da próxima vez que a corrente for zero, após ser desligado o sinal de controlo. O relé talvez conduza por mais meio ciclo da fonte de tensão AC se o sinal for removido a menos de 200 μs antes da corrente da carga se anular [14].

Graças à eletrónica, estes relés têm três características essenciais:

- Amplificação – poder de controlo muito baixo adaptado em termos de tensão e corrente com as saídas lógicas de sistemas eletrónicos, dando origem a um circuito de controlo extremamente simplificado, sem bobinas de relés, que sempre tendem a gerar “interferências”;
- Rapidez e possibilidade de escolher o momento de comutação – disparo em “*zero cross*” (ou outro modo de controlo adequado para a carga) e de comutação de corrente em zero para prevenção de variações instantâneas de interferência geradas pela corrente. Este é um fator essencial nas diretivas europeias de compatibilidade eletromagnética (EMC) tanto em distúrbios de condução como de radiação;
- Sem partes móveis – dando origem a uma vida útil praticamente ilimitada (sem arcos elétricos, à prova de explosões), totalmente moldados, portanto, ideal para ambientes poluídos (pó, gás, etc.), silenciosos, resistentes a choques e vibrações.

Os SSRs devem ser adequadamente refrigerados para que as tensões e correntes não excedam os valores especificados e o estado de bloqueio da saída tenha uma corrente mínima de fuga [15].

2.4.1 Vantagens e Desvantagens

Os SSRs são ligados ou desligados quando são alimentados por outros dispositivos, à semelhança de um interruptor. Contudo, ao invés de ser ligado por interação humana como um interruptor físico, os SSRs são ligados ou desligados eletronicamente. Com

SSRs é possível controlar dispositivos com correntes elevadas com sinais de baixa corrente, como sinais DC de uma saída digital [16].

Os SSRs realizam os mesmos trabalhos que os relés mecânicos, mas têm as seguintes vantagens:

- Os SSRs produzem menos interferência eletromagnética que os relés eletromecânicos durante o seu funcionamento;
- Os contactos do relé eletromecânico danificam-se devido aos arcos elétricos produzidos na sua comutação. Um SSR terá um tempo de vida superior porque a sua estrutura interna é puramente digital. Usado corretamente, durará milhões de ciclos;
- Os SSRs ligam e desligam mais rapidamente que os relés eletromecânicos;
- Os SSRs são menos suscetíveis a vibrações do que os relés eletromecânicos;
- Uma vez que o “interruptor” interno do SSR não é um contacto mecânico, trabalha silenciosamente durante as comutações.

No entanto, comparados com os relés eletromecânicos, os SSRs:

- São mais caros;
- Dissipam mais energia em forma de calor (1-2% da energia necessária para alimentar a carga).

2.4.2 Modo de Funcionamento do SSR

Os contactos de controlo são ligados internamente a um *Light Emitting Diode* (LED), que emite luz através de uma abertura de ar para sensores de luz. Os sensores de luz estão ligados a transístores que abrem ou fecham alimentando a carga ligada ao relé. Quando um transístor está fechado, a corrente pode fluir livremente através do relé, fazendo com que a fonte de alimentação e a carga estejam conectadas. Quando o transístor está aberto, quase toda a corrente é bloqueada, fazendo com que a fonte de alimentação e a carga sejam desconectadas. O emparelhamento de um LED com um sensor de luz é chamado de acoplador ótico, e é uma técnica comum para ligar duas partes de um circuito sem uma conexão elétrica direta [16].

2.5 Arranque Estrela-Triângulo

No arranque de um motor, para que este entre corretamente em funcionamento, o seu binário de arranque terá de ser superior ao binário resistente (carga acionada + atritos).

Iniciada a marcha, o motor aumenta progressivamente a sua velocidade, ao mesmo tempo que a corrente, elevada no arranque (cerca de $6 I_n$), diminui gradualmente. O motor estabiliza a sua velocidade quando o binário motor iguala o binário resistente.

Aumentando consideravelmente a corrente de fase no arranque, é necessário, exceto em motores de baixa potência que podem arrancar diretamente a partir da rede elétrica, utilizar-se um método que reduza a corrente absorvida durante o arranque do motor.

De entre esses métodos, o mais utilizado, por ser simples e barato, é o arranque Y- Δ . Neste tipo de arranque, os três enrolamentos do estator do motor de rotor em gaiola podem ser conectados de duas formas diferentes, em Y ou em Δ .

Existem, contudo, motores que só podem ser conectados numa das ligações referidas, caso só tenham acessíveis 3 terminais dos enrolamentos na caixa de terminais. Mesmo tendo os 6 terminais dos enrolamentos acessíveis na caixa de terminais, os motores com ligação nominal em Y não podem ser conectados em Δ . Assim, para que seja possível conectar e alterar o modo de ligação dos enrolamentos, este tem de ter os 6 terminais dos enrolamentos acessíveis na caixa de terminais e a conexão nominal dos seus enrolamentos ser feita em Δ .

A ligação dos enrolamentos em Y e, de seguida, em Δ permite a realização do arranque do motor em duas fases:

1. O motor arranca com os seus enrolamentos ligados em Y (Figura 2.7), a corrente de arranque é reduzida em 1/3 da corrente absorvida relativamente ao arranque em Δ . O binário de arranque também é reduzido em 1/3 do binário de arranque em Δ ;

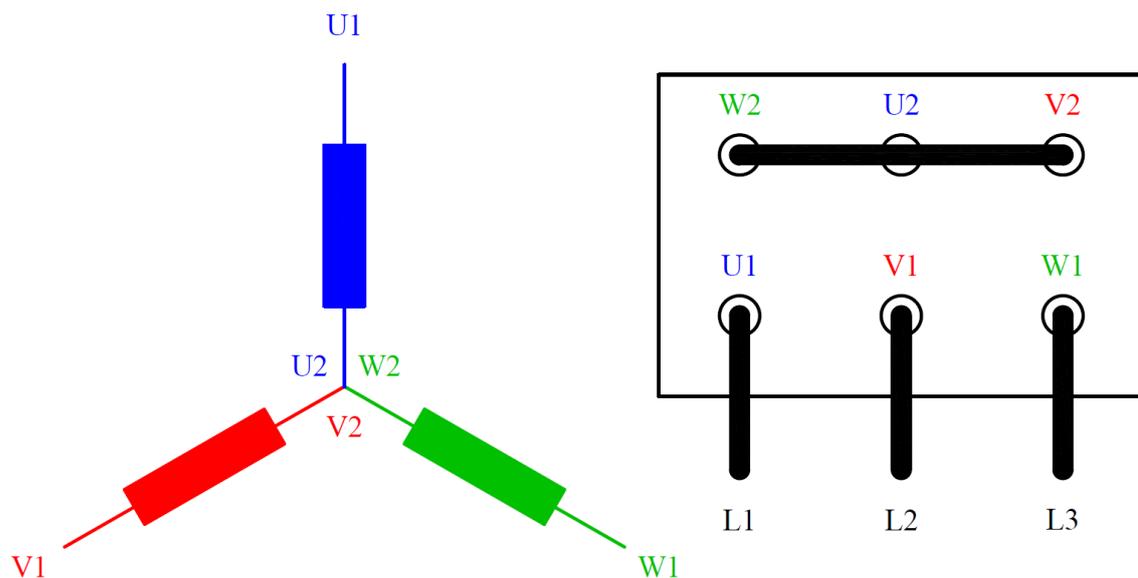


Figura 2.7 – Ligação dos enrolamentos em Y (à esquerda) e conexão dos enrolamentos na caixa de terminais (à direita).

- Após o arranque, e atingida uma velocidade de cerca de 85% da velocidade nominal, os enrolamentos são ligados em Δ (Figura 2.8), funcionando o motor à potência nominal.

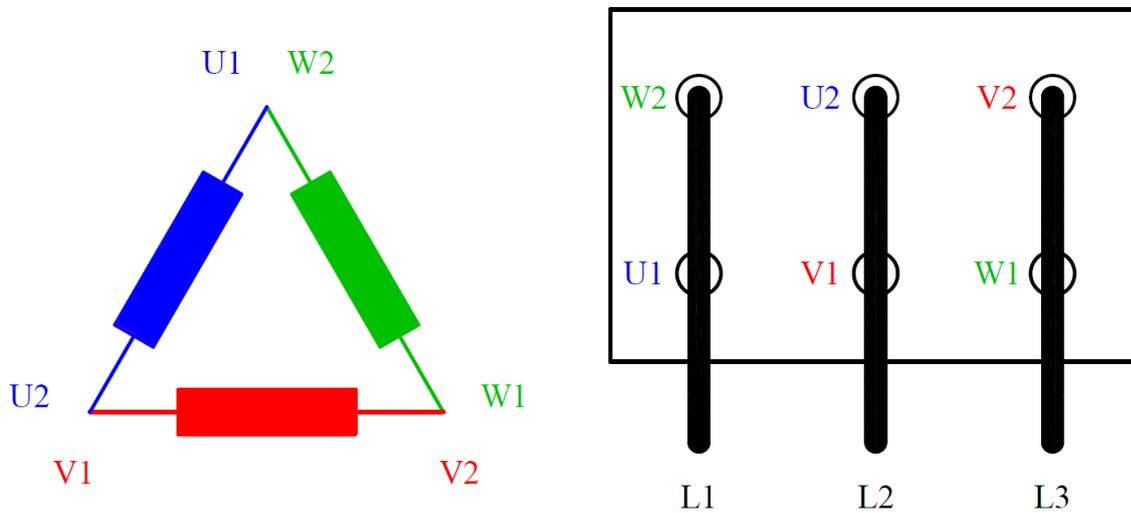


Figura 2.8 – Ligação dos enrolamentos em Δ (à esquerda) e conexão dos enrolamentos na caixa de terminais (à direita).

Com este processo consegue-se limitar a elevada corrente absorvida durante o arranque dos motores a valores que não sejam prejudiciais à conservação das instalações que os alimentam e atenuar perturbações no funcionamento de outros equipamentos ligados à mesma fonte de energia.

Na indústria, o tipo de arranque suave mais utilizado é o arranque Y- Δ , recorrendo a contactores. Este método de arranque dos motores exige sempre 3 contactores (Figura 2.9).



Figura 2.9 – Exemplo de um arrancador Y- Δ utilizando contactores. Fonte: http://pl.moeller.net/image?doc_name=2210PIC-212&locale=en&type=Big [17].

Estes equipamentos representam a grande maioria dos equipamentos utilizados para fazer arranques suaves nos motores de indução com ligação nominal em Δ , no entanto têm inconvenientes consideráveis, e podem ser substituídos por outros tipos de dispositivos. Os contactos mecânicos e o tempo de comutação elevado são dois exemplos de inconvenientes consideráveis que prejudicam quer o contactor, quer o próprio motor. O tempo de comutação influencia diretamente as comutações feitas pelos contactores, aumentando o deslizamento do motor e causando altas correntes de comutação que contribuem para a degradação quer dos contactores, quer dos motores.

Como se demonstra pela Tabela 2.2, a maior parte dos arrancadores Y- Δ são aplicados em motores entre os 0,75 kW e os 375 kW.

Tabela 2.2 – Número de arrancadores Y- Δ vendidos (em milhares de unidades) por gama de potência (UE-27, 2012) [4].

Gama de Potência		
120 W < P ≤ 750 W	0,75 kW < P ≤ 375 kW	375 kW < P ≤ 1000 kW
10300	19200	3

Assim, o dispositivo proposto é desenvolvido para controlo e monitorização de um motor de 4 kW, valor a partir do qual é usual recorrer a arrancadores Y- Δ na indústria.

2.6 Arrancador Suave Eletrónico

O *soft-starter* (Figura 2.10), segundo os fabricantes, é hoje uma alternativa plenamente consolidada para arranques e paragens de motores de indução trifásicos. A evolução dos processos e das máquinas criou um ambiente propício ao acionamento suave, controlado e com múltiplos recursos disponibilizados pelo controlo digital [18]. Além disso, há uma maior consciência de que os nossos recursos exigem conservação cuidadosa, o que faz do *soft-starter* um equipamento em sintonia com o cenário energético atual, colaborando para o uso racional de energia elétrica nas instalações [18].

As principais funções de um *soft-starter* são:

- Impulso de arranque ou *Kick Start* – ideal para aplicações onde as cargas, no momento da partida, exigem um esforço extra do acionamento, sendo necessário aplicar no motor uma tensão maior que aquela ajustada na rampa de tensão na aceleração;
- Limitação de Corrente – utilizada, na maioria dos casos, onde a carga apresenta uma inércia elevada, esta função faz com que o sistema rede elétrica/*soft-starter* forneça ao motor somente a corrente necessária para que seja executada a aceleração da carga;

- Controlo de Bombagem ou *Pump Control* – trata-se de uma configuração pré-definida (específica) para sistemas de bombagem, onde normalmente é necessário estabelecer uma rampa de tensão na aceleração e desaceleração, além da habilitação de proteções nos *soft-starter*;
- Redução do Golpe de Aríete – a utilização de um *soft-starter* para fazer uma paragem suave do motor (*pump control*), reduz o risco de ocorrência do Golpe de Aríete;
- Economia de Energia – esta função, quando ativada, reduz a tensão aplicada aos terminais do motor de modo a que a energia necessária para suprir o campo seja proporcional à exigida pela carga;
- Rampa de Tensão na Aceleração – o *soft-starter*, através do controlo da variação do ângulo de disparo da ponte de tirístores, gera uma tensão eficaz gradual e contínua na sua saída, crescente até que seja atingida a tensão nominal na rede;
- Rampa de Tensão na Desaceleração – na paragem controlada o *soft-starter* vai gradualmente reduzindo a tensão de saída até um valor mínimo em um tempo pré-definido;
- Paragem por Inércia – o *soft-starter* leva a tensão de saída instantaneamente a zero, implicando que o motor não produza nenhum conjugado na carga, que por sua vez, vai perdendo velocidade, até que toda a energia cinética seja dissipada.

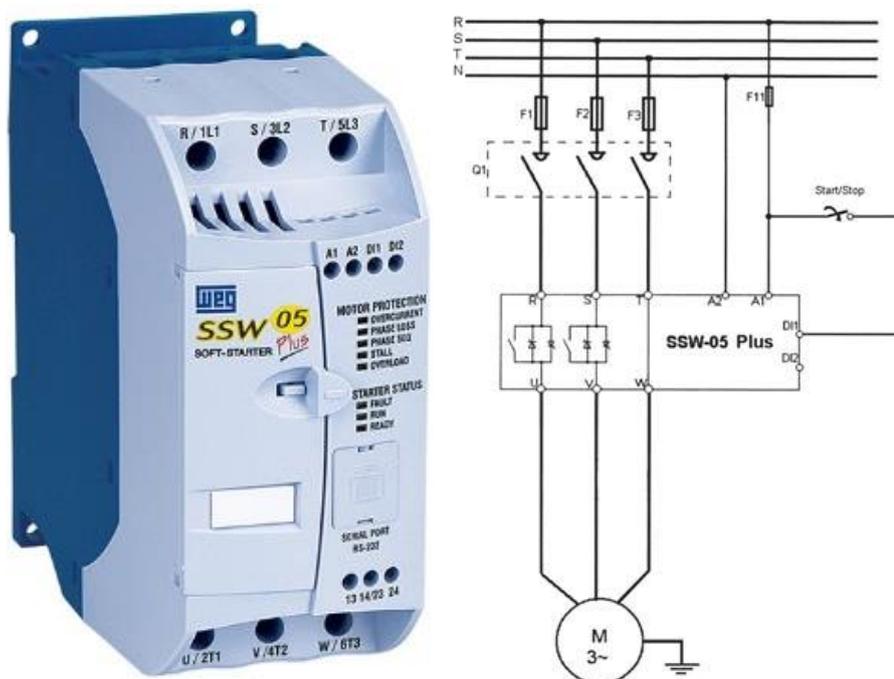


Figura 2.10 – Exemplo de um *Soft-starter* (à esquerda) e o seu circuito simplificado (à direita). Fonte: http://www.weg.net/files/photos-products/SSW-05_G.jpg [19]; <http://ecatalog.weg.net/files/wegnet/WEG-ssw-05-manual-do-usuario-0899.5119-2.3x-manual-portugues-br.pdf> [20].

Estes equipamentos são utilizados, principalmente, em gamas de potência entre os 0,75 kW e os 375 kW, e segundo relatórios internacionais [4] são o principal concorrente dos arrancadores Y- Δ no arranque suave de motores (Tabela 2.3).

Tabela 2.3 - Número de arrancadores *soft-starter* vendidos (em milhares de unidades) por gama de potência (UE-27, 2012) [4].

Gama de Potência		
120 W < P \leq 750 W	0,75 kW < P \leq 375 kW	375 kW < P \leq 1000 kW
20	360	1

A grande desvantagem destes equipamentos está relacionada com a distorção harmónica criada para fazer o arranque suave dos motores. Além disso, não permitem qualquer tipo de poupanças energéticas no funcionamento do motor em regime permanente.

2.7 Reguladores de Tensão

O *SinuMEC* (Figura 2.11) é uma nova categoria de controladores para motores de corrente alternada que utiliza a tensão adequada para melhorar a eficiência dos motores de carga variável e velocidade fixa. Construído em torno de uma tecnologia patenteada, o *SinuMEC* fornece uma onda sinusoidal pura de tensão, quer no arranque do motor, quer em regime permanente. O equipamento monitoriza continuamente o consumo de energia do motor e regula a tensão em função da carga, permitindo assim um melhor desempenho do motor e da eficiência energética.

Os principais benefícios da tecnologia *SinuMEC* são:

- Tecnologia de tensão de arranque reduzida – permite o arranque do motor com uma corrente de arranque muito baixa, tipicamente 1,5 a 2 vezes a corrente nominal;
- Melhoria do fator de potência;
- Consumo reduzido;
- Corrente de funcionamento reduzida;
- Potência aparente reduzida;
- Potência reativa reduzida.

Estes benefícios reduzem não só o custo direto da energia elétrica, mas também melhoram a eficiência do motor e reduzem o seu custo no seu ciclo de vida [21].

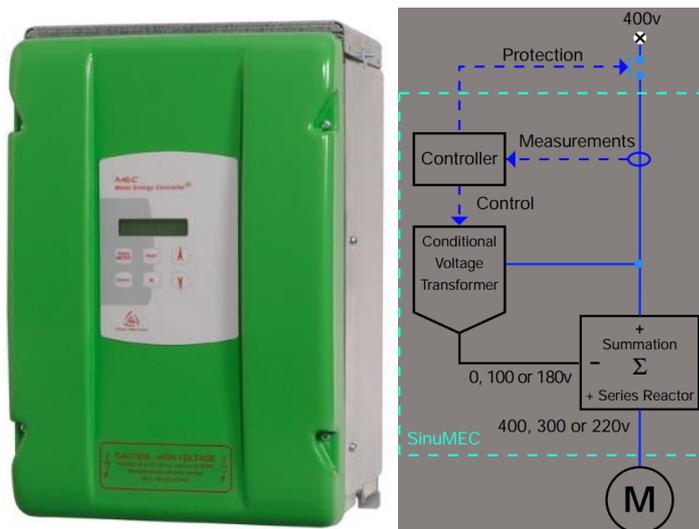


Figura 2.11 – Imagem do *SinuMEC* (à esquerda) e diagrama de blocos interno do dispositivo (à direita).

Fonte: <http://www.powersines.com/Electric-Motor-Efficiency/SinuMEC> [21];
http://www.powersines.com/var/56/387256-sinuMEC_Web%20Oct09.pdf [22].

Este controlador, segundo o seu fabricante, permite maiores benefícios ao utilizar a tecnologia de controlo por tensão em vez do controlo por frequência e vai mais longe que o *soft-starter* [23]. Com esta tecnologia é ainda possível:

- Arranque do motor sem harmónicos – permite arranques suaves tipicamente a 2 vezes a corrente nominal. A tecnologia *RIGHTVoltage* elimina harmónicos criados pelo motor para obter menos perdas;
- Manutenção reduzida – o *SinuMEC* reduz a temperatura de funcionamento do motor até 10°C. Isto aumenta o tempo de vida do motor e reduz o seu tempo de avaria e manutenção até 50%;
- Redução do consumo de energia – reduz as perdas internas do motor, otimiza a eficiência do motor e poupa até 20% do consumo de energia;
- Reduz as perdas por condução – as perdas nos cabos eléctricos e nos transformadores são, em média, 12% do consumo de energia. O *SinuMEC* reduz a corrente até 50%, reduzindo as perdas até 75%. Isto leva a poupanças de energia até 9%;
- Filtragem de harmónicos – segundo o fabricante, o *SinuMEC* filtra até 60% dos harmónicos existentes quer do motor, quer da rede. Os harmónicos são uma das causas mais comuns de perdas energéticas e falhas das redes eléctricas;
- Correção do fator de potência – melhora o fator de potência do motor e reduz a necessidade de baterias de condensadores para correção de fator de potência. O *SinuMEC* melhora o fator de potência até 60%, o que leva a uma redução na aquisição de equipamento e nas perdas energéticas.

A desvantagem deste dispositivo, relativamente às tecnologias anteriores, está no seu preço que, segundo fontes não oficiais, pode atingir um valor aproximadamente 10 vezes superior. O número de dispositivos instalados é desconhecido, pelo que se supõe que o seu número não seja considerável quando comparado com as outras tecnologias.

2.8 Relés Inteligentes

O *Smart Switch* é um dispositivo eletrónico aplicável a motores de indução trifásicos de média potência, com variações significativas de carga durante o seu período de funcionamento (Figura 2.12).

Baseado no princípio da poupança recorrendo ao controlo do modo de ligação dos enrolamentos estatóricos, este dispositivo utiliza eletrónica sensorial para estimar a carga aplicada ao motor, a partir da sua potência instantânea, e faz a comutação automática dos contactores para alterar o modo de ligação dos enrolamentos do motor.

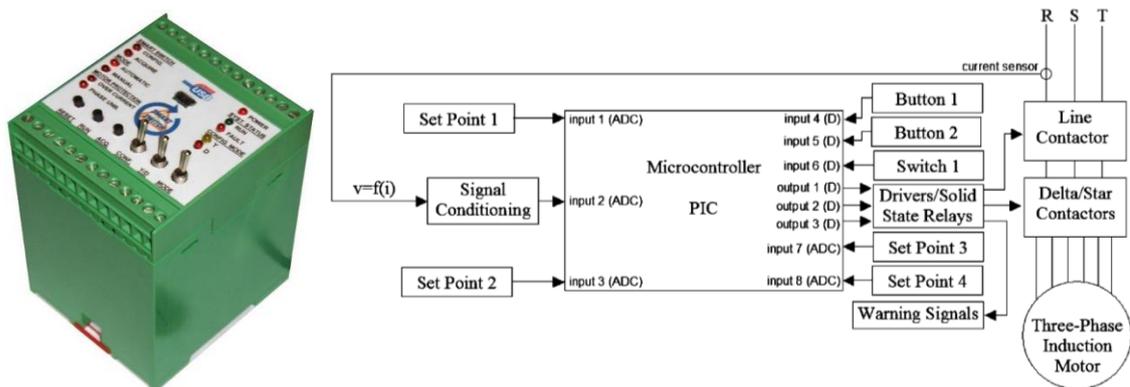


Figura 2.12 – *Smart Switch* (à esquerda) e topologia básica do dispositivo (à direita) [24].

O dispositivo conecta os enrolamentos em Y ou Δ em função da carga aplicada ao motor, sendo esse controlo feito diretamente nos contactores do arrancador Y- Δ instalado. A grande diferença entre o dispositivo proposto e o *Smart Switch* está na integração de eletrónica de potência no dispositivo para eliminar os contactores.

O *Smart Switch* nunca foi comercializado.

2.9 Custos Associados às Tecnologias Atuais

As tecnologias mais utilizadas atualmente, ou seja, os arrancadores Y- Δ recorrendo a contactores e o *soft-starter* são equipamentos instalados nos quadros elétricos. Se se

comparar o espaço físico necessário para a instalação de um arrancador Y- Δ (que necessita de 3 contactores), ou de um *soft-starter*, com o arranque direto (que utiliza apenas um contactor) conclui-se que os quadros elétricos terão de ser consideravelmente maiores para albergar todo o equipamento necessário (que se traduz num aumento significativo do custo). O custo do equipamento necessário a cada tecnologia também não pode ser negligenciável. A Tabela 2.4 apresenta o preço médio dos contactores e *soft-starter* para uma instalação industrial.

Tabela 2.4 – Preço médio dos arrancadores suaves apresentados (2012) [4].

Descrição	Potência (kW)	Custo do Equipamento (€)	Custo da Instalação (€)
Arrancador Y- Δ	1,1	36	60
	11	90	90
	110	420	120
<i>Soft-Starter</i>	1,1	60	30
	11	100	70
	110	800	100
<i>SinuMEC</i>	-	Sem dados	Sem dados
<i>Smart Switch</i>	-	Não comercializado	Não comercializado

Nos dados apresentados é importante referir que no caso do arrancador Y- Δ o custo do equipamento apresentado apenas contempla os 3 contactores. No entanto estes arrancadores necessitam ainda de um temporizador, para controlar o tempo após o qual a comutação é feita, e de um relé térmico, para fazer a proteção térmica do motor, equipamentos com um custo considerável (dezenas de euros).

Com o dispositivo proposto, que se pretende que seja instalado no interior da caixa de terminais do motor, consegue-se minimizar o espaço físico adicional para a instalação da tecnologia. Em instalações já existentes, este dispositivo permite reduzir a quantidade de equipamentos instalados num quadro elétrico e assim libertar espaço para a instalação de novos equipamentos, caso se justifique.

Ainda no caso dos contactores, para um arrancador Y- Δ , são necessários 6 condutores de alimentação entre o quadro elétrico e o motor. Dependendo desta distância, o custo da instalação pode aumentar consideravelmente, se se considerar o preço do cabo de cobre. Apesar de este custo não se refletir em aplicações existentes caso se substitua o conjunto de contactores pelo dispositivo proposto, se este dispositivo substituir o arrancador Y- Δ numa nova instalação, permite poupar 50% dos condutores de cobre de alimentação do motor além de 2 dos 3 contactores necessários para o arrancador.

2.10 Porque Não Utilizar VEVs

Os regulamentos referem possibilidade de utilizar motores IE2 equipados com um VEV como alternativa a um motor IE3. Contudo, estas duas opções não são diretamente comparáveis. Embora a solução recorrendo a VEVs seja a mais indicada para as aplicações de velocidade variável, não é a mais indicada para as aplicações de velocidade fixa. Para uma aplicação de velocidade fixa não deve ser considerado apenas o consumo energético do motor, mas sim do sistema no seu conjunto (Motor + VEV) tal como demonstram a Tabela 2.5 e a Figura 2.13.

Tabela 2.5 – Tabela de consumos elétricos e rendimentos de motores em aplicações ligadas diretamente à rede elétrica (DR) e ligadas a VEV [5].

Potência Mecânica		1,1 kW				11 kW			
Classe de Eficiência do Motor		IE2		IE3		IE2		IE3	
Eficiência do Motor	%	81,4		84,1		89,8		91,4	
Consumo Energético do Motor	kW	1,35		1,31		12,25		12,04	
		DR	VEV	DR	VEV	DR	VEV	DR	VEV
Perdas do Equipamento de Controlo	W	5,3	138	5,3	138	10,7	426	10,7	426
Consumo Total do Sistema	kW	1,36	1,49	1,31	1,45	12,26	12,68	12,05	12,46
Eficiência Total	%	81,1	73,9	83,8	76,1	89,7	86,8	91,3	88,3

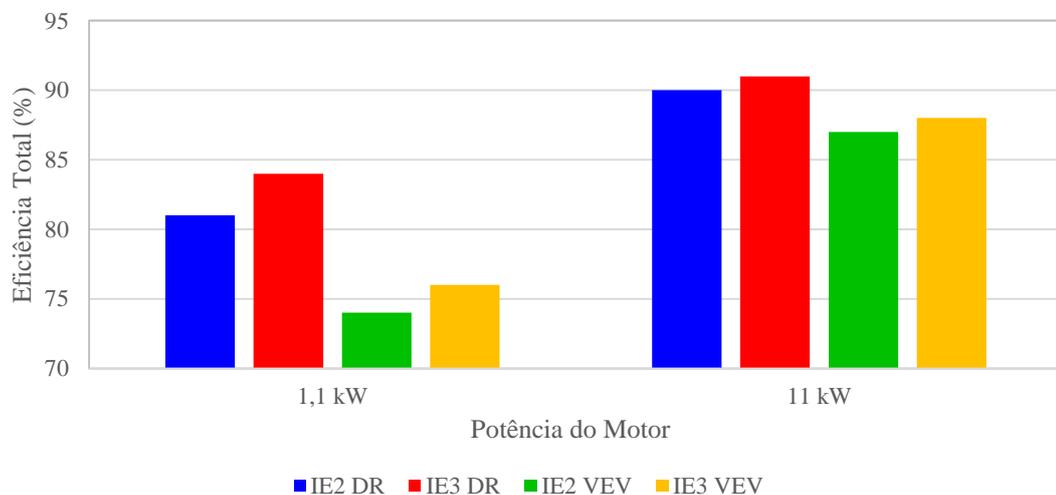


Figura 2.13 – Representação gráfica da eficiência dos motores ligados DR e ligados a um VEV, no caso apresentado [5].

Ou seja, numa aplicação de velocidade fixa, um motor controlado por um VEV é menos eficiente do que um motor alimentado DR.

Apresenta-se, também, o exemplo de uma aplicação com carga variável e velocidade fixa. Neste, considera-se um tapete transportador, uma aplicação típica de

velocidade fixa em que a sua carga varia ao longo do tempo. Na aplicação apresentada é utilizado um motor de 37 kW [7].

Considere-se então o diagrama de carga da Figura 2.14.

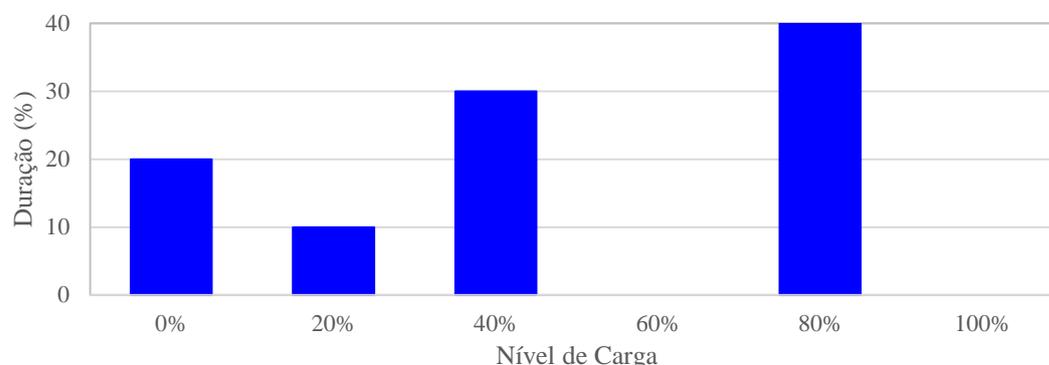


Figura 2.14 – Diagrama de carga da aplicação apresentada [7].

Assumindo que a máquina opera 3600 horas por ano, é então apresentado o rendimento médio anual do motor quando controlado por contactores e quando controlado por um VEV. Neste estudo, a energia consumida contabilizada é a de todo o sistema e não apenas a do motor, já que neste tipo de estudos é necessário avaliar o consumo energético do motor e do controlador.

Considerando o tempo de funcionamento a cada nível de carga, e a correspondente eficiência de cada sistema, é possível comparar diretamente o consumo de energia anual em cada caso. Esse estudo é apresentado na Tabela 2.6.

Tabela 2.6 – Comparação do rendimento e do consumo de energia anual entre o controlo recorrendo a um contactor ou um VEV, tendo em conta o diagrama de carga anterior para um motor de 37 kW aplicado num tapete transportador [7].

Carga	Rendimento		Consumo Energético Anual [MWh]	
	Contactor + Motor	VEV + Motor	Contactor + Motor	VEV + Motor
0%	<i>Off</i>	<i>Standby</i>	0,0	1,6
20%	90%	83%	3,0	3,2
40%	92%	87%	17,4	18,4
60%	93%	91%	-	-
80%	94%	91%	45,3	46,8
100%	93%	90%	-	-
Total			65,7	70,0
Poupança de Energia			4,3 MWh de Poupança Anual	
Percentagem de Poupança de Energia			6,1% de Poupança Anual	

Conclui-se que o motor ligado DR é mais eficiente a qualquer nível de carga do que a combinação do motor + VEV, e traduz-se numa poupança de energia de 6,1%.

CAPÍTULO 3

Simulações do Sistema Proposto

3.1 Introdução

Para efetuar as ligações dos enrolamentos do motor em estrela (Y) ou em triângulo (Δ) é necessário conectar os enrolamentos em cada tipo de ligação em instantes diferentes. Nos arrancadores eletromecânicos Y- Δ são utilizados 3 contactores. Existe um contactor utilizado para alimentação elétrica do motor, um contactor que efetua a ligação dos enrolamentos em Y e outro que efetua a ligação dos enrolamentos em Δ .

O dispositivo apresentado substitui os conjuntos de contactos dos contactores por conjuntos de semicondutores que entram em condução nos instantes em que se pretende obter cada tipo de ligação (Figura 3.1).

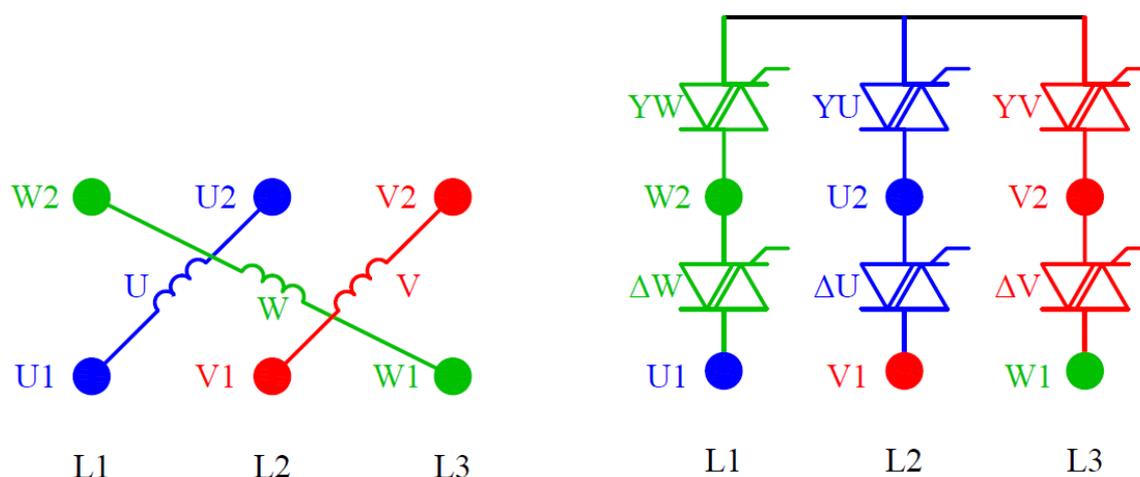


Figura 3.1 – Esquema dos enrolamentos do motor na placa de terminais (à esquerda) e esquema de ligação dos triacs para conexão dos enrolamentos em Y e Δ (à direita).

Para conectar o motor em Y existem 3 triacs que substituem o contactor utilizado para o efeito no arrancador Y- Δ . Estes permitem conectar os contactos U₂, V₂ e W₂ a um ponto comum, tal como acontece nos arrancadores. Assim a tensão aos terminais de cada enrolamento é uma tensão simples, ou seja, $V_{\text{linha}}/\sqrt{3}$.

Para conectar o motor em Δ , existem também 3 triacs para substituírem o contactor respetivo. Neste caso, os terminais dos enrolamentos têm de ser conectados entre duas fases distintas sendo a tensão aos seus terminais igual à tensão composta (V_{linha}). Então,

o triac ΔU conecta o terminal U_2 do enrolamento U à fase L_2 , o triac ΔV conecta o terminal V_2 do enrolamento V à fase L_3 e o triac ΔW conecta o terminal W_2 do enrolamento W à fase L_1 .

