



Universidade do Minho

Luís Filipe Carvalho Machado

Acionamento Eletrónico de Velocidade Variável com Retificador Ativo para Motor de Indução Trifásico

Dissertação submetida na Universidade do Minho
para a obtenção do grau de Mestre em
Engenharia Eletrónica Industrial e de Computadores

Trabalho realizado sob orientação do
Professor Doutor João Luiz Afonso

Janeiro de 2019

DECLARAÇÃO

Luís Filipe Carvalho Machado

Endereço eletrónico: a72069@alunos.uminho.pt Telefone: 962168475

Número do Cartão de Cidadão: 14864663

Título da Dissertação:

Acionamento Eletrónico de Velocidade Variável com Retificador Ativo para Motor de Indução Trifásico

Orientador:

Professor Doutor João Luiz Afonso

Ano de Conclusão: 2019

Dissertação submetida na Universidade do Minho para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Eletrónica Industrial e de Computadores

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: _____

Aos meus pais.

Agradecimentos

Apesar de uma dissertação de mestrado ser um trabalho individual, há contributos diversos que não podem nem devem deixar de ser referidos. Como tal, correndo o risco de injustamente não mencionar alguns desses contributos, pretendo transmitir os meus sinceros agradecimentos.

Em primeiro lugar, agradeço ao meu orientador Doutor João Luiz Afonso pela disponibilidade, apoio e exigência demonstrada, bem como pelas sugestões e críticas apresentadas durante a orientação.

Um agradecimento aos investigadores e doutorados do Grupo de Eletrónica de Potência e Energia (GEPE), pela disponibilidade sempre demonstrada para esclarecimento de dúvidas e pelas críticas e sugestões dadas ao longo da dissertação. Agradeço-lhes também pelo ambiente amigável proporcionado em todos os momentos passados no laboratório do GEPE bem como nas atividades extracurriculares. Um agradecimento especial para o engenheiro Tiago Sousa pelo incansável apoio prestado.

Agradeço ao Doutor António Monteiro pelos conhecimentos transmitidos relativos à parte mecânica envolvida neste trabalho de dissertação e pelos conselhos sugeridos referentes ao projeto e conceção de componentes mecânicos.

Agradeço também aos técnicos Ângela Macedo, Carlos Torres e Joel Almeida pela simpatia e empenho com que prestaram os seus serviços.

Agradeço aos meus colegas e amigos Rafael Leite, Daniel Peixoto, Pedro Lima, Simão Almeida, Ana Rodrigues, Cátia Oliveira, Luís Mota e Tiago Carvalho pelo convívio e o ótimo ambiente de trabalho que possibilitaram e, sobretudo, pela disponibilidade demonstrada, incentivo e ajuda prestada.

Agradeço aos meus amigos e familiares, em especial aos meus pais pelo apoio incondicional, pela força e incentivo sempre prestados e por terem disponibilizado todos os recursos que foram necessários à minha formação.

Por último, agradeço à Cátia Fernandes por toda a motivação, paciência, carinho e apoio concedidos nos momentos de maior desalento que surgiram durante a realização deste trabalho de dissertação.

Este trabalho de mestrado está enquadrado no projeto de IC&DT “*Quality4Power - Enhancing the Power Quality for Industry 4.0 in the era of Microgrids*”, financiado pela Fundação para a Ciência e Tecnologia, com a referência PTDC/EEI-EEE/28813/2017.

Este trabalho de mestrado está enquadrado no projeto de IC&DT “*DAIPESEV – Development of Advanced Integrated Power Electronic Systems for Electric Vehicles*”, financiado pela Fundação para a Ciência e Tecnologia, com a referência PTDC/EEI-EEE/30382/2017.

Resumo

Grande parte da energia elétrica consumida em todo o mundo está relacionada com o uso de motores elétricos, concretamente com o uso de motores de indução trifásicos em aplicações industriais. O acionamento destes motores por variadores eletrónicos de velocidade (VEVs) é uma solução relativamente recente, no entanto, já bastante utilizada na indústria.

Por norma, os VEVs para motores de indução empregam uma ponte retificadora a díodos com o intuito de fornecer potência ao barramento CC a partir da rede elétrica. Apesar de este tipo de retificadores ser uma solução económica, estes contribuem para a degradação da qualidade de energia elétrica, dado que consomem correntes com elevado conteúdo harmónico que, por sua vez, provocam distorções na forma de onda da tensão e baixo fator de potência a montante do VEV. Além disso, não permitem inverter o fluxo de energia, tornando, por isso, inviável o processo de travagem regenerativa. Os conversores CA-CC ativos, ou retificadores ativos, surgem desta forma como solução aos problemas de qualidade de energia elétrica dos conversores CA-CC tradicionais, permitindo o consumo de corrente sinusoidal, com fator de potência unitário, o controlo da tensão ou corrente do barramento CC e um fluxo bidirecional de potência.

Deste modo, a presente dissertação visa o estudo teórico, implementação e respetiva comprovação experimental de um acionamento eletrónico de velocidade variável, com conversor CA-CC ativo trifásico e conversor CC-CA trifásico do tipo fonte de tensão, para motores de indução. A solução proposta é capaz de permitir, para além do controlo da velocidade de rotação do motor, o arranque e paragem suave, a troca rápida de velocidade (na qual se inclui também a inversão do sentido de rotação), consumo de correntes sinusoidais, equilibradas e em fase com as tensões da rede elétrica e ainda a operação no modo bidirecional, viabilizando a injeção de energia à rede elétrica em processos de travagem ou inversão de velocidade do motor.

Palavras-Chave: Variador Eletrónico de Velocidade (VEV), Retificador Ativo, Motor de Indução, Travagem Regenerativa, Qualidade de Energia Elétrica.

Abstract

A large amount of the electricity consumed worldwide is related to the use of electric motors, specifically with the use of three-phase induction motors in industrial applications. The use of variable speed drives (VSDs) in these motors is a relatively recent solution, however, already widely used in the industry.

Normally, the VSDs for induction motors employ a diode bridge rectifier in order to supply power to the DC-link from the electrical power grid. Although this type of rectifiers is an economical solution, they contribute to the degradation of the electric power quality, since they consume currents with high harmonic content that, consequently, cause distortions in the voltage waveforms and low power factor upstream the VSD. In addition, they do not allow the energy flow to be reversed, making the regenerative braking process impracticable. The active AC-DC converters, or active rectifiers, appear as a solution to the electrical power quality problems of traditional AC-DC converters, allowing a sinusoidal current consumption, with unitary power factor, voltage or current control of the DC-link and a bidirectional power flow.

Thus, the present dissertation aims at the theoretical study, implementation and respective experimental verification of an electronic variable speed drive (VSD) for induction motors using a three-phase active AC-DC converter and a three-phase DC-AC converter of the voltage source type. Besides controlling the rotational speed of the motor, the proposed solution is capable of allowing the start and soft stop, quick speed changes (which also includes the reversal of the rotation direction), sinusoidal current consumption in phase with the power grid voltage and also the operation in bidirectional mode, making possible the injection of energy into the power grid in braking processes or motor rotation reversal.

Keywords: Variable Speed Drive (VSD), Active Rectifier, Induction Motor, Regenerative Braking, Power Quality.

ÍNDICE

Agradecimentos	v
Resumo	vii
Abstract.....	ix
Lista de Figuras.....	xv
Lista de Tabelas	xxiii
Lista de Siglas e Acrónimos	xxv
Capítulo 1 Introdução.....	1
1.1 O Problema Energético e os Motores Elétricos	1
1.2 Considerações a Ter em Conta na Utilização dos Motores Elétricos.....	4
1.3 Variadores de Velocidade	6
1.4 Motivações.....	11
1.5 Objetivos.....	12
1.6 Organização da Dissertação	13
Capítulo 2 Motor de Indução Trifásico	15
2.1 Introdução	15
2.2 Constituição do Motor de Indução Trifásico	16
2.3 Princípio de Funcionamento do Motor de Indução Trifásico.....	17
2.4 Circuito Equivalente do Motor de Indução	19
• Potência e Binário no Rotor do Motor de Indução	22
2.5 Métodos de Variação de Velocidade nos Motores de Indução Trifásicos	23
2.5.1 Variação do Número de Polos	23
2.5.2 Variação do Deslizamento	24
2.5.3 Variação da Frequência	25
2.6 Regiões de Operação do Motor de Indução	27
2.7 Técnicas de Travagem	29
2.7.1 Travagem por Contra-Corrente.....	29
2.7.2 Travagem Dinâmica	30
2.7.3 Travagem Regenerativa	31
2.8 Conclusão	32
Capítulo 3 Variadores Eletrónicos de Velocidade.....	33
3.1 Introdução	33
3.2 Estrutura de um Sistema VEV	34
3.3 Inversores de Potência Usados em VEVs	35
3.3.1 Inversor Fonte de Corrente	35
3.3.2 Inversor Fonte de Tensão.....	37
3.4 Retificadores de Potência para VEVs	38
3.4.1 Retificadores Ativos a Três Fios.....	40
3.4.2 Retificadores Ativos a Quatro Fios.....	42
3.5 Técnicas de Modulação para Conversores Fonte de Tensão.....	44
3.5.1 <i>Sinusoidal Pulse-Width Modulation</i>	45

3.5.2	<i>Space Vector Pulse-Width Modulation</i>	47
3.6	Controlo dos Retificadores Ativos.....	50
3.6.1	Algoritmo de Sincronização com a Rede Elétrica.....	50
3.6.2	Algoritmos de Controlo de Corrente.....	52
3.6.3	Controlo de Corrente por Histerese.....	52
3.6.4	Controlo de Corrente Proporcional-Integral Estacionário.....	54
3.6.5	Controlo de Corrente Preditivo com Modulação SPWM.....	56
3.7	Controlo do Motor de Indução Trifásico.....	59
3.7.1	Controlo Volts por Hertz.....	60
	• Controlo Volts por Hertz em malha aberta.....	61
	• Controlo Volts por Hertz em malha fechada.....	62
3.7.2	Controlo Vetorial por Orientação de Campo.....	64
	• Estimção da Posição do Fluxo Magnético no Rotor.....	66
3.8	Variadores de Velocidade Comerciais para Motores de Indução.....	68
3.8.1	Controladores da Empresa <i>ABB</i>	69
3.8.2	Controladores da Empresa <i>GEFRAN</i>	70
3.8.3	Controladores da Empresa <i>Omron</i>	71
3.9	Conclusões.....	71
Capítulo 4	Simulação do Variador Eletrónico de Velocidade.....	75
4.1	Introdução.....	75
4.2	Modelo de Simulação do Sistema VEV.....	76
4.2.1	Modelo de Simulação do Motor de Indução.....	76
4.2.2	Modelo de Simulação do Andar de Potência do VEV.....	78
4.2.3	Modelo de Simulação do Sistema de Controlo do VEV.....	80
4.3	Resultados de Simulação do Retificador Ativo.....	81
4.3.1	Sincronização com a Rede Elétrica.....	83
4.3.2	Controlo da Tensão do Barramento CC.....	84
4.3.3	Controlo de Corrente Preditivo.....	88
4.3.4	Modulador PWM.....	95
	• Compensação do <i>Deadtime</i>	97
4.4	Resultados de Simulação do Sistema de Tração.....	98
4.4.1	Operação do Motor de Indução em Vazio.....	100
4.4.2	Operação do Motor de Indução com uma Carga de 40 Nm.....	103
4.5	Resultados de Simulação Integral do Sistema VEV.....	107
4.6	Conclusões.....	109
Capítulo 5	Desenvolvimento do Variador Eletrónico de Velocidade.....	111
5.1	Introdução.....	111
5.2	Sistema de Controlo.....	113
5.2.1	<i>Digital Signal Controller</i> (DSC).....	114
5.2.2	Sensores de Tensão.....	116
5.2.3	Sensores de Corrente.....	118
5.2.4	Sensor para Medição da Velocidade do Rotor.....	119
5.2.5	Placa de Condicionamento de Sinal.....	120
5.2.6	Placa de Comando.....	123
5.2.7	Placa de Relés.....	124
5.2.8	Placa de <i>Input/Output</i>	125
5.2.9	Placa com Conversor Digital para Analógico.....	126
5.2.10	Interface com o Utilizador.....	126
5.3	Sistema de Potência.....	130
5.3.1	Circuito de Acoplamento à Rede Elétrica.....	130
5.3.2	Retificador e Inversor.....	132
5.3.3	Barramento CC.....	134
5.3.4	Motor Elétrico.....	135
5.4	Conclusões.....	137

Capítulo 6	Resultados Experimentais	139
6.1	Introdução	139
6.2	Resultados dos Testes Realizados aos Sensores	139
6.2.1	Linearidade dos Sensores de Tensão	140
6.2.2	Linearidade dos Sensores de Corrente	140
6.3	Resultados dos Testes Efetuados à Técnica de Modulação	141
6.4	Resultados do Retificador Ativo	144
6.4.1	Resultados do Sistema de Sincronização com a Rede Elétrica	144
6.4.2	Resultados do Controlo da Tensão do Barramento CC e do Controlo de Corrente	145
6.5	Resultados do Sistema de Tração	151
6.5.1	Motor a Operar em Vazio	152
6.5.2	Motor a Operar com Carga	155
6.6	Resultados do VEV.....	157
6.7	Conclusões	160
Capítulo 7	Conclusão	163
7.1	Conclusões Gerais.....	163
7.2	Sugestões de Trabalho Futuro.....	167
Lista de Referências.....		169

Lista de Figuras

Figura 1.1. Previsão do mercado de motores elétricos por nível de eficiência energética (adaptado de [1]).	3
Figura 1.2. Classes energéticas do regulamento IEC 60034-30-1 para motores de 4 polos (adaptado de [5]).	3
Figura 1.3. Consumo de energia elétrica pelos motores nas principais aplicações (adaptado de [4]).	6
Figura 1.4. Previsão do mercado de VEVs para 2020 (adaptado de CEMEP [5]).	8
Figura 1.5. Diagrama unifilar representativo da alimentação de cargas ligadas a um mesmo ponto.	9
Figura 1.6. Circuito de simulação de uma carga não-linear conectada à rede elétrica num PAC.	10
Figura 1.7. Formas de onda da tensão a jusante do sistema de produção de energia (v_{as} , v_{bs} e v_{cs}), das tensões no ponto de acoplamento comum (v_{a_PAC} , v_{b_PAC} e v_{c_PAC}) e das correntes (i_{aL} , i_{bL} e i_{cL}) consumidas por uma carga não-linear.	10
Figura 2.1. Tipos de motores elétricos CA.	15
Figura 2.2. Ilustração do estator de um motor de indução trifásico (reproduzido de [30]).	16
Figura 2.3. Ilustração do rotor em gaiola de esquilo para motor de indução (reproduzido de [14]).	17
Figura 2.4. Diagrama esquemático do rotor bobinado para um motor de indução.	17
Figura 2.5. Síntese do princípio de funcionamento do motor de indução trifásico.	18
Figura 2.6. Circuito equivalente do motor de indução, por fase, com o secundário (rotor) não referido ao primário (estator).	19
Figura 2.7. Circuito equivalente do rotor de um motor de indução refletido ao estator.	21
Figura 2.8. Circuito equivalente, por fase, de um motor de indução, com o rotor referido ao estator.	21
Figura 2.9. Curvas características binário-velocidade para um conjunto de tensões (V_1 , V_2 , V_3 e V_4 , onde $V_1 < V_2 < V_3 < V_4$) aplicadas a um motor de indução trifásico acionando uma determinada carga.	24
Figura 2.10. Relação entre tensão (V) e frequência de alimentação (f) nas zonas de funcionamento de fluxo constante e enfraquecimento de campo.	25
Figura 2.11. Relação entre binário e frequência de alimentação nas zonas de funcionamento de fluxo constante e enfraquecimento de campo.	26
Figura 2.12. Relação entre o binário e a velocidade nas zonas de funcionamento de fluxo constante e enfraquecimento de campo.	27
Figura 2.13. Regiões de operação da máquina de indução (baseado em [14]).	28
Figura 2.14. Técnica de travagem dinâmica.	30
Figura 3.1. Estrutura básica de um VEV.	34
Figura 3.2. Inversor fonte de corrente trifásico.	36
Figura 3.3. Inversor fonte de tensão trifásico.	37
Figura 3.4. Retificador trifásico a díodos.	39
Figura 3.5. Retificador fonte de tensão a três fios com dois braços.	41
Figura 3.6. Retificador fonte de tensão a três fios com três braços.	42
Figura 3.7. Retificador fonte de tensão a quatro fios com três braços.	43
Figura 3.8. Retificador fonte de tensão a quatro fios com quatro braços.	44
Figura 3.9. Conversor fonte de tensão trifásico.	45

Figura 3.10. Princípio de funcionamento da técnica de modulação SPWM: (a) Esquemático; (b) Sintetização da tensão de saída do comparador na técnica de modulação SPWM: ondas moduladoras para os três braços (ref_a , ref_b e ref_c), onda portadora (v_{por}) e sinais de comando para os IGBTs superiores de cada braço (S_a , S_b e S_c), onda de saída produzida pelo conversor (v_{ab}) e onda de saída filtrada ($v_{ab_filtrado}$).	46
Figura 3.11. Representação do espaço vetorial do inversor fonte de tensão.	48
Figura 3.12. Sequência de comutação no Setor I.	49
Figura 3.13. Diagrama de blocos de uma PLL na sua forma mais simples (adaptado de [59]).	50
Figura 3.14. Diagrama de blocos da PLL baseada na teoria p - q (adaptado de [62]).	51
Figura 3.15. Conversor fonte de tensão com indutâncias de acoplamento à rede.	52
Figura 3.16. Diagrama de blocos da técnica de controlo de corrente por histerese.	53
Figura 3.17. Princípio de funcionamento da técnica de controlo por histerese.	54
Figura 3.18. Diagrama de blocos da técnica de controlo de corrente por PI estacionário.	54
Figura 3.19. Diagrama de blocos de um controlador PI.	55
Figura 3.20. Resposta de um controlador PI para: (a) diferentes valores de k_p ; (b) diferentes valores de k_i	56
Figura 3.21. Formas de onda das correntes de referência, i_{ref_x} , e de medida, i_x , no controlo de corrente por PI estacionário com modulação SPWM.	56
Figura 3.22. Conversor fonte de tensão conectado à rede elétrica.	57
Figura 3.23. Diagrama de blocos da técnica de controlo de corrente preditivo com modulação SPWM (baseado em [54]).	58
Figura 3.24. Formas de onda das correntes de referência, i_{ref_x} , e de medida, i_x , no controlo de corrente preditivo com modulação SPWM.	58
Figura 3.25. Métodos de controlo aplicáveis a motores de indução.	59
Figura 3.26. Diagrama de blocos do método de controlo Volts por Hertz em malha aberta.	61
Figura 3.27. Diagrama de blocos do método de controlo Volts por Hertz em malha fechada.	62
Figura 3.28. Manipulação da curva V/f para operação a baixas velocidades.	63
Figura 3.29. Diagrama de blocos da teoria de controlo vetorial por orientação de campo indireto.	65
Figura 3.30. Sistema de eixos e equações utilizadas na técnica de controlo vetorial por orientação de campo (FOC).	66
Figura 3.31. Desacoplamento entre corrente de quadratura (I_{sq}) e direta (I_{sd}) da corrente no estator com alinhamento do fluxo do rotor e componente direta da corrente do estator alinhada com o eixo d	67
Figura 3.32. Unidade de velocidade variável <i>ABB ACS880-17</i> [83].	69
Figura 3.33. Unidade Equipamentos <i>GEFRAN</i> . (a) Unidade de velocidade variável <i>AFE200</i> da <i>GEFRAN</i> [84]. (b) Unidade de velocidade variável <i>ADV200 HC</i> da <i>GEFRAN</i> [85].	70
Figura 3.34. Unidade de velocidade variável <i>SX-AFE</i> da <i>Omron</i> [86].	71
Figura 4.1. Motor de indução trifásico utilizado.	76
Figura 4.2. Parâmetros necessários para simulação do modelo do motor de indução em ambiente <i>PSIM</i>	77
Figura 4.3. Circuito usado para validação do modelo de simulação do motor elétrico.	77
Figura 4.4. Resultados de simulação do modelo equivalente do motor de indução à carga nominal de 57,1 Nm: (a) Correntes nas três fases do estator (i_a , i_b e i_c); (b) Potência mecânica (p_{mec}) envolvida e velocidade de rotação do rotor (n) em rpm.	78
Figura 4.5. Andar de potência do modelo de simulação do VEV em ambiente <i>PSIM</i>	79
Figura 4.6. Sistema de controlo do modelo de simulação do VEV em ambiente <i>PSIM</i>	80
Figura 4.7. Andar de potência do retificador ativo com circuito de acoplamento à rede elétrica.	81
Figura 4.8. Diagrama de controlo para o estágio retificador.	82

Figura 4.9. Resultados de simulação da PLL para a tensão v_a da rede elétrica com frequência fundamental de 50 Hz: (a) Forma de onda do ângulo ωt ; (b) Tensão da fase a da rede elétrica (v_a) e sinal de amplitude unitária gerado pela PLL (pll_a).....	83
Figura 4.10. Resultados de simulação da PLL para diferentes valores de frequência fundamental da tensão da rede elétrica: (a) 49,5 Hz; (b) 50,5 Hz.	84
Figura 4.11. Diagrama de blocos do controlador da tensão do barramento CC.....	85
Figura 4.12. Evolução da tensão do barramento CC durante as etapas de pré-carga dos condensadores do barramento CC, de <i>bypass</i> às resistências para a pré-carga, e durante a regulação da tensão do barramento CC para uma referência de 800 V: (a) Forma de onda da tensão do barramento CC (v_{cc}); (b) Detalhe da tensão v_{cc} após atingir pela primeira vez a tensão de referência de 800 V.	86
Figura 4.13. Correntes (i_a , i_b e i_c) absorvidas pelo retificador durante as etapas de pré-carga dos condensadores do barramento CC, de <i>bypass</i> , e regulação da tensão do barramento CC: (a) Evolução das correntes nas três fases à entrada do retificador; (b) Detalhe das correntes na etapa de pré-carga; (c) Detalhe das correntes na etapa de <i>bypass</i> ; (d) Detalhe das correntes na etapa de regulação de v_{cc}	87
Figura 4.14. Evolução da tensão do barramento CC para uma referência de 800 V dada em rampa: (a) Evolução da tensão do barramento CC (v_{cc}) ao longo das etapas de pré-carga, de <i>bypass</i> e de regulação da tensão v_{cc} ; (b) Detalhe da tensão v_{cc} após esta atingir pela primeira vez a tensão de referência v_{cc_ref}	88
Figura 4.15. Correntes (i_a , i_b e i_c) consumidas pelo retificador durante as etapas de <i>bypass</i> e regulação do barramento CC para uma tensão de referência fornecida em rampa.....	88
Figura 4.16. Circuito usado na simulação para validação da técnica de controlo de corrente preditivo.....	90
Figura 4.17. Corrente sintetizada pelo conversor CA-CC e respetiva corrente de referência durante a operação como inversor: (a) Corrente (i_a) sintetizada na fase a à entrada do conversor e respetiva corrente de referência (i_{a_ref}); (b) Detalhe das duas correntes.....	90
Figura 4.18. Corrente sintetizada pelo conversor CA-CC (i_a) e respetiva tensão da rede elétrica (v_a) durante a operação como inversor.	91
Figura 4.19. Circuito usado na simulação do conversor CA-CC como retificador ativo.....	91
Figura 4.20. Resposta do sistema de controlo do retificador ativo perante a entrada em funcionamento de uma carga resistiva de 70 Ω : (a) Tensão do barramento CC (v_{cc}) e respetiva tensão de referência (v_{cc_ref}); (b) Correntes absorvidas nas três fases pelo retificador (i_a , i_b e i_c); (c) Detalhe da forma de onda da tensão v_{cc} em regime permanente e do sinal filtrado v_{cc_med}	92
Figura 4.21. Tensões e correntes nas três fases da rede elétrica: (a) Fase a ; (b) Fase b ; (c) Fase c	93
Figura 4.22. Resposta do sistema de controlo do retificador ativo perante a saída de funcionamento de uma carga resistiva de 70 Ω : (a) Tensão do barramento CC (v_{cc}) e tensão de referência (v_{cc_ref}); (b) Correntes sintetizadas nas três fases pelo retificador (i_a , i_b e i_c); (c) Detalhe das formas de onda da tensão (v_a) e da corrente (i_a) na fase a da rede elétrica e da corrente de referência para essa mesma fase (i_{a_ref}).....	94
Figura 4.23. Técnica de modulação PWM implementada no <i>software</i> de simulação <i>PSIM</i>	96
Figura 4.24. Resultados de simulação da técnica de modulação SPWM: (a) Sinal de referência (ref_{a_r}) e sinal portador (v_{por}); (b) Sinais PWM (S_1 e S_2) aplicados aos semicondutores totalmente controláveis de um braço do conversor de potência; (c) Detalhe do <i>deadtime</i> existente entre dois pulsos PWM.....	96
Figura 4.25. Linhas de código, em linguagem <i>C</i> , referentes à técnica de controlo de corrente preditivo com compensação do <i>deadtime</i>	97
Figura 4.26. Forma de onda da corrente na fase a à entrada do retificador e respetiva corrente de referência: (a) Sem compensação do <i>deadtime</i> ; (b) Com compensação do <i>deadtime</i>	98
Figura 4.27. Circuito de potência do sistema de tração constituído pelo inversor trifásico e pelo motor de indução.....	98
Figura 4.28. Diagrama do controlo Volts por Hertz em malha fechada.	99
Figura 4.29. Curva V/f utilizada nas simulações computacionais na malha de controlo do sistema de tração.	99

Figura 4.30. Resposta do controlo do sistema de tração para diferentes valores de velocidade de referência dadas em degrau: (a) Velocidade de rotação (n) do motor e velocidade de referência (n_{ref_d}); (b) Correntes (i_{am} , i_{bm} e i_{cm}) absorvidas pelo motor; (c) Binário (T) produzido.	101
Figura 4.31. Evolução da velocidade de rotação (n) do motor para diferentes valores de velocidade de referência (n_{ref_d}) dadas em rampa, na operação do motor em vazio.	101
Figura 4.32. Resposta do controlo do sistema de tração para diferentes valores de velocidade de referência dadas em rampa: (a) Correntes (i_{am} , i_{bm} e i_{cm}) absorvidas pelo motor; (b) Binário (T) produzido.	102
Figura 4.33. Resposta do controlo do sistema de tração em regime permanente para uma velocidade de referência de 600 rpm: (a) Velocidade de rotação do motor (n) e velocidade de referência (n_{ref_r}); (b) Tensões de referência (ref_{a_i} , ref_{b_i} e ref_{c_i}), amplitude v_{s_pk} calculada e frequência de referência (f_{s_ref}); (c) Tensões compostas (v_{ab_m} , v_{bc_m} e v_{ca_m}) sintetizadas pelo inversor e amplitude $v_{s_pk}*\sqrt{3}$ de referência; (d) Correntes (i_{am} , i_{bm} e i_{cm}) consumidas pelo motor e binário T produzido.	103
Figura 4.34. Evolução da velocidade de rotação do motor para diferentes valores de velocidade de referência quando aciona uma carga de 40 Nm: (a) Velocidade de rotação do motor (n), velocidade fornecida em degrau (n_{ref_d}) e referência de velocidade calculada pelo sistema de controlo (n_{ref_r}); (b) Detalhe da velocidade de rotação (n) nos primeiros instantes de funcionamento do controlador; (c) Detalhe da velocidade de rotação (n) para a velocidade de referência (n_{ref_r}) de 920 rpm; (d) Detalhe da velocidade de rotação (n) para a velocidade de referência (n_{ref_r}) de 500 rpm; (e) Detalhe da velocidade de rotação (n) para a velocidade de referência (n_{ref_r}) de 200 rpm após inverter o sentido de rotação.	104
Figura 4.35. Resposta do controlo do sistema de tração para diferentes velocidades de referência durante o acionamento do motor com uma carga de 40 Nm: (a) Binário produzido pelo motor (T); (b) Correntes (i_{am} , i_{bm} e i_{cm}) consumidas pelo motor; (c) Tensões compostas (v_{ab_m} , v_{bc_m} e v_{ca_m}) aplicadas ao motor.	105
Figura 4.36. Resposta do controlo do sistema de tração em regime permanente quando o motor aciona uma carga de 40 Nm à velocidade de 920 rpm: (a) Velocidade de rotação (n) do motor e velocidade de referência (n_{ref_r}); (b) Tensões aplicadas ao motor (v_{ab_m} , v_{bc_m} e v_{ca_m}), amplitude (v_{s_pk}) e frequência (f_{s_ref}) calculadas pelo sistema de controlo; (c) Correntes (i_{am} , i_{bm} e i_{cm}) consumidas pelo motor e binário (T) produzido por este.	106
Figura 4.37. Acionamento de uma carga de 40 Nm com operação integral do VEV: (a) Evolução da tensão do barramento CC v_{cc} ; (b) Evolução da velocidade de rotação do motor.	107
Figura 4.38. Tensão (v_{cc}) do barramento CC, correntes consumidas à entrada do motor (i_{am} , i_{bm} e i_{cm}) e à entrada do retificador para duas situações de funcionamento: (a) Tração do motor com uma carga de 40 Nm à velocidade de 920 rpm; (b) Instantes após inversão da velocidade de rotação do motor de 500 rpm para -500 rpm.	108
Figura 5.1. <i>Hardware</i> do sistema VEV: (a) <i>Hardware</i> antes de qualquer intervenção; (b) <i>Hardware</i> após todas as intervenções realizadas no âmbito deste projeto de dissertação.	111
Figura 5.2. Esquema simplificado do sistema de acionamento do protótipo.	112
Figura 5.3. Interação entre os diversos componentes do sistema de controlo.	113
Figura 5.4. <i>Hardware</i> do sistema de controlo do VEV.	114
Figura 5.5. Kit de desenvolvimento: (a) Placa de controlo <i>TMDSCNCD28335</i> ; (b) <i>Docking station TMDSDOCK28335</i> ; (c) Ambiente de desenvolvimento <i>Code Composer Studio v7.3.0</i>	115
Figura 5.6. Placa de interface com DSC.	116
Figura 5.7. Circuito para controlo do estado dos GPIOs durante a inicialização do DSC.	116
Figura 5.8. Sensor de tensão <i>CYHVS5-25A</i> da <i>ChenYang Technologies GmbH & Co. KG</i> : (a) Encapsulamento; (b) Circuito de montagem do sensor (baseado em [92]).	117
Figura 5.9. Placa do sensor de tensão <i>CYHVS5-25A</i> utilizado.	118
Figura 5.10. Sensor de corrente <i>LA 200-P</i> da empresa <i>LEM</i> : (a) Encapsulamento; (b) Circuito de montagem do sensor (baseado em [93]).	118
Figura 5.11. Placa do sensor de corrente <i>LA200-P</i> da <i>LEM</i>	119
Figura 5.12. Sensor de posição <i>AM512B</i> da <i>RLS</i>	119

Figura 5.13. Circuito de condicionamento de sinal implementado para um dos sinais de saída do sensor <i>AM512B</i> da <i>RLS</i>	120
Figura 5.14. Placa de condicionamento de sinal desenvolvida para o sensor <i>AM512B</i> : (a) Face superior; (b) Face inferior.	120
Figura 5.15. Placa de condicionamento de sinal.	121
Figura 5.16. Circuito de condicionamento de sinal.....	122
Figura 5.17. Circuito de detecção de erros.	122
Figura 5.18. Placa para <i>reset</i> dos ADCs.	123
Figura 5.19. Placa de comando trifásica.	123
Figura 5.20. Placa de relés para controlo de contactores e lâmpadas de sinalização.	124
Figura 5.21. Placa de relé para <i>reset</i> dos erros da placa de comando.	125
Figura 5.22. Placa de <i>Input/Output</i> desenvolvida.	125
Figura 5.23. Placa com conversor digital para analógico.	126
Figura 5.24. Consola de comando.....	127
Figura 5.25. Alimentação do sistema de controlo.....	127
Figura 5.26. Interface gráfica desenvolvida em <i>C#</i> : (a) Página principal; (b) Página para inserção dos parâmetros do motor; (c) Página para controlo e monitorização do VEV; (d) Página com terminal; (e) Página de configuração da porta série; (f) Página de configuração dos ganhos dos controladores.....	129
Figura 5.27. Placa com circuito conversor RS232 implementado: (a) Face superior; (b) Face inferior.	129
Figura 5.28. Diagrama multifilar do sistema de potência do sistema VEV.	130
Figura 5.29. Circuito de comando implementado (no <i>software AutoCad Eletrical</i>) para contactores e lâmpadas de sinalização.....	131
Figura 5.30. Sistema de acoplamento à rede elétrica do protótipo VEV.	131
Figura 5.31. Transformadores monofásicos de 11 kVA utilizados para ligação do andar de potência à rede elétrica.....	132
Figura 5.32. Módulo de IGBTs <i>SKM400GB12V</i> utilizado.	132
Figura 5.33. Placa de <i>driver</i> utilizada.	133
Figura 5.34. Placa de proteção das <i>gates</i> dos dois IGBTs de um módulo.	133
Figura 5.35. Disposição do <i>hardware</i> de potência para um dos braços de um dos conversores de potência.....	134
Figura 5.36. Configuração dos condensadores do barramento CC.	134
Figura 5.37. Placa de proteção do barramento CC para 900 V.....	135
Figura 5.38. Bancada de ensaios e motor de indução utilizado, assim como as alterações efetuadas: (a) Manga metálica para veio do freio e respetivo desenho 3D desenvolvido; (b) Prototipagem 3D em PLA para fixação do íman e adaptação do sensor de posição; (c) Chapa metálica para fixação do motor à mesa da bancada de ensaios e respetivo desenho 2D.	136
Figura 5.39. Etapas de conceção da manga metálica para acoplamento mecânico do motor ao freio: (a) Desvaste exterior da peça num torno mecânico; (b) Fresagem da peça; (c) Resultado da manga metálica já acoplada ao veio do freio.....	136
Figura 6.1. Linearidade de um dos sensores de tensão utilizados.	140
Figura 6.2. Linearidade de um dos sensores de corrente utilizados.	141
Figura 6.3. Sinais PWM (5 V/div) com frequência de 5 kHz aplicados a um braço de um dos conversores de potência.	142
Figura 6.4. Detalhe dos sinais PWM (5 V/div) aplicados a um braço de um dos conversores de potência.	142
Figura 6.5. Característica do pulso de ativação de um IGBT no lado ascendente (baseado em [100]).	143

Figura 6.6. Ilustração da influência da frequência de comutação nos pulsos PWM nas <i>gates</i> dos IGBTs.	143
Figura 6.7. Formas de onda relativas ao processo de sincronização com a rede elétrica: (a) Regime transitório da sincronização da PLL (CH4: 0,5 V/div) com a tensão da fase <i>a</i> da rede elétrica (<i>v_a</i>) (CH1: 10 V/div); (b) Pormenor das formas de onda de <i>v_a</i> e <i>pll_a</i> em regime permanente.....	145
Figura 6.8. Sincronização dos sinais PLL (0,5 V/div) com as respetivas tensões simples da rede elétrica (10 V/div).	145
Figura 6.9. Circuito de potência utilizado na obtenção dos resultados experimentais do retificador ativo.	146
Figura 6.10. Operação do conversor CA-CC não controlado: tensão do barramento CC (100 V/div) e correntes consumidas nas três fases à entrada do retificador (5 A/div).	146
Figura 6.11. Resultados obtidos no início da etapa de regulação do barramento CC: tensão do barramento CC (50 V/div) e correntes consumidas nas três fases à entrada do retificador (1 A/div).....	147
Figura 6.12. Resultados obtidos perante a entrada em funcionamento de uma carga de 25 Ω aos terminais do barramento CC após regulação de <i>v_{cc}</i> em 250 V: tensão do barramento CC (50 V/div) e correntes (10 A/div) nas três fases à entrada do retificador.....	147
Figura 6.13. Resultados obtidos para as correntes (10 A/div) e tensões (50 V/div) à entrada do retificador em regime permanente quando este alimenta uma carga resistiva de 25 Ω.	148
Figura 6.14. Gráficos de THD% das correntes à entrada do retificador ativo: (a) Fase <i>a</i> ; (b) Fase <i>b</i> ; (c) Fase <i>c</i>	148
Figura 6.15. Correntes consumidas (5 A/div) e respetivas correntes de referência à entrada do retificador, sem compensação do <i>deadtime</i>	149
Figura 6.16. Correntes consumidas (5 A/div) e respetivas correntes de referência à entrada do retificador, com compensação do <i>deadtime</i>	149
Figura 6.17. Circuito de potência utilizado na obtenção dos resultados experimentais do funcionamento do conversor CA-CC como inversor.....	150
Figura 6.18. Correntes nas três fases da rede elétrica e respetivas tensões simples (40 V/div), durante o funcionamento do conversor CA-CC como inversor: (a) Correntes com 1 A de pico (0,5 A/div); (b) Correntes com 2 A de pico (1 A/div).	150
Figura 6.19. Bancada de ensaios do GEPE: (a) Bancada de ensaios com motor acoplado; (b) Autotransformador variável da bancada de ensaios para definição do valor (binário) de carga.	151
Figura 6.20. Circuito de potência utilizado na obtenção dos resultados experimentais do sistema de tração com barramento CC alimentado a 120 V a partir de fontes de tensão contínua.....	152
Figura 6.21. Resultados obtidos no funcionamento do motor em vazio: correntes (<i>i_{am}</i> , <i>i_{bm}</i> e <i>i_{cm}</i>) consumidas pelo motor (1 V/div), velocidade de rotação do motor (<i>n</i>) e respetiva velocidade de referência (<i>n_{ref}</i>) (500 rpm/div) e tensão (<i>v_{cc}</i>) do barramento CC (100 V/div).	153
Figura 6.22. Resultados obtidos durante a inversão do sentido de rotação do motor no funcionamento deste em vazio: correntes (<i>i_{am}</i> , <i>i_{bm}</i> e <i>i_{cm}</i>) consumidas pelo motor (1 A/div); velocidade (<i>n</i>) de rotação do motor (500 rpm/div) e tensão (<i>v_{cc}</i>) do barramento CC (100 V/div).	153
Figura 6.23. Resultados obtidos durante o funcionamento do motor em vazio para diferentes velocidade de rotação: correntes (<i>i_{am}</i> , <i>i_{bm}</i> e <i>i_{cm}</i>) consumidas pelo motor (5 A/div); velocidade (<i>n</i>) de rotação do motor (200 rpm/div) e tensão (<i>v_{cc}</i>) do barramento CC (20 V/div).	154
Figura 6.24. Circuito de potência utilizado na obtenção dos resultados experimentais do sistema de tração com barramento CC alimentado a partir da rede elétrica.	155
Figura 6.25. Resultados obtidos no funcionamento do motor perante uma carga de 3 Nm: correntes (<i>i_{am}</i> , <i>i_{bm}</i> e <i>i_{cm}</i>) consumidas pelo motor (10 A/div), velocidade de rotação do motor (<i>n</i>) e respetiva velocidade de referência (<i>n_{ref}</i>) (200 rpm/div) e tensão (<i>v_{cc}</i>) do barramento CC (20 V/div).	156
Figura 6.26. Resposta do controlador após um aumento de carga em 2 Nm à velocidade de 500 rpm: correntes (<i>i_{am}</i> , <i>i_{bm}</i> e <i>i_{cm}</i>) consumidas pelo motor (20 A/div) e tensão (<i>v_{cc}</i>) do barramento CC (20 V/div).	156

Figura 6.27. Resultados obtidos no funcionamento do motor perante uma carga de 5 Nm: correntes (i_{am} , i_{bm} e i_{cm}) consumidas pelo motor (5 A/div), velocidade de rotação do motor (n) e respetiva velocidade de referência (n_{ref}) (50 rpm/div) e tensão (v_{cc}) do barramento CC (20 V/div).	157
Figura 6.28. Circuito de potência utilizado na obtenção dos resultados experimentais da operação conjunta do retificador ativo com o sistema de tração.	157
Figura 6.29. Proximidade entre sistema de controlo e sistema de acoplamento à rede elétrica.	158
Figura 6.30. Correntes (i_a , i_b e i_c) consumidas à entrada do retificador ativo (5 A/div) e correntes (i_{am} , i_{bm} e i_{cm}) consumidas pelo motor (5 A/div) durante o funcionamento integral do VEV perante a ausência de carga.	159
Figura 6.31. Resultados obtidos para o acionamento de uma carga de 5 Nm durante aceleração do motor de 600 rpm para 800 rpm: corrente i_a (5 A/div) consumida à entrada do conversor CA-CC e tensão simples v_a (50 V/div), correntes (i_{am} , i_{bm} e i_{cm}) consumidas pelo motor (5 A/div) e tensão do barramento CC (55 V/div).	159
Figura 6.32. Resultados obtidos para o acionamento de uma carga de 5 Nm durante a desaceleração do motor de 800 rpm para 600 rpm: correntes (i_a) (5 A/div) consumidas à entrada do conversor CA-CC e respetiva tensão simples (v_a) (50 V/div), correntes (i_{am} , i_{bm} e i_{cm}) consumidas pelo motor (5 A/div) e tensão do barramento CC (55 V/div).	160

Lista de Tabelas

Tabela 1.1. Corrente máxima de arranque de motores alimentados diretamente pela rede de distribuição pública [18].....	5
Tabela 2.1. Velocidades de sincronismo a 50 Hz e 60 Hz consoante o número de polos.....	18
Tabela 3.1. Tabela de estados do inversor fonte de corrente.	36
Tabela 3.2. Tabela de estados do inversor fonte de tensão.	38
Tabela 3.3. Tabela de estados do retificador fonte de tensão a três fios com dois braços.....	41
Tabela 3.4. Tabela de estados do retificador fonte de tensão a quatro fios com três braços.	43
Tabela 3.5. Tabela de estados do retificador fonte de tensão a quatro fios com quatro braços.....	44
Tabela 3.6. Vetores de comutação do inversor fonte de tensão.	48
Tabela 4.1. Dados técnicos do motor de indução trifásico usado em simulação.	76
Tabela 4.2. Parâmetros utilizados no modelo de simulação do motor elétrico.	77
Tabela 4.3. Parâmetros utilizados em simulação.	81
Tabela 4.4. Prós e contras das técnicas de controlo de corrente estudadas.	89
Tabela 4.5. Valores de THD_f e fator de potência obtidos para as formas de onda apresentadas na Figura 4.21.....	93
Tabela 4.6. Velocidades de referência fornecidas ao controlador do sistema de tração em diferentes instantes durante o acionamento do motor em vazio.	100
Tabela 4.7. Velocidades de referência fornecidas ao controlador do sistema de tração em diferentes instantes durante o acionamento de uma carga de 40 Nm.	104
Tabela 4.8. Velocidades de referência fornecidas ao controlador do VEV em diferentes instantes durante o acionamento de uma carga de 40 Nm.	107
Tabela 6.1. Valores obtidos no teste de linearidade efetuado a um dos sensores de tensão.....	140
Tabela 6.2. Valores obtidos no teste de linearidade efetuado a um dos sensores de corrente.....	141

Lista de Siglas e Acrónimos

ADC	<i>Analog-to-Digital Converter</i>
ASD	<i>Adjustable Speed Drive</i>
CA	Corrente Alternada
CAD	<i>Computer Aided Design</i>
CAN	<i>Control Area Network</i>
CC	Corrente Contínua
CSI	<i>Current Source Inverter</i>
CSR	<i>Current Source Rectifier</i>
DAC	<i>Digital to Analog Converter</i>
DSC	<i>Digital Signal Controller</i>
ESR	<i>Equivalent Series Resistance</i>
FOC	<i>Field Oriented Control</i>
GPIO	<i>General Purpose Input/Output</i>
GTO	<i>Gate Turn off Thyristor</i>
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
LCD	<i>Liquid Crystal Display</i>
LF	<i>Loop Filter</i>
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
PAC	Ponto de Acoplamento Comum
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
PD	<i>Phase Detection</i>
PFC	<i>Power Factor Correction</i>
PI	Proporcional Integral

PLA	<i>Polylactic Acid</i>
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
QEE	Qualidade de Energia Elétrica
RB-IGBT	<i>Reverse Blocking-Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
RMS	<i>Root Mean Square</i>
RTIEBT	Regras Técnicas de Instalações Elétricas de Baixa Tensão
SNR	<i>Signal-to-Noise Ratio</i>
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
UPQC	<i>Unified Power Quality Conditioner</i>
USB	<i>Universal Serial Bus</i>
VCO	<i>Voltage Controlled Oscillator</i>
VEV	Variador Eletrónico de Velocidade
VFD	<i>Variable Speed Drive</i>
VSC	<i>Voltage Source Converter</i>
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i>
VSR	<i>Voltage Source Rectifier</i>

Capítulo 1

Introdução

1.1 O Problema Energético e os Motores Elétricos

Apresentando reservas próprias relativamente limitadas, a União Europeia (UE) consome um quinto da energia mundial e lidera o pódio no que diz respeito ao maior importador de energia do mundo, importando 53% da sua energia, com um custo anual de 400 mil milhões de euros [1]. Esta dependência energética deixa a Europa vulnerável a perturbações de abastecimento, numa altura em que ainda muitas redes elétricas e muitos gasodutos europeus são construídos para fins exclusivamente nacionais, impossibilitando, deste modo, uma infraestrutura à escala europeia [1]. Torna-se assim necessário fazer um melhor e mais eficiente uso das fontes de energia existentes, apostando nas fontes de energia renováveis como a energia solar, a energia hídrica e a energia eólica, e veiculá-las nas redes de transporte de energia elétrica que atravessam a UE. Além disso, a Europa pretende manter-se competitiva à medida que os mercados mundiais de energia evoluem para energias mais limpas. A UE pretende não só adaptar-se a esta transição, mas também liderá-la [1].

Tendo em conta estes cenários, a UE estabeleceu uma agenda política energética e ambiental para os seus estados membros, acordada pelo Conselho Europeu em março de 2007, que visa a redução das emissões de gases com efeito de estufa em pelo menos 20% até 2020, a poupança na procura de energia de 20%, e o aumento da quota das energias renováveis de, pelo menos, 20%, sendo que em 2014 já se situava em 16%. Com o decorrer do tempo, surgem novas metas: até 2030 os países da UE fixaram o objetivo de atingir, pelo menos, 27% de poupança na procura de energia e uma redução das emissões de gases com efeito de estufa de pelo menos 40% [2], [3].

Os motores elétricos são responsáveis por uma grande parte da energia elétrica consumida no mundo, cerca de 46%, dos quais 64% são relativos a aplicações industriais e os restantes 36% referentes a aplicações no setor comercial (20%), residencial (13%), transporte e agricultura (3%) [4], [5]. No setor industrial estes representam uma parcela significativa dos gastos energéticos, cerca de 70% do consumo de eletricidade total [5].

A importância dos motores elétricos como grandes consumidores de eletricidade na indústria e no setor terciário tem sido reconhecida há muito tempo, e quase todas as grandes economias têm ou vêm implementando medidas relativas à eficiência destes motores.

Em 1999 foi estabelecido um acordo entre a *European Committee of Manufacturers of Electrical Machines and Power Electronics* (CEMEP) e a Comissão Europeia, com o objetivo de aplicar normas mínimas de desempenho energético para motores vendidos nos respectivos países, e etiquetas energéticas para promoção dos motores de maior eficiência. Neste acordo foram definidos três níveis de eficiência: EFF3 (*Low-efficiency motors*); EFF2 (*Improved-efficiency motors*) e EFF1 (*High-efficiency motors*) [4]-[6].

Entretanto, outros países desenvolveram os seus próprios sistemas (como é o caso da *National Electrical Manufacturers Association* (NEMA), nos EUA), que eram diferentes da especificação Europeia, o que levou a *International Electrotechnical Commission* (IEC) a desenvolver uma norma internacional comum, com o objetivo de substituir todas as normas existentes. Assim, em 2009, o *Ecodesign Regulatory Committee*, composto por representantes dos estados membros da UE, criou o *EU Commission Regulation* nº 640/2009, onde ficaram definidas 3 novas classes de eficiência IE (*International Efficiency*) e prevista uma quarta, que foram implementadas a nível mundial para os motores elétricos: IE1 (*Standard Efficiency*); IE2 (*High Efficiency*); IE3 (*Premium Efficiency*); IE4 (*Super Premium Efficiency*). Este regulamento implementa a Diretiva 2005/32/CE, onde são especificados os requisitos relativos à conceção ecológica dos motores elétricos e ao uso de variadores de velocidade [4]-[6]. Esta diretiva visa reduzir os consumos dos motores elétricos, estabelecendo metas de forma a proibir a venda de motores com baixa eficiência. Os requisitos de eficiência mínima foram estabelecidos da seguinte forma:

- A partir de 16 de junho de 2011, todos os motores não devem ter um nível de eficiência inferior ao nível de eficiência IE2;
- A partir de 1 de janeiro de 2015, todos os motores com potência nominal compreendida entre 7,5 kW-375 kW têm de ser pelo menos IE3, ou IE2 se for utilizado um variador eletrónico de velocidade (VEV);
- A partir de 1 de janeiro de 2017, todos os motores com potência nominal compreendida entre 0,75 kW-375 kW têm de ser pelo menos IE3, ou IE2 se for utilizado um VEV.

A introdução da norma nº 640/2009/CE, *Ecodesign Requirements for Electric Motors*, levará a um aumento significativo de motores de maior eficiência no mercado, segundo dados da CEMEP, conforme ilustrado na Figura 1.1.

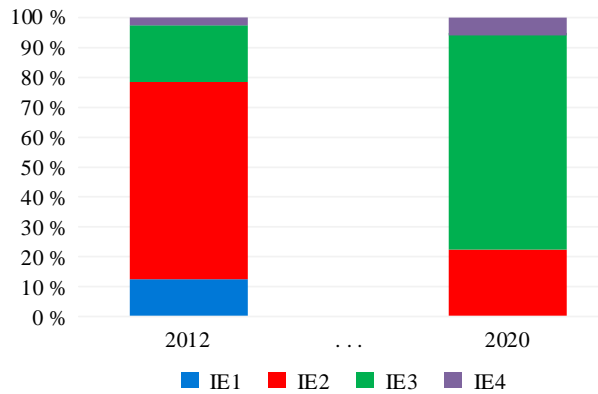


Figura 1.1. Previsão do mercado de motores elétricos por nível de eficiência energética (adaptado de [1]).

A norma nº 4/2014/CE, de 6 de janeiro de 2014, altera a norma nº 640/2009/CE que aplica a Diretiva 2005/32/CE. Neste regulamento, a classe energética IE4, inicialmente prevista no regulamento anterior, passa a ser definida. Além disso, como a Figura 1.2 mostra, foi introduzida uma nova classe energética, IE5 (*Ultra Premium Efficiency*), ainda que não totalmente definida. Com esta nova classe pretende-se uma redução de perdas de 20% face à classe energética anterior, IE4. A gama de potência dos motores cobertos foi também alargada de 0,75 kW-375 kW para 0,120 kW-1000 kW [5].

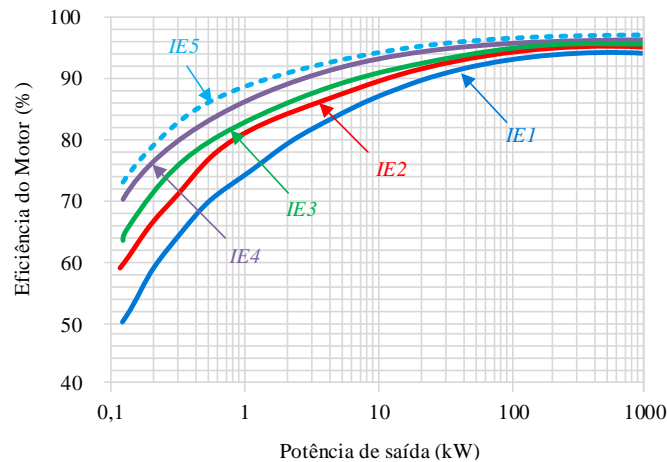


Figura 1.2. Classes energéticas do regulamento IEC 60034-30-1 para motores de 4 polos (adaptado de [5]).

Ao longo dos últimos anos, os fabricantes de motores elétricos têm criado produtos, nomeadamente motores síncronos de ímãs permanentes e motores de relutância síncronos, com materiais magnéticos avançados (e.g., ligas magnéticas amorfas), e com geometrias inovadoras, no rotor e no estator dos motores, que permitiram a construção de equipamentos com eficiência muito alta, chegando a atingir por vezes a classe de eficiência IE5 [5]. No entanto, muitos estudos ainda estão sendo feitos para que seja possível projetar motores que atinjam não só esta classe de eficiência, mas também que possuam dimensões mecânicas compatíveis com motores existentes de classes de menor eficiência [5]. A adoção de motores

energeticamente mais eficientes, por sua vez, é limitada pelo seu custo inicial elevado face aos motores *standard*, o que tem contribuído para a sua baixa difusão no mercado dos motores elétricos [5]. Porém, a sua aquisição deve ser considerada, tendo em conta que mais de 95% dos custos associados a um motor, ao longo da sua vida útil, resultam do seu consumo energético, devendo-se apenas menos de 5% ao investimento inicial e manutenção [4], [7].

A eficiência de processos que envolvam motores elétricos não resulta apenas e só da eficiência do motor, até porque inúmeras são as aplicações onde os motores não operam às suas características nominais, baixando assim o rendimento do sistema no qual estão inseridos [8]. Assim, alguns fabricantes têm vindo a apresentar soluções integradas (motor mais VEV), onde o motor, embora não estando classificado com nível de eficiência IE5, juntamente com um VEV permite alcançar essa classe energética [5]. A título de exemplo, a *WEG* dispõe já de produtos para uma gama alargada de potências, 3 kW-6 kW, como é o caso do *W22 Magnet IE5 Ultra Premium*, produto que integra um motor síncrono de ímanes permanentes e um variador de velocidade [9]. A *GRUNDFOS* apresenta também, para potências nominais compreendidas entre 0,75 kW – 11 kW, produtos designados *MGE MOTORS* que incorporam também motores síncronos de ímanes permanentes controlados por meio de VEVs [10].

Dada a grande utilização de motores elétricos e o seu elevado consumo energético mundial, as economias, que resultam de medidas para redução do consumo energético em aplicações que envolvem motores elétricos, são bastante significativas [11]. Com isto, quer o uso de motores energeticamente mais eficientes, quer o uso de VEVs que contribuam para sistemas energeticamente mais eficientes, devem ser incentivados [11].

1.2 Considerações a Ter em Conta na Utilização dos Motores Elétricos

Atualmente, o motor de indução trifásico com rotor em gaiola de esquilo representa mais de 90% dos motores elétricos utilizados na indústria contribuindo para mais de 60% do consumo de eletricidade industrial, não só por apresentar baixo custo de aquisição e manutenção e grande robustez, mas principalmente devido à constante evolução tecnológica e ao desenvolvimento de técnicas de controlo que trouxeram uma maior variedade de aplicações [5], [12]-[15].

A utilização dos motores de corrente alternada (CA), como é o caso do motor de indução, está inerentemente associada a vários problemas de qualidade de energia elétrica (QEE),

principalmente no que diz respeito ao arranque destas máquinas. A suavização do arranque no acionamento dos motores elétricos é uma necessidade que os utilizadores de motores têm para limitar o elevado binário de arranque, que facilmente pode ultrapassar o seu valor nominal, em consequência dos picos de corrente excessivos absorvidos durante o mesmo [16]. Em certos casos esses picos de corrente podem levar ao redimensionamento das instalações elétricas, nomeadamente ao aumento da secção dos cabos elétricos, ao aumento da potência dos transformadores e da potência contratada [13]. Além disso, estes picos abruptos de corrente podem provocar a atuação dos dispositivos de proteção, bem como perturbações graves ao funcionamento de outras cargas que partilhem a mesma fonte de energia elétrica devido à queda de tensão resultante desse evento [17].

De forma a minimizar os efeitos associados ao arranque dos motores elétricos, a legislação portuguesa estabelece um conjunto de normas no qual são estabelecidos os limites de corrente máxima que podem ser atingidos no arranque dos motores sem que se verifiquem perturbações excessivas. Estes limites de corrente de arranque (apresentados na Tabela 1.1) aplicam-se a motores alimentados diretamente por uma rede de distribuição e podem ser encontrados no Quadro 55A presente na secção 553 das Regras Técnicas de Instalações Elétricas de Baixa Tensão (RTIEBT).

Tabela 1.1. Corrente máxima de arranque de motores alimentados diretamente pela rede de distribuição pública [18].

Ligação do motor	Locais	Corrente máxima de arranque (A)	
		Rede aérea	Rede subterrânea
Monofásico	Habituação	45	45
	Outros usos	100	200
Trifásico	Habituação	60	60
	Outros usos	125	250

Para valores de corrente de arranque superiores aos apresentados na Tabela 1.1, a alimentação dos motores diretamente a partir da rede de distribuição pública deve ser analisada juntamente com o distribuidor de energia, de modo a que sejam tomadas as medidas adequadas de forma a tornar possível a sua exploração e a não criar perturbações graves aos restantes utilizadores da rede de distribuição [18].

Outro dos problemas associados à utilização dos motores elétricos recai sobre aplicações de cargas variáveis e regimes máximos de carga por curtos períodos de tempo, que solicitam ao motor velocidades e/ou binários diferentes durante o seu ciclo de operação [11]. As aplicações que envolvem motores com carga variável são bastante comuns e estão presentes

em praticamente todas as categorias em que os motores elétricos se inserem, tal como ilustra a Figura 1.3 [4], [11].

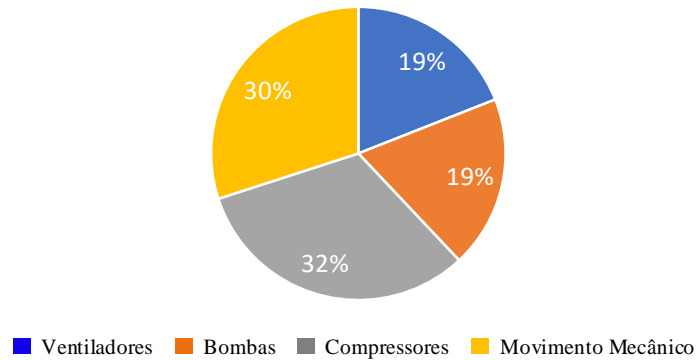


Figura 1.3. Consumo de energia elétrica pelos motores nas principais aplicações (adaptado de [4]).

Os motores são desenhados e fabricados para operarem nas condições nominais especificadas na tabela de características que apresentam. Porém, são comuns as aplicações em que os motores se encontram sobredimensionados para operar os equipamentos aos quais estão acoplados. Segundo o *Electric Power Research Institute* (EPRI) mais de 60% dos motores industriais operam 60% abaixo da sua potência nominal [8]. Como muitas vezes não se conhece com rigor a carga que o motor vai acionar, opta-se pelo seu sobredimensionamento. Esta ação geralmente resulta em maiores investimentos iniciais na aquisição do motor e dos dispositivos de comando e proteção a ele associados, diminuição do fator de potência, e baixo rendimento dos sistemas, levando a maiores custos de funcionamento da instalação.

Para a maioria das aplicações, do ponto de vista do consumo energético, a solução passa pelo ajuste da velocidade do motor à necessidade da carga que este aciona, dado que estes são projetados para funcionarem em determinadas condições nominais [4], [11]. Os variadores de velocidade vieram contribuir para essa solução, trazendo para os motores uma vasta gama de velocidades e binários, bem como o arranque e paragem suave dos mesmos [19].

1.3 Variadores de Velocidade

Perto do fim do século XIX, em 1891, o engenheiro americano Harry Ward Leonard concebeu aquele que viria a ser o primeiro sistema que possibilitava o controlo da velocidade nos motores de corrente contínua (CC) [20]. Este sistema era composto por um motor CA de indução diretamente ligado à rede elétrica (frequência constante e por sua vez velocidade constante) que se encontrava acoplado a um gerador CC ligado em paralelo a um motor CC. Através de um reóstato, era possível variar a corrente de excitação do gerador CC, alterando, assim, a tensão quer aos terminais do gerador CC quer aos terminais do motor CC. Esta

descoberta desempenhou um papel fundamental na revolução industrial do século XX, permitindo à indústria aplicações de velocidade variável [20].