Para melhor compreensão do comportamento de todo o sistema, utiliza-se um esquema de cores para identificar todas as variáveis relativas a cada enrolamento. Assim, os enrolamentos são identificados pelas letras U, V, e W. As variáveis relacionadas com o enrolamento U são representadas a azul, as variáveis relacionadas com o enrolamento V são representadas a vermelho e as variáveis relacionadas com o enrolamento W são representadas a verde.

Apresenta-se em seguida (Figura 3.2) um diagrama de carga semelhante a aplicações de carga variável e velocidade fixa em aplicações industriais, que será utilizado para analisar o comportamento do motor nos momentos de comutação do modo de ligação dos enrolamentos. Assim, é possível estudar o comportamento do arranque do motor em Y, comparar com o arranque em Δ , estudar as comutações Y- Δ e Δ -Y, a desconexão dos enrolamentos em Y, em Δ e o corte de alimentação intempestivo em ambas as conexões.

São ainda analisadas as poupanças em regime permanente para diversos valores de carga da aplicação.

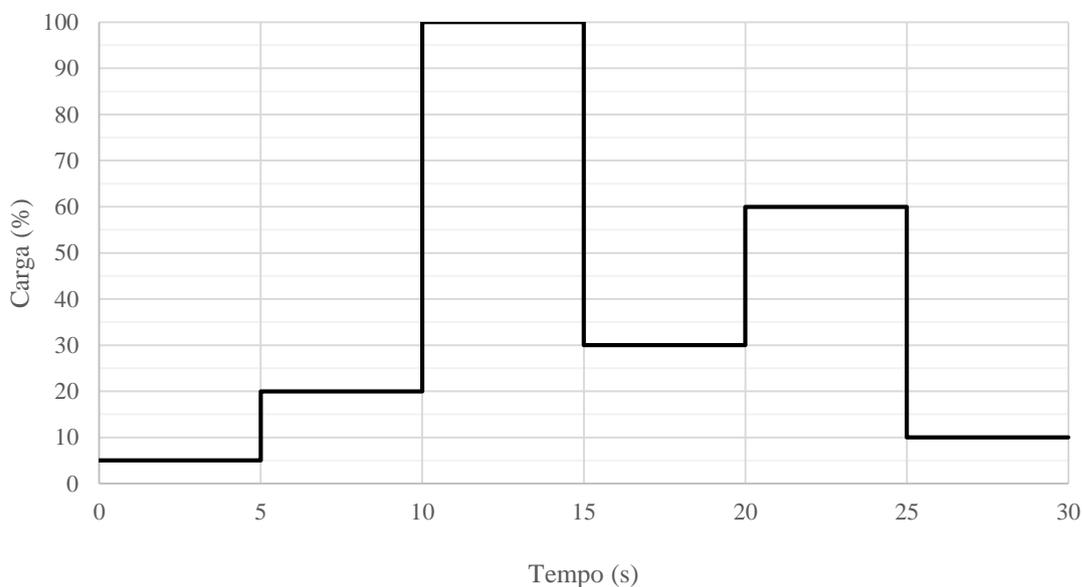


Figura 3.2 – Diagrama de carga para a simulação efetuada, numa aplicação de velocidade fixa.

Esta análise será feita simulando o comportamento do motor apresentado no capítulo anterior, *MOT HE31 112M-4* da *Universal Motors*, para a qual é necessário conhecer os seus parâmetros, obtidos através dos ensaios económicos.

3.2 Ensaios para Determinar o Circuito Equivalente do Motor

Para a simulação do sistema proposto é necessário conhecer os parâmetros do circuito equivalente do motor, ou seja, a resistência de perdas no ferro (R_0), a reatância de magnetização (X_0), a resistência do estator (R_1), a resistência do rotor (R_2) e as reatâncias de fugas (X). Com estes valores será possível obter em simulação um comportamento idêntico aos ensaios económicos realizados experimentalmente.

Estas simulações são realizadas recorrendo ao *software PSIM*, que proporciona um ambiente poderoso e eficiente para todas as necessidades de eletrónica de potência e de simulação de acionamento de motores [25]. As grandes vantagens de utilizar o *PSIM* são:

- Interface gráfica intuitiva e fácil de utilizar, permitindo alterar os parâmetros e visualizar tensões/correntes durante a simulação;
- É um dos simuladores mais rápidos para a eletrónica de potência;
- Tem um compilador em C que permite inserir código sem ter que o compilar;
- Fornece um grande número de exemplos de circuitos pré-construídos;
- É versátil e pode ser configurado para atender às necessidades do utilizador.

O *software* dispõe de uma versão de demonstração livre, que permite a simulação dos sistemas necessários às simulações do dispositivo apresentado. A opção por este *software*, em detrimento de outros, deve-se ao modelo de um motor de indução trifásico com os 6 terminais dos enrolamentos acessível nas suas bibliotecas, o que não se verifica em grande parte dos *softwares* disponíveis (Figura 3.3).

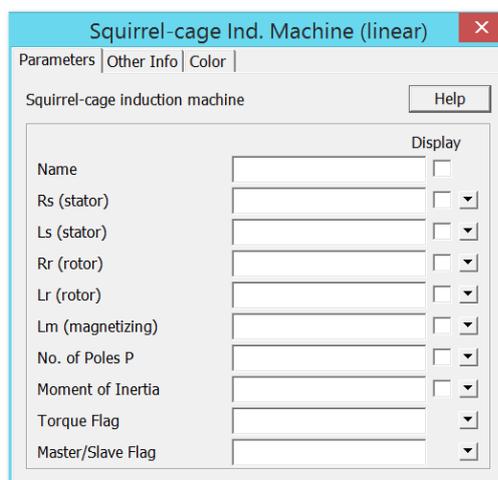


Figura 3.3 – Janela de parametrização do modelo linear disponível em *PSIM*, do motor trifásico com os 6 terminais acessíveis.

No *software PSIM* é utilizado um modelo linear de um motor que considera a resistência e indutância do estator (R_1 e L_1), a resistência e indutância do rotor (R_2 e L_2) e a indutância de magnetização (L_m), no entanto, não é considerada a resistência das perdas no ferro (R_0), presente nos esquemas equivalentes dos motores. Para colmatar esse problema é adicionado ao modelo uma resistência em paralelo com cada enrolamento de forma a simular essas perdas. Os dados necessários para a determinação dos parâmetros do circuito equivalente calculam-se através de dois ensaios económicos: o ensaio em vazio e o ensaio em curto-circuito com o rotor bloqueado.

3.2.1 Ensaio em Vazio

Neste ensaio, o motor é alimentado à tensão e frequência nominais (sistema de tensões sinusoidais equilibradas) e posto a girar em vazio (sem carga no veio) [26]. A Tabela 3.1 apresenta os resultados obtidos no ensaio.

Tabela 3.1 – Valores obtidos experimentalmente no ensaio em vazio.

Grandeza	Valor	Unidade
U_0	391	V
I_0	4,12	A
P_0	251	W
S_0	2790	VA
Q_0	2790	var
$\cos \varphi_0$	0,09	
φ_0	84,9	°

Como a velocidade em vazio é muito próxima da velocidade de sincronismo, aceita-se ser nulo o deslizamento, vindo infinita a resistência de deslizamento e o circuito aparece com a configuração da Figura 3.4.

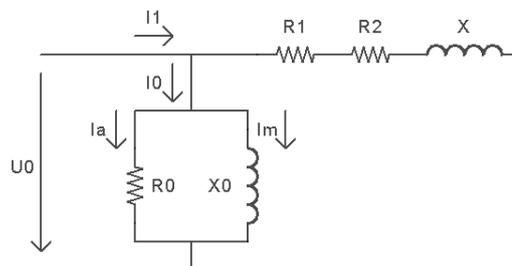


Figura 3.4 – Esquema equivalente por enrolamento para o ensaio em vazio.

Sabendo que os testes foram feitos com o motor conectado em Δ , o valor da componente de perdas da corrente I_0 de cada enrolamento é dado pela equação 3.1.

$$I_a = \frac{I_0}{\sqrt{3}} \cos \varphi_0 \quad 3.1$$

Então, a componente de perdas da corrente, $I_a = 0,21$ A. É também possível calcular a componente magnetizante da corrente I_0 através da equação 3.2.

$$I_m = \frac{I_0}{\sqrt{3}} \sin \varphi_0 \quad 3.2$$

A componente magnetizante da corrente é então, $I_m = 2,4$ A. Desta forma é possível calcular a resistência de perdas no ferro (R_0) e a reatância de magnetização (X_0). A resistência de perdas no ferro é dada pela equação 3.3.

$$R_0 = \frac{U_0}{I_a} \quad 3.3$$

Pela equação anterior, $R_0 = 1828 \Omega$. O valor da reatância de magnetização (X_0) é obtido recorrendo à equação 3.4.

$$X_0 = \frac{U_0}{I_m} \quad 3.4$$

Assim, $X_0 = 165 \Omega$. A partir deste valor é necessário calcular a indutância, uma vez que é este o valor utilizado pelo *software*. O valor de uma indutância é calculado pela equação 3.5.

$$X = 2 \pi f L \quad 3.5$$

Sendo a frequência da rede elétrica de 50 Hz, $L_m = 0,53$ H.

Como o deslizamento do ensaio em vazio é muito baixo, a amplitude e frequência das correntes induzidas no rotor serão muito baixas, pelo que se podem aceitar desprezáveis as perdas no cobre no ferro no rotor. A potência absorvida é, praticamente, a soma das perdas no cobre e no ferro do estator e das perdas mecânicas. Neste caso, e embora seja possível calcular as perdas mecânicas, separando-as das perdas no ferro, estas não são consideradas.

Com os valores apresentados, é possível comparar o resultado da simulação com os valores obtidos durante o ensaio experimental e desta forma validar o modelo proposto. Assim, recorrendo a estes valores para a simulação do comportamento do motor em vazio e ignorando as restantes variáveis que não influenciam o comportamento em vazio, é possível obter em simulação valores equivalentes aos do ensaio em vazio (Figura 3.5).

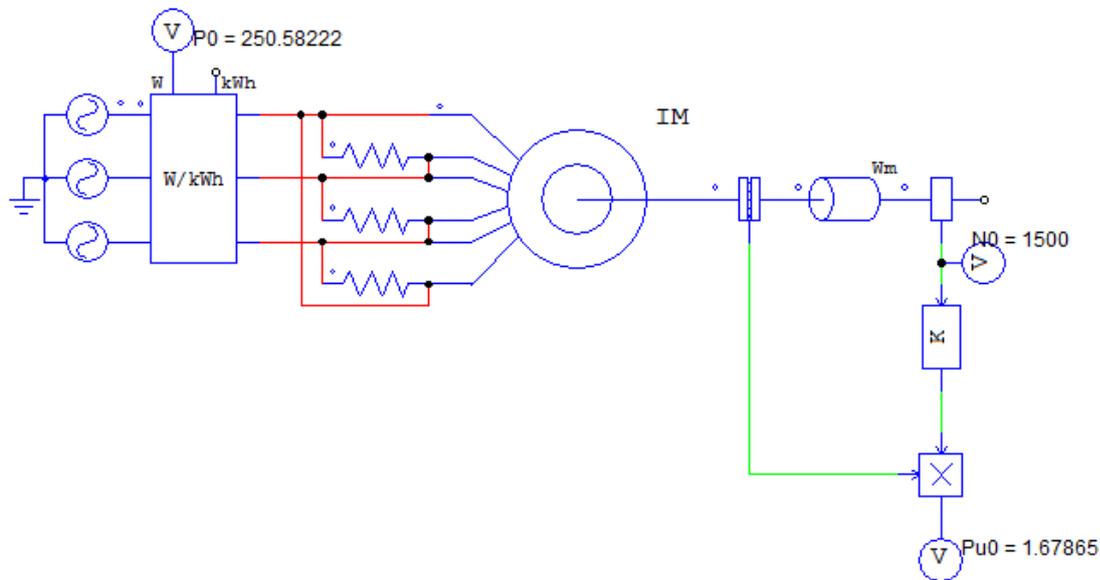


Figura 3.5 – Resultado da simulação do ensaio em vazio implementado em *PSIM*.

Tendo em conta a simulação apresentada e a potência ativa consumida, $P_0 = 250,6$ W, valor igual ao ensaio em vazio, os valores apresentados representam corretamente a resistência de perdas no ferro e a reatância de magnetização.

3.2.2 Ensaio em Curto-Circuito com Rotor Bloqueado

Neste ensaio o rotor está travado e em curto-circuito porque se pretendem reproduzir, de uma forma permanente, as condições de arranque. O rotor é bloqueado, o que permite manter o deslizamento no valor unitário, e o estator é alimentado com tensão reduzida (bastante inferior à nominal), para não se correr o risco do aparecimento de uma corrente muito elevada, pois quando o deslizamento é máximo o motor absorve a maior corrente. A resistência que representa o deslizamento anula-se (equivale ao curto-circuito), ficando o circuito equivalente com a configuração da Figura 3.6.

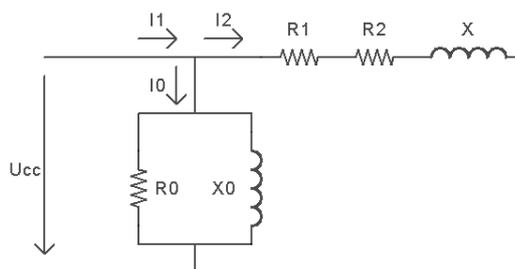


Figura 3.6 – Esquema equivalente por enrolamento do rotor em curto-circuito.

A Tabela 3.2 apresenta os valores obtidos experimentalmente no ensaio com rotor bloqueado.

Tabela 3.2 – Valores obtidos experimentalmente no ensaio com rotor bloqueado.

Grandeza	Valor	Unidade
U_{cc}	73,9	V
I_{cc}	8,1	A
P_{cc}	512	W
S_{cc}	1042	VA
Q_{cc}	907	var
$\cos \varphi_{cc}$	0,49	
φ_{cc}	60,5	°

Neste ensaio com tensão reduzida a corrente I_0 considera-se desprezável relativamente a I_2 onde se obtém $I_2 \cong I_1 = I_{cc}/\sqrt{3}$. Como o rotor está travado não existem perdas mecânicas, então pode-se considerar que toda a potência absorvida é consumida em perdas no cobre (no estator e no rotor), ou seja, esta potência é dada pela equação 3.6.

$$P_{cc} = 3 (R_1 + R_2) \left(\frac{I_{cc}}{\sqrt{3}} \right)^2 \quad 3.6$$

A partir da equação anterior, é possível determinar R_2 , pois R_1 é conhecido ou pode facilmente ser medido, sendo neste caso $R_1 = 3,35 \Omega$. Recorrendo à equação 3.7 é possível calcular a resistência do rotor.

$$R_1 + R_2 = \frac{P_{cc}}{3 \left(\frac{I_{cc}}{\sqrt{3}} \right)^2} \quad 3.7$$

A partir da equação 3.7, $R_2 = 4,38 \Omega$, e do circuito equivalente é ainda possível calcular a soma das reatâncias de fugas através da equação 3.8.

$$U_{cc} = \frac{I_{cc}}{\sqrt{3}} \sqrt{(R_1 + R_2)^2 + X^2} \quad 3.8$$

Calculada a reatância de fugas total, esta deve ser dividida entre a reatância de fugas do estator e a reatância de fugas do rotor. A relação entre elas varia consoante a característica binário-velocidade pretendida para o motor, estando identificadas 4 classes. O motor utilizado está projetado para um binário de arranque e uma corrente de arranque elevados, ou seja está inserido na classe D. Nesta classe, o binário de arranque varia entre 2,5 e 3,5 vezes o binário nominal e a corrente de arranque é 6 a 7 vezes maior que a corrente nominal. O deslizamento do motor à carga nominal varia entre 5% e 15% [27]. Então, é agora possível identificar a relação entre a reatância de fugas do estator e do rotor. Segundo a literatura [28], os valores das reatâncias devem ser iguais e metade da reatância total, uma vez que se trata de um motor de classe D, obtendo assim as reatâncias de fuga do estator (X_1) e do rotor (X_2) pela equação 3.9.

$$X = X_1 + X_2 = \sqrt{\left(\frac{\sqrt{3} U_{cc}}{I_{cc}}\right)^2 - (R_1 + R_2)^2} \quad 3.9$$

O resultado obtido é $X_1 = X_2 = X/2 = 6,84 \Omega$. A partir destes valores, recorrendo novamente à equação 3.5 é possível calcular $L_1 = L_2 = 0,022 \text{ H}$.

É agora possível fazer a simulação do ensaio com rotor bloqueado na Figura 3.7.

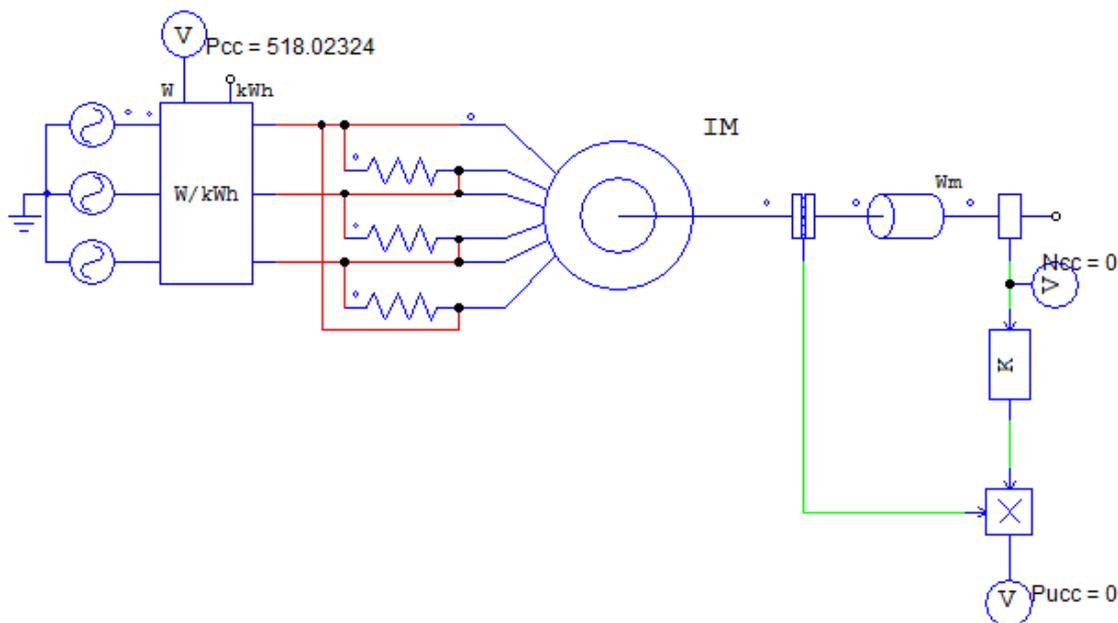


Figura 3.7 - Resultado da simulação do ensaio com rotor bloqueado implementado em PSIM.

Comparando os valores simulados (Figura 3.7) e experimentais, verifica-se uma ligeira diferença entre eles (518 W na simulação vs. 512,4 W no ensaio), donde se supõe que os valores calculados para os parâmetros do motor podem ser considerados aproximados. Desta forma está encontrado o modelo equivalente do motor para implementação no *PSIM*.

3.2.3 Ensaio à Carga Nominal

Recorrendo aos valores calculados anteriormente, e apresentados na Tabela 3.3, é simulado o comportamento do motor à carga nominal, para nova validação do sistema proposto.

Tabela 3.3 – Valores a utilizar no modelo do motor simulado em *PSIM*.

Grandeza	Valor	Unidade
R_0	1828	Ω
L_m	0,53	H
R_s	3,35	Ω
L_s	0,022	H
R_r	4,38	Ω
L_r	0,022	H

A Figura 3.8 apresenta o valor da potência absorvida pelo motor quando lhe é aplicado o binário nominal.

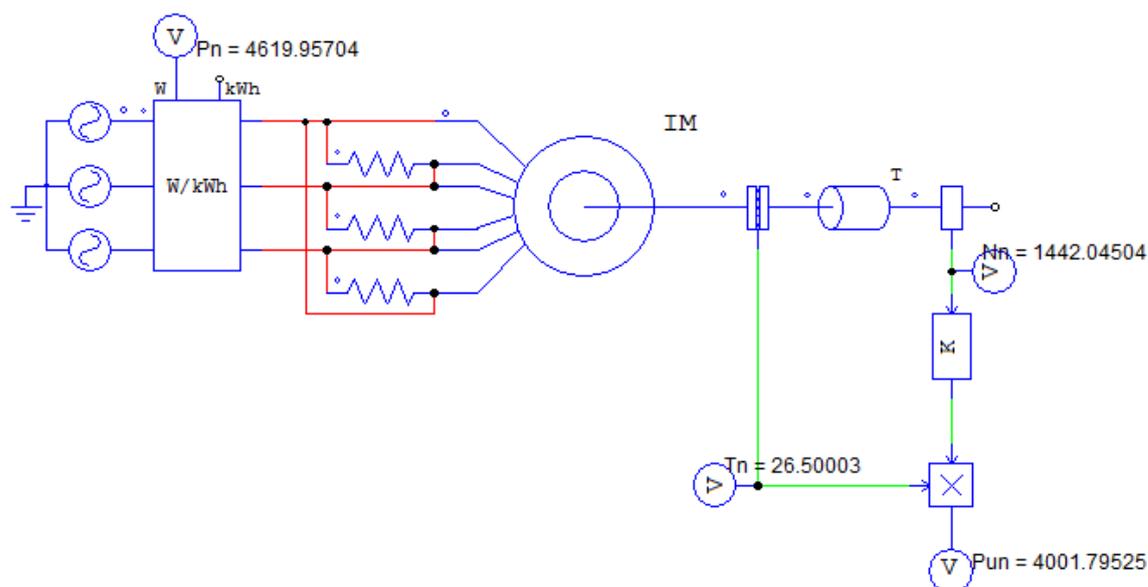


Figura 3.8 - Resultado da simulação do ensaio à carga nominal implementado em *PSIM*.

Tendo em conta as características do motor, apresentadas na Tabela 1.3, os valores obtidos são muito semelhantes aos valores nominais do motor pelo que se considera este um modelo aproximado, sendo por isso utilizado durante o capítulo para as simulações do sistema proposto. No entanto, é importante não ignorar que está a ser utilizado um modelo linear do motor que, embora simplifique o seu dimensionamento, pode não refletir com precisão o comportamento do motor.

3.3 Arranque do Motor

Os arranques Y- Δ são aplicáveis a máquinas que tenham um binário reduzido no arranque, relativamente ao nominal. Para que o arranque Y- Δ possa ser utilizado é necessário garantir que o binário de arranque em Y é superior ao binário da carga, caso contrário o motor não conseguirá arrancar. Caso isso não se verificasse, ou seja, a carga aplicada no arranque fosse perto do valor nominal, não seria possível utilizar este método. No entanto, em aplicações típicas de carga variável o arranque do motor é realizado com um nível de carga reduzido.

De seguida são apresentadas algumas curvas obtidas teoricamente através de simulação dos arranques em Y e em Δ . O objetivo é comparar diretamente os dois tipos de arranque, para o mesmo nível de carga e comprovar a suavidade do arranque ao utilizar o arranque em Y em vez do arranque em Δ .

3.3.1 Arranque em Estrela

A ordem de arranque do motor é dada no instante $t = 12$ ms (representada pela cor violeta). Após a ordem de arranque, e devido à tecnologia *zero-cross*, os triacs da conexão em Y só entram em condução quando a tensão aos seus terminais (MT1 e MT2) é 0 V, tal como o nome sugere.

Ao efetuar o arranque em Y, para uma carga de 5% da carga nominal, apresentado na Figura 3.9, verifica-se que é atingida uma corrente de pico de 25,6 A no enrolamento U, 28,7 A no enrolamento V e 25,9 A no enrolamento W. O tempo de estabilização da corrente, neste caso, ronda os 160 ms (8 períodos). Como a tensão aos terminais dos enrolamentos é aplicada a partir do momento em que o seu valor é zero, isto significa que os triacs que fazem a conexão dos enrolamentos em Y apenas entram em condução no instante em que a tensão aos seus terminais (MT1 e MT2) é zero.

Na análise das tensões do circuito verifica-se um valor de pico de 325 V (231 Vrms). Não se verifica qualquer perturbação aos terminais dos enrolamentos no arranque do motor.

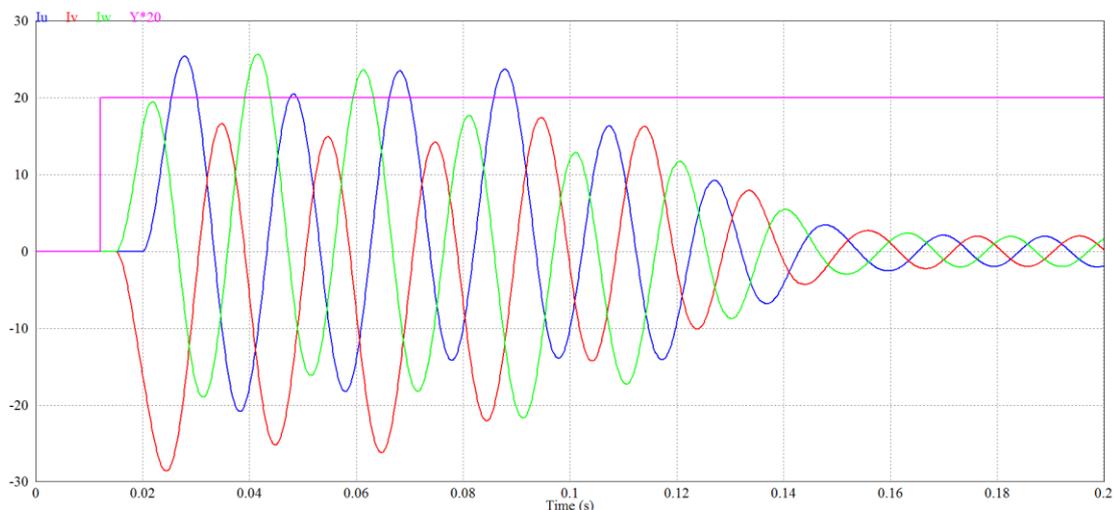


Figura 3.9 – Sinal para a ordem de conexão em Y (violeta), e correntes nos enrolamentos no arranque em Y (I_u - azul, I_v - vermelho, I_w - verde).

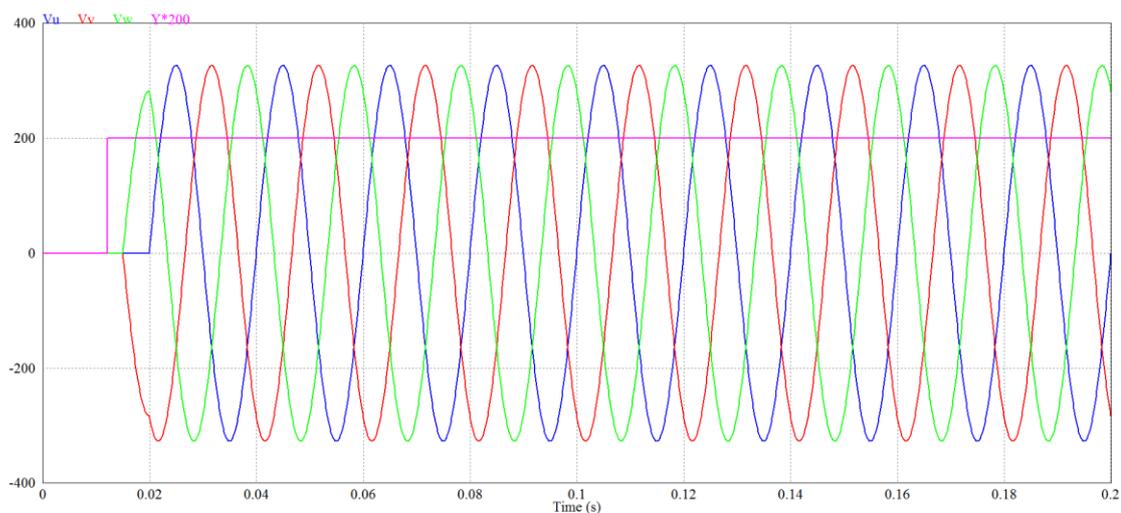


Figura 3.10 – Sinal para a ordem de conexão em Y (violeta) e tensões nos enrolamentos no arranque em Y (V_u - azul, V_v - vermelho, V_w - verde).

3.3.2 Arranque em Triângulo

Para comprovar as vantagens do arranque em Y para este nível de carga, é apresentado o resultado da simulação do arranque do motor em Δ nas mesmas condições referidas para o arranque em Y. A ordem de arranque do motor é dada no instante $t = 12$ ms (representada pela cor laranja). Neste caso é apresentado o comportamento das correntes e tensões nos enrolamentos Δ . Ao efetuar o arranque em Δ , para uma carga de 5% da carga nominal, apresentado na Figura 3.11, verifica-se que é atingida uma corrente

de pico de 44,7 A no enrolamento U, 50 A no enrolamento V e 40,8 A no enrolamento “w”. O tempo de estabilização da corrente, neste caso, ronda os 90 ms.

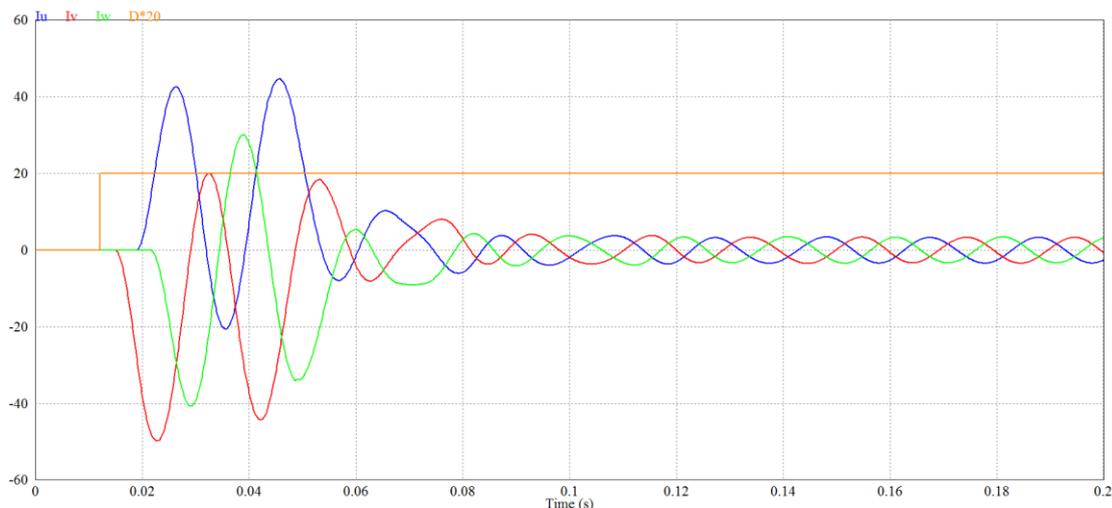


Figura 3.11 – Sinal para a ordem de conexão em Δ (laranja), e correntes nos enrolamentos no arranque em Δ (Iu - azul, Iv - vermelho, Iw - verde).

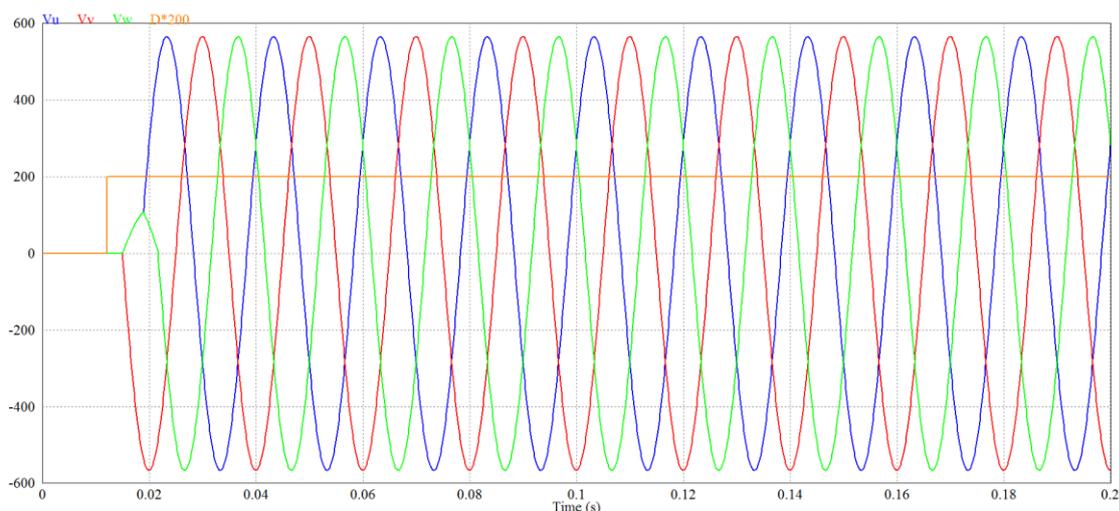


Figura 3.12 – Sinal para a ordem de conexão em Δ (laranja) e tensões nos enrolamentos no arranque em Δ (Vu - azul, Vv - vermelho, Vw - verde).

Assim, verifica-se uma redução de 21,3 A ($Y = 28,7$ A vs. $\Delta = 50$ A) no valor máximo de corrente atingido, ao fazer o arranque do motor em Y em vez do arranque em Δ . Na realidade, estes valores comprovam que num motor ligado em Y a corrente nos seus enrolamentos é aproximadamente $\sqrt{3}$ vezes inferior à sua corrente quando ligado em Δ . É ainda importante referir que estes são valores obtidos nos enrolamentos do motor. Caso fossem realizadas as leituras à entrada do motor, ou seja as correntes de linha, o valor das correntes em Δ seriam $\sqrt{3}$ vezes superior (50 A $\times \sqrt{3} = 87$ A), o que não se verifica na ligação em Y. Desta forma, é possível concluir que ao efetuar o arranque em

Y é reduzida a potência de arranque em aproximadamente 1/3 relativamente ao arranque em Δ . Na análise das tensões do circuito verifica-se um valor de pico de 565 V (400 Vrms), o valor espectável.

3.4 Comutação do Motor

Num arrancador Y- Δ eletromecânico, por ser constituído por componentes mecânicos que fazem as comutações, os tempos de comutação podem atingir as centenas de milissegundos. Neste processo, e porque nesses instantes o motor não está alimentado, verifica-se uma perda substancial de velocidade sobretudo em cargas de baixa inércia. Para que seja possível minimizar as perdas de velocidade durante a comutação é necessário garantir que esta é feita no mais curto espaço de tempo possível. Contudo, também é necessário garantir que em nenhum instante as duas conexões são efetuadas simultaneamente, o que se traduziria num curto-circuito provocado na rede elétrica.

De forma simplista (o princípio de funcionamento do triac é apresentado posteriormente), um triac entra em condução quando lhe é aplicado um sinal de tensão no terminal *gate*, no entanto, este só volta a entrar no modo de bloqueio quando lhe é retirado esse sinal de tensão e a corrente que o atravessa se anula. Ou seja, é necessário garantir que, após lhe retirar esse sinal, decorre tempo suficiente para que a corrente no triac se extinga. Assim, há necessidade de garantir um período mínimo de 10 ms, tempo que demora meio ciclo numa tensão de 50 Hz, entre o momento em que é desconectada uma conexão e conectada a conexão seguinte. Por motivos de segurança, relacionados com as características dos triacs, este valor deve ser superior aos 10 ms mínimos necessários. Na simulação realizada é utilizado um tempo de comutação de 12 ms.