Em 1887, pouco tempo antes de Ward Leonard desenvolver o sistema para acionamento dos motores CC, Nikola Tesla apresentou um pequeno protótipo de motor de indução bifásico com rotor em curto-circuito [21]. No entanto, este motor possuía rendimento insatisfatório, o que inviabilizava economicamente a sua produção [21]. Pouco tempo depois, em 1889, o engenheiro Dobrowolsky, da empresa *AEG*, em Berlim, apresentou o pedido de patente de um motor de indução trifásico com rotor em gaiola de esquilo [21]. As vantagens deste motor em relação ao motor CC eram significativas: construção mais simples, silencioso e menor manutenção [21]. O motor de indução começou a tornar-se universalmente aceite como um dispositivo para conversão de potência elétrica em potência mecânica de velocidade fixa, não só pelas suas vantagens, mas também devido à dominância da distribuição de energia em CA, que começou naquela época [20].

A velocidade num motor de indução depende da amplitude da tensão e da frequência com que é alimentado e também do número de polos que possui [16]. Assim, e dado que a eletrónica de potência na altura era bastante rudimentar, os variadores de velocidade, ASDs (*Adjustable Speed Drives*), também conhecidos por VSDs (*Variable Speed Drives*) foram baseados em princípios mecânicos e hidráulicos, onde vários métodos foram utilizados para aumentar a versatilidade e robustez em aplicações de carga variável, como a variação de velocidade por troca de engrenagens num acoplamento mecânico, ou através de uma válvula que regula o fluxo de um fluido (tipicamente óleo) num acoplamento hidráulico [11], [16], [22]. Na maioria desses métodos, por estarem diretamente ligados à rede elétrica, os motores operam com velocidade constante e a relação de acoplamento é quem dita a velocidade da carga. O facto de o motor operar sempre nas suas condições nominais, independentemente da carga que opera, contribui para o baixo rendimento desses métodos [23].

Em meados do século XX, a eletrónica de potência foi revolucionada pela introdução do retificador controlado de silício (SCR – *Silicon-Controlled Rectifier*) [16], [20]. Estes equipamentos trouxeram consigo um potencial enorme no que concerne ao tratamento da energia elétrica. A capacidade de fechar e abrir um circuito em microssegundos, controlar correntes elevadas com correntes de controlo mínimas e a eficiência com que executavam esses processos foram as principais razões que contribuíram para aquilo que viria a ser a nova era da eletrónica de potência [20]. Desde então, vários dispositivos semicondutores de potência, bem como técnicas de conversão de energia, foram e continuam a ser introduzidos.

A eletrônica de potência tornou possível o acionamento eletrônico nos motores de indução, permitindo que estes se adaptem às mais variadas situações de carga. No entanto, as técnicas tradicionais para alterar a velocidade, como o ajuste da tensão de alimentação ou o comutador de polos do motor de indução, são pouco eficientes e permitem uma reduzida gama de velocidades [24].

Os VEVs tornaram-se muito populares devido às suas vantagens face aos métodos de controlo tradicionais. Estes dispositivos eletrónicos não só permitem o controlo da velocidade do motor, como também o controlo do binário, arranque e paragem suave, e ainda do sentido de rotação deste. Todas estas funcionalidades levam não só a uma melhoria significativa dos processos como também a uma menor manutenção mecânica resultante da redução do stress mecânico [11].

Ao longo dos últimos anos têm surgido avanços tecnológicos significativos no campo dos VEVs. Esta crescente evolução tem-se sentido no mercado dos motores elétricos, principalmente no que diz respeito à venda de motores de indução, que tem aumentado, e pensa-se que continuará a aumentar, não só pelas qualidades que possuem face aos motores CC muito utilizados no passado, mas sobretudo pela evolução dos VEVs, que tem permitido o uso destes motores em aplicações de velocidade variável. Assim, e aliado a essa supremacia dos motores de indução, espera-se um crescimento nas vendas dos VEVs, segundo dados da CEMEP, conforme ilustra a Figura 1.4.

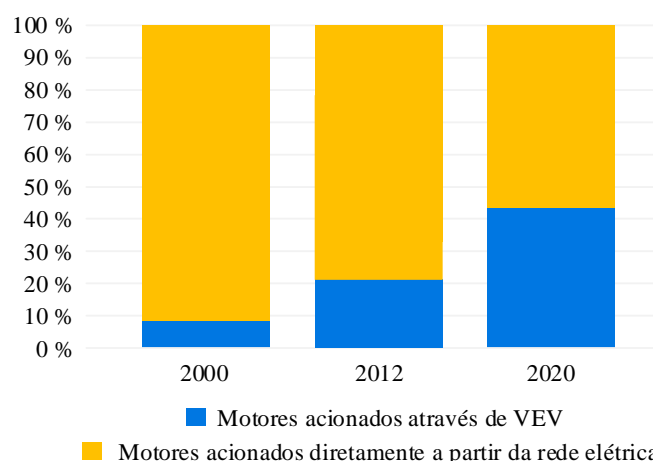


Figura 1.4. Previsão do mercado de VEVs para 2020 (adaptado de CEMEP [5]).

Ao longo do tempo, diversos estudos têm sido feitos acerca dos diferentes materiais constituintes dos motores elétricos, em particular dos motores de indução, permitindo aumentar ao máximo a sua eficiência. Porém, além do aumento da eficiência dos motores, tornou-se fundamental a otimização da interface com a rede elétrica, de forma a maximizar a eficiência de todo o sistema.

Os sistemas de acionamento eletrónico de velocidade variável para motores de indução são os responsáveis pela interface do motor com a rede elétrica. Convencionalmente, a estrutura física de um VEV engloba, além de um conversor CC-CA composto por semicondutores controláveis, um conversor CA-CC constituído por díodos ou tirístores (ou ambos). Estes conversores são parte integrante de cargas não-lineares, que se caracterizam por consumir correntes com elevado conteúdo harmónico que, por sua vez, provocam distorções na forma de onda da tensão e baixo fator de potência a montante do VEV [25], [26].

De forma a perceber-se a importância das cargas não-lineares como principais causadoras da degradação da QEE, criou-se o exemplo hipotético apresentado na Figura 1.5, com o intuito de demonstrar o efeito das correntes distorcidas num determinado Ponto de Acoplamento Comum (PAC), ponto este compreendido entre a concessionária de energia e as cargas que partilham a mesma tensão de alimentação.

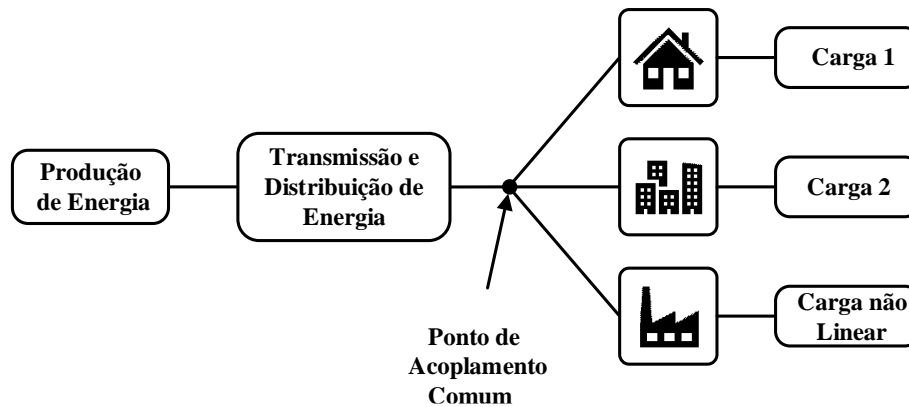


Figura 1.5. Diagrama unifilar representativo da alimentação de cargas ligadas a um mesmo ponto.

Na Figura 1.7 encontra-se o circuito de simulação elaborado no *software PSIM v.9.1.1* que retrata o caso hipotético da Figura 1.5, onde é assumida a conexão à rede elétrica de uma carga não-linear composta por um retificador trifásico a díodos. Neste circuito considera-se uma fonte de tensão distorcida (com um valor de indutância interna de 0,06 mH) com uma componente fundamental (50 Hz) de valor eficaz 230 V e uma impedância das linhas de distribuição puramente indutiva de 2,5 mH a montante do PAC.

Na Figura 1.7, pode ver-se que as tensões a jusante do sistema de distribuição são puramente sinusoidais, apresentando uma THD_f (*Total Harmonic Distortion*) em relação à fundamental de 50 Hz de apenas 0,1%. O mesmo não acontece com as tensões no PAC, uma vez que as correntes distorcidas (i_{aL} , i_{bL} e i_{cL}) que circulam através das impedâncias de linha fazem com que neste ponto as formas de onda das tensões (v_{a_PAC} , v_{b_PAC} e v_{c_PAC}) apresentem uma maior distorção harmónica, com THD_f de 5,2%.

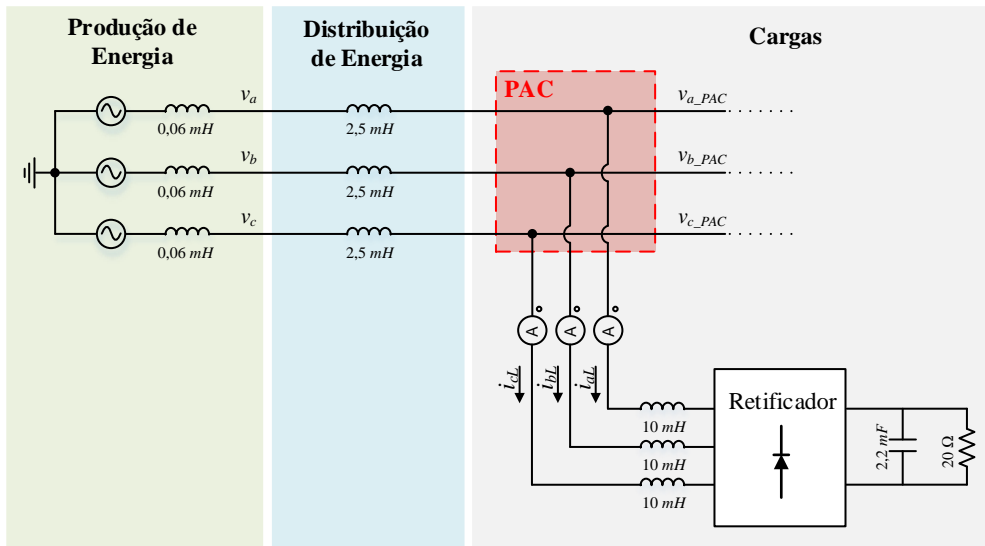


Figura 1.6. Circuito de simulação de uma carga não-linear conectada à rede elétrica num PAC.

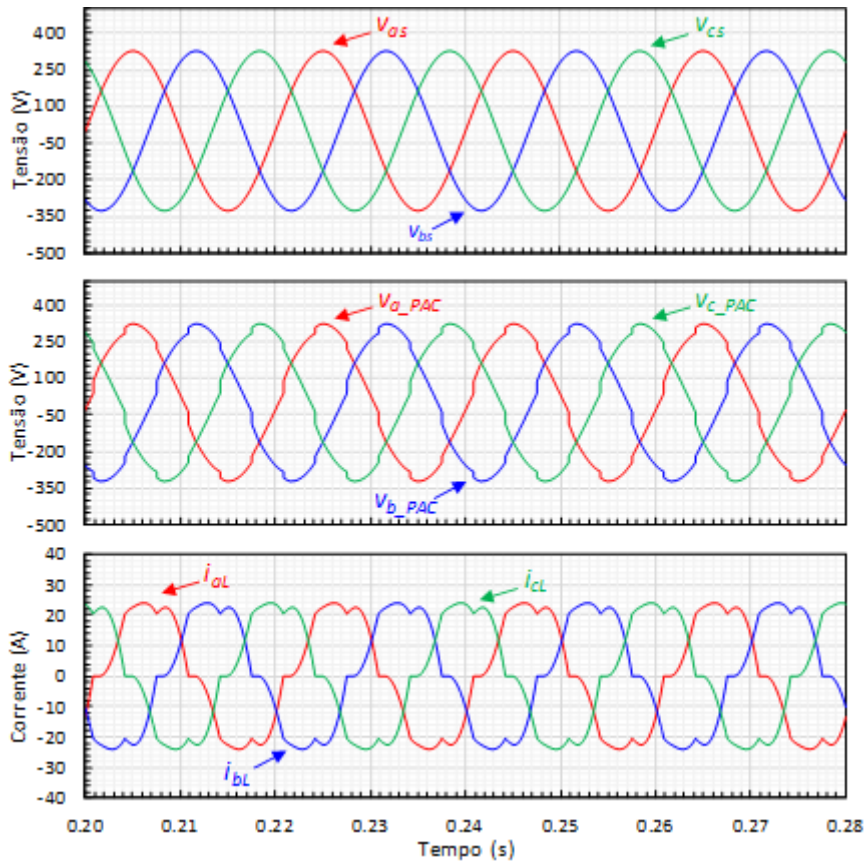


Figura 1.7. Formas de onda da tensão a jusante do sistema de produção de energia (v_{as} , v_{bs} e v_{cs}), das tensões no ponto de acoplamento comum (v_{a_PAC} , v_{b_PAC} e v_{c_PAC}) e das correntes (i_{aL} , i_{bL} e i_{cL}) consumidas por uma carga não-linear.

Sendo o PAC um ponto de alimentação comum, outras cargas ficarão sujeitas a esta tensão, podendo o seu funcionamento ficar comprometido. Porém, visando a QEE, são frequentemente instalados filtros passivos ou ativos, traduzindo-se em custos de investimento adicionais [27]. Uma solução mais recente é a instalação de retificadores ativos [27]. Assim,

os conversores CA-CC passivos¹ têm sido substituídos por conversores CA-CC ativos², que apresentam como atrativo as seguintes vantagens [28], [29]: fornecimento de tensão regulada com baixa ondulação ao barramento CC, consumo de corrente sinusoidal, maximização do fator de potência, e ainda fluxo bidirecional de potência, que possibilita o aproveitamento da energia elétrica resultante da energia cinética do motor libertada em situações de travagem ou inversão de velocidade, devolvendo-a à rede elétrica, ao invés de ser dissipada numa resistência (resistência de travagem), ou então armazenada em acumuladores de energia, como condensadores ou baterias [22].

Com a indústria a requerer cada vez mais métodos eficientes nas suas aplicações, do ponto de vista da engenharia eletrónica industrial é necessário criar tecnologia que dê resposta aos problemas energéticos nos acionamentos dos motores de indução. Assim, e no âmbito das aplicações industriais, os equipamentos propostos e implementados no contexto desta dissertação apresentam-se como contribuições para o desenvolvimento de um acionamento eletrónico de velocidade variável com retificador ativo para motor de indução trifásico.

1.4 Motivações

Dada a enorme importância dos motores de indução como grandes consumidores de energia elétrica a nível mundial, a motivação originária desta dissertação recai sobre a possibilidade de contribuir para o desenvolvimento de aplicações que permitam o acionamento eletrónico destas máquinas elétricas. Posto isto, partindo da necessidade de sistemas de acionamento para motores de indução, o desenvolvimento de um VEV foi a principal motivação deste projeto de dissertação. Por outro lado, mitigar os problemas de QEE (harmónicas de corrente e fator de potência) associados ao uso de conversores passivos CA-CC que constituem os VEVs tradicionais é também motivação desta dissertação.

No que diz respeito à eletrónica de potência, trabalhar num tema que envolve a utilização de motores de indução trifásicos em aplicações de velocidade variável implica o desenvolvimento de conversores de potência CA-CC e CC-CA, bem como a implementação dos respetivos algoritmos de controlo, sendo estes os fatores que mais contribuíram para a seleção deste tema.

¹ Conversores que não permitem o controlo da corrente de entrada (e de saída) nem da tensão do barramento CC.

² Oposto de conversores passivos. Conversores ativos permitem o controlo da corrente de entrada (e de saída) e da tensão do barramento CC.

Aliada às motivações acima referidas, está, também, a multidisciplinaridade do tema, uma vez que são requeridos conhecimentos nas várias áreas da eletrónica, sobretudo eletrónica de potência, programação de microcontroladores, controlo digital e ainda projeto de placas de circuito impresso.

Por último, e não menos importante, trabalhar e adquirir experiência num espaço como o GEPE (Grupo de Eletrónica de Potência e Energia) da Escola de Engenharia da Universidade do Minho foi também um motivo que contribuiu para a escolha da área onde se enquadra o tema deste documento.

1.5 Objetivos

No presente documento é exposto o desenvolvimento do sistema de controlo e validação do andar de potência de um acionamento eletrónico de velocidade variável com retificador ativo capaz de controlar a velocidade de um motor de indução, o seu arranque e paragem suave, rápida troca de velocidade e direção, consumo de corrente sinusoidal e ainda devolução à rede elétrica de energia em processos de travagem ou inversão de velocidade.

O equipamento que se pretende desenvolver compreende dois conversores de eletrónica de potência (CA-CC e CC-CA) e o seu desenvolvimento assenta em diversas etapas de implementação que vão desde o *software* até ao *hardware*. Devido aos trabalhos realizados por alunos e investigadores nesta área, grande parte do *hardware* relativo aos conversores de potência e ao sistema de controlo encontrava-se implementado no laboratório do GEPE, pelo que foi aproveitado para o desenvolvimento de um acionamento eletrónico de velocidade variável para motores de indução dando-se, deste modo, continuidade aos projetos realizados por elementos do GEPE no âmbito das aplicações industriais. Deste hardware

Deste modo, os objetivos definidos para esta dissertação foram os seguintes:

- Levantamento do estado da arte acerca dos motores elétricos, em particular dos motores de indução, e sistemas de acionamento, bem como o estudo de topologias de conversores de eletrónica de potência e técnicas de controlo que melhor se adequam ao desenvolvimento de um sistema de acionamento eletrónico de velocidade variável com retificador ativo para motor de indução trifásico;
- Desenvolvimento de modelos de simulação computacionais, através da ferramenta de simulação *PSIM*, de modo a validar e avaliar as topologias conversoras e os algoritmos de controlo estudados para o sistema desenvolvido, dando-se primazia à simulação de conversores de eletrónica de potência e teorias de controlo que permitam o fluxo

bidirecional de potência e características de QEE que possibilitam a travagem regenerativa, bem como o consumo de corrente sinusoidal e o fator de potência unitário;

- Implementação da eletrónica necessária para efetuar o controlo do VEV;
- Validação experimental de cada uma das partes que constitui a solução proposta, desde a aquisição dos sinais ao funcionamento de cada um dos conversores de potência e posterior realização de ensaios experimentais ao controlador do protótipo no seu todo, através de uma bancada de ensaios para motores elétricos, para diferentes velocidades e binários de carga, de modo a validar as suas funcionalidades;
- Implementação de uma interface em ambiente gráfico capaz de proporcionar a interação com o *hardware* implementado.

1.6 Organização da Dissertação

Esta dissertação, subordinada ao tema Acionamento Eletrónico de Velocidade Variável com Retificador Ativo para Motor de Indução Trifásico, está organizada da forma que a seguir se especifica.

No Capítulo 1, denominado Introdução, é apresentado o Problema Energético e os Motores Elétricos, as Considerações a Ter em conta na Utilização dos Motores Elétricos, o Enquadramento, as Motivações e os Objetivos que se pretendem alcançar com a realização deste trabalho. Também é apresentada a organização e feita uma breve descrição sobre o conteúdo deste documento.

No Capítulo 2, “Motor de Indução”, é descrito o funcionamento do motor de indução, os principais métodos de variação de velocidade e algumas metodologias utilizadas para travagem elétrica.

No Capítulo 3, “Variadores Eletrónicos de Velocidade”, é efetuado um estudo sobre os tipos de conversores utilizados nesta dissertação, nomeadamente conversores CA-CC e conversores CC-CA bidirecionais. São apresentadas de forma detalhada técnicas de modulação e de controlo de corrente, assim como descritas as teorias de controlo para acionamento do motor de indução que podem ser aplicadas. São ainda apresentados alguns controladores comerciais de modo a dar a conhecer um pouco do mercado a este nível.

No Capítulo 4, denominado “Simulações do Variador Eletrónico de Velocidade”, são apresentados os resultados de simulação para os diferentes sistemas desenvolvidos no âmbito desta dissertação. Numa primeira fase são apresentados os modelos de simulação da máquina elétrica e do VEV. De seguida, é simulado o retificador ativo, no qual são apresentados os

processos de sincronização com a rede elétrica, o consumo e a injeção de corrente da/para a rede elétrica. Posteriormente, são apresentados os resultados de simulação para o sistema de tração composto pelo inversor e pelo motor na operação em vazio e na presença de carga mecânica. Por último, são exibidas as simulações do sistemas VEV no seu todo, i.e, para o funcionamento simultâneo dos dois conversores de potência (retificador e inversor).

No Capítulo 5, denominado “Desenvolvimento do Variador Eletrónico de Velocidade”, são descritos os diferentes componentes e subsistemas do conversor de potência que compõe o VEV. Numa primeira fase é descrito o funcionamento do sistema de controlo, onde são abordados todos os componentes que o constituem, assim como a interface de comunicação com utilizador. Posteriormente, são explicitados os constituintes do sistema de acionamento, no qual se inserem o motor de indução utilizado, o sistema de acoplamento à rede elétrica e todo o *hardware* responsável pelo seu acionamento.

No Capítulo 6, apresentam-se os resultados experimentais obtidos de modo a validar o funcionamento de cada conversor individualmente, assim como do sistema no seu todo.

No Capítulo 7, estão expostas as principais conclusões obtidas com o desenvolvimento do trabalho apresentado neste documento, assim como sugestões de trabalho futuro de forma a melhorar o desempenho bem como as funcionalidades do equipamento.

Capítulo 2

Motor de Indução Trifásico

2.1 Introdução

Os motores elétricos permitem o acionamento de cargas mecânicas através da conversão da energia elétrica em energia mecânica. As baixas perdas de energia resultantes desse processo de conversão tornam os motores elétricos em máquinas com um rendimento energético elevado. Estes podem ser alimentados em corrente contínua (CC) ou em corrente alternada (CA), estando classificados em motores CC ou motores CA. Relativamente aos motores CA, como apresentado no esquema da Figura 2.1, estes podem dividir-se em motores CA monofásicos, universais (podem operar tanto em CC como em CA) ou trifásicos. Os motores CA trifásicos, tal como os monofásicos, podem ramificar-se em motores assíncronos ou síncronos. Destacado a verde está aquele que é o motor CA mais utilizado atualmente - o motor de indução trifásico, em particular o motor de indução com rotor em gaiola de esquilo. Assim sendo, e tendo em conta o contexto desta dissertação, a máquina assíncrona trifásica é o tipo de motor abordado ao longo deste capítulo.

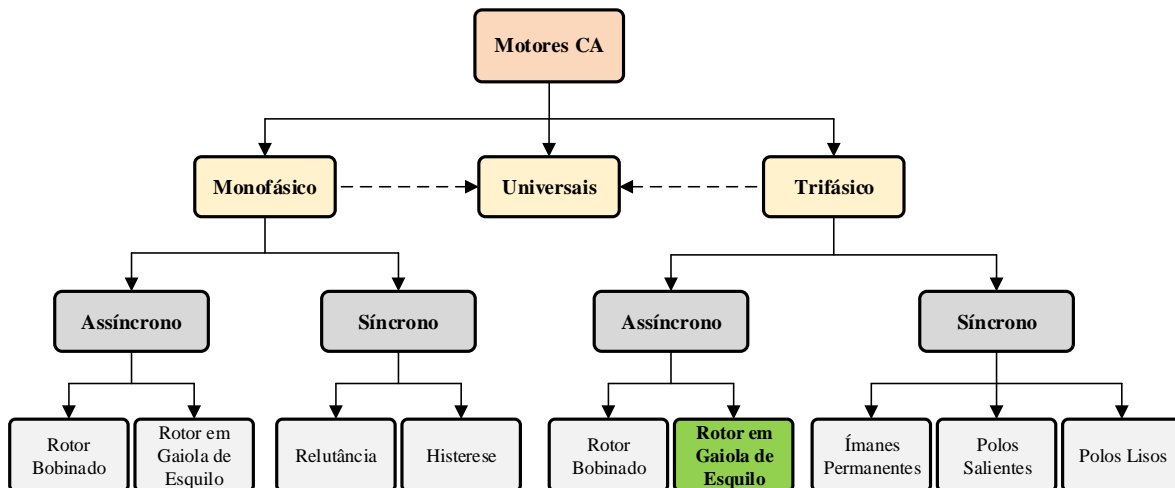


Figura 2.1. Tipos de motores elétricos CA.

No decorrer deste capítulo é descrito o princípio de funcionamento do motor de indução trifásico, onde é apresentada a sua constituição mecânica, a criação de campo magnético no estator e produção de binário no rotor. Posteriormente, é apresentado o circuito equivalente do motor de indução com rotor em gaiola de esquilo, bem como os vários métodos existentes

para variação da velocidade do rotor. Finalmente, são apresentados os métodos mais comuns de travagem desta máquina elétrica.

2.2 Constituição do Motor de Indução Trifásico

O motor de indução trifásico é constituído por vários elementos, sendo o estator e o rotor os seus principais constituintes. Na carcaça do motor de indução é montada a parte fixa do motor, o estator. Este é composto por chapas finas, de material ferromagnético, isoladas entre si, com o propósito de reduzir as correntes parasitas (correntes de Foucault). As ranhuras existentes na periferia interna do estator de um motor de indução trifásico acomodam, na sua forma mais simples, três enrolamentos distribuídos sinusoidalmente e desfasados eletricamente de um ângulo de 120° entre si. Na Figura 2.2 encontra-se apresentado, a título de exemplo, um estator de um motor de indução trifásico.



Figura 2.2. Ilustração do estator de um motor de indução trifásico (reproduzido de [30]).

Na parte móvel, o rotor é o responsável por transmitir potência mecânica à carga [14]. De forma semelhante ao estator, também o rotor é constituído por chapas finas isoladas umas das outras e construído com o mesmo tipo de material ferromagnético utilizado no estator [31]. Este pode ser do tipo bobinado ou “gaiola de esquilo” [14], [31].

O rotor em gaiola de esquilo, ilustrado na Figura 2.3, é formado por barras condutoras longitudinais embutidas nas ranhuras presentes no núcleo ferromagnético, sendo estas curto-circuitadas nas suas extremidades por anéis condutores. O circuito equivalente deste tipo de rotor é, portanto, um circuito fechado, onde circulam apenas correntes induzidas de intensidade variável [14]. O nome de “gaiola de esquilo” advém do facto de a estrutura física deste rotor ser muito semelhante a uma gaiola de esquilo. Nos motores de indução com rotor em gaiola de esquilo, apenas o estator precisa de ser alimentado, pelo que elementos como escovas ou anéis não estão presentes nestes motores, o que simplifica a sua construção e

manutenção. A sua simplicidade e robustez construtiva representam vantagens notáveis, fazendo do rotor em gaiola de esquilo o mais utilizado [14], [24], [31].

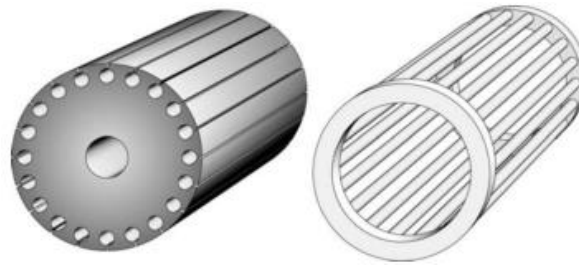


Figura 2.3. Ilustração do rotor em gaiola de esquilo para motor de indução (reproduzido de [14]).

Tal como o rotor em gaiola de esquilo, também o rotor bobinado é constituído por um núcleo ferromagnético com ranhuras longitudinais. De forma semelhante aos enrolamentos do estator, estas ranhuras acomodam um conjunto de três enrolamentos, uniformemente distribuídos pelo rotor, normalmente ligados em estrela [21]. Os terminais resultantes são ligados a três anéis deslizantes onde assentam escovas. Até aqui o circuito do rotor encontra-se em aberto. De forma a curto-circuitar esse circuito, os enrolamentos podem ser ligados entre si ou ligados por meio de resistências variáveis, como é visível na Figura 2.4 [14]. Através da variação do valor das resistências torna-se possível variar a intensidade da corrente induzida no rotor e, conseqüentemente, a velocidade do motor [21].

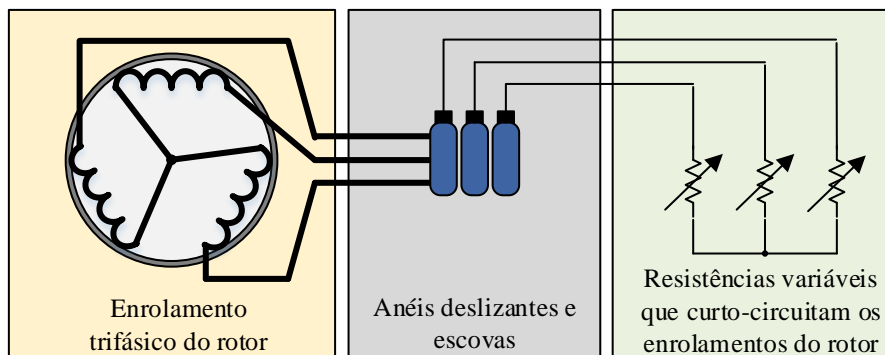


Figura 2.4. Diagrama esquemático do rotor bobinado para um motor de indução.

A evolução tecnológica veio permitir, através do uso de conversores de eletrónica de potência, controlar o binário de arranque e a velocidade do motor de indução com rotor em gaiola de esquilo, o que terá contribuído para o crescente desuso do motor de indução com rotor bobinado. Assim, daqui em diante, para efeitos de estudo, no presente trabalho apenas se irá abordar o motor de indução trifásico com rotor em gaiola de esquilo.

2.3 Princípio de Funcionamento do Motor de Indução Trifásico

Tendo em conta os tipos de construção descritos, a aplicação de um sistema trifásico de tensões nos terminais dos enrolamentos do estator obriga as cargas eléctricas a

movimentarem-se em cada um dos condutores dos enrolamentos do estator, dando origem a uma corrente em cada fase que, variando no tempo, origina um campo magnético variável (campo magnético girante) em cada enrolamento. O campo magnético produzido em cada enrolamento atravessa o entreferro (espaço entre o estator e o rotor) e induz uma tensão no rotor [32]. Por sua vez, e dado que o circuito fechado do rotor possui alguma resistência, resulta a circulação de uma corrente nesses condutores e consequentemente um campo magnético induzido [32]. Desta interação entre o campo magnético girante no estator e as correntes induzidas no rotor resulta a produção de um binário motor que faz girar o rotor no mesmo sentido do fluxo magnético girante, a uma velocidade abaixo da velocidade do campo magnético girante devido às perdas mecânicas (binário resistente) no motor [32]. Na Figura 2.5 podem ser observadas, de forma sucinta, as etapas intrínsecas ao funcionamento do motor de indução.

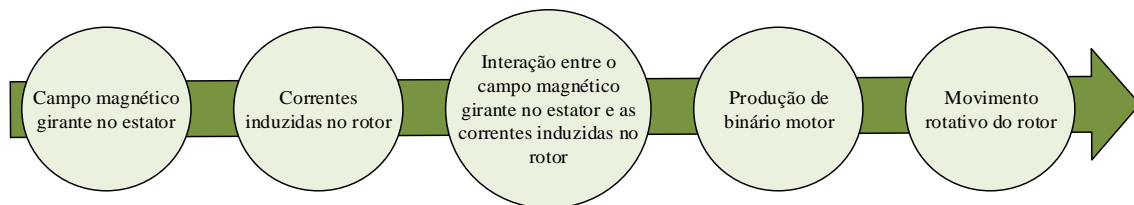


Figura 2.5. Síntese do princípio de funcionamento do motor de indução trifásico.

A velocidade do campo magnético girante, ou velocidade de sincronismo (N_s), em função do número de polos (p) e frequência (f em Hz) é medida em rpm e é dada pela equação (2.1).

$$N_s = \frac{120 f}{p} \text{ (rpm)} \quad (2.1)$$

O número de polos deve ser um inteiro par, dado que, para cada polo N (Norte), deve haver um polo S (Sul) [14]. As velocidades de sincronismo para os números de polos normalmente usados encontram-se apresentadas na Tabela 2.1.

Tabela 2.1. Velocidades de sincronismo a 50 Hz e 60 Hz consoante o número de polos.

Nº de polos	Velocidade de Sincronismo (rpm)	
	50 Hz	60 Hz
2	3000	3600
4	1500	1800
6	1000	1200
8	750	900
10	600	720
12	500	600

A título de exemplo, se um motor possuir dois pares de polos e for alimentado com uma frequência de 50 Hz ($f = 50$ H), a sua velocidade de sincronismo (N_s) é 1500 rpm. No entanto, o motor de indução jamais pode operar na velocidade de sincronismo, uma vez que o binário desenvolvido nessa velocidade é zero [21][33].

Como anteriormente referido, sendo o motor de indução uma máquina assíncrona, a velocidade do rotor não é igual à velocidade de sincronismo, encontrando-se abaixo desta. Esta diferença entre a velocidade de rotação do rotor (N) e a velocidade do campo magnético girante designa-se por deslizamento, podendo este ser calculado através da equação (2.2) [24].

$$s = \frac{N_s - N}{N_s} (\times 100\%) \quad (2.2)$$

A equação (2.2) pode ainda ser reescrita em termos de velocidade angular, ω (rad/s):

$$s = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} (\times 100\%). \quad (2.3)$$

É de notar que, se o rotor girar na velocidade síncrona ($\omega = \omega_s$), então $s = 0$, enquanto que se o rotor estiver em repouso ($\omega = 0$ rad/s) tem-se $s = 1$. De referir que em ambos os casos não é produzido qualquer binário no rotor.

2.4 Circuito Equivalente do Motor de Indução

O funcionamento do motor reside na indução de tensões e correntes no circuito do rotor, como explicado no tópico 2.3 do presente capítulo. O seu princípio de funcionamento é baseado no mesmo princípio de funcionamento de um transformador, pelo que o seu circuito equivalente se torna muito semelhante [34]. Deste modo, olhando para o motor de indução como se de um transformador se tratasse, pode assumir-se o estator como sendo o primário e o rotor o secundário. Desta analogia resulta o circuito equivalente de cada uma das fases do motor de indução, representado pela Figura 2.6, onde V_s corresponde à tensão aplicada a uma das fases do estator.

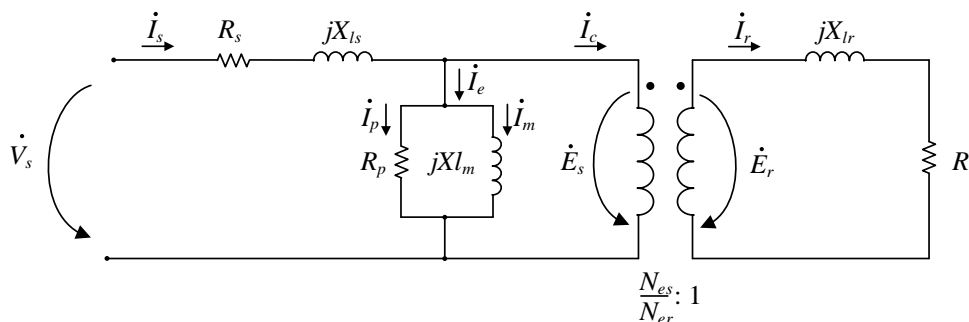


Figura 2.6. Circuito equivalente do motor de indução, por fase, com o secundário (rotor) não referido ao primário (estator).

As correntes nos enrolamentos do motor de indução criam um fluxo magnético no entreferro. A maior parte do fluxo magnético produzido pelos enrolamentos do estator e do rotor atravessa o entreferro, enlaçando os dois enrolamentos. Este fluxo é designado por fluxo mútuo e é o responsável pela produção de binário [34]. No entanto, nem todo o fluxo

produzido atravessa o entreferro. Pequenas percentagens de fluxo enlaçam apenas o enrolamento do estator ou do rotor, dizendo respeito, respetivamente, ao fluxo disperso do estator e ao fluxo disperso do rotor.

O efeito do fluxo de dispersão é levado em conta no circuito da Figura 2.6, por meio de indutâncias de dispersão cujas reatâncias são Xl_s (reatância no lado do estator) e Xl_r (reatância no lado do rotor). A resistências dos enrolamentos do estator e do rotor encontram-se representadas por R_s e R_r , respetivamente.

À semelhança do transformador, a corrente no estator (\dot{I}_s) pode ser decomposta em duas componentes: uma componente de carga (\dot{I}_c) e uma componente de excitação (\dot{I}_e). A componente de carga é a responsável por produzir o campo magnético que provoca o enlace de fluxo no enrolamento do rotor. A corrente de excitação (\dot{I}_e), necessária para criar o fluxo resultante de entreferro, pode ser decomposta numa componente de perdas no ferro (\dot{I}_p) (em fase com \dot{E}_s), e numa componente de magnetização (\dot{I}_m) (atrasada de 90° em relação a \dot{E}_s). \dot{E}_s é a tensão induzida no enrolamento do estator devido ao fluxo resultante de entreferro.

Até aqui, o circuito equivalente que representa o estator do motor de indução é muito semelhante ao do primário de um transformador. Para completar o circuito equivalente do motor de indução devem ser incorporados os efeitos do rotor.

O rotor de um motor de indução move-se à velocidade angular ω dada pela diferença entre ω_s e a velocidade angular do deslizamento ω_{ss} . Pela equação (2.3) facilmente se conclui que:

$$\omega = \omega_s - \omega_{ss} = s \omega_s \text{ (rad/s)}, \quad (2.4)$$

pelo que

$$f_r = s f_s \text{ (Hz)}, \quad (2.5)$$

onde f_r é a frequência das tensões e correntes induzidas no rotor e f_s a frequência das tensões e correntes no estator. Deste modo, a reatância do rotor, por fase, pode ser expressa em termos do deslizamento:

$$Xl_{r(Real)} = s (2 \pi f_s L_s) \text{ (}\Omega\text{)}, \quad (2.6)$$

isto é,

$$Xl_{r(Real)} = s Xl_r \text{ (}\Omega\text{)}, \quad (2.7)$$

sendo Xl_r a reatância de dispersão do rotor na frequência f_s e sXl_r a reatância real do rotor, isto é, à frequência f_r .

Seja \dot{E}_r a tensão induzida no enrolamento do rotor devido ao fluxo resultante de entreferro. Uma vez na presença de deslizamento, tem-se que [34]:

$$\dot{E}_r = s \dot{E}_s. \quad (2.8)$$

Aplicando a relação de transformação, tem-se:

$$s \dot{E}_s = \frac{N_{es}}{N_{er}} \dot{E}_r, \quad (2.9)$$

onde N_{es}/N_{er} é a relação de espiras entre o estator e o rotor e $s\dot{E}_s$ a tensão induzida no rotor refletida ao estator, que será designada, daqui em diante, por \dot{E}'_r .

Posto isto, o circuito equivalente resultante para o rotor do motor de indução refletido ao estator encontra-se apresentado na Figura 2.7.

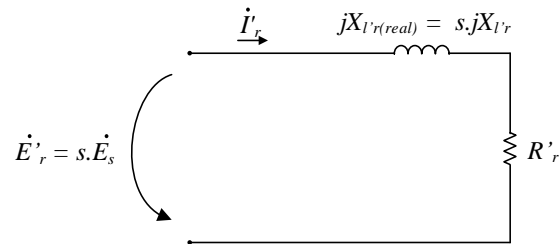


Figura 2.7. Circuito equivalente do rotor de um motor de indução refletido ao estator.

Por observação da Figura 2.7, facilmente se chega à equação que permite o cálculo da corrente no rotor, do ponto de vista do estator.

$$\dot{i}'_r = \frac{\dot{E}'_r}{R'_r + jX_{l'r(Real)}} \quad (A) \quad (2.10)$$

Aplicando a equação (2.8) facilmente se desprende a equação (2.11).

$$\dot{i}'_r = \frac{s \dot{E}_s}{R'_r + s jX_{l'r}} \quad (A) \quad (2.11)$$

Dividindo tudo por s , tem-se:

$$\dot{i}'_r = \frac{\dot{E}_s}{\frac{R'_r}{s} + jX_{l'r}} \quad (A). \quad (2.12)$$

Da equação (2.12) pode concluir-se que a impedância equivalente do rotor (Z_{req}) é dada pela equação (2.13), sendo variável com o deslizamento.

$$Z_{req} = \frac{R'_r}{s} + jX_{l'r} \quad (\Omega) \quad (2.13)$$

Deste modo, o circuito equivalente do motor de indução do ponto de vista do estator encontra-se na Figura 2.8, onde a resistência do rotor é dada em função do deslizamento.

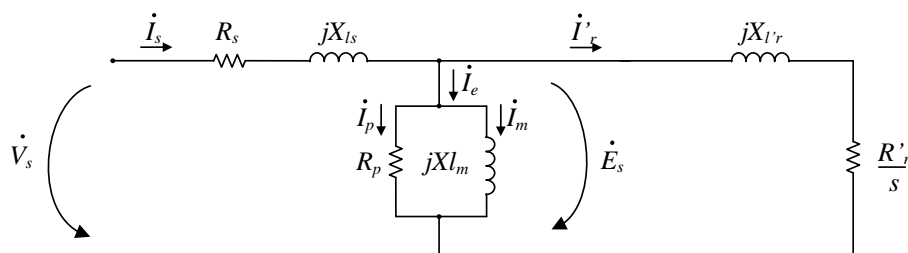


Figura 2.8. Circuito equivalente, por fase, de um motor de indução, com o rotor referido ao estator.

• Potência e Binário no Rotor do Motor de Indução

O motor elétrico transforma a potência elétrica em potência mecânica, que por sua vez se traduz em binário no veio do motor. A eficiência com que o faz é dada pelo seu rendimento (η), isto é, pelo rácio entre a quantidade de potência mecânica (P_{mec}) que produz e a quantidade de potência elétrica (P_{el}) que absorve, tal como mostra a equação (2.14).

$$\eta = \frac{P_{mec}}{P_{el}} \times 100\% \quad (2.14)$$

O circuito equivalente do motor de indução apresentado na Figura 2.8 mostra que a potência elétrica, também conhecida como sendo a potência no entreferro, a partir do estator é dada por:

$$P_{el} = q \frac{R'_r}{s} I'_r{}^2 (W), \quad (2.15)$$

onde q é o número de fases do estator.

Durante a conversão de potências, ocorrem perdas que são inerentes ao funcionamento do próprio motor. As perdas poderão ser as seguintes [34], [35]:

- Perdas por efeito de joule nos enrolamentos (tanto no estator como no rotor);
- Perdas magnéticas no ferro, nomeadamente perdas por histerese e por correntes de Foucault e perdas devidas às imperfeições na distribuição dos fluxos magnéticos;
- Perdas mecânicas por atrito nos apoios e rolamentos do motor e devidas à ventilação.

As perdas por efeito de Joule no rotor do motor de indução são tanto maiores quanto maior for o deslizamento. Isto significa que o rendimento do motor decresce com o aumento do deslizamento [34]. As perdas por efeito de joule podem ser calculadas através da equação (2.16).

$$P_p = q R'_r I'_r{}^2 = s P_{el} (W) \quad (2.16)$$

A potência mecânica (P_{mec}) desenvolvida pelo motor é dada pela diferença entre a potência transferida através do entreferro e a potência dissipada no rotor, tal como sugere a expressão (2.17).

$$P_{mec} = P_{el} - s P_{el} = P_{el} (1 - s) (W) \quad (2.17)$$

Uma vez calculada a potência mecânica, facilmente se chega à equação que representa o binário desenvolvido pelo rotor do motor:

$$T = \frac{P_{mec}}{\omega} (Nm), \quad (2.18)$$

sendo que pela expressão (2.4) e (2.17) se conclui que:

$$T = \frac{P_{el} (1 - s)}{\omega_s (1 - s)} = \frac{P_{el}}{\omega_s} = \frac{q}{2\pi f_s} \frac{R'_r i_r'^2}{s} \text{ (Nm)}. \quad (2.19)$$

2.5 Métodos de Variação de Velocidade nos Motores de Indução Trifásicos

Quando alimentado com valores constantes de tensão e frequência, o motor de indução gira a uma velocidade muito próxima da velocidade de sincronismo. Uma vez sabido o deslizamento, a velocidade de rotação do rotor pode ser calculada tendo por base a equação (2.20).

$$N = N_s (1 - s) = \frac{120}{p} f (1 - s) \text{ (rpm)}, \quad (2.20)$$

Em termos de velocidade angular tem-se que:

$$\omega = \omega_s (1 - s) = \frac{2}{p} 2\pi f (1 - s) \text{ (rad/s)}, \quad (2.21)$$

A equação (2.20) mostra que é possível variar a velocidade do motor de indução com rotor em gaiola de esquilo através da manipulação dos seguintes parâmetros:

- Número de polos (p);
- Deslizamento (s);
- Frequência (f).

2.5.1 Variação do Número de Polos

Dado que a velocidade de funcionamento do motor de indução é próxima da velocidade de sincronismo, alterando o seu número de polos torna-se possível variar a velocidade do motor de indução [24], [36].

A alteração do número de polos do motor origina diferentes velocidades de sincronismo, o que conseqüentemente se traduz numa variação da velocidade do motor (equação (2.20)). Na prática, neste método de variação de velocidade, os enrolamentos do estator são projetados de forma a que o número de polos possa ser alterado através da modificação das ligações das bobinas do estator [24]. Este método, no entanto, não permite variar a velocidade de forma contínua, apenas proporcionando uma reduzida gama de velocidades. Além disso, a construção do estator torna-se mais complexa o que aumenta o custo do motor [24].

2.5.2 Variação do Deslizamento

Um outro método que permite o controlo da velocidade, ainda que em gamas limitadas (só para o caso da variação do estator), consiste na alteração do deslizamento [24]. Neste caso, a velocidade do campo girante é mantida constante, e a velocidade do rotor pode ser alterada pela variação da resistência do rotor, pela variação da tensão aplicada ao estator, ou por ambos [23]. A variação da resistência do rotor apenas é possível no motor de indução com rotor bobinado, pelo que este método não será abordado [24].

No caso do motor de indução com rotor em gaiola de esquilo, o controlo do deslizamento é possível através da variação da tensão aplicada aos seus terminais. Esta variação de tensão é normalmente feita através do uso de um autotransformador ou de um conversor eletrónico de potência [37].

O método de controlo de velocidade por variação do deslizamento encontra-se apresentado graficamente na Figura 2.9, onde é possível visualizar um conjunto de curvas do binário do motor em função da velocidade do mesmo para um conjunto de tensões de alimentação V_1 , V_2 , V_3 e V_4 , onde $V_1 < V_2 < V_3 < V_4$.

Uma vez que o binário desenvolvido por um motor de indução é proporcional ao quadrado da tensão aplicada aos terminais do estator, um aumento da tensão da alimentação provoca um aumento da velocidade de funcionamento do motor [24]. À medida que a tensão de alimentação do motor aumenta, a velocidade deste também aumenta, aproximando-se da velocidade de sincronismo. Por sua vez, com a aproximação da velocidade de funcionamento do motor (N_1 , N_2 , N_3 , N_4) à velocidade de sincronismo, o deslizamento tende a ser cada vez menor. Em suma, aumentando-se o valor da tensão aplicada ao motor, o deslizamento irá diminuir, refletindo-se num aumento da velocidade do motor (e vice-versa). Daqui se conclui que um motor de indução é mais eficiente para valores de tensão de alimentação próximos da sua tensão nominal.

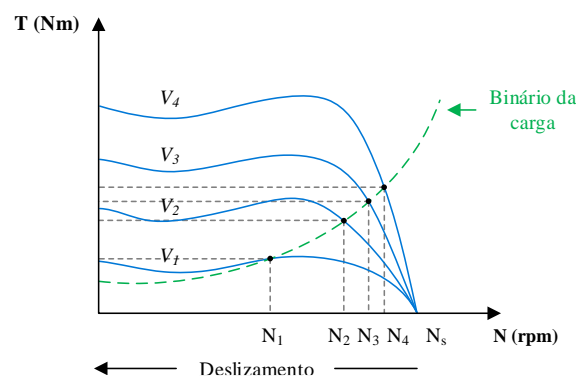


Figura 2.9. Curvas características binário-velocidade para um conjunto de tensões (V_1 , V_2 , V_3 e V_4 , onde $V_1 < V_2 < V_3 < V_4$) aplicadas a um motor de indução trifásico acionando uma determinada carga.

2.5.3 Variação da Frequência

A variação da frequência da tensão aplicada ao estator é também um método para variação da velocidade de um motor de indução [24]. Esta afirmação pode ser justificada pela equação (2.20), onde se verifica que a velocidade do motor é diretamente proporcional à frequência. Com isto, é possível variar a velocidade do rotor, mantendo-se o deslizamento constante, o que permite otimizar as perdas uma vez que a potência correspondente às perdas no rotor é diretamente proporcional ao deslizamento, como mostra a equação (2.16).

É importante referir que, inicialmente, este era um método complexo de implementar dada a eletrónica rudimentar usada no passado. No entanto, a evolução dos semicondutores de potência, assim como dos sistemas de controlo digital, tornou viável a modulação da energia, nomeadamente a modulação da frequência.

Teoricamente, a atuação na frequência de alimentação (f) do motor pode ser feita dentro de duas faixas, dependendo do controlo que se pretende aplicar, como ilustra a Figura 2.10: uma com fluxo constante até à frequência nominal (f_{nom}), e outra com enfraquecimento de campo, correspondente à frequência acima da nominal, onde a tensão de alimentação (V) se mantém constante [23]. Isto é:

- $0 < f < f_{nom} \rightarrow \frac{V}{f} = \text{constante} = \text{fluxo constante};$
- $f > f_{nom} \rightarrow V = \text{constante} = \text{enfraquecimento de campo}.$

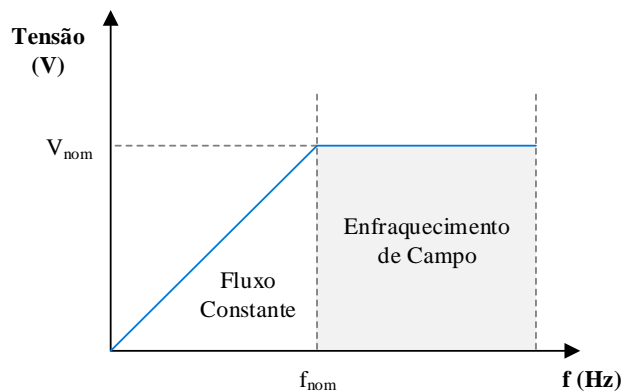


Figura 2.10. Relação entre tensão (V) e frequência de alimentação (f) nas zonas de funcionamento de fluxo constante e enfraquecimento de campo.

Nos valores nominais de tensão e frequência, o fluxo no entreferro do motor de indução também estará no seu valor nominal. Se a tensão for mantida constante e a frequência diminuída, o fluxo magnético aumentará, estando o seu valor máximo limitado pela saturação do circuito magnético [24]. Tal pode ser afirmado através da lei da indução magnética apresentada na equação (2.22):

$$V = N_e \frac{d\Phi}{dt} \quad (2.22)$$

de onde, por integração, resulta:

$$\phi = \frac{V}{N_e} t = k \frac{V}{f} \quad (2.23)$$

em que Φ representa a densidade de fluxo magnético, V a tensão aos terminais do motor, f a frequência e N_e o número de espiras do enrolamento [38].

É de notar que a reatância indutiva varia linearmente com a frequência, como se pode verificar na equação (2.24). Isto significa que à medida que a frequência diminui, a resistência ao fluxo de corrente diminui na mesma proporção, e vice-versa.

$$X_L = 2\pi f L (\Omega) \quad (2.24)$$

De modo a manter o valor eficaz da corrente constante, as ações de controlo devem ser coordenadas em termos de atuação na tensão e frequência de alimentação do motor [22]. Como a equação (2.23) demonstra, mantendo a relação V/f constante, o fluxo magnético será constante, pelo que tanto a corrente como o binário também o serão. Se, por outro lado, a tensão se mantiver na tensão nominal e a frequência for aumentada, a densidade de fluxo diminuirá (ver equação (2.23)), assim como o binário (como se constata na equação (2.19)), daí o nome enfraquecimento de campo. Deste modo, a curva que relaciona o binário do motor com a frequência com que este é alimentado pode ser traçada conforme a Figura 2.11. Verifica-se que, até à frequência nominal, o binário permanece constante e acima desta começa a decrescer.

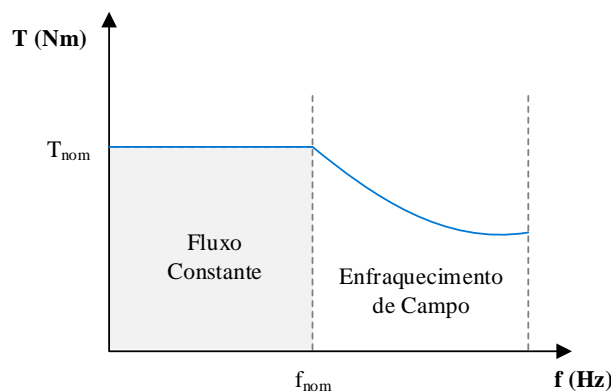


Figura 2.11. Relação entre binário e frequência de alimentação nas zonas de funcionamento de fluxo constante e enfraquecimento de campo.

A região de enfraquecimento de campo é conhecida por ser uma região de potência constante. Isto é verdade uma vez que a potência mecânica se obtém de duas variáveis, nomeadamente velocidade e binário (equação (2.18)), que são, respetivamente, direta e inversamente proporcionais à frequência de alimentação nesta região de funcionamento.

A Figura 2.12 apresenta um conjunto de curvas do binário em função da velocidade, para várias frequências de alimentação ($f_1 < f_2 < f_3 < \dots < f_7$). f_{nom} é a frequência nominal para a qual se verifica a velocidade síncrona N_s . As restantes velocidades (N_1, N_2, \dots, N_7) são obtidas através de um deslocamento paralelo da curva binário vs velocidade em relação à curva que se verifica para a frequência nominal.

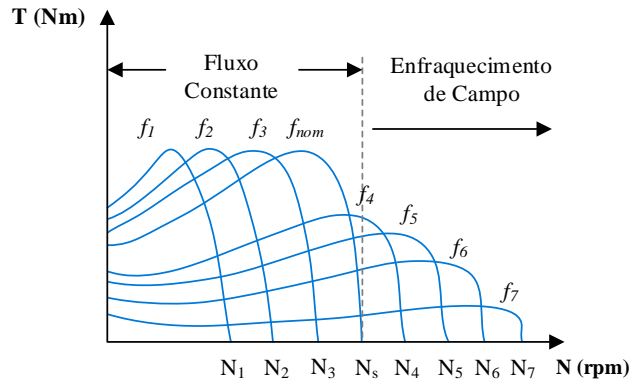


Figura 2.12. Relação entre o binário e a velocidade nas zonas de funcionamento de fluxo constante e enfraquecimento de campo.

2.6 Regiões de Operação do Motor de Indução

Uma característica importante em sistemas de acionamento de velocidade variável consiste nos modos de operação em que a máquina de indução pode trabalhar. Na Figura 2.13 encontra-se apresentado o gráfico que relaciona o binário da máquina de indução com o deslizamento e com a velocidade, onde é possível observar três regiões de operação:

- Travagem;
- Motor;
- Gerador.

A operação de travagem surge quando o deslizamento é maior que 1, isto é, quando o campo magnético girante gira em sentido contrário ao do rotor. De forma a obter-se o funcionamento na região em que $s > 1$, o motor precisa de ser acionado em sentido oposto à direção de rotação do campo magnético girante através de uma técnica de travagem. A principal utilidade prática desta região está na paragem rápida ou inversão do sentido de rotação do motor [24], [33].

Na operação como motor, o rotor em vazio gira no mesmo sentido e a uma velocidade ω bastante próxima (mas nunca igual) da velocidade de sincronismo (ω_s), pelo que o deslizamento nesta circunstância é praticamente nulo, assim como o binário. Um aumento de carga mecânica vai originar uma diminuição da velocidade do rotor, bem como um aumento do deslizamento e do binário motor. Conforme se vai aumentando à carga mecânica no veio

do motor, vão sendo atingidos vários pontos importantes na forma de onda da Figura 2.13 um dos quais diz respeito aos valores nominais de velocidade, binário e deslizamento, sendo este o ponto de funcionamento do motor (M) onde este apresenta maior desempenho e maior rendimento. Um novo aumento da carga mecânica levará o motor ao seu ponto de funcionamento crítico, no qual este poderá operar por alguns instantes, sem se danificar, com binário máximo ($T_{m\acute{a}x}$) a uma determinada velocidade ω e com um dado deslizamento s . A partir deste ponto, um aumento de carga fará aumentar o deslizamento e diminuir o binário até que o rotor fique bloqueado. Nesta situação é atingido o deslizamento máximo ($s = 1$), assim como o binário de arranque do motor.

Na operação como gerador, como indica a Figura 2.13, o deslizamento é negativo, o que significa que o rotor do motor gira no mesmo sentido do campo magnético girante mas a uma velocidade superior. Nesta região de operação, a energia cinética do rotor é convertida em energia elétrica, a qual pode ser aproveitada utilizando uma técnica de travagem regenerativa, como será abordado adiante. A operação como gerador pode ser facilmente conseguida atuando-se diretamente sobre a frequência de alimentação do motor, tendo em vista a redução da velocidade síncrona para um valor abaixo da velocidade do rotor. Com isto, a máquina elétrica é forçada a operar como gerador, ao mesmo tempo que uma força contrária ao movimento é induzida no rotor, travando o mesmo.

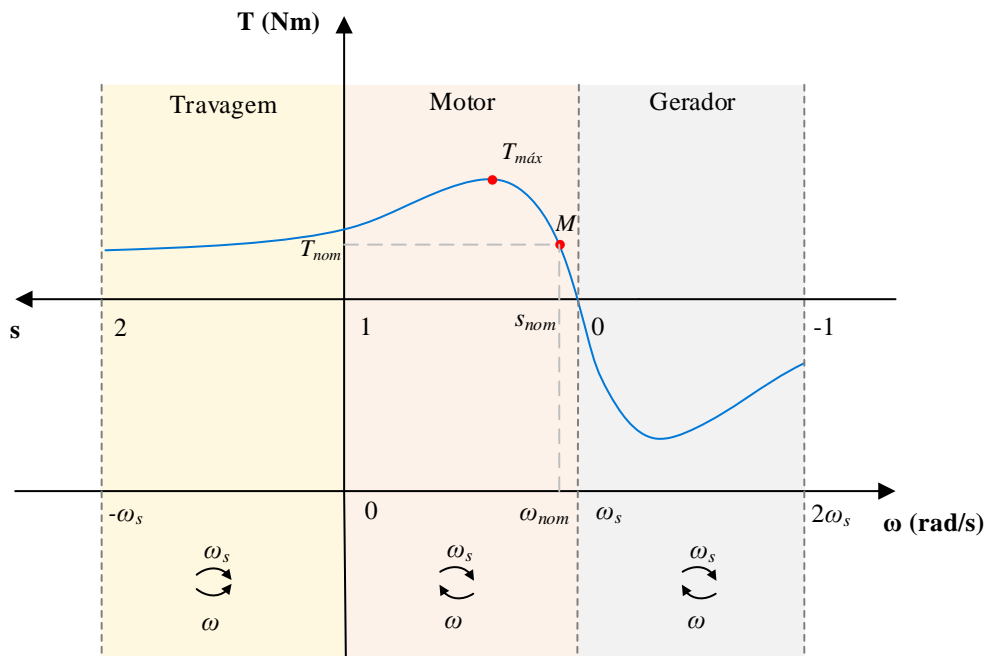


Figura 2.13. Regiões de operação da máquina de indução (baseado em [14]).

2.7 Técnicas de Travagem

Em diversas aplicações, um dos requisitos mais importantes nos sistemas de acionamento de motores é a travagem [39]. Em aplicações industriais, por exemplo, existe a necessidade de colocar rapidamente em repouso o motor, não só para o manter imobilizado após o término de algum processo, como também para salvaguardar produtos em situações de operação defeituosa, ou então em situações de emergência de modo a preservar a integridade física do operador, bem como do equipamento. Dependendo da aplicação no qual está inserido, o sistema de acionamento pode estar sujeito a frequentes regimes de partida, paragem ou inversão de sentido de rotação, fazendo com que a eficiência do sistema diminua consideravelmente [40].

A travagem consiste num processo de conversão de energia visando a remoção ou atenuação da energia mecânica de um sistema em movimento tendo em vista a sua desaceleração ou imobilização. Segundo [39], esta pode ser realizada de duas formas: mecanicamente, através de travões cujo objetivo consiste em aumentar as forças de atrito, convertendo assim a energia mecânica em calor, levando à desaceleração do sistema; eletricamente, através da aplicação de uma força eletromagnética que se opõe à rotação do motor, podendo a energia ser dissipada sob a forma de calor no próprio motor ou em resistências, designadas por resistências de travagem, ou pode ainda ser regenerada, sendo devolvida à fonte de energia ou armazenada num elemento armazenador de energia. Em [39] são apresentados os seguintes métodos de travagem elétrica:

- Travagem por Contra-Corrente;
- Travagem Dinâmica;
- Travagem Regenerativa.

2.7.1 Travagem por Contra-Corrente

A travagem por contra-corrente, conhecida também na literatura como *Plugging* ou ainda *Reverse Voltage Braking*, tem como especial utilidade a paragem rápida ou inversão do sentido de rotação do motor e obtém-se através da troca de duas das três fases que alimentam os enrolamentos do estator [39], [41].

Uma vez que o sentido de rotação do campo magnético girante produzido pela circulação de corrente nos enrolamentos do estator depende da sequência de ligação das fases nos terminais do motor, a troca de fases origina um campo magnético girante com sentido de rotação contrário ao inicial, com o motor a rodar ainda no mesmo sentido que o que se verificava

inicialmente. A rotação do rotor do motor passa a ficar oposta a um binário que atua contrariamente, fazendo com que a velocidade do motor se anule num curto espaço de tempo. Como o rotor procura sempre alcançar o campo magnético girante, após a velocidade do motor chegar a zero, a sua alimentação deve ser interrompida, caso contrário o motor passará a funcionar com a rotação do rotor em sentido contrário [39].

A troca repentina das fases do estator do motor originará um deslizamento maior que um e o sentido do campo magnético será invertido (ver Figura 2.13). Neste instante, o motor será percorrido por correntes de grande magnitude, superiores às que são suportadas no arranque do motor a partir do repouso [39]. Este facto associado a uma frequente inversão do sentido de rotação do rotor pode causar problemas de sobreaquecimento que se irão refletir na redução da vida útil do motor e, como tal, não devem ser ignorados.

2.7.2 Travagem Dinâmica

A técnica da travagem dinâmica, esquematizada na Figura 2.14, é bastante usada em aplicações industriais e consiste num processo no qual a energia cinética do rotor é dissipada termicamente numa resistência, após a interrupção da alimentação no estator [39], [41]. Uma vez sem alimentação no estator (S_1 aberto), a inércia do motor e da carga mantêm o rotor em rotação, havendo produção de fluxo magnético nos enrolamentos do estator, nos quais, por indução, surge uma tensão aos seus terminais. Por outras palavras, a máquina assíncrona passa a funcionar como gerador, transferindo para o estator a energia cinética sob a forma de energia elétrica. Aliando este facto a um sistema que dissipe essa energia, torna-se concebível o método de travagem dinâmica. Assim, tendo em vista a remoção dessa energia elétrica, o interruptor S_2 é fechado, passando esta a ser dissipada na resistência de travagem R , dando-se deste modo a desaceleração do motor.

A técnica da travagem dinâmica pode ser implementada de diversas formas. Em [39] são apresentados resumidamente vários métodos de travagem dinâmica.

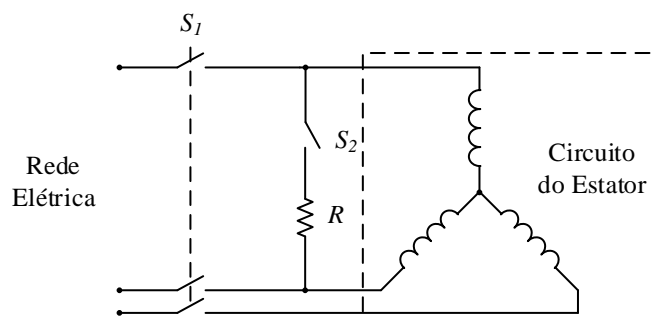


Figura 2.14. Técnica de travagem dinâmica.

2.7.3 Travagem Regenerativa

A energia cinética resultante de um processo de travagem não tem necessariamente de seguir um processo resistivo, isto é, de ser convertida em calor. Esta pode ser convertida em energia elétrica ou mecânica [22].

Existem diversas aplicações onde a energia resultante da inércia de um motor é aproveitada, trazendo para o sistema em causa vantagens significativas a nível de eficiência energética. Como exemplo, tem-se os sistemas de recuperação de energia cinética (KERS - *Kinetic Energy Recovery System*), usados nos sistemas de travagem automóvel que recuperam parte da energia cinética gerada pela desaceleração/travagem do veículo [42], [43]. No caso dos veículos com motor de combustão, esta pode ser armazenada mecanicamente num volante de inércia, como é o caso dos sistemas KERS produzidos pela empresa *Flybrid* originalmente desenvolvidos para os carros de Fórmula 1, mas que também já fazem parte do sistema de travagem de veículos como camiões, autocarros e locomotivas, onde o arranque e paragem são frequentes e há um enorme potencial para o reaproveitamento da energia outrora desperdiçada [43].

No que concerne aos veículos elétricos, a energia cinética pode ser convertida em energia elétrica aquando de uma travagem e posteriormente armazenada em elementos armazenadores de energia como baterias ou condensadores [44], [45]. Tal é possível quando o motor de indução é forçado a operar a velocidades acima da velocidade síncrona. Nesta região de operação, o binário da carga é superior ao binário do motor, passando o deslizamento a assumir valores negativos. Como resultado, surge uma força eletromotriz superior em módulo e em sentido oposto à que se verificava na operação como motor que implicará a inversão do sentido das correntes no estator e no rotor, dando-se assim a operação como gerador [39]. Nestes instantes de operação como gerador, a energia flui no sentido do motor para a fonte de energia através de um conversor eletrónico de potência (apresentados no próximo Capítulo 3) [44]. Esta é uma tecnologia bastante usada em veículos híbridos, sendo que contribui para a redução do consumo de combustível e, conseqüentemente, para a redução da emissão dos gases de efeito de estufa [45].

As aplicações onde o aproveitamento da energia cinética resultante de um processo de travagem regenerativa pode ser aplicado não se ficam apenas pelo automobilismo. Aplicações como elevadores, guindastes e bombas, onde os motores podem funcionar como geradores, ainda que por curtos períodos de tempo, são comuns no dia-a-dia, e a regeneração de energia nesses casos pode representar economias significativas de energia [40]. Além

disso, em sistemas com tecnologias de travagem regenerativa, a quantidade de calor libertado é inferior ao notado em sistemas sem esse tipo de tecnologia associada, o que em alguns casos permite, além de uma melhor utilização da energia, uma redução de custos associados ao sistema de refrigeração.

2.8 Conclusão

Neste capítulo foi feita uma revisão geral sobre o motor de indução trifásico de forma a que fossem assimilados os conceitos necessários ao entendimento das teorias de controlo, apresentadas no capítulo seguinte.

Posto isto, o capítulo começa com uma pequena introdução ao motor de indução trifásico, onde foi feito um breve enquadramento do mesmo face a outros motores elétricos. De seguida, foi abordada a sua constituição mecânica na qual se encontram os fundamentos base para a compreensão do seu princípio de funcionamento explicado posteriormente.

De seguida, foi abordado o circuito equivalente do motor de indução trifásico de modo a perceber-se qual a influência que os parâmetros como tensão, frequência, binário e deslizamento podem ter no seu comportamento. Com base nisto, foram apresentados os métodos de variação de velocidade passíveis de serem utilizados no motor de indução, em particular os métodos por alteração do número de polos, por variação da tensão de alimentação e por alteração da frequência da tensão fornecida ao estator.

Este capítulo termina com a exposição das regiões de operação em que o motor de indução pode trabalhar e de algumas técnicas de travagem, das quais fazem parte a travagem por contra-corrente, a travagem dinâmica e, por fim, a travagem regenerativa. Das técnicas abordadas, a travagem por contra-corrente, realizada por aplicação de uma força eletromagnética contrária à rotação do rotor, apresenta-se como a indicada para situações que exijam paragem rápida assim como inversão de sentido de rotação, ao passo que a travagem dinâmica e a travagem regenerativa possibilitam a desaceleração do motor por remoção da energia elétrica resultante da conversão da energia cinética, distinguindo-se apenas quanto à forma como utilizam essa energia elétrica. No caso da travagem dinâmica, a energia produzida durante a travagem do motor é dissipada numa resistência, não havendo qualquer aproveitamento da mesma. O mesmo não acontece com a travagem regenerativa, onde a energia elétrica produzida pode ser armazenada e posteriormente utilizada ou então devolvida à rede elétrica, assumindo-se esta como uma mais valia, em termos energéticos, em sistemas de tração elétrica.

Capítulo 3

Variadores Eletrónicos de Velocidade

3.1 Introdução

Algumas das aplicações que envolvem motores de indução requerem ajustes de variação de velocidade nos seus processos, seja pela necessidade de acionamento de cargas variáveis seja pela necessidade de otimizar processos existentes. Os progressos ao nível da eletrónica de potência, em concreto ao nível dos semicondutores de potência, tem permitido um melhor processamento da energia, possibilitando a modulação da tensão e sobretudo da frequência, garantindo as condições necessárias ao controlo da velocidade dos motores de indução.

Posto isto, ao longo deste capítulo são apresentadas as topologias de conversores de potência mais relevantes para acionamento de motores de indução, das quais fazem parte os inversores trifásicos fonte de corrente e fonte de tensão. Além destes, são apresentados também os conversores de potência para interface com a rede elétrica, nos quais se destacam os retificadores ativos trifásicos a dois, três e quatro braços.

Posteriormente à apresentação das topologias conversoras, são enfatizadas duas técnicas de modulação a elas aplicáveis: *Sinusoidal Pulse-Width Modulation* (SPWM) e *Space Vector Pulse-Width Modulation* (SVPWM). De seguida é abordado o controlo dos retificadores ativos, no qual é explicitado um algoritmo de sincronização com a rede elétrica e técnicas de controlo de corrente passíveis de serem utilizadas nos retificadores ativos. Fazem parte destas técnicas o controlo de corrente por histerese, o controlo proporcional-integral (PI) estacionário e o controlo de corrente preditivo. Para cada uma delas são apresentados os seus pontos fortes e os seus inconvenientes.

Uma vez apresentado o controlo dos retificadores ativos, são posteriormente detalhadas as teorias de controlo para acionamento do motor de indução. Primeiramente é feita uma distinção e comparação entre controlo escalar e controlo vetorial, sendo de seguida apresentadas as técnicas de controlo Volts por Hertz em malha aberta e malha fechada e a técnica de controlo por orientação de campo (FOC – *Field Oriented Control*).

Este capítulo termina com a exposição de alguns VEVs disponíveis atualmente no mercado com o intuito de dar a conhecer um pouco da tecnologia por detrás destes equipamentos.

3.2 Estrutura de um Sistema VEV

Os VEVs são dispositivos conversores de energia concebidos para controlar a velocidade e o binário de um motor de corrente alternada (CA), por meio de conversores de potência que, com base em algoritmos de comutação dos semicondutores de potência, permitem a sintetização de correntes sinusoidais com parâmetros ajustáveis como a amplitude e a frequência [46], [47]. Este processo de conversão da energia pode ser feito de forma direta através de um conversor CA-CA. Dos conversores CA-CA os mais conhecidos são os cicloconversores e os conversores de matriz, que poderão ser encontrados em [47].

Os VEVs podem apresentar diferentes topologias, porém seguem, normalmente, a estrutura apresentada na Figura 3.1, sendo compostos por: retificador, barramento CC, inversor e sistema de controlo [11], [46], [48].

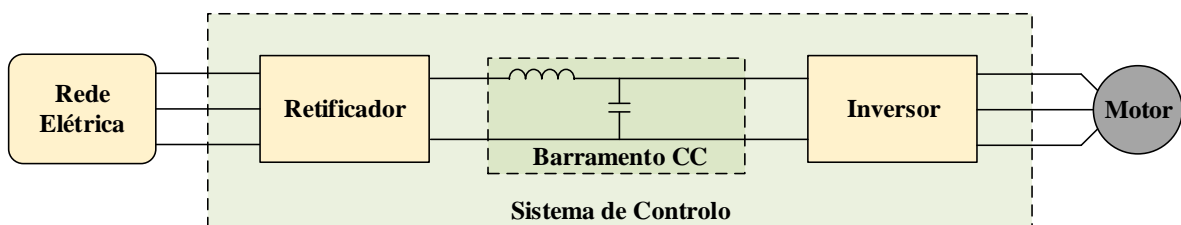


Figura 3.1. Estrutura básica de um VEV.

Primeiramente, é feita a conversão da tensão CA de frequência fixa em tensão e corrente CC, através de um conversor CA-CC. De seguida, a tensão ou corrente CC proveniente do barramento CC é convertida em tensão ou corrente CA pelo conversor CC-CA, com as características de amplitude, frequência e fase desejadas ao funcionamento do motor [46]-[48].

A seguir são apresentados os conversores de eletrónica de potência para cada um dos dois estágios de potência (retificador e inversor) que constituem a estrutura de um VEV apresentada na Figura 3.1.

Convém realçar que a topologia proposta nesta dissertação possui um barramento CC capacitivo, isto é, um barramento onde o elemento armazenador de energia é o condensador. Deste modo, serão alvo de maior enfoque as topologias onde predomina este tipo de barramento CC. É também de notar que nos esquemas relativos aos conversores apresentados foram usados IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistor*). Porém, podiam ter sido utilizados quaisquer outros semicondutores totalmente controlados, como por exemplo MOSFETs (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*). A escolha recaiu sobre o uso dos IGBTs dado serem os semicondutores de potência mais usados nos conversores até médias potências, por permitirem uma gama de frequências de comutação elevada, proporcionando

um elevado controlo dinâmico da corrente [46], [48]. Já em aplicações que exijam potências elevadas, os GTOs (*Gate Turn off Thyristor*) e os tirístores são os mais utilizados, dado que permitem níveis mais elevados de potência [25].

Num VEV, o responsável pelo acionamento do motor é o inversor, razão pela qual os conversores relativos a este processo de conversão são abordados em primeiro lugar, passando-se de seguida à apresentação dos conversores para o estágio retificador.

3.3 Inversores de Potência Usados em VEVs

O processo de conversão de corrente ou tensão CC para corrente ou tensão CA é designado por inversão. Este processo é o responsável por criar frequência variável, a partir de uma fonte de corrente ou tensão CC, que é usada para acionar motores de indução com velocidade variável [32].

Existem dois tipos básicos de conversores CC-CA (ou inversores). Dependendo do tipo de armazenador de energia utilizado no barramento CC, os inversores podem ser classificados como inversores fonte de corrente (CSI – *Current Source Inverter*) ou inversores fonte de tensão (VSI – *Voltage Source Inverter*).

Ainda que não faça parte da topologia proposta nesta dissertação, a seguir é exposto o CSI, visto ser um inversor alvo de grande destaque no que diz respeito ao acionamento de máquinas elétricas.

3.3.1 Inversor Fonte de Corrente

Tal como o próprio nome indica, o CSI comporta-se como uma fonte de corrente, pelo que o elemento armazenador de energia presente no barramento CC é do tipo indutivo. A presença deste elemento oferece ao sistema proteção contra curto-circuitos, sendo a corrente de saída limitada pela corrente do barramento CC [49].

O CSI tem como função converter a corrente CC proveniente do barramento CC em corrente CA, cujo controlo tem como objetivo produzir à sua saída uma corrente sinusoidal com amplitude, frequência e fase ajustáveis [47]. Este é um inversor bastante usado em aplicações industriais de média/alta potência [48], [49].

Na Figura 3.2 encontra-se apresentado o CSI trifásico, composto por três braços, cada um com dois semicondutores de potência totalmente controlados. De forma que os IGBTs possam suportar tensões inversas (produzidas pela bobina presente no barramento CC) sem

se danificarem, são colocados díodos em série com estes. Em alternativa poderiam ser usados IGBTs com capacidade de bloqueio inverso, os RB-IGBTs (*Reverse Blocking Insulated Gate Bipolar Transistor*) [47].

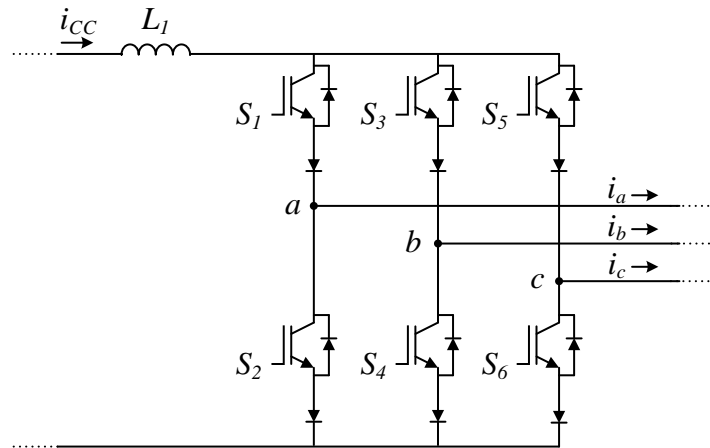


Figura 3.2. Inversor fonte de corrente trifásico.

O facto de o inversor ser do tipo fonte de corrente leva a que o circuito não possa ser aberto. Por outro lado, em aplicações de carga indutiva, as correntes apresentam um di/dt elevado provocado pelas comutações dos IGBTs, e obrigam a que sejam colocados filtros capacitivos. Deste modo, de forma a não curto-circuitar os condensadores do filtro, o circuito não pode ser curto-circuitado. Assim, no funcionamento do CSI deve garantir-se que apenas um dos IGBTs superiores (S_1 , S_3 ou S_5) e apenas um dos IGBTs inferiores (S_2 , S_4 ou S_6) entrem em condução ao mesmo tempo.

A Tabela 3.1 apresenta os níveis de corrente produzidos pelo conversor de acordo com os diferentes estados dos IGBTs. Os últimos três estados da tabela apresentam correntes nulas ($i_a = i_b = i_c = 0$). Tal deve-se ao acionamento simultâneo de ambos os IGBTs de um mesmo braço. Os restantes estados produzem correntes de linha (i_a , i_b ou i_c) diferentes de zero.

Tabela 3.1. Tabela de estados do inversor fonte de corrente.

	Estado dos IGBTs						Correntes		
	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	i_a	i_b	i_c
1	1	0	0	0	0	1	i_{cc}	0	$-i_{cc}$
2	0	0	1	0	0	1	0	i_{cc}	$-i_{cc}$
3	0	1	1	0	0	0	$-i_{cc}$	i_{cc}	0
4	0	1	0	0	1	0	$-i_{cc}$	0	i_{cc}
5	1	0	0	1	1	0	0	$-i_{cc}$	i_{cc}
6	1	0	0	1	0	0	i_{cc}	$-i_{cc}$	0
7	1	1	0	0	0	0	0	0	0
8	0	0	1	1	0	0	0	0	0
9	0	0	0	0	1	1	0	0	0

Através de uma técnica de modulação, o inversor deve alternar entre os diversos estados apresentados de forma a permitir na sua saída a corrente nas três linhas (i_a , i_b e i_c) com a forma de onda desejada.

As topologias de VEVs baseadas em inversores do tipo CSI são normalmente empregues em aplicações de média/alta potência. Em aplicações de baixa/média potência, a topologia inversora mais utilizada é do tipo VSI [25], [47].

3.3.2 Inversor Fonte de Tensão

A maioria das aplicações de eletrônica de potência é alimentada por fonte de tensão e não por fonte de corrente. Isto faz do VSI o mais utilizado em aplicações que envolvam inversores, como é o caso dos VEVs [47]. Por outro lado, o custo, o tamanho e o peso dos condensadores tendem a ser bastante inferiores aos das bobinas utilizadas nos CSIs para uma mesma aplicação [32].

Analogamente ao CSI, também o VSI se caracteriza pelo elemento armazenador de energia que possui à sua entrada, sendo o condensador, neste caso, o elemento armazenador de energia utilizado [49]. Este tipo de inversor tem como principal objetivo converter uma tensão CC, presente à sua entrada, numa tensão CA com amplitude, frequência e fase controláveis na sua saída [47].

Na Figura 3.3 encontra-se apresentado o VSI trifásico. Nesta topologia, a presença do díodo em antiparalelo em cada IGBT fornece um caminho alternativo para as correntes indutivas do motor, e protege os dispositivos de comutação contra tensões inversas [32]. Por sua vez, os IGBTs já trazem na sua constituição um díodo em antiparalelo incorporado, sendo esta uma das razões associadas à prevalência destes dispositivos nos VSIs [25].

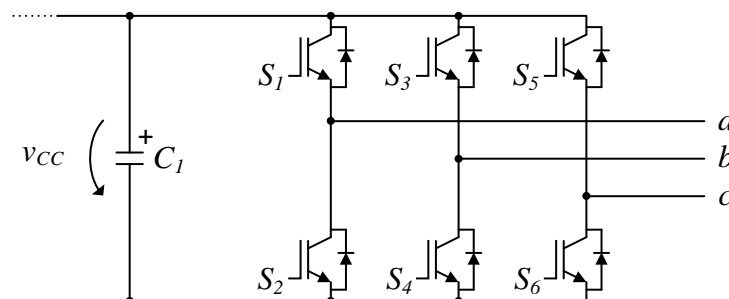


Figura 3.3. Inversor fonte de tensão trifásico.

Para o correto funcionamento do VSI, os IGBTs de um mesmo braço (S_1 e S_2 , S_3 e S_4 ou S_5 e S_6) não podem entrar em condução ao mesmo tempo. Isto provocaria um curto-circuito ao condensador que serve de fonte de tensão de alimentação ao inversor [47]. Por outro lado,

deve garantir-se que não saiam de condução simultaneamente, uma vez que isto provocaria estados indefinidos da tensão de saída, isto é, tensões que dependeriam da polaridade da corrente de linha [47].

A Tabela 3.2 apresenta os níveis de tensão produzidos pelo conversor de acordo com os diferentes estados dos IGBTs. Os estados 7 e 8 apresentam tensões compostas nulas. Tal acontece porque apenas os IGBTs presentes na parte superior ou na parte inferior dos braços do inversor se encontram acionados. Com exceção dos últimos dois estados que apresentam tensões compostas nulas, todos os restantes produzem três níveis de tensões de saída (v_{cc} , 0 e $-v_{cc}$) [47].

Tabela 3.2. Tabela de estados do inversor fonte de tensão.

	Estado dos IGBTs						Tensões		
	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	v_{ab}	v_{bc}	v_{ca}
1	1	0	0	1	0	1	v_{cc}	0	$-v_{cc}$
2	1	0	1	0	0	1	0	v_{cc}	$-v_{cc}$
3	0	1	1	0	0	1	$-v_{cc}$	v_{cc}	0
4	0	1	1	0	1	0	$-v_{cc}$	0	v_{cc}
5	0	1	0	1	1	0	0	$-v_{cc}$	v_{cc}
6	1	0	0	1	1	0	v_{cc}	$-v_{cc}$	0
7	1	0	1	0	1	0	0	0	0
8	0	1	0	1	0	1	0	0	0

À semelhança do CSI, o VSI deve, através de uma técnica de modulação, alternar entre os diversos estados apresentados de forma a permitir à sua saída, não correntes, mas tensões compostas (v_{ab} , v_{bc} , v_{ca}) com a forma de onda desejada [47].

3.4 Retificadores de Potência para VEVs

A rede elétrica é, por norma, a fonte de energia elétrica dos VEVs, sendo estes dispositivos alimentados em CA. Deste modo, os conversores de potência CA-CC, também designados por retificadores, visam adequar os níveis de tensão e corrente provenientes da rede elétrica em níveis de tensão e corrente que se adequem às características do barramento CC.

Tradicionalmente, os retificadores são desenvolvidos usando díodos e/ou tirístores para fornecer corrente CC unidirecional ou bidirecional, de forma controlada ou não controlada [25], [50].

O retificador mais utilizado é o retificador a díodos com filtro capacitivo no lado CC (Figura 3.4), estando identificado na literatura como ponte de *Graetz*. Tal deve-se à sua

simplicidade de construção e baixo custo dos semicondutores usados, bem como o facto de ser um retificador sem necessidade de ser controlado [11].

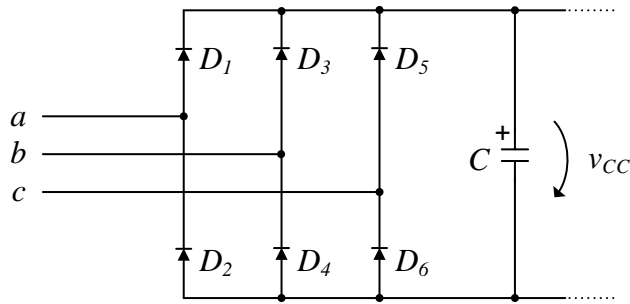


Figura 3.4. Retificador trifásico a díodos.

Os retificadores a díodos, por se comportarem como cargas não-lineares, consomem correntes com elevado conteúdo harmónico, isto é, correntes com elevada THD (*Total Harmonic Distortion*) que por sua vez provocam distorção da forma de onda das tensões, o que contribui para um baixo fator de potência a montante do retificador [11], [47]. Por não controlarem a corrente de entrada nem a de saída, e por não controlarem também a tensão do barramento CC, estão categorizados como conversores passivos. Por outro lado, e por funcionarem apenas no primeiro quadrante, neste tipo de retificador, a corrente flui no sentido da fonte de alimentação para o motor, pelo que a energia proveniente do motor em situações de travagem, troca de velocidade ou inversão de marcha deverá ser dissipada numa resistência ou armazenada em elementos armazenadores de energia como baterias ou condensadores [11], [50].

De forma a colmatar-se os problemas de qualidade de energia elétrica (QEE) nos conversores passivos, têm sido utilizados métodos tradicionais como a aplicação de filtros passivos indutivos em série ou capacitivos em paralelo (ou ambos) ou a utilização de retificadores multipulsos [47], [51]. Recentemente foram introduzidos os filtros ativos para redução da distorção harmónica da corrente através da produção de correntes de compensação, no caso do filtro ativo paralelo, e para redução da distorção harmónica da tensão através da produção de tensões de compensação, no caso do filtro ativo série [26]. No caso de ser necessário uma compensação conjunta da corrente e da tensão, o UPQC (*Unified Power Quality Conditioner*) é uma solução.

Uma outra forma de reduzir-se a distorção harmónica passa pelo uso de conversores para melhorar a QEE. Estes denominam-se na literatura de IPQCs (*Improved Power Quality Converters*). Em [26] é feita uma revisão do estado da arte acerca de conversores IPQCs trifásicos multipulsos. Também em [25] encontra-se apresentada uma revisão de IPQCs onde podem ser encontrados retificadores PFC (*Power Factor Correction*) trifásicos

unidirecionais e bidirecionais. Estes retificadores recorrem a técnicas de PWM (*Pulse Width Modulation*) para controlar semicondutores de potência totalmente controláveis, como os IGBTs, para alterar dinamicamente a forma de onda da corrente de entrada e assim reduzir a sua distorção harmónica, levando a um aumento do fator de potência para perto da unidade [25], [50], [52].

Algumas topologias PFC não são regenerativas e, por sua vez, não permitem devolução de energia à rede elétrica, isto é, não permitem o funcionamento como inversor. Exemplo disso são os retificadores *Vienna* [52] que, por não estarem em contexto com esta dissertação, não serão abordados. No entanto, outras topologias PFC permitem-no e podem ser usadas em aplicações onde se pretenda a devolução de energia à rede elétrica, por exemplo, em processos de travagem e/ou inversão de velocidade de um motor, como é, aliás, um dos focos desta dissertação. Estes retificadores, também denominados na literatura de *Active Rectifier* e *Active Front End*, à semelhança dos inversores, distinguem-se consoante o tipo de armazenador de energia que possuem no barramento CC, podendo classificar-se em retificadores fonte de corrente (CSR – *Current Source Rectifier*) ou em retificadores fonte de tensão (VSR – *Voltage Source Rectifier*).

A seguir são abordados alguns retificadores ativos do tipo VSR a três e quatro fios. Para facilitar o entendimento dos estados em que as topologias descritas podem operar, é estudado o seu funcionamento como inversores, dado que também podem funcionar como tal.

3.4.1 Retificadores Ativos a Três Fios

Neste item são apresentadas topologias de retificadores ativos a três fios, as quais podem ser constituídas por dois ou três braços de semicondutores totalmente controláveis.

- **Retificador Ativo com Dois Braços**

Dos retificadores a três fios, os retificadores com dois braços (Figura 3.5) são desenvolvidos usando quatro IGBTs para reduzir o custo da solução. No entanto apresentam como desvantagem a necessidade de controlo da tensão entre os condensadores do barramento CC, para que mantenham tensões iguais aos seus terminais [25]. Além disso, cada condensador do barramento CC fica sujeito ao valor de pico da tensão entre fases da rede elétrica V_{ff} (equação (3.1)). Isto, por sua vez, eleva a tensão nominal do elemento capacitivo, tornando-o mais caro. Em algumas aplicações, esta topologia pode tornar-se inconcebível tendo em

conta o valor de tensão mínimo necessário para regular o barramento CC (V_{cc_min}) bem como o custo dos condensadores.

$$V_{cc_min} = 2\sqrt{2}V_{ff} \quad (3.1)$$

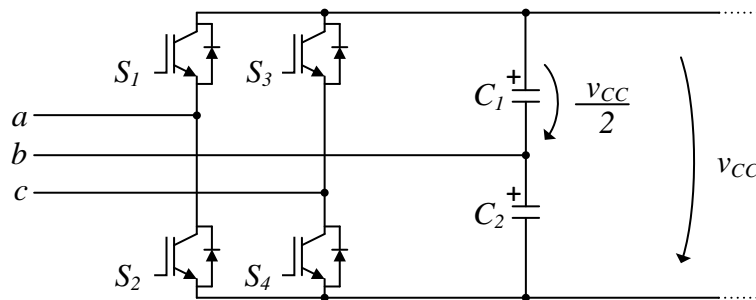


Figura 3.5. Retificador fonte de tensão a três fios com dois braços.

Para o correto funcionamento deste conversor, os semicondutores de um mesmo braço (S_1 e S_2 ou S_3 e S_4) não podem entrar em condução ao mesmo tempo. Isto iria provocar um curto-circuito ao condensador presente no barramento CC do conversor [47]. Por outro lado, deve garantir-se que não saiam de condução simultaneamente, uma vez que isto provocaria estados indefinidos da tensão de saída [47].

A Tabela 3.3 apresenta os níveis de tensão produzidos pelo conversor de acordo com os diferentes estados dos IGBTs. Os estados 5 e 6 apresentam tensões compostas nulas. Tal acontece porque apenas os IGBTs presentes na parte superior ou na parte inferior dos braços do conversor se encontram acionados. Com exceção dos últimos dois estados que apresentam tensões compostas nulas, os restantes produzem dois ou três níveis de tensão distintos ($(-v_{cc}$ e $v_{cc}/2$) ou $(-v_{cc}/2$ e $v_{cc})$ ou $(-v_{cc}/2, 0$ e $v_{cc}/2)$).

Tabela 3.3. Tabela de estados do retificador fonte de tensão a três fios com dois braços.

	Estado dos IGBTs				Tensões		
	S_1	S_2	S_3	S_4	v_{ab}	v_{bc}	v_{ca}
1	1	0	0	1	$v_{cc}/2$	$v_{cc}/2$	$-v_{cc}$
2	1	0	1	0	$v_{cc}/2$	$-v_{cc}/2$	0
3	0	1	1	0	$-v_{cc}/2$	$-v_{cc}/2$	v_{cc}
4	0	1	0	1	$-v_{cc}/2$	$v_{cc}/2$	0
5	1	1	0	0	0	0	0
6	0	0	1	1	0	0	0

• Retificador Ativo com Três Braços

Na maioria das aplicações que requerem conversores bidirecionais predomina o conversor a três fios com três braços, que se encontra apresentado na Figura 3.6 [25]. Neste conversor, a tensão mínima necessária para regular o barramento CC é duas vezes inferior face à topologia

anterior, sendo esta dada pelo valor de pico da tensão composta, tal como expressa a equação (3.2). A topologia deste conversor é idem à topologia do VSI apresentada na Figura 3.3, diferindo essencialmente no seu modo de operação.

Da mesma forma que o VSI, bem como o conversor apresentado anteriormente na Figura 3.5, os IGBTs de um mesmo braço (S_1 e S_2 , S_3 e S_4 ou S_5 e S_6) não podem entrar em condução ao mesmo tempo, de modo a evitar-se o curto-circuito ao condensador. Também do mesmo modo deve garantir-se que não saiam de condução simultaneamente.

$$V_{cc_min} = \sqrt{2} V_{ff} \quad (3.2)$$

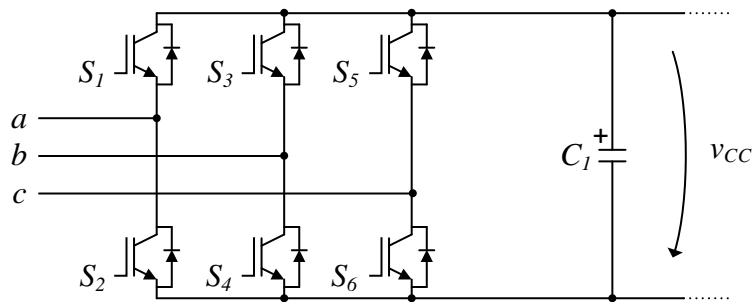


Figura 3.6. Retificador fonte de tensão a três fios com três braços.

Os oito estados possíveis permitidos pelo conversor de acordo com os diferentes estados dos IGBTs podem ser vistos na tabela de estados do VSI previamente apresentada (Tabela 3.2).

3.4.2 Retificadores Ativos a Quatro Fios

Os retificadores VSR a quatro fios são comumente usados em aplicações onde se pretende um menor *ripple* da tensão do barramento CC e o equilíbrio das correntes consumidas mesmo quando as tensões aplicadas ao conversor são desequilibradas [25]. Dentro desta categoria englobam-se os retificadores ativos com três e quatro braços.

- **Retificador Ativo com Três Braços**

Dos conversores a quatro fios, os conversores com três braços distinguem-se pela ligação do neutro ao ponto médio do braço de condensadores presente no barramento CC. Tal como o conversor a três fios com dois braços (Figura 3.6), este conversor tem como desvantagem a necessidade de controlo da tensão entre os condensadores. Para o correto funcionamento deste retificador, deve ser mantida uma tensão de $v_{cc}/2$ nos dois condensadores. Além disso, este conversor (Figura 3.7) apresenta como tensão mínima para regulação do barramento CC o dobro do valor de pico da tensão simples da rede elétrica (V_{fn}).

$$V_{cc_min} = 2\sqrt{2} V_{fn} \quad (3.3)$$

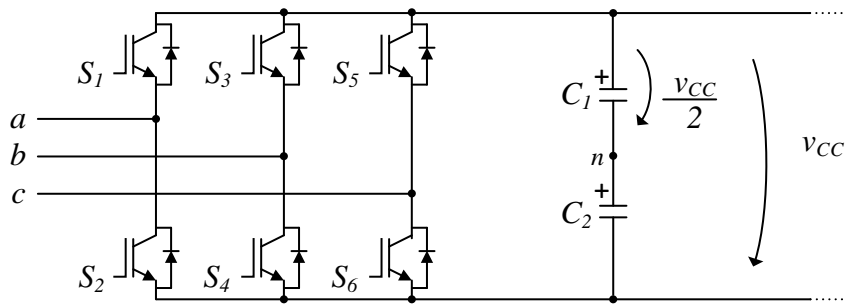


Figura 3.7. Retificador fonte de tensão a quatro fios com três braços.

A Tabela 3.4 apresenta os diferentes níveis de tensão composta e tensão simples produzidos em função do estado dos IGBTs.

Tabela 3.4. Tabela de estados do retificador fonte de tensão a quatro fios com três braços.

	Estado dos IGBTs						Tensões					
	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	v_{ab}	v_{bc}	v_{ca}	v_{an}	v_{bn}	v_{cn}
1	1	0	0	1	0	1	v_{cc}	0	$-v_{cc}$	$v_{cc}/2$	$-v_{cc}/2$	$-v_{cc}/2$
2	1	0	1	0	0	1	0	v_{cc}	$-v_{cc}$	$v_{cc}/2$	$v_{cc}/2$	$-v_{cc}/2$
3	0	1	1	0	0	1	$-v_{cc}$	v_{cc}	0	$-v_{cc}/2$	$v_{cc}/2$	$-v_{cc}/2$
4	0	1	1	0	1	0	$-v_{cc}$	0	v_{cc}	$-v_{cc}/2$	$v_{cc}/2$	$v_{cc}/2$
5	0	1	0	1	1	0	0	$-v_{cc}$	v_{cc}	$-v_{cc}/2$	$-v_{cc}/2$	$v_{cc}/2$
6	1	0	0	1	1	0	v_{cc}	$-v_{cc}$	0	$v_{cc}/2$	$-v_{cc}/2$	$v_{cc}/2$
7	1	0	1	0	1	0	0	0	0	$v_{cc}/2$	$v_{cc}/2$	$v_{cc}/2$
8	0	1	0	1	0	1	0	0	0	$-v_{cc}/2$	$-v_{cc}/2$	$-v_{cc}/2$

• Retificador Ativo com Quatro Braços

Na Figura 3.8 encontra-se representado o retificador VSR a quatro fios com quatro braços. Esta topologia retificadora apresenta-se, em relação à anterior, com mais dois IGBTs que formam um quarto braço. A existência deste quarto braço de IGBTs faz com que seja apenas necessário um condensador no barramento CC o que, face à topologia apresentada anteriormente, facilita o controlo da sua tensão, que apresenta como tensão mínima de regulação o valor de pico da tensão composta da rede elétrica, tal como o retificador a três fios com três braços. Além disso, traz a vantagem de permitir a compensação da corrente no neutro [51].

$$V_{cc_min} = \sqrt{2} V_{ff} \quad (3.4)$$

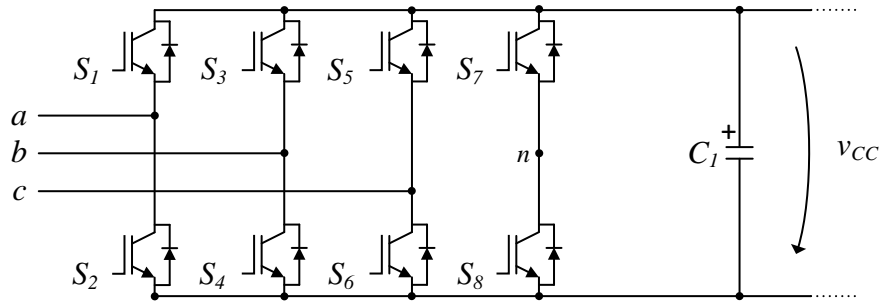


Figura 3.8. Retificador fonte de tensão a quatro fios com quatro braços.

Os diferentes níveis de tensão composta e tensão simples produzidos, em função do estado dos IGBTs, encontram-se apresentados na Tabela 3.5.

Tabela 3.5. Tabela de estados do retificador fonte de tensão a quatro fios com quatro braços.

	Estado dos IGBTs								Tensões					
	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	S_7	S_8	v_{ab}	v_{bc}	v_{ca}	v_{an}	v_{bn}	v_{cn}
1	1	0	0	1	0	1	1	0	v_{cc}	0	$-v_{cc}$	0	$-v_{cc}$	$-v_{cc}$
2	1	0	1	0	0	1	1	0	0	v_{cc}	$-v_{cc}$	0	0	$-v_{cc}$
3	0	1	1	0	0	1	1	0	$-v_{cc}$	v_{cc}	0	$-v_{cc}$	0	$-v_{cc}$
4	0	1	1	0	1	0	1	0	$-v_{cc}$	0	v_{cc}	$-v_{cc}$	0	0
5	0	1	0	1	1	0	1	0	0	$-v_{cc}$	v_{cc}	$-v_{cc}$	$-v_{cc}$	0
6	1	0	0	1	1	0	1	0	v_{cc}	$-v_{cc}$	0	0	$-v_{cc}$	0
7	1	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0
8	0	1	0	1	0	1	1	0	0	0	0	$-v_{cc}$	$-v_{cc}$	$-v_{cc}$
9	1	0	0	1	0	1	0	1	v_{cc}	0	$-v_{cc}$	v_{cc}	0	0
10	1	0	1	0	0	1	0	1	0	v_{cc}	$-v_{cc}$	v_{cc}	v_{cc}	0
11	0	1	1	0	0	1	0	1	$-v_{cc}$	v_{cc}	0	0	v_{cc}	0
12	0	1	1	0	1	0	0	1	$-v_{cc}$	0	v_{cc}	0	v_{cc}	v_{cc}
13	0	1	0	1	1	0	0	1	0	$-v_{cc}$	v_{cc}	0	0	v_{cc}
14	1	0	0	1	1	0	0	1	v_{cc}	$-v_{cc}$	0	v_{cc}	0	v_{cc}
15	1	0	1	0	1	0	0	1	0	0	0	v_{cc}	v_{cc}	v_{cc}
16	0	1	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0

3.5 Técnicas de Modulação para Conversores Fonte de Tensão

Nos conversores fonte de tensão (VSC), os semicondutores controlados que os constituem devem ser acionados de forma correta, de modo a tornar possível a sintetização de tensões com parâmetros controlados, como a amplitude e a frequência. Para tal, os sinais de referência provenientes das malhas de controlo necessitam de chegar, de forma adequada, aos semicondutores, a fim de estes operarem apropriadamente, permitindo que o sistema funcione como desejado. Deste modo, com o intuito de realizar esta interface, existem diversas técnicas que podem ser implementadas cujo objetivo passa por determinar, a partir dos sinais de referência, o *duty-cycle* adequado dos pulsos a serem aplicados às *gates* dos semicondutores totalmente controlados. Estas técnicas de controlo que atuam nas *gates* dos semicondutores controlados são comumente designadas de técnicas de modulação.

Na Figura 3.9 encontra-se apresentado o esquemático do VSC a três fios com três braços composto por seis IGBTs e por um condensador no barramento CC. Para cada um dos IGBTs, a técnica de modulação deve produzir um sinal de comando. No caso do IGBT inferior presente em cada braço, o sinal de comando aplicado na sua *gate* é o complementar do sinal de comando aplicado na *gate* do IGBT superior do respetivo braço.

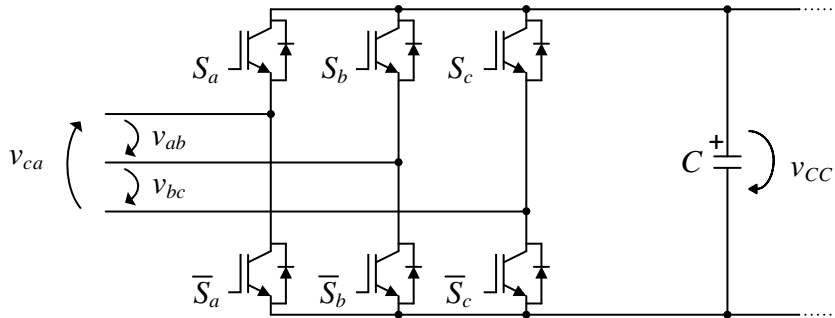


Figura 3.9. Conversor fonte de tensão trifásico.

No que concerne às técnicas de modulação, na literatura destacam-se a *Sinusoidal Pulse-Width Modulation* (SPWM) e a *Space Vector Pulse-Width Modulation* (SVPWM). Em [53] é possível ver uma análise comparativa entre estas duas técnicas.

3.5.1 Sinusoidal Pulse-Width Modulation

A técnica de modulação SPWM é uma técnica de largura de pulso cujo funcionamento consiste na comparação entre dois sinais de controlo: uma onda moduladora e uma onda portadora. A onda moduladora, ou onda de referência, consiste num sinal sinusoidal com frequência f_m que serve de referência à frequência fundamental do sinal que se pretende sintetizar. A portadora, por sua vez, consiste num sinal triangular ou dente de serra cuja frequência f_p determina a frequência de comutação dos semicondutores de potência. A razão entre estas duas frequências (f_p e f_m), dada pela equação (3.5), define o índice de modulação de frequência m_f que denota a resolução na onda sintetizada pelo conversor, sendo esta tanto maior quanto maior for m_f , ou por outro lado, quanto maior for a frequência da onda portadora em relação à onda moduladora. No entanto, as perdas associadas à comutação dos semicondutores de potência são diretamente proporcionais à frequência com que estes operam, sendo este um dos fatores determinantes na escolha da frequência da onda portadora.

$$m_f = \frac{f_p}{f_m} \quad (3.5)$$

O princípio de funcionamento da técnica de modulação SPWM encontra-se apresentado na Figura 3.10. Das sucessivas comparações entre a onda de referência $v_{ref(a, b, c)}$ e a onda portadora v_{por} resulta um sinal $S_{(a, b, c)}$ com apenas dois valores de tensão possíveis (v_{Low} e

v_{High}) que serve de comando a cada um dos IGBTs superiores. Os sinais de comando para os IGBTs inferiores são facilmente obtidos através da negação lógica dos sinais de comando $S_{(a,b,c)}$. Estes valores obtêm-se segundo as condições (3.6) e (3.7), sendo a sua amplitude imposta pela tensão máxima e mínima que a saída do circuito comparador consegue fornecer. Estes valores correspondem aos estados de operação dos IGBTs, onde o valor máximo (v_{High}) indica a operação do semiconductor na região de saturação e o valor mínimo (v_{Low}) a operação na região de corte. A rápida comutação entre estes dois estados (saturação e corte) dos semicondutores de potência permite, em cada instante de tempo, atuar sobre o valor médio da onda de saída do conversor (v_{ab}) com frequência fixa e *duty-cycle* variável e com uma amplitude dada em função da tensão do barramento CC (v_{cc}).

$$v_{ref(a,b,c)} > v_{por} \Rightarrow S_{(a,b,c)} = v_{High} \quad (3.6)$$

$$v_{ref(a,b,c)} < v_{por} \Rightarrow S_{(a,b,c)} = v_{Low} \quad (3.7)$$

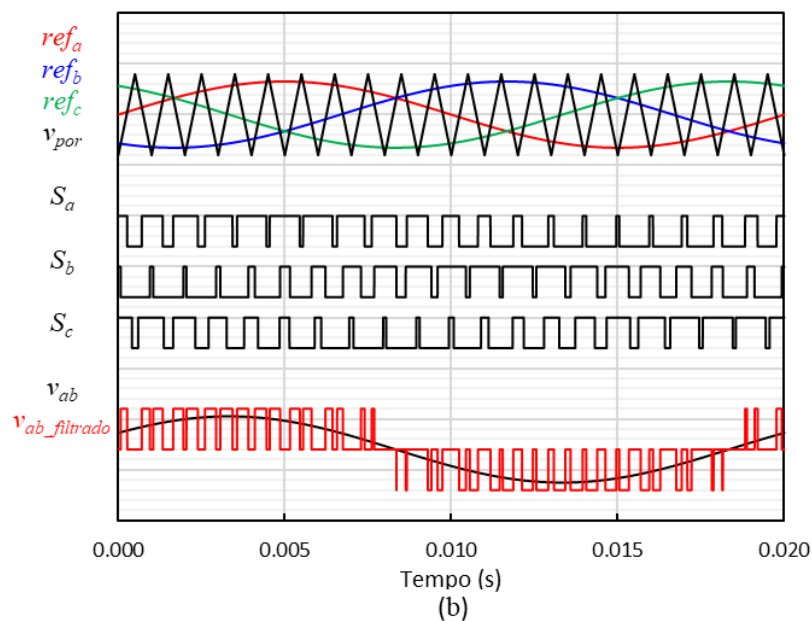
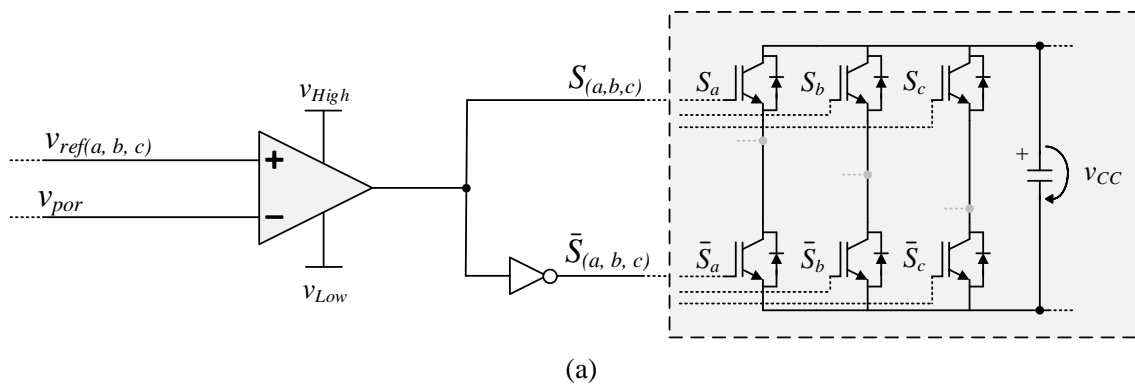


Figura 3.10. Princípio de funcionamento da técnica de modulação SPWM: (a) Esquemático; (b) Sintetização da tensão de saída do comparador na técnica de modulação SPWM: ondas moduladoras para os três braços (ref_a , ref_b e ref_c), onda portadora (v_{por}) e sinais de comando para os IGBTs superiores de cada braço (S_a , S_b e S_c), onda de saída produzida pelo conversor (v_{ab}) e onda de saída filtrada ($v_{ab_filtrado}$).

Uma vez obtido o sinal de saída v_{ab} , as componentes de alta frequência são facilmente mitigadas através da aplicação de filtros passivos sem que a componente desejada de baixa frequência seja alterada. Deste modo resulta a forma de onda $v_{ab_filtrado}$ cuja amplitude da componente fundamental ($A_{ab_filtrado}$) é dada pela equação (3.8), onde m_a se designa de índice de modulação e é dado pela razão entre a amplitude da onda de referência (A_{ref}) e a amplitude da onda portadora (A_{por}), como refere a equação (3.9).

$$A_{ab_filtrado} = m_a v_{cc} \quad (3.8)$$

$$m_a = \frac{A_{ref}}{A_{por}} \quad (3.9)$$

No entanto, a equação (3.8) apenas se verifica ser válida para o caso de o índice de modulação ser menor ou igual à unidade. Caso contrário, a relação de linearidade deixa de existir, entrando-se numa zona de sobremodulação.

3.5.2 Space Vector Pulse-Width Modulation

A técnica SVPWM é uma técnica de modulação que se encontra bastante difundida em diversas aplicações industriais, nomeadamente em inversores para tração elétrica sobretudo devido à otimização do número de comutações dos semicondutores de potência e consequente redução das perdas na comutação dos semicondutores, baixo nível de conteúdo harmónico dos sinais produzidos e índice de modulação superior quando comparado com a técnica de modulação SPWM [53]-[55]. Porém, apesar das suas vantagens, digitalmente esta é uma técnica que apresenta maior complexidade de implementação face a outras técnicas de modulação e requer recursos computacionais com maior capacidade de processamento, sendo que para muitas aplicações esta técnica de modulação torna-se inconcebível dado o elevado custo com que se manifesta [56].

De forma a facilitar o estudo do princípio de funcionamento da técnica SPWM, tome-se como exemplo o conversor apresentado na Figura 3.9. A técnica de modulação SVPWM baseia-se na representação vetorial do conversor. Assim, e dado que os IGBTs de um mesmo braço são comutados de forma complementar, é possível obter-se oito vetores de comutação, dos quais seis produzem tensão diferente de zero ($\vec{V}_1, \vec{V}_2, \vec{V}_3, \vec{V}_4, \vec{V}_5, \vec{V}_6$) e dois produzem tensão zero (\vec{V}_0, \vec{V}_7) tal como mostra a Tabela 3.6.

Os oito vetores de comutação do VSI podem ser representados num espaço vetorial, como apresentado na Figura 3.11. Nesta representação, os seis vetores não nulos encontram-se dispostos de forma radial, separados com um ângulo de 60° entre si, formando um hexágono.

O espaço entre dois desses vetores denomina-se por setor, existindo no total seis setores (*I, II, III, IV, V, VI*). Os restantes vetores de comutação (\vec{V}_0, \vec{V}_7), por serem nulos, são representados no centro do espaço vetorial.

Tabela 3.6. Vetores de comutação do inversor fonte de tensão.

Vetor	Estado dos IGBTs		
	S_a	S_b	S_c
\vec{V}_0	0	0	0
\vec{V}_1	0	0	1
\vec{V}_2	0	1	0
\vec{V}_3	0	1	1
\vec{V}_4	1	0	0
\vec{V}_5	1	0	1
\vec{V}_6	1	1	0
\vec{V}_7	1	1	1

O vetor de referência, apresentado na Figura 3.11 como \vec{V}_{Ref} , representa a tensão a ser produzida pelo conversor e gira no sentido anti-horário à frequência das ondas produzidas. Este vetor de referência obtém-se através da transformada de Clarke, cuja função é converter um sistema de três coordenadas (a, b, c) num sistema de duas coordenadas (α, β). Essa transformação encontra-se descrita na equação (3.10).

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

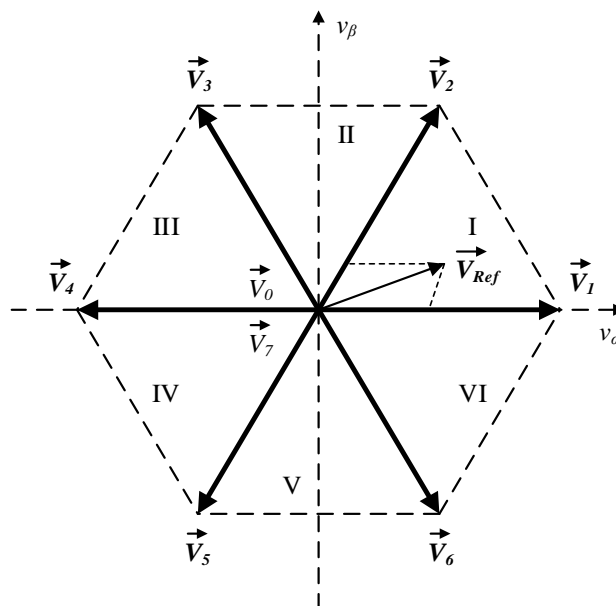


Figura 3.11. Representação do espaço vetorial do inversor fonte de tensão.

Uma vez calculado o vetor de referência, o próximo passo consiste em determinar a sua localização, isto é, o setor onde este se encontra, de forma a que sejam selecionados os vetores de comutação a utilizar.

Tomando como exemplo a posição do vetor referência no Setor I, tal como mostrado na Figura 3.11, e segundo o esquema apresentado na Figura 3.12 que demonstra a sequência de comutação no Setor I, é possível obter-se o tempo de aplicação de cada vetor de comutação (t_0 , t_a , t_b e t_7) através da equação (3.11). Nesta equação, T_s corresponde ao período de comutação.

$$\frac{T_s}{2} \cdot \vec{V}_{Ref} = t_0 \cdot \vec{V}_0 + t_a \cdot \vec{V}_1 + t_b \cdot \vec{V}_2 + t_7 \cdot \vec{V}_7 \quad (3.11)$$

Da equação (3.12), e dado que $t_0 = t_7$, tem-se que:

$$\frac{T_s}{2} = t_a + t_b + t_7 \quad (3.12)$$

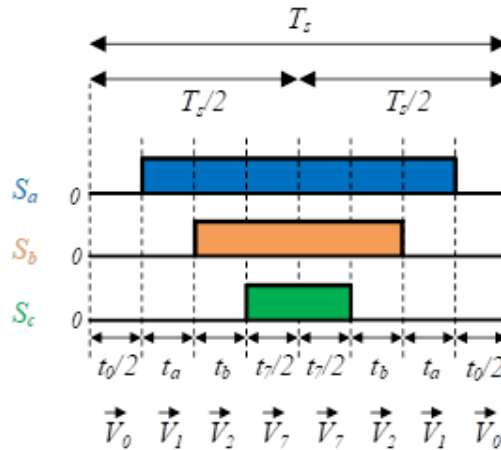


Figura 3.12. Sequência de comutação no Setor I.

Uma vez obtidos os tempos de cada um dos respectivos estados presentes na Figura 3.12, o próximo passo consiste no cálculo do tempo que cada um dos IGBTs deve atuar. Por observação da Figura 3.12 facilmente se percebe que o tempo que os IGBTs S_a , S_b e S_c devem de atuar é dado pelas equações (3.13), (3.14) e (3.15).

$$t_{S_a} = 2t_a + 2t_b + t_7 \quad (3.13)$$

$$t_{S_b} = 2t_b + t_7 \quad (3.14)$$

$$t_{S_c} = t_7 \quad (3.15)$$

Da mesma forma que foi obtida a sequência de comutação e os tempos de atuação dos IGBTs no Setor I, devem ser obtidas as sequências de comutação e os tempos de atuação dos IGBTs para os restantes setores do espaço vetorial, de modo a tornar possível a implementação da técnica SVPWM.

3.6 Controlo dos Retificadores Ativos

Como referido anteriormente, durante o funcionamento do VEV é desejável que a sua conexão à rede elétrica não influencie a QEE da rede elétrica. Durante a tração do motor de indução, a corrente consumida deve possuir uma forma de onda sinusoidal e estar em fase com a tensão da rede elétrica. Como vantagens de tal operação, isto é, com fator de potência unitário, tem-se uma potência fornecida pela rede elétrica menor e de forma consequente perdas de energia também menores. Além disso, o nível de distorção harmónica deve ser o mais reduzido possível dado que este fator também origina perdas de energia e provoca distorção da rede elétrica, colocando em risco o desempenho de equipamentos mais sensíveis. Como tal, é necessário um algoritmo de controlo que seja capaz de fazer a sincronização entre a corrente e a tensão da rede elétrica. Assim, de seguida é apresentada uma técnica que permite essa sincronização, e posteriormente são apresentadas algumas técnicas de controlo de corrente que podem ser usadas no controlo dos retificadores ativos.

3.6.1 Algoritmo de Sincronização com a Rede Elétrica

Como abordado anteriormente, a conexão de conversores de eletrónica de potência à rede elétrica requer a sincronização entre a tensão da rede elétrica e a corrente sintetizada pelo próprio conversor [57]. O controlo destes conversores depende das malhas de captura de fase (PLL – *Phase Locked Loop*) para gerar as variáveis necessárias à sincronização do conversor com a rede elétrica [58], [59]. Em muitos casos, o sinal de referência obtido da rede elétrica encontra-se distorcido devido a, por exemplo, harmónicos produzidos por cargas vizinhas ou até mesmo pelo próprio conversor [57]. O uso de uma PLL permite nesses casos obter um sinal perfeitamente sinusoidal ainda que o sinal de referência não o seja [57].

Uma PLL consiste num sistema realimentado, não-linear, onde o sinal de saída e o sinal de entrada possuem frequências instantâneas sincronizadas [60]. Estas podem apresentar vários algoritmos diferentes, alguns dos quais podem ser encontrados em [60], porém, como mostra a Figura 3.13, são compostas essencialmente por três partes principais [58]-[61]: o detetor de fase (PD – *Phase Detection*); o filtro de malha (LF – *Loop Filter*) e por último o oscilador controlado por tensão (VCO – *Voltage-Controlled Oscillator*).

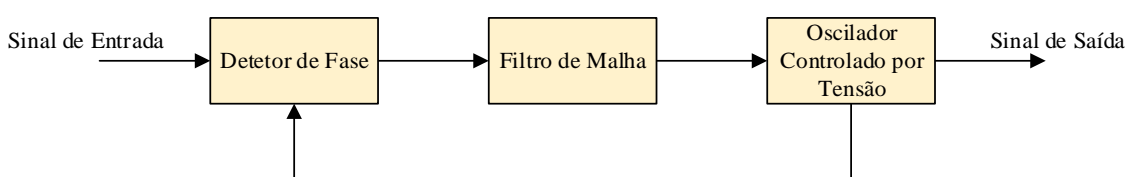


Figura 3.13. Diagrama de blocos de uma PLL na sua forma mais simples (adaptado de [59]).