3.4.1 Comutação Estrela-Triângulo

No sistema apresentado, a alteração do tipo de conexão dos enrolamentos é feito em função da carga do motor. Admitindo que para o caso em questão o ponto ideal de comutação Y- Δ é aos 42% de carga (admitindo o método de estimação da potência para comutação dos enrolamentos), a comutação será efetuada sempre que se ultrapasse este valor da carga. No diagrama de carga, apresentado anteriormente, há um instante (10 s) em que a carga aplicada ao motor passa de 20% para 100%. Neste instante é dada a ordem para a desconexão dos enrolamentos em Y, que acontecerá após se extinguirem as correntes, e 12 ms depois é dada a ordem para conexão dos enrolamentos em Δ , que acontecerá quando as tensões aos terminais dos triacs do Δ forem 0 V.

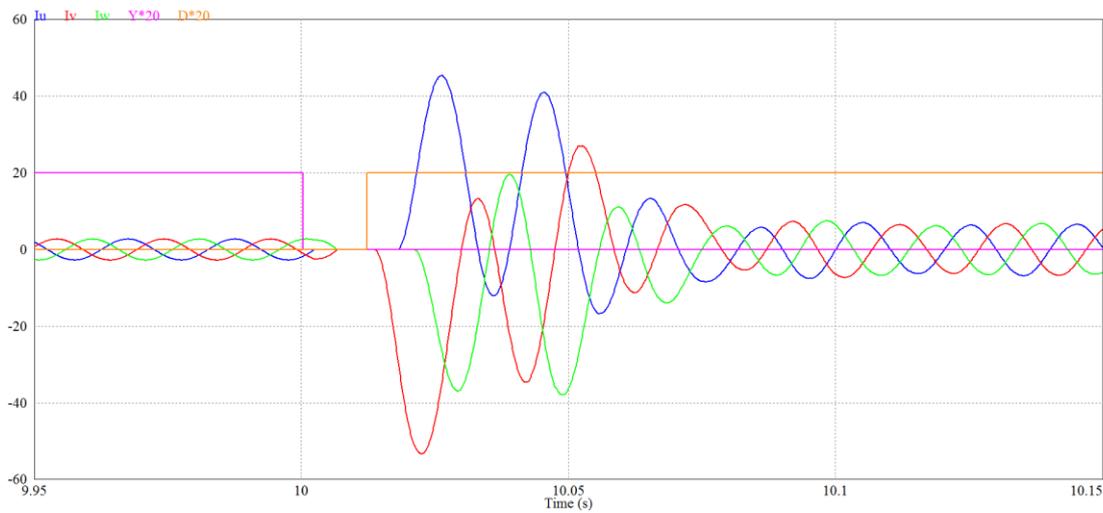


Figura 3.13 – Sinais para a ordem de conexão em Y (violeta) e em Δ (laranja), e correntes nos enrolamentos na comutação Y- Δ (I_u - azul, I_v - vermelho, I_w - verde).

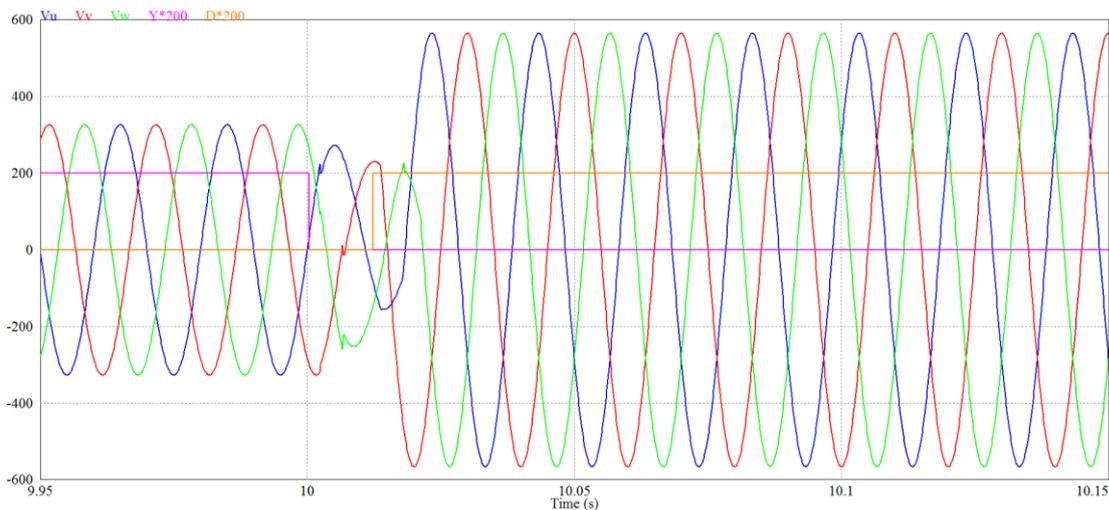


Figura 3.14 – Sinais para a ordem de conexão em Y (violeta) e em Δ (laranja) e tensões nos enrolamentos na comutação Y- Δ (V_u - azul, V_v - vermelho, V_w - verde).

Ao efetuar a comutação Y- Δ , de 20% para 100% da carga, apresentado na Figura 3.13, verifica-se que é atingida uma corrente de pico de 45,6 A no enrolamento U, 53,5 A no enrolamento V e 38 A no enrolamento W. Desde que é dada a ordem para alteração do tipo de ligação dos enrolamentos até à estabilização das correntes decorrem menos de 100 ms, ou seja, o motor estabiliza o seu comportamento num período inferior ao tempo de comutação dos arrancadores eletromecânicos. Assim, é possível reduzir quer os picos de corrente atingidos na comutação, quer o deslizamento do motor, que será tanto maior quanto maior o tempo necessário à comutação do modo de conexão dos enrolamentos.

3.4.2 Comutação Triângulo-Estrela

Admita-se, tal como na comutação Y- Δ , que o ponto ideal de comutação Δ -Y é aos 42% de carga, e a comutação é efetuada sempre que a carga seja inferior a esse valor. No diagrama de carga apresentado anteriormente há um instante (15 s) em que a carga aplicada ao motor passa de 100% para 30%. Neste instante é dada a ordem para a desconexão dos enrolamentos em Δ , após se extinguírem as correntes, e 12 ms depois é dada a ordem para conexão dos enrolamentos em Y, que acontecerá quando as tensões aos terminais dos triacs da Y forem 0 V.

Ao efetuar a comutação Δ -Y, de 100% para 30% da carga, apresentado na Figura 3.15, verifica-se que é atingida uma corrente de pico de 23,8 A no enrolamento U, 19,4 A no enrolamento V e 23,9 A no enrolamento W, e estabiliza em menos de 100 ms.

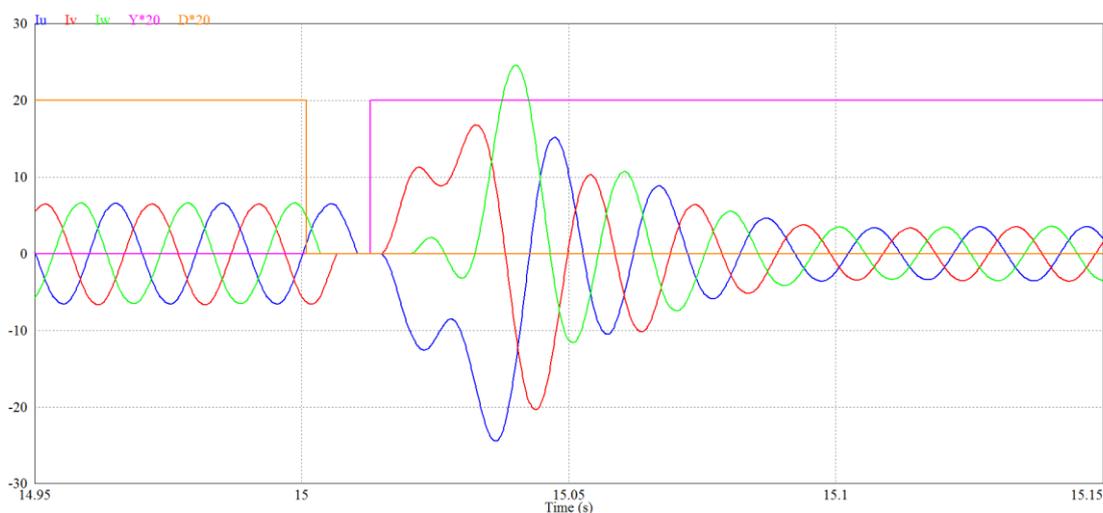


Figura 3.15 – Sinais para a ordem de conexão em Y (violeta) e em Δ (laranja), e correntes nos enrolamentos na comutação Δ -Y (Iu - azul, Iv - vermelho, Iw - verde).

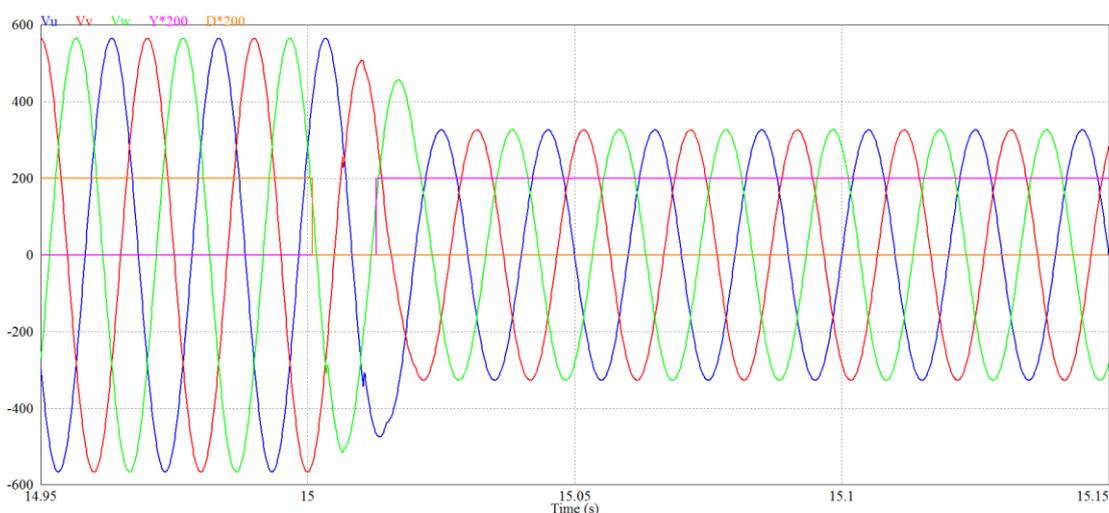


Figura 3.16 – Sinais para a ordem de conexão em Y (violeta) e em Δ (laranja) e tensões nos enrolamentos na comutação Δ -Y (Vu - azul, Vv - vermelho, Vw - verde).

Nas simulações apresentadas é importante ter em conta que o modelo do motor utilizado no simulador é um modelo linear, que embora facilite o dimensionamento dos parâmetros do motor, pode não traduzir da forma mais precisa o comportamento de um motor real. A validade dos valores apresentados poderá ser avaliada quando apresentados os resultados experimentais aplicando o dispositivo proposto.

3.5 Paragem do Motor

Analisado o comportamento do motor nos instantes do arranque, quer no arranque em Y , quer no arranque em Δ , e o comportamento nos instantes em que são feitas ambas as comutações, é não menos importante analisar o comportamento do motor quando é necessário proceder à paragem do motor. Este processo pode ser inicializado através de duas situações distintas, a partir do próprio dispositivo ou a partir de equipamento a montante do motor.

A primeira dá-se quando o dispositivo ordena a paragem do motor desconectando a ligação que esteja feita naquele instante. Este tipo de paragem do motor pode ser feito, por exemplo, caso seja identificada falta ou desequilíbrio de uma das fases da alimentação. Nesse caso seria necessário durante a simulação eliminar uma das tensões de alimentação, apesar de isso não ser aplicado na simulação. Embora no decorrer desta dissertação não esteja implementado, futuramente é possível adicionar funcionalidades que permitam o controlo do motor a partir do dispositivo, recorrendo a um interface com o utilizador, tornando esta análise importante. Tal como já referido anteriormente, nas simulações das comutações, devido à natureza dos triacs estes só são desconectados nos instantes em que a corrente que o atravessa se anula. Nestes casos é expectável que o comportamento quer da corrente, quer da tensão nos enrolamentos seja semelhante aos comportamentos verificados nas comutações, durante os instantes em que os enrolamentos não estão conectados em qualquer conexão.

A segunda situação dá-se quando a paragem do motor é provocada por uma paragem não controlada derivada do corte da sua alimentação elétrica, que ocorre a montante do dispositivo e sem qualquer intervenção por parte deste. Este tipo de corte pode ser feito quando é removida a alimentação elétrica da rede, ou quando, por algum outro motivo, dispara um equipamento de proteção a montante do motor. Nestes casos o dispositivo não consegue garantir que a alimentação elétrica dos enrolamentos é removida quando a corrente se anula. Desta forma o princípio de funcionamento dos triacs é contrariado sendo necessário garantir o seu correto funcionamento nestas situações. Para

tal é necessário garantir a proteção dos semicondutores, sendo esse aspeto abordado no capítulo 5. Tratando-se de uma simulação do sistema proposto, os problemas relacionados com as limitações dos triacs não são considerados pelo *software*.

Em seguida, é feito o estudo do comportamento das grandezas elétricas no motor quando é feito cada tipo de corte referenciado, para cada tipo de ligação.

3.5.1 Paragem Controlada em Estrela

No diagrama de carga apresentado o motor está a funcionar com um regime de carga de 20% entre os 5 segundos e os 10 segundos. Como para esse nível de carga o motor está conectado em Y, é dada a ordem de desconexão do motor aos 7,5 segundos, para simular a ordem de desconexão dos enrolamentos.

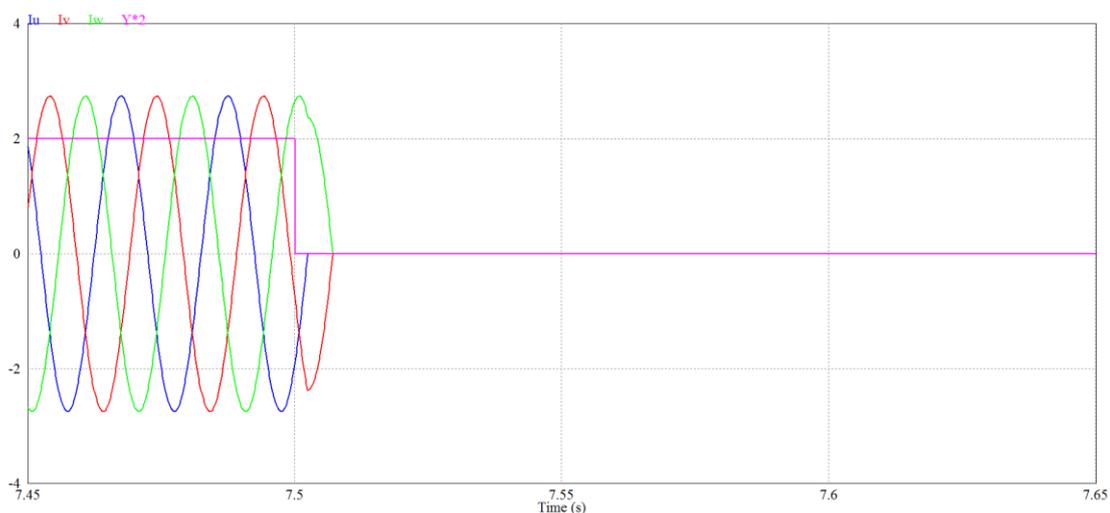


Figura 3.17 – Sinal para a ordem de conexão em Y (violeta), e correntes nos enrolamentos na paragem em Y (Iu - azul, Iv - vermelho, Iw - verde).

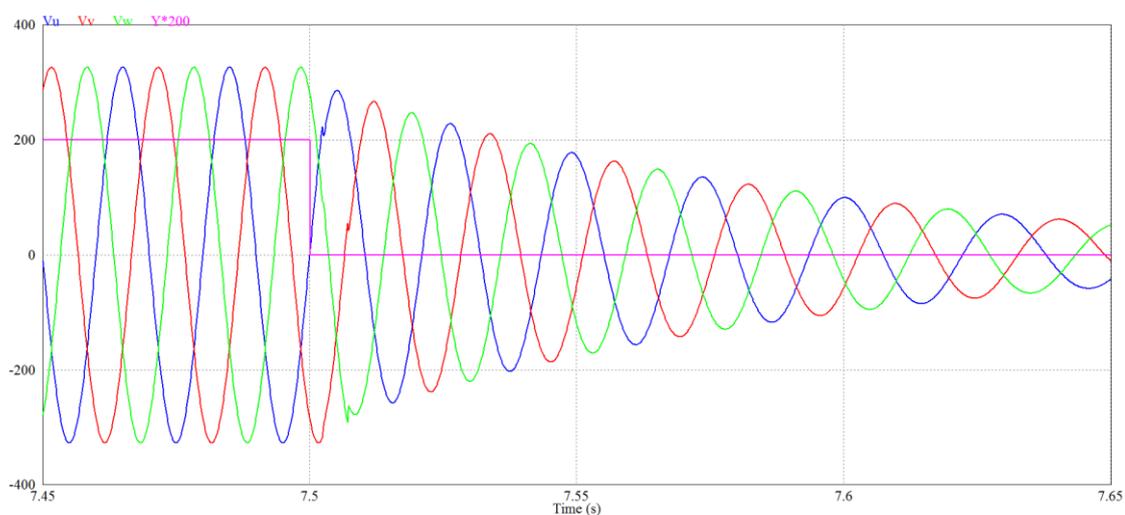


Figura 3.18 - Sinal para a ordem de conexão em Y (violeta) e tensões nos enrolamentos na paragem em Y (Vu - azul, Vv - vermelho, Vw - verde).

3.5.2 Paragem Controlada em Triângulo

Recorrendo novamente ao diagrama de carga apresentado verifica-se que o motor está a funcionar com um regime de carga de 100% entre os 10 e os 15 segundos. Para perceber o comportamento do motor é agora simulada a ordem de desconexão do motor aos 12,5 segundos.

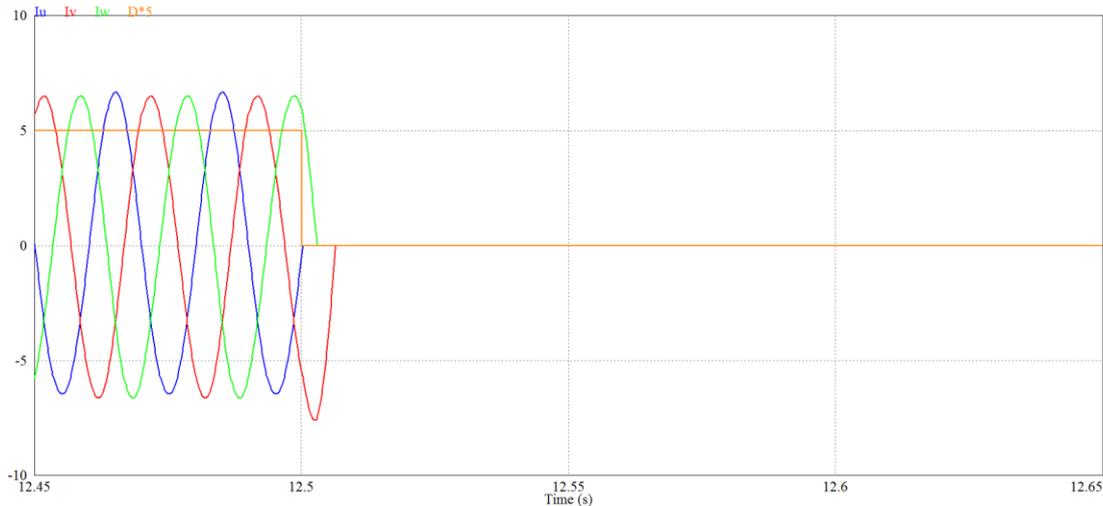


Figura 3.19 – Sinal para a ordem de conexão em Δ (laranja), e correntes nos enrolamentos na paragem em Δ (Iu - azul, Iv - vermelho, Iw - verde).

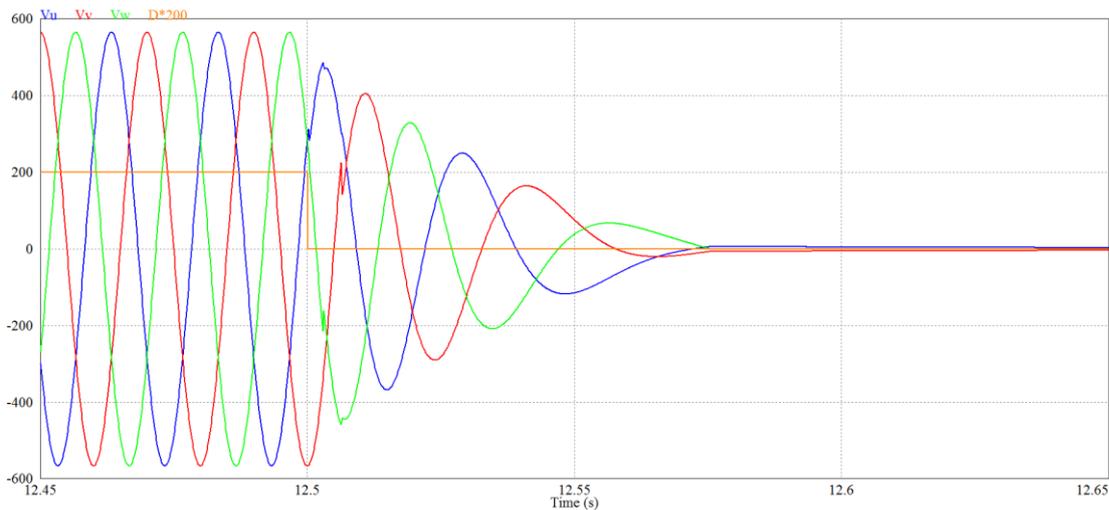


Figura 3.20 – Sinal para a ordem de conexão em Δ (laranja) e tensões nos enrolamentos na paragem em Δ (Vu - azul, Vv - vermelho, Vw - verde).

3.5.3 Paragem Não Controlada em Estrela

Depois de simulada a ordem de desconexão dada pelo dispositivo quando ligada em Y, a 20% da carga, é agora simulada a paragem não controlada da conexão em Y à

procura de transitórios de correntes e tensões, quer nos enrolamentos do motor, quer nos triacs. Esse corte é feito novamente aos 7,5 segundos.

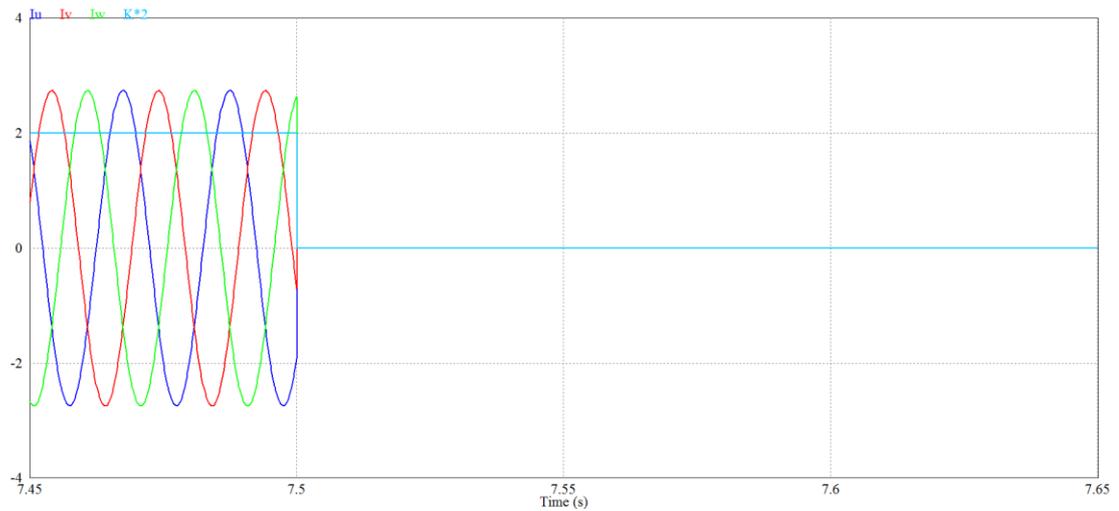


Figura 3.21 – Sinal do contactor (azul claro), e correntes nos enrolamentos no na paragem não controlada em Y (Iu - azul, Iv - vermelho, Iw - verde).

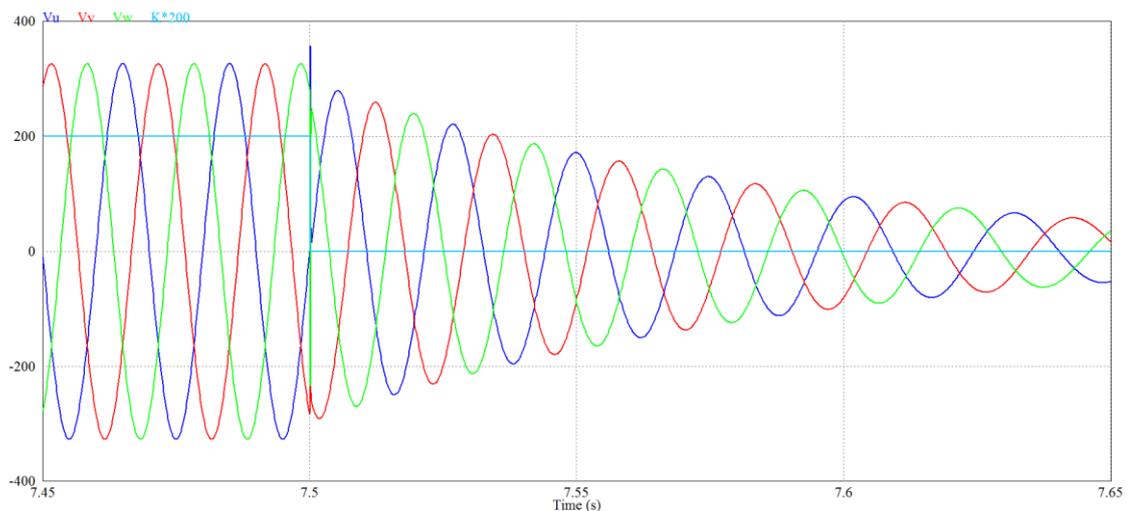


Figura 3.22 – Sinal do contactor (azul claro) e tensões nos enrolamentos no paragem não controlada em Y (Vu - azul, Vv - vermelho, Vw - verde).

3.5.4 Paragem Não Controlada em Triângulo

Agora é necessário simular a paragem não controlada da conexão em Δ à procura de transitórios de correntes e tensões nos enrolamentos do motor. Esse corte é feito novamente aos 12,5 segundos, quando o motor se encontra conectado em Δ .

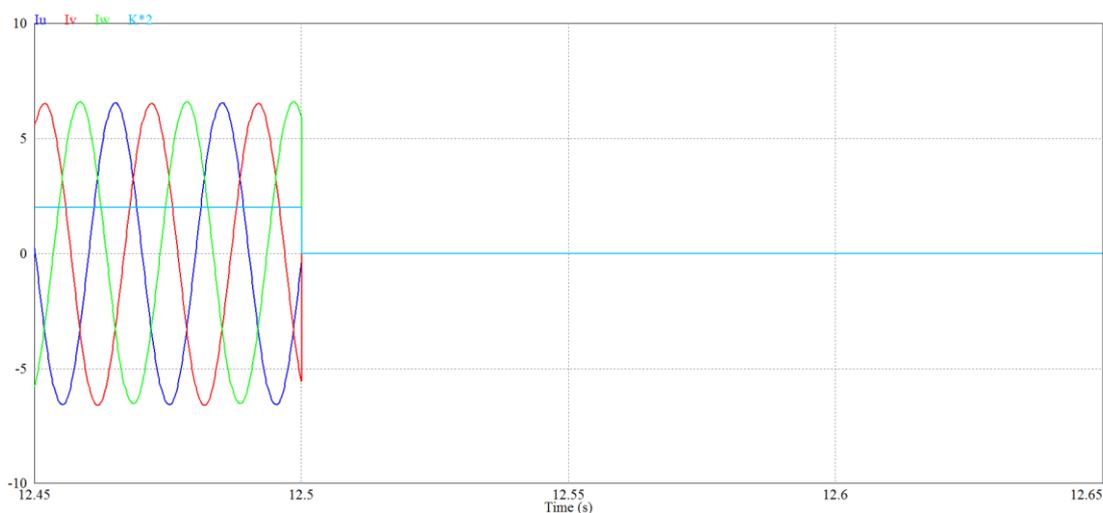


Figura 3.23 – Sinal do contactor (azul claro), e correntes nos enrolamentos no paragem não controlada em Δ (Iu - azul, Iv - vermelho, Iw - verde).

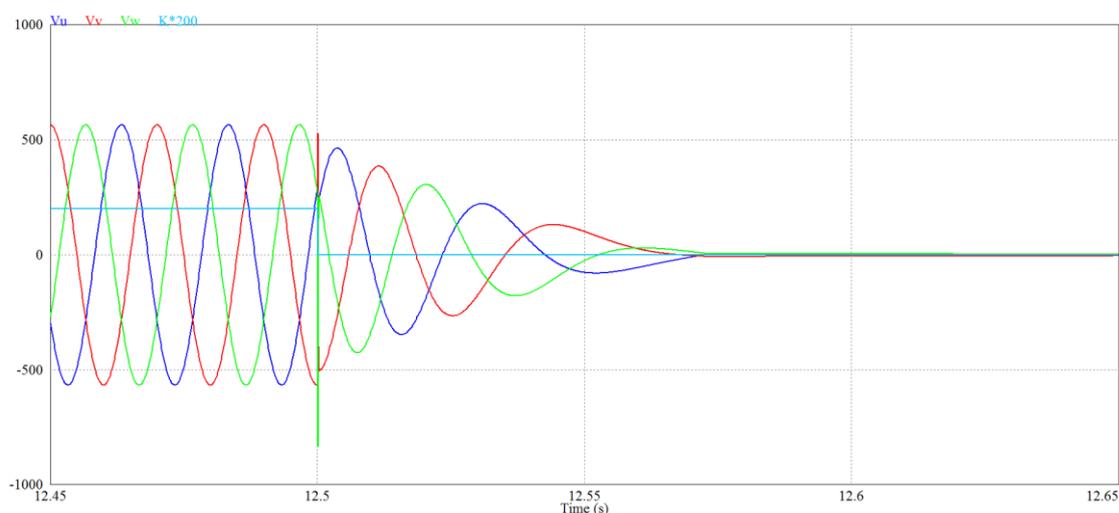


Figura 3.24 – Sinal do contactor (azul claro) e tensões nos enrolamentos no paragem não controlada em Δ (Vu - azul, Vv - vermelho, Vw - verde).

Segundo as simulações das paragens não controladas, os cortes intempestivos da alimentação do motor não permitem que a corrente nos enrolamentos se extinga, ao contrário do que acontece nas paragens controladas. Para que a corrente se extinga é criada uma diferença de potencial aos terminais dos enrolamentos nesse instante e que é visível na Figura 3.22 e na Figura 3.24. Este comportamento exige cuidado na escolha dos semicondutores a utilizar e no seu circuito de amortecimento. No caso dos triacs é necessário ter atenção às suas características, nomeadamente os valores máximos de dI/dt e dV/dt , e dimensionar circuitos de amortecimento para suavizar estas variações. Este estudo será apresentado posteriormente nesta dissertação.

3.6 Funcionamento em Regime Permanente

Além das vantagens já identificadas no arranque do motor em Y, e das vantagens obtidas na paragem do motor através do dispositivo ao eliminar os arcos elétricos que danificam os contactos mecânicos presentes nos contactores, também existem vantagens em regime permanente para baixos valores de carga aplicados ao motor.

Para regimes de carga baixa, e tendo em conta o princípio apresentado, é expectável que a conexão em Y permita obter poupanças energéticas relativamente à conexão em Δ . Essas poupanças estão presente nos regimes de carga baixa, no entanto, o nível de carga até ao qual estas são consideradas depende do método de estimação. Na Tabela 3.4 é possível identificar a simulação do consumo energético em cada modo de ligação e as respetivas poupanças.

Tabela 3.4 – Valores simulados do consumo do motor na ligação em Y e em Δ e as poupanças associadas.

Carga (%)	Ligação em Y			Ligação em Δ			Poupanças	
	I (A)	P (W)	Q (var)	I (A)	P (W)	Q (var)	P (W)	Q (var)
0	1,35	106	931	2,34	317	2793	211	1862
5	1,41	315	926	2,36	525	2786	210	1860
10	1,54	526	931	2,40	734	2782	208	1851
15	1,73	739	943	2,45	944	2781	205	1838
20	1,96	955	964	2,51	1155	2782	200	1818
25	2,22	1174	994	2,59	1366	2786	192	1792
30	2,51	1394	1034	2,67	1578	2792	184	1758
35	2,81	1618	1083	2,77	1791	2802	173	1719
40	3,13	1845	1144	2,88	2004	2814	159	1670
45	3,47	2074	1216	3,00	2218	2829	144	1613
50	3,82	2307	1301	3,12	2433	2847	126	1546
55	4,19	2544	1400	3,25	2649	2868	105	1468
60	4,58	2786	1515	3,39	2866	2892	80	1377
65	4,98	3032	1647	3,54	3083	2919	51	1272
70	-	-	-	3,69	3302	2949	-	-
75	-	-	-	3,85	3521	2982	-	-
80	-	-	-	4,01	3741	3019	-	-
85	-	-	-	4,17	3962	3058	-	-
90	-	-	-	4,34	4183	3101	-	-
95	-	-	-	4,51	4406	3147	-	-
100	-	-	-	4,69	4630	3197	-	-

Ao utilizar o método da corrente para estimar a carga do motor, e admitindo a comutação do modo de ligação dos enrolamentos em função do ponto em que corrente é igual em ambas as conexões, essa comutação acontece entre os 30% (Y – 2,51 A vs. Δ –

2,67 A) e 35% (Y – 2,81 A vs. Δ – 2,77 A), ou seja só são efetuadas poupanças de energia do motor abaixo de 35% da carga, os valores a azul.

A simulação, assumindo que é utilizado o método da potência para estimação da carga e comutação do modo de ligação dos enrolamentos, demonstra que para valores de carga que podem ir até valores acima dos 65% (Y – 3032 W vs. Δ – 3083 W) existem poupanças energéticas caso o motor esteja conectado em Δ , representados a vermelho. Estes valores vêm contrariar o caso de estudo apresentado no primeiro capítulo (Figura 1.6) devendo deste modo ser assumido que o modelo linear apresentado para o motor não traduz o seu verdadeiro comportamento no que toca aos valores obtidos de potência ativa, embora se consigam identificar poupanças significativas até aos valores de carga apresentados.

Recorrendo à maximização do fator de potência do motor, e admitindo que a comutação deve ser feita quando atingida a corrente nominal do enrolamento (4,7 A), é possível verificar as poupanças muito significativas registadas no valor da potência reativa que só por si garantem a viabilidade da utilização deste método. Além das poupanças já identificadas quando utilizado o método da corrente (a azul), as poupanças atingidas até ao ponto em que a corrente na ligação em Y atinge o valor nominal são muito consideráveis (a vermelho). No entanto, é necessário ter em conta que também neste caso o modelo linear não é fiel ao comportamento do motor apresentado no caso de estudo (Figura 1.7), em que a corrente nominal na conexão em Y é atingida entre os 55% e os 60% da carga, diferente da simulação apresentada, em que essa corrente é atingida entre os 60% e 65%.

Em suma, embora o modelo linear apresentado não represente exatamente o comportamento do motor, o mesmo permite detetar poupanças tão consideráveis que não são de todo negligenciáveis mesmo não traduzindo com exatidão o sistema proposto. Este modelo permite ainda identificar que a grande vantagem da sua utilização é verificada para melhoria do fator de potência para regimes de carga baixa, quando comparado com as poupanças obtidas na potência ativa a partir da qual se obtém o rendimento do motor.

CAPÍTULO 4

Desenvolvimento do Sistema de Controlo

4.1 Introdução

Para fazer a comutação estrela-triângulo (Y- Δ) convencional são utilizados 3 contactores e um temporizador. A função deste temporizador é, ao fim de um tempo estabelecido, desligar o contactor que faz a conexão em Y e ligar o contactor que faz a conexão em Δ . O sistema de controlo utilizado é baseado na contagem de tempo decorrido desde que o motor é alimentado eletricamente, ao fim do qual se desliga um contactor e se liga outro. Após esta comutação o sistema mantém-se inalterado até que seja removida a alimentação elétrica ao motor.

O controlo do dispositivo proposto é substancialmente superior para que permita suprir todas as funcionalidades pretendidas. O arranque suave do motor, a comutação em função do nível de carga e a deteção de anomalias na alimentação elétrica exigem a utilização de eletrónica sensorial e de controlo. Assim, o desenvolvimento desta tecnologia assenta na utilização de um microcontrolador, que faz o controlo de todo o dispositivo, e sensores, para estimar a carga aplicada ao motor.

No arranque do motor, o dispositivo conecta o motor em Y (Ligação = Y). Recorrendo aos sensores instalados, o dispositivo tem capacidade de identificar anomalias na alimentação elétrica, como por exemplo falta ou desequilíbrios de fase (Alimentação = Trifásica). Se qualquer anomalia for detetada, o dispositivo desconecta imediatamente o motor (Ligação = 0). Caso não seja identificada qualquer anomalia, e garantindo que o comportamento do motor estabiliza após o arranque (Comutação = Estabilizada), o dispositivo monitoriza constantemente a potência consumida pelo motor.

Além de garantir a estabilização do motor após a comutação, também existe um atraso de segurança para garantir que o motor não está constantemente a comutar, caso se apresente em funcionamento perto do regime de carga ideal para a comutação.

Se a potência consumida for superior à potência definida para a comutação (Potência > *Setpoint*), os enrolamentos do motor são desconectados da ligação em Y

(Ligação = Y), mantém-se desconectados durante 12 ms (*Delay* de Comutação) e após esse tempo conecta os enrolamentos em Δ (Ligação = Δ). O processo de verificação de anomalias e de necessidade de comutação é executado ciclicamente. O fluxograma apresentado na Figura 4.1 permite uma melhor interpretação do fluxo do programa.

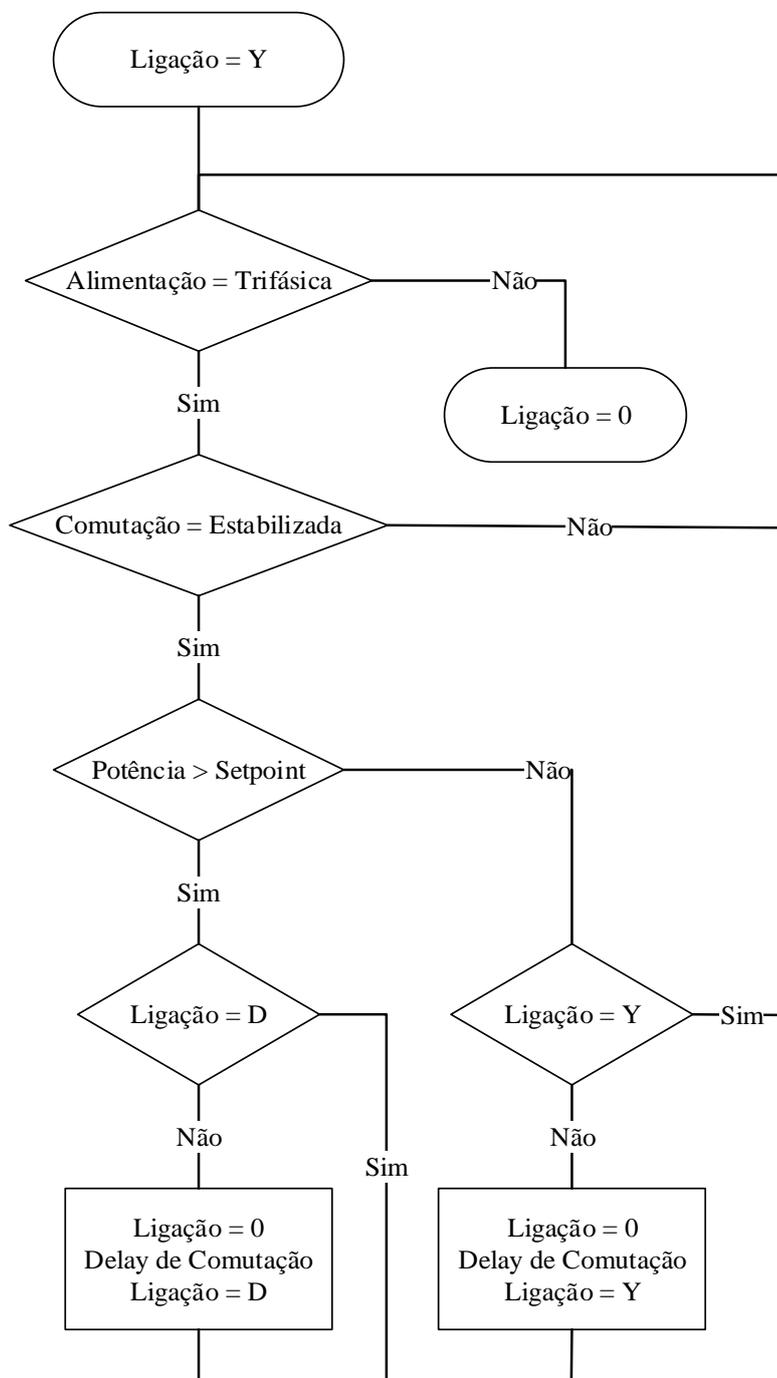


Figura 4.1 – Fluxograma do programa implementado.

O desenvolvimento da aplicação é feito recorrendo ao *software* de programação e simulação *Keil*. O *ID μ Vision* do *Keil* combina gestão de projetos, edição de código fonte,

de depuração do programa, e de simulação completa num ambiente poderoso. A plataforma de desenvolvimento μ Vision é fácil de usar e ajuda o utilizador a criar rapidamente programas embutidos que funcionam. O editor e depurador μ Vision são integrados num único aplicativo que oferece um ambiente de desenvolvimento de projetos incorporado [29].

Simultaneamente, é integrado um sistema operativo em tempo real. Define-se um sistema operativo como uma camada de *software* que abstrai o utilizador das especificidades do *hardware* subjacente. Este atua como um intermediário entre o utilizador e o *hardware* do microcontrolador. No microcontrolador utilizado é executado o sistema operativo *FreeRTOS*. O *FreeRTOS*TM é o líder de mercado em sistemas operativos de tempo real, que suporta 35 arquiteturas, sendo feitos 107 mil *downloads* por ano. É desenvolvido profissionalmente, com uma qualidade estritamente controlada, robusto, e gratuito para uso em produtos comerciais sem qualquer exigência de expor código fonte do proprietário. É utilizado em todos os setores do mercado que se possa imaginar, desde brinquedos a navegação aérea [30].

4.2 Alimentação Elétrica do Dispositivo

A alimentação elétrica do dispositivo é feita recorrendo a uma fonte comutada PSW5-5 (Figura 4.2). Esta fonte funciona com qualquer alimentação (1, 2, 3 fases ou tensão DC, entre 120 Vac e 480 Vac ou 120 Vdc e 600 Vdc) e disponibiliza à saída 5 Vdc / 1 A, podendo ser instalada em qualquer placa PCB.

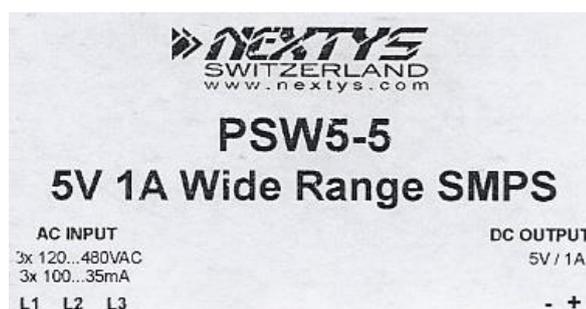


Figura 4.2 – Chapa de características da fonte utilizada.

A capacidade de funcionamento apenas com 2 fases (com uma não é possível porque não há conexão ao neutro) permite manter o dispositivo ligado e detetar qualquer falta de fase, mantendo os enrolamentos desconectados.

4.3 Regulador de Tensão

Embora a alimentação elétrica do dispositivo seja feita por uma tensão DC de 5V, o microcontrolador utilizado deve ser alimentado entre 1,8 Vdc e 3,6 Vdc [31]. Para isso, a placa tem um regulador de tensão LM317 integrado, a fim de alterar o nível de tensão para um valor dentro da gama de funcionamento do microcontrolador.

Recorrendo ao LM317 a tensão de saída V_{out} é dada pela equação 4.1.

$$V_{out} = 1,25 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{Adj} \quad 4.1$$

Admitindo que o valor de $R_1 = 240 \Omega$, e $I_{Adj} = 100 \mu A$, tal como sugere o *datasheet* do regulador de tensão (Figura 4.3), e escolhendo uma resistência de valor standard $R_2 = 470 \Omega$, a tensão à saída do regulador é aproximadamente 3,7 V.

À saída do regulador de tensão é inserido um díodo *schottky* de baixo sinal BAT60J para limitar a condução unidirecional de corrente, com uma queda de tensão típica de 0,35 V [32]. Assim, a tensão aplicada ao microcontrolador é de 3,35 Vdc.

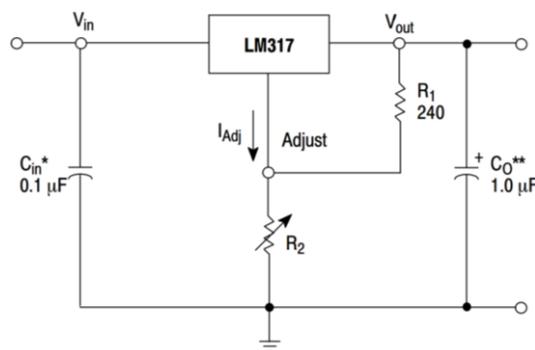


Figura 4.3 – Esquemático de funcionamento do LM317 [33].

4.4 Microcontrolador

Inicialmente, o controlo do dispositivo foi desenvolvido recorrendo ao microcontrolador *STM32F407VGT6*, utilizando a placa de desenvolvimento de baixo custo *STM32F4-Discovery*.

A família *STM32F405xx* e *STM32F407xx* baseia-se em núcleos *ARM® Cortex™-M4* de alta performance que funcionam com frequências até 168 MHz. Todos os dispositivos oferecem três ADCs de 12 bits, dois DACs, um RTC de baixo consumo de energia, doze temporizadores de uso geral de 16 bits, incluindo dois temporizadores *Pulse-with*

Modulation (PWM) para controlo de motores, dois temporizadores de 32 bits de uso geral e um gerador numérico aleatório. Também possuem interfaces de comunicação padrão e avançada [34].

A *STM32F4-Discovery* ajuda a descobrir os recursos da linha *STM32F407 / 417* e desenvolver os aplicativos facilmente, incluindo tudo o que é necessário para utilizadores iniciantes e experientes começarem rapidamente. Com base no microcontrolador *STM32F407VGT6*, esta placa inclui uma ferramenta de *debug ST-LINK / V2* incorporado, dois *ST MEMS*, acelerómetro digital e microfone digital, um DAC de áudio com driver de altifalante classe Δ integrado, LEDs, botões e um conector micro-AB OTG USB [35].

A escolha deste microcontrolador, utilizado previamente na unidade curricular de Sistemas Embebidos ao longo do primeiro semestre do segundo ano do Mestrado em Engenharia Mecatrónica, é justificada pela relação custo/desempenho desta família de microcontroladores, sendo o seu poder de processamento muito superior às demais famílias de microcontroladores de baixo nível por um custo inferior. Além disso existe um enorme suporte técnico dada a grande comunidade de desenvolvimento.

Embora o controlo do dispositivo apresentado nesta dissertação fosse inicialmente baseado na placa de desenvolvimento *STM32F4-Discovery*, as largas dimensões da placa são inapropriadas para integração no dispositivo proposto. Deste modo, foi desenvolvida uma placa para controlo do dispositivo com o microcontrolador *STM32F405RGT6*, um microcontrolador da família de microcontroladores utilizado na *STM32F4-Discovery* (Figura 4.4). Esta nova placa, com dimensões consideravelmente inferiores à *STM32F4-Discovery* (43x33 mm² e 96x65 mm², respetivamente), facilita a incorporação do microcontrolador no dispositivo proposto e, desta forma, a integração total de todo o equipamento no próprio dispositivo.

O microcontrolador *STM32F405RGT6*, com encapsulamento *LQFP64*, dispõe de 51 pinos I/O. A placa desenvolvida permite conexão de grande parte destes pinos a dispositivos externos através de conectores, para que seja possível explorar a maior parte das funcionalidades do microcontrolador. Esta placa dispõe, no total, de 56 conectores para conexão com dispositivos externos, incluindo alimentação elétrica e fornecimento de nível de tensão igual ao do microcontrolador. Além destes 56 conectores, existem 6 conectores que permitem fazer a programação do microcontrolador.

Para o correto funcionamento do microcontrolador é necessário garantir que são cumpridos todos os requisitos elétricos do microcontrolador. Para tal, além de recorrer ao *datasheet* do microcontrolador (Figura 4.5), que apresenta informação detalhada para o

desenvolvimento, é possível consultar o esquemático da placa de desenvolvimento *STM32F4-Discovery* [36]. Esta placa, desenvolvida pelo fabricante do microcontrolador, cumpre os requisitos necessários às suas necessidades e desta forma apresenta-se como um excelente exemplo de consulta para desenvolvimento de uma nova placa.

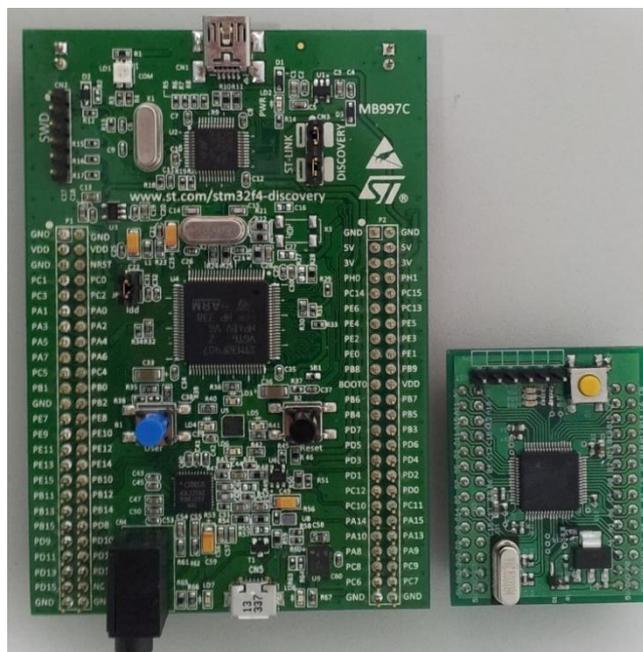


Figura 4.4 – STM32F4-Discovery (à esquerda) e placa desenvolvida (à direita).

O correto funcionamento do microcontrolador está essencialmente relacionado com os requisitos impostos pelos pinos VDDx, VBAT, VCAP_x, BOOT0, NRST, PH0 e PH1.

Relativamente aos pinos VDD, segundo o *datasheet* é necessário garantir pelo menos um condensador cerâmico de 100 nF instalado o mais próximo possível de cada pino de alimentação. Além destes, deve ser instalado um condensador de 4,7 μ F a um destes pinos de alimentação do microcontrolador.

O pino VBAT é utilizado para manter um conjunto de registos do microcontrolador em funcionamento com um consumo de energia muito reduzido no caso da falta de energia do sistema. Esta técnica só será possível conectando uma pilha ou bateria a este pino para que nunca aconteça uma falha de energia. Na placa desenvolvida não foi considerada a utilização dessa funcionalidade, pelo que o pino está conectado à alimentação da placa com um condensador para estabilização do nível de tensão.

O pino BOOT0, do qual não há informação específica no *datasheet* do microcontrolador para a sua conexão, é conectado segundo o esquemático da placa *STM32F4-Discovery*.

O pino NRST é utilizado para fazer o reset ao microcontrolador de cada vez que este é programado, através de um botão de pressão. Na placa desenvolvida é utilizado o circuito elétrico equivalente ao utilizado na placa *STM32F4-Discovery*.

Os pinos PH0 e PH1 são conectados a um cristal de 8 MHz. Este cristal garante um funcionamento interno de precisão do microcontrolador. Sem um cristal, o relógio interno do microcontrolador tem um erro temporal, que pode chegar a 1%, originando uma imprecisão que cria erros quer nos temporizadores do microcontrolador, quer nos seus protocolos de comunicação.

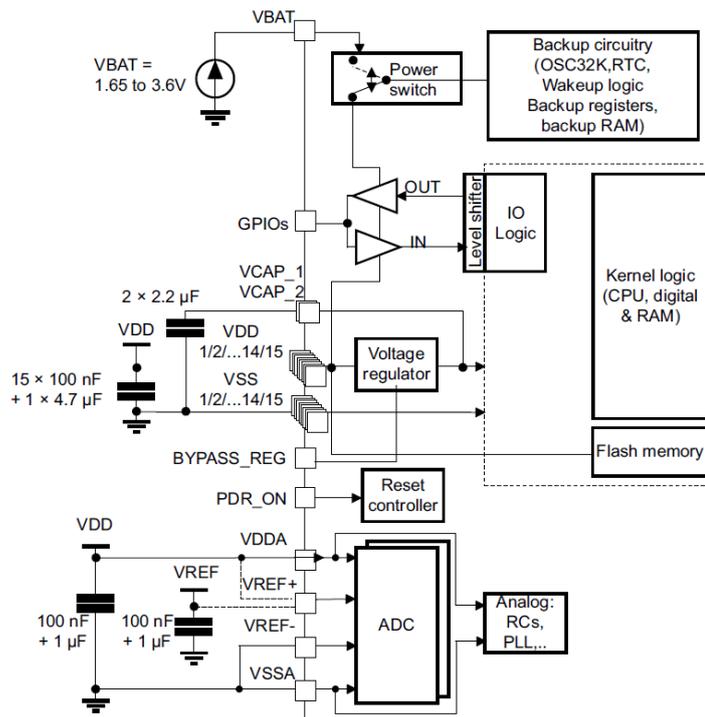


Figura 4.5 – Esquema de alimentação elétrica do microcontrolador. Fonte: <http://www.st.com/st-web-ui/static/active/en/resource/technical/document/datasheet/DM00037051.pdf> [31].

No caso de se optar pela utilização de um relógio de tempo real ou *real time clock* (RTC) o microcontrolador dispõe dessa funcionalidade necessitando de um cristal de 32,768 kHz que deve ser conectado aos pinos PC14 e PC15, a qual será útil em trabalho futuro.

Esta placa, além de todas as conexões disponíveis já descritas, tem integrados 3 LEDs para servirem de interface básico com o utilizador. O LED verde permite identificar se a placa tem alimentação elétrica, o LED amarelo ligado ao pino PB8 e o LED vermelho PB9 são controlados através do microcontrolador permitindo ao utilizador programar a sua utilização e identificar processos no fluxo de programação.

A placa apresentada, baseada no microcontrolador *STM32F405RG* foi desenvolvida recorrendo ao *software Eagle*. O *Eagle* é um *software* para design de placas de circuito impresso ou *printed circuit boards* (PCBs) com mais de 20 anos, utilizado por engenheiros de todo o mundo, oferecendo as mesmas funcionalidades que *software* muito mais caro, por uma fração do custo [37]. As ferramentas fornecidas pelo *Eagle* permitem ao utilizador projetar circuitos recorrendo à simbologia dos componentes elétricos e eletrónicos, e ao mesmo tempo converter essa informação para ficheiros necessários à criação de PCBs com os encapsulamentos dos componentes utilizados. Este é um dos *softwares* mais utilizados ao longo do desenvolvimento desta dissertação.

Uma das grandes vantagens deste tipo de *software* é a possibilidade de estabelecer todas as conexões elétricas utilizando os símbolos elétricos de cada componente recorrendo ao interface esquemático do *software* (Figura 4.6), e de o próprio *software* identificar as conexões realizadas e representá-las com o encapsulamento de cada componente. Desta forma, o utilizador necessita posteriormente de posicionar os componentes e conectar as ligações já identificadas, definindo as dimensões destas conexões.

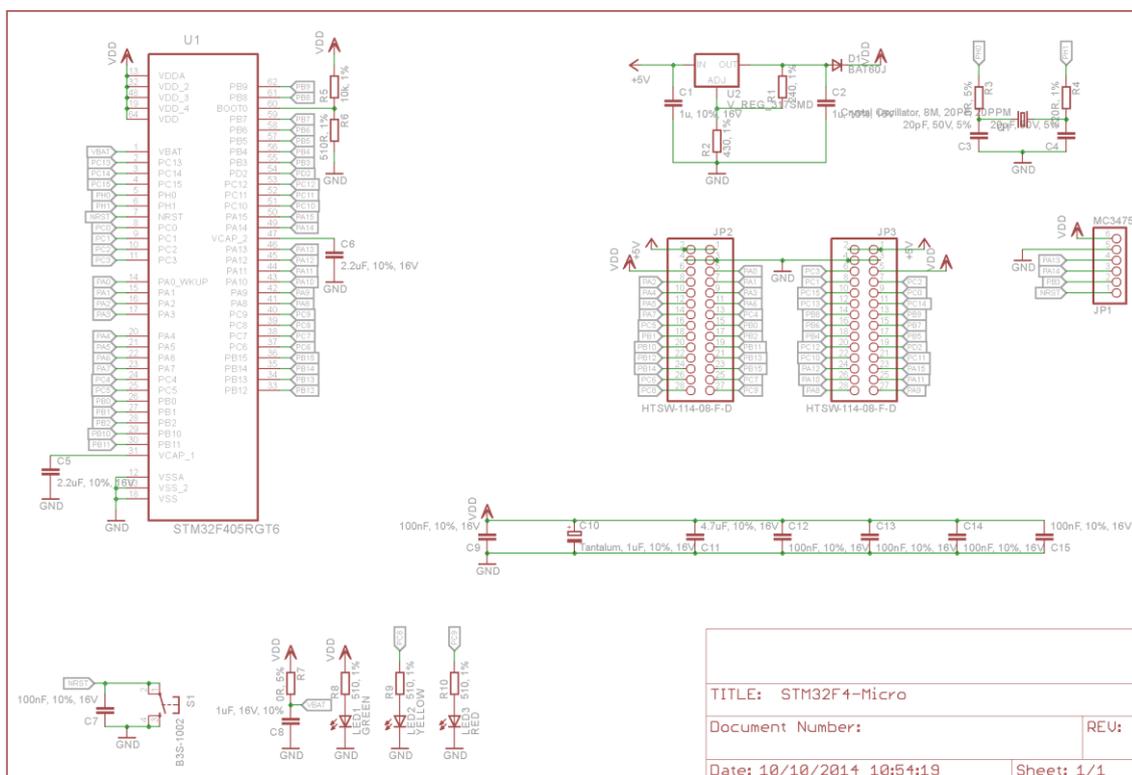


Figura 4.6 – Esquemático da placa desenvolvida baseada no microcontrolador *STM32F405RG*, no *software Eagle*.

O resultado obtido após o desenvolvimento do esquemático e da conexão elétrica dos componentes no *layout* pretendido é apresentado na Figura 4.7. Dada a precisão necessária para o desenvolvimento desta placa, devido à sua complexidade e às dimensões dos componentes, optou-se pelo fabrico industrial de um exemplar.

O microcontrolador é programado recorrendo ao *ST-LINK/V2* apresentado na Figura 4.8.

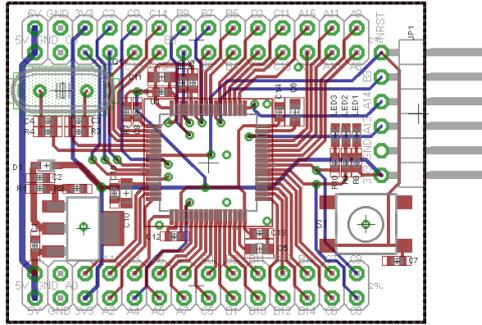


Figura 4.7 – *Layout* da placa baseada no microcontrolador STM32F405RG, no *software Eagle*.



Figura 4.8 – *ST-LINK/V2* e a conexão à placa desenvolvida.

O *ST-LINK/V2* é um depurador e programador para as famílias de microcontroladores *STM8* e *STM32*. Os módulos de interface *SWIM* e *SWD* são usados para se comunicar com qualquer microcontrolador *STM8* ou *STM32* numa placa de

desenvolvimento [38]. Este programador dispõe de um conector JTAG (Figura 4.9) para fazer a programação de microcontroladores da série STM32.

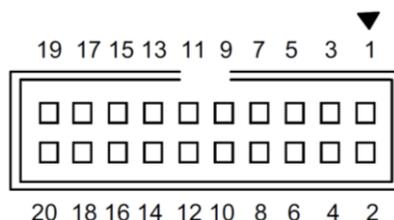


Figura 4.9 – Esquemático de um conector JTAG. Fonte: http://www.st.com/st-web-ui/static/active/en/resource/technical/document/user_manual/DM00026748.pdf [39].

Apesar do conector JTAG disponível no *ST-LINK/V2*, em aplicações de baixo custo ou quando a ficha de 20 pinos for demasiado grande, é possível implementar uma solução fazendo apenas 6 conexões entre o dispositivo e a placa desenvolvida. Estes pinos são apresentados na Tabela 4.1.

As conexões necessárias são VDD, GND, SWDIO, SWCLK, TRACESWO e NRST. A alimentação do microcontrolador (VDD) deve ser conectada com o *ST-LINK/V2* para garantir a compatibilidade elétrica entre ambas as placas. O sinal GND deve ser estabelecido com o GND do dispositivo para um correto funcionamento. O conector SWDIO é conectado ao pino PA13, o conector SWCLK ao pino PA14, o conector TRACESWO ao pino PB3 e o conector NRST ao pino NRST do microcontrolador. A conexão entre a placa desenvolvida e o *ST-LINK/V2* é apresentada na Figura 4.8.

Tabela 4.1 – Identificação das conexões necessárias entre o *ST-LINK/V2* e o microcontrolador [31] [39].

Pino ST-LINK/V2	Conector ST-LINK/V2	Conexão Dispositivo (SWD)	Pino Microcontrolador
2	VAPP	MCU VDD	VDD
4	GND	GND	GND
7	TMS_SWDIO	SWDIO	PA13
9	TCK_SWCLK	SWCLK	PA14
13	TDO_SWO	TRACESWO	PB3
15	NRST	NRST	NRST

4.5 Sensores

De acordo com os dados apresentados no primeiro capítulo, podem ser utilizados diferentes métodos para estimação da carga e para comutação dos enrolamentos. No entanto, em qualquer um deles é necessária análise sensorial para medir os valores das

grandezas necessárias à implementação de cada método. Instalando sensores de corrente para aquisição dos valores instantâneos da corrente em cada enrolamento é possível calcular o valor eficaz da corrente do motor e assim estimar o valor de carga deste através da equação 4.2.

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i(t)^2 dt} \quad 4.2$$

No caso da estimação a partir da potência absorvida usam-se em simultâneo sensores de corrente e tensão, e através dos valores instantâneos das grandezas referidas é possível o cálculo da potência.

O cálculo da potência ativa (P) de um motor é obtido pela equação 4.3.

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) i(t) dt \quad 4.3$$

A partir das equações anteriores, para o cálculo da potência ativa e dos valores eficazes da corrente e tensão, podem ser obtidos outros parâmetros, como por exemplo a potência aparente, a partir da equação 4.4.

$$S = U_{RMS} I_{RMS} \quad 4.4$$

Com o valor da potência ativa, calculado pela equação 4.3 e o valor da potência aparente (S), calculado pela equação 4.4, é possível calcular o valor do fator de potência do motor pela equação 4.5.

$$\cos \varphi = \frac{P}{S} \quad 4.5$$

Caso se pretenda calcular a potência reativa (Q) do motor, esta pode ser calculada pela equação 4.6.

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2} \quad 4.6$$

Com as equações apresentadas é possível ter acesso a todas as grandezas elétricas relevantes para monitorização do consumo de energia de um motor.

No dispositivo apresentado existe um sensor de corrente e um sensor de tensão a medir as respetivas grandezas de cada enrolamento. Assim, é possível monitorizar o comportamento de cada enrolamento individualmente. Uma vez que se trata de um sistema trifásico, as potências do motor, P e Q, são obtidas pela soma das potências dos 3 enrolamentos.

Digitalmente não é possível calcular os valores da potência ativa, corrente eficaz e tensão eficaz a partir das fórmulas apresentadas uma vez que se trata de uma aquisição discreta, não de uma aquisição contínua. Assim, o cálculo da potência ativa é dado pela equação 4.7.

$$P = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n u(k) i(k) \quad 4.7$$

No caso dos valores eficazes da tensão e corrente o cálculo é feito a partir da equação 4.8.

$$X_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{k=1}^n x(k)^2} \quad 4.8$$

Recorrendo às equações expostas é então possível recolher toda a informação das grandezas elétricas relevantes no motor. Estas grandezas são obtidas recorrendo aos sensores agora apresentados.

4.5.1 Sensor de Corrente

A aquisição da corrente absorvida pelos enrolamentos é feita recorrendo a sensores de efeito de Hall da *Allegro MicroSystems*. A *Allegro MicroSystems, LLC* desenvolveu uma linha de circuitos integrados de sensores de corrente de efeito Hall lineares que fornecem sinais de alta precisão, baixo ruído de saída de tensão e que são proporcionais a uma corrente AC ou DC aplicada.

Os sensores de corrente da *Allegro* empregam técnicas de acondicionamento que permitem detetar correntes de 5 A a 200 A. Estas soluções integradas fornecem

isolamento galvânico (até 4,8 kV) e resistência extremamente baixa no condutor primário ($\leq 1 \text{ m}\Omega$) de soluções altamente eficientes e estão disponíveis em diversos encapsulamentos.

Estes sensores permitem a utilização de sensores de efeito de Hall em novas aplicações onde o aumento da eficiência energética ou novos recursos operacionais são obrigatórios [22].

A *Allegro* dispõe de uma vasta gama de sensores de corrente, variando quer a capacidade de deteção das correntes, quer a tensão de alimentação. Para o dispositivo proposto é utilizado o sensor *ACS712*. Este sensor, com uma tensão de alimentação entre 4,5 V e 5,5 V, tem várias gamas de aquisição de corrente (5 A, 20 A, 30 A) pelo que permite ter uma gama alargada de aquisição de correntes para diversas gamas de potências dos motores.

A sua saída analógica tem um *offset* que é metade do valor da tensão de alimentação do sensor, que permite que a leitura obtida seja sempre positiva, mesmo no caso da corrente lida I_P ser negativa, sendo compatível com qualquer ADC (muitos controladores não conseguem ler valores analógicos negativos). O sinal obtido à saída varia linearmente com a corrente I_P , entre 0 V e a tensão de alimentação quando o valor da corrente atinge o máximo negativo ou o máximo positivo, respetivamente.

O fabricante aconselha o uso de 2 condensadores para estabilização do nível de tensão (0,1 μF) e para redução de ruído do sinal à saída (1 nF), tal como mostra a Figura 4.10.

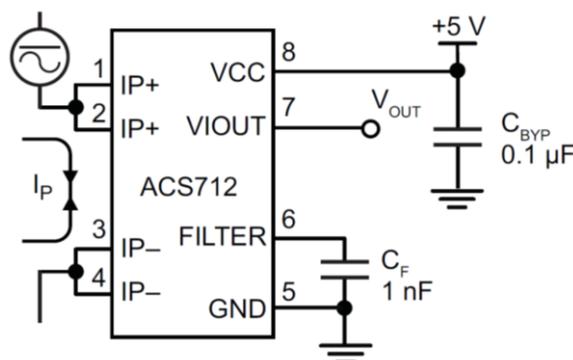


Figura 4.10 – Esquemático do sensor de corrente utilizado para aquisição da corrente. Fonte: <http://www.allegromicro.com/~media/Files/Datasheets/ACS712-Datasheet.ashx> [40].

Uma vez que o nível de tensão de alimentação do sensor é diferente do microcontrolador, é necessário efetuar um divisor de tensão à saída do sinal analógico fornecido pelo sensor de corrente. Utilizando uma combinação de 2 resistências

($R_1 = 50 \text{ k}\Omega$ e $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$) é possível obter um nível de tensão compatível com o ADC do microcontrolador que tem uma tensão de funcionamento entre os 1,8 V e os 3,6 V. O cálculo da tensão à saída do divisor de tensão é dado pela equação 4.9.

$$V_{adc} = V_{out} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad 4.9$$

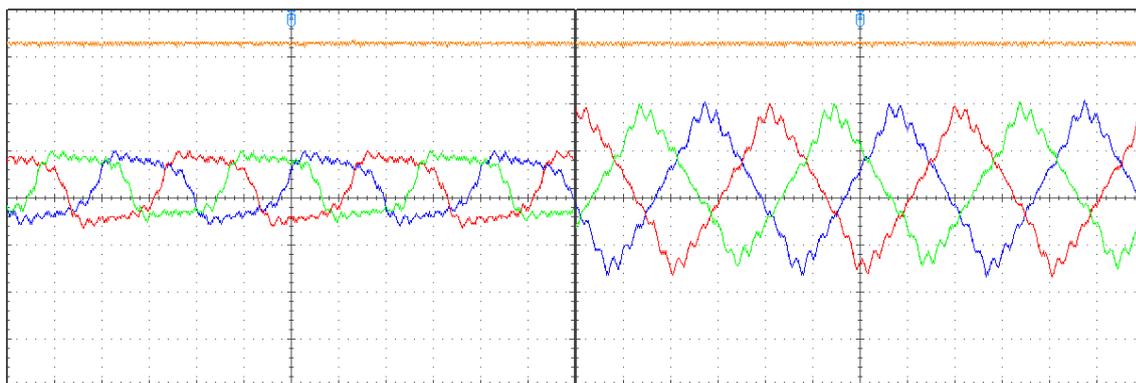
Ou seja, caso a tensão de saída do sensor de corrente seja igual à tensão de alimentação (5 V), a tensão à saída do divisor de tensão será, pela equação anterior, 3,33 V.

Desta forma, o sinal analógico à saída é compatível com o nível de tensão do microcontrolador, mantendo a sua linearidade. Embora o sinal à saída do sensor seja sempre positivo, o *offset* criado pelo sensor de corrente é removido por *software*, garantindo um sinal proporcional à corrente do enrolamento.

O valor adquirido pelo divisor de tensão de referência é apresentado na Tabela 4.2 e na Figura 4.11.

Tabela 4.2 – Valores de tensão obtidos à saída da referência de corrente.

Carga	$V_{\text{máx}}$ Referência (V)	$V_{\text{mín}}$ Referência (V)	$V_{\text{médio}}$ Referência (V)
Vazio	3,32	3,16	3,25
Nominal	3,32	3,16	3,25



Azul: 5 A / div Vermelho: 5 A / div Verde: 5 A / div Laranja: 1 V / div Tempo: 5 ms / div

Figura 4.11 – Corrente nos enrolamentos U (azul), V (vermelho) e W (verde) e sinal de referência de corrente (laranja) em vazio (à esquerda) e à carga nominal (à direita).

Para fazer a remoção do *offset* é criado um divisor de tensão idêntico ao utilizado nos sensores de corrente. Este divisor é feito entre os 0 V e 5 V, tal como a alimentação elétrica dos sensores. O ponto intermédio do divisor de tensão é conectado a uma entrada

analógica do microcontrolador. O valor adquirido é dividido em metade e utilizado para remover em *software* o *offset* de tensão criado pelos sensores de corrente. É possível verificar que o nível de tensão no divisor de tensão é constante, independentemente do valor da corrente do motor.