O detetor de fase compara a fase do sinal de entrada com a fase do sinal de saída dado pelo oscilador controlado por tensão. A saída do detetor de fase apresenta a diferença de fase entre o sinal de entrada e o sinal proveniente do oscilador. Por outras palavras, à sua saída encontra-se o erro de fase que será tanto maior quanto maior for a diferença verificada entre os dois sinais. Seguidamente, o sinal do erro de fase é filtrado, normalmente por um filtro passa-baixo, de forma a obter-se o valor médio do sinal, sendo este posteriormente aplicado ao oscilador controlado por tensão. Este, por sua vez, tem como objetivo ajustar a frequência do sinal à sua saída até que se verifique igual à frequência do sinal de entrada. Nestas condições, o erro de fase é constante e em consequência disso tem-se um sinal constante aplicado ao oscilador, o que permite manter o sincronismo das frequências, dando-se, deste modo, a captura da fase [61].

Uma das PLL mais utilizadas é a PLL baseada na teoria p - q , cujo diagrama funcional se encontra apresentado na Figura 3.14 [57], [62]. Através da transformada de Clarke, o sistema trifásico de tensões é convertido num sistema de duas coordenadas, obtendo-se as tensões v_α e v_β . Estas tensões são posteriormente, e de forma respetiva, multiplicadas por duas correntes i_α e i_β , as quais são obtidas por aplicação de funções trigonométricas ao sinal de saída ωt . De seguida, por adição das duas potências (P_α e P_β) surge um sinal de erro de fase e_f que é submetido a um controlo do tipo PI cujo propósito consiste em anular esse mesmo erro de forma a que seja obtida à sua saída uma frequência constante. A este resultado é adicionada a componente fundamental do sinal de entrada ω_o , resultando deste modo o sinal ω . De seguida, a integração de ω dará origem a um sinal ωt cuja forma de onda é semelhante à de uma onda dente de serra, a qual possui amplitude compreendida entre 0 e 2π e uma frequência idem à frequência fundamental das tensões da rede elétrica. Uma vez obtido o ângulo (ωt) para a fase a , os ângulos para as restantes fases são facilmente obtidos por adição de 120° no caso da fase c e de 240° no caso da fase b .

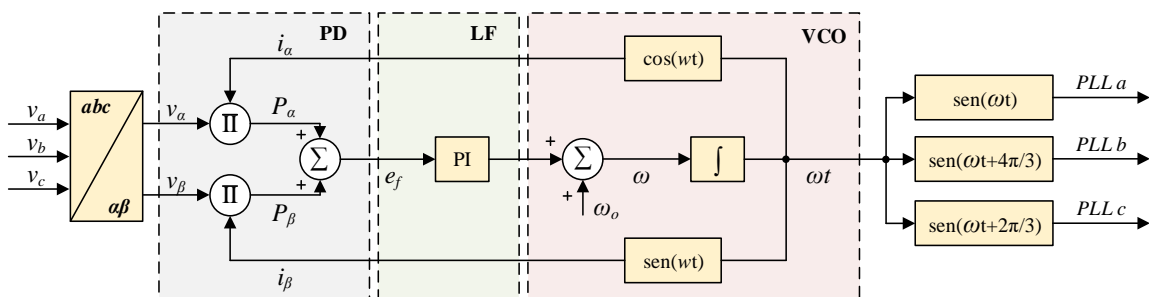


Figura 3.14. Diagrama de blocos da PLL baseada na teoria p - q (adaptado de [62]).

3.6.2 Algoritmos de Controlo de Corrente

Os algoritmos de controlo de corrente são de extrema importância para os conversores que fazem a interface com a rede elétrica. Estes visam, sobretudo, garantir os requisitos de qualidade de energia, respostas dinâmicas rápidas e a entrega de tensão regulada ao barramento CC. Assim sendo, os conversores que se encontram ligados à rede elétrica devem ser dotados de uma técnica de controlo de corrente de modo que, para cada instante de tempo, seja obtida a tensão necessária para que o conversor produza uma corrente o mais aproximado possível da corrente de referência previamente calculada.

Existem na literatura diversas técnicas de controlo de corrente, tais como: controlo por histerese, controlo PI estacionário, PI síncrono, *sliding mode* e controlo preditivo. Com exceção do controlo de corrente por histerese, todas elas visam o cálculo das tensões de referência necessárias à produção da corrente desejada com um valor de THD reduzido e uma resposta dinâmica rápida e precisa [63]. Estas técnicas de controlo de corrente, assim como outras, podem ser estudadas em [54], [63], [64].

A aplicação de técnicas de controlo de corrente em VSC torna imprescindível o uso de elementos indutivos de acoplamento, de modo que as variações de tensão produzidas pelo conversor sejam transformadas em variações de corrente. Na Figura 3.15 apresenta-se o esquemático de um VSC com bobinas de acoplamento, que servirá para o estudo das técnicas de controlo de corrente de seguida apresentadas.

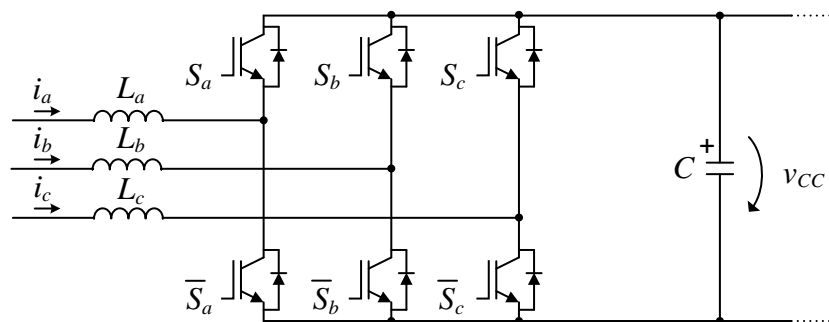


Figura 3.15. Conversor fonte de tensão com indutâncias de acoplamento à rede.

3.6.3 Controlo de Corrente por Histerese

A técnica de controlo de corrente por histerese, também designada na literatura de *bang-bang*, consiste em garantir que a corrente produzida pelo conversor no lado CA siga uma determinada corrente de referência, onde o seu valor instantâneo se encontra limitado entre dois valores (máximo e mínimo) previamente definidos, isto é, dentro de uma determinada faixa de histerese [65].

Na Figura 3.16 encontra-se apresentado o diagrama de blocos que permite a implementação do controlo de corrente por histerese para um dos braços do conversor da Figura 3.15. A implementação da técnica de controlo de corrente por histerese é bastante simples e é conseguida através do cálculo do erro (e_x), entre a corrente medida no lado CA (i_x) e a corrente de referência (i_{ref_x}), e posterior comparação com os limites de histerese definidos, $\pm H$, do qual resulta um sinal que serve de sinal de comando a um IGBT S_x .

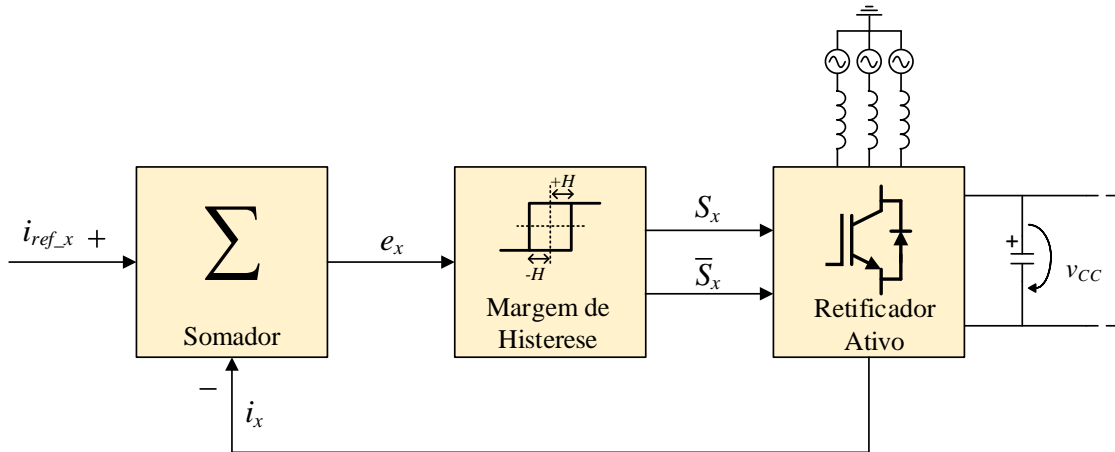


Figura 3.16. Diagrama de blocos da técnica de controlo de corrente por histerese.

O princípio de funcionamento da técnica de controlo por histerese pode ser visto na Figura 3.17, onde são apresentadas as formas de onda da corrente medida, i_x , da corrente de referência, i_{ref_x} , assim como os respetivos limites mínimo $-H$ e máximo $+H$. É também apresentado nessa figura o sinal de comando a aplicar na *gate* do IGBT S_x .

Nesta técnica de controlo de corrente, enquanto o valor instantâneo da corrente i_x for menor que o valor instantâneo da corrente i_{ref_x} mais a margem de histerese, o semiconductor S_x permanecerá fechado. Por sua vez, e dado que o estado do IGBT S_x negado é o complementar do estado do IGBT S_x , este manter-se-á aberto. Da mesma forma, mas para o caso do valor instantâneo da corrente i_x ser maior que o valor instantâneo da corrente i_{ref_x} menos a margem de histerese, o IGBT S_x permanecerá aberto e o seu complementar fechado. No caso do valor do erro se encontrar dentro dos limites de histerese estabelecidos, os IGBTs devem permanecer no mesmo estado em que se encontravam anteriormente.

A técnica de controlo de corrente por histerese é bastante utilizada dada a sua simplicidade, robustez e boa resposta dinâmica [65], [66]. No entanto, esta técnica apresenta a desvantagem de possuir frequência de comutação variável, o que acarreta dificuldades acrescidas no dimensionamento de filtros passivos como os de acoplamento à rede elétrica ou os filtros para eliminação de harmónicos de corrente causados pela comutação dos semicondutores de potência [66]. Além disso, para uma margem de histerese muito pequena, a frequência de

comutação, sendo variável, pode atingir valores demasiado elevados, valores esses que podem estar fora da gama de frequências aceitáveis pelos semicondutores de potência.

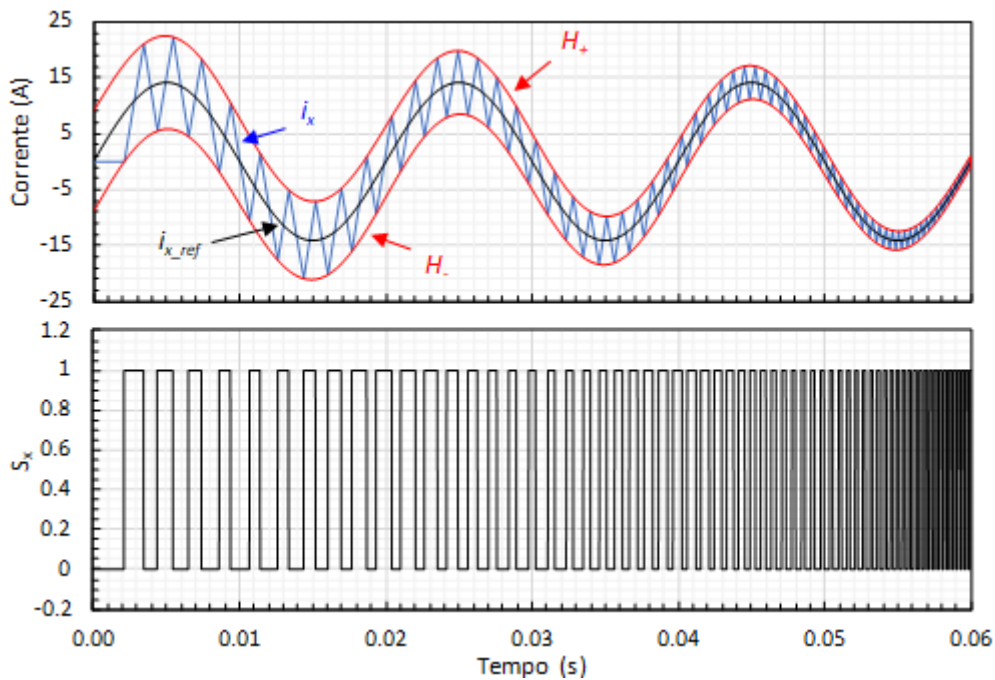


Figura 3.17. Princípio de funcionamento da técnica de controlo por histerese.

3.6.4 Controlo de Corrente Proporcional-Integral Estacionário

O controlo de corrente PI possui, como variável de entrada, o erro, e_x , resultante da diferença entre a corrente de referência, i_{ref_x} , e a corrente medida, i_x . Deste controlador resulta uma tensão de referência, v_{ref_x} , que o conversor de potência deve produzir. Posteriormente, esta tensão de referência, através de uma técnica de modulação, deve permitir obter os sinais de comando a aplicar em cada uma das *gates* dos IGBTs. Na Figura 3.18, encontra-se demonstrado, através de um diagrama de blocos, a estrutura base de um controlador de corrente por PI estacionário para um dos braços do conversor da Figura 3.15.

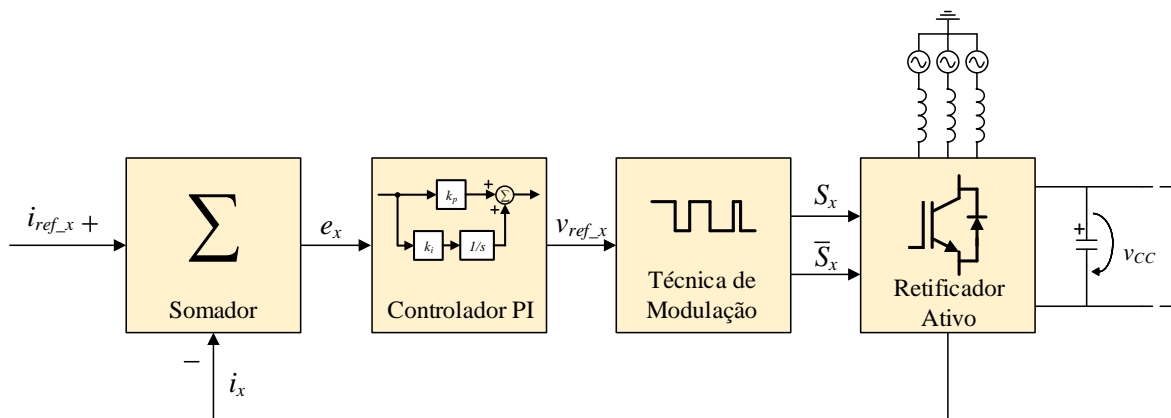


Figura 3.18. Diagrama de blocos da técnica de controlo de corrente por PI estacionário.

Face à técnica de controlo de corrente apresentada anteriormente, o controlador de corrente por PI estacionário com modulação SPWM, por permitir frequência de comutação fixa, facilita o projeto dos filtros passivos para filtragem da frequência de comutação. Além disso, a frequência pode ser estipulada para valores dentro do espectro de frequências de comutação indicado no *datasheet* dos semicondutores.

Os controladores PI usados nesta técnica de controlo têm como finalidade fazer com que uma determinada corrente medida siga uma dada corrente de referência com a mínima margem de erro possível. Uma das implementações possíveis deste controlador encontra-se apresentada no diagrama de blocos da Figura 3.19. Por observação deste diagrama, facilmente se obtém a função de transferência do controlador PI, no domínio de Laplace, $G(s)$, representada pela equação (3.16), onde k_p e k_i são, respetivamente, os ganhos proporcional e integral do controlador.

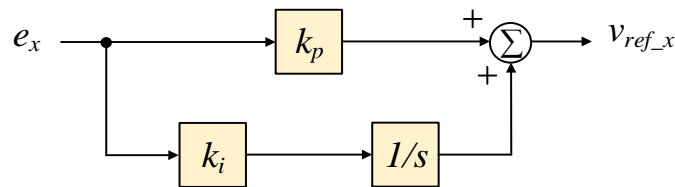


Figura 3.19. Diagrama de blocos de um controlador PI.

$$G(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (3.16)$$

Entender qual a influência dos parâmetros k_p e k_i na ação de controlo é crucial para obter uma sintonização bem-sucedida de um controlador PI. Posto isto, a ação proporcional permite a redução do erro em regime permanente à custa de uma maior tendência para oscilação. O aumento do ganho proporcional permite diminuir esse erro, no entanto a oscilação em consequência desse aumento será maior, sendo que, caso k_p seja aumentado em demasia, poderá levar o sistema à instabilidade (Figura 3.20 (a)). A ação integral, por sua vez, tem como objetivo a eliminação do erro em regime permanente. O sistema tende a oscilar com a aumento de k_i . Já a sua diminuição permite um aumento na estabilidade do processo tal como mostra a Figura 3.20 (b).

Os cálculos característicos dos controladores PI introduzem entre as duas variáveis de entrada um tempo de atraso que jamais pode ser eliminado, sendo que, quanto muito pode ser atenuado através do ajuste dos ganhos do controlador. Este atraso da corrente medida, i_x , em relação à corrente de referência pode ser observado nas formas de onda simuladas presentes na Figura 3.21, no qual se considerou a técnica de modulação SPWM e uma frequência de comutação de 5 kHz.

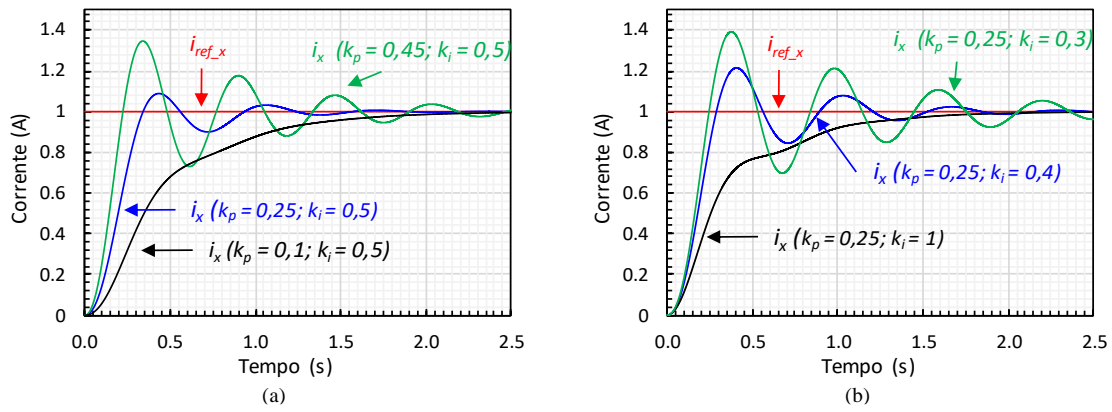


Figura 3.20. Resposta de um controlador PI para: (a) diferentes valores de k_p ;
(b) diferentes valores de k_i .

Além de permitir um tempo de atraso o mais pequeno possível, os ganhos do controlador devem ser seleccionados de forma que a amplitude da tensão de referência produzida seja sempre inferior à amplitude da onda portadora na modulação SPWM de modo a evitar-se sobremodulação (índice de modulação maior que 1) [65]. Além disso, devem ser seleccionados para que o erro seja o mais pequeno possível em regime permanente, sem causar instabilidade ao sistema.

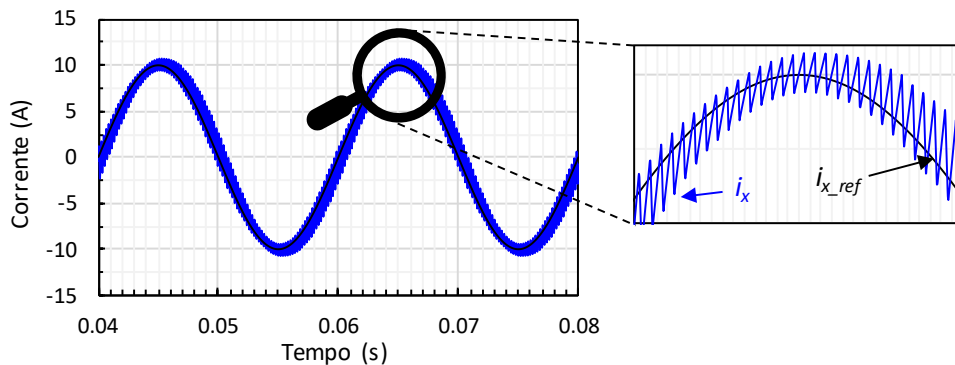


Figura 3.21. Formas de onda das correntes de referência, i_{ref_x} , e de medida, i_x , no controlo de corrente por PI estacionário com modulação SPWM.

3.6.5 Controlo de Corrente Preditivo com Modulação SPWM

A técnica de controlo preditivo baseia-se no modelo eléctrico dos sistema, considerando o valor instantâneo das tensões e correntes para prever o comportamento futuro da corrente de referência [67]. Com isto, consegue-se compensar o tempo de atraso causado pelo sistema de controlo na amostragem dos sinais medidos, corrigindo diretamente a tensão produzida pelo conversor [67].

Na Figura 3.22 encontra-se apresentado o circuito eléctrico de um conversor trifásico conectado à rede eléctrica através de bobinas de acoplamento com valores de indutância L_x . De notar que no esquema eléctrico apresentado foi desprezada a impedância da linha de modo

a simplificar a análise da técnica de controlo de corrente preditivo, assim como a resistência série equivalente (ESR – *Equivalent Series Resistance*) da bobina de acoplamento à rede elétrica.

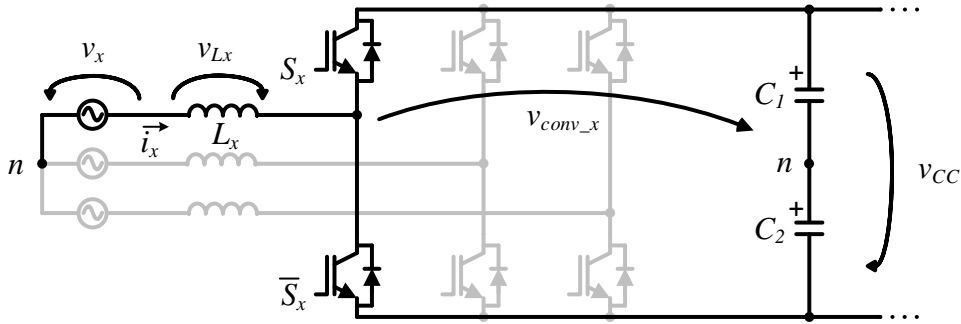


Figura 3.22. Conversor fonte de tensão conectado à rede elétrica.

Por observação do circuito apresentado na Figura 3.22, facilmente se constata que a tensão que o conversor deve produzir, v_{conv_x} , é dada pela diferença entre a tensão da rede elétrica, v_x , com a queda de tensão na indutância, v_{Lx} , tal como mostra a equação (3.17).

$$v_{conv_x} = v_x - v_{Lx} \quad (3.17)$$

A tensão aos terminais da bobina, v_{Lx} , em função da corrente que a atravessa permite reescrever a equação (3.17), resultando, deste modo, a equação (3.18).

$$v_{conv_x} = v_x - L \frac{di_x}{dt} \quad (3.18)$$

Neste controlo, a corrente i_x é realimentada, sendo o erro da corrente (i_{erro_x}) dado pela diferença entre a corrente de referência i_{ref_x} e a corrente medida i_x , pelo que, a equação (3.18) passa a ser escrita conforme a equação (3.19).

$$v_{conv_x} = v_x - L \frac{di_{erro_x}}{dt} + L \frac{di_{ref_x}}{dt} \quad (3.19)$$

De forma a tornar possível a implementação digital da equação (3.19), é necessário fazer a conversão para o domínio discreto. Deste modo, considerando um tempo de amostragem T_a suficientemente pequeno em consequência de uma elevada frequência de amostragem ($f_a = 1/T_a$), a derivada do erro da corrente varia praticamente de forma linear ao longo do tempo. Assim, e tendo em conta o reduzido *ripple* da corrente i_x , fruto de uma elevada frequência de comutação dos semicondutores de potência, a derivada de i_{erro_x} passa a assumir o valor de i_{erro_x} a cada instante k [68]. Posto isto, e aplicando o método de Euler *Backward* para aproximação à derivada de i_{ref_x} , segundo a equação (3.20), torna-se possível o processamento digital da equação (3.19), passando esta a escrever-se, no tempo discreto, consoante a equação (3.21).

$$\frac{dx}{dt} \cong \frac{x[k] - x[k-1]}{\Delta t} \quad (3.20)$$

$$v_{conv_x}[k] = v_x[k] - L \frac{i_{erro_x}[k]}{T_a} + L \frac{i_{ref_x}[k] - i_{ref_x}[k-1]}{T_a} \quad (3.21)$$

A substituição na equação (3.21) do termo i_{erro_x} leva à expressão final que permite a implementação da técnica de controlo de corrente preditivo (equação (3.22)). Nesta, a tensão produzida pelo conversor v_{conv_x} serve de referência à técnica de modulação SPWM.

$$v_{conv_x}[k] = v_{ref_x}[k] = v_x[k] - \frac{L}{T_a} [2i_{ref_x}[k] - i_{ref_x}[k-1] - i_x[k]] \quad (3.22)$$

O diagrama de blocos da técnica de controlo de corrente preditivo com modulação SPWM encontra-se apresentado na Figura 3.23. Neste diagrama, para além da corrente medida, i_x , correspondente às três fases, é também necessário conhecer os valores dos componentes dos filtros responsáveis pelo acoplamento do conversor à rede elétrica, assim como o valor das tensões simples da rede elétrica, representadas por v_x .

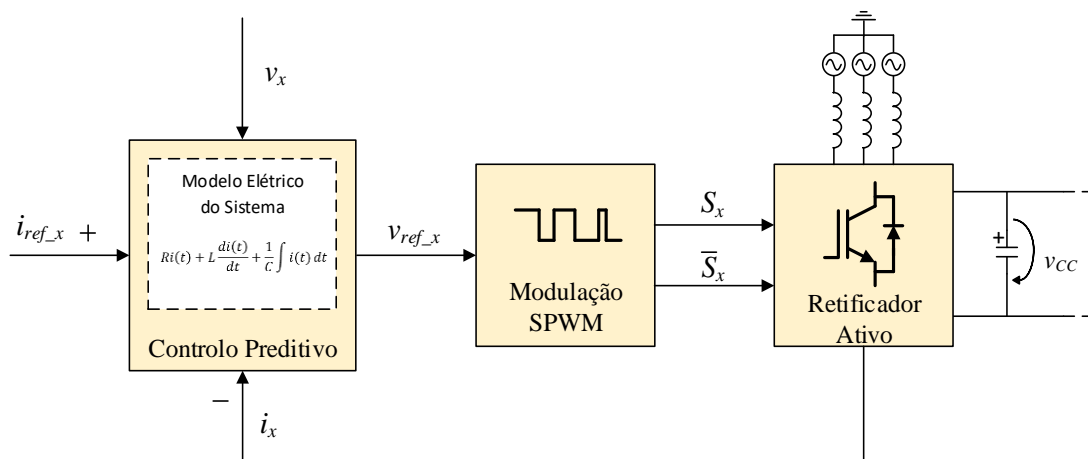


Figura 3.23. Diagrama de blocos da técnica de controlo de corrente preditivo com modulação SPWM (baseado em [54]).

De forma a validar a técnica de controlo de corrente preditivo foram realizadas algumas simulações computacionais. Na Figura 3.24 encontram-se as formas de onda da corrente de referência e da corrente medida. À semelhança da simulação feita para a técnica de controlo de corrente PI, foi utilizada uma frequência de comutação de 5 kHz.

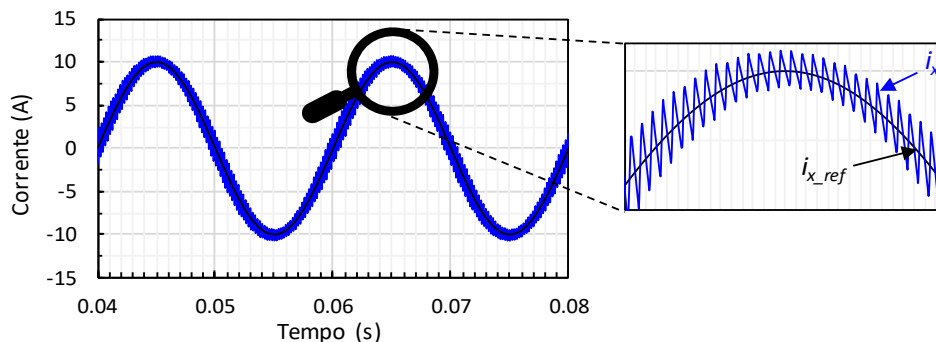


Figura 3.24. Formas de onda das correntes de referência, i_{ref_x} , e de medida, i_x , no controlo de corrente preditivo com modulação SPWM.

Comparativamente à técnica de controlo de corrente por PI estacionário anteriormente apresentada, esta técnica de controlo dispensa o ajuste de ganhos. Além disso, o controlo de corrente preditivo é capaz de produzir respostas mais rápidas. Porém, este tipo de controlo de corrente utiliza o modelo elétrico do sistema, pelo que a eficácia do controlo é ditada pela qualidade do modelo elétrico utilizado.

3.7 Controlo do Motor de Indução Trifásico

O interesse pelos sistemas de acionamento em CA face aos CC ao longo dos anos, aliado à evolução tecnológica verificada na eletrónica de potência, bem como na microeletrónica, tem motivado o aparecimento e desenvolvimento de novas tecnologias e metodologias para o controlo de motores de indução. Atualmente, os métodos de controlo existentes dividem-se em dois grandes grupos: controlo escalar e controlo vetorial [15], [69]-[73]. O controlo escalar baseia-se nas equações de regime permanente que resultam do circuito equivalente do motor e apenas considera as grandezas elétricas instantâneas do estator (fluxo, correntes e tensões). Por sua vez, o controlo vetorial assenta nas equações espaciais dinâmicas do motor, onde as grandezas elétricas instantâneas são representadas por vetores [15]. Estes métodos de controlo apresentam diferentes graus de complexidade e a opção por cada um depende, essencialmente, da precisão, rapidez e custo do sistema de controlo de velocidade que se pretende implementar [71]. Na Figura 3.25 encontram-se apresentados vários métodos que podem ser utilizados no controlo de motores de indução.

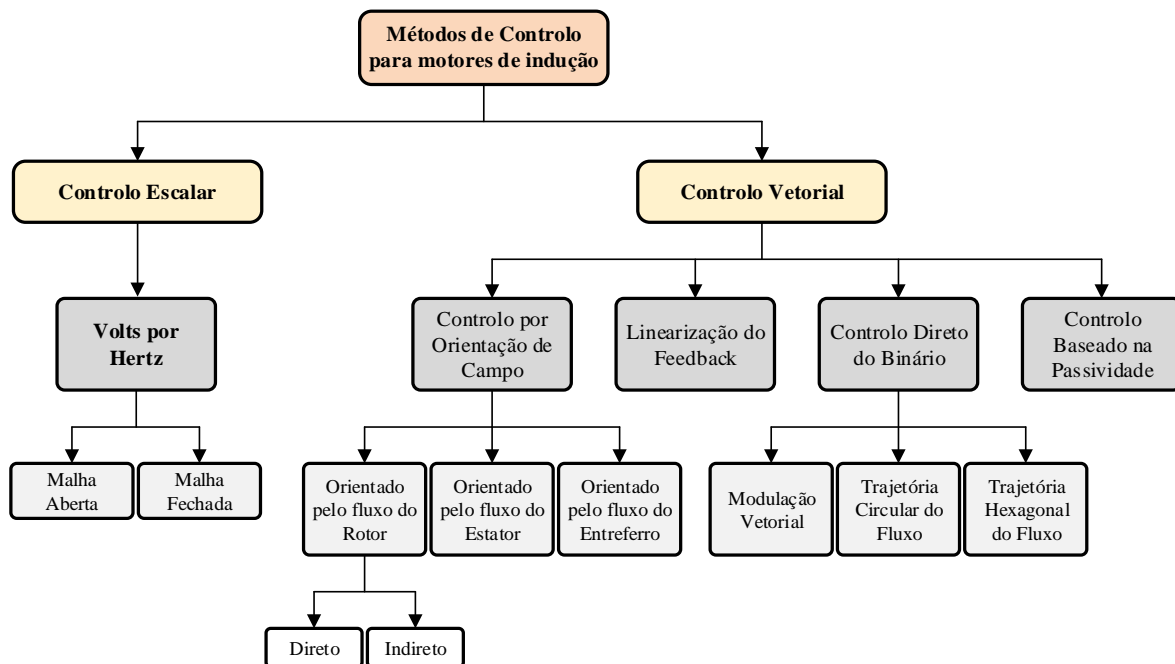


Figura 3.25. Métodos de controlo aplicáveis a motores de indução.

De todos os métodos de controlo para motores de indução presentes na Figura 3.25, o Volts por Hertz é o mais utilizado, em particular o controlo Volts por Hertz em malha aberta. Este é um tipo de controlo recomendado para aplicações não críticas onde boas performances de velocidade e/ou binário não são relevantes [15]. Quando se pretende respostas dinâmicas rápidas e uma alta precisão de binário e velocidade, o método de controlo recomendado na literatura é o controlo vetorial [15], [70], [74]. Este tipo de controlo pode ser implementado de diferentes formas, sendo o Controlo por Orientação de Campo (FOC – *Field Oriented Control*) e o Controlo Direto de Binário (DTC - *Direct Torque Control*) as técnicas de controlo vetorial mais difundidas na literatura. Em [72] pode ser visto um estudo comparativo entre estes dois métodos de controlo.

A maioria dos métodos de controlo para motores de indução apresentados necessita da medição precisa da velocidade, sendo este um dos requisitos indispensáveis quando se pretende controlos robustos de alta precisão [15]. A obtenção deste parâmetro mensurável pode provir facilmente da leitura de sensores como *encoders* ou tacómetros. Porém, a opção por tais equipamentos eleva o custo dos sistemas de acionamento, aumenta a complexidade a nível de *hardware* e tornam o sistema menos confiável, ficando estes carecidos de manutenções regulares [15], [74], [75]. Uma forma de colmatar os problemas subjacentes ao uso dos sensores referidos passa pela estimação da velocidade através de grandezas elétricas instantâneas do estator. As técnicas de controlo que usam estes estimadores para obtenção da velocidade são vulgarmente conhecidas como técnicas de controlo *sensorless*. Diversas técnicas para estimação da velocidade podem ser encontrados em [15], [74]-[76].

Apesar de os métodos de controlo para motores de indução apresentados na Figura 3.25 serem todos relevantes, somente o controlo Volts por Hertz e o controlo FOC orientado pelo fluxo do rotor são abordados nesta dissertação.

3.7.1 Controlo Volts por Hertz

Controlo Volts por Hertz é o nome dado à técnica de controlo de um motor de indução cujo objetivo passa por manter constante a relação entre o valor eficaz da tensão e a sua frequência de alimentação, de forma que o motor opere na zona de fluxo/binário constante. Nesta zona de operação, se não estiver mecanicamente em sobrecarga, o motor funcionará a uma velocidade que é proporcional à frequência da tensão de alimentação, podendo a velocidade ser obtida indiretamente através da equação (2.1), evitando-se assim custos associados a sensores para medição da velocidade do rotor do motor – controlo Volts por Hertz em malha

aberta – ou obtida através da coleta de dados de posição ou velocidade provenientes de um sensor posicionado no rotor – controlo Volts por Hertz em malha fechada [36], [70], [74].

- **Controlo Volts por Hertz em malha aberta**

Este tipo de controlo está presente na maioria das unidades de controlo de velocidade para motores de indução. Tal deve-se ao facto de não possuir nenhum dispositivo que permita a realimentação das variáveis essenciais ao controlo, traduzindo-se assim numa solução de custos reduzidos e de maior simplicidade de implementação [36], [77]. No entanto, e em detrimento da falta de realimentação, o fluxo magnético fica sujeito a pequenas variações, podendo causar saturação e ainda produzir pequenas variações de binário [36]. Tudo isto contribui para uma fraca regulação de velocidade, ficando o controlo fortemente dependente da carga mecânica [15].

Na Figura 3.26. encontra-se o diagrama de blocos que ilustra o método de controlo Volts por Hertz em malha aberta. Os sinais de comando a aplicar nos semicondutores do inversor são produzidos de acordo com as tensões de referência, v_{ref_x} , dadas pela equação (3.23), onde k_x representa o desfasamento relativo a cada uma das fases do estator e V_{s_ref} a amplitude da tensão de referência a aplicar ao estator de acordo com a velocidade angular ω_{s_ref} que se pretende obter, tal como evidencia a equação (3.24). De notar que ω_{s_ref} diz respeito à velocidade do campo magnético girante do estator do motor, sendo a precisão da velocidade do rotor dada em função do deslizamento do motor.

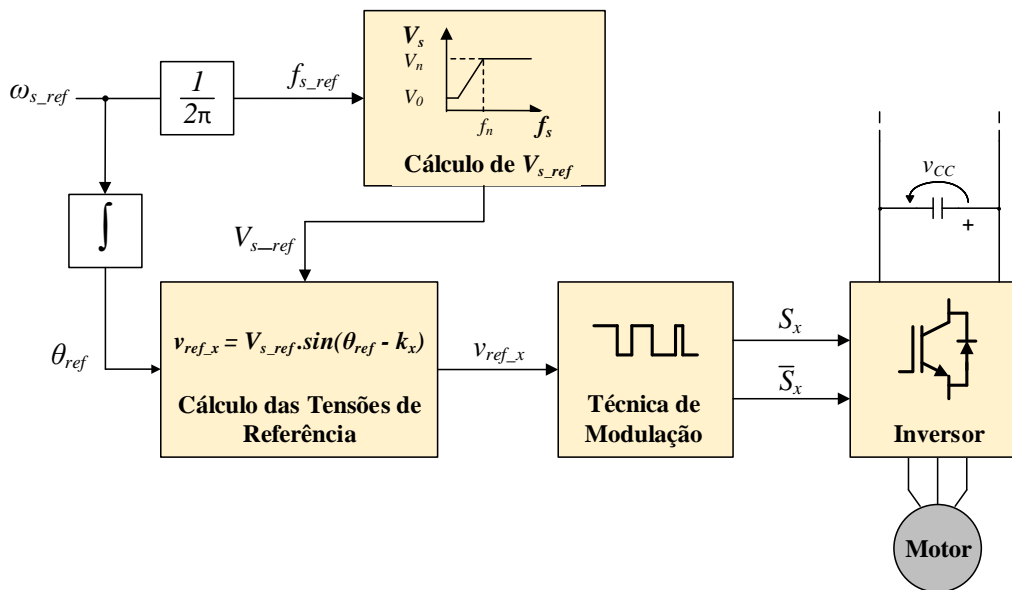


Figura 3.26. Diagrama de blocos do método de controlo Volts por Hertz em malha aberta.

$$v_{ref_x} = V_{s_ref} \sin(\theta_{ref} - k_x) \quad (3.23)$$

$$V_{s_ref} = \frac{V_s}{f_{nom}} f_{s_ref} \quad (3.24)$$

- **Controlo Volts por Hertz em malha fechada**

O desempenho do controlo Volts por Hertz pode ser melhorado fazendo-se a compensação da velocidade de deslizamento. Para tal é necessário o recurso a sensores como *encoders* ou tacômetros para que variáveis como a posição ou velocidade do rotor possam ser realimentadas [78]. Uma alternativa ao uso de sensores de velocidade passa pela estimação da velocidade do rotor a partir da realimentação das tensões e correntes no estator [79]. Em [78] encontra-se apresentado um algoritmo de controlo Volts por Hertz sem sensores para controlar a velocidade de um motor de indução através da estimação do fluxo magnético do estator.

Na Figura 3.27 encontra-se apresentado o diagrama de blocos que permite a implementação da técnica de controlo Volts por Hertz em malha fechada.

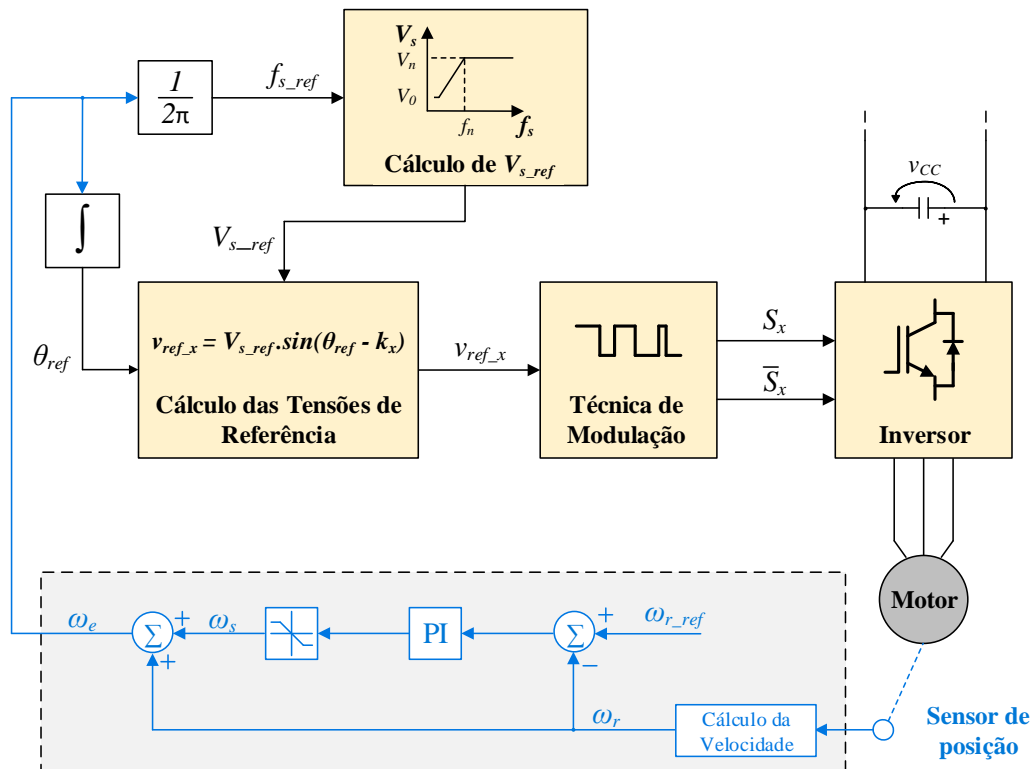


Figura 3.27. Diagrama de blocos do método de controlo Volts por Hertz em malha fechada.

Em relação ao diagrama apresentado na Figura 3.26, foi adicionado, além de um sensor para obtenção dos dados do rotor, um controlado PI que, com base na velocidade de referência ω_{r_ref} e na velocidade atual do rotor ω_r , permite obter a velocidade correspondente ao deslizamento ω_s . A adição desta à velocidade do rotor permite obter a velocidade elétrica ω_e ,

a partir da qual será extraída a frequência e amplitude de referência da tensão aplicada ao estator da máquina de indução.

Uma das desvantagens do controlo Volts por Hertz, quer em malha aberta quer em malha fechada, surge na operação a baixas velocidades. A queda de tensão nas resistências do estator do motor a baixas velocidades é alta, afetando de forma significativa a magnitude da corrente responsável pela produção do fluxo magnético que, por sua vez, implicará uma queda de binário. Uma forma de solucionar este problema em baixas velocidades consiste no ajuste da curva V/f em baixas frequências através da introdução de um incremento de tensão de forma a compensar-se a queda do binário, como representado na Figura 3.28.

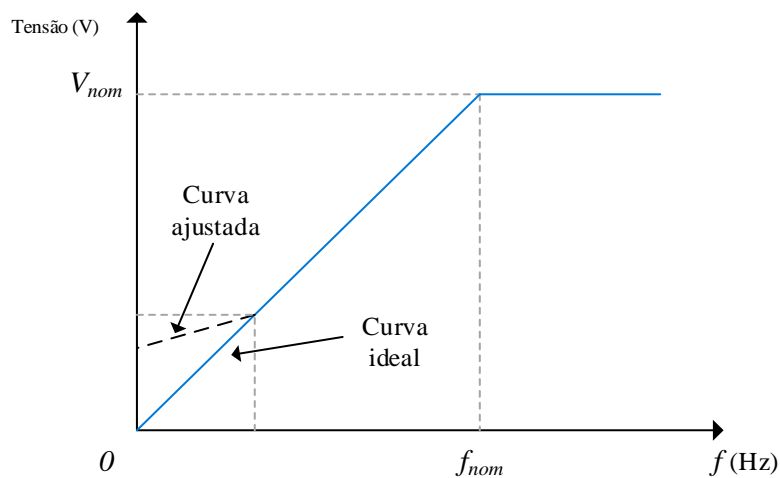


Figura 3.28. Manipulação da curva V/f para operação a baixas velocidades.

Alguns autores propõem diferentes formas de estimar a velocidade do rotor e melhorar a performance a baixas velocidades. Em [80] pode encontrar-se uma estratégia baseada no tradicional controlo Volts por Hertz onde é possível compensar na sua totalidade a queda de tensão na resistência estatórica. Para tal, a queda da tensão na resistência do estator é adicionada vetorialmente à tensão de referência através das componentes em fase e em quadratura das correntes no estator. Também em [80] é apresentada uma solução que visa a compensação do deslizamento do motor, sendo esta efetuada através de uma estimativa de binário-velocidade não-linear. Com isto, e segundo os mesmos autores, a velocidade pode ser controlada com precisão para uma frequência mínima de 1,2 Hz com binários de carga superiores a 150% do valor da carga nominal. Em [78] um observador de fluxo foi usado para estimar o fluxo no estator do motor. Este estimador torna-se exequível através da realimentação das correntes do estator e da tensão que serve de comando ao controlo. Com isto, e através do modelo matemático do motor, torna-se realizável o cálculo da frequência de deslizamento e, com esta, a compensação da tensão de comando de modo a manter constante a amplitude do fluxo do estator. Por fim, em [81] é minuciosamente explicada uma

técnica baseada no erro do binário e fluxo magnético do estator para produzir a referência de tensão e frequência aplicada ao estator, e assim colmatar as desvantagens do controlo Volts por Hertz a baixas velocidades.

Dada a sua simplicidade e a sua relação custo/benefício, a técnica de controlo Volts por Hertz é largamente usada em aplicações que não requerem elevada precisão e rapidez no controlo da velocidade e binário, como ventiladores e bombas [36], [70]-[79]. É, além disso, uma técnica de controlo recomendada em aplicações onde existe a necessidade de ligação de diversos motores num mesmo inversor [82]. Em aplicações onde sejam exigidas mudanças rápidas de velocidade ou de binário, o método de controlo Volts por Hertz apresenta-se menos eficaz, uma vez que podem ocorrer transitórios de elevada corrente resultantes do alto deslizamento do motor durante essa mudança [70].

3.7.2 Controlo Vetorial por Orientação de Campo

O controlo FOC consiste em transformar em termos de dinâmica, o motor CA num motor CC de excitação independente, permitindo assim que, analogamente ao motor CC de excitação independente, se possa atuar diretamente e de forma independente no binário e no fluxo do motor CA [15], [69], [70], [72]. Para isso, as correntes do estator do motor CA, que visam a criação de campo magnético e produção de binário, são decompostas em duas componentes: uma responsável pela produção de fluxo magnético e outra responsável pela produção de binário. Este desacoplamento é conseguido por intermédio de um referencial síncrono com o campo magnético girante, cuja posição se encontra alinhada com o vetor correspondente ao fluxo magnético no estator, ao fluxo no entreferro ou ao fluxo no rotor [33], [69].

O quadro de referência mais conhecido é o quadro de referência $d-q$ [33]. No que respeita ao motor de indução, o controlo é normalmente efetuado com a componente d da corrente do estator alinhada com o vetor do fluxo do rotor ($\theta\phi_r$) [69]. Para que tal alinhamento seja possível, é imprescindível o conhecimento da posição do vetor relativo ao fluxo magnético no rotor [69]. Esta posição pode ser obtida diretamente a partir de sensores colocados no entreferro do motor (DFOC – *Direct Field Oriented Control*) ou de forma indireta (IFOC – *Indirect Field Oriented Control*), tal como mostra a Figura 3.29, através de equações do modelo dinâmico do motor cujos parâmetros podem ser medidos diretamente [69], [70]. Fazem parte destes parâmetros as correntes instantâneas do estator (i_{sa} , i_{sb} , i_{sc}), a velocidade angular do rotor (ω_r) e a constante de tempo do motor (τ_r) [70].

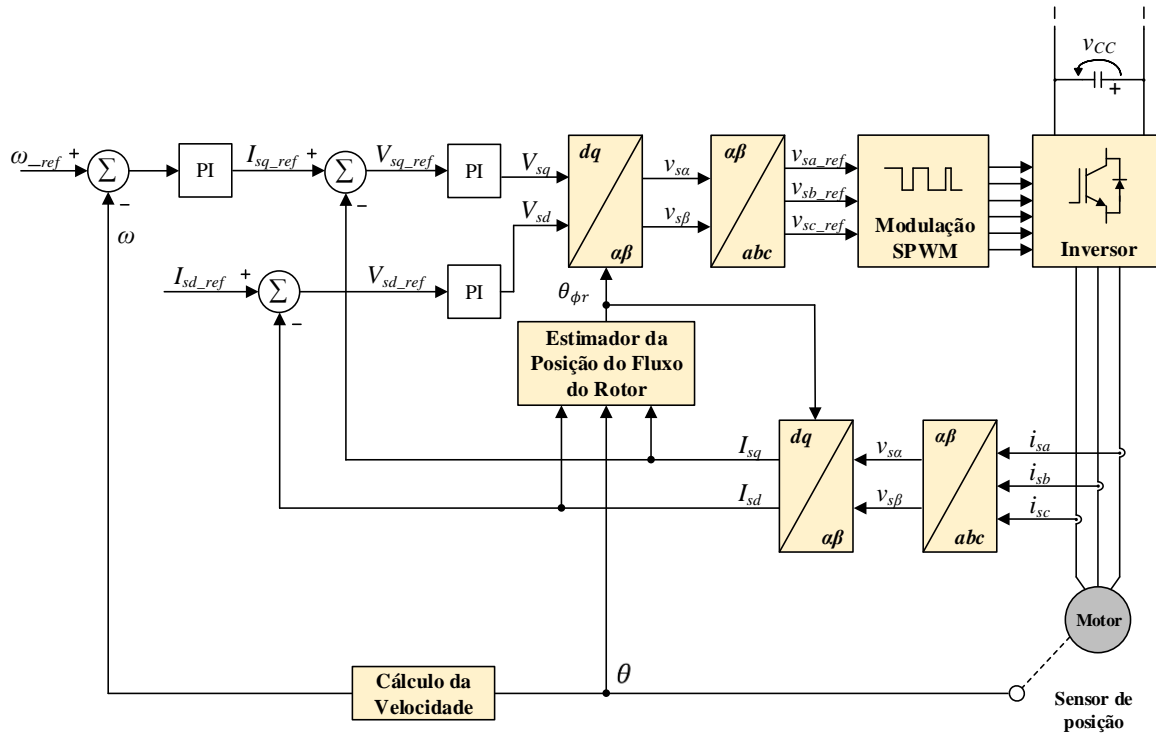


Figura 3.29. Diagrama de blocos da teoria de controle vetorial por orientação de campo indireto.

No diagrama de blocos apresentado na Figura 3.29, onde é utilizada a velocidade como variável de referência, as correntes do estator do motor são medidas e convertidas, primeiramente, num sistema de eixos bifásico através da transformada de Clarke, onde são obtidas as correntes i_{sa} e $i_{s\beta}$. De seguida, por aplicação da transformada de Park a estas duas correntes, obtém-se um sistema de eixos rotacional de coordenadas d e q do qual resultam as correntes I_{sd} e I_{sq} . Estas correntes são posteriormente comparadas com as respetivas correntes de referência, I_{sd_ref} e I_{sq_ref} , resultando um sinal de erro para cada uma. A estes sinais de erro são aplicados controladores de corrente do tipo PI, obtendo-se as tensões V_{sd} e V_{sq} . Uma vez obtidas as tensões no referencial $d-q$, a aplicação da transformada inversa de Park retorna o sistema rotacional para um sistema estacionário de dois eixos, surgindo deste modo as tensões v_{sa} e $v_{s\beta}$. Dependendo da técnica de modulação escolhida, pode ser necessário ou não a aplicação da transformada inversa de Clarke de modo a obter-se as tensões de referência a aplicar ao estator (v_{sa_ref} , v_{sb_ref} , v_{sc_ref}). No caso da Figura 3.29, a técnica de modulação utilizada é a modulação SPWM, tendo sido, por isso, realizada a transformação inversa de Clarke. Por fim, a estimação do fluxo magnético no rotor é realizada de forma a tornar possível a aplicação das transformadas de Park.

Na Figura 3.30 é sintetizado o processo relativo à transformação de eixos inerentes ao método de controlo IFOC, assim como as equações que permitem o cálculo de cada uma das transformadas utilizadas.

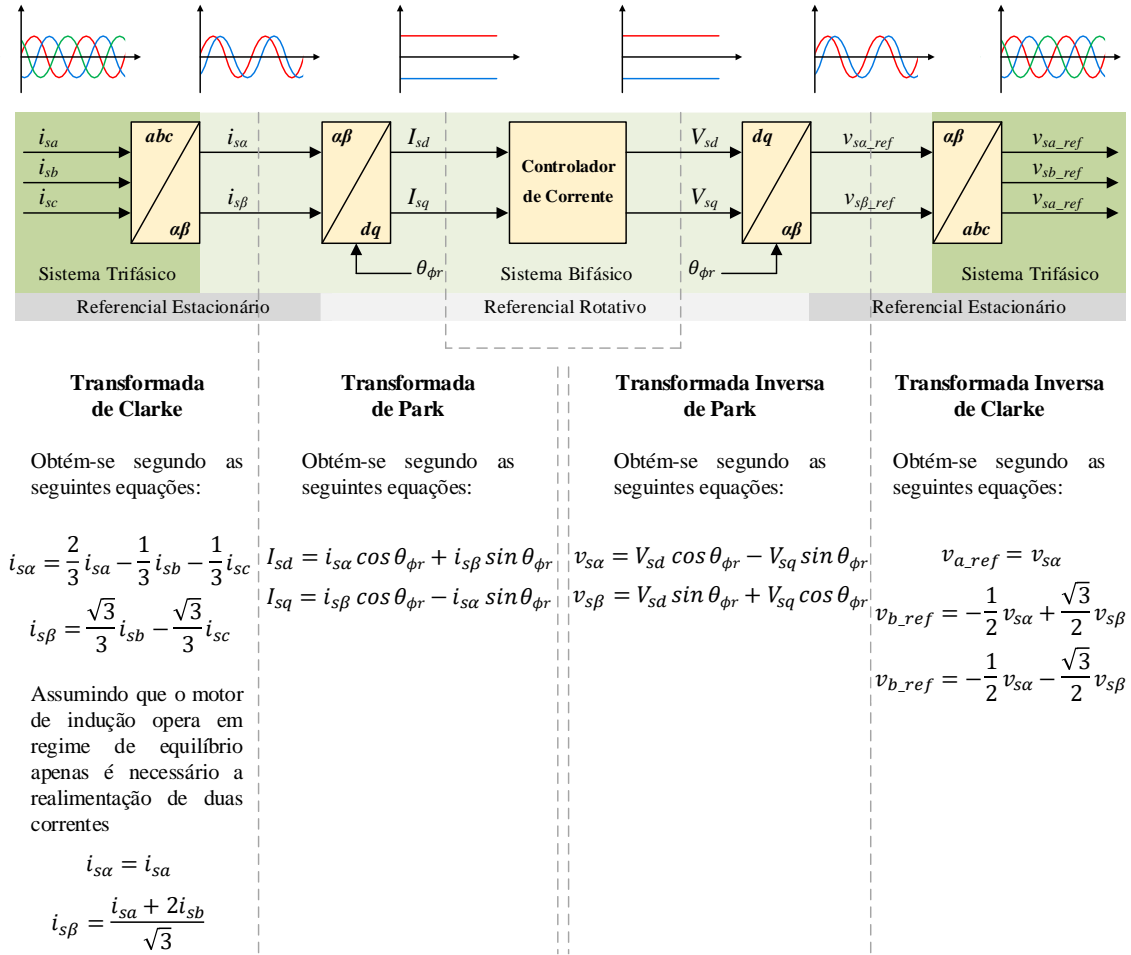


Figura 3.30. Sistema de eixos e equações utilizadas na técnica de controle vetorial por orientação de campo (FOC).

• Estimação da Posição do Fluxo Magnético no Rotor

Assumindo um referencial comum ao estator e ao rotor, girando à velocidade ω_r em relação ao rotor, as equações nas coordenadas de campo que modelam o rotor do motor de indução, assim como a equação que permite o cálculo do binário eletromagnético (T_e) são, segundo [33], dadas por:

$$0 = R_r I_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \omega_r \phi_{rq} \quad (3.25)$$

$$0 = R_r I_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \omega_r \phi_{rd} \quad (3.26)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} (I_{sq} \phi_{rd} - I_{sd} \phi_{rq}), \quad (3.27)$$

onde as componentes d e q do fluxo do rotor (ϕ_r) e das correntes no rotor e no estator se relacionam da seguinte forma:

$$\phi_{rd} = L_r I_{rd} + L_m I_{sd} \quad (3.28)$$

$$\phi_{rq} = L_r I_{rq} + L_m I_{sq}. \quad (3.29)$$

Na técnica de controlo IFOC assume-se que o vetor correspondente ao fluxo do rotor (ϕ_r) se encontra alinhado com o eixo direto ($\phi_r = \phi_{rd}$) de modo a que o fluxo rotórico de quadratura (ϕ_{rq}) seja nulo [69], [33]. Com tal consideração, as equações (3.25), (3.26) e (3.27) passam a ser, respetivamente, apresentadas da seguinte forma:

$$0 = R_r I_{rd} + \frac{d\phi_r}{dt} \quad (3.30)$$

$$0 = R_r I_{rq} + \omega_r \phi_r \quad (3.31)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} \phi_r I_{sq} \quad (3.32)$$

Feitas as alterações, a equação (3.32) permite concluir que o binário é proporcional à componente de quadratura da corrente no estator (I_{sq}), considerando um fluxo no rotor constante e dependendo apenas desta. Além disso, fazendo a substituição da equação (3.28) em (3.30) e assumindo a constante de tempo do rotor de acordo com a equação (3.33) obtém-se a equação (3.34), onde o fluxo do rotor é dado apenas em função da componente direta da corrente do estator (I_{sd}). Na Figura 3.31 é apresentado o desacoplamento entre as entradas I_{sq} e I_{sd} que permitem obter as respetivas saídas ϕ_r e T_e .

$$\tau_r = \frac{L_m}{R_r} \quad (3.33)$$

$$\frac{d\phi_r}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} I_{sd} - \frac{1}{\tau_r} \phi_r \quad (3.34)$$

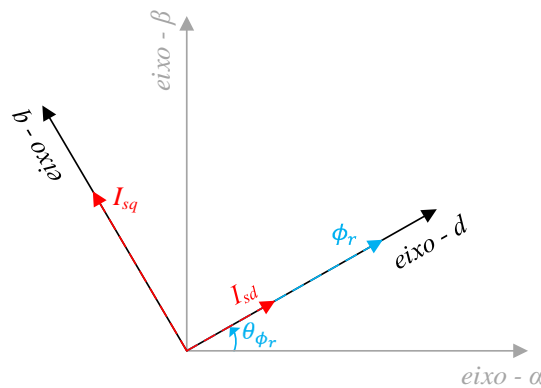


Figura 3.31. Desacoplamento entre corrente de quadratura (I_{sq}) e direta (I_{sd}) da corrente no estator com alinhamento do fluxo do rotor e componente direta da corrente do estator alinhada com o eixo d .