Embora para a estimação do valor da corrente fosse possível a aquisição da corrente de um enrolamento recorrendo apenas a um sensor de corrente, assumindo a igualdade entre as três, ou a aquisição de duas correntes calculando a terceira pelo valor simétrico da soma dessas duas, a opção adotada é a da utilização de 3 sensores de corrente. Desta forma é possível fazer a aquisição das correntes de cada enrolamento e, posteriormente, analisar o seu comportamento através da medição de todos os dados adquiridos, permitindo caracterizar individualmente o comportamento e detetar prolemas nos enrolamentos.

Cada sensor de corrente é ligado em série com o respetivo enrolamento, conectando o terminal 2 (U2, V2 ou W2) com os pinos 1 e 2 do sensor, sendo os pinos 3 e 4 conectados aos triacs.

Os valores obtidos variam linearmente com a corrente que atravessa o sensor e permitem obter uma relação direta com a tensão à saída do sensor de corrente, tal como demonstram a Tabela 4.3 e a Figura 4.12, ainda que com o referido *offset*.

Tabela 4.3 – Corrente no enrolamento U e valores de tensão obtidos à saída do sensor.

Carga	Corrente no Enrolamento (A)			Tensão à Saída do Sensor (V)			
	RMS	MÁX	MÍN	RMS	MÁX	MIN	MÉDIO
Vazio	2,63	4,20	-2,80	1,67	2,08	1,12	1,64
Nominal	5,10	9,40	-8,20	1,74	2,64	0,60	1,63

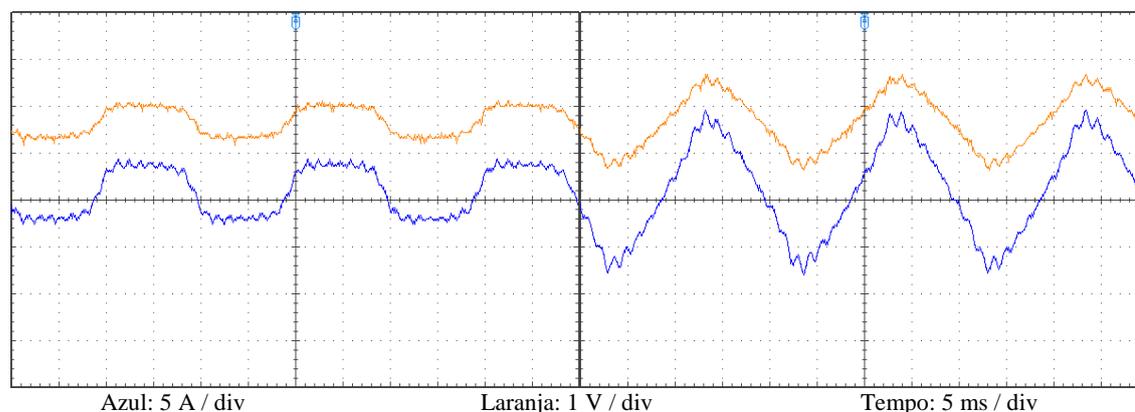


Figura 4.12 – Corrente no enrolamento U (azul) e sinal de tensão à saída do sensor de corrente respetivo (laranja), em vazio (à esquerda) e à carga nominal (à direita).

Para garantir a similaridade entre todos os sensores, principalmente em relação ao seu valor médio, foram obtidas todas as relações entre a corrente que atravessa cada sensor e a tensão à saída destes. Os seus valores, dados pelas Tabela 4.4 e Tabela 4.5 e pelas Figura 4.13 e Figura 4.14.

Tabela 4.4 – Corrente no enrolamento V e valores de tensão obtidos à saída do sensor.

Carga	Corrente no Enrolamento (A)			Tensão à Saída do Sensor (V)			
	RMS	MÁX	MÍN	RMS	MÁX	MIN	MÉDIO
Vazio	2,68	4,20	-3,00	1,69	2,12	1,16	1,66
Nominal	5,13	9,20	-8,20	1,76	2,68	0,64	1,66

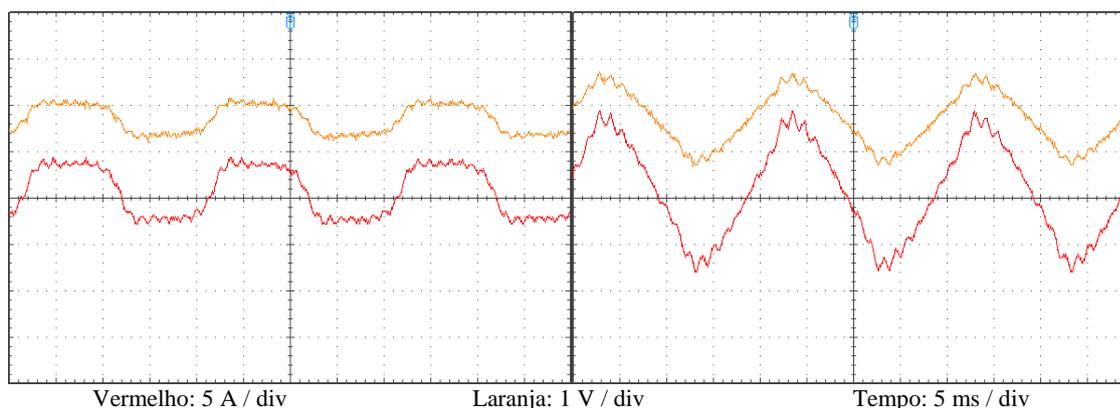


Figura 4.13 – Corrente no enrolamento V (vermelho) e sinal de tensão à saída do sensor de corrente respetivo (laranja), em vazio (à esquerda) e à carga nominal (à direita).

Tabela 4.5 – Corrente no enrolamento W e valores de tensão obtidos à saída do sensor.

Carga	Corrente no Enrolamento (A)			Tensão à Saída do Sensor (V)			
	RMS	MÁX	MÍN	RMS	MÁX	MIN	MÉDIO
Vazio	2,54	3,80	-3,20	1,67	2,08	1,20	1,64
Nominal	4,98	9,00	-8,40	1,74	2,64	0,64	1,64

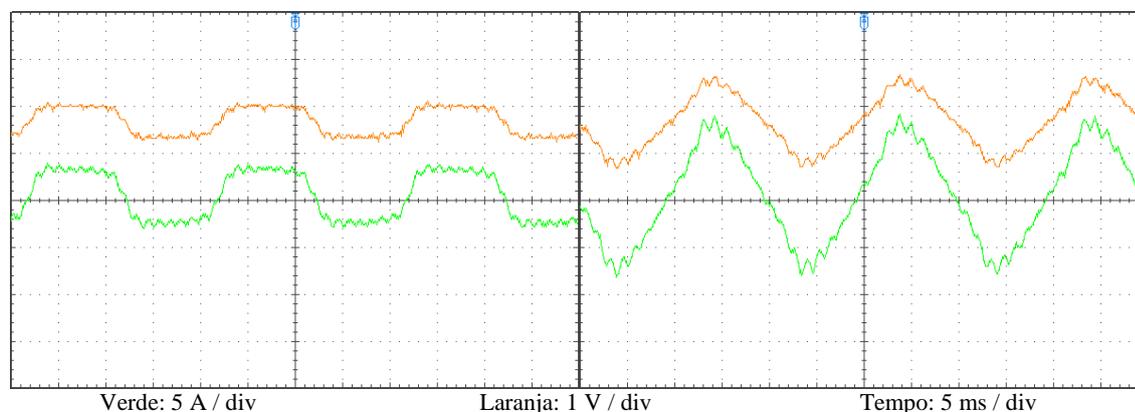


Figura 4.14 – Corrente no enrolamento W (verde) e sinal de tensão à saída do sensor de corrente respetivo (laranja), em vazio (à esquerda) e à carga nominal (à direita).

Pode-se comprovar que o valor do *offset* (MÉDIO) é muito próximo de metade do valor da referência do divisor de tensão, pelo que é assim garantido que o *offset* de corrente é removido em *software*, criando uma representação da onda diretamente proporcional à onda original da corrente que atravessa o enrolamento. Resultado disso, é possível utilizar essa representação para calcular os valores instantâneos e eficazes da corrente em cada enrolamento.

4.5.2 Sensor de Tensão

A aquisição da tensão aos terminais dos enrolamentos é feita recorrendo ao amplificador operacional MC33202.

A família de amplificadores operacionais MC33201/2/4 garante um funcionamento *rail-to-rail* tanto na entrada como na saída e podem ser alimentados com tensões muito baixas ($\pm 0,9$ V). As entradas funcionam com tensões a partir dos 200 mV e as saídas podem oscilar até uma diferença de 50 mV de cada nível de tensão [41].

Esta solução surge do insucesso na pesquisa por sensores de tensão disponíveis no mercado. Apesar de terem sido encontradas soluções no que respeita ao princípio de funcionamento (*Voltage Transducer LV 25-P* [42]), a sua volumetria torna impossível a sua utilização no dispositivo proposto, tendo em conta as dimensões exigidas.

Idealmente, estes sensores deveriam ter um comportamento linear, uma variação do nível de tensão entre 0 V, para o valor máximo negativo, e a tensão de alimentação, para o valor máximo positivo, e deveriam ter isolamento galvânico entre os circuitos de potência e controlo (que não é possível obter com amplificadores operacionais).

Estes sensores têm de ser capazes de apresentar um sinal de tensão à saída proporcional à tensão aos terminais de cada enrolamento e ter um comportamento linear. A tensão aos terminais de cada enrolamento num sistema de tensões trifásico de $400 V_{\text{rms}}$, quando ligado em Δ , varia entre $-565 V_{\text{pico}}$ e $565 V_{\text{pico}}$. Utilizando uma montagem diferencial (Figura 4.15) é possível obter à saída uma relação direta do sinal de entrada dada pela equação 4.10.

$$V_{out} = \frac{R_2}{R_1} (V_b - V_a) \quad 4.10$$

Neste caso, os sensores apresentam um nível de tensão simétrico à saída, mas para tal têm de ser alimentados com uma tensão simétrica. Assim, se a tensão aos terminais

dos enrolamentos for negativa (tendo como referência V_b), a tensão à saída é positiva, e vice-versa.

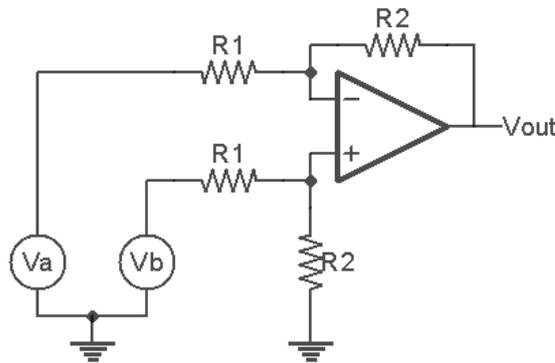


Figura 4.15 – Montagem típica de um amplificador diferencial.

Na aplicação apresentada esta montagem apresenta 2 problemas.

Em primeiro lugar o dispositivo não dispõe de alimentação elétrica simétrica, pelo que não é possível obter as formas de onda de tensão do meio ciclo negativo à saída. Nestes casos o valor de tensão à saída será 0 V.

Em segundo lugar, mesmo que isso fosse possível, o microcontrolador não permite a leitura de valores analógicos negativos. Para resolver estes problemas alterou-se ligeiramente o esquema elétrico do amplificador para criar um *offset* de tensão à saída. No novo circuito (Figura 4.16) é utilizado um divisor de tensão conectado à entrada não inversora para criar um *offset* de tensão. Com este divisor o sinal de tensão à saída é sempre positivo e mantém a linearidade, cumprindo todos os requisitos para aquisição da tensão.

As resistências R_1 , R_2 e R_3 são utilizadas para criar um divisor de tensão de alta impedância, conectado em paralelo com o enrolamento, obtendo um nível de tensão na resistência R_3 , dentro da gama de valores do amplificador operacional. A tensão aos terminais da resistência R_3 é obtido pela equação 4.11.

$$V_{R_3} = (V_{u_2 - u_1}) \frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3} \quad 4.11$$

Admitindo que $R_1 = R_2 = 1 \text{ M}\Omega$, e $R_3 = 10 \text{ k}\Omega$, para uma tensão máxima de 565 V, a tensão aos terminais de R_3 é aproximadamente 2,81 V.

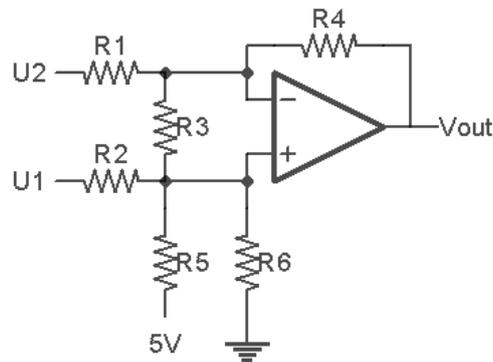


Figura 4.16 – Esquemático do sensor de tensão.

Recorrendo ao circuito já apresentado, a combinação das resistências R_4 , R_5 , e R_6 , foi encontrada iterativamente através de simulação recorrendo ao *PSIM*. Os valores obtidos são: $R_4 = 2,4 \text{ k}\Omega$, $R_5 = 6,8 \text{ k}\Omega$ e $R_6 = 3,6 \text{ k}\Omega$.

É importante realçar que para os sensores de tensão devem ser utilizadas resistências de precisão para reduzir a *Common Mode Rejection Ratio (CMRR)*.

Os MC33202 possuem um par de amplificadores operacionais. São necessários 2 ICs no dispositivo para fazer a medição dos valores de tensão dos 3 enrolamentos do motor. O amplificador que sobra é utilizado para medir o *offset* de tensão criado nos amplificadores recorrendo ao circuito implementado (removendo as resistências R_1 e R_2), utilizando esse valor para anular o *offset* em *software*. Os valores de *offset* de tensão são obtidos quer na conexão em Y, quer em Δ e estão apresentados na Tabela 4.6 e Figura 4.17. É possível verificar que o *offset* é muito idêntico em qualquer das ligações, pelo que pode ser utilizado para eliminar o *offset* criado.

Com estes dados é possível verificar o correto funcionamento dos sensores apresentados e validar o seu funcionamento para a aquisição das tensões em cada enrolamento.

Na Tabela 4.7, na Tabela 4.8 e na Tabela 4.9, tal como na Figura 4.18, na Figura 4.19 e na Figura 4.20 estão apresentados os resultados obtidos da análise da forma de onda quer das tensões aos terminais dos enrolamentos, quer dos sinais de tensão transmitidos ao microcontrolador.

Todos os valores adquiridos pelos sensores de tensão estão dentro da gama de leitura do microcontrolador evitando assim erros de medição que poderiam surgir casos houvesse saturações quer da parte dos amplificadores operacionais, quer do ADC do próprio microcontrolador.

Tabela 4.6 – Valores de tensão obtidos à saída do sensor de tensão de referência.

Conexão	V _{máx} Sensor (V)	V _{mín} Sensor (V)	V _{médio} Sensor (V)
Y	1,80	1,64	1,71
Δ	1,80	1,64	1,72

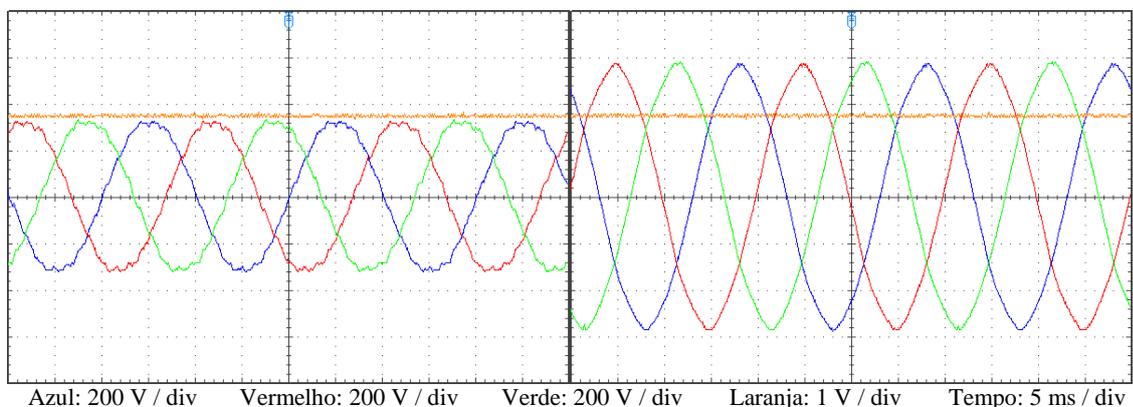


Figura 4.17 – Tensão aos terminais dos enrolamentos U (azul), V (vermelho) e W (verde) e sinal de referência do *offset* de tensão criado (laranja) na conexão em Y (à esquerda) e na conexão em Δ (à direita).

Tabela 4.7 – Tensão no enrolamento U e valores de tensão obtidos à saída do sensor de tensão instalado aos terminais do enrolamento.

Conexão	Tensão no Enrolamento (V)			Tensão à Saída do Sensor (V)			
	RMS	MÁX	MÍN	RMS	MÁX	MIN	MÉDIO
Y	230	328	-328	1,82	2,60	0,92	1,73
Δ	568	-576	397	1,98	3,12	0,28	1,73

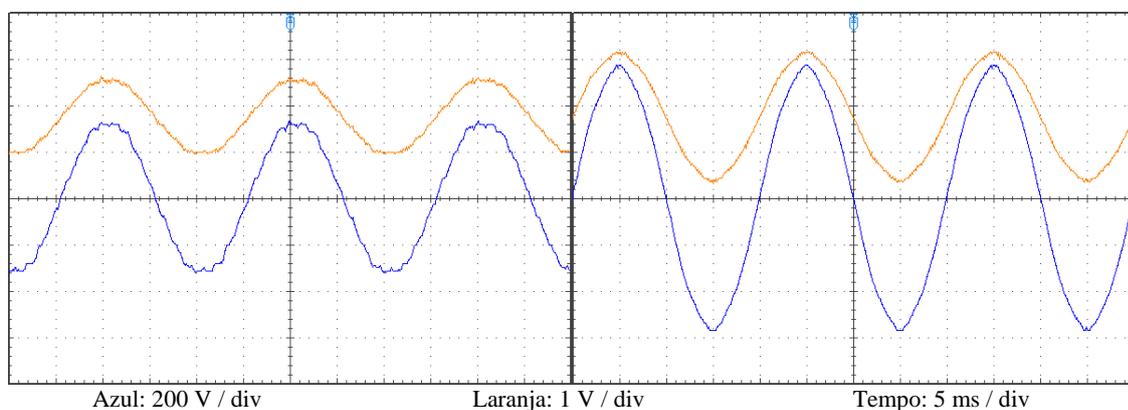


Figura 4.18 – Tensão aos terminais do enrolamento U (azul) e sinal de tensão à saída do sensor de tensão respetivo (laranja), na conexão em Y (à esquerda) e na conexão em Δ (à direita).

Tabela 4.8 – Tensão no enrolamento V e valores de tensão obtidos à saída do sensor de tensão instalado aos terminais do enrolamento.

Conexão	Tensão no Enrolamento (V)			Tensão à Saída do Sensor (V)			
	RMS	MÁX	MÍN	RMS	MÁX	MIN	MÉDIO
Y	228	320	-328	1,82	2,56	0,88	1,73
Δ	395	568	-576	1,98	3,20	0,32	1,73

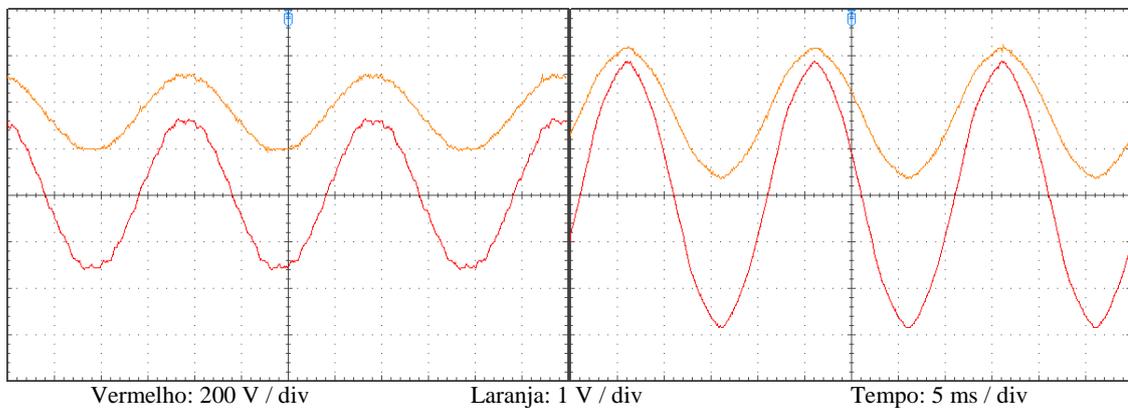


Figura 4.19 – Tensão aos terminais do enrolamento V (vermelho) e sinal de tensão à saída do sensor de tensão respetivo (laranja), na conexão em Y (à esquerda) e na conexão em Δ (à direita).

Tabela 4.9 – Tensão no enrolamento W e valores de tensão obtidos à saída do sensor de tensão instalado aos terminais do enrolamento.

Conexão	Tensão no Enrolamento (V)			Tensão à Saída do Sensor (V)			
	RMS	MÁX	MÍN	RMS	MÁX	MIN	MÉDIO
Y	229	328	-328	1,82	2,60	0,92	1,72
Δ	396	576	-576	1,98	3,16	0,28	1,72

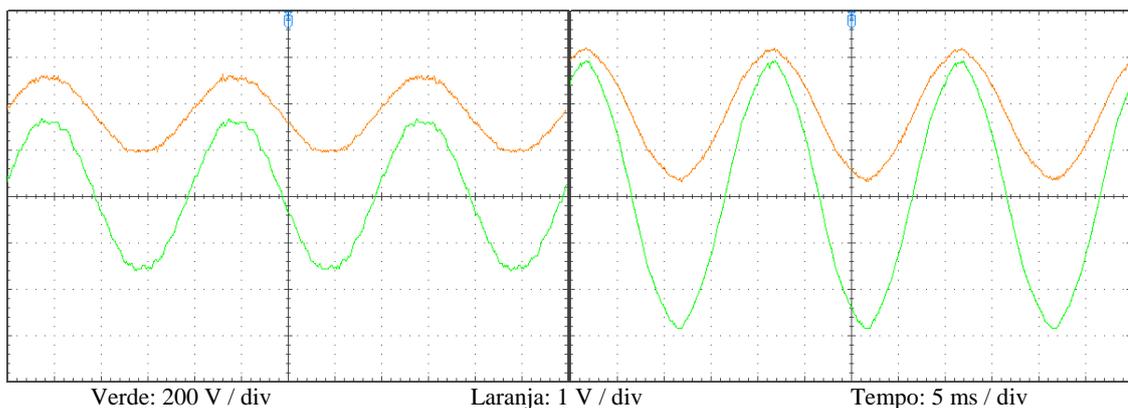


Figura 4.20 – Tensão aos terminais do enrolamento W (verde) e sinal de tensão à saída do sensor de tensão respetivo (laranja), na conexão em Y (à esquerda) e na conexão em Δ (à direita).

Tal como no caso dos sensores de corrente, os valores obtidos a partir dos sensores de tensão, depois de retificados, são utilizados para o cálculo quer das tensões instantâneas, quer das tensões eficazes. A partir dos valores de ambos é possível calcular a potência ativa de cada enrolamento e os valores eficazes das correntes e tensões.

Com estes valores é possível calcular as principais grandezas elétricas do motor e, em trabalho futuro, desenvolver uma aplicação de monitorização do motor.

CAPÍTULO 5

Desenvolvimento do *Hardware* de Potência

5.1 Introdução

Desenvolvido o sistema de controlo para o dispositivo proposto, é agora necessário apresentar a solução para o *hardware* de potência. Uma vez que um microcontrolador só consegue fornecer sinais de baixa potência, é necessário ter um interface que permita fazer o controlo do *hardware* de potência. Nestes casos é usual recorrer a opto-acopladores, dispositivos eletrónicos que funcionam como *drivers* entre sistemas de comando e sistemas de potência e que garantem isolamento galvânico entre ambas as partes. Estes opto-acopladores, por sua vez, controlam os semicondutores de potência.

Os semicondutores utilizados no dispositivo proposto são triacs. Estes permitem a condução de corrente bidireccionalmente sendo, portanto, semicondutores de corrente alternada. Tratando-se de eletrónica de potência, é necessário garantir uma proteção adequada dos triacs, para que os valores de tensão e corrente e os seus transitórios não destruam o dispositivo. Para tal são apresentados e aplicados dois circuitos típicos de proteção de semicondutores de corrente alternada, os *snubber* e os varistores.

Durante todo o capítulo são apresentadas as principais características de todos os componentes e o respetivo dimensionamento dos mesmos.

5.2 Opto-acoplador

Um opto-acoplador, também conhecido como opto-isolador, é um componente eletrónico que interliga dois circuitos elétricos independentes através de um interface ótico sensível à luz. Este, consiste num LED (entrada) que produz luz infravermelha e um dispositivo semiconductor foto sensível (saída), pode ser um foto-díodo, foto-transístor, foto-SCR ou foto-triac, que deteta o feixe de luz infravermelha emitido. Tanto o LED como o dispositivo foto sensível estão colocados num corpo à prova de luz e com conexões elétricas metálicas.

Existem dois tipos de opto-acopladores, os acopladores de disparo aleatório (*random*) e os acopladores de disparo “*zero-cross*”. Tal como os nomes indicam, os

acopladores de disparo aleatório ativam a saída instantaneamente quando é dado o sinal de disparo do LED independentemente do nível de tensão de saída. Nos acopladores “zero-cross” o sinal de disparo do LED é ativado mas a saída só é ativada após a tensão aos seus terminais ser próxima de zero. Estes *drivers* são soluções baratas, simples e eficazes para aplicações em que é necessário fazer o interface entre circuitos de controlo (como portas lógicas e microprocessadores) e cargas potentes (120 V, 240 V ou 380 V, monofásicas ou trifásicas) [43].

Para o disparo do LED do opto-acoplador é necessário um valor de corrente que é dado pelo seu *datasheet*. Para o dispositivo proposto, utiliza-se o opto-acoplador *BRT23F*.

A família de produtos BRT21, BRT22 e BRT23 consiste em opto-acopladores AC com deteção de zero com dois circuitos integrados isolados eletricamente, que integra um sistema de tirístores, um foto-detetor e supressão de ruído à saída, e um díodo de infravermelhos à entrada.

Neste caso a corrente de alimentação do LED deve ser entre 1,2 mA e 60 mA [44]. Segundo o *datasheet*, a queda de tensão típica do LED do opto-acoplador é de 1,16 V, podendo atingir no máximo 1,35 V. Tendo em conta que para cada tipo de conexão é necessário conectar 3 triacs, cada um com o seu opto-acoplador, optou-se por colocar os três opto-acopladores em série (Figura 5.1). A queda de tensão destes é superior à tensão fornecida pelo microcontrolador, sendo necessário utilizar um transistor para o seu controlo. O objetivo é colocar o transistor na zona de saturação permitindo, assim, que este funcione como interruptor. É utilizado o transistor de sinal BC847 que tem $V_{BE} = 660$ mV, $V_{BE\ sat} = 700$ mV, $V_{CE\ sat} = 90$ mV e $h_{FE} = 170$ [45].

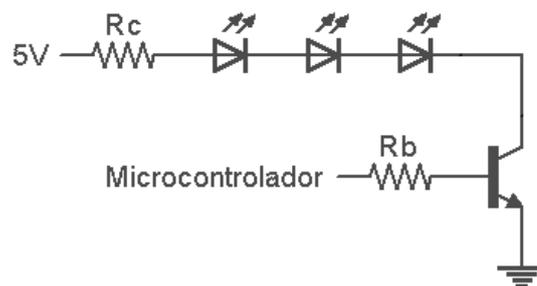


Figura 5.1 – Circuito de acionamento dos opto-acopladores.

Admitindo $R_b = 4,7$ k Ω , a corrente I_b é calculada pela equação 5.1.

$$V_{micro} = R_b I_b + V_{BE} \quad 5.1$$

Calculada a corrente $I_b = 562 \mu\text{A}$, é necessário verificar se o transístor se encontra na zona de saturação pela equação 5.2, admitindo $R_c = 100 \Omega$.

$$V_{in} = R_c I_b h_{FE} + 3 V_{LED} + V_{CE} \quad 5.2$$

Uma vez que a partir da equação 5.2, $V_{CE} = -8,03 \text{ V}$, conclui-se que o transístor se encontra saturado. Assim, tendo em conta as características do transístor, a corrente I_c é calculada pela equação 5.3.

$$V_{in} = R_c I_c + 3 V_{LED} + V_{CEsat} \quad 5.3$$

Neste caso o valor de $I_c = 14,3 \text{ mA}$, sendo no entanto necessário garantir que a corrente não seja inferior à corrente mínima dos opto-acopladores, caso a queda de tensão destes se aproxime do seu máximo, $1,35 \text{ V}$. Neste caso, e segundo a equação 5.3, a corrente $I_c = 8,6 \text{ mA}$, ainda acima do valor mínimo de corrente exigido.

O opto-acoplador necessita também de uma resistência para limitar a corrente de disparo que fornece ao triac. A resistência R não é obrigatória se a carga conectada for resistiva uma vez que a corrente é limitada pela corrente de disparo do triac (I_{GT}). No entanto, a resistência R (em combinação com um *snubber* RC) impede a possível destruição do triac em aplicações com cargas altamente indutivas.

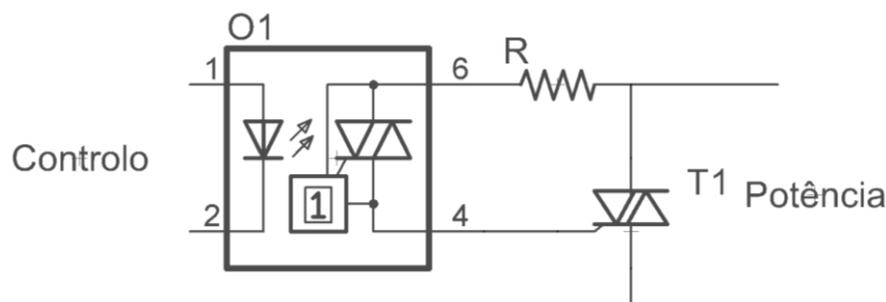


Figura 5.2 - Circuito básico de conexão do driver ao triac.

Caso o valor de R seja muito elevado, pode levar ao controlo não intencional do triac. A função da resistência é limitar a corrente através da *gate* do triac no caso de este ser forçado a entrar em modo bloqueio perto do valor de pico da tensão na linha. O valor da resistência R para limitar a corrente é calculado admitindo uma tensão de linha de 400 V (pior caso) e que a corrente de pico máxima repetitiva do *driver* é de 3 A [44], através da equação 5.4.

$$R = \frac{V_{pico}}{I_{pico}} \quad 5.4$$

Assim, o valor da resistência é de 188 Ω , ou seja, deve ser utilizado o valor típico imediatamente a seguir, 200 Ω .

Em triacs ou SCRs que tenham uma impedância interna da *gate* muito elevada, como é o caso dos tirístores de *gates* sensíveis (*sensitive gates*) pode ser necessária uma resistência adicional conectando a *gate* e o terminal 1 do triac.

5.3 Triac

A conexão dos enrolamentos do motor é feita, como referido anteriormente, por triacs. Os triacs são capazes de conduzir corrente bidireccionalmente e são, portanto, dispositivos de controlo de potência de corrente alternada. As suas tensões de bloqueio são bastante elevadas, atingindo os 800 V [46], ou mesmo os 1200 V [47]. Estes têm tensões de condução reduzidas mas os tempos de comutação são relativamente longos, que limitam a sua utilização a aplicações de baixa frequência. São usados quase exclusivamente em aplicações com frequências de 50 Hz ou 60 Hz, embora em algumas aplicações isso se estenda até à frequência de 400 Hz utilizada nos aviões. Estes dispositivos estão disponíveis em diversos encapsulamentos e podem ser isolados ou não isolados, dependendo da sua classificação. O seu funcionamento é semelhante a um par de tirístores em antiparalelo, com uma *gate* única (Figura 5.3) [48].

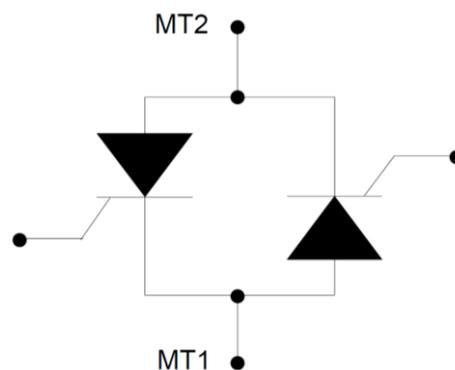


Figura 5.3 – Representação de um triac através de 2 tirístores em antiparalelo. Fonte: http://www.nxp.com/documents/application_note/APPCHP6.pdf [48].

Os seus terminais são identificados por MT1, MT2 e *gate* (Figura 5.4) e a sua polaridade é normalmente descrita em relação ao terminal MT1, em que o termo MT2+ significa que o terminal MT2 é positivo em relação ao terminal MT1 [49].

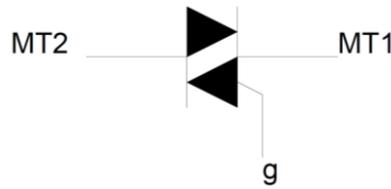


Figura 5.4 – Representação típica de um triac. Fonte: http://www.nxp.com/documents/application_note/AN_GOLDEN_RULES.pdf [49].

Os triacs têm 4 quadrantes de funcionamento. No primeiro quadrante a polaridade de MT2 e da *gate* são positivas. No segundo quadrante a polaridade de MT2 é positiva e a polaridade da *gate* negativa. No terceiro quadrante a polaridade de MT2 e da *gate* são negativas. No quarto quadrante a polaridade de MT2 é negativa e a polaridade da *gate* positiva. As polaridades podem ser consultadas na Tabela 5.1 e na Figura 5.5.

Tabela 5.1 – Quadrantes de operação do triac [48].

Quadrante	Polaridade de MT2 em relação a MT1	Polaridade da <i>Gate</i>
1	MT2+	G+
2	MT2+	G-
3	MT2-	G-
4	MT2-	G+

No circuito utilizado para controlo dos triacs (Figura 5.2) a *gate* e MT2 têm sempre polaridades iguais. Isto significa que o triac apenas funciona no primeiro e no terceiro quadrante, onde os parâmetros de comutação do triac são iguais. Desta forma é possível evitar o funcionamento no quarto quadrante, tal como é aconselhado pelos fabricantes.

O triac entra em condução quando há uma corrente a fluir entre a *gate* e o terminal MT1. Para que o disparo se verifique é necessário aplicar uma corrente na *gate* $\geq I_{GT}$ até que a corrente da carga seja $\geq I_L$ (I_{GT} e I_L são fornecidos pelo *datasheet* do triac). Esta condição tem de ser conhecida à menor temperatura de funcionamento expectável. Para desligar o triac, ou comutar, a corrente da carga tem de ser $< I_H$ por tempo suficiente para permitir que este entre no modo de bloqueio (I_H é fornecido pelo *datasheet* do triac). Esta condição tem de ser conhecida à maior temperatura de funcionamento expectável (Figura 5.6).

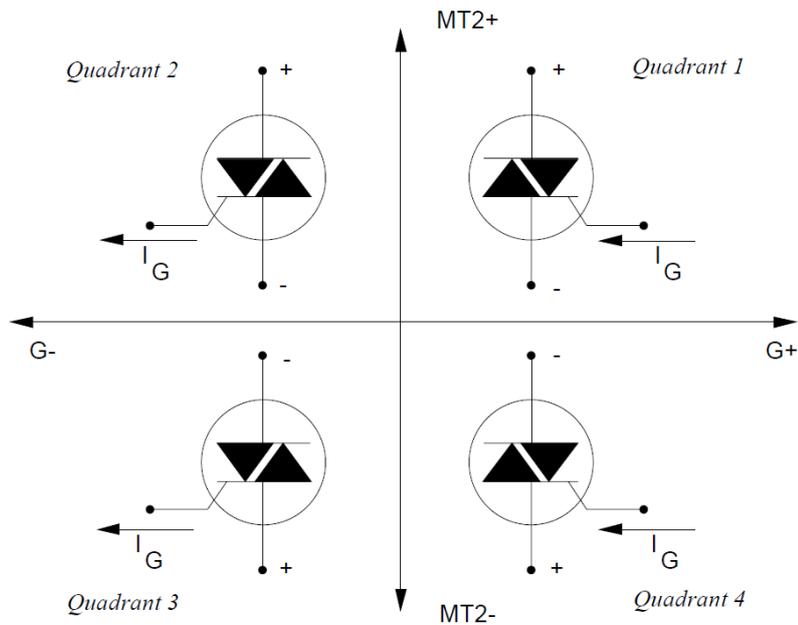


Figura 5.5 – Quadrantes de funcionamento do triac. Fonte: http://www.nxp.com/documents/application_note/APPCHP6.pdf [48].

Em cargas indutivas, é necessário o uso de um *snubber* em paralelo com os terminais MT1 e MT2 do triac para evitar a sua destruição devido a dV/dt elevados.

Em alternativa, a *ST Microelectronics* desenvolveu triacs *Snubberless*TM que são particularmente adequados para funcionar em 3 quadrantes com cargas indutivas e capacidade de corte reforçada. Os dispositivos possuem uma tensão inversa até 800 V e uma corrente máxima de 25 A [50].

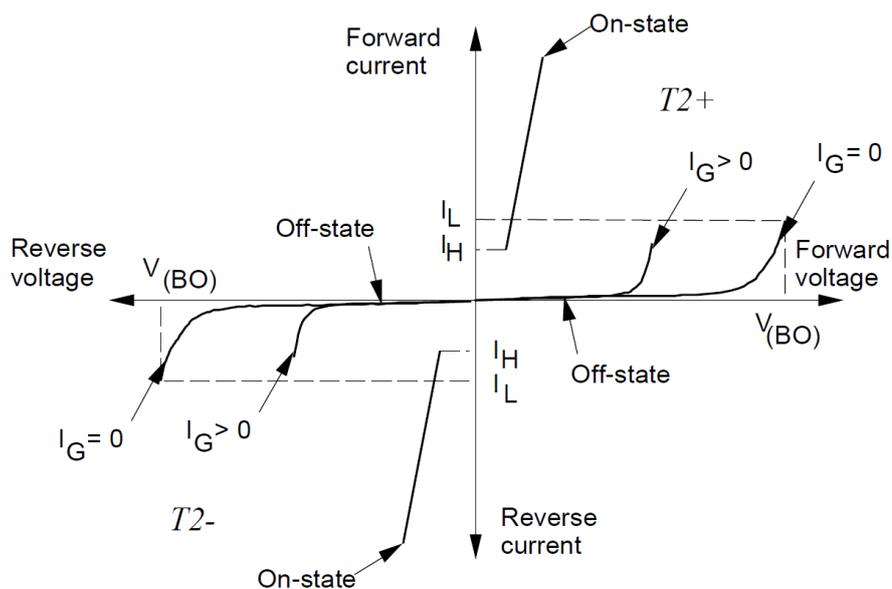


Figura 5.6 – Características do triac. Fonte: http://www.nxp.com/documents/application_note/APPCHP6.pdf [48].

A série de triacs *snubberless* varia entre uma gama entre os 6 A e os 25 A com correntes de *gate* de 35 mA (tipo CW) e 50 mA (tipo BW). Os triacs estão especialmente desenvolvidos para serem desligados sem um circuito *snubber* externo. O fabricante garante que para o mesmo tamanho e sensibilidade da *gate*, o $(dI/dt)_c$ é pelo menos o dobro entre os triacs *snubberless* e os triacs standard.

Qualquer que seja a natureza da carga, não há qualquer risco de acontecer um disparo inesperado se o dI/dt_{OFF} , calculado a partir da equação 5.5, for inferior ao valor de $(dI/dt)_c$ especificado. Isto porque o $(dI/dt)_c$ especificado para um triac *snubberless* é maior do que o declive decrescente da corrente ($I_{T(RMS)}$).

$$dI/dt_{OFF} = I_{RMS} 2 \sqrt{2} \pi f 10^{-3} \quad 5.5$$

Assim, utilizando um triacs *snubberless* em que a sua corrente máxima de condução $I_{T(RMS)}$ é maior que a corrente nominal da aplicação, garante-se que o declive da corrente específico do triac $(dI/dt)_c$ é sempre superior ao declive da corrente da aplicação. Desta forma garante-se que não existe qualquer risco de disparo inesperado do triac. São apresentadas algumas características de triacs *snubberless* na Tabela 5.2.

Tabela 5.2 – Especificação do $(dI/dt)_c$ dos triacs *snubberless* e do declive decrescente da corrente de condução ($I_{T(RMS)}$) [46] [47] [51].

Tipo	$I_{T(RMS)}$ (A)	Tensão (V_{DRM}/V_{RRM}) (V)	(dV/dt) Mínimo (V/ μ s)	$(dI/dt)_c$ Mínimo (A/ms)	$I_{T(RMS)} \times 0,5$ (A/ms)
BTB	16	800	1000	14	8
BTB	25	800	1000	22	12,5
T2550	25	1200	2500	20	12,5

A comutação dos triacs *snubberless* é especificada sem uma limitação de $(dV/dt)_c$. O circuito *snubber* externo pode ser excluído para desligar o triac, o que se traduz numa notável redução de custos. Estes triacs são especialmente aplicáveis em cargas que não estão bem definidas. Com os triacs standard, é difícil adaptar o *snubber* a todos os casos possíveis. Os triacs *snubberless* resolvem esse problema [51].

Mais recentemente a mesma empresa desenvolveu um novo triac, o primeiro de alta sensibilidade, com tensão de bloqueio de 1200 V, e corrente de 25 A. O T2550-12 é dedicado a aplicações industriais, como arrancadores suaves para motores trifásicos, contactores de estado sólido e proteções. Possui uma comutação robusta até 240 A de

pico e uma tensão de bloqueio de 1200 V. Este triac tem um alto dV/dt , acima de 2500 V/ms, e uma corrente máxima de *gate* de 50 mA [50].

Os triacs utilizados no desenvolvimento do dispositivo são os BTB24 (não são utilizados os triacs T2550 devido a dificuldades de fornecimento). Estes triacs *snubberless*, com uma tensão de bloqueio de 800 V_{rms} e um corrente de condução de 25 A, são indicados para aplicações que incluam funções ON/OFF, tais como relés estáticos, regulação de aquecimento, circuitos de arranque e controlo de motores de indução, ou para o controlo de fase na regulação luminosa, controladores de velocidade do motor e similar. As versões *snubberless* são especialmente recomendadas para o uso de cargas indutivas, devido à sua alta performance de comutação [46]. Não obstante, um circuito *snubber* é utilizado para eliminar disparos não intencionais devido a transitórios de alta frequência na rede elétrica.

5.4 *Snubber*

Quando um triac controla cargas indutivas, a tensão da rede e a corrente da carga não estão em fase. Para limitar a inclinação da tensão reaplicada ao triac e garantir que este desliga corretamente, geralmente é utilizado um circuito de amortecimento ligado em paralelo com o triac. Este circuito também pode ser usado para melhorar a imunidade do triac em transitórios muito rápidos de tensões [52].

O comportamento de corte do triac é caracterizado no *datasheet* pela curva entre o $(dI/dt)_c$ e o $(dV/dt)_c$, e estes parâmetros são especificados para a temperatura máxima da junção. Uma vez que a forma de onda da corrente e a sua variação são impostas pela carga, só é possível limitar a variação da tensão quando esta é reaplicada aos terminais do triac. Ao adicionar um *snubber* em paralelo com o triac, o tempo de resposta do circuito aumenta e o dV/dt_{OFF} decresce.

Tal como já exposto anteriormente, os triacs utilizados no dispositivo, com tecnologia *snubberless*, não necessitam de *snubber* durante o seu funcionamento devido às características já expostas. No entanto, quando existem transitórios de alta frequência na rede elétrica estes podem provocar problemas no seu correto funcionamento. Um exemplo disso é o corte da alimentação elétrica a montante do dispositivo, sobre o qual não existe qualquer tipo de controlo. No dispositivo apresentado, inicialmente sem qualquer circuito de amortecimento (*snubber*), caso fosse feita uma paragem não controlada a montante do dispositivo este provocava ocasionalmente a destruição dos semicondutores. Assim, optou-se pelo dimensionamento de um *snubber* para aplicar ao

circuito, a fim de evitar estes problemas, os quais se suspeitava serem devido aos transitórios provocados pela rede elétrica, que atingiriam valores superiores às características máximas dos triacs.

Para o dimensionamento de um *snubber*, o fabricante dos triacs utilizados aconselha a utilização de resistências com valor entre os 47 Ω e os 620 Ω , e de acordo com a corrente da carga determina-se o valor do condensador [52]. Estes valores são obtidos graficamente, em que se identifica a capacidade em função da corrente da carga e da resistência pretendida. A partir desse gráfico e recorrendo a um método de interpolação linear [53], é possível calcular o valor da capacidade para conseguir encontrar a combinação pretendida. Assim, e tendo um valor de resistência $R_s = 200 \Omega$, como o valor de resistência definido, é possível calcular através da equação 5.6 o valor do condensador pretendido.

$$y_{(200)} = y_{(47)} + \frac{200 - 47}{620 - 47} (y_{(620)} - y_{(47)}) \quad 5.6$$

A Figura 5.7 apresenta os valores das capacidades a utilizar, para diversos valores de corrente da carga e para as resistências de 47 Ω (azul) e de 620 Ω (vermelho), assim como para a resistência de 200 Ω (verde), interpolados a partir da equação 5.6.

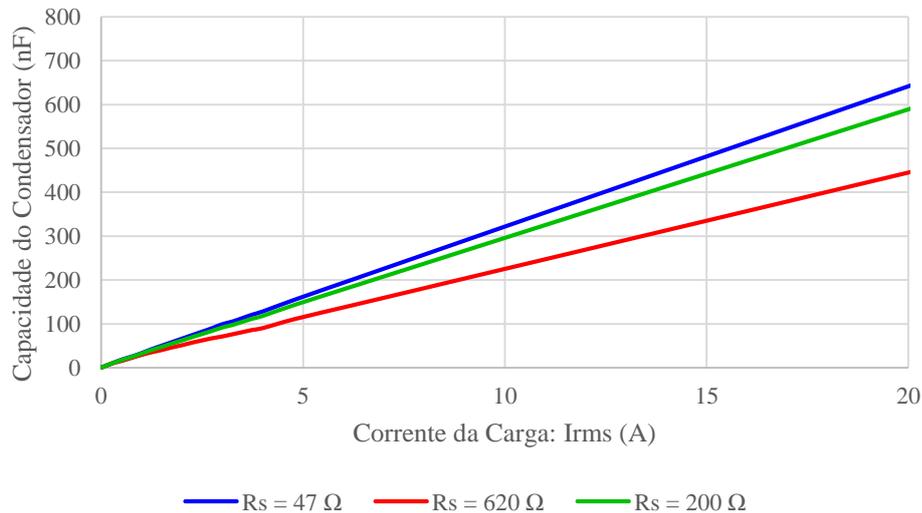


Figura 5.7 – Gráfico para a determinação da capacidade do condensador do *snubber* [52].

A partir da figura anterior, e admitindo que o dispositivo pode ser aplicado em motores com uma potência nominal até 7,5 kW, ou seja, uma corrente nominal de 14,8 A

(Tabela 2.1), o valor do condensador deverá rondar os 437 nF. Admitindo a escolha do valor standard imediatamente acima opta-se pela utilização de um condensador de 470 nF.

Tipicamente o *snubber* é colocado em paralelo com o triac. No entanto, no dispositivo apresentado, caso se utilizasse esta metodologia seria necessário utilizar 6 *snubbers*, 1 para cada triac. Para minimizar a quantidade de equipamento utilizado e o custo do dispositivo, tendo em conta as dimensões reduzidas, pretendidas para o dispositivo, alterou-se o modo de conexão dos *snubbers*, diminuindo o seu número para metade, ou seja, 1 por cada enrolamento. Para que tal possa ser implementado e o *snubber* limite os transitórios de tensão, quer na ligação em estrela (Y) quer em triângulo (Δ), este é conectado segundo a Figura 5.8 e Figura 5.9.

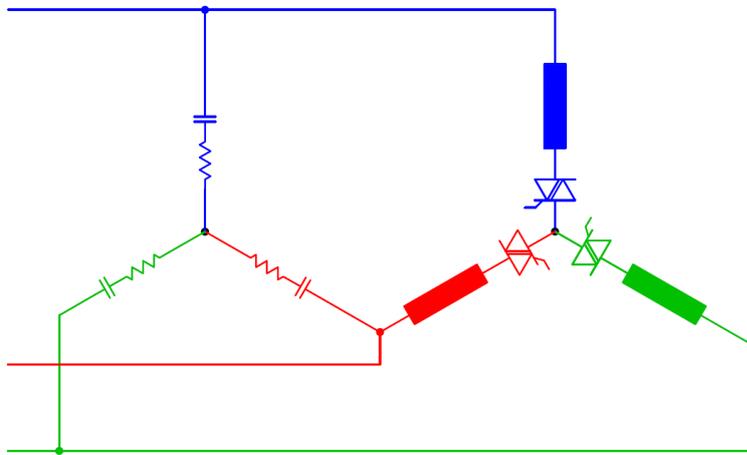


Figura 5.8 – Conexão do *snubber* ao motor, quando este está conectado em Y.

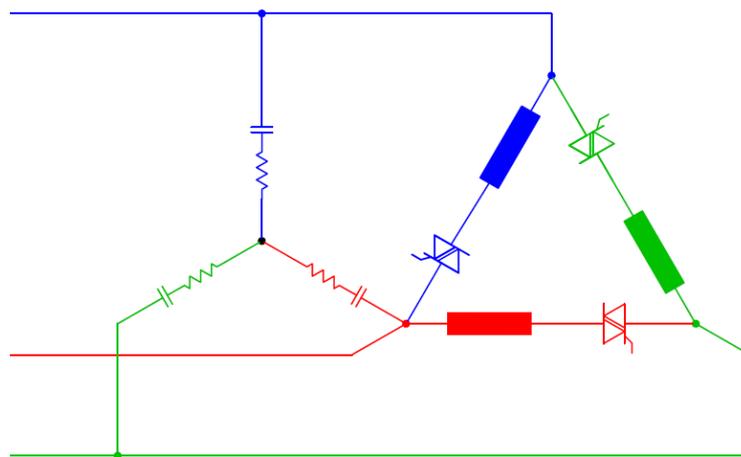


Figura 5.9 – Conexão do *snubber* ao motor quando este está conectado em Δ .

Os testes realizados ao dispositivo, depois de introduzido o *snubber*, comprovam a necessidade da introdução do circuito de amortecimento, para redução dos transitórios de

tensão verificados aos terminais dos enrolamentos, com o qual se resolveu o problema da destruição dos semicondutores.

5.5 Varistor

Os varistores são componentes elétricos que fornecem uma proteção fiável e económica contra transitórios de alta tensão e picos de energia que podem ser produzidos, por exemplo, por um relâmpago, comutações ou ruído elétrico nas redes elétricas de corrente alternada ou contínua.

Quando um transitório ocorre, a resistência do varistor muda de um valor muito alto para um valor muito baixo. Desta forma limita-se o nível de tensão atingido provendo proteção a componentes de circuitos sensíveis [54].

Segundo as características dos triacs já apresentados, estes têm uma tensão de bloqueio de 800 V, pelo que é conveniente proteger o dispositivo para tensões superiores a esse valor.

Na rede elétrica europeia, a IEC 60038 especifica que a tolerância da tensão não deve ser superior a $\pm 10\%$, desde 2003. Isto significa que a tensão máxima permitida, num sistema trifásico é de 440 V, valor a ter em conta na seleção do varistor [55]. Assim, de acordo com o fabricante dos varistores utilizados, *EPCOS*, devem ser utilizados varistores standard da série SIOV-S20, ou, no caso de limitações de espaço, utilizar varistores da série SIOV-Q14, com um tamanho inferior [56].

Os varistores devem ser conectados em paralelo com os circuitos eletrónicos que se pretendem proteger. Neste caso, tendo em conta que há triacs conectados em Y e em Δ , inicialmente optou-se por proteger os que estão sujeitos a nível de tensão mais elevado aos seus terminais, os triacs do Δ (a tensão máxima aplicada aos triacs da Y é $\sqrt{3}$ vezes inferior). O circuito está representado na Figura 5.10.

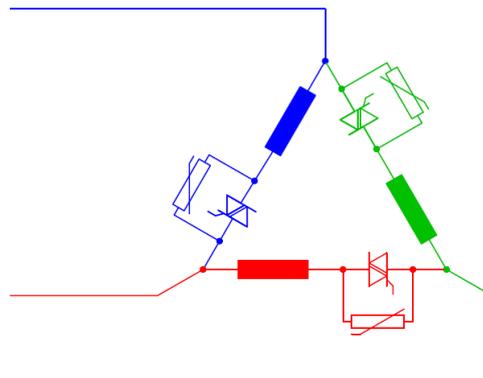


Figura 5.10 – Esquema de conexão dos varistores ao dispositivo.

Com este método, fica garantida a proteção dos semicondutores que conectam o motor em Δ contra transitórios da alta tensão e picos de energia. No entanto, e tendo em conta que existe eletrônica aplicada aos terminais dos enrolamentos, esta eletrônica não seria protegida pelo varistor. Para colmatar esse problema o circuito de proteção é alterado e os varistores são conectados em Δ à entrada da alimentação do sistema, garantindo assim proteção a todos os componentes contra os problemas apresentados.

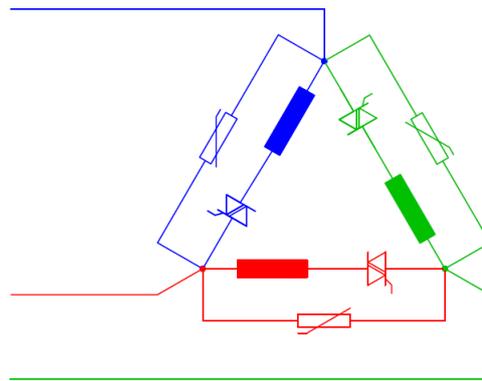


Figura 5.11 – Esquema de conexão dos varistores.

Os equipamentos apresentados neste capítulo têm o intuito de controlar eletronicamente o tipo de conexão do motor a partir dos sinais fornecidos pelo sistema de controlo. Tratando-se de eletrônica de potência, é necessário garantir uma proteção adequada recorrendo aos circuitos típicos de proteção, sendo necessário, contudo, efetuar o seu dimensionamento.

Neste ponto, desenvolvido todo o *software* e o *hardware* de controlo e o *hardware* de potência, é possível partir para a realização dos resultados experimentais para comprovar o funcionamento de todo o sistema desenvolvido e integrado no dispositivo proposto.

CAPÍTULO 6

Resultados Experimentais

6.1 Introdução

Após as simulações e o desenvolvimento do dispositivo, apresentados nos capítulos anteriores, neste capítulo apresentam-se os resultados experimentais do dispositivo desenvolvido. Para tal, o motor utilizado está acoplado a uma bancada de testes construída para o efeito. Inicialmente é descrita a bancada de testes utilizada, com o equipamento utilizado e a descrição do seu princípio de funcionamento. Após a descrição da bancada são apresentados os resultados experimentais do funcionamento do motor. Estes demonstram o arranque suave do motor, as comutações estrela-triângulo (Y- Δ), as comutações Δ -Y e as poupanças em regime permanente.

6.2 Bancada de Testes

Para obter resultados experimentais é necessário ter uma aplicação que permita fazer variação de carga no motor em que está instalado o dispositivo. Esta variação de carga, definida pelo binário aplicado ao veio do motor, necessita de ser controlada externamente para permitir o controlo e monitorização durante os ensaios realizados. Para os testes realizados é utilizada a bancada de ensaio apresentada na Figura 6.1, na qual já é possível visualizar o primeiro protótipo desenvolvido, instalado dentro da caixa de terminais do motor, tal como é pretendido na solução final.

Esta bancada permite a instalação do motor utilizado, da carga que lhe está acoplada e do controlador da carga. Possui ainda um quadro elétrico para proteção da instalação.

A carga utilizada é um servomotor da *SEW Eurodrive* que irá funcionar como travão, sendo o seu binário controlado por um *MOVIDRIVE* (variador eletrónico de velocidade) do mesmo fabricante.

O controlo por parte do utilizador pode ser feito de duas formas, através de um potenciómetro que permite regular manualmente o binário a aplicar ao servomotor, ou através de um *software* para computador que permite definir previamente os níveis de carga pretendidos e a sua duração, representado na Figura 6.2.

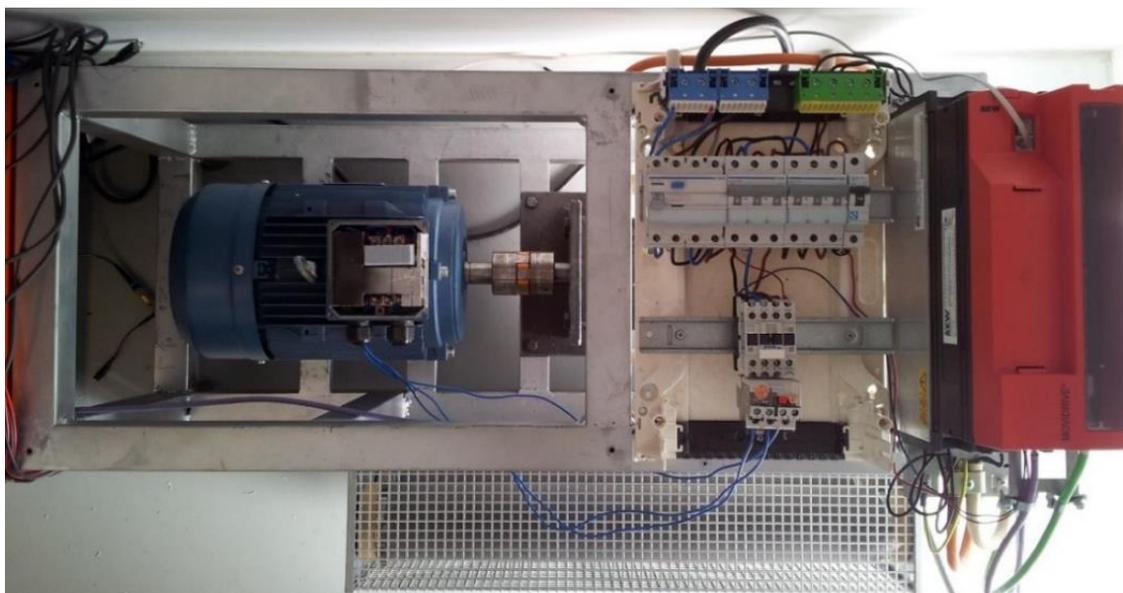


Figura 6.1 – Bancada de ensaios desenvolvida para realização dos testes experimentais.

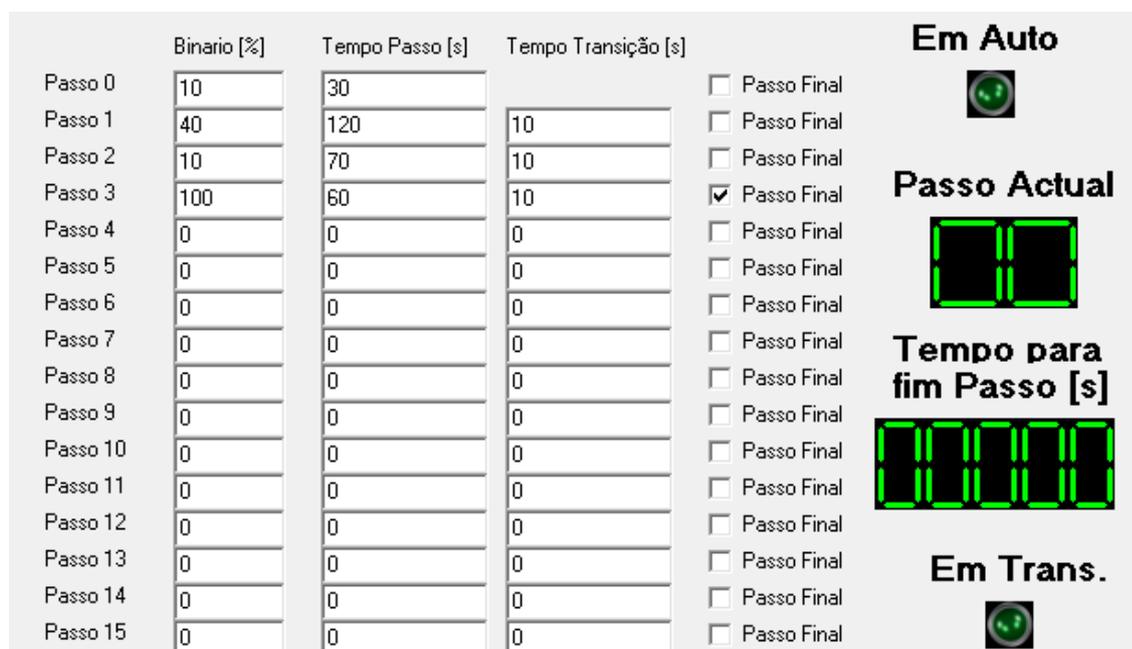


Figura 6.2 – Aplicação desenvolvida para configuração e monitorização do nível de carga aplicado ao motor.

6.3 Resultados Obtidos em Laboratório

Para a realização dos testes laboratoriais são utilizados um conjunto de equipamentos de medição eletrónicos com o intuito de validar todos os resultados que são apresentados ao longo do capítulo. Estes equipamentos permitem obter todas as grandezas necessárias à caracterização do comportamento do motor, possuindo especificações cujos limites são muito superiores às necessidades dos testes realizados.

Tabela 6.1 – Lista de equipamento utilizado para os testes laboratoriais obtidos.

Equipamento	Marca	Especificações
Power Analyzer	CHAUVIN ARNOUX C.A 8336	Nº de Canais: 4 U / 4 I Tensão: 2 V – 1000 V Corrente: 0,5 A – 200 A AC Frequência: 40 Hz – 69 Hz Medição: W, VA, var, cos ϕ
Osciloscópio	RIGOL DS1104B	4 Canais 100 MHz 2 GS/s
Pinça de Tensão Diferencial	PICO TA041	Input / Output ± 700 V / 1/100 ± 70 V / 1/10 Frequência Máxima: 25 MHz Precisão DC: 2%
Pinça de Corrente	CHAUVIN ARNOUX E3N	Input: 70 A AC, 100 A DC Output: 100 mV/A – 10 mV/A Frequência Máxima: 100 kHz
Multímetro	AMPROBE 15XP-B	Gama: 1000 V
Amperímetro	AMPROBE ACD-6 PRO	Gama: 1000 A Precisão: 1,5%

6.3.1 Comportamento Elétrico do Motor

Os primeiros testes realizados ao motor instalado na bancada de testes, o *MOT HE31* da *Universal Motors*, demonstraram tratar-se de um equipamento de com deficiências. Esta afirmação é baseada nos testes realizados inicialmente para caracterização do diagrama de carga do motor, que exigem a conexão do motor em Y. Neste modo de conexão dos enrolamentos existe um harmónico de corrente de 17ª ordem que se traduz na tensão aos terminais de cada enrolamento e que se deve ao mau dimensionamento das barras rotóricas.

Como na conexão em Δ a tensão aos terminais dos enrolamentos é imposta pela rede este comportamento não se verifica, contudo, na conexão em Y a tensão aplicada aos terminais dos enrolamentos não é a tensão da rede, daí ser possível verificar esse comportamento. O que acontece neste caso é que é criada uma componente de tensão homopolar entre o ponto neutro da conexão em Y do motor e entre o neutro da rede elétrica. Para comprovar o comportamento exposto é possível realizar um teste em que, recorrendo a 1 osciloscópio e 3 pinças de tensão diferenciais, são medidos o valor de tensão na rede, a queda de tensão num enrolamento e a diferença de potencial entre o neutro da conexão em Y do motor e o neutro da rede elétrica (Figura 6.3).

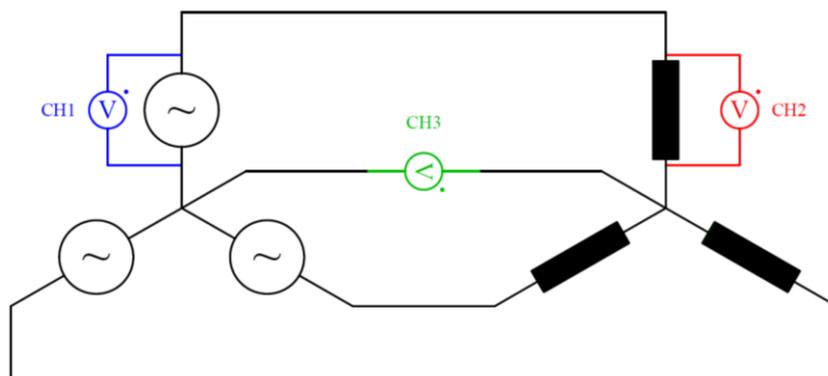
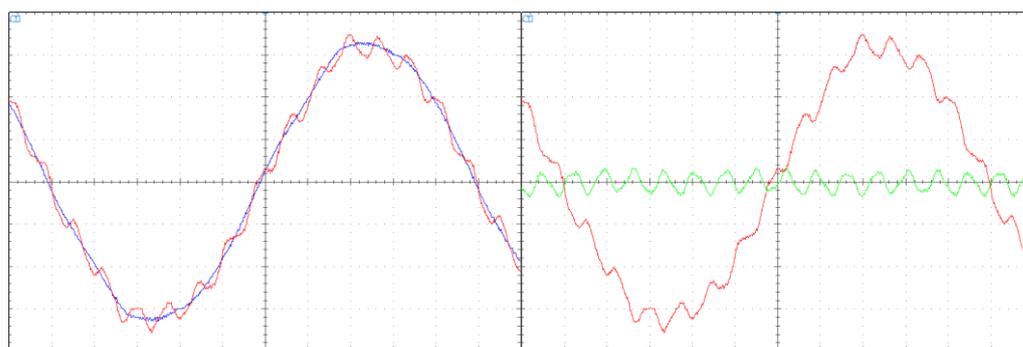


Figura 6.3 – Esquema de conexão das pinças diferenciais para a aquisição de tensões.

A partir dos valores adquiridos, é possível comprovar que a soma entre a queda de tensão aos terminais do enrolamento e a diferença de potencial entre ambos os neutros é igual à tensão simples da rede elétrica. Estes valores podem ser comprovados pelas Figura 6.4 e Figura 6.5.



Azul: 100 V / div Vermelho: 100 V / div Verde: 100 V / div Tempo: 2 ms / div

Figura 6.4 – Tensão entre fase e neutro da rede (azul), queda de tensão aos terminais dos enrolamentos (vermelho) e diferença de potencial entre o neutro da Y e o neutro da rede (verde).

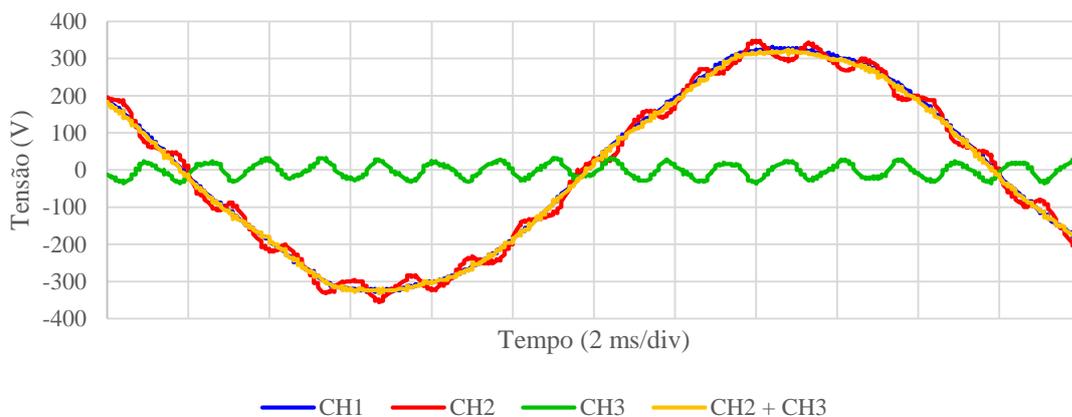


Figura 6.5 – Tensão entre fase e neutro da rede (azul), queda de tensão no enrolamento (vermelho), diferença de potencial entre o neutro da ligação em Y e o neutro da rede (verde) e somatório da queda de tensão no enrolamento e da diferença de potencial entre o neutro da ligação em Y e do neutro da rede (laranja).

Tratando-se de um motor com má qualidade, as tensões ou correntes do motor apresentam grandes distorções que dificultam uma boa interpretação do comportamento destas variáveis, no entanto, este mesmo comportamento impõe uma necessidade absoluta de garantir o bom funcionamento do dispositivo mesmo em situações não ideais, verificadas habitualmente na indústria.

São agora apresentados os resultados experimentais obtidos com o dispositivo em laboratório. Recorrendo à bancada apresentada anteriormente e de acordo com o diagrama de carga apresentado no capítulo 3 e reproduzido na Figura 6.6, é exposto o comportamento do motor nos instantes críticos de atuação do dispositivo. Neste caso, é alterada a escala temporal do ensaio, alterando o ciclo de funcionamento para 30 minutos.

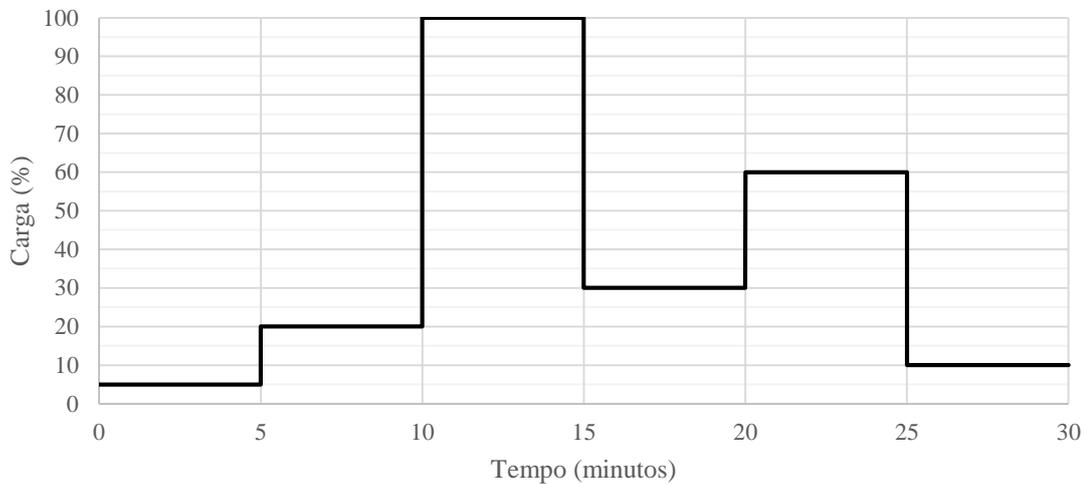


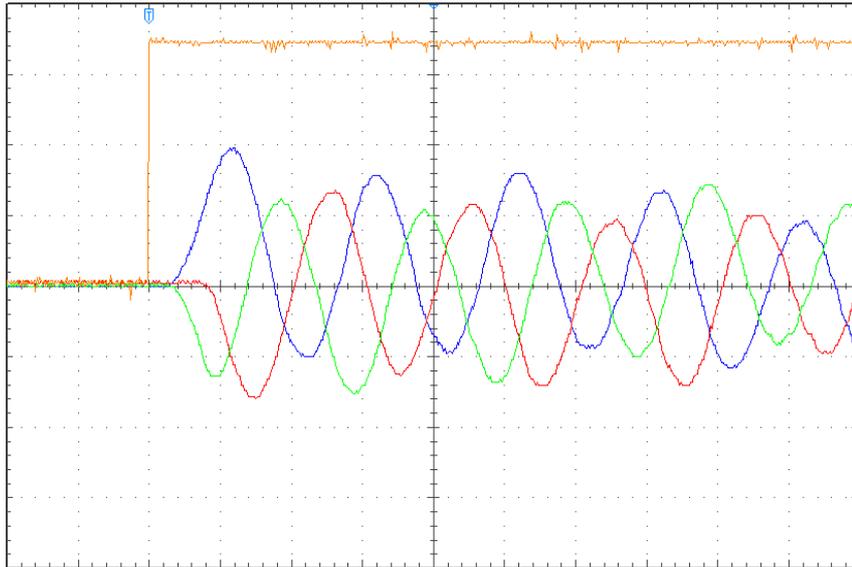
Figura 6.6 – Diagrama de carga da aplicação.