Uma vez que se encontram em quadratura, as componentes da corrente do estator apenas têm influência sobre o fluxo no rotor, no caso da componente direta (I_{sd}), e no binário do motor, no caso da corrente de quadratura (I_{sq}). De modo a manter o alinhamento entre o vetor correspondente à corrente I_{sd} e o vetor relativo ao fluxo do rotor ϕ_r , é necessário o cálculo instantâneo da posição do vetor do fluxo do rotor θ_{ϕ_r} . Esta posição, tal como mostra a equação (3.35), é obtida por integração da soma da velocidade angular do rotor com a velocidade angular correspondente ao deslizamento ω_s [33].

$$\theta_{\phi_r} = \int_0^t (\omega_r + \omega_s) dt \quad (3.35)$$

A posição do fluxo do rotor pode ainda ser apresentada em função da corrente de magnetização do rotor i_{mr} através da equação (3.36), onde i_{mr} é obtido segundo a equação (3.37).

$$\theta_{\phi_r} = \int_0^t \left(\omega_r + \frac{1}{\tau_r} \frac{I_{sq}}{i_{mr}} \right) dt \quad (3.36)$$

$$\frac{di_{mr}}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} (I_{sd} - i_{mr}) \quad (3.37)$$

Finalmente, as equações (3.36) e (3.37) representam na sua íntegra o modelo do fluxo magnético presente no rotor. Fazendo a discretização destas através do método de Euler *Backward* resultam as equações (3.38) e (3.39) que, com base no diagrama apresentado na Figura 3.29 permitem a implementação da técnica de controlo FOC [33].

$$i_{mr}(k) = i_{mr}(k-1) + T_a \frac{L_m}{\tau_r} (I_{sd}(k) - i_{mr}(k-1)) \quad (3.38)$$

$$\theta_{\phi_r}(k) = \theta_{\phi_r}(k-1) + T_a \left(\omega_r(k) + \frac{1}{\tau_r} \frac{I_{sq}(k)}{i_{mr}(k)} \right) \quad (3.39)$$

3.8 Variadores de Velocidade Comerciais para Motores de Indução

A evolução tecnológica tem contribuído para o aumento da tecnologia nos VEVs. Com a indústria a requerer cada vez mais métodos eficientes nas suas aplicações, diversos fabricantes têm apresentado várias soluções de controladores de velocidade variável comerciais para motores de indução, que variam consoante o tipo de aplicação. Atualmente, no mercado dos VEVs, podem ser encontrados produtos cuja aquisição pode ir desde dezenas a milhares de euros, dependendo da tecnologia que empregam ou do tipo de aplicação para o qual são fabricados. Estes, por sua vez, podem ser de construção simples (tanto a nível de *hardware* como de controlo) onde as questões de eficiência energética não são relevantes, o que por sua vez torna estes produtos económicos, ou podem, por exemplo, possuir sistemas de filtros ativos para melhoria da qualidade de energia com sistemas de controlo complexos ou sistemas de aproveitamento de energia cinética do motor, o que faz estes produtos serem mais dispendiosos. No que concerne ao escopo desta dissertação, são apresentados neste item alguns dos produtos existentes no mercado que permitem o acionamento com velocidade variável de motores elétricos, nomeadamente o motor de indução, com capacidade de regeneração de energia e características de QEE.

3.8.1 Controladores da Empresa ABB

A ABB é uma empresa multinacional, sediada em Zurique, na Suíça, voltada para a área da energia e automação, que desenvolve, além de outros produtos, controladores de velocidade variável para motores CA e CC para diversas aplicações. Relativamente aos controladores de velocidade variável para motores CA, a ABB dispõe de produtos para diversos tipos de indústria (indústria de produção de energia, automotiva, cimenteira, metalúrgica, etc.) e para as mais variadas aplicações, como bombas, compressores, guindastes, elevadores, etc. [83].

A gama de controladores ACS880 está equipada com o controlo DTC (*Direct Torque Control*), proporcionando elevado binário de arranque e o controlo do motor desde o seu repouso até ao seu binário e velocidade máximos sem necessidade de encoders ou sensores de posição. Além de poderem acionar motores de indução, podem também acionar motores de relutância síncrona, motores de ímanes permanentes e servo motores. São inteiramente programáveis através de uma estação de programação (e.g. computador), que pode ser conectado via USB [83].

Da gama de produtos ACS880 apresentados pela ABB, destaca-se o ACS880-17 (Figura 3.32), que permite a operação regenerativa, onde a energia produzida pelo motor elétrico é devolvida à rede elétrica, evitando, assim, métodos pouco eficientes de travagem tradicionais como a dissipação da energia numa resistência.



Figura 3.32. Unidade de velocidade variável ABB ACS880-17 [83].

O controlador de velocidade variável ACS880-17 encontra-se disponível para uma gama variada de potências, 160 kW – 3200 kW, que variam conforme as tensões de alimentação, 400 V CA – 690 V CA (50/60 Hz). Este possui um conversor ativo que funciona como conversor *boost*, capaz de aumentar a tensão do barramento CC, garantindo, assim, a tensão adequada ao funcionamento em situações em que a tensão de alimentação é inferior à nominal [83]. Além disso, este controlador possui também as seguintes características: fator de potência unitário; frequência de saída máxima de 500 Hz e refrigeração a ar [83].

3.8.2 Controladores da Empresa *GEFRAN*

A *GEFRAN* é uma empresa com cerca de 50 anos de experiência em soluções de automação e sistemas de controlo para processos industriais [84]. Embora não possua soluções integradas que permitam, para além do controlo da velocidade do motor, o aproveitamento de energia por travagem regenerativa, a *GEFRAN* dispõe de equipamentos que, quando combinados, tornam esse objetivo conjunto possível.

O *AFE200* (*Active Front End 200*), apresentado na Figura 3.33 (a), é um equipamento composto por um conversor CA-CC ativo que funciona como fonte de alimentação para um outro equipamento montado em paralelo - o inversor - através de um sistema de barramento CC comum. Este equipamento está disponível para duas faixas de tensão de alimentação, 400 V CA e 690 V CA (50/60 Hz), projetado para uma gama de potências que podem ir de 22 kW até 355 kW conforme a sua tensão de alimentação, e de 400 kW até 1,65 MW quando combinados em paralelo. O conversor ativo que o *AFE200* possui permite um fator de potência unitário, uma baixa distorção harmónica da corrente de entrada ($THD < 5\%$) e operação regenerativa [84].

Da linha de produtos para acionamento de velocidade variável para motores assíncronos, a série de inversores *ADV200* apresenta soluções para uma larga faixa de potências que podem variar entre os 0,75 kW e os 1,65 MW e uma tensão CC que pode ir dos 450 V CC aos 1120 V CC, dependendo dos modelos, podendo ser empregue na maioria das aplicações industriais.

Na Figura 3.33 (b) encontra-se um dos inversores da série *ADV200* apresentados pela *GEFRAN*, o inversor *ADV200 HC*. Como características deste inversor, destacam-se: controlo FOC direto e indireto e controlo V/F, frequência de saída máxima de 500 Hz e módulo de travagem dinâmica integrado até 55 kW [85].

A facilidade de uso e a programação intuitiva que o caracterizam tornam possível que utilizadores de qualquer nível explorem a sua tecnologia nas mais diversas aplicações [84].

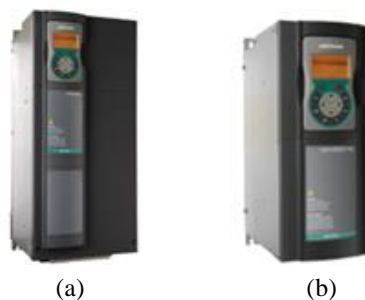


Figura 3.33. Unidade Equipamentos *GEFRAN*. (a) Unidade de velocidade variável *AFE200* da *GEFRAN* [84]. (b) Unidade de velocidade variável *ADV200 HC* da *GEFRAN* [85].

3.8.3 Controladores da Empresa *Omron*

A *Omron*, sediada em Kyoto, no Japão, é também uma empresa voltada para o fabrico de componentes, equipamentos e sistemas para automação industrial. Dos produtos que apresenta, o equipamento *SX-AFE* compreende, além de um inversor, um retificador ativo bidirecional capaz de permitir a operação de regeneração de energia em processos de travagem [86]. Este equipamento encontra-se na Figura 3.34. Este está disponível para tensões de alimentação 400 V CA – 690 V CA (50/60Hz), dependendo do modelo, e apresenta-se com as seguintes características: fator de potência unitário; controlo vetorial como sistema de controlo; frequência máxima de saída de 400 Hz; frequência de comutação do conversor CC-CA de 3 kHz (ajustável de 1.5 kHz a 6 kHz) e do conversor CA-CC também de 3 kHz (podendo ser ajustada de 3 kHz a 6 kHz) e THD < 5% para a corrente de entrada [86].



Figura 3.34. Unidade de velocidade variável *SX-AFE* da *Omron* [86].

3.9 Conclusões

O principal objetivo desta dissertação passa pelo desenvolvimento de um VEV com consumo de correntes sinusoidais e em fase com as tensões da rede elétrica e também capaz de permitir fluxo de potência bidirecional (isto é, consumo de potência durante a tração elétrica e fornecimento de potência à rede elétrica em situações de travagem do motor de indução). Deste modo, no presente capítulo foram apresentados conversores de potência trifásicos bidirecionais para tração elétrica e para interface com a rede elétrica, tendo sido analisadas as vantagens e desvantagens de cada configuração. No que respeita aos conversores de potência (CC-CA) para tração elétrica, foram distinguidos conversores do tipo CSI e VSI. De seguida foram apresentados os conversores CA-CC para interface com a rede elétrica onde foram apresentados os conversores trifásicos do tipo VSR, com ou sem neutro, a dois, três e quatro braços.

Uma vez apresentados os conversores de potência, foi apresentada a técnica de modulação *Sinusoidal Pulse Width Modulation* (SPWM), que pode ser utilizada para gerar os sinais de comando dos conversores apresentados. Além desta técnica de modulação foi também apresentada a *Space Vector Pulse-Width Modulation* (SVPWM), sendo esta uma técnica de modulação recomendável para inversores usados em VEVs quando se pretende uma maior performance. Seguidamente, para o controlo do estágio retificador, foi apresentado um algoritmo de sincronização com a rede elétrica baseado na teoria $p-q$ e enumeradas as principais técnicas de controlo de corrente que podem ser empregues em retificadores ativos, quer de frequência variável, como o controlo de corrente por histerese, e de frequência fixa, como o controlo PI e o controlo preditivo. Da análise das vantagens e desvantagens destas três técnicas de controlo de corrente pôde concluir-se que a implementação de um controlo de corrente com frequência variável, como é o caso do controlo de corrente por histerese, traz dificuldades acrescidas no dimensionamento dos filtros passivos para acoplamento à rede elétrica e eliminação dos harmónicos causados pela comutação dos semicondutores de potência. Os controladores de corrente do tipo PI, por sua vez, apresentam a desvantagem de ser necessário a sintonização de ganhos de modo a obter-se a resposta desejada por parte do controlador. Além disso, a inserção de um tempo de atraso na resposta é uma desvantagem deste controlador de corrente. Por outro lado, um controlador de corrente baseado nas equações que modelam o sistema elétrico, como é o caso do controlo preditivo, elimina a necessidade de ajuste de ganhos, simplificando a sua utilização, sendo a resposta deste controlador tanto melhor quanto mais próximo da realidade for o modelo elétrico utilizado.

Relativamente ao controlo do motor de indução, foi inicialmente distinguido o controlo escalar do controlo vetorial e posteriormente explicado, com base em diagramas de blocos, o princípio de funcionamento da técnica de controlo Volts por Hertz em malha aberta e malha fechada, e do controlo FOC. O controlo Volts por Hertz assume-se como uma técnica simples e bastante utilizada em aplicações onde não são exigidas performances significativas no controlo de velocidade. Esta técnica não permite o controlo contínuo de binário do motor, apresentando perdas por efeito de Joule pela saturação do circuito magnético. Em aplicações onde o controlo de velocidade e/ou binário se pretenda o mais preciso e fiável possível, o controlo FOC surge como a melhor opção, dado que permite o controlo independente do binário e fluxo nos motores de indução à semelhança do que acontece nas máquinas CC. Porém, esta é uma técnica que apresenta uma maior complexidade de implementação e um maior poder de processamento do sistema de controlo digital.

Este capítulo termina com a exposição de alguns VEVs comerciais. Além do conhecimento adquirido da tecnologia empregue em cada controlador apresentado, ficou clara a ideia de que há a preocupação por parte dos fabricantes em apresentar soluções compactas, ou que possam ser integradas, que permitam aumentar a eficiência destes equipamentos, quer a nível de QEE, quer a nível da regeneração da energia.

Capítulo 4

Simulação do Variador Eletrónico de Velocidade

4.1 Introdução

As ferramentas de *software* de simulação de circuitos elétricos são cruciais no desenvolvimento de sistemas de eletrónica de potência, dado que viabilizam estudos detalhados antes da implementação prática dos mesmos. Estas ferramentas computacionais permitem o teste de diferentes topologias e sistemas de controlo para diversas condições e operações de funcionamento, o que torna possível a previsão da resposta dada pelo sistema numa implementação prática. Como tal, os problemas resultantes de erros de projeto podem ser identificados e corrigidos, evitando-se assim a danificação de componentes eletrónicos e, sobretudo, fatores que potenciem danos humanos. Desta forma, as simulações computacionais constituem um método seguro, rápido e de baixo custo de realizar testes práticos ao sistema que se pretende implementar.

Neste projeto de dissertação, todas as simulações apresentadas foram realizadas com recurso ao *software* de simulação *PSIM v9.1.1* da *PowerSim Inc*, o qual é especialmente adequado para aplicações de eletrónica de potência. A grande diversidade de componentes disponibilizados, aliada à possibilidade de programação das teorias de controlo em linguagem C e a familiaridade com a aplicação, foram fatores que pesaram na escolha deste *software* de simulação.

É conveniente que o modelo de simulação se aproxime o mais possível do sistema real. Assim, no presente capítulo, é exposto o modelo topológico proposto nesta dissertação, o qual é constituído por um conversor CA-CC que funciona como retificador ativo e por um conversor CC-CA responsável pelo acionamento do motor de indução. Uma vez apresentada a topologia proposta, segue-se a simulação dos conversores de potência e dos algoritmos de controlo escolhidos. Numa fase inicial é descrito o sistema de controlo intrínseco ao estágio retificador do variador eletrónico de velocidade (VEV), nomeadamente o sistema de sincronização como a rede elétrica, o controlo de corrente e a regulação do barramento CC. Posteriormente, é abordado o sistema de tração, onde é validado o modelo do motor utilizado e o estágio inversor para a técnica de controlo Volts por Hertz em malha fechada. De seguida, e já numa fase final, são apresentados os resultados de simulação do conversor de eletrónica de potência no seu todo, isto é, com retificador e inversor, para diferentes modos de operação.

4.2 Modelo de Simulação do Sistema VEV

O *software* de simulação *PSIM* foi a ferramenta utilizada para desenvolver o modelo de simulação do sistema composto pelo VEV e pelo motor de indução. Para um melhor entendimento do modelo no seu todo, este foi dividido em três partes, sendo a primeira relativa ao modelo do motor de indução trifásico utilizado, a segunda referente ao andar de potência do VEV e a terceira, e última parte, alusiva ao sistema de controlo do VEV.

4.2.1 Modelo de Simulação do Motor de Indução

A máquina elétrica com a qual se pretende validar o sistema de acionamento eletrónico encontra-se apresentada na Figura 4.1. Trata-se de um motor de indução trifásico com rotor em gaiola de esquilo, de potência nominal de 5,5 kW. Os parâmetros que o caracterizam foram retirados da sua chapa de características, podendo estes ser observados na Tabela 4.1.



Figura 4.1. Motor de indução trifásico utilizado.

Tabela 4.1. Dados técnicos do motor de indução trifásico usado em simulação.

Características	Valor
Potência nominal	5,5 kW
Velocidade nominal	920 rpm
Número de polos	6
Tensão nominal (V_{ff})	400 V
Corrente nominal (I_n)	12,32 A
Corrente de arranque	5,8 I_n
Frequência nominal	50 Hz
$\cos \phi$	0,77
Rendimento (η)	84%
Binário nominal (T_{nom})	57,1 Nm

O *software* de simulação *PSIM* disponibiliza vários modelos de motores elétricos, não sendo exceção para o motor de indução trifásico com rotor em gaiola de esquilo. Porém, para a sua utilização é necessário o conhecimento dos parâmetros físicos internos do motor. Destes, como a Figura 4.2 mostra, fazem parte a resistência e indutância do estator (R_s e L_s) e do rotor (R_r e L_r), a indutância de magnetização (L_m), o número de polos e, por fim, o momento de

inércia do motor (J). De notar que o modelo apresentado não compreende nenhum item para a resistência de perdas no ferro. Como tal, estas não são consideradas daqui em diante.

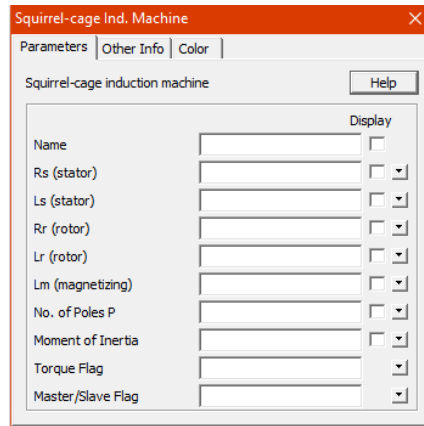


Figura 4.2. Parâmetros necessários para simulação do modelo do motor de indução em ambiente PSIM.

Os parâmetros utilizados para simulação do modelo do motor encontram-se apresentados na Tabela 4.2. Estes parâmetros foram obtidos através da comparação com parâmetros de motores de potência equivalente, uma vez que não são disponibilizados pelo fabricante.

Tabela 4.2. Parâmetros utilizados no modelo de simulação do motor elétrico.

Características	Valor
Resistência do estator (R_s)	5,015 Ω
Resistência do rotor (R_r)	5,015 Ω
Indutância do estator (L_s)	27,637 mH
Indutância do rotor (L_r)	27,637 mH
Indutância de magnetização (L_m)	1,2 H
Momento de Inércia (J)	0,0249 kgm ²

Uma vez obtidos os parâmetros internos do motor, procedeu-se à simulação do modelo que o representa. Para isso, submeteu-se o motor (ligado em triângulo) à sua tensão nominal e aplicou-se o binário de carga nominal (57,1 Nm) tal como mostra a Figura 4.3.

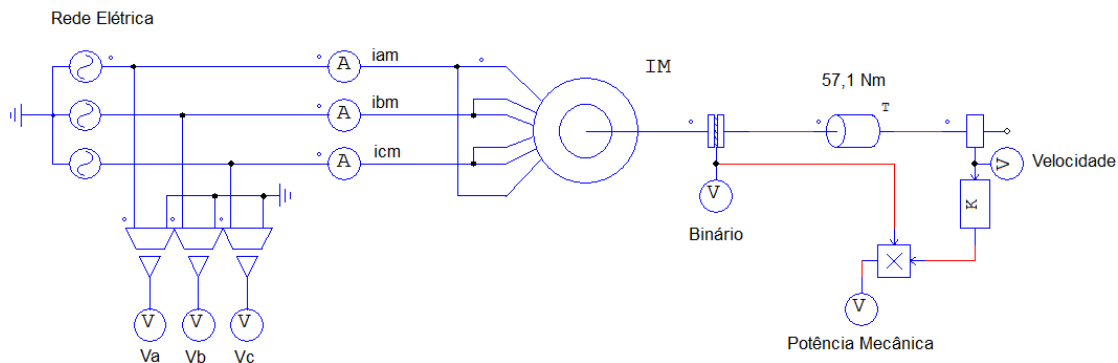


Figura 4.3. Circuito usado para validação do modelo de simulação do motor elétrico.

Nas condições apresentadas na Figura 4.3, obtiveram-se as formas de onda das correntes nas três fases do estator exibidas no gráfico da Figura 4.4 (a). Por observação desta, verifica-se

que o sistema atinge o estado de regime permanente ao fim de 0,3 s, apresentando valores eficazes das correntes de cerca de 10,2 A. Como referido anteriormente, no modelo do motor de indução não são contempladas as perdas no ferro, pelo que o valor eficaz das correntes é ligeiramente mais baixo que o valor nominal (12,32 A). Na Figura 4.4 (b) são exibidas, as formas de onda da potência mecânica (p_{mec}) produzida e da velocidade (n) do motor de indução. Considerando o intervalo de tempo em regime permanente compreendido entre 0,3 s e 0,6 s para análise de resultados, depreende-se que o modelo criado do motor de indução trifásico representa uma boa aproximação da máquina elétrica que se pretende simular, dado que os valores obtidos nestas formas de onda, em regime permanente, são aproximados dos valores nominais tabelados. Desta forma está definido o modelo equivalente do motor para implementação no *software PSIM*.

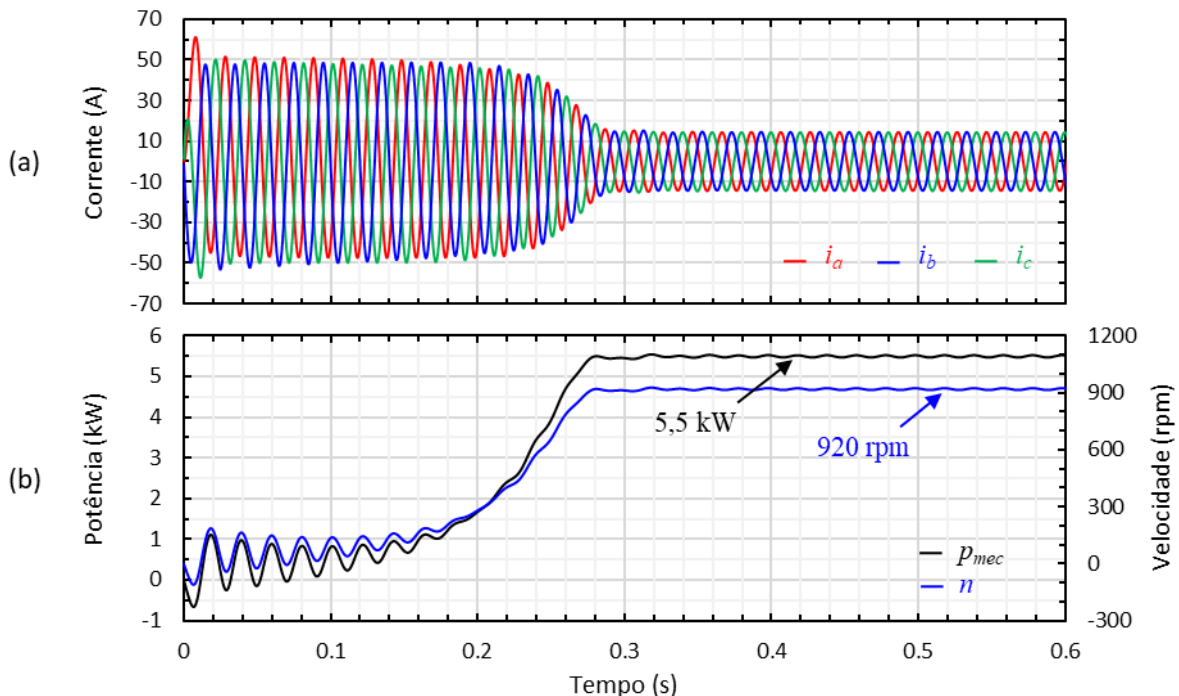


Figura 4.4. Resultados de simulação do modelo equivalente do motor de indução à carga nominal de 57,1 Nm: (a) Correntes nas três fases do estator (i_a , i_b e i_c); (b) Potência mecânica (p_{mec}) envolvida e velocidade de rotação do rotor (n) em rpm.

4.2.2 Modelo de Simulação do Andar de Potência do VEV

Antes de proceder à apresentação dos modelos que representam o sistema VEV, convém salientar que o sistema de *hardware* que se pretende validar foi dimensionado por antigos alunos do GEPE tendo em vista o acionamento de um motor de indução de potência nominal de 55 kW. No entanto, como será abordado adiante, todos os componentes do sistema que compõe o VEV serão validados para um motor de 5,5 kW. Deste modo, e uma vez que se pretende simular todos os passos experimentais o mais próximo possível da realidade, os resultados de simulação obtidos ao longo deste capítulo não serão tão satisfatórios quanto

aqueles que seriam obtidos caso o motor utilizado fosse o de potência nominal de 55 kW, tendo em conta os valores de potência para a frequência de comutação utilizada.

Na Figura 4.5 é apresentado o circuito correspondente ao andar de potência do modelo de simulação, onde são visíveis os dois conversores utilizados (retificador ativo e inversor), ambos com três braços constituídos por IGBTs, onde se assumiu uma queda de tensão de 1,75 V nos díodos que possuem em antiparalelo, estando este valor tabelado no datasheet dos IGBTs utilizados. Estes conversores encontram-se conectados através de um barramento CC capacitivo que, como será explicado no Capítulo 5, é constituído, na prática, por um conjunto de condensadores e resistências de equalização do qual resulta um condensador e uma resistência equivalente de 5,5 mF e 8400 Ω , respetivamente. Para representar a tensão da rede elétrica o mais próximo possível da realidade, foram medidas, no laboratório do GEPE, as amplitudes dos harmónicos ímpares de cada fase, até ao harmónico de 15ª ordem, com recurso a um medidor de qualidade de energia eléctrica (QEE). Cada harmónico está representado no modelo de simulação através de cada uma das fontes de tensão que se encontram ligadas em série. Estas fontes estão por sua vez conectadas em série a um elemento formado por uma resistência e uma indutância que simbolizam a impedância de linha de cada uma das fases do sistema. Na figura, é também visível o sistema utilizado para acoplamento à rede eléctrica, nomeadamente os elementos necessários à pré-carga do condensador do barramento CC, tais como os interruptores e resistências de pré-carga, assim como o modelo de simulação do motor de indução empregue e um conjunto de outros elementos necessários para o correto funcionamento da simulação.

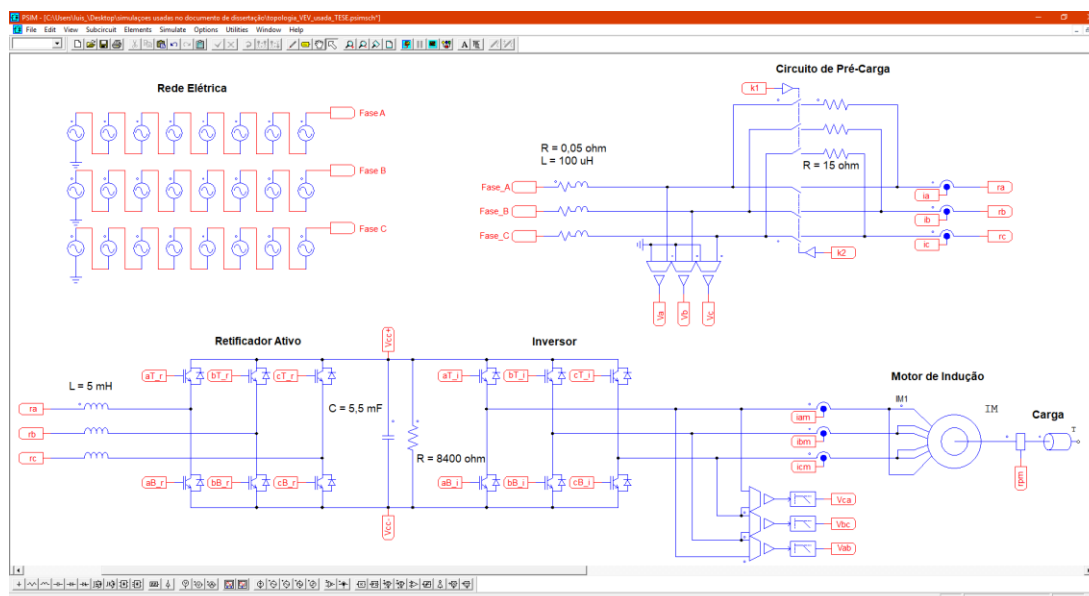


Figura 4.5. Andar de potência do modelo de simulação do VEV em ambiente PSIM.

4.2.3 Modelo de Simulação do Sistema de Controlo do VEV

Na Figura 4.6 apresenta-se a parte referente ao sistema de controlo do modelo de simulação desenvolvido para o VEV. Nesta são visíveis dois blocos, nos quais se encontram os algoritmos e técnicas de controlo, codificados em linguagem C, relativos ao controlo do retificador ativo e do inversor. No caso do bloco responsável pelo controlo do retificador ativo, este recebe, a uma frequência de 10 kHz, os sinais provenientes dos sensores que monitorizam as tensões simples da rede elétrica, as correntes nas três fases e ainda a tensão do barramento CC. Com base nestes sinais, são geradas as referências necessárias à sincronização com a rede elétrica e ao controlo de corrente, bem como sinais de *enable* das comutações e sinais de habilitação/deshabilitação do funcionamento do inversor. São também disponibilizadas saídas lógicas que permitem habilitar/deshabilitar os interruptores que possibilitam a pré-carga do condensador do barramento CC e a conexão do retificador à rede elétrica, assim como saídas para monitorização de algumas variáveis do sistema.

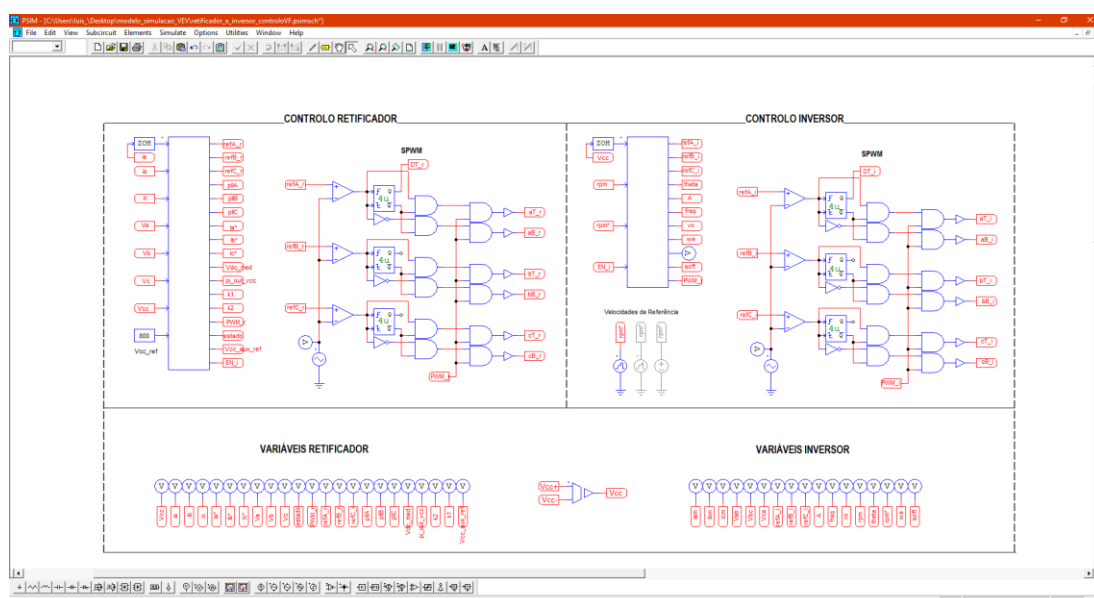


Figura 4.6. Sistema de controlo do modelo de simulação do VEV em ambiente PSIM.

No que diz respeito ao bloco relativo ao controlo do inversor, este recebe, também a uma frequência de 10 kHz, os sinais medidos pelo sensor de tensão do barramento CC e pelo sensor de velocidade do motor, bem como a velocidade de referência e o sinal de *enable* proveniente do bloco de controlo do retificador ativo. No que respeita às saídas deste bloco, têm-se as referências das tensões que devem ser produzidas para o controlo da velocidade do motor e uma *flag* que habilita/deshabilita a ordem de comutação dos semicondutores totalmente controláveis. Além destas, são disponibilizadas na saída várias variáveis para monitorização do sistema de controlo. Além dos blocos de controlo apresentados, é visível também a implementação da técnica de modulação SPWM, a qual foi utilizada para gerar os

sinais de comando para os semicondutores totalmente controláveis empregues nos dois conversores de potência, sendo a frequência de comutação escolhida de 5 kHz para os dois estágios de conversão.

4.3 Resultados de Simulação do Retificador Ativo

Como referido anteriormente, a topologia do VEV é composta por dois conversores de potência, no qual um deles é relativo ao estágio do retificador ativo. O andar de potência correspondente a este estágio encontra-se representado pelo circuito da Figura 4.7, assim como o circuito de acoplamento à rede elétrica. Este é constituído por um conversor CA-CC fonte de tensão trifásico a três fios e com três braços, cada um com dois IGBTs. O facto de ser apenas a três fios permite simplificar a solução e reduzir os custos associados à adição de um terceiro braço de IGBTs para a ligação do neutro ou, no caso de este ser ligado ao ponto médio dos condensadores do barramento CC, reduzir a complexidade associada à regulação da tensão aos terminais dos condensadores.

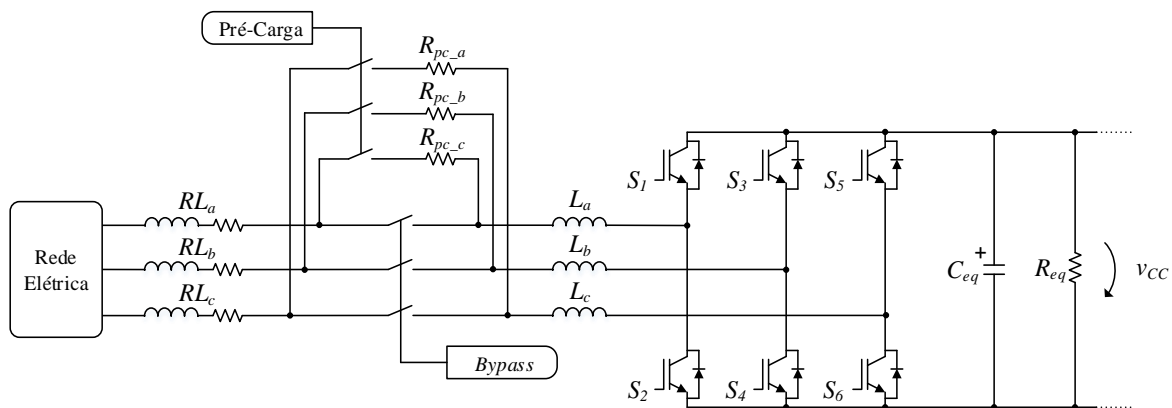


Figura 4.7. Andar de potência do retificador ativo com circuito de acoplamento à rede elétrica.

Na Tabela 4.3 podem ser observados os parâmetros utilizados na simulação do estágio de potência referente ao retificador ativo.

Tabela 4.3. Parâmetros utilizados em simulação.

Parâmetro	Valor
Tensão simples da rede elétrica	230 V
Frequência da rede elétrica	50 Hz
Capacidade equivalente do barramento CC (C_{eq})	5,5 mF
Resistência de equalização equivalente do barramento CC (R_{eq})	8400 Ω
Indutância de acoplamento à rede elétrica (L_a, L_b, L_c)	5 mH
Resistência de pré-carga ($R_{pca}, R_{pcb}, R_{pcc}$)	15 Ω
Impedância de linha (RL_a, RL_b, RL_c)	0,05 Ω , 100 μ H

O esquema relativo à estratégia adotada para o controlo do retificador ativo pode ser observado na Figura 4.8. Este representa, de forma gráfica, o algoritmo de controlo utilizado no interior do bloco relativo ao controlo do retificador que se encontra apresentado na Figura 4.6. Nesta estratégia de controlo, a tensão do barramento CC (v_{cc}) é medida e comparada com o valor de referência (v_{cc_ref}). Desta comparação resulta o sinal de erro v_{cc_erro} , o qual é sujeito a um controlador proporcional-integral (PI). A saída deste controlador é, posteriormente, multiplicada por cada uma das referências sinusoidais (pll_a , pll_b e pll_c) com amplitude unitária e frequência e fase igual à componente fundamental da respetiva tensão do lado da rede elétrica. Estas referências são obtidas a partir do ângulo ωt resultante da malha de captura de fase (PLL), correspondendo a três sinais sinusoidais com frequência sincronizada com a frequência da rede e amplitude i_{pk_ref} dependente do erro e dos ganhos do controlador PI. Estes três sinais são as correntes de referência (i_{a_ref} , i_{b_ref} e i_{c_ref}) para cada uma das correntes de entrada do retificador (i_a , i_b e i_c). Uma vez calculadas as correntes de referência, por aplicação da técnica de controlo de corrente preditivo, facilmente se obtêm os sinais de referência (ref_{a_r} , ref_{b_r} e ref_{c_r}) necessários à técnica de modulação SPWM, da qual irão resultar os sinais de comando para os semicondutores totalmente controláveis.

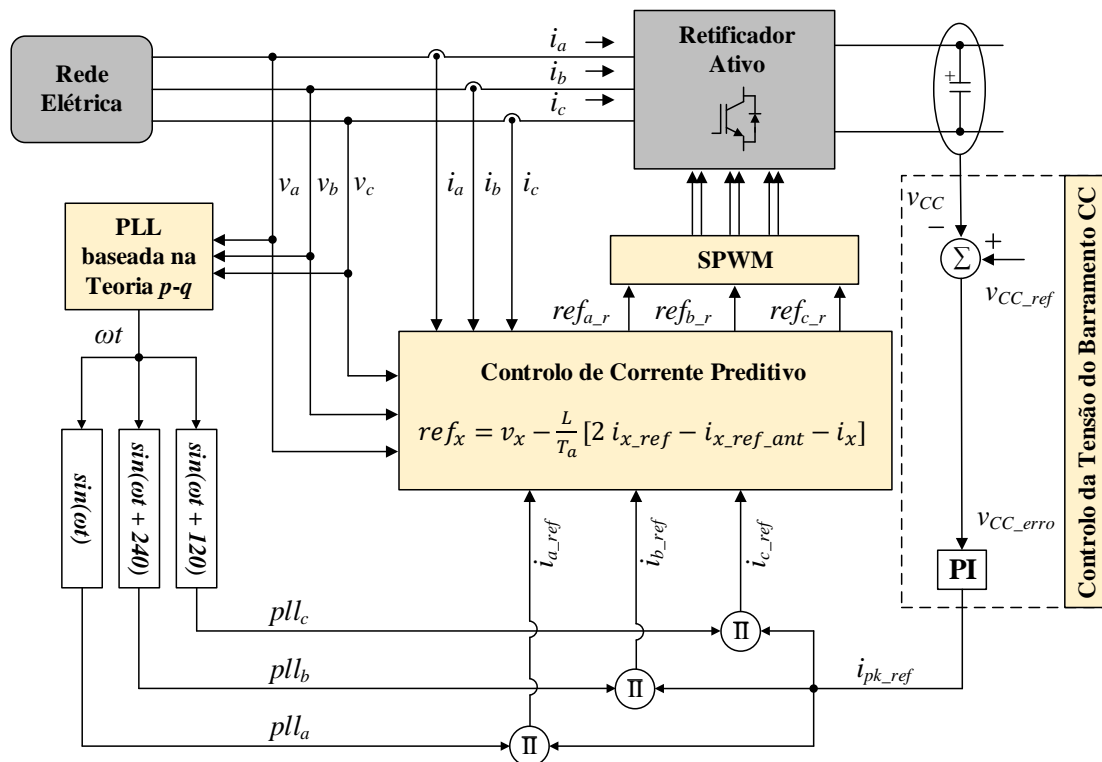


Figura 4.8. Diagrama de controlo para o estágio retificador.

De seguida são apresentados os resultados de simulação relativos a cada um dos blocos preenchidos a amarelo, os quais dizem respeito ao algoritmo utilizado para sincronização com a rede elétrica, ao controlo da tensão do barramento CC, à técnica de controlo de corrente empregue e, por último, à técnica de modulação usada no controlo do retificador ativo.

4.3.1 Sincronização com a Rede Elétrica

Como já referido anteriormente, para a correta operação do retificador ativo, é necessário que na sua estratégia de controlo esteja presente um mecanismo de sincronização com as tensões da rede elétrica. Deste modo, foi utilizada a PLL baseada na Teoria p - q descrita no item 3.6.1.

De seguida, são apresentados os resultados de simulação da PLL utilizada para uma das fases do sistema trifásico de tensões. Assim, na Figura 4.9 (a) é apresentada a evolução do ângulo ωt , o qual apresenta a frequência pretendida de 50 Hz, estando limitado entre 0 e 2π como esperado. A partir deste, por aplicação da operação trigonométrica adequada ($\sin(\omega t)$), resulta um sinal sinusoidal de amplitude unitária (pll_a) para uma tensão (v_a) com distorção harmónica aproximada à da rede elétrica do GEPE, a qual apresenta um THD_f (*Total Harmonic Distortion*) em relação à fundamental de 4,4% (ver Figura 4.9 (b)).

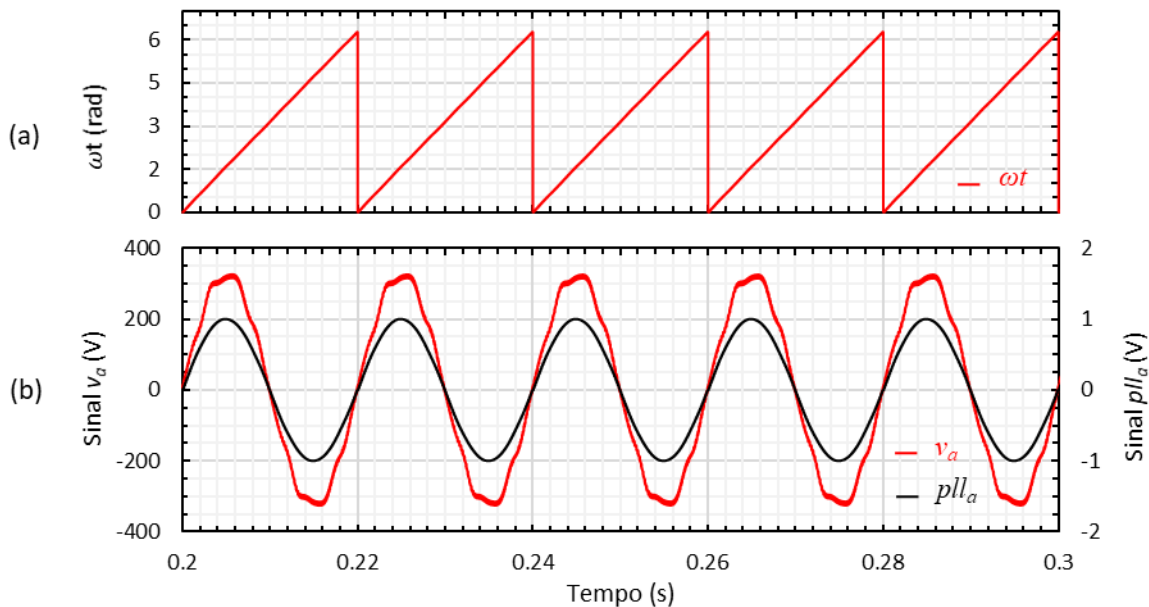


Figura 4.9. Resultados de simulação da PLL para a tensão v_a da rede elétrica com frequência fundamental de 50 Hz: (a) Forma de onda do ângulo ωt ; (b) Tensão da fase a da rede elétrica (v_a) e sinal de amplitude unitária gerado pela PLL (pll_a).

Pela análise da Figura 4.9 (b), pode constatar-se que o sinal de saída pll_a se encontra sincronizado com a tensão v_a , apresentando-se imune à distorção harmónica da tensão da rede elétrica.

O algoritmo PLL utilizado faz uso de um *Voltage Controlled Oscillator* (VCO), no qual a frequência definida como referência corresponde à frequência nominal de 50 Hz. De acordo com [87], o desvio máximo admissível da frequência nominal é de $\pm 1\%$ para o valor médio da frequência durante 95% do tempo de medição de uma semana. Desta forma, foram simuladas respostas do algoritmo da PLL para tensões de entrada com frequências fundamentais desviadas em $\pm 1\%$ do valor nominal de 50 Hz, de modo a validar o

funcionamento da PLL nesta faixa de operação. Posto isto, foi simulado o comportamento da PLL para uma tensão de entrada com frequência fundamental de 49,5 Hz, o qual se encontra apresentado no gráfico da Figura 4.10 (a), e para uma tensão de entrada com frequência fundamental de 50,5 Hz, apresentado na Figura 4.10 (b).

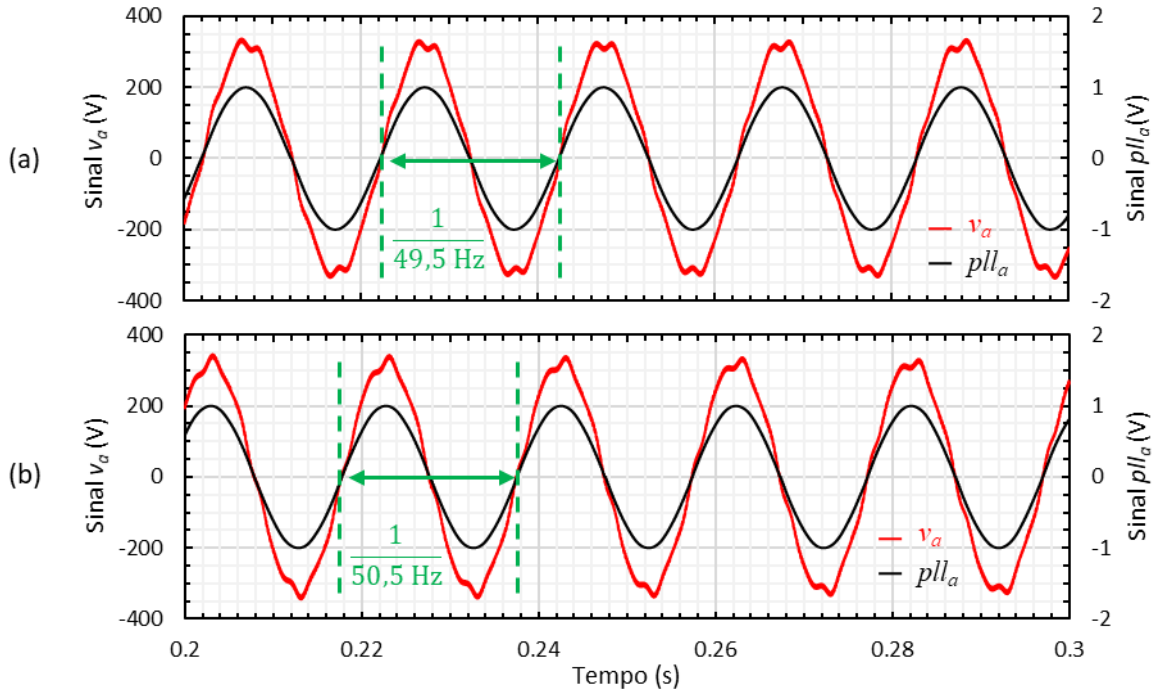


Figura 4.10. Resultados de simulação da PLL para diferentes valores de frequência fundamental da tensão da rede elétrica: (a) 49,5 Hz; (b) 50,5 Hz.

A figura anterior permite concluir que o algoritmo da PLL, perante uma eventual variação de frequência, é capaz de produzir um sinal com frequência fundamental compreendida entre $\pm 1\%$ do valor de frequência definido no VCO sem que a sua performance seja afetada.

4.3.2 Controlo da Tensão do Barramento CC

Uma das tarefas do retificador da topologia proposta apresentada na Figura 4.5 consiste em manter a tensão do barramento CC com um valor de referência desejado, através de uma malha de controlo com realimentação. Esta tensão deve ser mantida num valor superior ao valor de pico da tensão composta da rede elétrica, a fim de manter os díodos inversamente polarizados, que se encontram em antiparalelo com os semicondutores totalmente controláveis. Caso contrário, o retificador comportar-se-á como uma ponte retificadora a díodos, não sendo possível o controlo da tensão do barramento CC. Tendo em conta o valor de pico da tensão composta da rede elétrica (563 V), a queda de tensão de 1,75 V assumida nos díodos em antiparalelo com cada um dos IGBTs, o índice de modulação estabelecido de 85%, assim como os dados fornecidos pela chapa de características do motor de indução, estipulou-se uma tensão de referência de 800 V para o barramento CC.

O processo de regulação da tensão do barramento CC inicia-se com a pré-carga dos condensadores a partir da rede elétrica. Nesta etapa, os díodos em antiparalelo dos semicondutores totalmente controláveis fornecem caminho à corrente, permitindo o carregamento dos condensadores do barramento CC com um valor de tensão próximo de 563 V, i.e., correspondente ao valor de pico da tensão composta da rede elétrica. Esta corrente, devido à natureza capacitiva do barramento CC, apresenta inicialmente um valor de pico elevado, que é normalmente limitado por resistências colocadas entre a rede elétrica e o conversor. Uma vez atingida uma tensão próxima do valor de pico da tensão composta da rede elétrica, é realizado o *bypass* às resistências, fazendo com que o valor médio da tensão do barramento CC (v_{cc}) assuma os 563 V. Posto isto, para tensões no barramento CC superiores ao valor de pico da tensão composta da rede elétrica, devem ser aplicados os sinais de comando nas *gates* dos semicondutores totalmente controláveis de modo a elevar a tensão v_{cc} . Assim, nesta fase, a regulação da tensão do barramento CC é efetuada através da malha de controlo presente na Figura 4.11. A tensão v_{cc} é realimentada e comparada com a tensão de referência v_{cc_ref} predefinida, resultando um sinal de erro (e_{vcc}) que é posteriormente submetido a um controlador do tipo PI. Deste controlador, como já referido, resulta o sinal i_{pk_ref} , que definirá a amplitude da corrente de referência necessária ao controlo de corrente.

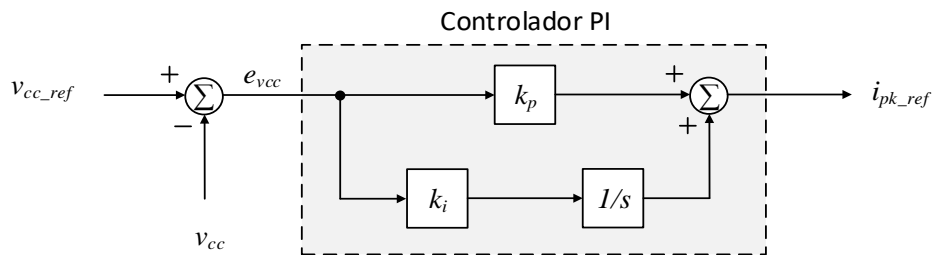


Figura 4.11. Diagrama de blocos do controlador da tensão do barramento CC.

Os ganhos do controlador PI utilizado vão ditar a resposta do controlador no que respeita à estabilidade da tensão v_{cc} , bem como ao consumo das correntes por parte do retificador. Deste modo, os ganhos não devem ser muito altos de forma a evitar-se correntes com amplitudes excessivas nem devem ser muito baixos por forma a permitirem respostas dinâmicas rápidas a possíveis variações de carga no barramento CC.

Na Figura 4.12 encontram-se os resultados de simulação obtidos para a regulação do barramento CC a 800 V, onde é possível observar a forma de onda da tensão do barramento CC (v_{cc}), nas três etapas descritas anteriormente (Figura 4.12 (a)) bem como o detalhe desta após atingir pela primeira vez a tensão de referência (Figura 4.12 (b)).

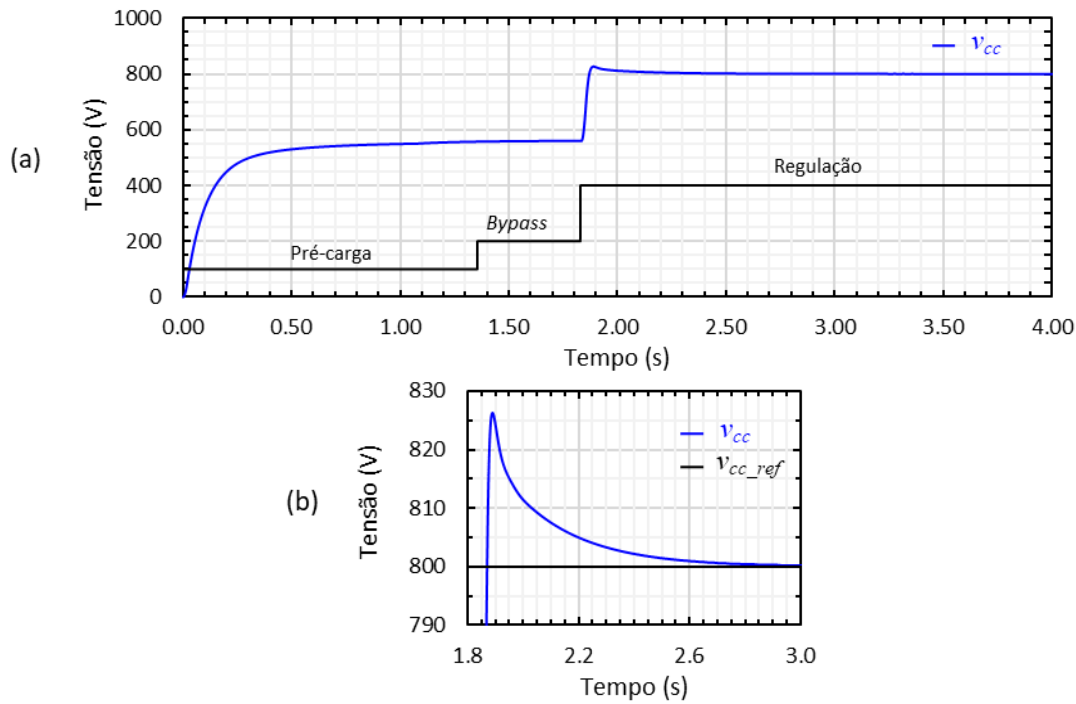


Figura 4.12. Evolução da tensão do barramento CC durante as etapas de pré-carga dos condensadores do barramento CC, de *bypass* às resistências para a pré-carga, e durante a regulação da tensão do barramento CC para uma referência de 800 V: (a) Forma de onda da tensão do barramento CC (v_{cc}); (b) Detalhe da tensão v_{cc} após atingir pela primeira vez a tensão de referência de 800 V.

Na Figura 4.13 encontram-se apresentadas as formas de onda das correntes consumidas (i_a , i_b e i_c) pelo retificador durante as etapas de pré-carga dos condensadores do barramento CC, do *bypass* às resistências de pré-carga e regulação da tensão v_{cc} . As grandes variações de tensão aplicadas aos condensadores do barramento CC no início de cada uma das etapas originam picos de corrente que serão tanto maiores quanto maior for o valor de dv/dt aplicado. Analisando a Figura 4.13 (b), que detalha as correntes consumidas pelo retificador na etapa de pré-carga, verifica-se que as resistências de 15 Ω permitiram limitar o valor de pico das correntes a 20 A. Este valor de pico pode ser reduzido aumentando-se ao valor da resistência de pré-carga. No entanto, como efeito, ter-se-á um carregamento mais lento e conseqüentemente uma simulação mais demorada, o qual não se pretende devido ao custo computacional acrescido.

Na Figura 4.13 (c) e Figura 4.13 (d) pode observar-se em detalhe o aumento de corrente absorvida pelo retificador nas etapas respetivas de *bypass* e regulação do barramento CC. Na etapa correspondente ao *bypass* às resistências de pré-carga, os condensadores são sujeitos a uma variação de tensão de 13 V, correspondente à diferença entre o valor de pico da tensão composta da rede elétrica e a tensão definida de 550 V, a partir do qual se estabelece a conexão direta do retificador à rede elétrica, sendo esta a razão do ligeiro aumento de corrente a partir do instante 1,35 s. O pico de corrente de 48,5 A no instante de tempo 1,83 s

corresponde ao início da etapa da regulação de v_{cc} . No princípio desta etapa, a malha de controlo da Figura 4.11 entra em funcionamento, com o valor de erro $e_{v_{cc}}$ máximo e igual a 237 V, que correspondente à diferença entre a tensão de 800 V definida como referência e o valor de 563 V com que esta etapa é iniciada. Perante os ganhos escolhidos, este $e_{v_{cc}}$ elevado origina uma resposta brusca por parte do controlador, resultando em correntes absorvidas de grande amplitude.

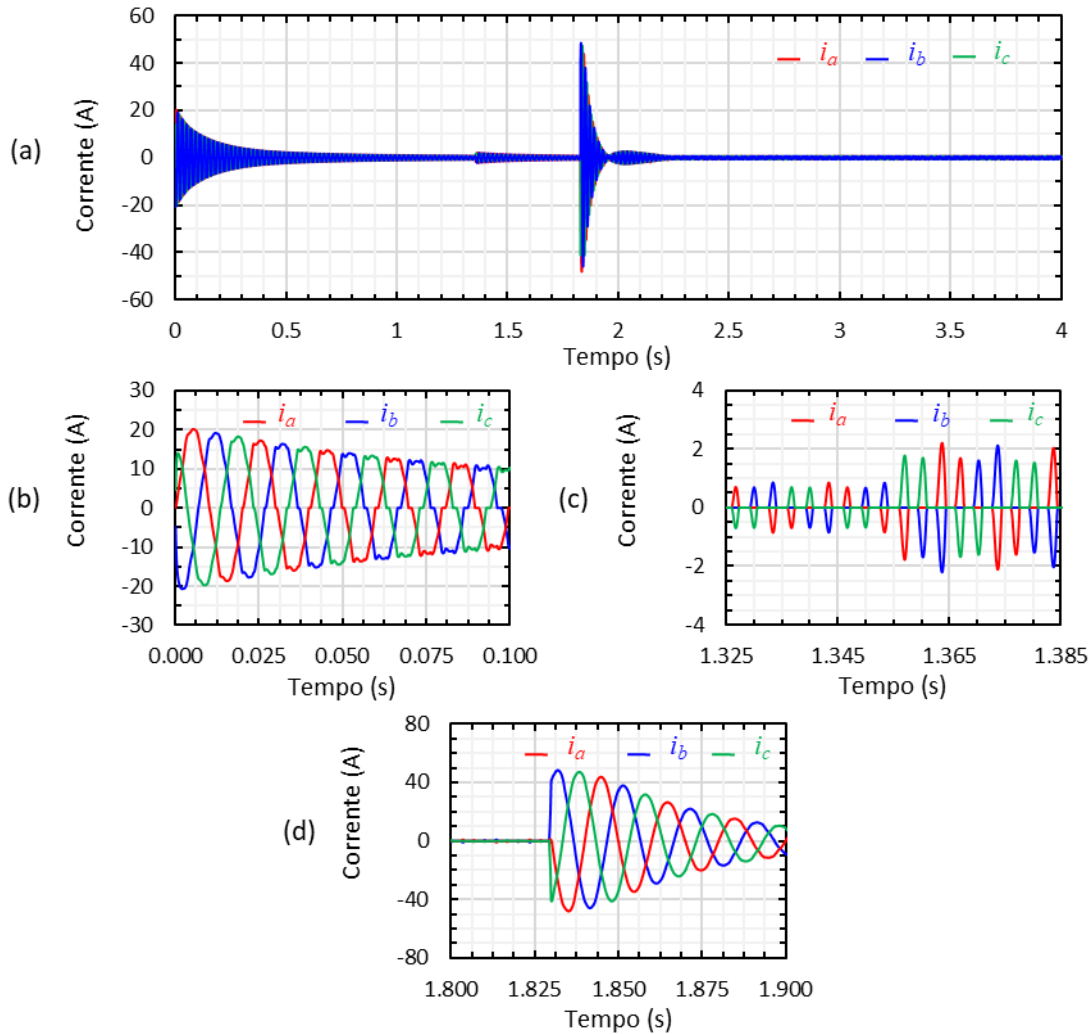


Figura 4.13. Correntes (i_a , i_b e i_c) absorvidas pelo retificador durante as etapas de pré-carga dos condensadores do barramento CC, de *bypass*, e regulação da tensão do barramento CC: (a) Evolução das correntes nas três fases à entrada do retificador; (b) Detalhe das correntes na etapa de pré-carga; (c) Detalhe das correntes na etapa de *bypass*; (d) Detalhe das correntes na etapa de regulação de v_{cc} .