De acordo com o diagrama apresentado, o arranque do motor é feito com 5% da carga nominal, a comutação Y- Δ é feita aos 10 minutos de 20% para 100% da carga, e aos 20 minutos de 30% para 60% da carga, a comutação Δ -Y é feita aos 15 minutos de 100% para 30% da carga, e aos 25 minutos de 60% para 10% da carga. De seguida são apresentados os resultados experimentais no arranque, na primeira comutação Y- Δ e na primeira comutação Δ -Y. Os resultados demonstram as correntes e tensões nos enrolamentos e o sinal do microcontrolador que dá a ordem para a sua conexão.

Nas figuras apresentadas, as grandezas associadas ao enrolamento U são representadas a cor azul, as grandezas associadas ao enrolamento V são representadas a cor vermelha e as grandezas associadas ao enrolamento W são representadas a cor verde. A ordem a partir do microcontrolador para que sejam conectados os enrolamentos está representada a laranja.

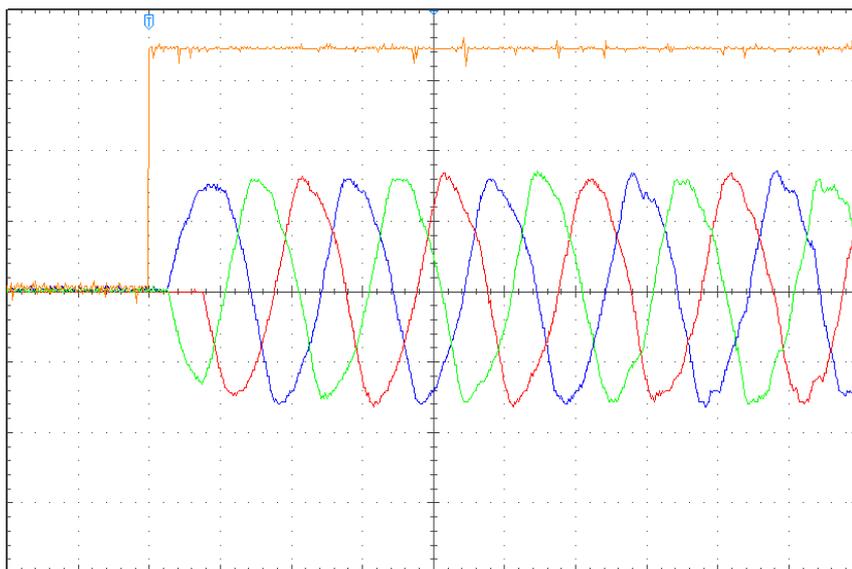
6.3.2 Arranque em Estrela

No arranque em Y é possível ver (Figura 6.7 e Figura 6.8) que após ser dada a ordem de arranque pelo microcontrolador, o dispositivo só conecta os enrolamentos quando a tensão aos terminais dos enrolamentos é 0 V. No arranque, o pico máximo de corrente atingido num enrolamento é de aproximadamente 40 A para um nível de carga de 5%. Desta forma, no arranque em Y é atingida uma corrente de arranque inferior a 3 vezes a corrente nominal, tal como é o objetivo no arranque Y- Δ .



Azul: 20 A / div Vermelho: 20 A / div Verde: 20 A / div Laranja: 1 V / div Tempo: 10 ms / div

Figura 6.7 – Sinal do microcontrolador (laranja), corrente no enrolamento U (azul), corrente no enrolamento V (vermelho) e corrente no enrolamento W (verde) no arranque em Y.

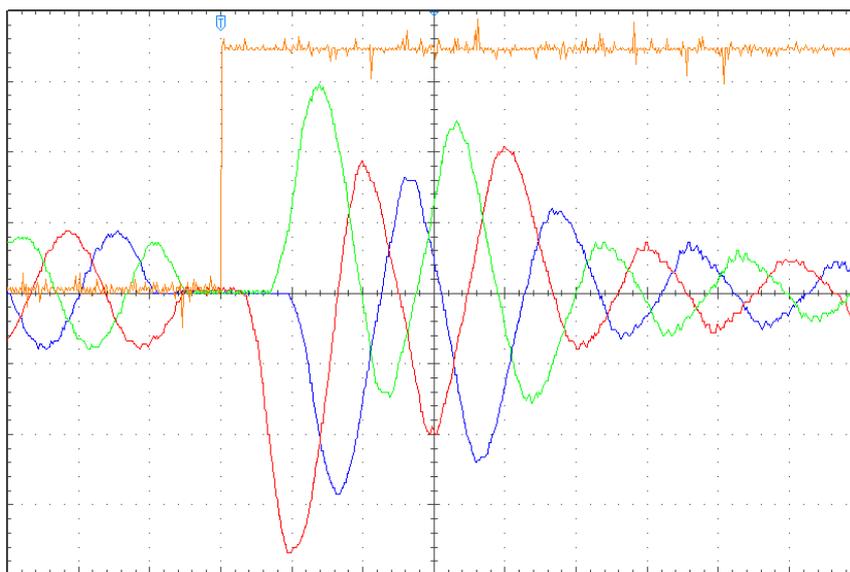


Azul: 200 V / div Vermelho: 200 V / div Verde: 200 V / div Laranja: 1 V / div Tempo: 10 ms / div

Figura 6.8 – Sinal do microcontrolador (laranja), tensão no enrolamento U (azul), tensão no enrolamento V (vermelho) e tensão no enrolamento W (verde) no arranque em Y.

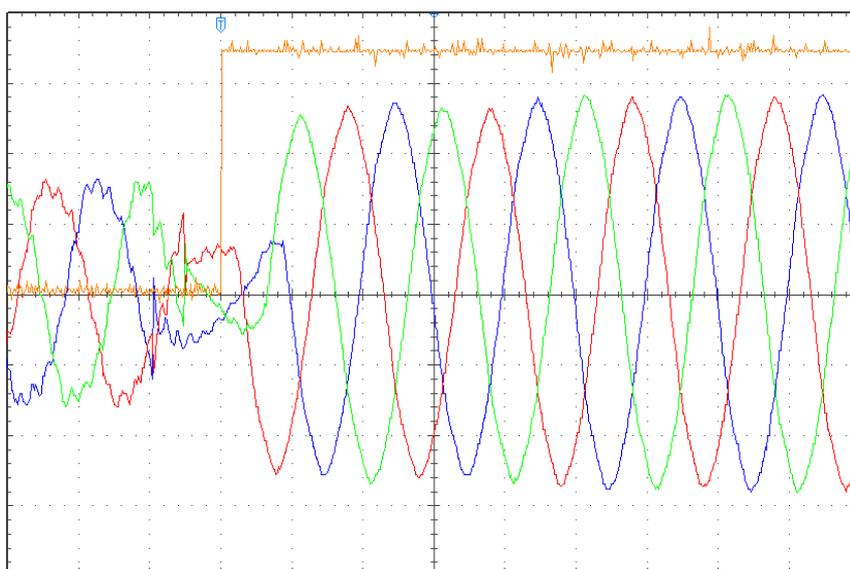
6.3.3 Comutação Estrela-Triângulo

Na comutação Y- Δ é dada ordem para desconectar o modo de ligação Y, o que acontece após cada corrente se extinguir em cada enrolamento, como é visível na Figura 6.9. Doze milissegundos após a primeira ordem, é dada a ordem para conexão dos enrolamentos em Δ , efetuada quando a tensão aos terminais dos enrolamentos é nula (Figura 6.10). O pico máximo de corrente é de 75 A. É detetada instabilidade no sinal do microcontrolador que reflete instabilidade da tensão da fonte de alimentação.



Azul: 20 A / div Vermelho: 20 A / div Verde: 20 A / div Laranja: 1 V / div Tempo: 10 ms / div

Figura 6.9 – Sinal do microcontrolador (laranja), corrente no enrolamento U (azul), corrente no enrolamento V (vermelho) e corrente no enrolamento W (verde) na comutação Y- Δ .

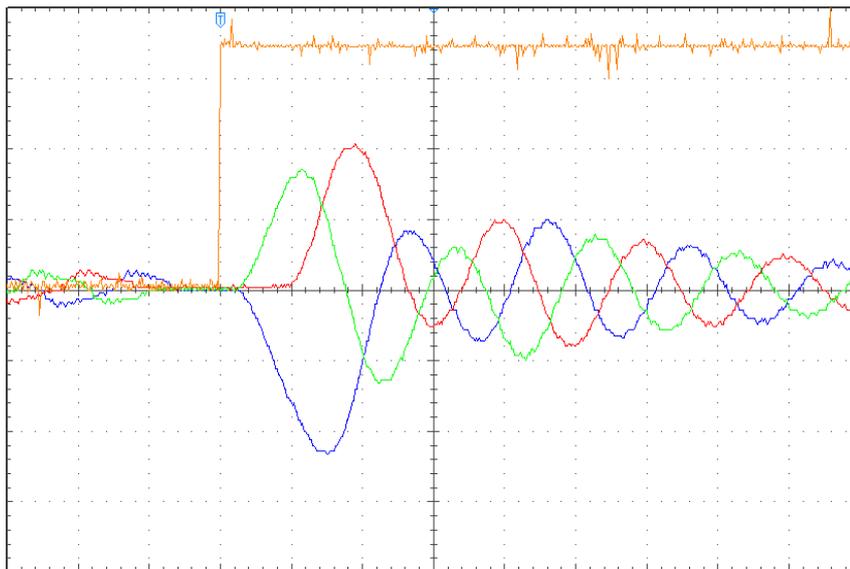


Azul: 200 V / div Vermelho: 200 V / div Verde: 200 V / div Laranja: 1 V / div Tempo: 10 ms / div

Figura 6.10 – Sinal do microcontrolador (laranja), tensão no enrolamento U (azul), tensão no enrolamento V (vermelho) e tensão no enrolamento W (verde) na comutação Y- Δ .

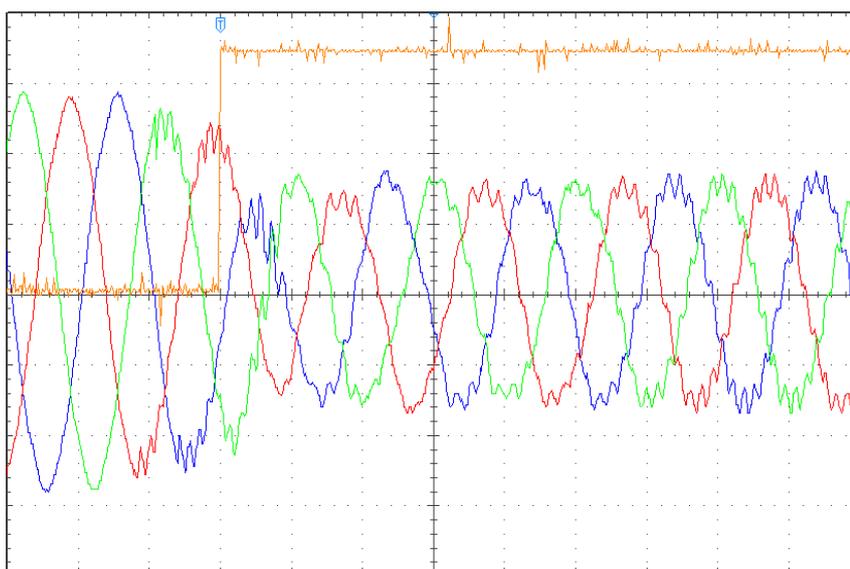
6.3.4 Comutação Triângulo-Estrela

Na comutação Δ -Y é dada ordem para desconectar o modo de ligação Δ , o que acontece após as correntes se extinguirem nos enrolamentos, como é visível na Figura 6.11. Doze milissegundos após a primeira ordem é dada a ordem para conexão dos enrolamentos em Y, conexão que é feita quando a tensão aos terminais dos enrolamentos é nula (Figura 6.12). O pico máximo de corrente é de aproximadamente 46 A. Mais uma vez se deteta grande variação do nível de tensão no sinal do microcontrolador.



Azul: 20 A / div Vermelho: 20 A / div Verde: 20 A / div Laranja: 1 V / div Tempo: 10 ms / div

Figura 6.11 – Sinal do microcontrolador (laranja), corrente no enrolamento U (azul), corrente no enrolamento V (vermelho) e corrente no enrolamento W (verde) na comutação Δ -Y.

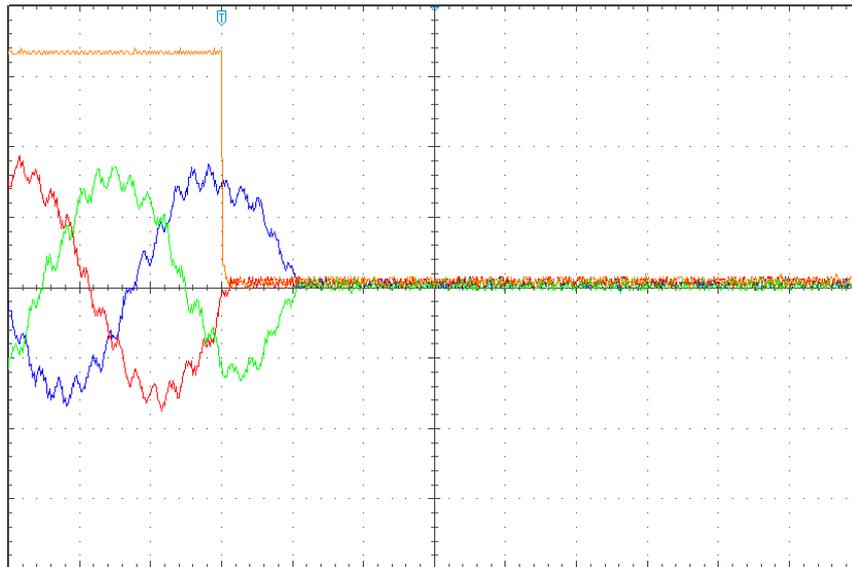


Azul: 200 V / div Vermelho: 200 V / div Verde: 200 V / div Laranja: 1 V / div Tempo: 10 ms / div

Figura 6.12 – Sinal do microcontrolador (laranja), tensão no enrolamento U (azul), tensão no enrolamento V (vermelho) e tensão no enrolamento W (verde) na comutação Δ -Y.

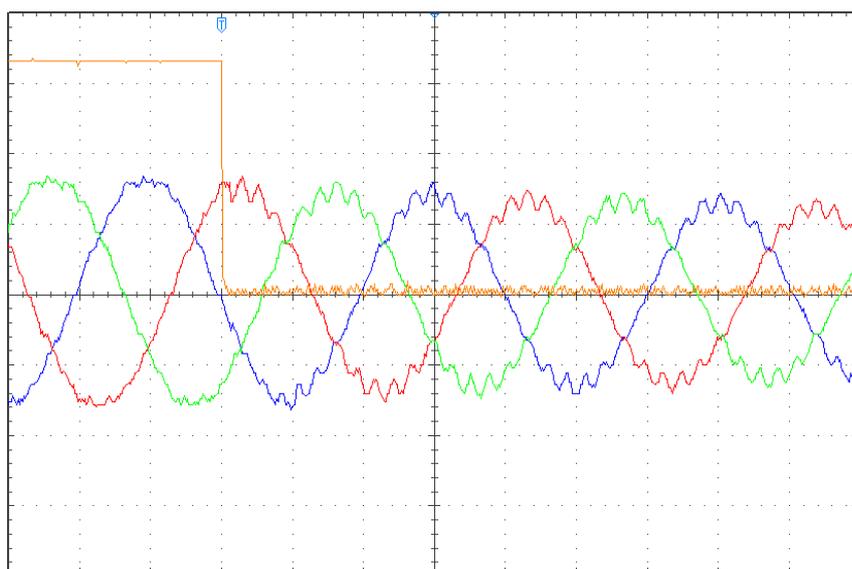
6.3.5 Paragem em Estrela

No diagrama de carga apresentado o motor está a funcionar com um regime de carga de 20% entre os 5 e os 10 minutos. Neste intervalo o motor está conectado em Y e é dada a ordem de desconexão dos enrolamentos do motor aos 7,5 minutos. Tal como esperado, a desconexão só se dá quando a corrente se extingue nos enrolamentos (Figura 6.13). No entanto, aos terminais dos enrolamentos é gerada uma força eletromotriz (f.e.m) devido ao movimento de rotação do rotor (Figura 6.14).



Azul: 2 A / div Vermelho: 2 A / div Verde: 2 A / div Laranja: 1 V / div Tempo: 5 ms / div

Figura 6.13 – Sinal para a ordem de conexão em Y (laranja), e correntes nos enrolamentos a 5% da carga (I_u - azul, I_v - vermelho, I_w - verde), na paragem em Y.

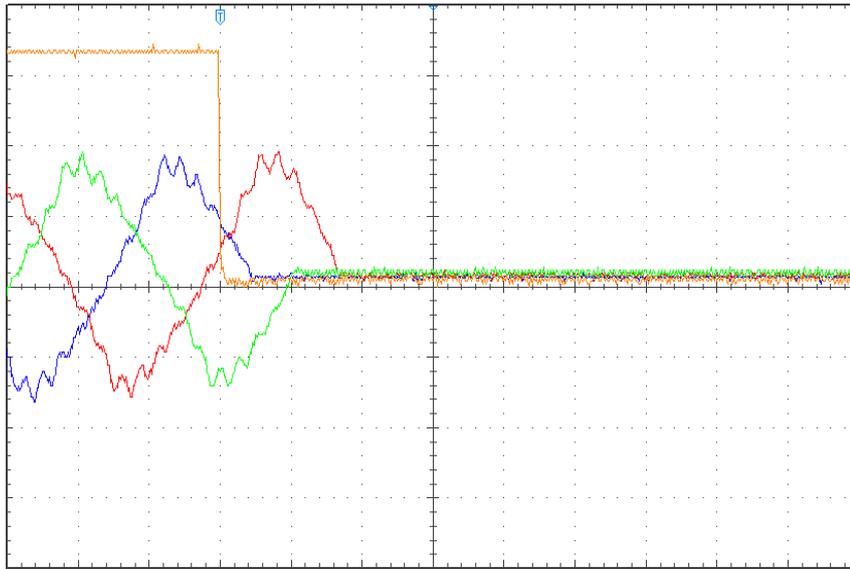


Azul: 200 V / div Vermelho: 200 V / div Verde: 200 V / div Laranja: 1 V / div Tempo: 5 ms / div

Figura 6.14 – Sinal para a ordem de conexão em Y (laranja), e tensões nos enrolamentos a 5% da carga (V_u - azul, V_v - vermelho, V_w - verde) na paragem em Y.

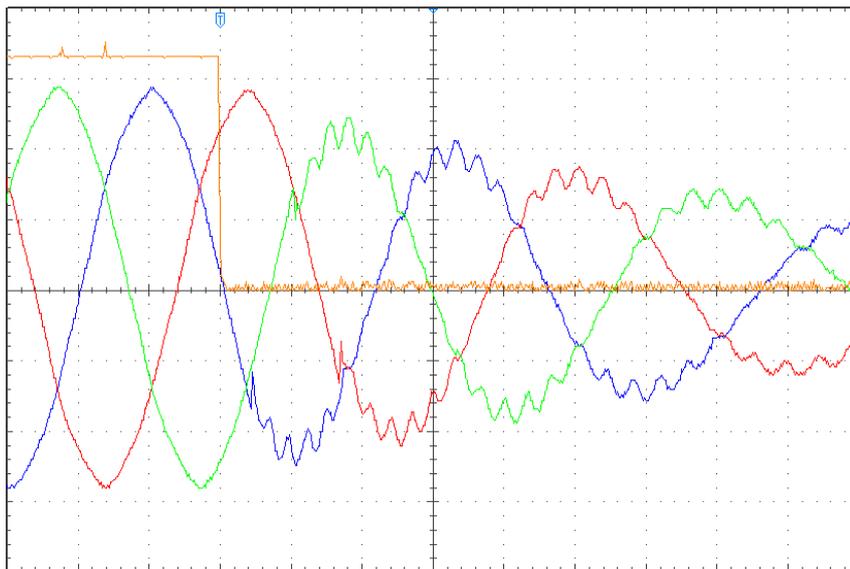
6.3.6 Paragem em Triângulo

A ordem de desconexão em Δ é dada aos 12,5 minutos durante o regime de carga de 100% que acontece entre os 10 e os 15 minutos. Os enrolamentos são desconectados quando a corrente se extingue (Figura 6.15) e neste caso já é perceptível nas curvas de tensão dos enrolamentos (Figura 6.16) o instante em que a desconexão ocorre e começa a ser criada uma f.e.m. aos terminais dos enrolamentos.



Azul: 5 A / div Vermelho: 5 A / div Verde: 5 A / div Laranja: 1 V / div Tempo: 5 ms / div

Figura 6.15 – Sinal para a ordem de conexão em Δ (laranja), e correntes nos enrolamentos a 100% da carga (I_u - azul, I_v - vermelho, I_w - verde) na paragem em Δ .

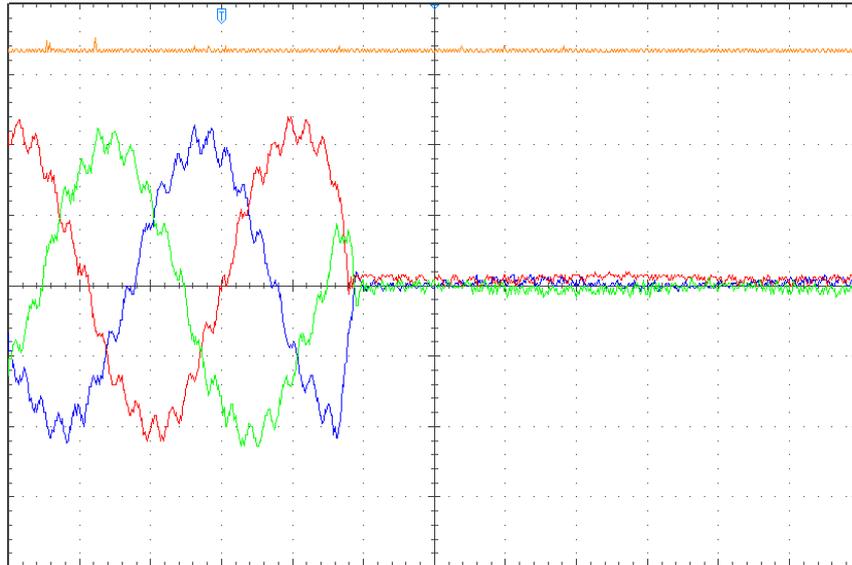


Azul: 200 V / div Vermelho: 200 V / div Verde: 200 V / div Laranja: 1 V / div Tempo: 5 ms / div

Figura 6.16 – Sinal para a ordem de conexão em Δ (laranja), e tensões nos enrolamentos a 100% da carga (V_u - azul, V_v - vermelho, V_w - verde) na paragem em Δ .

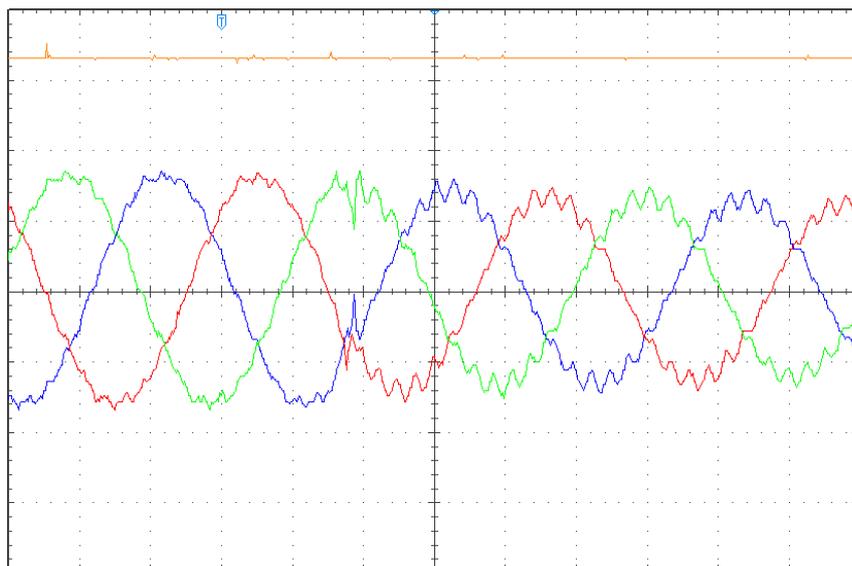
6.3.7 Paragem Não Controlada em Estrela

Depois de estudada a desconexão efetuada pelo dispositivo, é agora feita a paragem não controlada da conexão em Y à procura de transitórios de correntes e tensões. Essa paragem é feita novamente aos 7,5 minutos. Denote-se que a corrente no enrolamento V demora aproximadamente 2 ms a extinguir-se (Figura 6.17), um valor muito abaixo do $(dI/dt)_c$ do triac, estando assim garantida a segurança durante a paragem, de acordo com as características dos triacs.



Azul: 2 A / div Vermelho: 2 A / div Verde: 2 A / div Laranja: 1 V / div Tempo: 5 ms / div

Figura 6.17 – Sinal para a ordem de conexão em Y (laranja), e correntes nos enrolamentos a 5% da carga (I_u - azul, I_v - vermelho, I_w - verde) na paragem não controlada em Y.

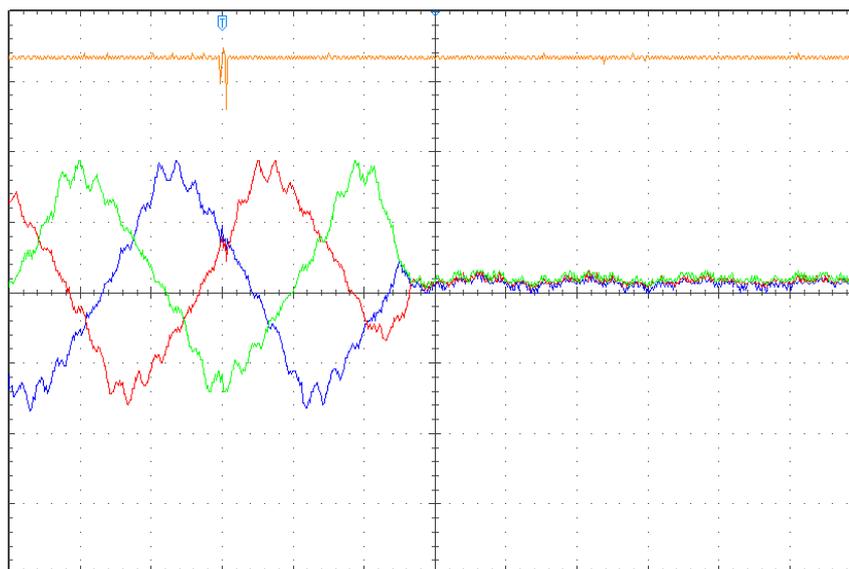


Azul: 200 V / div Vermelho: 200 V / div Verde: 200 V / div Laranja: 1 V / div Tempo: 5 ms / div

Figura 6.18 – Sinal para a ordem de conexão em Y (laranja), e tensões nos enrolamentos a 5% da carga (V_u - azul, V_v - vermelho, V_w - verde) na paragem não controlada em Y.

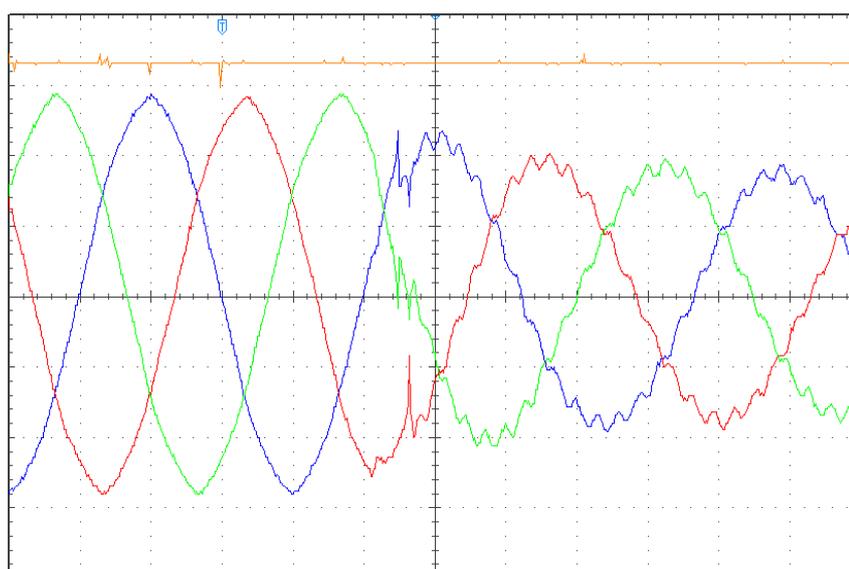
6.3.8 Paragem Não Controlada em Triângulo

Agora é necessário simular a paragem não controlada da conexão em Δ à procura de transitórios de correntes e tensões nos enrolamentos do motor. Esse corte é feito novamente aos 12,5 minutos, quando o motor se encontra conectado em Δ . O maior pico de corrente no instante da desconexão verifica-se no enrolamento W e é de aproximadamente 9 A, e a sua extinção demora cerca de 2 ms (Figura 6.19). Tal como no caso anterior, é garantida a segurança no momento do corte já que o $(dI/dt)_c$ é de 20 A/ms.



Azul: 5 A / div Vermelho: 5 A / div Verde: 5 A / div Laranja: 1 V / div Tempo: 5 ms / div

Figura 6.19 – Sinal para a ordem de conexão em Δ (laranja), e correntes nos enrolamentos a 100% da carga (I_u - azul, I_v - vermelho, I_w - verde) na paragem não controlada em Δ .



Azul: 200 V / div Vermelho: 200 V / div Verde: 200 V / div Laranja: 1 V / div Tempo: 5 ms / div

Figura 6.20 - Sinal para a ordem de conexão em Δ (laranja), e tensões nos enrolamentos a 100% da carga (V_u - azul, V_v - vermelho, V_w - verde) na paragem não controlada em Δ .

6.3.9 Funcionamento em Regime Permanente

Estudado o comportamento do dispositivo nos instantes em que este realiza o arranque do motor, em que faz as comutações do modo de ligação e em que desconecta o motor, é agora importante apresentar os resultados da principal vantagem do dispositivo, as poupanças em regime permanente.

A Tabela 6.2 apresenta os valores de corrente, potência ativa e potência reativa consumidas pelo motor na conexão em Y e na conexão em Δ ligado diretamente à rede, os mesmos valores quando conectado o dispositivo e as respetivas poupanças. Os resultados experimentais são obtidos com o motor utilizado anteriormente, e é feita a comparação das poupanças obtidas para os diversos modos de estimação da carga. Os valores obtidos em função do método de estimação da corrente estão representados a azul, os ganhos que se obtém utilizando o método de estimação da potência relativamente ao método de estimação da corrente estão representados a vermelho e os ganhos se obtém utilizando o método da maximização do fator de potência relativamente aos anteriores estão representados a verde. Pela análise da tabela é possível verificar que, utilizando o método da corrente, o ponto de comutação de Y para Δ ocorre entre os 30% e 35% de carga. Este ponto é definido pela interseção das curvas da corrente em Y e Δ . No entanto, caso se utilize o método da potência, o ponto de comutação de Y para Δ ocorre entre os 45% e 50% de carga. Neste caso o ponto de comutação é definido pela interseção das curvas da potência ativa em Y e Δ . Caso se opte pela comutação do modo de ligação em função da maximização do fator de potência, o ponto de comutação acontece entre os 50% e os 55% de carga.

Pela tabela, é possível concluir que a partir da alteração da conexão dos enrolamentos estatóricos, embora existam poupanças de energia ativa em regimes de carga baixa, a maior poupança é verificada na redução da energia reativa. Para o motor em causa é possível obter poupanças de energia ativa até 71 W e poupanças de energia reativa até 2313 var. Estas poupanças são obtidas comparando o motor conectado em Y com o dispositivo e o motor conectado em Δ sem o dispositivo, caso verificado nos arrancadores Y- Δ . Neste caso não são consideradas quaisquer perdas nos contactores.

Recorrendo aos valores adquiridos, e apresentados na tabela, não é possível calcular devidamente o rendimento do dispositivo, uma vez que, se se tentar calcular o rendimento com base nos valores apresentados, há pontos em que se obterão rendimentos superiores a 100%, o que não é possível. O que se pode interpretar desse problema é que o rendimento será muito próximo dos 100%, e não dispondo atualmente de equipamento

para efetuar esse estudo, o valor de rendimento apresentado é uma estimativa, tendo em conta as características dos semicondutores utilizados.

Tabela 6.2 – Corrente, potência ativa e potência reativa na ligação em Y e Δ e respetivas poupanças num motor de 4kW de classe energética IE2.

Carga (%)	Ligação Y						Ligação Δ						Poupanças		η Dispositivo (%)
	Sem Dispositivo			Com Dispositivo			Sem Dispositivo			Com Dispositivo					
	I (A)	P (W)	Q (var)	I (A)	P (W)	Q (var)	I (A)	P (W)	Q (var)	I (A)	P (W)	Q (var)	P (W)	Q (var)	
0	1,14	196	761	1,14	227	743	2,56	289	3056	2,59	310	3058	62	2313	95,9
5	1,28	426	768	1,30	463	755	2,59	507	3031	2,59	543	3025	44	2275	98,0
10	1,51	672	789	1,54	711	784	2,63	743	3037	2,61	777	3016	33	2253	98,6
15	1,74	888	807	1,78	925	799	2,67	956	3006	2,68	993	3005	31	2207	98,9
20	2,04	1125	850	2,03	1116	835	2,74	1186	3017	2,73	1221	3000	71	2182	99,0
25	2,37	1353	911	2,36	1348	896	2,81	1419	3014	2,81	1445	3009	71	2118	99,1
30	2,75	1610	993	2,72	1601	976	2,91	1641	3026	2,91	1670	3018	41	2050	99,2
35	3,14	1865	1089	3,12	1849	1069	3,01	1867	3032	3,00	1889	3034	18	1963	99,2
40	3,50	2100	1187	3,49	2092	1172	3,14	2109	3045	3,13	2120	3045	17	1874	99,3
45	3,88	2330	1298	3,89	2344	1293	3,27	2333	3072	3,26	2349	3081	-12	1779	99,3
50	4,33	2596	1445	4,36	2608	1442	3,39	2548	3100	3,40	2579	3097	-60	1658	99,3
55	4,77	2854	1603	4,87	2890	1616	3,54	2780	3119	3,52	2759	3117	-	-	99,4
60	-	-	-	-	-	-	3,67	3012	3135	3,66	2983	3126	-	-	99,5
65	-	-	-	-	-	-	3,82	3212	3153	3,78	3188	3134	-	-	99,5
70	-	-	-	-	-	-	3,99	3433	3203	3,95	3421	3179	-	-	99,5
75	-	-	-	-	-	-	4,16	3659	3262	4,13	3656	3239	-	-	99,5
80	-	-	-	-	-	-	4,35	3907	3331	4,31	3897	3281	-	-	99,5
85	-	-	-	-	-	-	4,53	4140	3366	4,5	4122	3344	-	-	99,6
90	-	-	-	-	-	-	4,73	4397	3440	4,69	4369	3415	-	-	99,6
95	-	-	-	-	-	-	4,89	4605	3512	4,88	4609	3467	-	-	99,6
100	-	-	-	-	-	-	5,11	4843	3577	5,07	4815	3527	-	-	99,6

Embora o estudo térmico não tenha sido realizado analiticamente, foram tomadas medidas para uma considerável dissipação da energia térmica gerada pelo dispositivo. Neste protótipo os triacs estão com contacto direto com barras de cobre que permitem a transmissão de calor para as barras. Estas, por sua vez, fazem a transmissão de calor para a carcaça do dispositivo, em alumínio. Com o auxílio de material de interface térmico, o calor da carcaça do dispositivo é transferido para a face lateral da caixa de terminais do motor que se encontra do lado da ventoinha do próprio motor. Esta técnica permite utilizar a ventilação do próprio motor e a sua zona mais fria para criar um ponto de dissipação de calor.

CAPÍTULO 7

Conclusões

7.1 Conclusões

As aplicações de velocidade fixa e carga variável são usuais em sistemas industriais. Tapetes rolantes, misturadoras, gruas e compressores são alguns dos exemplos mais utilizados e em todos eles pode existir uma variação de carga muito considerável. Tendo em conta a não necessidade de variar a velocidade da aplicação, um VEV é uma escolha errada caso se pretenda realizar poupança de energia neste tipo de aplicações. A legislação impõe a necessidade de fazer o arranque suave deste tipo de máquinas, no entanto, não são consideradas quaisquer imposições tecnológicas em equipamentos para a poupança de energia no funcionamento em regime permanente. Atualmente a imposição é feita através da classe energética do motor, o que, apesar de melhorar o rendimento do sistema, não maximiza as vantagens que se podem obter em regimes de carga baixa.

Recorrer ao arrancador estrela-triângulo (Y- Δ) eletromecânico ou ao *soft-starter* apenas permite a realização de arranques suaves, com o intuito de reduzir as correntes de arranque, não permitindo obter qualquer poupança energética em regime permanente. Essas poupanças podem ser obtidas recorrendo a equipamentos desenvolvidos que regulam o nível de tensão aplicado ao motor em função do seu nível de carga, mas essas tecnologias não se conseguem afirmar (caso do *SinuMEC*) ou nem sequer chegaram a entrar no mercado (caso do *Smart Switch*).

Através da alteração do modo de conexão (em Y ou Δ) dos enrolamentos estatóricos dos motores de indução trifásicos com rotor em gaiola de esquilo é possível, nos regimes de carga baixa, aumentar o significativamente o rendimento e o fator de potência do motor. Este princípio (já utilizado no *Smart Switch*) pretende maximizar o desempenho do motor recorrendo ao método mais utilizado para os arranques suaves de motores de indução, utilizando o mesmo princípio mas com o intuito de obter poupanças energéticas em regime permanente.

Relativamente ao *Smart Switch*, o dispositivo proposto integra eletrónica de potência para controlo do modo de ligação dos enrolamentos, ao invés de contactores. Ao

substituir os componentes eletromecânicos por componentes eletrônicos melhora-se a fiabilidade do sistema, elimina-se a necessidade de manutenção, reduz-se o espaço necessário à instalação do equipamento e melhora-se significativamente o comportamento do motor já que é minimizado o tempo de comutação, que se traduz numa redução do deslizamento nesses instantes.

Existem 4 métodos de estimação de carga dos motores, que são realizados a partir das grandezas da máquina em causa. Nesta dissertação são abordados apenas 2 e é apresentada uma nova análise do comportamento do motor para tentar maximizar o desempenho do motor.

O método de aplicação mais simples é o método de estimação da carga do motor a partir da sua corrente. Além disso, é também o método em que a melhoria do desempenho é menor, já que o ponto em que é feita a comutação não permite maximizar o rendimento nem o fator de potência do motor.

O segundo método, o método da potência, em que o ponto de comutação é definido por uma potência ativa do motor, é aquele em que é possível maximizar o rendimento do motor não sendo, no entanto, possível maximizar o fator de potência.

Por último, caso se pretenda maximizar o fator de potência do motor, é possível manter a conexão em Y para os níveis de carga até que seja atingida a corrente nominal dos enrolamentos. Com este processo maximiza-se o fator de potência do motor, contudo é deteriorado o seu rendimento. Embora seja neste caso que são obtidas as maiores poupanças energéticas a partir da comutação dos enrolamentos de Δ para Y, nem sempre este processo é o mais indicado para melhoria do desempenho da instalação. Numa instalação em que seja feita correção do fator de potência, deteriorar o rendimento para maximizar o fator de potência do motor, que já é corrigido por baterias de condensadores, leva a perdas no rendimento do motor, sem que isso se traduza numa melhoria necessária do fator de potência, pelo que essa hipótese deve ser estudada devidamente.

Assim o comportamento do dispositivo é desenvolvido recorrendo ao método da potência.

O dispositivo faz o arranque do motor em Y para realizar o arranque suave, e, durante esse processo, verifica se o motor está a ser corretamente alimentado da rede elétrica. Caso isso não se verifique desconecta o motor. Não sendo detetada qualquer anomalia na alimentação, e após a estabilização do comportamento do motor, a potência ativa deste é comparada com um ponto de comutação pré-definido. Caso a potência ativa do motor seja superior a esse ponto, é desconectada a conexão em Y, garantido um tempo

de espera entre comutações para garantir a desconexão dos enrolamentos, e depois conectada em Δ . Caso contrário é mantida a conexão em Y. Quando se realiza uma comutação dos enrolamentos do motor o processo é semelhante ao do arranque, em que é verificada a correta alimentação elétrica do motor e, após a sua estabilização, a sua potência ativa é comparada com o ponto de comutação pré-definido, definindo a partir desse valor se o motor deve ser novamente comutado ou não.

O fluxo do programa é garantido recorrendo ao *FreeRTOS*, um sistema operativo em tempo real, a ser executado num microcontrolador de alta velocidade de processamento e recomendado para aplicações industriais, o *STM32F405RGT6*, sendo utilizados sensores de corrente de efeito de *Hall* e sensores de tensão baseados em amplificadores operacionais para estimar a carga aplicada ao motor e definir qual a conexão em que o motor obtém o melhor desempenho. Estes mesmos sensores são utilizados para monitorizar o comportamento do motor, e de cada enrolamento individualmente, permitindo monitorizar o seu comportamento e detetar problemas elétricos como desequilíbrios de tensões ou falta de fase. Os protocolos de comunicação avançada de que dispõe o microcontrolador deixam ainda em aberto um grande conjunto de funcionalidades que podem ser adicionadas futuramente.

Com os resultados laboratoriais obtidos é possível demonstrar as vantagens deste dispositivo em relação às principais alternativas no mercado. A sua rapidez na comutação, que é feita em menos de 20 milissegundos, reduz significativamente o deslizamento do motor e suaviza as comutações, quando comparadas com os arrancadores Y- Δ . Se comparado com o *soft-starter*, o dispositivo tem a vantagem de não criar distorção harmónica durante o arranque já que utiliza tecnologia sinusoidal que é garantida ao recorrer à tecnologia *zero-cross*. Assim é evitado um dos atuais problemas nas redes elétricas. Além destas vantagens, detetadas nos instantes iniciais de funcionamento do motor, há também as vantagens em regime permanente.

Com os resultados laboratoriais obtidos, recorrendo a um motor de indução trifásico de 4 kW, é demonstrado que, para regimes de carga baixa, as poupanças em energia ativa podem ser na ordem das dezenas de *watts* (71 W, para 20% de carga). As poupanças em potência ativa verificam-se até aproximadamente 40% da carga a partir da qual, para maximizar o rendimento do motor, este deve ser conectado em Δ .

As poupanças em energia reativa, para regimes de carga baixa são consideravelmente superiores às poupanças em energia ativa. Segundo os resultados obtidos, são atingidas poupanças máximas de 2313 var quando o motor funciona em

vazio, que representa uma redução da energia reativa em 75%. Mesmo quando a carga aplicada ao motor é incrementada, as poupanças continuam a ser consideráveis obtendo poupanças de 2182 var a 20 % da carga (uma redução de 72%) e poupanças de 1874 var com uma carga de 40% (uma redução de 61%). As poupanças em energia reativa podem ser obtidas para cargas acima destes valores mas, como já exposto, é necessário estudar os benefícios da sua melhoria em aplicações com correção do fator de potência. Além disso, é necessário garantir que não são ultrapassados quaisquer valores nominais do motor, nomeadamente a corrente nos enrolamentos, que ao acontecer provocará aquecimento excessivo nos enrolamentos podendo, por exemplo, deteriorar o seu isolamento.

Com este projeto, financiado pelo prémio EDP Inovação, pretende-se obter um equipamento que se apresente como uma solução para a poupança de energia em regime permanente em motores de indução trifásicos com velocidade fixa e carga variável ao longo do seu regime de funcionamento. Os resultados laboratoriais demonstram que o dispositivo pode ser uma solução interessante para esse mercado, e nesse sentido serão realizados os primeiros testes em ambiente industrial nas instalações da EDP.

O projeto, protegido nacionalmente com uma patente nacional (Anexo A) e um modelo de utilidade (Anexo B), tem sido reconhecido em concursos de inovação nacionais e internacionais, como são o caso do *IET Innovation Awards 2014* (Anexo C), Prémio EDP Inovação 2013 (Anexo D), Arrisca C 2012 (Anexo E) e 9º Concurso Nacional Poliemprende (Anexo F).

O protótipo funcional desenvolvido durante esta dissertação pretende demonstrar os conhecimentos adquiridos ao longo da formação académica subjacente. Este projeto envolve conhecimentos consideráveis de engenharia eletrotécnica, com uma grande componente de desenvolvimento de *software* e *hardware* além de toda investigação implícita. Embora a componente mecânica e de propriedades dos materiais, conhecimentos adquiridos durante o programa curricular, não sejam de considerável relevância no desenvolvimento desta dissertação, a oportunidade de desenvolvimento desta tecnologia criou uma oportunidade de grande aprendizagem no âmbito da eletrónica de potência, de aquisição de sinal e de programação.

7.2 Sugestões para Trabalho Futuro

O dispositivo proposto, e apresentado durante a dissertação, permite o arranque suave dos motores de indução trifásicos com rotor em gaiola de esquilo e o controlo do

tipo de ligação dos enrolamentos estatóricos em função do nível de carga. Permite ainda uma proteção do motor contra problemas de falta de alimentação elétrica (falta de fase). Embora as vantagens tenham sido já enumeradas, há um grande conjunto de funcionalidades que em trabalho futuro podem ser adicionadas ao dispositivo.

Ao nível do seu funcionamento, deve ser prevista proteção contra temperaturas excessivas através da implementação de sensores de temperatura. Uma vez que se trata de eletrónica de potência, é necessário garantir que este dispositivo não ultrapasse os limites físicos de temperatura dos componentes eletrónicos utilizados.

Como o objetivo final no desenvolvimento do dispositivo é a sua implementação no interior da caixa de terminais do motor, este proporciona uma capacidade inexistente em todas as tecnologias utilizadas atualmente, a capacidade de manutenção preventiva do motor. Analisando a vibração do motor, através de um acelerómetro, é possível analisar o comportamento do motor e identificar, por exemplo, o desgaste dos enrolamentos do próprio motor, ou de problemas de acoplamento à carga a que este está acoplado.

Com vista à capacidade de monitorização externa por parte do utilizador, e para que seja possível a este ter acesso, por exemplo, aos consumos e às poupanças obtidas em regimes de carga baixa, é possível a implementação de um protocolo de comunicação (por exemplo Bluetooth) compatível com os dispositivos portáteis (por exemplo *smartphones*) comuns nos dias de hoje.

É ainda possível, numa fase mais avançada, o desenvolvimento de redes de comunicação entre dispositivos que permitam a monitorização e controlo centralizados de todos os equipamentos presentes numa instalação. Desta forma é possível, por exemplo, o desenvolvimento de uma base de dados que permita identificar todas as máquinas presentes na instalação e conhecer os seus padrões de funcionamento, ter acesso aos consumos energéticos de cada máquina, criar históricos de anomalias ou problemas identificados, entre tantas outras características.

Estes trabalhos futuros, aqui apresentados, serão progressivamente implementados pela equipa de desenvolvimento do dispositivo proposto, nas suas diversas áreas.

Bibliografia

- [1] F. J. T. E. Ferreira, A. T. d. Almeida, G. Baoming, S. P. Faria e J. M. Marques, “Automatic Change of the Stator-Winding Connection of Variable-Load Three-Phase Induction Motors to Improve the Efficiency and Power Factor,” em *ICIT*, Hong Kong, 2005.
- [2] F. J. T. E. Ferreira e M. V. Cistelec, “Simulating Multi-Connection, Three-Phase, Squirrel-Cage, Induction Motors by Means of Changing the Per-Phase Equivalent Circuit Parameters,” em *Proceedings of the 2008 International Conference on Electrical Machines*, 2008.
- [3] WEG, “WEG,” 2014. [Online]. Available: <http://www.weg.net/files/photos-products/W22-B3T-All-Frames-RAL-6002-G.jpg>. [Acedido em 29 07 2014].
- [4] A. d. Almeida, H. Falkner, J. Fong e K. Jugdoyal, “Eco-design of Electric motors,” 24 2014. [Online]. Available: http://www.eco-motors-drives.eu/Eco/Documents_files/EuP-LOT-30-Task-2-April-2014.pdf. [Acedido em 21 8 2014].
- [5] Capiel, “Capiel,” 09 11 2010. [Online]. Available: http://www.capiel.eu/data/Journal_capiel-EN-BAT091110.pdf. [Acedido em 28 07 2014].
- [6] Schneider Electric, “High-efficiency motors: what does the European directive change about motor starter’s choice?,” 14 05 2014. [Online]. Available: <http://blog.schneider-electric.com/machine-and-process-management/2014/05/14/high-efficiency-motors-european-directive-change-motor-starters-choice/>. [Acedido em 28 07 2014].
- [7] Capiel, “Capiel,” 20 04 2012. [Online]. Available: http://www.capiel.eu/data/Journal_CAPIEL_MOTEUR-2_EN.pdf. [Acedido em 28 07 2014].
- [8] DGGE, Regras Técnicas das Instalações Elétricas de Baixa Tensão, Portugal: CERTIEL, 2006.
- [9] A. T. d. Almeida, F. J. T. E. Ferreira, J. Fong e P. Fonseca, “EuP-Netzwerk,” 18 02 2008. [Online]. Available: http://www.eup-network.de/fileadmin/user_upload/Produktgruppen/Lots/Final_Documents/Lot11_Motors_FinalReport.pdf. [Acedido em 18 08 2014].
- [10] A. Francisco, Motores Eléctricos, Portugal: LIDEL, 2009.
- [11] ABB, “ABB,” 6 2014. [Online]. Available: [http://www05.abb.com/global/scot/scot234.nsf/veritydisplay/1018a82e36b29462c1257d41002b3470/\\$file/TM025%20EN%2008-2014%20IEC60034-30-1_lowres.pdf](http://www05.abb.com/global/scot/scot234.nsf/veritydisplay/1018a82e36b29462c1257d41002b3470/$file/TM025%20EN%2008-2014%20IEC60034-30-1_lowres.pdf). [Acedido em 2 12 2014].
- [12] WEG, “WEG,” 2014. [Online]. Available: <http://www.weg.net/files/photos-products/CWCA0-G.jpg>. [Acedido em 2 12 2014].
- [13] Teledyne, “Teledyne,” 2013. [Online]. Available: <http://www.teledynereleys.com/pdf/ISSR%20Selection%20Guide.pdf>. [Acedido em 29 07 2014].
- [14] crydom, “crydom,” 2011. [Online]. Available: http://www.digikey.com/Web%20Export/Supplier%20Content/Crydom_172/PDF/crydom-techtip-why-use-ssr.pdf?redirected=1. [Acedido em 29 07 2014].
- [15] celduc relais, “celduc relais,” 23 11 1999. [Online]. Available: <http://www.celduc-relais.com/all/pdfcelduc/PrincipeUK.pdf>. [Acedido em 09 07 2014].
- [16] Phidgets Inc., “Phidgets Inc.,” 21 04 2014. [Online]. Available: http://www.phidgets.com/wiki/index.php?title=Special:PdfPrint&page=Solid_State_Relay_Primer. [Acedido em 29 07 2014].
- [17] Eaton, “Eaton,” 07 2014. [Online]. Available: http://pl.moeller.net/image?doc_name=2210PIC-212&locale=en&type=Big. [Acedido em 21 8 2014].
- [18] WEG, “WEG,” 07 2014. [Online]. Available: <http://ecatalog.weg.net/files/wegnet/WEG-soft-starters-10525004-catalogo-portugues-br.pdf>. [Acedido em 29 07 2014].
- [19] WEG, “WEG,” [Online]. Available: http://www.weg.net/files/photos-products/SSW-05_G.jpg. [Acedido em 29 07 2014].
- [20] WEG, “WEG,” 26 11 2012. [Online]. Available: <http://ecatalog.weg.net/files/wegnet/WEG-ssw-05-manual-do-usuario-0899.5119-2.3x-manual-portugues-br.pdf>. [Acedido em 2 12 2014].

- [21] PowerSines, "PowerSines," 20 09 2009. [Online]. Available: <http://www.powersines.com/Electric-Motor-Efficiency/SinuMEC>. [Acedido em 29 07 2014].
- [22] Allegro MicroSystems LLC, "Allegro MicroSystems LLC," 2014. [Online]. Available: <http://www.allegromicro.com/en/Products/Current-Sensor-ICs.aspx>. [Acedido em 22 08 2014].
- [23] PowerSines, "PowerSines," 20 10 2009. [Online]. Available: http://www.powersines.com/var/56/387256-sinuMEC_Web%20Oct09.pdf. [Acedido em 29 07 2014].
- [24] F. J. T. E. Ferreira e A. T. d. Almeida, "Method for In-Field Evaluation of the Stator Winding Connection of Three-Phase Induction Motors to Maximize Efficiency and Power Factor," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 21, n° 2, p. 11, 06 2006.
- [25] Powersim, "Powersim," 2014. [Online]. Available: <http://powersimtech.com/why-psim/>. [Acedido em 21 08 2014].
- [26] J. F. d. S. Carvalho, Máquinas Assíncronas, Motores de Indução, 2011.
- [27] H. A. Toliyat e G. B. Kliman, Handbook of Electrical Motors, Marcel Dekker, Inc., 2004.
- [28] A. E. Fitzgerald, C. K. Jr. e S. D. Umans, Electric Machinery, The McGraw-Hill Companies, Inc., 2003.
- [29] Keil, "Keil," 2013. [Online]. Available: <http://www.keil.com/uvision/>. [Acedido em 28 08 2014].
- [30] FreeRTOS, "FreeRTOS," 14 01 2014. [Online]. Available: <http://www.freertos.org>. [Acedido em 18 09 2014].
- [31] STMicroelectronics, "STMicroelectronics," 04 06 2013. [Online]. Available: <http://www.st.com/st-web-ui/static/active/en/resource/technical/document/datasheet/DM00037051.pdf>. [Acedido em 02 10 2014].
- [32] STMicroelectronics, "STMicroelectronics," 01 2003. [Online]. Available: <http://www.st.com/st-web-ui/static/active/en/resource/technical/document/datasheet/CD00001944.pdf>. [Acedido em 02 10 2014].
- [33] ON Semiconductor, "ON Semiconductor," 04 2013. [Online]. Available: http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/LM317-D.PDF. [Acedido em 02 10 2014].
- [34] ST Microelectronics, "ST Microelectronics," 2014. [Online]. Available: <http://www.st.com/web/en/catalog/mmc/FM141/SC1169/SS1577/LN1035/PF252144>. [Acedido em 22 08 2014].
- [35] ST Microelectronics, "ST Microelectronics," 2014. [Online]. Available: <http://www.st.com/web/catalog/tools/FM116/SC959/SS1532/PF252419?sc=internet/evalboard/product/252419.jsp>. [Acedido em 22 08 2014].
- [36] STMicroelectronics, "STMicroelectronics," 01 09 2012. [Online]. Available: http://www.st.com/st-web-ui/static/active/en/resource/technical/layouts_and_diagrams/schematic_pack/stm32f4discovery_sch.zip. [Acedido em 09 10 2014].
- [37] Cadsoft Eagle, "Cadsoft Eagle," 2011. [Online]. Available: <http://www.cadsoftusa.com>. [Acedido em 27 08 2014].
- [38] STMicroelectronics, "STMicroelectronics," 2014. [Online]. Available: <http://www.st.com/web/catalog/tools/FM146/CL1984/SC724/SS1677/PF251168?sc=internet/evalboard/product/251168.jsp>. [Acedido em 02 10 2014].
- [39] STMicroelectronics, "STMicroelectronics," 18 10 2012. [Online]. Available: http://www.st.com/st-web-ui/static/active/en/resource/technical/document/user_manual/DM00026748.pdf. [Acedido em 09 10 2014].
- [40] Allegro MicroSystems LLC, "Allegro MicroSystems LLC," 16 11 2012. [Online]. Available: <http://www.allegromicro.com/~media/Files/Datasheets/ACS712-Datasheet.ashx>. [Acedido em 22 08 2014].
- [41] On Semiconductor, "On Semiconductor," 12 2011. [Online]. Available: <http://www.onsemi.com/pub/Collateral/MC33201-D.PDF>. [Acedido em 27 8 2014].
- [42] LEM, "LEM," 20 11 2012. [Online]. Available: <http://www.lem.com/docs/products/lv%2025-p.pdf>. [Acedido em 30 8 2014].
- [43] Fairchild, "Fairchild," 05 07 2002. [Online]. Available: <http://www.fairchildsemi.com/an/AN/AN-3004.pdf>. [Acedido em 26 08 2014].

- [44] Vishay, “Vishay,” 02 12 2011. [Online]. Available: <http://www.vishay.com/docs/83690/brt21.pdf>. [Acedido em 27 08 2014].
- [45] NXP, “NXP Semiconductors,” 23 09 2014. [Online]. Available: http://www.nxp.com/documents/data_sheet/BC847_SER.pdf. [Acedido em 2014 10 23].
- [46] ST Microelectronics, “ST Microelectronics,” 05 07 2007. [Online]. Available: <http://www.st.com/st-web-ui/static/active/en/resource/technical/document/datasheet/CD00002264.pdf>. [Acedido em 31 08 2014].
- [47] ST Microelectronics, “ST Microelectronics,” 30 01 2014. [Online]. Available: <http://www.st.com/st-web-ui/static/active/en/resource/technical/document/datasheet/DM00100707.pdf>. [Acedido em 31 08 2014].
- [48] NXP Semiconductors, “NXP Semiconductors,” [Online]. Available: http://www.nxp.com/documents/application_note/APPCHP6.pdf. [Acedido em 31 08 2014].
- [49] NXP Semiconductors, “NXP Semiconductors,” [Online]. Available: http://www.nxp.com/documents/application_note/AN_GOLDEN_RULES.pdf. [Acedido em 31 08 2014].
- [50] ST Microelectronics, “ST Microelectronics,” 2014. [Online]. Available: http://www.st.com/web/en/catalog/sense_power/FM144/CL1221/SC124. [Acedido em 31 08 2014].
- [51] STMicroelectronics, “STMicroelectronics,” 2014. [Online]. Available: http://www.st.com/st-web-ui/static/active/en/resource/technical/document/application_note/CD00003865.pdf. [Acedido em 17 09 2014].
- [52] ST Microelectronics, “ST Microelectronics,” 22 10 2007. [Online]. Available: http://www.st.com/web/en/resource/technical/document/application_note/CD00004096.pdf. [Acedido em 24 10 2014].
- [53] MathPages, “MathPages,” [Online]. Available: <http://www.mathpages.com/home/kmath323/kmath323.htm>. [Acedido em 27 10 2014].
- [54] Vishay, “Vishay,” 04 09 2013. [Online]. Available: <http://www.vishay.com/docs/29079/varintro.pdf>. [Acedido em 27 10 2014].
- [55] EPCOS, “EPCOS,” 8 2011. [Online]. Available: <http://elimex.bg/userfiles/editor/file/techspecificationspdf/4/46377.pdf>. [Acedido em 27 10 2014].
- [56] EPCOS, “EPCOS,” 4 2011. [Online]. Available: <http://www.epcos.com/blob/531308/download/2/siov-applications.pdf>. [Acedido em 27 10 2014].

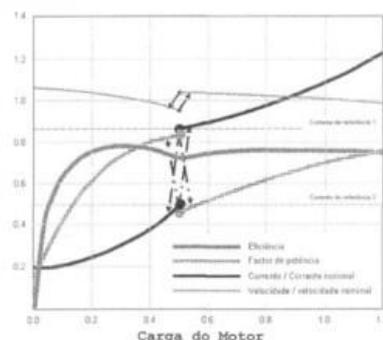
Anexo A

PATENTE DE INVENÇÃO NACIONAL Nº 104070

RELÉ INTELIGENTE PARA MELHORAMENTO DO DESEMPENHO E DA PROTECÇÃO DOS MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS

Síntese do Processo

Nº do Pedido	2618
Data de Apresentação	26-05-2008
Data do Pedido	26-05-2008
Fase Actual	PATENTE CONCEDIDA
Data de Início da Fase	30-07-2010
Data de Fim Previsto	26-05-2028
Situação de Taxas	PAGAMENTO DE RENOVAÇÃO
Data de Início da Sit.	27-11-2014
Data de Fim Previsto da Sit.	26-05-2015
Taxas Pagas	7
Taxas Devidas	0
BPI 1ª Publicação	26-11-2009
Data do Despacho	27-07-2010
BPI do Despacho	30-07-2010
Data de Início de Vigência	26-05-2008
Data Limite de Vigência	26-05-2028
Titulares	
Mandatário	---
Classificação Internacional	H01H 47/00 (2006.01)
Processo em Tribunal	NÃO
Tribunal	---
Data de Envio	---



Texto do Resumo

A PRESENTE INVENÇÃO, CONSISTE NUM DISPOSITIVO ELECTRÓNICO CUJA PRINCIPAL E INOVADORA FUNCIONALIDADE VISA MELHORAR SIGNIFICATIVAMENTE O RENDIMENTO E O FACTOR DE POTÊNCIA DOS MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS ATRAVÉS DA COMUTAÇÃO AUTOMÁTICA E INTELIGENTE DA LIGAÇÃO DOS ENROLAMENTOS ESTATÓRICOS (QUE PODE SER EM ESTRELA OU EM TRIÂNGULO) EM FUNÇÃO DO VALOR DA CORRENTE DE LINHA DO MOTOR. ESTE DISPOSITIVO COMBINA AINDA OUTRAS FUNCIONALIDADES ÚTEIS, NOMEADAMENTE A OPTIMIZAÇÃO DO ARRANQUE ESTRELA-TRIÂNGULO (CONCEITO INOVADOR FACE AOS MÉTODOS CONVENCIONAIS) E A PROTECÇÃO DO MOTOR CONTRA SOBRECORRENTES (OU SOBRECARGAS), SOBRETENPERATURAS E DESEQUILÍBRIOS EXCESSIVOS DE FASES. SEGUNDO PESQUISAS EFECTUADAS PELO INVENTOR, O PRINCIPIO SUBJACENTE À COMUTAÇÃO INTELIGENTE DA LIGAÇÃO DOS ENROLAMENTOS ESTATÓRICOS DOS MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS, É UM CONCEITO INOVADOR À ESCALA MUNDIAL NO QUE DIZ RESPEITO À SUA APLICAÇÃO PARA O FIM PROPOSTO, SENDO A INTEGRAÇÃO DAS OUTRAS FUNCIONALIDADES NO MESMO DISPOSITIVO TAMBÉM UM CONCEITO INOVADOR.



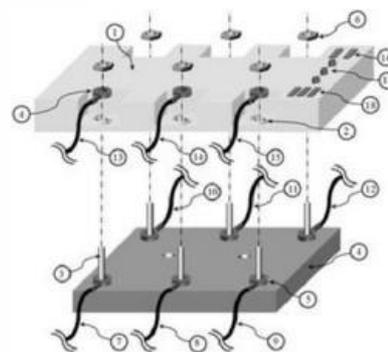
Anexo B

MODELO DE UTILIDADE NACIONAL Nº 10828

DISPOSITIVO ELECTRÓNICO PARA ALTERAÇÃO DO MODO DE LIGAÇÃO DOS ENROLAMENTOS ESTATORIOS DE MOTORES TRIFÁSICOS

Síntese do Processo

Nº do Pedido	1000033949
Data de Apresentação	29-04-2012
Data do Pedido	29-04-2012
Fase Actual	REGISTO CONCEDIDO
Data de Início da Fase	05-02-2013
Data de Fim Previsto	29-04-2022
Situação de Taxas	TAXAS PAGAS
Data de Início da Sit.	25-11-2014
Data de Fim Previsto da Sit.	30-10-2015
Taxas Pagas	4
Taxas Devidas	0
BPI 1ª Publicação	29-10-2012
Data do Despacho	31-01-2013
BPI do Despacho	05-02-2013
Data de Início de Vigência	29-04-2012
Data Limite de Vigência	29-04-2022
Titulares	
Mandatário	---
Classificação Internacional	H02K 3/00 (2006.01)
Processo em Tribunal	NÃO
Tribunal	---

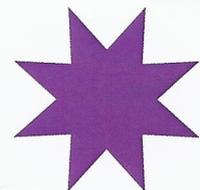


Data de Envio ---

Texto do Resumo

O PRESENTE MODELO DE UTILIDADE REFERE-SE A UM DISPOSITIVO ELECTRÓNICO PARA ALTERAÇÃO DO MODO DE LIGAÇÃO DOS ENROLAMENTOS ESTATÓRICOS DE MOTORES TRIFÁSICOS, CARACTERIZADO POR UM INVÓLUCRO COMPACTO (1) COM UM CONJUNTO DE TERMINAIS CONDUTORES (ORIFÍCIOS METALIZADOS) (2, 19-23) QUE ENCAIXAM DIRECTAMENTE NOS PERNOS ROSCADOS (3) DO BLOCO DE TERMINAIS DO MOTOR (4) E, COM O AUXÍLIO DE PORCAS E ANILHAS (6), PERMITEM A SUA FIXAÇÃO MECÂNICA E O ESTABELECIMENTO DOS DEVIDOS CONTACTOS ELÉCTRICOS COM OS TERMINAIS ACESSÍVEIS DOS ENROLAMENTOS ESTATÓRICOS (5, 7-12) (QUE PODEM SER SEIS OU MAIS, CONSOANTE O CASO) E OS TERMINAIS DOS CABOS DE ALIMENTAÇÃO (13-15) DO MOTOR. ESTE DISPOSITIVO PODERÁ INCORPORAR UMA OU MAIS PORTAS DE COMUNICAÇÃO DIGITAL (P. EX., USB, CAN OU OUTRAS) (16), PEQUENOS INTERRUPTORES/COMUTADORES (17) E/OU POTENCIÓMETROS (18). ESTE DISPOSITIVO INTEGRA COMPONENTES ELECTRÓNICOS DE POTÊNCIA (27) E RESPECTIVOS CIRCUITOS DE CONTROLO/COMANDO (24), CIRCUITOS ELECTRÓNICOS DE CONTROLO E PROCESSAMENTO (26), ALIMENTAÇÃO E ACONDICIONAMENTO DE SINAL (25) E SENSORES DE CORRENTE E TENSÃO (28), CARACTERIZANDO-SE POR PERMITIR ALTERAR, DE FORMA AUTOMÁTICA OU POR COMANDO EXTERNO (LOCAL OU À DISTÂNCIA), O MODO DE LIGAÇÃO (P. EX., ESTRELA/TRIÂNGULO) DOS ENROLAMENTOS ESTATÓRICOS DE MOTORES TRIFÁSICOS, DENTRO DA SUA PRÓPRIA CAIXA DE TERMINAIS. ESTA ALTERAÇÃO PODERÁ SER FEITA EM FUNÇÃO, P. EX., DA CORRENTE DE FASE OU LINHA, DA TENSÃO COMPOSTA, DA POTÊNCIA ACTIVA ABSORVIDA E/OU DO TEMPO DE FUNCIONAMENTO DO MOTOR. O OBJECTIVO DESTES DISPOSITIVOS É MELHORAR O RENDIMENTO E O FACTOR DE POTÊNCIA EM REGIME PERMANENTE E/OU REALIZAR O ARRANQUE ESTRELA/TRIÂNGULO DE MOTORES TRIFÁSICOS, SUBSTITUINDO OS TRADICIONAIS CONTACTORES EXTERNOS PARA ALTERAÇÃO DO MODO DE LIGAÇÃO DOS ENROLAMENTOS ESTATÓRICOS. PODE AINDA INTEGRAR OUTRAS FUNCIONALIDADES ACESSÓRIAS RELACIONADAS COM A PROTECÇÃO, O DIAGNÓSTICO DE AVARIAS E A MONITORIZAÇÃO DO CONSUMO DOS MOTORES.

Anexo C



The IET Innovation Awards 2014

This is to certify that

OptiSigma - Energia & Ambiente, Lda. and University of Coimbra

are awarded

Highly Commended

in the **Power / Energy** category
of the IET Innovation
Awards 2014

19 November 2014

Nigel Fine
IET Chief Executive and Secretary

William Webb
IET President

Anexo D

prémio edp

INOVAÇÃO

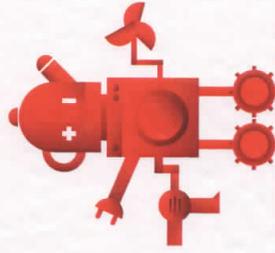


Diploma
Vencedor
Miguel Oliveira

InSwitch
Participou e foi vencedor
do **Prémio EDP Inovação 2013.**

António Mexia
Presidente do Conselho
de Administração Executivo da EDP

A blue ink handwritten signature of António Mexia.



Anexo E

Concurso de Planos de Negócio Arrisca C 2012

www.arrisca-c.pt

Certifica-se que foi atribuído ao Plano de Negócio

MSwitch

o **Prémio ISA**

do Concurso de Planos de Negócio **Arrisca C 2012**, organizado pela Universidade de Coimbra, Direção-Geral da AAC, IPN-Incubadora, Instituto Politécnico de Coimbra, Associação Comercial e Industrial de Coimbra, Clube de Empresários de Coimbra, Associação Nacional de Jovens Empresários, Coimbra
Inovação Parque, Biocant, Instituto Politécnico de Leiria, Incubadora D. Dinis, Parque Tecnológico de Óbidos e NERLEI.

Coimbra, 14 de janeiro de 2013

O Presidente do Júri

Manoel Santos Com H. de Oliveira

Organização:



UNIVERSIDADE DE COIMBRA



Instituto Politécnico de Coimbra



ACIC



Faculdade de Ciências e Tecnologia



iddnet
TECNOLOGIA E INOVAÇÃO



IPL
INSTITUTO POLITÉCNICO DE LEIRIA



AEF



IPN
INCUBADORA



anje



IPARQUE
COIMBRA



Associação Nacional de Jovens Empresários



Associação Comercial e Industrial de Coimbra



Biocant



NERLEI

Anexo F



concurso
poliemprende :

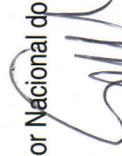
Projetos de vocação empresarial

Certificado

Certifica-se que **JOSÉ MIGUEL PINHEIRO OLIVEIRA** do Instituto Politécnico de Coimbra participou com o projeto «eSwitch», no 9º Concurso Nacional Poliemprende, tendo sido distinguido com o **1º prémio**.

Viseu, 12 de outubro de 2012

O Coordenador Nacional do 9º Poliemprende



Professor Samuel Barros