De modo a reduzir-se o valor de $e_{v_{cc}}$ e assim evitar-se respostas exageradas por parte do controlador PI, foi definido um v_{cc_ref} em rampa, cujo aumento se dá em incrementos de 0,1 V à frequência de 10 kHz até ao valor definido de 800 V. Tal permitiu suavizar a resposta do controlador PI e com isso reduzir o *overshoot* da tensão v_{cc} em cerca de 3.6% após ser atingido o valor de referência (Figura 4.14). Esta abordagem permitiu também reduzir a amplitude das correntes absorvidas para cerca de 19% dos seus valores iniciais, tal como comprova a Figura 4.15.

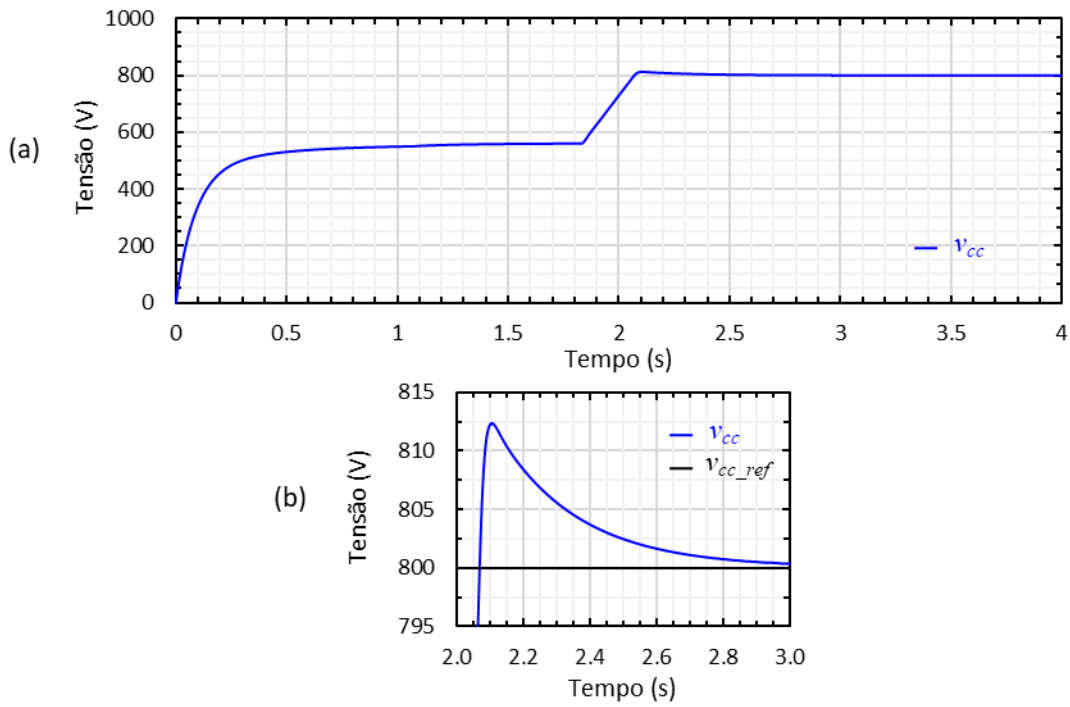


Figura 4.14. Evolução da tensão do barramento CC para uma referência de 800 V dada em rampa: (a) Evolução da tensão do barramento CC (v_{cc}) ao longo das etapas de pré-carga, de *bypass* e de regulação da tensão v_{cc} ; (b) Detalhe da tensão v_{cc} após esta atingir pela primeira vez a tensão de referência v_{cc_ref} .

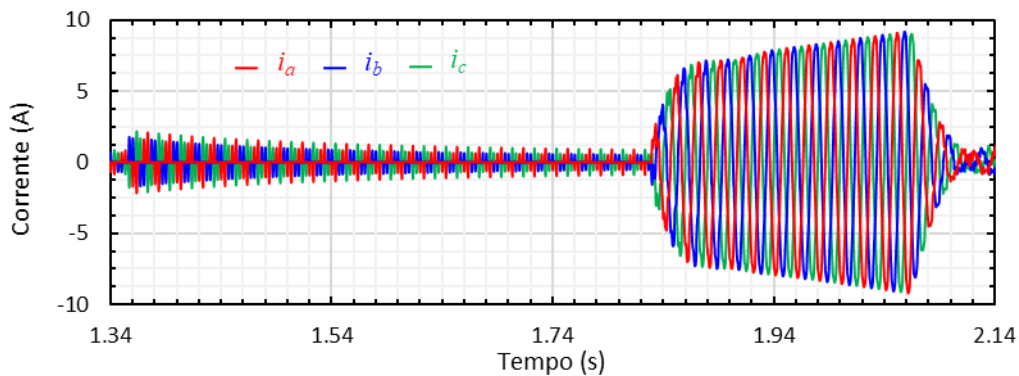


Figura 4.15. Correntes (i_a , i_b e i_c) consumidas pelo retificador durante as etapas de *bypass* e regulação do barramento CC para uma tensão de referência fornecida em rampa.

4.3.3 Controlo de Corrente Preditivo

Como foi dado a entender na Figura 4.8, a técnica de controlo de corrente utilizada no retificador ativo foi o controlo preditivo. A escolha desta face às técnicas apresentadas anteriormente na secção Tabela 4.4 teve por base os fundamentos apresentados na Tabela 4.4, onde se deu, logo desde início, preferência às técnicas de controlo de corrente com frequência de comutação fixa, dadas as suas vantagens. É importante ressaltar que todas as técnicas de controlo de corrente abordadas neste documento foram simuladas de forma a que fosse validado o funcionamento e retirados os pontos positivos e negativos de cada uma delas.

Tabela 4.4. Prós e contras das técnicas de controlo de corrente estudadas.

Frequência de Comutação Variável		
Prós		Contras
<ul style="list-style-type: none"> • Controlo de corrente simples, robusto e com boa resposta dinâmica. 	<p>Controlo de Corrente por Histerese</p>	<ul style="list-style-type: none"> • Os semicondutores totalmente controláveis comutam a uma frequência que não é conhecida, o que acarreta dificuldades acrescidas no dimensionamento dos filtros passivos; • Para uma pequena margem de histerese, a frequência de comutação, sendo variável, pode assumir valores de frequência incontroláveis para os semicondutores totalmente controláveis.
Frequência de Comutação Fixa (com SPWM)		
Prós		Contras
<ul style="list-style-type: none"> • Técnica de controlo bastante conhecida por parte da comunidade científica. 	<p>Controlo de Corrente por PI Estacionário</p>	<ul style="list-style-type: none"> • Necessidade de ajuste de ganhos; • Introdução de atraso entre as duas variáveis de entrada (variável medida e variável de referência) devido aos seus cálculos característicos.
<ul style="list-style-type: none"> • Dispensa o ajuste de ganhos; • Conseguir compensar o tempo de atraso causado pelo sistema de controlo na amostragem dos sinais, corrigindo diretamente a tensão produzida pelo conversor; • Face à técnica de controlo de corrente por PI estacionário permitiu obter respostas mais rápidas. 	<p>Controlo de Corrente Preditivo</p>	<ul style="list-style-type: none"> • A eficácia do controlo é ditada pela qualidade do modelo utilizado.

Posto isto, foram analisados os prós e contras das técnicas de controlo de corrente por PI estacionário e preditivo, atribuindo-se maior favoritismo à técnica de controlo de corrente preditivo. Tal deveu-se essencialmente ao facto de, nesta técnica, não ser necessário o ajuste de ganhos, ao contrário do que acontece com a técnica de controlo PI estacionário. Além disso, os melhores resultados de simulação foram obtidos para a técnica de controlo de corrente preditivo, sendo este mais um fator que pesou na sua escolha.

A simulação da técnica de controlo de corrente preditivo foi, numa fase inicial, efetuada com o conversor a operar como inversor. Assim, e com o intuito de eliminar irregularidades provenientes de uma possível má regulação da tensão do barramento CC, foi adicionada uma fonte de tensão CC aos terminais do barramento CC, de modo a que, numa fase inicial, fosse validada apenas a técnica de controlo de corrente preditivo. Desta forma, resultou o circuito da Figura 4.16, onde se assumiu o sentido positivo das correntes i_a , i_b e i_c , como sendo da rede elétrica para o conversor CA-CC.

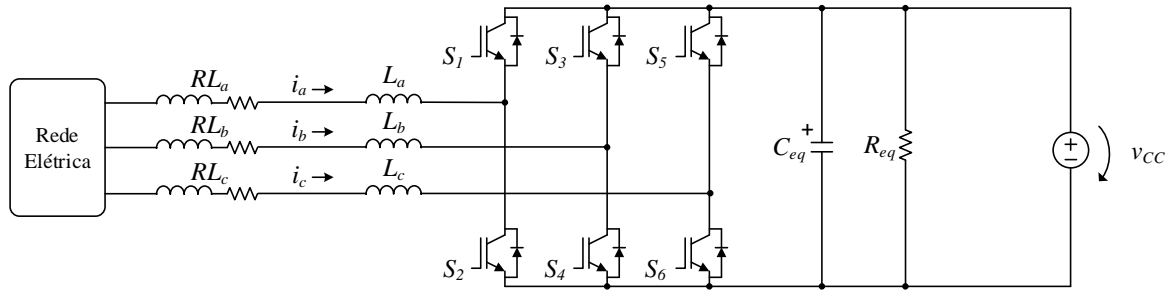


Figura 4.16. Circuito usado na simulação para validação da técnica de controle de corrente preditivo.

Na Figura 4.17 encontra-se a corrente sintetizada pelo conversor para uma das fases (i_a) e a respetiva corrente de referência (i_{a_ref}), a qual foi definida para 20 A de pico (Figura 4.17 (a)). Tendo em conta a frequência de comutação definida de 5 kHz e os valores de indutância utilizados (5 mH), é esperado um *ripple* de corrente aproximado de 4 A. Tal valor pode ser obtido através da equação (4.1) [88].

$$i_{ripple} = \frac{v_{cc}}{8 f_s L} \quad (4.1)$$

Analisando as duas figuras é possível verificar que a corrente sintetizada segue devidamente a corrente de referência, apresentando um THD_f de 5,34% e um *ripple* com frequência de 5 kHz, sendo este valor relativo à frequência de comutação dos semicondutores totalmente controláveis (Figura 4.17 (b)). A corrente de referência apresenta-se na forma de sucessivos degraus uma vez que esta é sintetizada à frequência de amostragem de 10 kHz.

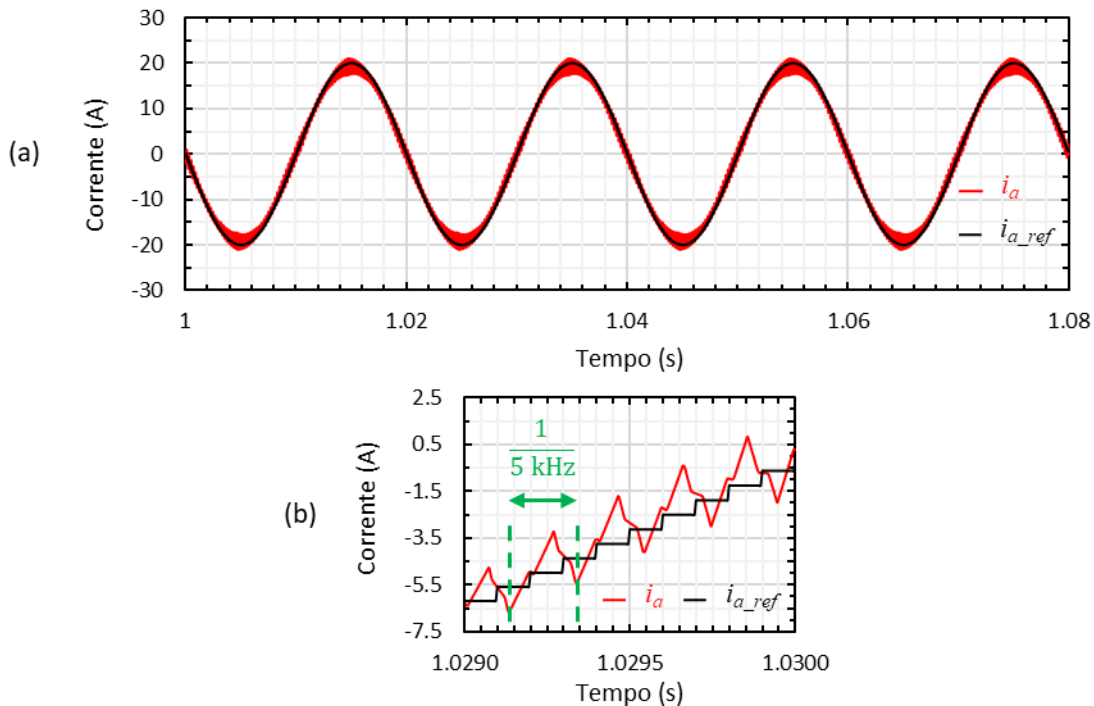


Figura 4.17. Corrente sintetizada pelo conversor CA-CC e respetiva corrente de referência durante a operação como inversor: (a) Corrente (i_a) sintetizada na fase a à entrada do conversor e respetiva corrente de referência (i_{a_ref}); (b) Detalhe das duas correntes.

Na Figura 4.18 são apresentadas as formas de onda da tensão e da corrente para uma das fases da rede elétrica à entrada do conversor. Como é possível observar, as duas formas de onda encontram-se em oposição de fase, pelo que o conversor CA-CC se encontra a injetar corrente na rede elétrica.

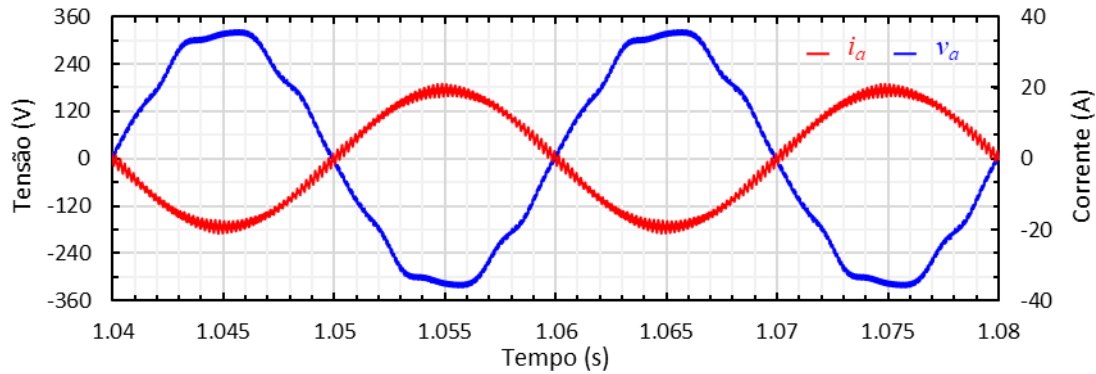


Figura 4.18. Corrente sintetizada pelo conversor CA-CC (i_a) e respetiva tensão da rede elétrica (v_a) durante a operação como inversor.

Tendo em vista a simulação do retificador ativo com controlo de corrente e regulação da tensão do barramento CC, foi adicionada uma carga resistiva (R_{carga}) de valor 70Ω aos terminais do barramento CC com o intuito de validar o seu funcionamento perante uma situação que corresponderá ao funcionamento no modo de tração do motor elétrico.

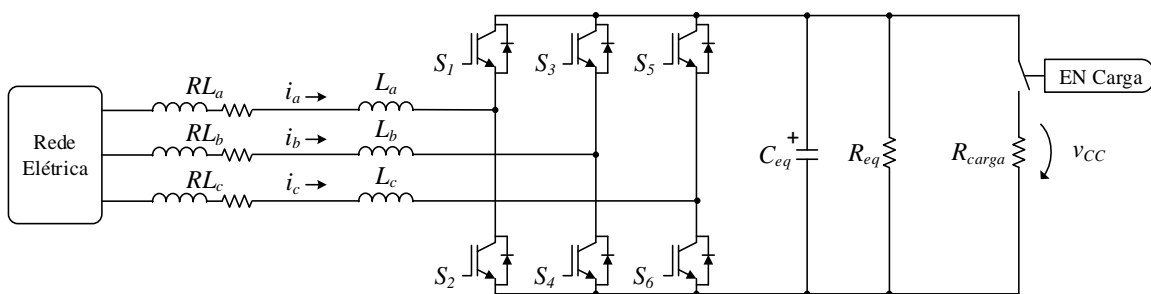


Figura 4.19. Circuito usado na simulação do conversor CA-CC como retificador ativo.

Para a situação que se pretende simular, é recomendável que a carga (R_{carga}), que representa o estágio responsável pelo acionamento do motor de indução, assim como o motor e respetiva carga mecânica, entre em funcionamento após a tensão do barramento CC se encontrar estabilizada. Deste modo, foi definido um tempo de espera de 1 s compreendido entre a primeira vez que a tensão de referência é atingida e a entrada da carga R_{carga} .

Na Figura 4.20 (a) é possível observar a resposta do controlador da tensão do barramento CC à entrada em funcionamento da carga R_{carga} . No instante de tempo 2,06 s, a tensão v_{cc} atinge o valor de referência de 800 V, iniciando-se a contagem do tempo para a estabilização de v_{cc} . Como referido anteriormente, este tempo finda passados 1 s. Nesta altura, v_{cc} encontra-se regulado em 800 V, dando-se a entrada da carga no instante 3,06 s, entrada esta que se

encontra marcada pela cava de cerca de 44 V na tensão v_{cc} . A boa resposta dinâmica do controlador permite que ao fim de algum tempo (a partir do instante de tempo 4,5 s) o sistema entre no estado de regime permanente. Na Figura 4.20 (b) são apresentadas as correntes absorvidas pelo retificador ativo nas três fases da rede elétrica (i_a , i_b e i_c), assim como a amplitude de referência (i_{pk_ref}) gerada pela malha de controlo da tensão do barramento CC a qual, em regime permanente, assume o valor de 19,2 A. Na Figura 4.20 (c) é detalhadamente apresentada, em regime permanente, a forma de onda da tensão v_{cc} , a qual segue a tensão de referência de 800 V com um *ripple* bastante reduzido. Devido às variações causadas pelo consumo de corrente nos dois semiciclos da rede elétrica, tratando-se de um retificador de seis pulsos, é previsível o surgimento de um *ripple* de 300 Hz na tensão do barramento CC. De forma a que este *ripple* não interfira no cálculo da amplitude das correntes de referência (i_{pk_ref}), assim como o ruído proveniente do sensor de tensão utilizado na implementação prática, é aplicado um filtro passa-baixo à tensão do barramento CC. Para isso recorreu-se ao uso de uma janela deslizante para efetuar a média dos valores medidos e assim obter um sinal livre de ruído, o qual se designou de v_{cc_med} .

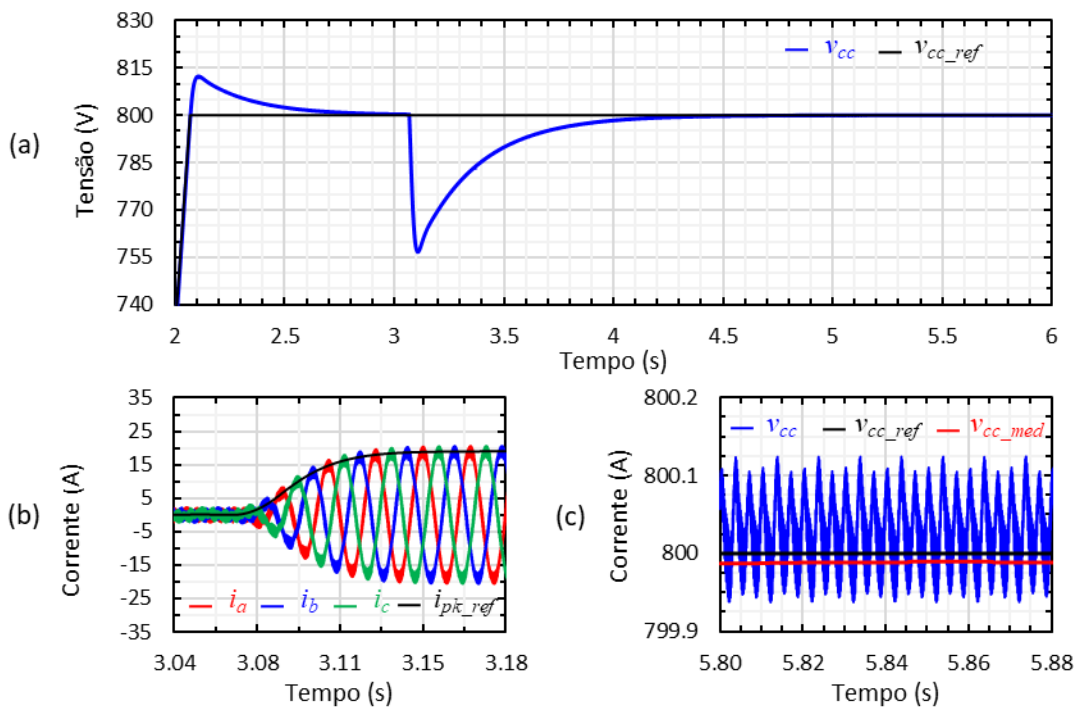


Figura 4.20. Resposta do sistema de controlo do retificador ativo perante a entrada em funcionamento de uma carga resistiva de 70 Ω : (a) Tensão do barramento CC (v_{cc}) e respetiva tensão de referência (v_{cc_ref}); (b) Correntes absorvidas nas três fases pelo retificador (i_a , i_b e i_c); (c) Detalhe da forma de onda da tensão v_{cc} em regime permanente e do sinal filtrado v_{cc_med} .

É um objetivo desta dissertação que as correntes se encontrem em fase com as respetivas tensões da rede elétrica aquando do consumo de energia por parte do VEV. Assim, os resultados apresentados na Figura 4.21, bem como os valores obtidos para o fator de potência nas três fases apresentados na Tabela 4.5, permitem concluir que o desfasamento entre as

tensões da rede elétrica e as correntes consumidas é praticamente inexistente. Desta forma, encontra-se cumprido o objetivo relativo à obtenção de fator de potência unitário.

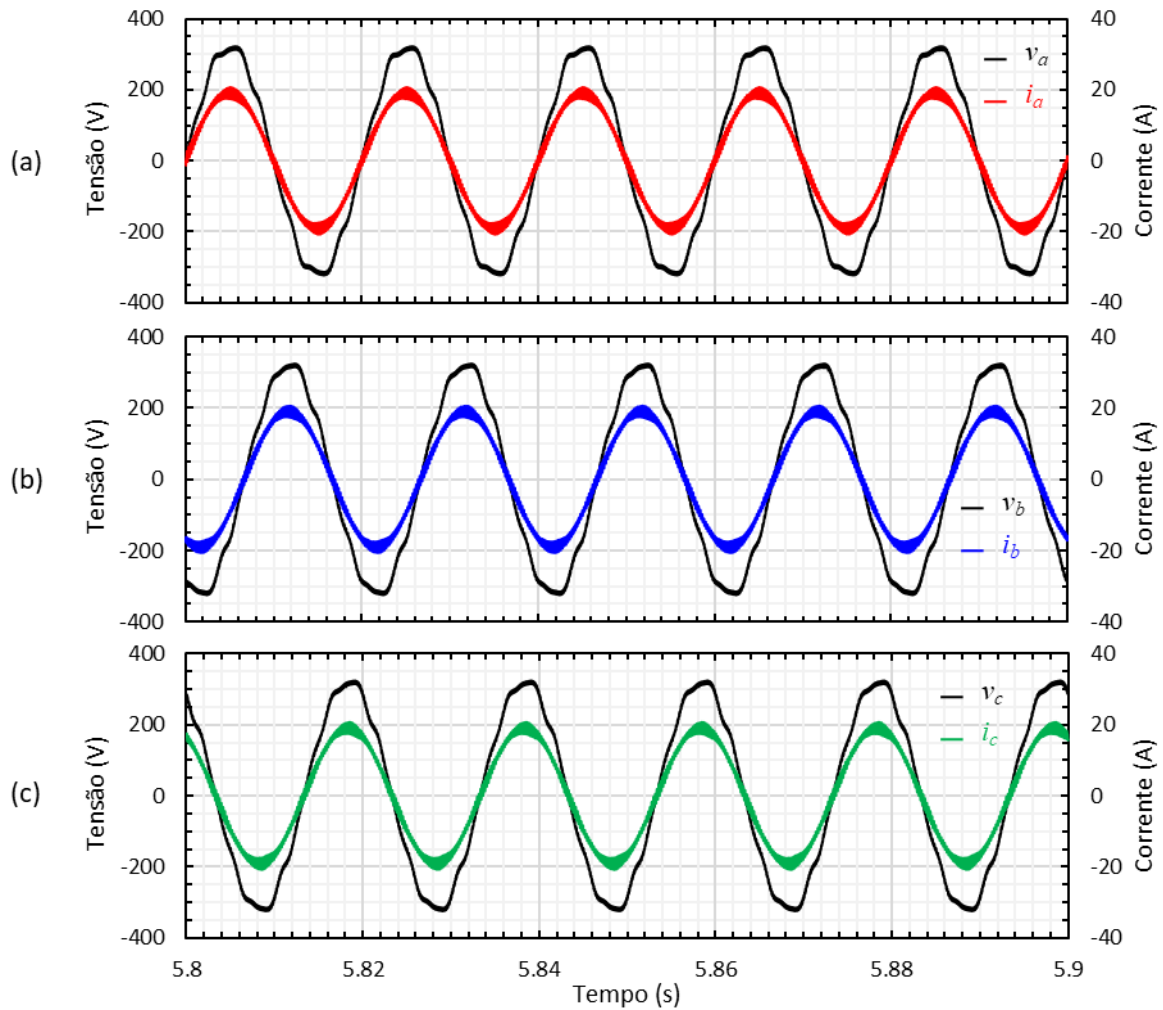


Figura 4.21. Tensões e correntes nas três fases da rede elétrica: (a) Fase *a*; (b) Fase *b*; (c) Fase *c*.

Tabela 4.5. Valores de THD_f e fator de potência obtidos para as formas de onda apresentadas na Figura 4.21.

Sinal	THD_f	Fator de Potência
v_a	4,45%	0,998
i_a	5,24%	
v_b	4,11%	0,998
i_b	5,22%	
v_c	4,16%	0,998
i_c	5,26%	

Uma vez simulado o retificador ativo para a situação relativa ao modo de tração do motor, simulou-se, de seguida, a operação do VEV perante uma situação de travagem, a qual foi simulada com a retirada de funcionamento da carga R_{carga} . É previsível que a remoção de R_{carga} do barramento CC se reflita num aumento da tensão v_{cc} . Uma vez que o valor de v_{cc} passa a ser maior que v_{cc_ref} , o controlo da tensão do barramento CC fará com que a amplitude de referência i_{pk_ref} inverta o sinal e, consequentemente, as correntes de referência passem a

ficar em oposição de fase face às tensões da rede elétrica, dando-se desta forma a injeção de corrente na rede elétrica.

A Figura 4.22 permite visualizar a resposta do controlo implementado para uma eventual situação de travagem do motor. Assim, na Figura 4.22 (a) é apresentada a forma de onda da tensão do barramento CC, onde, pela sobretensão de 46 V existente, se depreende a entrada da carga no instante de tempo 6 s. Na Figura 4.22 (b) encontram-se as correntes nas três fases à entrada do conversor cujas amplitudes, definidas por i_{pk_ref} , diminuem consideravelmente após saída da carga. Como esperado, a amplitude de referência (i_{pk_ref}) passa a assumir valores negativos, pelo que a corrente de referência e, por conseguinte, as correntes nas fases passam a estar em oposição de fase às tensões da rede. Tal é visível na Figura 4.22 (c) que apresenta as formas de onda da tensão e da corrente para uma das fases (a) à entrada do conversor.

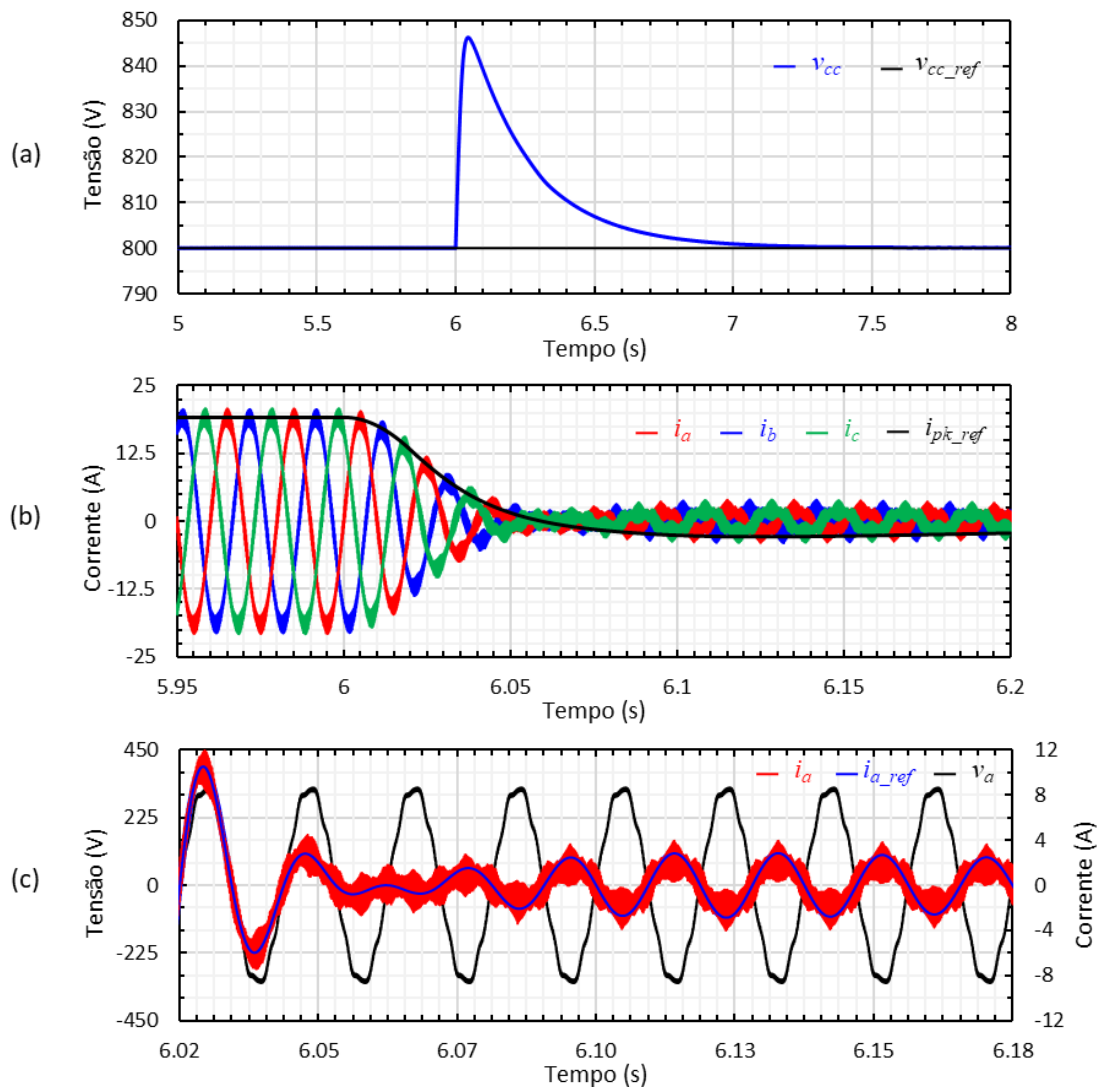


Figura 4.22. Resposta do sistema de controlo do retificador ativo perante a saída de funcionamento de uma carga resistiva de 70Ω : (a) Tensão do barramento CC (v_{cc}) e tensão de referência (v_{cc_ref}); (b) Correntes sintetizadas nas três fases pelo retificador (i_a , i_b e i_c); (c) Detalhe das formas de onda da tensão (v_a) e da corrente (i_a) na fase a da rede elétrica e da corrente de referência para essa mesma fase (i_{a_ref}).

4.3.4 Modulador PWM

O controlo do retificador ativo não seria possível sem a implementação de uma técnica de modulação. Deste modo, para gerar, a partir das referências de tensão dadas pelo controlador de corrente, os pulsos a serem aplicados às *gates* dos semicondutores totalmente controláveis foi utilizada a técnica de modulação SPWM. Na Figura 4.23 pode ver-se a implementação desta técnica de modulação no *software* de simulação *PSIM*, a qual conta com três comparadores que visam equiparar os sinais de referência (ref_a , ref_b e ref_c) provenientes das malhas de controlo de corrente com um sinal triangular de frequência fixa de 5 kHz, que define a frequência de comutação dos semicondutores totalmente controláveis, e que se encontra limitado entre os valores digitais 0 e 15000. A razão pela qual se optou por trabalhar com valores digitais deveu-se ao facto de tornar mais fácil a migração do código para o microcontrolador. Além do sinal triangular, também as referências foram convertidas, através da equação (4.2), para os equivalentes valores digitais (ref_{a_r} , ref_{b_r} e ref_{c_r}), estando estas limitadas entre os valores 1125 e 13875 que definem, assim, um índice de modulação (m_a) de 85%.

$$ref_{a_r} = ref_{a_r} \frac{15000}{v_{cc_med_}} + 7500 \quad (4.2)$$

A escolha deste índice de modulação prende-se por motivos que serão explicados em capítulo oportuno. É importante notar que devido ao índice de modulação a tensão mínima para regulação do barramento CC se encontra definida pela equação (4.3), onde V_{fn} corresponde à tensão simples da rede elétrica. De referir que na equação em questão não é considerada a queda de tensão na bobina de acoplamento à rede elétrica nem as quedas de tensão nos semicondutores totalmente controláveis.

$$V_{cc_min} = \frac{\sqrt{2} \sqrt{3} V_{fn}}{m_a} \quad (4.3)$$

A figura apresenta também três blocos seguidos de duas portas lógicas AND, responsáveis por introduzirem um tempo de transição, entre os estados de cada um dos semicondutores totalmente controláveis de um mesmo braço. Este tempo denomina-se de *deadtime* e tem como finalidade garantir que esses mesmos semicondutores nunca se encontrem simultaneamente em condução, em detrimento de causarem um curto-circuito e, de forma consequente, a sua destruição. Na prática, o valor do *deadtime* utilizado foi de 4 μ s, tendo sido o mesmo usado em simulação. Uma vez adicionado o *deadtime*, os pulsos são aplicados às *gates* mediante uma ordem de *enable* (PWM_r) dada pelo sistema de controlo.

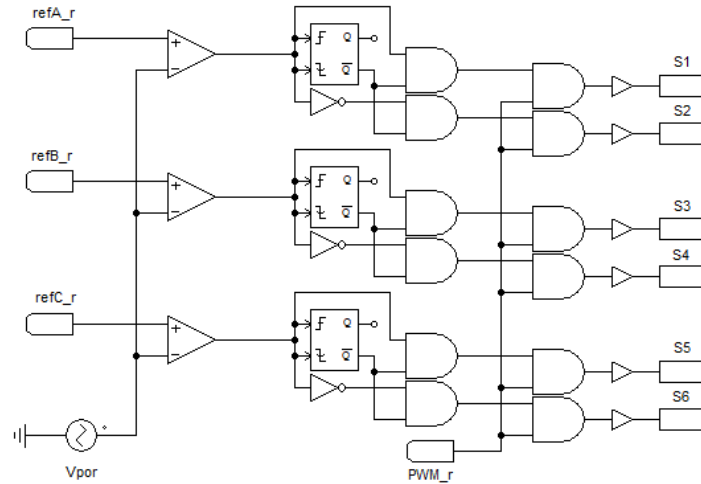


Figura 4.23. Técnica de modulação PWM implementada no *software* de simulação *PSIM*.

Para efeito de validação da técnica de modulação SPWM, foram definidos três sinais sinusoidais de amplitude 5250 (correspondente a 245 V para $v_{cc_med} = 800$ V). Da comparação destas com o sinal triangular resultam seis pulsos PWM a serem aplicados nas *gates* dos semicondutores totalmente controláveis. Na Figura 4.23 são apresentados os resultados de simulação da técnica de modulação SPWM para um braço de IGBTs do conversor de potência. Assim, na Figura 4.23 (a) é apresentada a forma de onda do sinal de referência (ref_{a_r}), assim como o sinal portador de frequência 5 kHz. Posteriormente, na Figura 4.23 (b) são apresentados os sinais PWM gerados, os quais se encontram separados por um *deadtime* de 4 μ s como detalha a Figura 4.23 (c).

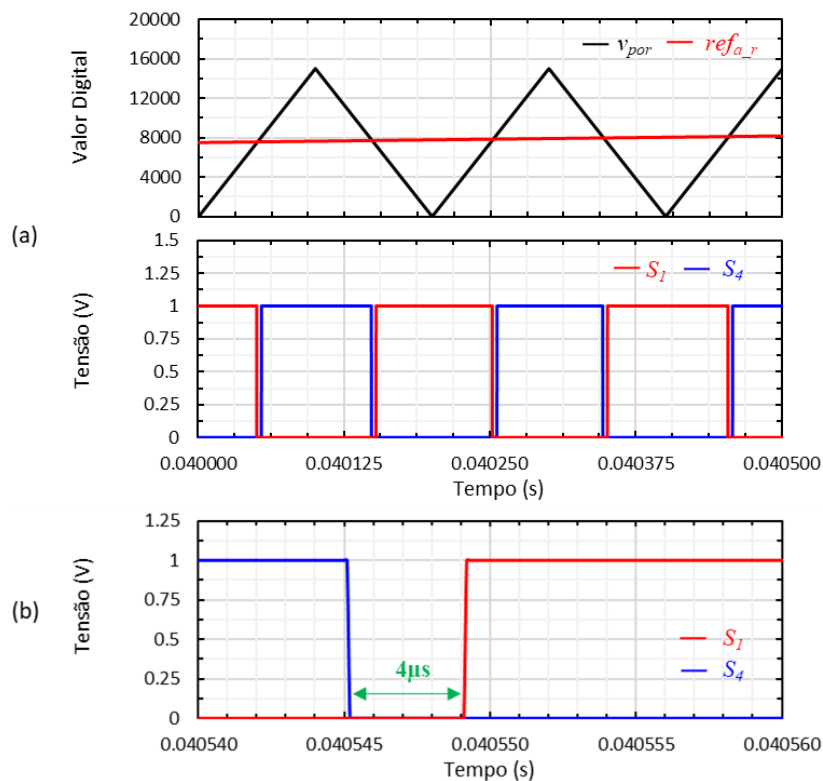


Figura 4.24. Resultados de simulação da técnica de modulação SPWM: (a) Sinal de referência (ref_{a_r}) e sinal portador (v_{por}); (b) Sinais PWM (S_1 e S_4) aplicados aos semicondutores totalmente controláveis de um braço do conversor de potência; (c) Detalhe do *deadtime* existente entre dois pulsos PWM.

- **Compensação do *Deadtime***

Como referido anteriormente, a existência de um tempo “morto” entre os pulsos PWM aplicados aos semicondutores totalmente controláveis de um mesmo braço é fundamental para assegurar o bom funcionamento e a integridade do conversor de potência. Tal garante uma condução assíncrona por parte destes semicondutores, evitando-se desta forma um curto-circuito ao barramento CC que funciona como se de uma fonte de tensão se tratasse. Contudo, da utilização do *deadtime* podem surgir alguns problemas, nomeadamente distorção da forma de onda da corrente sintetizada e redução da sua amplitude [89]. Tal acontece uma vez que, durante o *deadtime*, o sistema de controlo não exerce o devido efeito no conversor, refletindo-se na degradação do controlo de corrente. Esta degradação é tanto maior quanto maior for o *deadtime* utilizado [90].

A compensação do *deadtime* pode ser realizada de diversas formas, quer por *hardware* quer por *software* [89]. Em [89][90] é apresentada uma técnica de compensação que pode ser aplicada diretamente na técnica de controlo de corrente preditivo. Esta encontra-se matematicamente descrita na equação (4.4) onde o desvio de tensão causado pelo *deadtime*, ΔV , é dado em função do período de comutação T_s , do *deadtime* (T_{dt}) utilizado e da tensão do barramento CC (v_{cc}).

$$\Delta V = \frac{2 T_{dt}}{T_s} v_{cc} \quad (4.4)$$

Uma vez calculado o desvio de tensão provocado pelo *deadtime*, este é posteriormente adicionado ou subtraído de acordo com o semiciclo da corrente (positivo ou negativo) à tensão de referência obtida através da técnica de controlo de corrente preditivo. Tal pode ser observado no excerto de código presente na Figura 4.25, onde dV é a variável correspondente a ΔV .

```

if(ia_ref > 0.0)   refa_r = -dV + (va - L*fs*(2*ia_ref - ia_ref_ant - ia));
else              refa_r =  dV + (va - L*fs*(2*ia_ref - ia_ref_ant - ia));

if(ib_ref > 0.0)   refb_r = -dV + (vb - L*fs*(2*ib_ref - ib_ref_ant - ib));
else              refb_r =  dV + (vb - L*fs*(2*ib_ref - ib_ref_ant - ib));

if(ic_ref > 0.0)   refc_r = -dV + (vc - L*fs*(2*ic_ref - ic_ref_ant - ic));
else              refc_r =  dV + (vc - L*fs*(2*ic_ref - ic_ref_ant - ic));

```

Figura 4.25. Linhas de código, em linguagem C, referentes à técnica de controlo de corrente preditivo com compensação do *deadtime*.

Na Figura 4.26 (a) encontra-se representada a forma de onda de uma das correntes consumidas pelo retificador e a respetiva corrente de referência perante a ausência da compensação do *deadtime*. Como é possível verificar nos picos, a corrente i_a encontra-se ligeiramente afastada da corrente de referência i_{a_ref} . Isto acontece porque durante o *deadtime*

o controlo de corrente não aplica a tensão ao conversor. Na Figura 4.26 (b) encontram-se representadas as mesmas correntes, desta feita com a compensação do *deadtime*. É possível verificar que a compensação permitiu aumentar a amplitude da corrente consumida, tornando maior a proximidade entre as duas formas de onda. Ainda que não seja evidente na figura, é também comum notar-se uma ligeira distorção na forma de onda da corrente na passagem por zero [89].

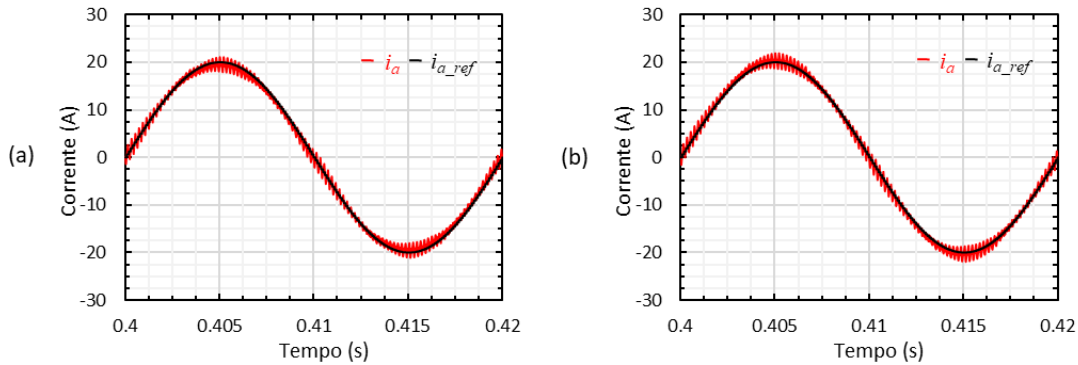


Figura 4.26. Forma de onda da corrente na fase *a* à entrada do retificador e respetiva corrente de referência: (a) Sem compensação do *deadtime*; (b) Com compensação do *deadtime*.

4.4 Resultados de Simulação do Sistema de Tração

O sistema de tração é constituído pelo VSI trifásico e pelo motor de indução, tal como mostra a Figura 4.27. A fonte de tensão CC apresentada na figura visa representar a tensão regulada de 800 V fornecida pelo estágio correspondente ao retificador ativo. De referir que não foram colocados filtros passivos à saída do inversor, tendo sido utilizadas as bobinas internas do motor de indução, de 27,367 mH cada, para transformar as variações de tensão produzidas pelo inversor em variações de corrente.

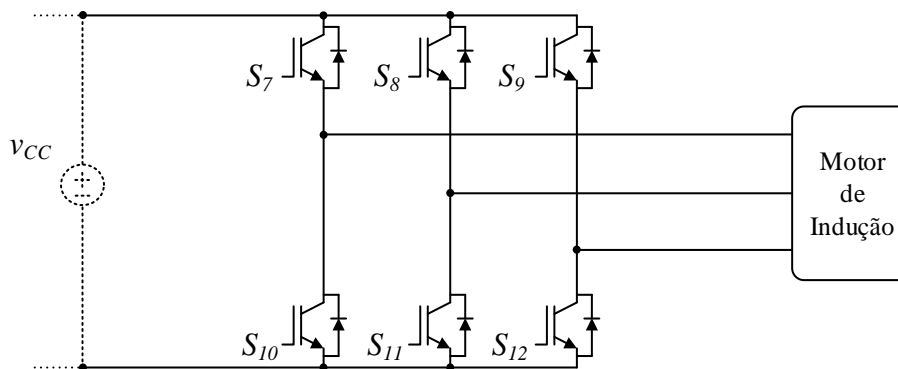


Figura 4.27. Circuito de potência do sistema de tração constituído pelo inversor trifásico e pelo motor de indução.

Para o controlo do sistema de tração, foi escolhido o controlo Volts por Hertz em malha fechada. Comparativamente ao controlo por orientação de campo, trata-se de um controlo mais simples e económico e de fácil implementação.

Na Figura 4.28 está apresentado aquele que foi o diagrama de controlo seguido para implementação da malha de controlo referente ao sistema de tração. Como se pode ver, a velocidade do rotor, ω_r , é comparada com a velocidade de referência ω_{r_ref} de onde, por aplicação de um controlador do tipo PI, se obtém um sinal (ω_d) que deve ser adicionado à velocidade do rotor de modo a que seja obtida a velocidade síncrona desejada (ω_{s_ref}). Uma vez calculado ω_{s_ref} , e, com base neste calculado f_{s_ref} , através da rampa V/f pré-estabelecida (Figura 4.29) obtém-se a respetiva amplitude da tensão (v_{s_pk}) que deve ser aplicada a cada um dos enrolamentos do estator.

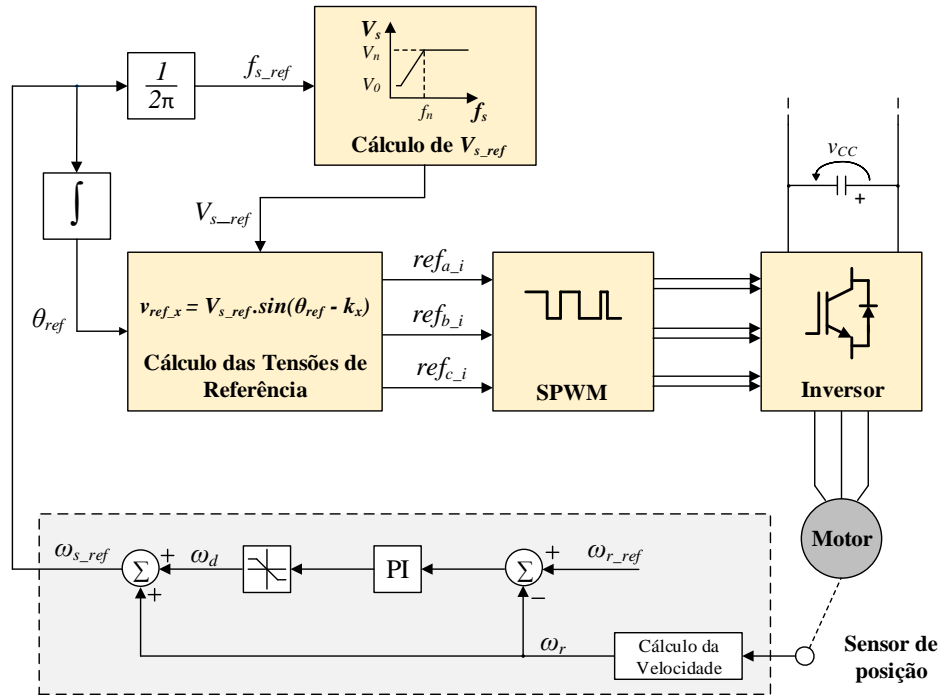


Figura 4.28. Diagrama do controlo Volts por Hertz em malha fechada.

Da integração de ω_{s_ref} resulta o sinal θ_{ref} que define a frequência das tensões de referência que devem ser sintetizadas e que devem, posteriormente, ser aplicadas a uma técnica de modulação para que sejam gerados os pulsos a aplicar nas *gates* dos semicondutores totalmente controláveis. Tal como no controlo do retificador ativo, a técnica de modulação utilizada no controlo do inversor foi a SPWM.

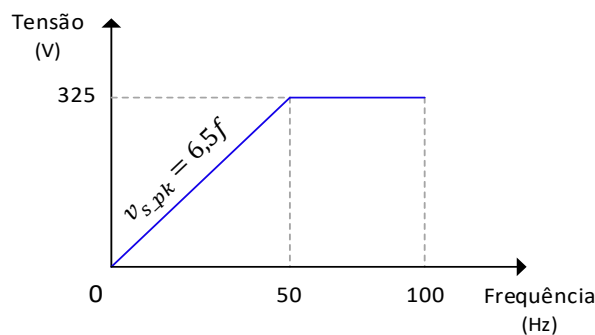


Figura 4.29. Curva V/f utilizada nas simulações computacionais na malha de controlo do sistema de tração.

De seguida são apresentados os resultados de simulação do sistema de tração na operação do motor em vazio e na operação do motor com carga.

4.4.1 Operação do Motor de Indução em Vazio

Para simular a resposta do controlador do sistema de tração durante a operação do motor em vazio, foi utilizada uma carga mecânica de 0 Nm. Posto isto, foi aplicada uma referência de velocidade em degrau (n_{ref_d}), a qual varia de amplitude em determinados instantes de tempo (Tabela 4.6), tendo-se obtido o gráfico da Figura 4.30 (a).

Tabela 4.6. Velocidades de referência fornecidas ao controlador do sistema de tração em diferentes instantes durante o acionamento do motor em vazio.

Velocidade (rpm)	Intervalo de Tempo
200	0,05 s a 0,66 s
400	0,66 s a 1,33 s
600	1,33 s a 2 s

Perante os degraus de velocidade aplicados, o controlador consegue gerar as respostas adequadas para aproximar a velocidade de rotação (n) do motor à velocidade de referência (n_{ref_d}) num curto período de tempo. Porém, no início de cada degrau de velocidade aplicado ao controlador, é visível um *overshoot* que surge em consequência das altas correntes consumidas pelo motor, as quais mantêm uma relação direta com o binário produzido. Estes valores são dependentes da inércia do próprio motor e sobretudo dos ganhos utilizados no controlador PI os quais foram obtidos empiricamente. Posto isto, na Figura 4.30 (b) e Figura 4.30 (c) são apresentadas, respetivamente, as correntes (i_{am} , i_{bm} e i_{cm}) absorvidas pelo motor, assim como o binário produzido pelo mesmo.

De modo a limitar as acelerações e desacelerações bruscas por parte do motor, foram adicionados ao sistema de controlo rampas de aceleração e desaceleração programáveis que visam suavizar as transições entre velocidades e permitir o arranque e paragem suave. Com isto, consegue-se limitar o binário produzido e consequentemente o valor das correntes consumidas, evitando-se, desta forma, que na prática ocorram desarmes de disjuntores e o acionamento de cargas que exijam maior binário de arranque seja realizado de forma segura. Assim, na Figura 4.31 são apresentadas as formas de onda da velocidade de rotação do motor (n), da velocidade de referência definida (n_{ref_d}) e da velocidade de referência calculada em rampa (n_{ref_r}).

De referir que durante o arranque do motor, de acordo com a rampa de aceleração pré-estabelecida para o efeito, o aumento da velocidade dá-se em incrementos de 0,025% do

valor de n_{ref_d} definido. Para as restantes transições de velocidade, foi definida uma rampa de aceleração que permite incrementos de 0,05% (do valor de n_{ref_d}) na velocidade do motor.

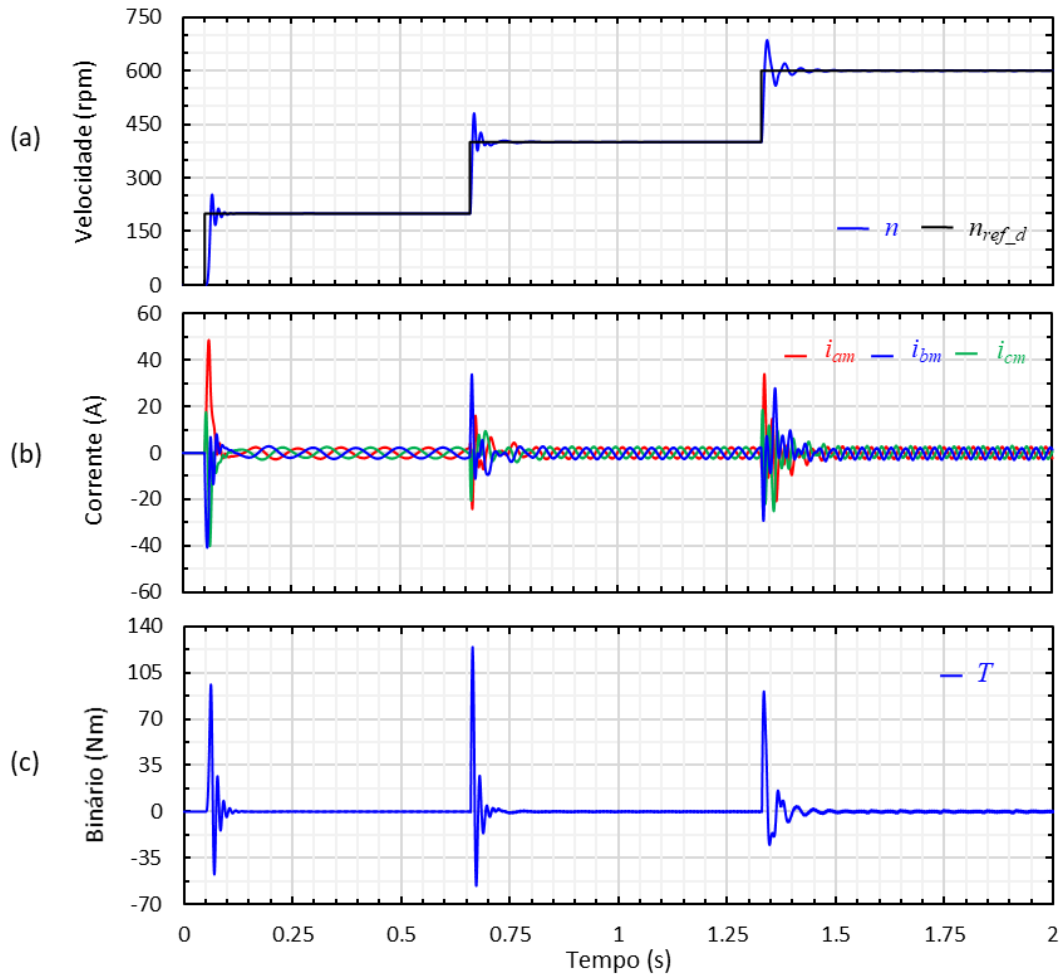


Figura 4.30. Resposta do controlo do sistema de tração para diferentes valores de velocidade de referência dadas em degrau: (a) Velocidade de rotação (n) do motor e velocidade de referência (n_{ref_d}); (b) Correntes (i_{am} , i_{bm} e i_{cm}) absorvidas pelo motor; (c) Binário (T) produzido.

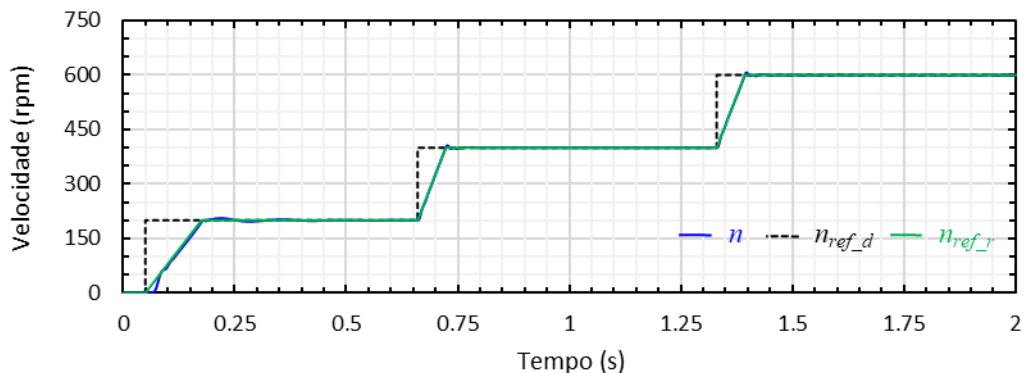


Figura 4.31. Evolução da velocidade de rotação (n) do motor para diferentes valores de velocidade de referência (n_{ref_d}) dadas em rampa, na operação do motor em vazio.

Na Figura 4.32 são apresentadas as forma de onda das correntes (i_{am} , i_{bm} e i_{cm}) consumidas e do binário (T) desenvolvido pelo motor para a situação descrita na Figura 4.31. A aplicação das referências de velocidade em rampa permitiu reduzir significativamente o binário durante as acelerações do motor, bem como as correntes consumidas.

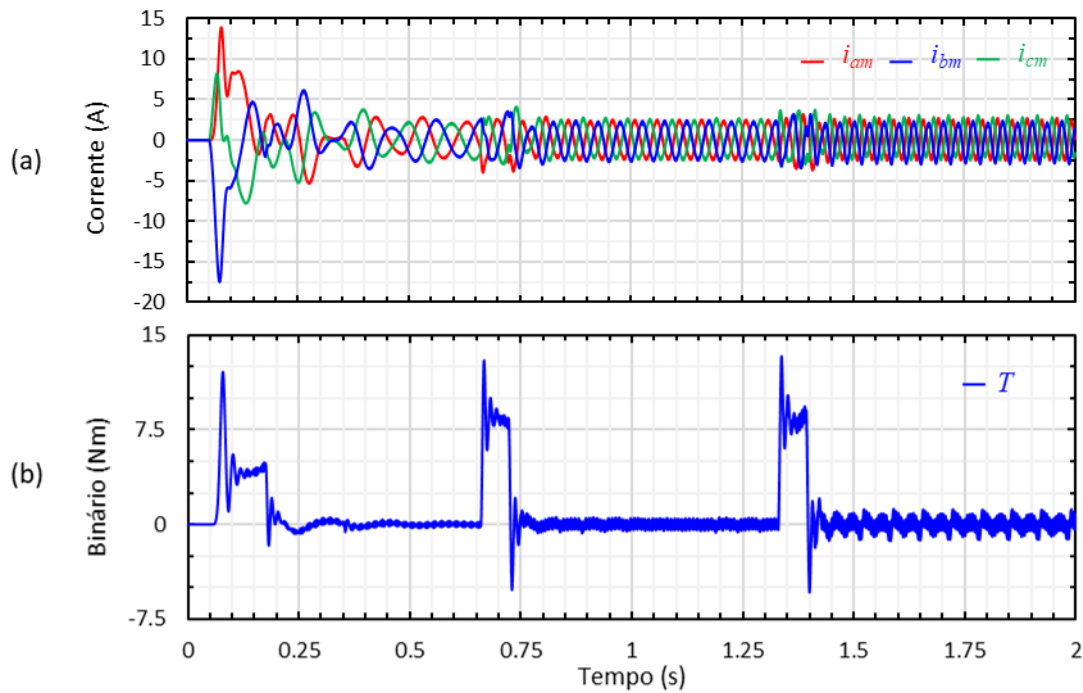


Figura 4.32. Resposta do controlo do sistema de tração para diferentes valores de velocidade de referência dadas em rampa: (a) Correntes (i_{am} , i_{bm} e i_{cm}) absorvidas pelo motor; (b) Binário (T) produzido.

Para o funcionamento em regime permanente foram obtidas as formas de onda da Figura 4.33, as quais são relativas ao funcionamento do motor à velocidade de 600 rpm no intervalo de tempo compreendido entre 1,9 s e 2 s. Na Figura 4.33 (a) podem ser observadas as formas de onda da velocidade de rotação do motor (n) que apresenta um desvio praticamente nulo em relação à referência (n_{ref_r}). Na Figura 4.33 (b) encontram-se as tensões de referência (ref_{a_i} , ref_{b_i} e ref_{c_i}) produzidas pelo sistema de controlo, cuja amplitude v_{s_pk} apresenta uma oscilação de 1,66 V em torno de 195 V e a frequência de referência (f_{s_ref}) um valor 30 Hz (correspondente à velocidade de referência de 600 rpm) com uma ondulação máxima de $\pm 2,4\%$. Como resultado dessas tensões de referência, são sintetizadas as tensões compostas (v_{ab_m} , v_{bc_m} e v_{ca_m}) da Figura 4.33 (c) com valor eficaz igual a 239 V, as quais foram obtidas mediante o uso de um filtro passa baixo com frequência de corte igual a 1 kHz. Como se pode ver, as tensões compostas produzidas possuem um valor de pico raiz de três vezes superior a v_{s_pk} , tal como desejado. É importante realçar que esta amplitude é limitada pelo índice de modulação de 85%, que corresponde a uma tensão de 680 V à qual são ainda retirados os 10,5 V relativos à tensão de saturação entre coletor e emissor de três IGBTs. Porém, como mostrado na curva V/f adotada para efeitos de simulação (Figura 4.29), pretende-se uma tensão simples com pico máximo de 325 V, ou seja, cerca de 563 V de valor de pico da tensão composta. Para tal, de forma a limitar as tensões compostas produzidas pelo inversor a um valor próximo de 563 V de pico, foi estabelecido um índice de modulação máximo de 72%.

Na Figura 4.33 (d) podem ver-se as correntes consumidas pelo motor com algum conteúdo harmónico e valores eficazes iguais a 1,8 A. Além destas pode ver-se também o binário produzido, o qual possui valor médio zero e um *ripple* de cerca de 2 Nm (Figura 4.33 (d)).

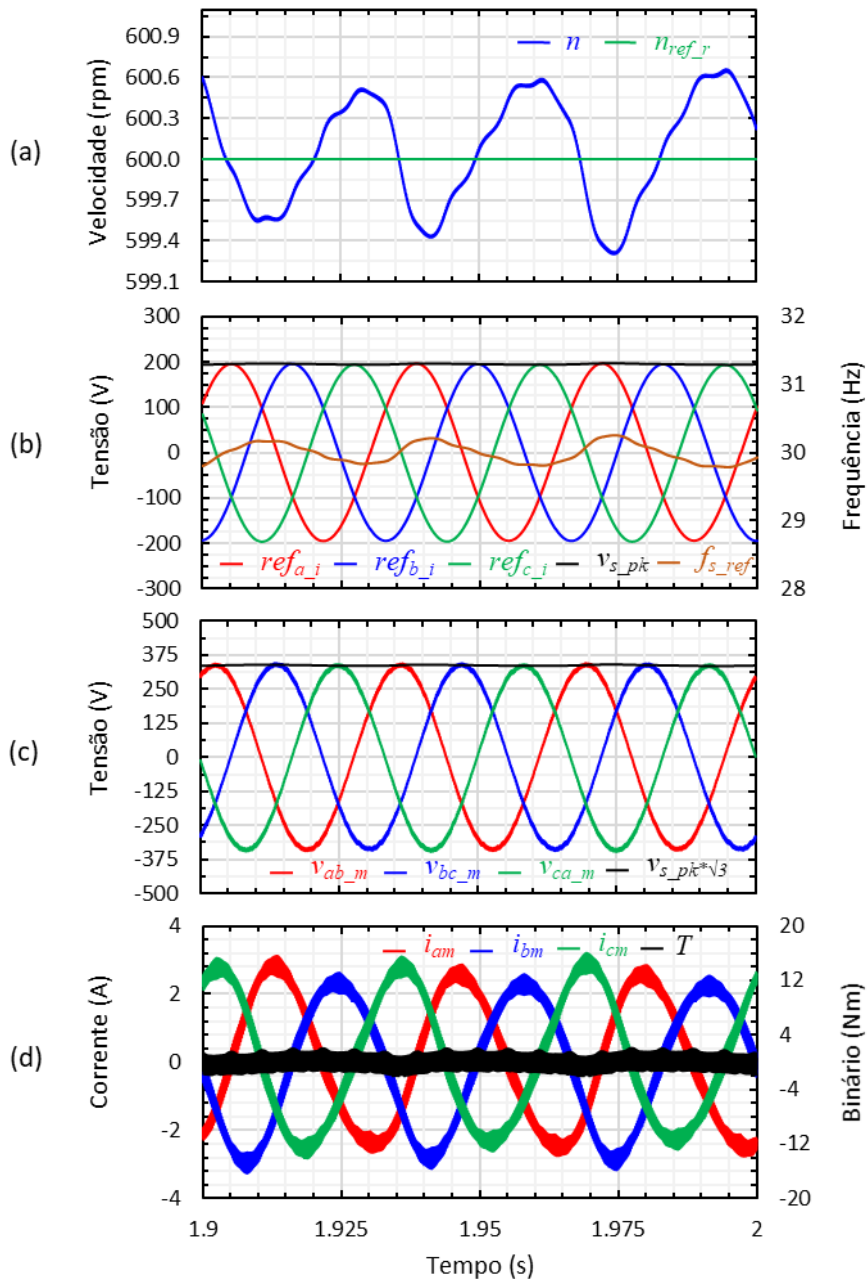


Figura 4.33. Resposta do controlo do sistema de tração em regime permanente para uma velocidade de referência de 600 rpm: (a) Velocidade de rotação do motor (n) e velocidade de referência (n_{ref_r}); (b) Tensões de referência (ref_{a_i} , ref_{b_i} e ref_{c_i}), amplitude v_{s_pk} calculada e frequência de referência (f_{s_ref}); (c) Tensões compostas (v_{ab_m} , v_{bc_m} e v_{ca_m}) sintetizadas pelo inversor e amplitude $v_{s_pk}*\sqrt{3}$ de referência; (d) Correntes (i_{am} , i_{bm} e i_{cm}) consumidas pelo motor e binário T produzido.

4.4.2 Operação do Motor de Indução com uma Carga de 40 Nm

Neste item é simulado o comportamento do motor perante uma carga de 40 Nm, que corresponde a cerca de 70% do valor nominal (57,1 Nm) do modelo do motor utilizado. Assim, na Figura 4.34 é apresentada a evolução da velocidade de rotação n para a velocidade

de referência n_{ref_r} calculada pelo sistema de controlo a partir das velocidades impostas na Tabela 4.7 para determinados intervalos de tempo. De notar que, para deteção do sentido de rotação do motor, assumiu-se que às velocidades podem ser atribuídos números negativos.

Tabela 4.7. Velocidades de referência fornecidas ao controlador do sistema de tração em diferentes instantes durante o acionamento de uma carga de 40 Nm.

Velocidade (rpm)	Intervalo de Tempo
920	0,05 s a 1 s
500	1 s a 1,7 s
-200	1,7 s a 2,2 s

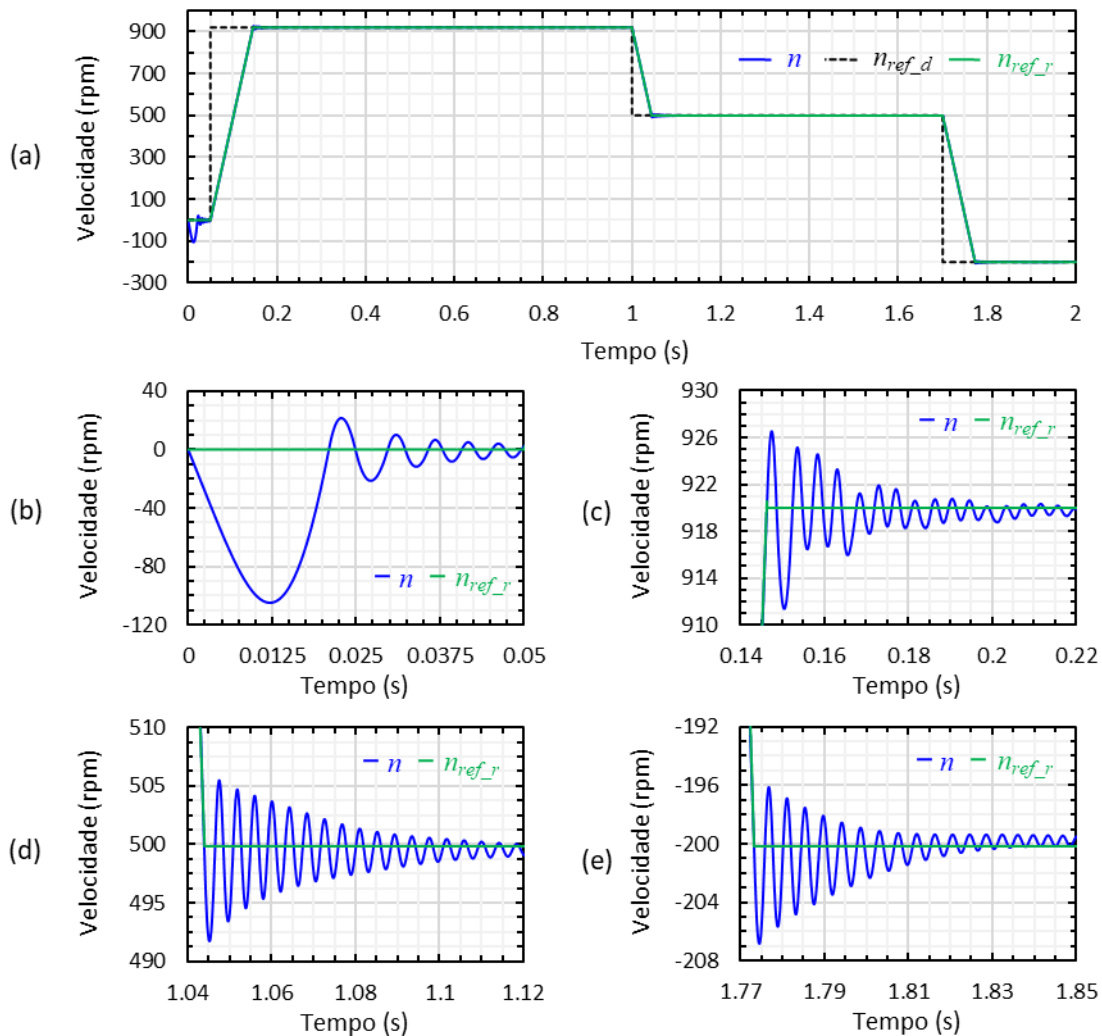


Figura 4.34. Evolução da velocidade de rotação do motor para diferentes valores de velocidade de referência quando aciona uma carga de 40 Nm: (a) Velocidade de rotação do motor (n), velocidade fornecida em degrau (n_{ref_d}) e referência de velocidade calculada pelo sistema de controlo (n_{ref_r}); (b) Detalhe da velocidade de rotação (n) nos primeiros instantes de funcionamento do controlador; (c) Detalhe da velocidade de rotação (n) para a velocidade de referência (n_{ref_r}) de 920 rpm; (d) Detalhe da velocidade de rotação (n) para a velocidade de referência (n_{ref_r}) de 500 rpm; (e) Detalhe da velocidade de rotação (n) para a velocidade de referência (n_{ref_r}) de 200 rpm após inverter o sentido de rotação.

Na Figura 4.34 (a) é apresentada a evolução da velocidade de rotação do motor para as velocidades de referência impostas na Tabela 4.7. No intervalo de tempo entre 0 s e 0,05 s, tal como a Figura 4.34 (b) mostra, verifica-se uma oscilação da velocidade com desvio

máximo de cerca de 146 rpm. Isto deve-se ao facto de o motor ainda não ter arrancado e estar sujeito ao binário imposto pela carga constante de 40 Nm. Como resultado, são produzidas correntes (funcionamento como gerador) resultando desta forma uma oscilação da velocidade de rotação. A partir do instante de tempo 0,05 s, como se pode verificar, a velocidade de rotação do motor (n) segue devidamente a velocidade de referência n_{ref_d} para as diferentes velocidades impostas (n_{ref_d}). Na Figura 4.34 (c), (d) e (e) são apresentadas em detalhe as formas de onda da velocidade de rotação (n) quando atingem pela primeira vez a velocidade de referência. Da análise destas é possível constatar um *overshoot* de 0,76%, 1,8% e 4,1% na velocidade de rotação (n) relativos às respetivas velocidades 920 rpm, 500 rpm e -200 rpm.

Na Figura 4.35 pode ser observado o binário produzido (T), assim como as correntes consumidas (i_{am} , i_{bm} e i_{cm}) para as diferentes velocidades de referência impostas. Como se pode ver, o binário é diretamente proporcional às correntes absorvidas pelo motor, ao passo que a tensão aplicada aos terminais do motor (v_{ab_m} , v_{bc_m} e v_{ca_m}) é proporcional à velocidade de rotação (n) apresentada no gráfico da Figura 4.34.

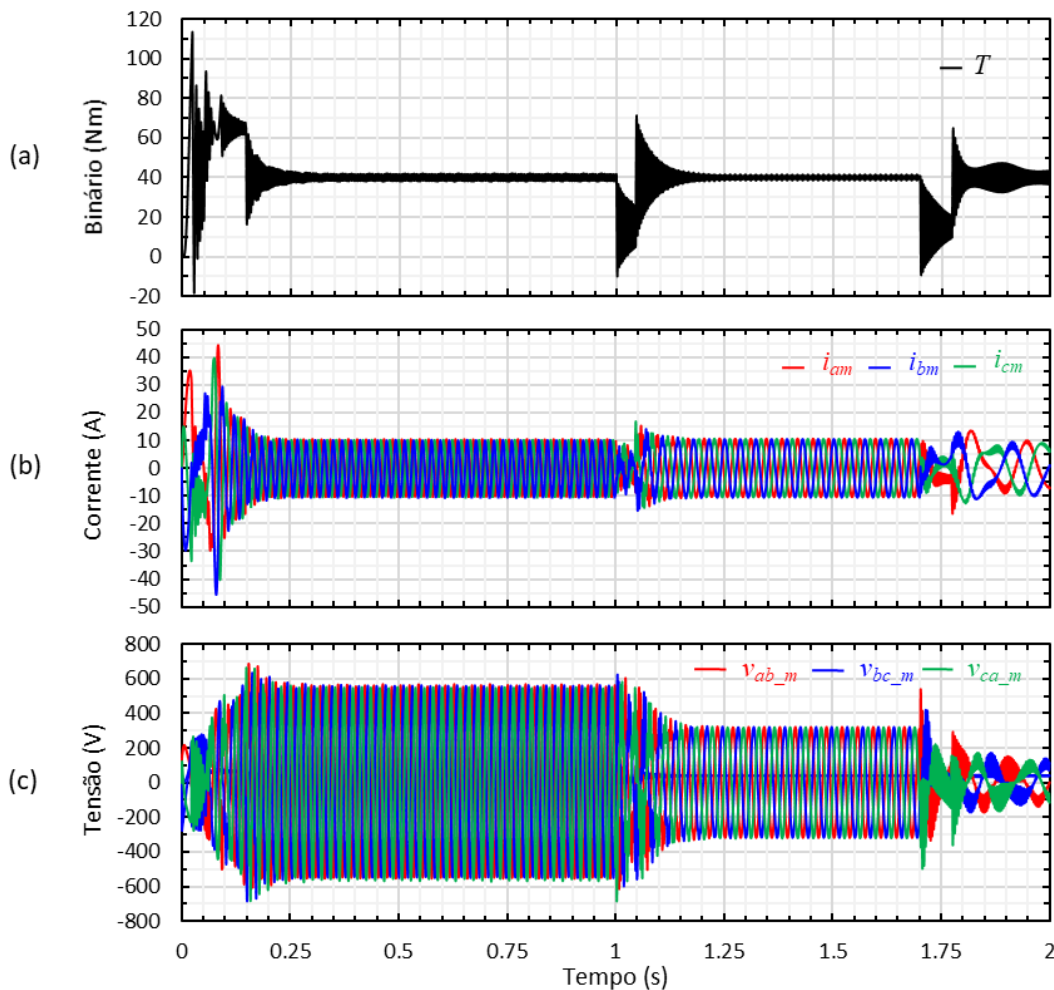


Figura 4.35. Resposta do controlo do sistema de tração para diferentes velocidades de referência durante o acionamento do motor com uma carga de 40 Nm: (a) Binário produzido pelo motor (T); (b) Correntes (i_{am} , i_{bm} e i_{cm}) consumidas pelo motor; (c) Tensões compostas (v_{ab_m} , v_{bc_m} e v_{ca_m}) aplicadas ao motor.

Para análise do comportamento do controlador em regime permanente, foi considerado o intervalo de tempo compreendido entre 0,86 s e 0,96 s, onde a velocidade de referência definida é 920 rpm, correspondendo à velocidade nominal do motor. Assim, na Figura 4.36 são apresentados os resultados de simulação obtidos para este regime de funcionamento. Como se pode verificar na Figura 4.36 (a), a velocidade de rotação do motor (n) segue a velocidade de referência (n_{ref_r}) com um erro inferior a 0,022% e ondulação praticamente nula, quando o motor aciona uma carga de 40 Nm. Na Figura 4.36 (b) são exibidas as formas de onda da amplitude v_{s_pk} (multiplicada por raiz de três) e frequência (f_{s_ref}) de referência para as tensões compostas (v_{ab_m} , v_{bc_m} e v_{ca_m}) aplicadas ao motor com valor eficaz de 385 V, as quais foram obtidas através de um filtro passa-baixo com frequência de corte igual a 1 kHz. Na Figura 4.36 (c) estão apresentadas as correntes (i_{am} , i_{bm} , i_{cm}) consumidas nas três fases do motor, as quais se apresentam perfeitamente sinusoidais com um valor eficaz de sensivelmente 7 A. Para além destas é ainda apresentada, na mesma figura, a forma de onda do binário (T) produzido pelo motor que apresenta, como previsto, um valor médio de 40 Nm.

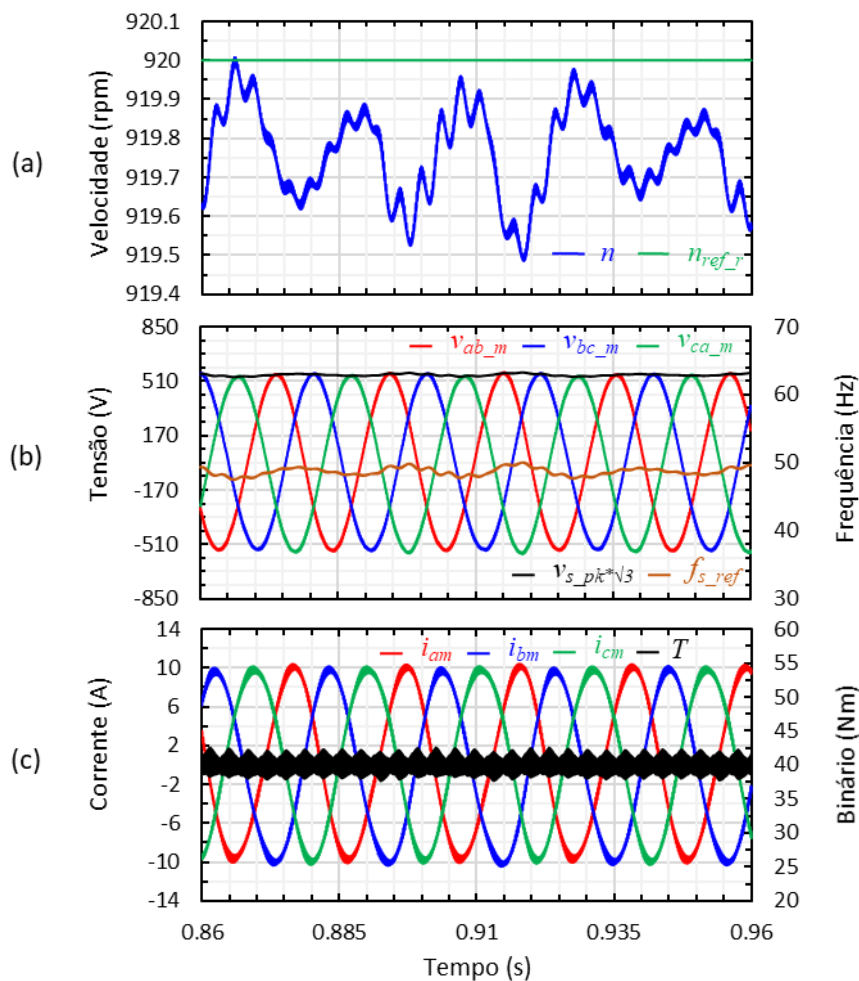


Figura 4.36. Resposta do controlo do sistema de tração em regime permanente quando o motor aciona uma carga de 40 Nm à velocidade de 920 rpm: (a) Velocidade de rotação (n) do motor e velocidade de referência (n_{ref_r}); (b) Tensões aplicadas ao motor (v_{ab_m} , v_{bc_m} e v_{ca_m}), amplitude (v_{s_pk}) e frequência (f_{s_ref}) calculadas pelo sistema de controlo; (c) Correntes (i_{am} , i_{bm} e i_{cm}) consumidas pelo motor e binário (T) produzido por este.

4.5 Resultados de Simulação Integral do Sistema VEV

Neste item são apresentados os resultados de simulação obtidos para o funcionamento conjunto dos dois estágios de potência, retificador e inversor, o qual permite validar o funcionamento integral do VEV para diferentes regiões de operação.

Na Figura 4.37 encontram-se apresentadas as etapas de funcionamento do VEV, que vão desde a pré-carga dos condensadores do barramento CC até à entrada em funcionamento do estágio inversor e acionamento do motor de indução com uma carga acoplada de 40 Nm. Como referido anteriormente, o inversor só entra em funcionamento após terminado o tempo definido para estabilização da tensão v_{cc} . Tal ocorre, aproximadamente, no instante de tempo 3,1 s. Pouco tempo depois dá-se a entrada da carga constante de 40 Nm, seguindo-se de imediato o arranque do motor. Na Tabela 4.8 estão apresentadas as velocidades de referência para a rotação do motor utilizadas nas simulações exibidas de seguida.

Tabela 4.8. Velocidades de referência fornecidas ao controlador do VEV em diferentes instantes durante o acionamento de uma carga de 40 Nm.

Velocidade (rpm)	Intervalo de Tempo
920	3,07 s a 4 s
500	4 s a 4,7 s
-500	4,7 s a 5,2 s

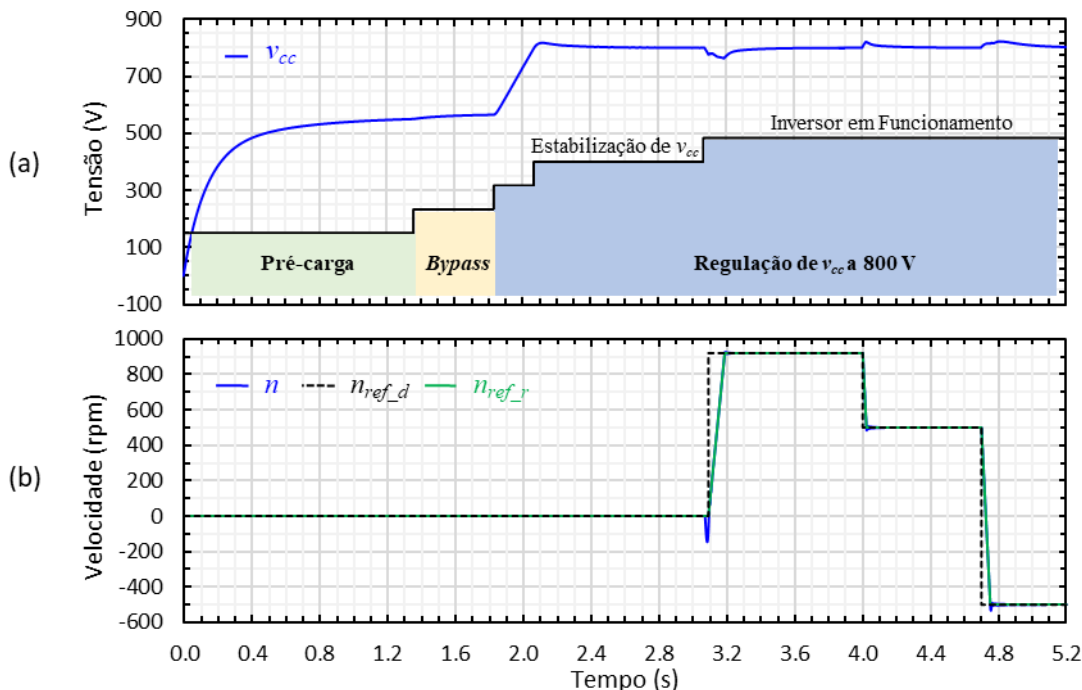


Figura 4.37. Acionamento de uma carga de 40 Nm com operação integral do VEV: (a) Evolução da tensão do barramento CC v_{cc} ; (b) Evolução da velocidade de rotação do motor.

A Figura 4.38 mostra as correntes consumidas à entrada do motor (i_{am} , i_{bm} e i_{cm}) e do retificador (i_a , i_b e i_c) para duas das situações de funcionamento apresentadas na Figura 4.37, as quais dizem respeito à tração do motor à velocidade de 920 rpm (Figura 4.38 (a)) e ao

momento imediatamente após a inversão da velocidade, o qual se verifica após o instante de tempo 4,7 s (Figura 4.38 (b)). Como se pode observar na Figura 4.38 (a), durante a tração, são consumidas correntes sinusoidais em fase com as tensões da rede elétrica, como permite aferir o gráfico que mostra a corrente (i_a) e a tensão (v_a) para a fase a da rede elétrica. Na Figura 4.38 (b), as correntes consumidas pelo motor apresentam-se com a sequência i_{am} , i_{cm} , i_{bm} , resultado da troca de duas das fases que alimentam o motor (travagem por contra-corrente) realizada pelo sistema de controlo após ordem para inversão da velocidade de rotação do motor. Como resultado desta travagem, a tensão v_{cc} ultrapassa o valor de referência (800 V), fazendo com que passem a ser sintetizadas correntes sinusoidais à entrada do retificador em oposição de fase com as respetivas tensões da rede, dando-se assim a injeção de corrente na rede elétrica, possibilitando deste modo a regeneração da energia.

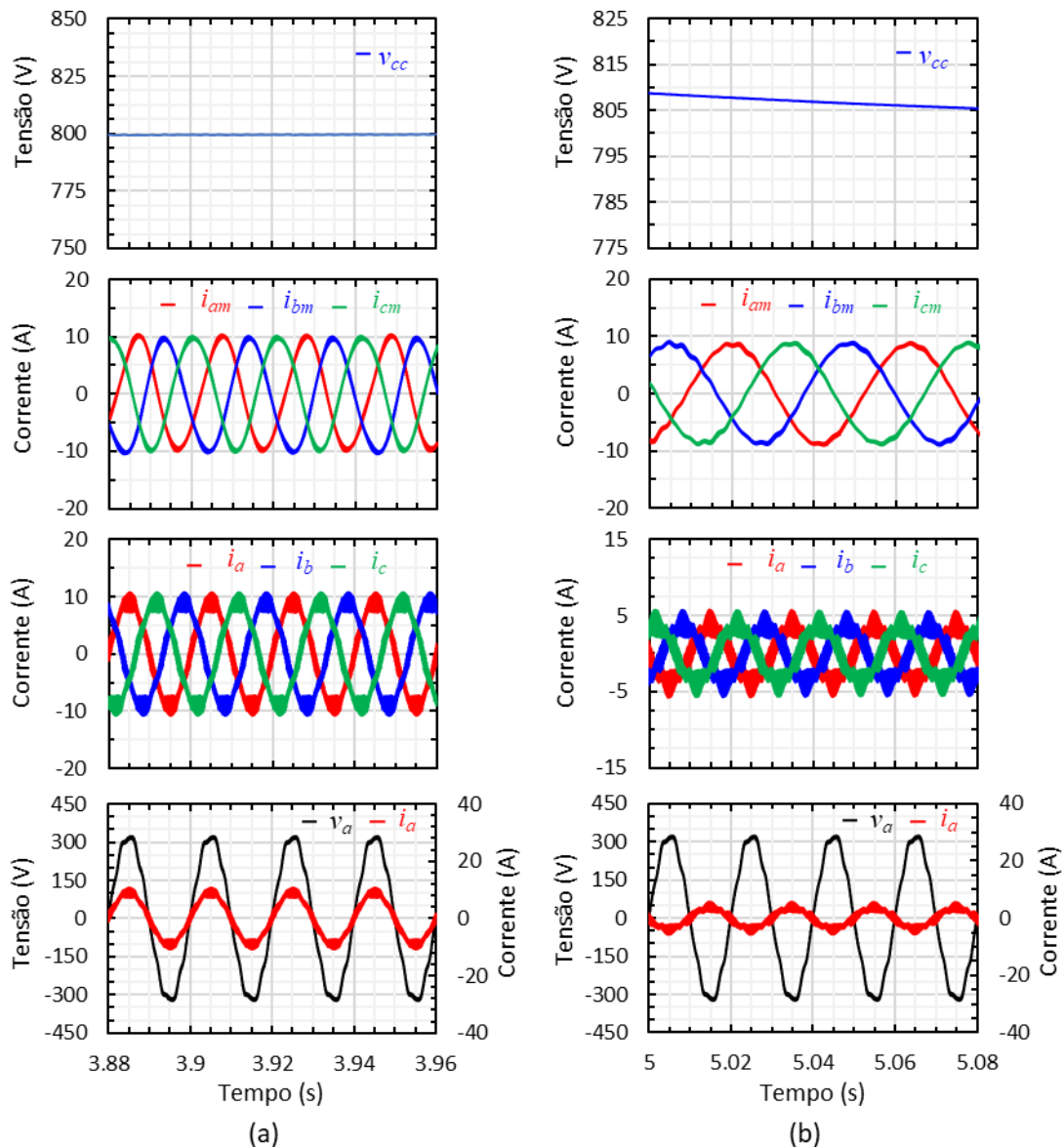


Figura 4.38. Tensão (v_{cc}) do barramento CC, correntes consumidas à entrada do motor (i_{am} , i_{bm} e i_{cm}) e à entrada do retificador para duas situações de funcionamento: (a) Tração do motor com uma carga de 40 Nm à velocidade de 920 rpm; (b) Instantes após inversão da velocidade de rotação do motor de 500 rpm para -500 rpm.

4.6 Conclusões

Neste capítulo foram apresentadas as simulações computacionais efetuadas para compreensão e validação do funcionamento do VEV.

Posto isto, numa primeira fase, foi apresentado o modelo de simulação para a máquina elétrica, o qual revelou ser uma boa aproximação ao motor utilizado neste projeto de dissertação. Posteriormente, foi descrito o modelo de simulação do VEV composto por dois conversores de potência, CA-CC e CC-CA, conectados por um barramento CC capacitivo.

Uma vez apresentados os modelos utilizados, procedeu-se à simulação individual de cada estágio de potência. Assim, para o retificador ativo, foi detalhadamente apresentado o algoritmo de controlo utilizado, tendo-se este ramificado em vários blocos que corresponderam a várias etapas de simulação. A primeira consistiu na simulação da técnica de sincronização do retificador com a rede elétrica, onde foi possível verificar uma rápida resposta do algoritmo, mesmo perante tensões da rede elétrica distorcidas e com desvios da frequência fundamental de $\pm 1\%$. Posteriormente à PLL, foi simulado o controlo da tensão do barramento CC, onde foram abordadas e simuladas as etapas de pré-carga dos condensadores do barramento CC, de *bypass* às resistências de pré-carga e, por fim, a etapa de regulação da tensão do barramento CC, a qual se pretendeu ser de 800 V tendo em conta o índice de modulação utilizado de 85% e as características nominais do motor. Seguidamente, foram apresentados os resultados obtidos para a técnica de controlo preditivo. Na obtenção desses resultados, foi testado o funcionamento do conversor CA-CC como retificador e inversor, tendo ficado, nesta fase, validado o fluxo bidirecional de corrente entre a rede elétrica e a fonte de tensão representada pelos condensadores do barramento CC. Posteriormente, foi simulado o comportamento dinâmico do conversor CA-CC à adição e remoção de uma carga resistiva presente aos terminais do barramento CC. Com isto pôde simular-se o funcionamento do conversor perante situações que visaram corresponder à tração e travagem do motor, ficando nesta fase validado o consumo de correntes sinusoidais e em fase com as respetivas tensões da rede elétrica durante o funcionamento correspondente à tração do motor, e sinusoidais e em oposição de fase com as respetivas tensões no funcionamento correspondente à travagem deste. De seguida foi simulada a técnica de modulação SPWM, onde foi enfatizada a importância do *deadtime* em conversores do tipo VSC. Por forma a que fossem minimizados os efeitos do *deadtime* na forma de onda da corrente à entrada do retificador, foi de seguida simulada uma técnica para compensação do mesmo, tendo-se obtido correntes mais próximas, em amplitude, dos valores das respetivas correntes de referência.

Findadas as simulações relativas ao estágio retificador, passou-se de seguida à apresentação do sistema de tração, o qual engloba o inversor e o motor de indução. Primeiramente, foi apresentada a técnica de controlo utilizada, Volts por Hertz. A escolha desta técnica de controlo prendeu-se pelo facto de ser bastante utilizada, pela simplicidade com que é implementada e pelo facto de, neste projeto de dissertação, o controlo do binário não ser considerado relevante. De realçar que, apesar de não terem sido apresentadas, também foram realizadas simulações ao sistema de tração com controlo por orientação de campo. No entanto, a sua implementação não chegou a ser possível devido à escassez de tempo verificada. Por esse motivo, e para não tornar este capítulo mais extenso, foram apresentadas somente as simulações referente ao sistema de controlo implementado na prática, o Volts por Hertz. Tendo isto em consideração, foram apresentadas as simulações do controlo do sistema de tração para a operação do motor de indução em vazio e perante o acionamento de uma carga de 40 Nm para diferentes velocidades de referência. Tanto em vazio como em carga, o controlador consegue produzir as respostas adequadas para que a rotação do motor siga a velocidade de referência. Nestas simulações foi explicada a importância do *soft start/stop* e das rampas de aceleração/desaceleração para o bom e seguro funcionamento do VEV. As simulações realizadas permitiram verificar que o binário produzido pelo motor e as correntes consumidas por este mantêm uma relação de proporcionalidade direta, enquanto que a velocidade de rotação do motor depende do valor das tensões aplicadas ao estator. Por último, foram exibidas as simulações relativas ao funcionamento integral do VEV nas possíveis etapas de funcionamento (tração e travagem), as quais constituem uma espécie de resumo às simulações apresentadas neste capítulo, tendo sido nesta fase validada a inversão do sentido de rotação do motor e também o método de travagem regenerativa.

Capítulo 5

Desenvolvimento do Variador Eletrónico de Velocidade

5.1 Introdução

O sistema de acionamento eletrónico de velocidade variável com retificador ativo, apresentado neste capítulo, foi desenvolvido por ex-alunos e investigadores do Grupo de Eletrónica de Potência e Energia (GEPE) da Universidade do Minho com a finalidade de permitir o acionamento de um motor de indução de 55 kW, do qual o GEPE é detentor. O *hardware* que o constitui permite validar diferentes topologias conforme a teoria de controlo implementada, sendo esse o objetivo desta dissertação.

Na Figura 5.1 (a) encontra-se apresentado o *hardware* disponibilizado pelo GEPE antes de qualquer intervenção efetuada no âmbito desta dissertação. Nesta figura são visíveis alguns circuitos ainda em prototipagem, placas de circuito impresso suspensas e algumas ligações elétricas deficientes que tiveram de ser refeitas, particularmente ligações de contactores, relés e disjuntores. Posto isto, e uma vez que o *hardware* em causa não possuía relatório de ensaios ou simplesmente um esquema elétrico, foi mandatório proceder à verificação e anotação de todas as ligações existentes, tendo sido para isso utilizado o *software AutoCad Electrical 2018*. Na Figura 5.1 (b) encontra-se o sistema *hardware* com todas as alterações efetuadas durante o decurso do presente projeto, que serão explicadas de forma detalhada ao longo deste capítulo.

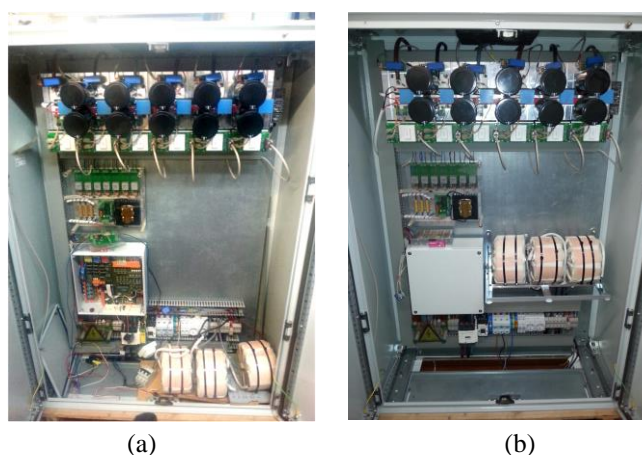


Figura 5.1. *Hardware* do sistema VEV: (a) *Hardware* antes de qualquer intervenção; (b) *Hardware* após todas as intervenções realizadas no âmbito deste projeto de dissertação.

Durante o processo de verificação do *hardware*, este foi dividido essencialmente em duas vertentes principais: sistema de controlo e sistema de potência. Assim, ao longo deste capítulo, é apresentado, primeiramente, o *hardware* relativo ao sistema de controlo do qual fazem parte os sensores para aquisição das grandezas mensuráveis necessárias à implementação das teorias de controlo, as placas de condicionamento de sinal, as placas de comando necessárias à atuação dos semicondutores de potência, a placa com conversor digital para analógico (DAC) e a unidade que controla todo o sistema – a placa DSC (*Digital Signal Controller*). Posteriormente, no que concerne ao sistema de potência, é apresentada a máquina elétrica utilizada, seguida das topologias conversoras (CA-CC e CC-CA) empregues, onde são descritos os seus constituintes: os semicondutores de potência, os elementos passivos, como os condensadores do barramento CC e as bobinas de acoplamento à rede elétrica e as proteções do barramento CC.

Na Figura 5.2 encontra-se apresentado um esquemático relativo ao sistema de acionamento proposto nesta dissertação, onde são visíveis o sistema de controlo e o sistema de potência para uma melhor compreensão dos mesmos.

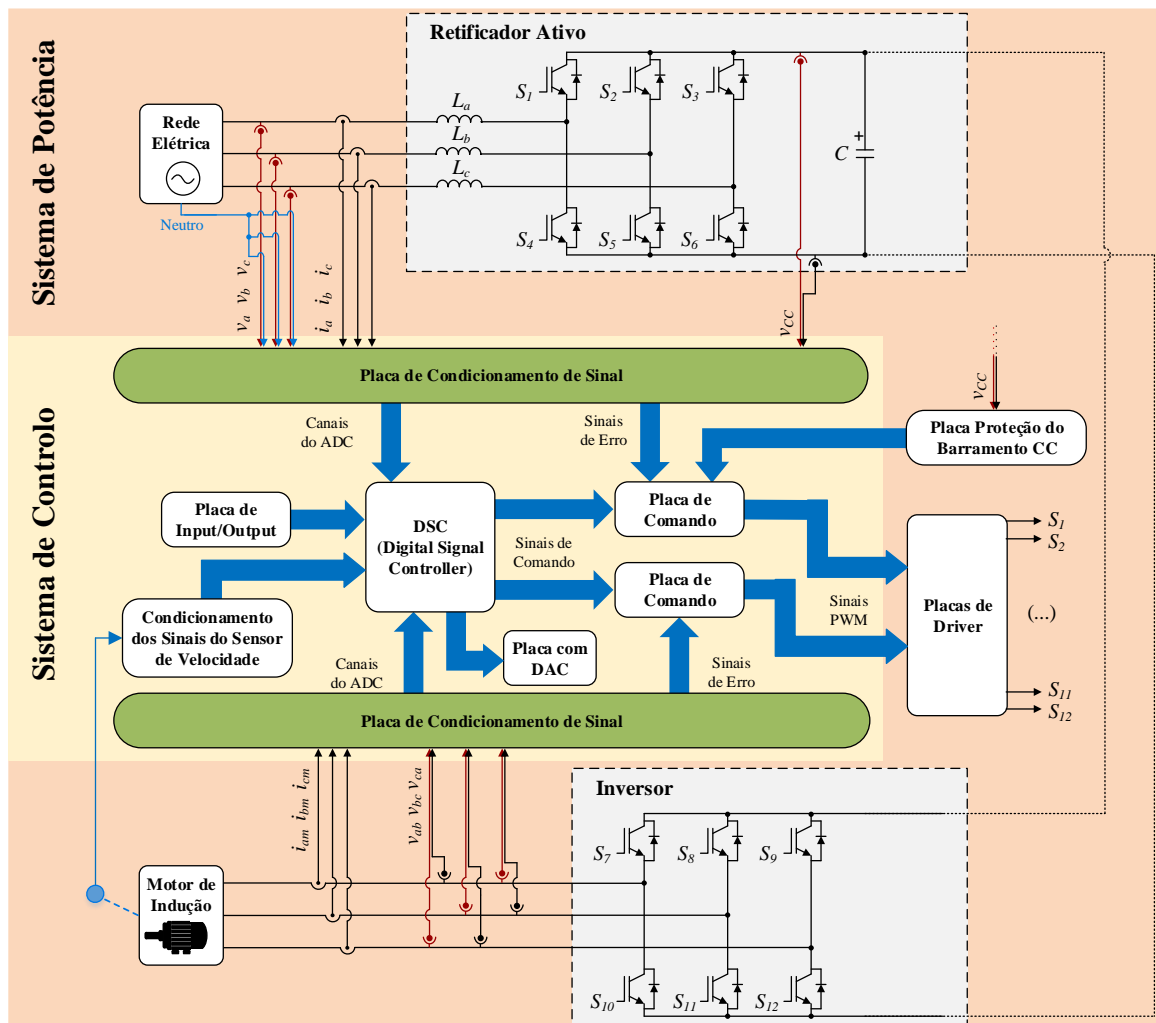


Figura 5.2. Esquema simplificado do sistema de acionamento do protótipo.

5.2 Sistema de Controlo

O sistema de controlo implementado para controlo do VEV requer valores instantâneos de correntes e tensões, bem como o conhecimento da velocidade instantânea do rotor do motor. Para tal, torna-se necessário o uso de elementos que permitam não só a medição como também a aquisição destas grandezas elétricas para que possam, posteriormente, ser tratadas por uma unidade de processamento. Destes elementos fazem parte os sensores e os circuitos de condicionamento de sinal, no qual estão incluídos os conversores ADC (*Analog to Digital Converter*) para conversão de analógico para digital. Com base nos dados recebidos, são gerados pelo DSC, de acordo com o algoritmo de controlo implementado, os sinais PWM (*Pulse Width Modulation*) a serem aplicados nas *gates* dos semicondutores totalmente controláveis. Porém, dada a baixa amplitude com que são sintetizados pelo DSC, os pulsos são posteriormente amplificados nas placas de comando, as quais visam entregar aos circuitos de *driver* dos semicondutores totalmente controláveis os pulsos PWM com a amplitude adequada. Para além disso, são também responsáveis pela gestão dos erros oriundos das placas de condicionamento de sinal.

Na Figura 5.3 encontra-se apresentada na forma de um diagrama de blocos, as interações existentes entre cada um dos elementos que constituem o sistema de controlo. De referir que, os elementos que se encontram limitados a tracejado consideraram-se como não fazendo parte do sistema de controlo, sendo abordados na apresentação do *hardware* relativo ao sistema de potência.

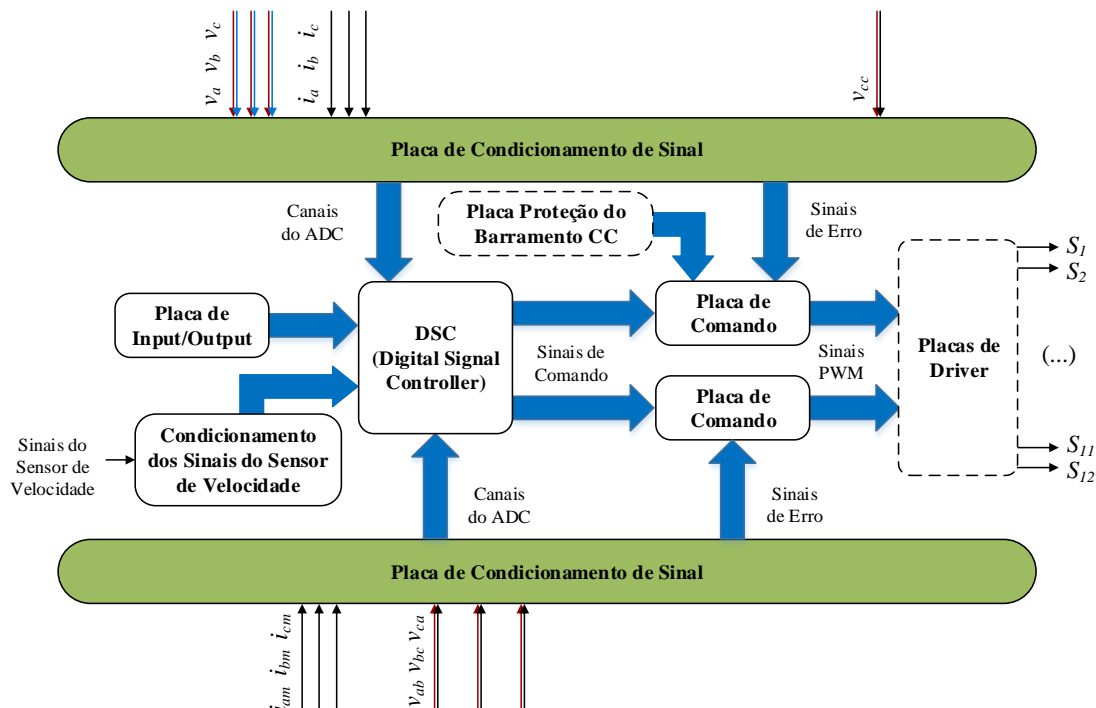


Figura 5.3. Interação entre os diversos componentes do sistema de controlo.

Na Figura 5.4 encontra-se apresentado o *hardware* relativo ao sistema de controlo do VEV, onde é possível observar os diferentes componentes referidos no diagrama da Figura 5.3, bem como outros que serão introduzidos e devidamente explicados nos subtópicos desta secção.

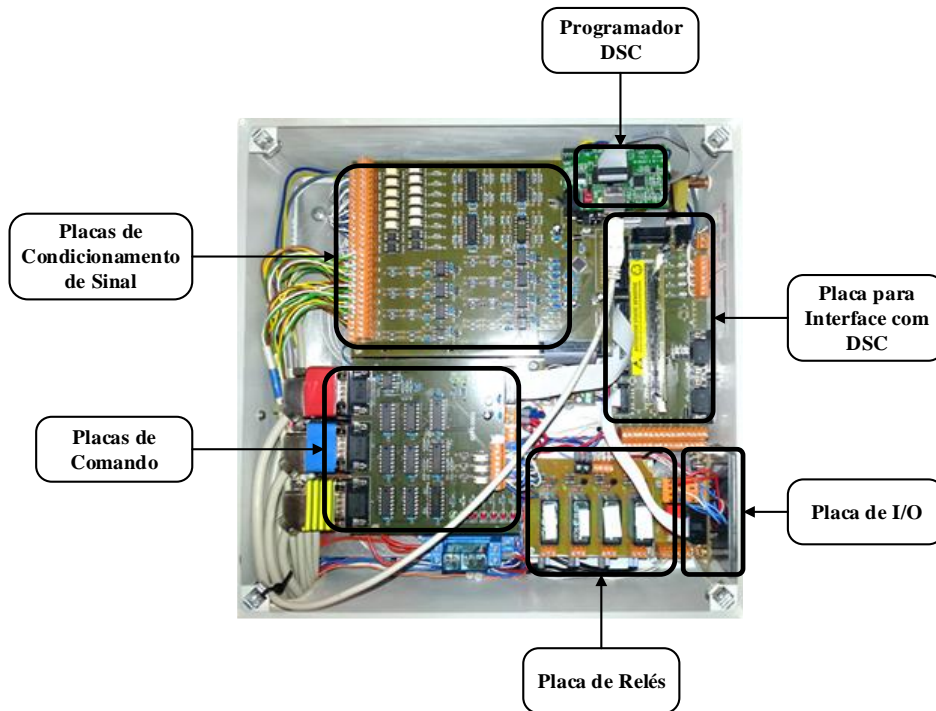


Figura 5.4. *Hardware* do sistema de controlo do VEV.

5.2.1 *Digital Signal Controller (DSC)*

Para comandar os processos intrínsecos ao correto funcionamento de todo o sistema foi utilizada uma plataforma de desenvolvimento baseada em DSC da *Texas Instruments*, em particular o modelo *TMS320F28335*. Este microcontrolador apresenta uma unidade de processamento de 32-bits com vírgula flutuante e uma frequência de relógio de 150 MHz que lhe conferem rapidez e eficiência na execução de operações matemáticas complexas [91]. Como principais periféricos, este possui: um módulo de SPI (*Serial Peripheral Interface*); 3 temporizadores de 32-bits cada; 18 saídas PWM; 16 canais ADC de 12-bits; 88 pinos de uso geral (GPIO - *General Purpose Input/Output*), dos quais 64 podem ser associados a uma das 8 interrupções externas [91].

Na Figura 5.5 é apresentada a placa de controlo *TMDSCNCD28335* onde se encontra o DSC (Figura 5.5 (a)) e a “*Docking station*” *TMDSDOCK28335* (Figura 5.5 (b)) que contém o programaador USB JTAG usado para programar e depurar o código do DSC. Ambas as placas apresentadas têm como fabricante a *Texas Instruments*. A programação em linguagem C, assim como a depuração, é efetuada através do ambiente de desenvolvimento *Code Composer Studio v7.3.0* (Figura 5.5 (c)), também da *Texas Instruments*.

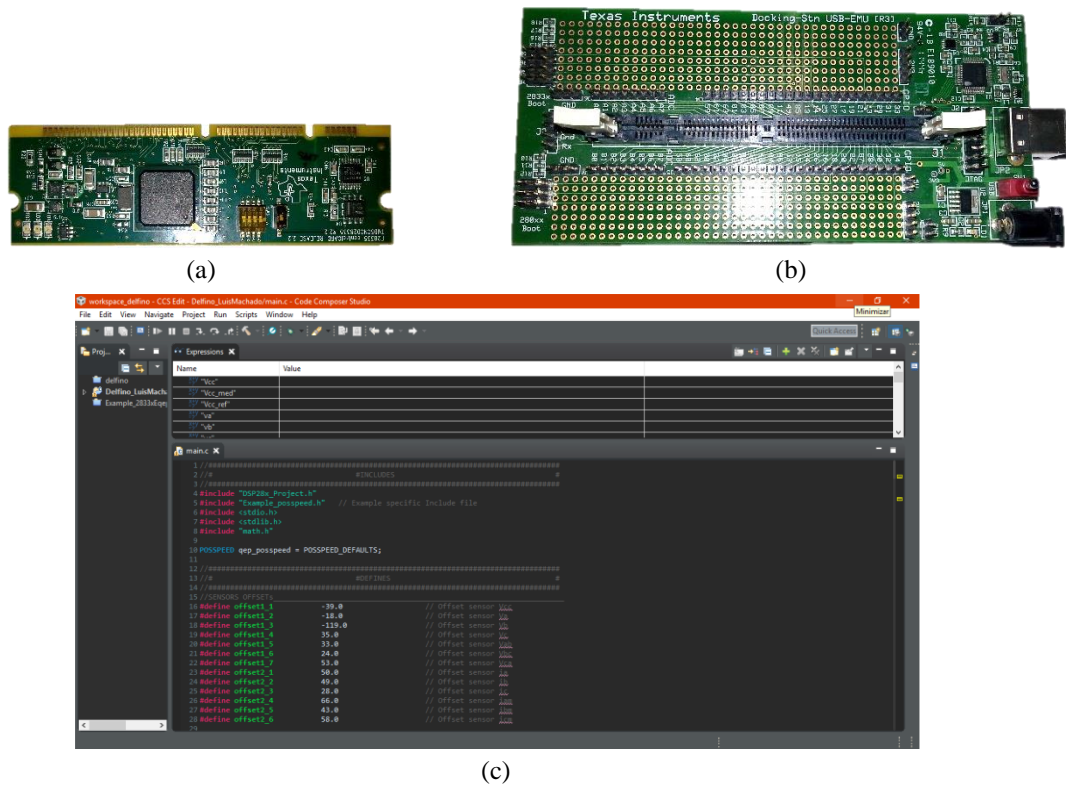


Figura 5.5. Kit de desenvolvimento: (a) Placa de controlo *TMDSCNCD28335*; (b) *Docking station TMDSDOCK28335*; (c) Ambiente de desenvolvimento *Code Composer Studio v7.3.0*.

De modo a facilitar e a simplificar a utilização de algumas das funcionalidades e recursos do DSC, os investigadores do GEPE projetaram a placa da Figura 5.6 que serve de interface à placa de controlo *TMDSCNCD28335*. Esta placa requer uma alimentação de +5 V que pode ser entregue através de um conector *JACK* ou de um conector de 2 pinos. Nesta placa, a placa de controlo é conectada através de um soquete DIMM (*Dual Inline Memory Module*) de 100 pinos. Das 18 saídas PWM que o DSC possui, 12 delas podem ser acedidas através de 2 fichas macho de 14 pinos (6 saídas PWM em cada ficha). Cada uma destas fichas foi conectada a uma placa de comando de modo a converter os sinais PWM de amplitude 3,3 V provenientes do DSC em sinais de amplitude adequada ao controlo dos semicondutores de potência do retificador e do inversor. Além destas, existem mais 3 fichas macho que foram utilizadas: uma de 26 pinos usada para comunicação com um ADC externo; uma de 14 pinos necessária para programar o DSC, através da placa *TMDSDOCK28335*, e por fim, uma ficha macho de 10 pinos onde os GPIOs foram configurados como saídas de modo a estabelecer alguns comandos necessários ao funcionamento do sistema através da placa de *Input/Output*.

Além das fichas macho, a placa possui ainda duas fichas DB9, sendo uma utilizada para o protocolo de comunicação SPI, na qual foi conectada a placa de DAC, e a outra para o protocolo de comunicação série RS232 ou para utilização do módulo EQEP (*Enhanced Quadrature Encoder Pulse*) usado na leitura do sensor para medição da velocidade do rotor.

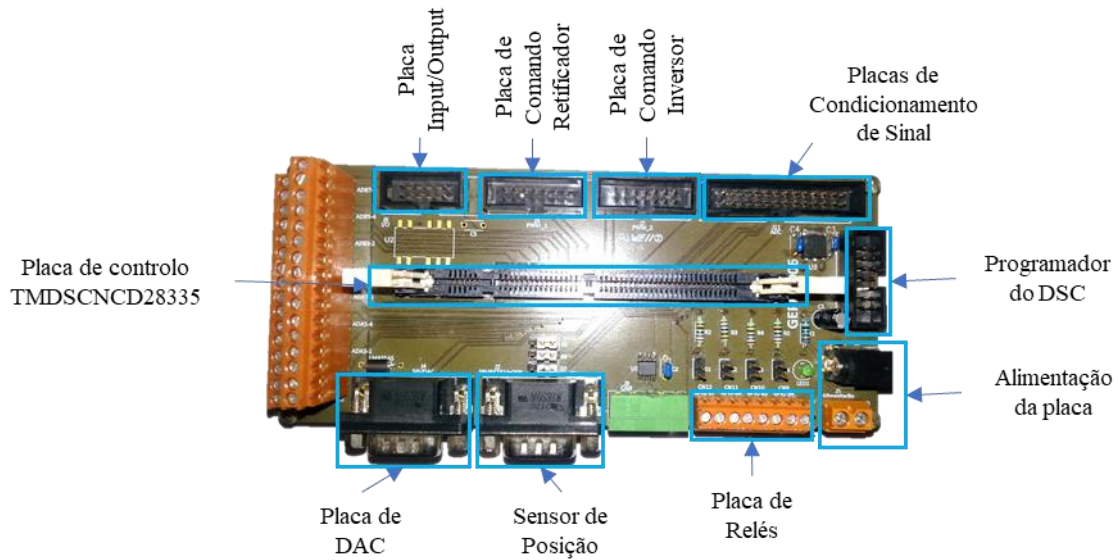


Figura 5.6. Placa de interface com DSC.

Por último, existem também 4 conectores de dois pinos cada que permitem aceder a 4 GPIOs do DSC, tendo estes sido utilizados para dar ordem de comando à placa de relés. No entanto, durante a inicialização do DSC estes pinos assumem valores aleatórios que desencadeiam ações indesejáveis no que diz respeito ao acionamento dos relés a que estão destinados. Posto isto, a resolução deste problema passou pela implementação do circuito da Figura 5.7 (a), onde cada GPIO é conectada a uma resistência de *pull-down* seguido de uma porta lógica NAND, a qual recebe uma ordem de comando externa, que permite colocar à sua saída o nível lógico negado do GPIO do DSC. Na Figura 5.7 (b) encontra-se a placa desenvolvida para o referido efeito.

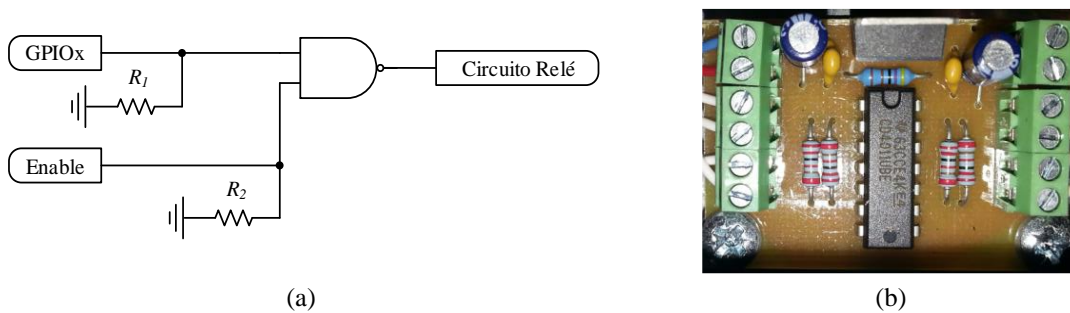


Figura 5.7. Circuito para controlo do estado dos GPIOs durante a inicialização do DSC.

5.2.2 Sensores de Tensão

A teoria de controlo implementada nesta dissertação de mestrado faz uso da medição das tensões simples da rede elétrica (v_a , v_b e v_c) e da tensão do barramento CC (v_{cc}). Ainda que não contribua para o controlo implementado, a monitorização das tensões compostas (v_{ab} , v_{bc} e v_{ca}) do lado do motor são fundamentais no momento da realização de testes e ensaios. Deste modo, de forma a obter-se os valores instantâneos dessas tensões, como referido

anteriormente, foram utilizados 7 sensores de efeito de *Hall* cuja referência é *CYHVS5-25A*, fabricados pela empresa alemã *ChenYang Technologies GmbH & Co. KG* [92]. Estes sensores apresentam um valor eficaz nominal de medida de 1500 V e são capazes de medir tensões até 2000 V de pico com uma precisão de $\pm 0,5\%$ e um desvio de linearidade inferior a 0,2% [92]. Além disso, permitem o isolamento galvânico até uma tensão máxima de 2500 V entre o primário e o secundário, sendo esta uma característica de enorme importância no que respeita à minimização dos riscos de segurança durante os testes experimentais do sistema VEV. Os sensores de tensão *CYHVS5-25A* de efeito de *Hall* exibem um princípio de funcionamento semelhante ao de um transformador, apresentando uma relação de espiras de 5000:1000, que permite inferir, para uma corrente eficaz nominal no primário (I_p) de 5 mA, uma corrente eficaz nominal no secundário (I_s) de 25 mA.

Na Figura 5.8 encontra-se apresentado o encapsulamento dos sensores de tensão utilizados (Figura 5.8 (a)), assim como o esquemático de montagem recomendado pelo fabricante (Figura 5.8 (b)).

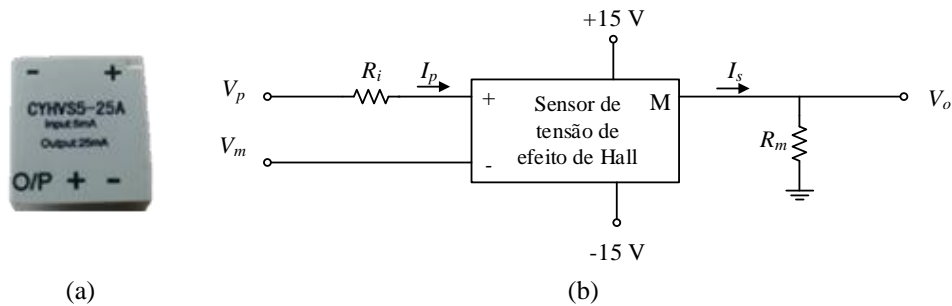


Figura 5.8. Sensor de tensão *CYHVS5-25A* da *ChenYang Technologies GmbH & Co. KG*:
(a) Encapsulamento; (b) Circuito de montagem do sensor (baseado em [92]).

À entrada do sensor é recomendável o uso de uma resistência R_i a qual visa garantir que a corrente I_p não ultrapasse o valor nominal de 5 mA. Esta é definida conforme a equação (5.1), onde $V_{m\acute{a}x}$ diz respeito à tensão máxima que se pretende medir com o sensor.

$$R_i = \frac{V_{m\acute{a}x}}{I_p} \quad (5.1)$$

Outro aspeto a ter em conta no dimensionamento de R_i é o valor da sua potência dissipada (P_{R_i}), valor esse que pode ser facilmente obtido através da equação (5.2).

$$P_{R_i} = R_i \cdot I_p^2 \quad (5.2)$$

Na Figura 5.9 encontra-se apresentado um exemplo de uma placa de circuito impresso, desenvolvida pelo GEPE, utilizada para o sensor de tensão *CYHVS5-25A*. Esta apresenta na sua constituição uma ficha verde, na qual devem ser conectados os pontos onde se pretende medir a tensão desejada, e uma ficha cor de laranja para a sua alimentação de ± 15 V e

obtenção do sinal medido. De realçar que nesta placa, a resistência R_i compreende duas resistências ligadas em série, sendo o valor de cada uma metade do valor de R_i . De realçar também que a resistência R_m (presente no circuito da Figura 5.8) não se encontra na placa de circuito impresso apresentada nesta figura, mas sim na placa de condicionamento de sinal de modo a otimizar a relação sinal-ruído (SNR – *Signal-to-Noise Ratio*).

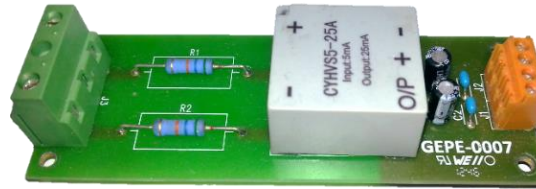


Figura 5.9. Placa do sensor de tensão *CYHVS5-25A* utilizado.

5.2.3 Sensores de Corrente

Analogamente aos sensores de tensão, também os sensores de corrente são imprescindíveis ao bom funcionamento do sistema VEV. Deste modo, de forma a obter-se os valores instantâneos das correntes necessárias ao sistema de controlo implementado (i_a , i_b , i_c , i_{am} , i_{bm} e i_{cm}), foram utilizados 6 sensores de corrente de efeito de *Hall*, sendo o *LA200-P* o modelo do sensor adotado. Este sensor, fabricado pela empresa suíça *LEM*, permite medir uma corrente máxima de ± 300 A, sendo o valor da corrente nominal no primário de 200 A (I_p). No lado do secundário, este apresenta o valor de 100 mA (I_s) de valor nominal de corrente, o que corresponde a uma razão de transformação de 1:2000 [93]. Quando em funcionamento à temperatura ambiente de 25°C, este sensor apresenta uma precisão de $\pm 0,4\%$ e um desvio de linearidade inferior a 0,1%.

Na Figura 5.10 é possível observar o encapsulamento do sensor de corrente utilizado assim como o esquema de montagem recomendado pelo seu fabricante.

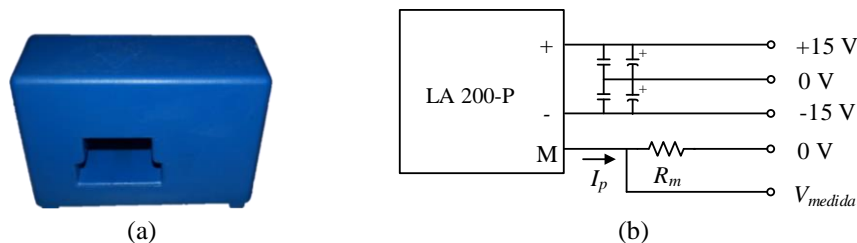


Figura 5.10. Sensor de corrente *LA 200-P* da empresa *LEM*: (a) Encapsulamento; (b) Circuito de montagem do sensor (baseado em [93]).

De modo análogo ao sensor de tensão apresentado, também o sensor de corrente *LA200-P* possui à sua saída um valor medido dado em corrente, pelo que, se faz necessário o uso de uma resistência de medida R_m para que seja possível obter-se o seu equivalente em tensão.

Na Figura 5.11 pode ser observada a placa desenvolvida pelo GEPE para o sensor de corrente, já com os componentes montados. Esta, possui um conector laranja dos quais 3 fichas dizem respeito à alimentação do sensor de corrente $\pm 15\text{ V}$ e uma ficha onde está presente o sinal medido pelo sensor. A resistência R_m , por razões relativas à imunidade a ruído eletromagnético por parte do sinal medido pelo sensor de corrente, encontra-se na placa de condicionamento de sinal.



Figura 5.11. Placa do sensor de corrente *LA200-P* da *LEM*.

5.2.4 Sensor para Medição da Velocidade do Rotor

A técnica de controlo implementada para o acionamento do motor necessita do conhecimento da velocidade do rotor. Para tal foi utilizado um sensor magnético, de efeito de *Hall*, da empresa eslovena *RLS* com a referência *AM512B* integrado na placa de avaliação *RMK1B*. Segundo o fabricante, este sensor (apresentado na Figura 5.12) pode operar até uma velocidade máxima de 30000 rpm e possibilita a configuração dos sinais de saída em vários formatos [94]. Para o projeto em questão, o sensor foi configurado para que possuísse saídas incrementais. Tal configuração permite obter dois sinais, A e B, desfasados de 90° (em quadratura) e um sinal Z que é produzido a cada volta. Com isto, e tendo em conta que este sensor produz 128 pulsos por cada volta, consegue-se um funcionamento idêntico ao de um *encoder* incremental, onde a velocidade pode ser determinada com base na frequência (f_{sinal}) dos pulsos de um dos sinais (A ou B), tal como mostra a equação (5.3), e o sentido de rotação do motor tendo por base a ordem com que A e B surgem (por norma considera-se o sentido positivo quando o sinal A se encontra adiantado em relação ao B e negativo quando se verifica o contrário).

$$\text{Velocidade (rpm)} = \frac{f_{\text{sinal}} \times 60}{n^\circ \text{ de pulsos}} \quad (5.3)$$



Figura 5.12. Sensor de posição *AM512B* da *RLS*.

Segundo o *datasheet* do sensor *AM512B*, a amplitude dos sinais de saída é dada em função do valor de tensão com que este é alimentado, estando os valores compreendidos entre 4 V e 7 V. No entanto, os pinos digitais do DSC utilizado apenas permitem sinais de amplitude máxima de 3,3 V. Posto isto, foi necessário implementar o circuito de condicionamento de sinal presente na Figura 5.13 para cada uma das saídas do sensor de modo a tornar a amplitude do sinal adequada aos pinos do DSC. Este circuito é composto por um divisor resistivo que determina a amplitude máxima de tensão a entregar ao pino digital do DSC. Este valor de tensão, por sua vez, é entregue ao DSC através de um seguidor de tensão que mantém o isolamento entre o circuito de alta impedância (sensor) e o circuito de baixa impedância (DSC). Da implementação deste circuito resultou a placa de circuito impresso apresentada na Figura 5.14, a qual foi concebida com recurso ao *software* de design *PADS Logic v9.5* e *PADS Layout v9.5*.

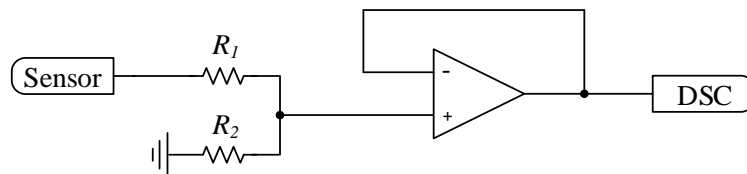


Figura 5.13. Circuito de condicionamento de sinal implementado para um dos sinais de saída do sensor *AM512B* da *RLS*.

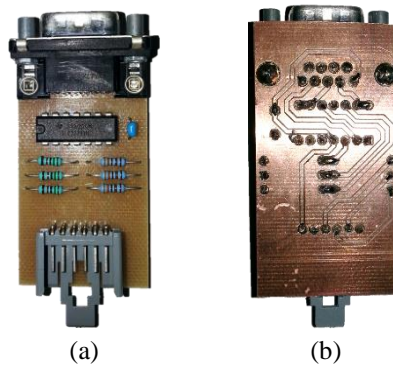


Figura 5.14. Placa de condicionamento de sinal desenvolvida para o sensor *AM512B*: (a) Face superior; (b) Face inferior.

5.2.5 Placa de Condicionamento de Sinal

Os sensores apresentados anteriormente, com exceção do sensor usado para medição da velocidade do rotor, possuem sinais de saída analógicos que devem ser convertidos em sinais de saída digitais, tornando-se necessário o uso de um ADC.

Embora o DSC possua dois ADCs internos, estes apresentam algumas características que não justificam o seu uso, das quais se podem mencionar a reduzida gama de valores de tensão de entrada (compreendida apenas entre 0 V e 3 V) e a unipolaridade dos mesmos. As grandezas

CA medidas pelos sensores, nestas condições, obrigariam a que fosse adicionada de forma precisa um valor médio aos sinais adquiridos de modo a que as pequenas variações do valor médio introduzido não influenciassem o resultado final [95]. Além disso, a reduzida gama de valores de tensão de entrada contribui para que o sistema fique mais sensível a ruído eletromagnético. Estas razões levaram a que os investigadores do GEPE desenvolvessem a placa de circuito impresso (PCB – *Printed Circuit Board*) apresentada na Figura 5.15, equipada com um ADC externo, modelo *MAX1320* da empresa *Maxim*, que permite a leitura de sinais com valores compreendidos entre -5 V e +5 V nos 8 canais independentes que possui, com uma resolução de 14-bits [96]. Esta placa é alimentada com tensões de ± 15 V provenientes de uma fonte externa, providenciando através de um regulador linear a tensão de +5 V para alimentação do ADC.



Figura 5.15. Placa de condicionamento de sinal.

A placa presente na Figura 5.15 disponibiliza condicionamento de sinal para as 8 entradas do ADC. Dado o número de canais ADC necessários (6 para os sensores de corrente e 6 para os sensores de tensão) foram utilizadas duas destas placas ligadas em paralelo, uma vez que a configuração da mesma assim o permite. Deste modo, uma placa condiciona os sinais provenientes dos sensores de tensão, enquanto a outra adquire os sinais provenientes dos sensores de corrente.

Como referido anteriormente, os sinais de saída dos sensores são dados em corrente. No entanto, o circuito ADC necessita de sinais dados em tensão para o seu correto funcionamento. Para tal, cada placa de condicionamento de sinal dispõe um total de 8 resistências de medida (R_m) distribuídas pelos 8 canais de aquisição, com o intuito de realizar

a conversão do sinal de corrente dado pelo sensor num sinal de tensão. A sua presença na placa de condicionamento de sinal justifica-se pelo simples facto de o sinal medido ser em corrente, e por isso, menos suscetível a ruído eletromagnético, permitindo assim que o sinal medido sofra o mínimo de distorção possível durante a sua transmissão.

Após conversão para tensão dos sinais medidos, como mostra o circuito da Figura 5.16, estes são posteriormente sujeitos a uma montagem amplificadora inversora cujo ganho é definido por um conjunto de resistências (R_1 e R_2).

$$R_m = \frac{V_{m\acute{a}x_medido}}{I_s} \quad (5.4)$$

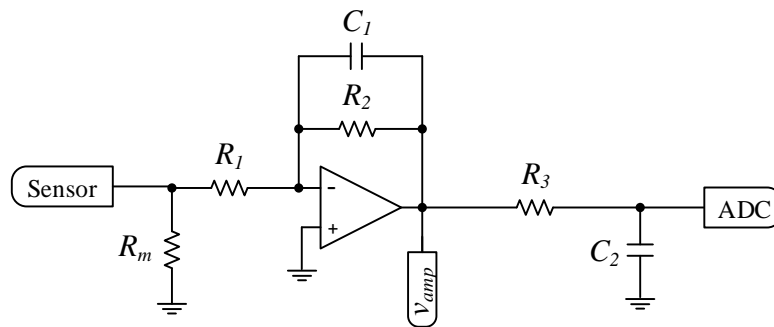


Figura 5.16. Circuito de condicionamento de sinal.

Cada placa em questão não só disponibiliza 8 canais para aquisição de sinal, como também confere ao sistema proteções contra sobretensões e/ou sobrecorrentes que possam ocorrer em quaisquer um dos sinais condicionados. Para isso, a placa de condicionamento de sinal possui um circuito de deteção de erros que deteta se o sinal adquirido ultrapassou um determinado limite, negativo ou positivo. Este circuito, apresentado na Figura 5.17, denomina-se comparador de janela e é composto por dois comparadores e por dois pares de resistências que permitem definir o valor mínimo (R_1 e R_2) e o valor máximo (R_3 e R_4) dentro dos quais se pretende ter o normal funcionamento do sistema. Se porventura os limites forem ultrapassados, o circuito produzirá um sinal de erro que será processado pela placa de comando, que interromperá as comutações dos semicondutores de potência de modo a evitar a sua destruição.

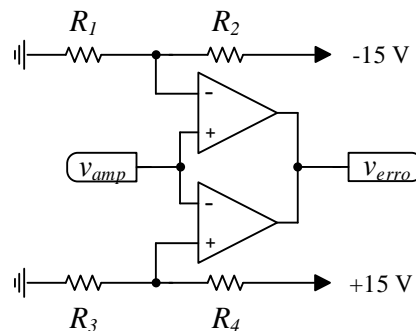


Figura 5.17. Circuito de deteção de erros.

Como referido anteriormente, os ADCs são alimentados com uma tensão de +5 V, fornecida por um regulador linear *LM7805*. Na entrada deste regulador existe um *jumper* em série com o circuito de forma a que os ADCs possam ser desligados enquanto o resto da placa continua alimentada. De modo a permitir a reinicialização dos ADCs, no lugar do *jumper* foi colocado um MOSFET, através da PCB apresentada na Figura 5.18. O sinal de *reset* é dado pelo DSC por intermédio da placa de *Input/Output*.



Figura 5.18. Placa para *reset* dos ADCs.

5.2.6 Placa de Comando

O DSC apresentado no tópico 5.2.1, em consequência da teoria de controlo implementada, gera nas suas saídas PWM sinais de amplitude máxima 3,3 V que visam controlar, por intermédio de circuitos de *driver*, os semicondutores de potência dos conversores. No entanto, os circuitos de *driver* utilizados necessitam de sinais com amplitude bastante superior, neste caso 15 V, sendo por isso necessário um circuito capaz de fazer a transição da tensão dos sinais PWM de 0 V e 3,3 V para 0 V e 15 V. Tendo isto em mente, os investigadores do GEPE desenvolveram placas de comando monofásicas e trifásicas que permitem essa adequação dos sinais PWM provenientes do DSC às placas de *driver*. Na Figura 5.19 é apresentada uma placa de comando trifásica. Esta permite receber até 6 sinais PWM do DSC e adaptá-los de modo a que cada um deles possa atuar um semicondutor de potência. Portanto, dado que a topologia conversora adotada faz uso de 12 semicondutores de potência, foram utilizadas 2 placas de comando trifásicas.

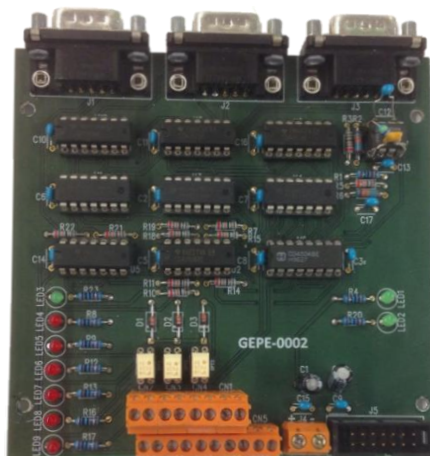


Figura 5.19. Placa de comando trifásica.

Além de converter a amplitude dos sinais PWM, a placa de comando trifásica é capaz de receber erros provenientes dos circuitos de *driver* que desabilitam de forma automática os sinais PWM provenientes do DSC caso se dê uma ocorrência, inibindo assim as comutações dos semicondutores. Inclusive, esta placa permite também receber um erro externo proveniente das placas de condicionamento de sinal ou da placa responsável pela proteção do *hardware* contra sobretensões no barramento CC.

Por questões de segurança, a placa é inicializada com indicação da existência de erros (identificados pelos leds vermelhos que possui). Assim, para que os sinais PWM sejam enviados para as respectivas saídas, é necessário efetuar primeiramente a reinicialização dos mesmos através de um comando externo à placa e de seguida habilitar, também através de um comando externo, os sinais PWM provenientes do DSC.

5.2.7 Placa de Relés

O sistema de *hardware* possui contactores e lâmpadas sinalizadoras que a certa altura precisam de ser acionados(as). Com o objetivo de permitir este acionamento, foi utilizada a placa de relés da Figura 5.20. Esta placa é constituída por quatro relés *40.52S* da empresa *Finder*, acionados com lógica inversa, isto é, quando a saída do DSC emite o nível lógico 0. O circuito de ataque da bobina do relé permite o isolamento galvânico com o DSC através de um optoacoplador que possui, sendo deste modo evitadas possíveis interferências que possam surgir do acionamento do relé em causa.



Figura 5.20. Placa de relés para controlo de contactores e lâmpadas de sinalização.

Dos quatro circuitos de relé dois deles são responsáveis por fazerem atuar, mediante comando proveniente do DSC, dois contactores: um para estabelecer ligação à rede elétrica e outro para pré-carga dos condensadores do barramento CC. Os restantes circuitos de relé foram usados para acionar duas lâmpadas (uma cor de laranja e outra vermelha) que tiveram diferentes funções ao longo do processo evolutivo do sistema que constitui o VEV. Como exemplo, estes sinalizadores foram utilizados, numa primeira fase, para indicar os estados

proporcionados pelo atraque dos contactores mencionados, onde a lâmpada cor de laranja sinalizava o estado de pré-carga e a lâmpada vermelha o estado de ligação à rede elétrica. Posteriormente, passaram a sinalizar o funcionamento do retificador ativo (lâmpada cor de laranja) e a indicar o funcionamento integral do VEV (lâmpada vermelha).

Além da placa de relés apresentada, foi também utilizada uma pequena PCB constituída por um relé com duas saídas. Esta encontra-se apresentada na Figura 5.21 e tem como objetivo enviar ordem de *reset* às placas de comando para eliminação dos erros que por defeito se encontram ativos. Além disso, uma das saídas deste relé encontrava-se inicialmente conectada a um relé de segurança (abordado mais à frente no item 5.3.1), que foi substituído mais tarde por apresentar mau funcionamento.

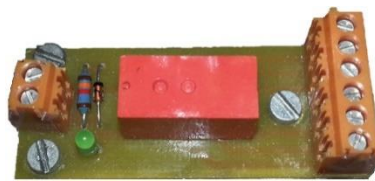


Figura 5.21. Placa de relé para *reset* dos erros da placa de comando.

5.2.8 Placa de *Input/Output*

A placa de *Input/Output* que surge apresentada na Figura 5.22 foi empregue no sistema de modo a estabelecer a interface entre o DSC, as placas de comando e a placa responsável pelo *reset* dos ADCs. Esta possui um encaixe para uma ficha *flatcable*, onde são recebidos da placa adaptada ao DSC a alimentação de +5 V necessária ao funcionamento da mesma, e 4 pinos do DSC configurados como saídas digitais, saídas essas que são isoladas através de optoacopladores.



Figura 5.22. Placa de *Input/Output* desenvolvida.

Dos quatro pinos digitais que a placa de *Input/Output* recebe do DSC, dois deles são usados para habilitar/desabilitar, de forma independente, as comutações dos semicondutores de potência do retificador ativo e do inversor através dos comandos externos que cada placa de

comando possui para esse efeito. Outro dos pinos visa a reinicialização simultânea dos erros das duas placas de comando. Por último, o pino sobranete tem como objetivo fazer o *reset* aos ADCs. Todos estes pinos possuem um led verde que permite ao utilizador identificar os seus estados de operação.

5.2.9 Placa com Conversor Digital para Analógico

Durante o desenvolvimento do sistema de controlo, a monitorização em tempo real das variáveis internas do DSC é de enorme importância, uma vez que permite avaliar o estado de funcionamento do mesmo. Assim, foi utilizada a PCB da Figura 5.23, que detém um conversor digital para analógico (DAC – *Digital-to-Analog Converter*). Como características, este DAC, modelo *TLV5610* da *Texas Instruments*, permite a visualização simultânea de 8 canais com a máxima resolução de 12-bits [97]. À saída, o DAC possui uma tensão que varia entre 0 V e 2,5 V, o que levou os investigadores do GEPE a implementarem na PCB um circuito de condicionamento de sinal de forma a obter-se à saída valores bipolares compreendidos entre -5 V e +5 V.

A comunicação com o DSC é feita com base no protocolo SPI (*Serial Peripheral Interface*) através de uma ficha DB9 de onde provém também a alimentação da placa com DAC. Por outro lado, a comunicação com o osciloscópio é realizada por intermédio de fichas BNC que simplificam a ligação a este.

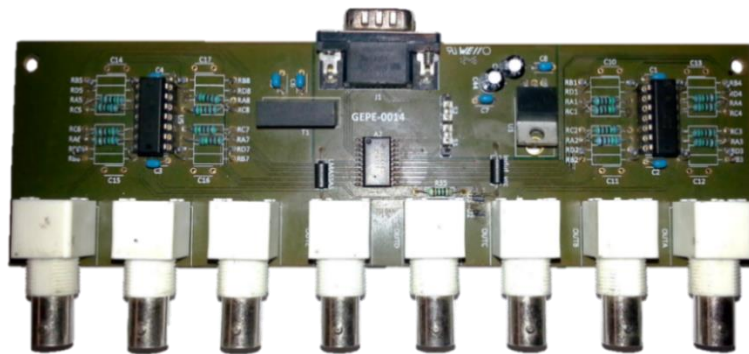


Figura 5.23. Placa com conversor digital para analógico.

5.2.10 Interface com o Utilizador

Para que seja concebível a operação do protótipo VEV, um conjunto de informações e comandos devem ser fornecidos para que o utilizador possa realizar as tarefas para as quais o protótipo se destina. Só assim é possível a interface homem-máquina.

Posto isto, foi implementada uma pequena consola com o objetivo de possibilitar o acesso rápido a alguns comandos responsáveis por habilitar/desabilitar certas ações de

funcionamento do protótipo. Foi também desenvolvida uma aplicação gráfica em *C#*, com recurso ao *software Visual Studio 2017*, a partir da qual se pretende o controlo integral do VEV.

• **Consola de Comando**

A consola apresentada na Figura 5.24 visa facilitar o acesso a comandos tais como o de “Emergência”, que tem como principal função o corte geral da alimentação do sistema de potência. Além deste, a consola de comando possui três interruptores, sendo que:

- o da esquerda é responsável por habilitar as saídas do DSC que são responsáveis pelo acionamento dos relés (ver Figura 5.7 (b));
- o do meio corresponde ao seletor *S1* da Figura 5.25 e tem como função estabelecer a alimentação do sistema de controlo;
- o da direita é o interruptor a partir do qual é dada às placas de comando a ordem por *hardware* para habilitar/desabilitar as comutações de todos os semicondutores de potência.



Figura 5.24. Consola de comando.

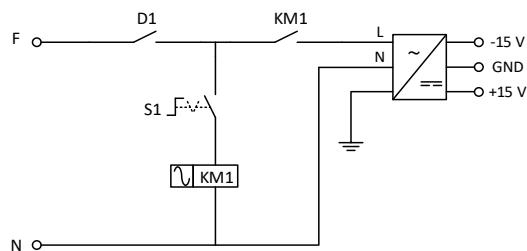


Figura 5.25. Alimentação do sistema de controlo.

• **Aplicação Gráfica em *C#***

Para realizar a interface com o VEV, foi desenvolvida uma GUI (*Graphical User Interface*) em *C#*, a qual se pretendeu ser intuitiva e de fácil utilização. Esta aplicação gráfica possui cinco separadores:

- O primeiro, denominado “Início” e apresentado na Figura 5.26 (a), corresponde à página inicial da aplicação, onde é introduzido o propósito da mesma e apresentado um breve guia para a sua correta utilização;
- O segundo separador com o nome “Especificações Motor”, encontra-se apresentado na Figura 5.26 (b). Aqui encontram-se os parâmetros do motor de indução, correspondentes aos seus valores nominais e às suas características construtivas, como os valores de resistência e indutância do estator e do rotor.

- O terceiro separador, “Controlo VEV”, apresenta a página a partir da qual se pode controlar o protótipo desenvolvido. Esta página, mostrada na Figura 5.26 (c), foi criada de forma a que o controlo do VEV fosse, por razões de segurança, realizado de forma manual, faseada e sequencial. Assim, o controlo do VEV começa com o clique no botão “*Enable VEV*” que dá ordem para o funcionamento, ou não, do VEV, habilitando de forma automática o botão para pré-carga dos condensadores e conexão à rede elétrica. Após ordem deste comando, o botão “Comuta Retificador” surge ativo podendo-se, a partir deste dar início às comutações dos semicondutores de potência relativos ao retificador, iniciando-se desta forma a regulação do barramento CC. Uma vez atingida a tensão do barramento CC desejada, o motor pode ser acionado mediante o botão “Comuta Inversor” que dá ordem de início de comutação dos semicondutores de potência do inversor. Posto isto, pode ser definida a velocidade e o sentido de rotação do motor, bem como a rampa de aceleração/desaceleração desejada.

Na página relativa ainda ao terceiro separador, encontra-se também, ainda que não funcional, um espaço destinado à monitorização de algumas variáveis do sistema, como tensões e correntes, ficando a sua concretização como sugestão para trabalho futuro.

- O quarto separador, “Terminal”, apresentado na Figura 5.26 (d), como o nome indica apresenta um terminal para comunicação com o DSC, a partir do qual foram dadas as ordens de controlo durante a fase de testes do protótipo desenvolvido;
- O quinto separador, com o nome “Definições”, apresenta uma página na qual pode ser configurada a comunicação porta série (Figura 5.26 (e)) e os parâmetros do sistema VEV que necessitam de permissões de administrador para poderem ser alterados (e.g. ganhos dos controladores) (Figura 5.26 (f)).

Para tornar a comunicação (via porta série) possível entre o computador e a placa de interface com o DSC, foi necessário desenvolver a PCB da Figura 5.27. Tal deveu-se ao facto de o protocolo de comunicação RS232 funcionar com níveis de tensão diferentes do DSC. Neste sentido, foi utilizado o conversor *MAX3221* da *Maxim*, o qual ajusta os níveis de tensão do DSC, compreendidos entre 0 V e 3,3 V, em níveis de tensão aceitáveis pela comunicação RS232 ($\pm 13,2$ V).

É importante referir que a aplicação gráfica desenvolvida foi testada apenas para o estágio retificador. Tal deveu-se ao facto de o protocolo de comunicação RS232 partilhar, no DSC, os mesmos pinos que os do módulo EQEP, usados na leitura do sensor de posição. Uma alternativa a este problema seria o uso do protocolo de comunicação CAN (*Controller Area Network*), o qual pode ser utilizado para comunicação com um microcontrolador responsável

por comunicar com a GUI. No entanto, dada a escassez de tempo para a realização na íntegra deste projeto, não foi possível implementar este protocolo, pelo que a sua execução fica apresentada como sugestão para trabalho futuro.

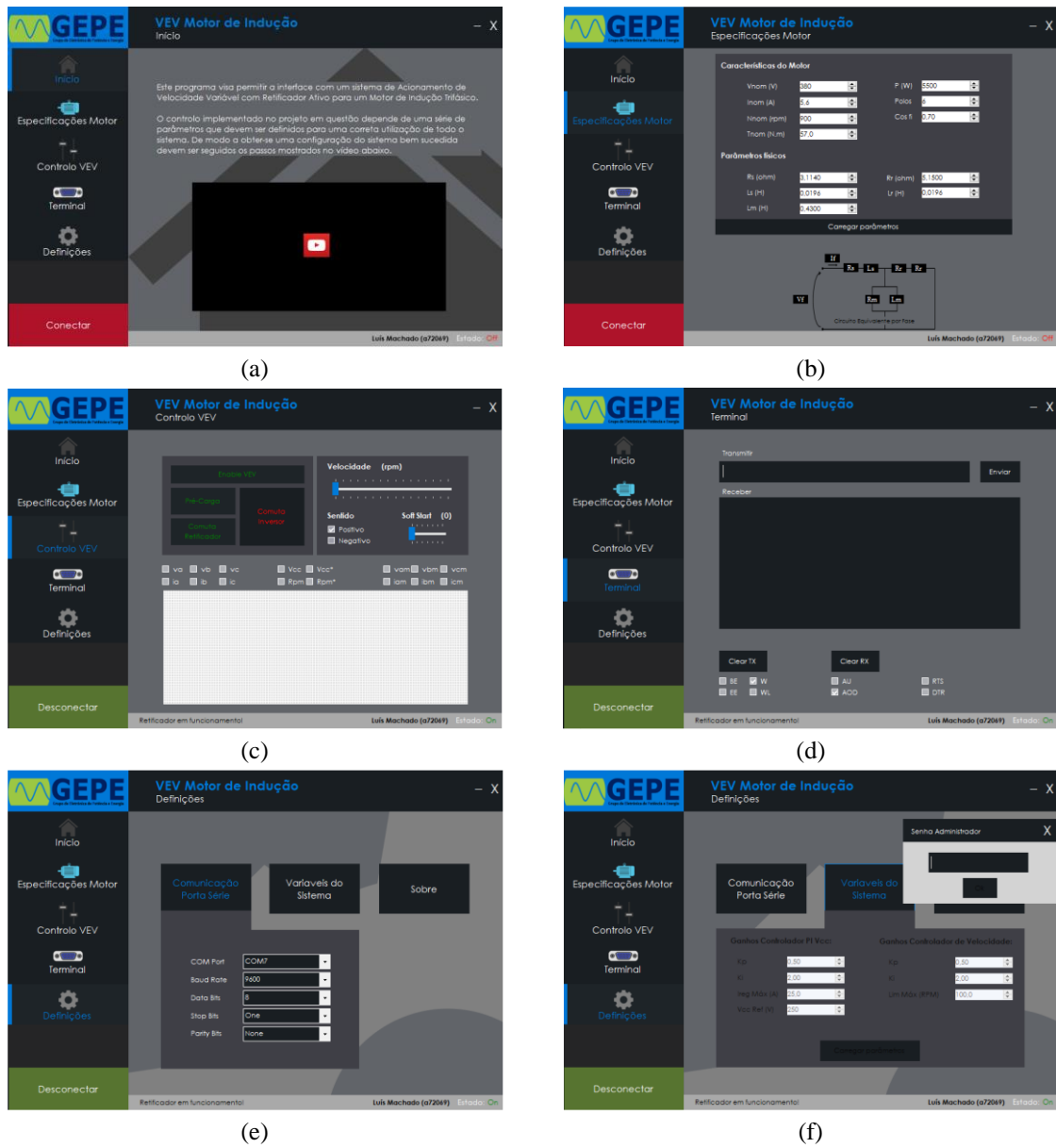


Figura 5.26. Interface gráfica desenvolvida em C#: (a) Página principal; (b) Página para inserção dos parâmetros do motor; (c) Página para controlo e monitorização do VEV; (d) Página com terminal; (e) Página de configuração da porta série; (f) Página de configuração dos ganhos dos controladores.

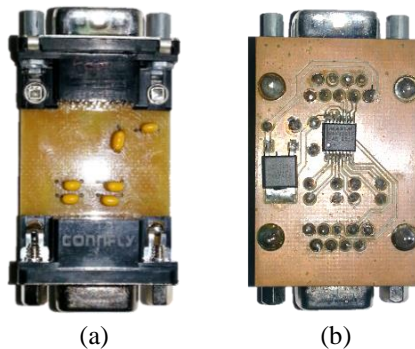


Figura 5.27. Placa com circuito conversor RS232 implementado: (a) Face superior; (b) Face inferior.

5.3 Sistema de Potência

O diagrama multifilar do sistema de potência do VEV encontra-se apresentado na Figura 5.28. Este é constituído essencialmente por três partes fundamentais: (1) o circuito de acoplamento à rede elétrica; (2) os conversores de potência nos quais se inserem o retificador ativo trifásico a três fios com três braços, o barramento CC e as proteções associadas e o inversor trifásico; (3) o motor de indução trifásico.

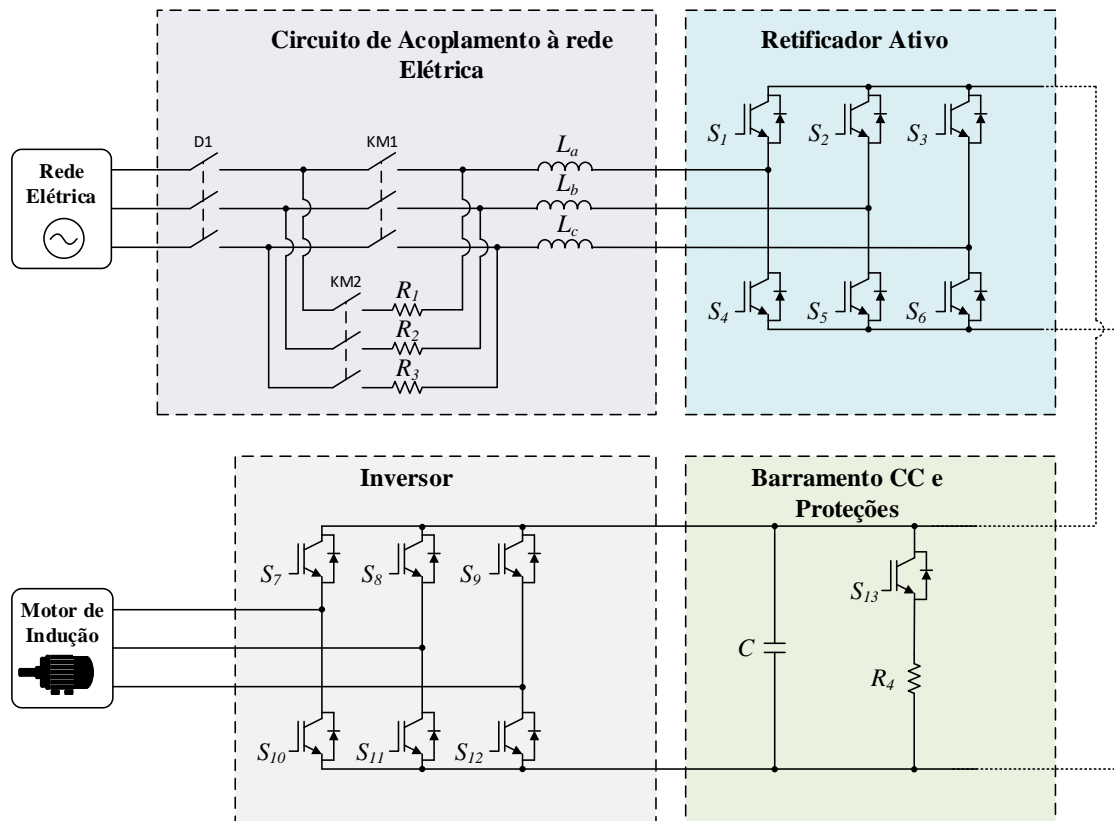


Figura 5.28. Diagrama multifilar do sistema de potência do sistema VEV.

5.3.1 Circuito de Acoplamento à Rede Elétrica

O acoplamento do VEV à rede elétrica é efetuado por intermédio de contactores tal como apresentado na Figura 5.28. O circuito é composto por um disjuntor tetrapolar (D_1), um contactor principal ($KM1$), um contactor auxiliar ($KM2$) em série com resistências para pré-carga dos condensadores do barramento CC e três bobinas de acoplamento à rede elétrica.

O controlo dos contactores é realizado pela placa de relés apresentada no item 5.2.7, de acordo com o circuito de comando da Figura 5.29, onde $K1$, $K2$, $K3$ e $K4$ dizem respeito aos contactos normalmente abertos dos relés dessa PCB. Como mostra a figura, estes contactos são, de forma respetiva, responsáveis pelo acionamento do contactor principal ($KM1$), acionamento do contactor de pré-carga ($KM2$) e pelo acionamento de duas lâmpadas sinalizadoras (vermelha e amarela).

Na Figura 5.27 pode ver-se também o relé de segurança (*PSR-SCP-24UC*) inicialmente usado, cuja finalidade consistia em interromper a alimentação do sistema de potência caso fosse pressionado o botão de emergência ou na eventualidade de ocorrer sobretensão no barramento CC cuja ordem é dada, de forma automática, pela placa de proteção do barramento CC (abordada mais à frente). É de referir que tais ações por parte deste relé apenas eram possíveis caso fosse dada ordem de *reset*, de modo a fechar o interruptor *K5* que corresponde a um dos contactos normalmente abertos do relé da placa da Figura 5.20. No entanto, por apresentar mau funcionamento, este foi substituído por um relé de uso geral, pelo que a parte relativa ao *reset* foi desconsiderada, mantendo-se o circuito de resto em tudo semelhante ao da Figura 5.29.

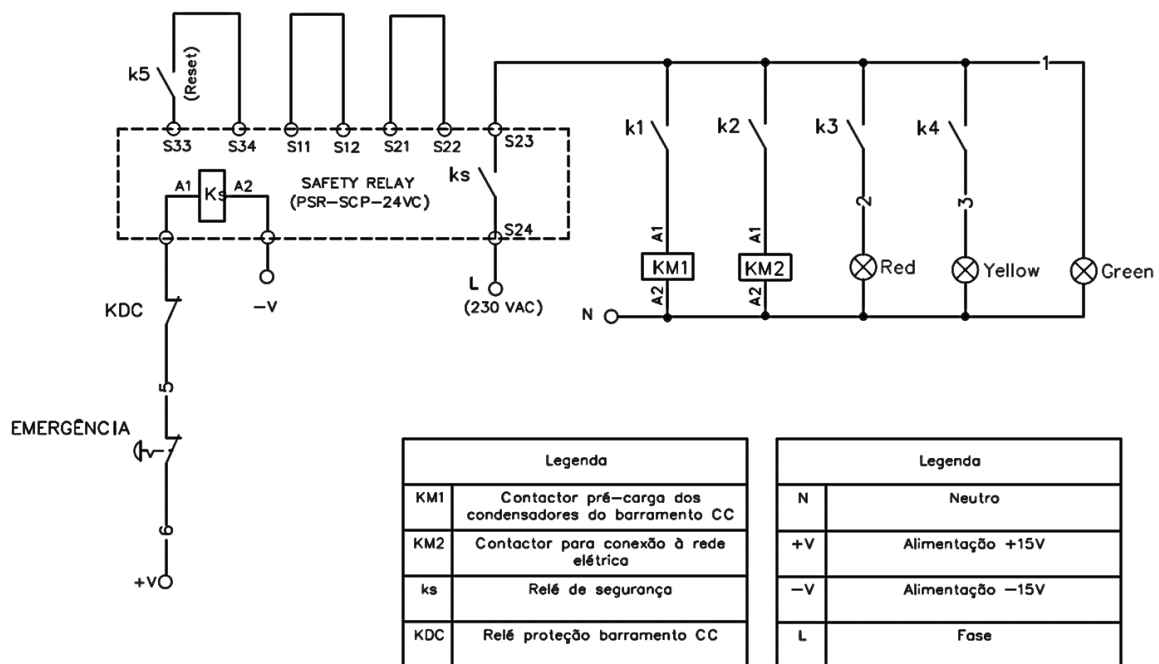


Figura 5.29. Circuito de comando implementado (no *software AutoCad Eletrical*) para contactores e lâmpadas de sinalização.

Na Figura 5.30 encontra-se apresentada a forma como se encontram dispostos os diversos componentes que constituem o sistema de acoplamento à rede elétrica, na qual são visíveis também as três bobinas de acoplamento utilizadas (uma para cada fase), cada uma com um valor de indutância de 5 mH e valor de corrente nominal de 30 A.

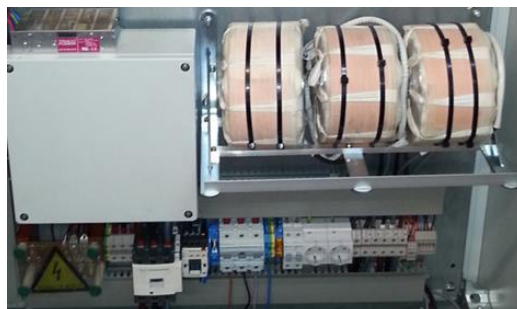


Figura 5.30. Sistema de acoplamento à rede elétrica do protótipo VEV.

Por motivos de segurança e para preservação do *hardware* utilizado, para ligação do sistema à rede elétrica, foram utilizados três transformadores monofásicos de 11 kVA, cada um com quatro *taps* de saída, tal como apresentado na Figura 5.31.



Figura 5.31. Transformadores monofásicos de 11 kVA utilizados para ligação do andar de potência à rede elétrica.

5.3.2 Retificador e Inversor

No conjunto Retificador e Inversor, são utilizados um total de seis módulos de IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) como o da Figura 5.32 (3 por cada conversor de potência) da fabricante *Semikron* cuja referência é *SKM400GB12V*. Estes módulos são especialmente recomendados para aplicações típicas em VEVs e fontes de alimentação ininterruptas [98]. Cada um destes módulos é composto por dois IGBTs com os respetivos díodos em antiparalelo, que apresentam uma tensão máxima entre coletor e emissor de 1200 V, podendo estes ser percorridos por uma corrente máxima de 612 A [98]. Adicionalmente, este módulo possui, entre outras características importantes, um tempo de subida de 60 ns e um tempo de descida de 65 ns.



Figura 5.32. Módulo de IGBTs *SKM400GB12V* utilizado.

Para o acionamento de cada módulo de IGBTs foi utilizado um *driver*, também da fabricante *Semikron*, cuja referência é *SKHI 22A R* [99]. Este *driver* permite o controlo dos sinais de *gate* dos dois IGBTs que compõem cada módulo com uma frequência máxima de comutação de 50 kHz e oferece proteção contra curto-circuitos e isolamento galvânico através dos transformadores de pulso que possui internamente, impedindo que problemas que surjam no sistema de potência se propaguem para o sistema de controlo [99]. Os pulsos obtidos à saída apresentam amplitudes de -7 V e +15 V que correspondem, respetivamente, ao estado de

bloqueio e condução dos IGBTs. A estes sinais pode ser adicionado um *deatime* configurável, sendo que, no caso em questão, o mesmo está definido para 4 μ s.

Outra característica do *driver SKHI 22A R* que deve ser referida, consiste no facto de este permitir a deteção de anomalias verificadas no próprio *driver*, bem como deteção de sobrecorrentes verificadas num dos IGBTs dos módulos *SKM400GB12V*.

Para o acionamento de cada módulo de IGBTs foi utilizada uma placa de *driver*, desenvolvida pelos investigadores do GEPE, semelhante à apresentada na Figura 5.33. Nesta placa, para além do *driver* anteriormente abordado, são visíveis também as resistências de *gate* necessárias. Da análise do *datasheet* do *driver SKHI 22A R* constatou-se que tal não é a escolha mais adequada para acionamento dos módulos de IGBTs apresentados. Estes apresentam como carga elétrica total de *gate* (Q_G) um valor máximo por pulso de 4 μ C, ao passo que o valor de Q_G apresentado por cada IGBT de um módulo é de 4,42 μ C. Sabendo que o tempo de subida de um pulso é tanto maior quanto maior for o valor de Q_G , a solução, tendo em conta o tipo de *driver* utilizado (únicos *drivers* disponíveis no laboratório do GEPE para a quantidade pretendida), consistiu em definir a resistência de *gate* em 3 Ω (resistência mínima de *gate* imposta no *datasheet* do *driver SKHI 22A R*) de modo a aumentar-se à corrente de carga e, com isso, diminuir ao tempo de subida.

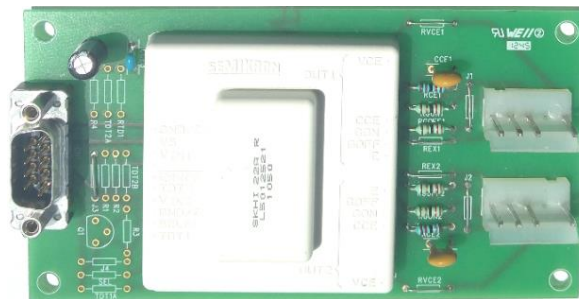


Figura 5.33. Placa de *driver* utilizada.

Entre cada placa de *driver* e respetivo módulo de IGBTs existe uma pequena placa (desenvolvida pelo GEPE), a qual se encontra apresentada na Figura 5.34, que garante que a tensão entre a *gate* e emissor de cada IGBT não ultrapasse o valor máximo recomendado pelo fabricante que neste caso é ± 20 V.



Figura 5.34. Placa de proteção das *gates* dos dois IGBTs de um módulo.

Na Figura 5.35 encontra-se um dos braços de um dos conversores de potência. Nela pode ver-se o módulo de IGBTs sobre um dissipador e com a placa de proteção à *gate* acoplada, assim como a placa de *driver*. Além destes elementos, é visível também um condensador de *snubber* de 1 μF e tensão nominal de 1000 V.

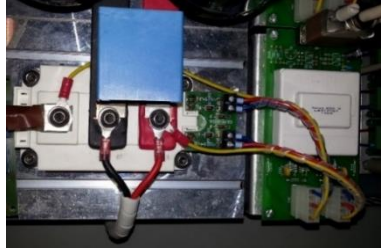


Figura 5.35. Disposição do *hardware* de potência para um dos braços de um dos conversores de potência.

5.3.3 Barramento CC

O barramento CC é composto por 5 grupos de dois condensadores ligados em série, totalizando dez condensadores eletrolíticos de 2,2 mF, 450 V. Estes cinco grupos, como a Figura 5.36 ilustra, estão ligados em paralelo, resultando deste modo uma capacidade total de 5,5 mF e uma tensão máxima de 900 V.

Cada condensador possui ligado em paralelo uma resistência de equalização de valor 22 k Ω cuja função consiste em manter aos terminais dos condensadores tensões semelhantes. Desta associação em série e paralelo resulta uma resistência equivalente de 8,4 k Ω .

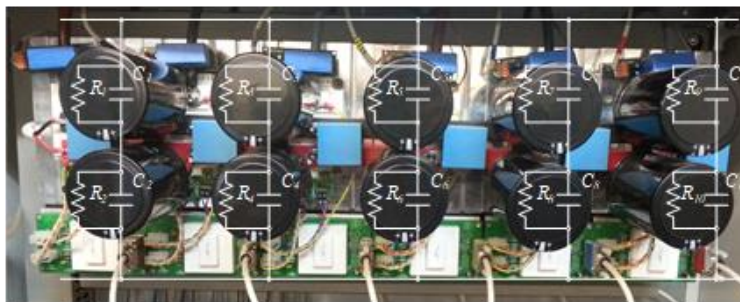


Figura 5.36. Configuração dos condensadores do barramento CC.

• Proteção do Barramento CC

O barramento CC é o estágio responsável pela alimentação do conversor de potência que aciona o motor. Como tal, é previsível que a tensão do barramento CC suba durante a travagem ou redução de velocidade do motor, uma vez que, durante estes processos, o motor passa a gerar energia, sendo esta enviada para o barramento CC. Deste modo, o protótipo VEV possui um circuito de proteção do barramento CC para 900 V de modo a limitar a tensão máxima do barramento CC aos valores nominais dos componentes, salvaguardando a

integridade dos componentes de possíveis danos provocados por sobretensões aos seus terminais. Este circuito de proteção do barramento CC encontra-se implementado na PCB desenvolvida pelo GEPE apresentada na Figura 5.37.



Figura 5.37. Placa de proteção do barramento CC para 900 V.

Quando uma tensão superior a 900 V é detetada no barramento CC, o circuito de alimentação do VEV é interrompido e simultaneamente é acionado um semicondutor de potência que canaliza a energia em excesso existente no sistema para uma resistência, a qual se designa de resistência de travagem. Durante este processo é acionado um erro que é utilizado pelas placas de comando para interromper as comutações dos semicondutores de potência.

5.3.4 Motor Elétrico

O motor elétrico utilizado neste projeto de dissertação foi o *JM 132M2 6* da fabricante *Seipee*. Trata-se de um motor de indução trifásico com rotor do tipo gaiola de esquilo com uma potência nominal de 5,5 kW e um binário de 57,1 Nm a uma velocidade de rotação de 920 rpm, segundo a sua chapa de características. Este encontra-se apresentado na Figura 5.39 acoplado a um freio eletromagnético que compõe a bancada de ensaios do GEPE, que permite testar o motor para diferentes valores de carga mecânica até um binário resistivo máximo de 30 Nm. Nesta figura apresentam-se também destacadas as soluções encontradas que tiveram de ser implementadas para tornar o acoplamento à bancada de ensaios possível, assim como as adaptações feitas para inserção do sensor para medição da velocidade no motor.

Relativamente ao acoplamento do motor à bancada de ensaios, o obstáculo inicial prendeu-se com o facto de os dois veios (o do motor e do freio) apresentarem diâmetros diferentes. Como tal, foi necessário projetar e conceber a manga metálica da Figura 5.38 (a) para o veio de menor diâmetro (veio do freio) de modo a que os dois veios em questão pudessem ser unidos por uma segunda manga metálica existente no laboratório.

O sensor de posição foi inserido na tampa a partir da qual é feita a ventilação do motor, com recurso a prototipagem 3D. Para tal, foram criadas as peças em PLA (*Polylactic Acid*) apresentadas na Figura 5.38 (b), sendo que uma delas tem como finalidade prolongar o veio

do motor de modo a que o íman que interage com o sensor de posição pudesse ficar acessível do lado exterior da tampa. As restantes duas peças têm como propósito a fixação do sensor de posição no centro da tampa do motor.

Para a fixação do motor à base da bancada de ensaios foi projetada e concebida a chapa metálica da Figura 5.38 (c), a qual foi afixada à superfície da mesa da bancada de ensaios com o intuito de disponibilizar furação compatível com os furos da base do motor.

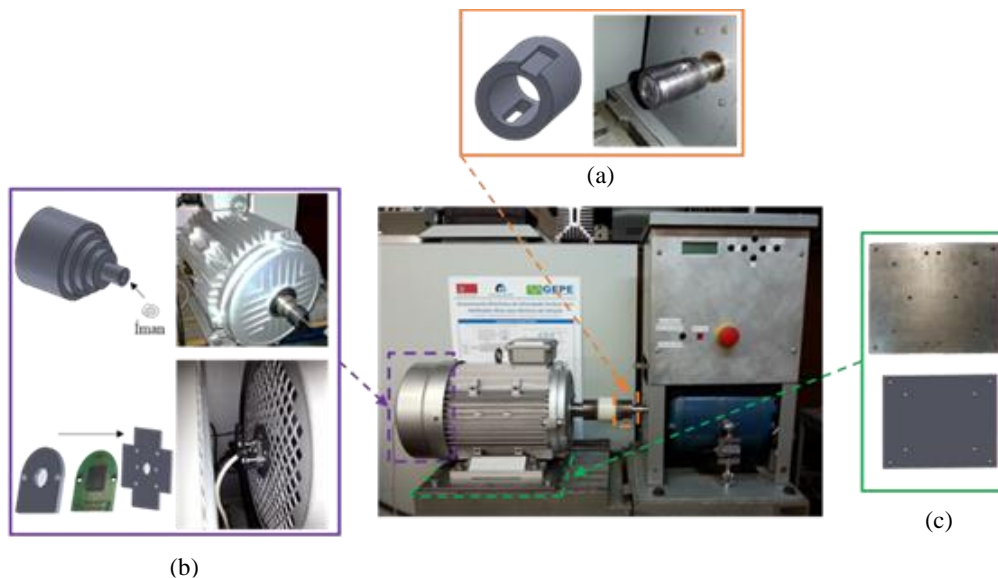


Figura 5.38. Bancada de ensaios e motor de indução utilizado, assim como as alterações efetuadas: (a) Manga metálica para veio do freio e respetivo desenho 3D desenvolvido; (b) Prototipagem 3D em PLA para fixação do íman e adaptação do sensor de posição; (c) Chapa metálica para fixação do motor à mesa da bancada de ensaios e respetivo desenho 2D.

Para conceção da manga metálica presente na Figura 5.38 (a) foi necessário recorrer-se a um torno mecânico e a uma fresadora, tendo-se para isso utilizado o laboratório do Departamento de Engenharia Mecânica da Universidade do Minho. Na Figura 5.39 pode ver-se duas das etapas envolvidas no fabrico da manga metálica referente ao desvaste exterior da peça (Figura 5.39 (a)) e da fresagem da mesma (Figura 5.39 (b)). Na Figura 5.39 (c) pode ver-se ainda o resultado final da peça já acoplada ao eixo do freio.

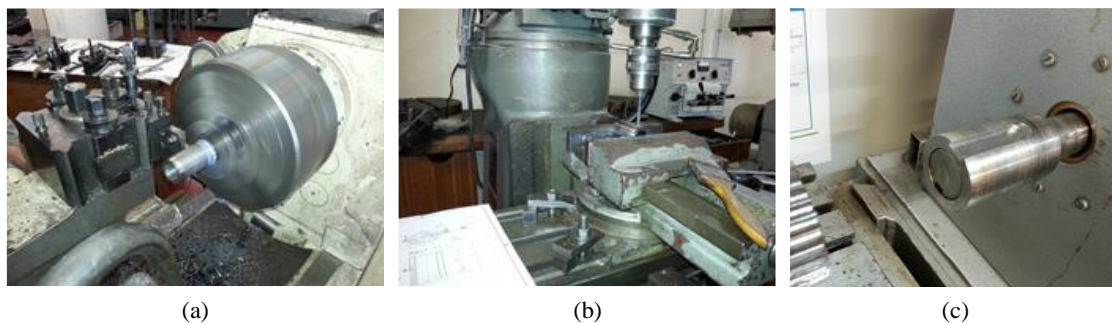


Figura 5.39. Etapas de conceção da manga metálica para acoplamento mecânico do motor ao freio: (a) Desvaste exterior da peça num torno mecânico; (b) Fresagem da peça; (c) Resultado da manga metálica já acoplada ao veio do freio.

É importante salientar que todas as peças produzidas foram, antes da sua construção, projetadas através do *software SolidWorks 2017*.

5.4 Conclusões

Ao longo deste capítulo foram apresentados os vários componentes necessários ao funcionamento do VEV. Numa fase inicial foi descrito o sistema de controlo, tendo sido apresentados todos os componentes utilizados, nomeadamente os sensores para medição das grandezas elétricas como tensões e correntes e também para medição da velocidade do motor. Além destes, foram abordadas as placas para condicionamento de sinal, as placas de comando, a placa com DAC necessária para monitorização das variáveis de controlo e, por fim, o “cérebro” de todo o sistema, o DSC, que processa toda a informação recebida e que, com base no algoritmo de controlo implementado, gera as respostas adequadas para o controlo dos conversores de potência. Foi ainda descrita a placa de relés, a qual visa o acionamento dos contactores através do DSC de forma isolada.

Apesar de grande parte do *hardware* utilizado no sistema de controlo já se encontrar implementado pelos investigadores e antigos alunos do GEPE, foi necessário desenvolver algumas PCBs de raiz, como foi o caso da placa de *Input/Output* utilizada, da placa de condicionamento de sinal para o sensor responsável pela medição da velocidade de rotação do motor, da placa que incorpora o circuito de *reset* dos ADCs presentes nas placas de condicionamento de sinal, e ainda da placa referente ao circuito conversor RS232 para comunicação série. É de referir que estas PCBs foram projetadas com recurso ao *software PADS Logic e PADS Layout*. Também referente ao sistema de controlo, foi desenvolvida uma GUI em *C#* para controlo e monitorização do VEV. No entanto, esta aplicação gráfica apenas foi validada para o controlo do retificador ativo, ficando a validação na íntegra como sugestão para trabalho futuro.

Após abordado o sistema de controlo passou-se à apresentação do sistema de potência, onde foi explicitado primeiramente o sistema de acoplamento à rede elétrica, o qual é iniciado com a pré-carga dos condensadores do barramento CC, seguido do acionamento do contactor que permite o *bypass* às resistências de pré-carga e, desta forma, a conexão direta à rede elétrica. De seguida, foram apresentados os constituintes dos conversores de potência (retificador e inversor), nomeadamente os componentes que permitem formar cada um dos braços dos dois conversores de potência, bem como os componentes que compõem o barramento CC. Assim, foram abordados os módulos de IGBTs utilizados, com as devidas proteções de *gate* e respetivos circuitos de *driver*, e os condensadores e proteções do barramento CC.

Por último, e ainda referente ao sistema de potência, foi apresentado o motor elétrico utilizado. Por forma a que fosse possível o seu acionamento com carga mecânica, foi necessária a utilização da bancada de ensaios do GEPE que possui um freio eletromagnético ao qual o motor elétrico foi acoplado. Para tornar possível este acoplamento, foram postas à prova competências de mecânica e de desenho técnico a duas e a três dimensões, tendo sido necessário projetar e conceber algumas peças metálicas, as quais foram trabalhadas no laboratório do Departamento de Engenharia Mecânica da Universidade do Minho. Para além destas, foi necessário encontrar soluções para a fixação do sensor de velocidade ao motor, o qual envolveu prototipagem rápida em PLA.

Capítulo 6

Resultados Experimentais

6.1 Introdução

Ao longo do presente capítulo são apresentados os resultados experimentais obtidos durante os testes realizados ao sistema que compõe o variador eletrónico de velocidade (VEV) com retificador ativo para motores de indução trifásicos.

Os resultados experimentais são apresentados de acordo com a sequência com que os mesmos foram obtidos. Como tal, em primeiro lugar, são expostos os testes realizados ao sistema de aquisição de dados, onde é analisada a linearidade dos valores obtidos a partir dos sensores de tensão e de corrente. Posteriormente, são exibidos os primeiros ensaios realizados aos conversores de potência, nos quais se procurou a verificação da frequência de comutação, bem como do *deadtime* existente entre as comutações dos semicondutores totalmente controláveis de um mesmo braço. Posto isto, de modo análogo às simulações apresentadas no Capítulo 4, os resultados são expostos, numa fase inicial, para cada um dos estágios de potência (retificador e inversor).

No que respeita ao retificador ativo, são apresentados os resultados obtidos para o sistema de sincronização com a rede elétrica, bem como para as técnicas de controlo de corrente e de tensão implementadas.

De seguida, são apresentados os resultados experimentais relativos ao inversor, os quais dizem respeito ao funcionamento do motor de indução em vazio e perante duas cargas distintas, uma carga de 3 Nm e outra de 5 Nm. Por fim, são exibidos os resultados obtidos durante o funcionamento integral do VEV, tanto no modo de tração como na situação de travagem e devolução de energia à rede elétrica. De referir que todos os resultados experimentais foram obtidos com o osciloscópio *DL708E* da *Yokogawa*.

6.2 Resultados dos Testes Realizados aos Sensores

Como abordado no capítulo anterior, o VEV possui sete sensores de tensão e seis sensores de corrente que adquirem os dados imprescindíveis ao correto funcionamento do algoritmo de controlo do VEV. Assim, de modo a averiguar a fiabilidade nas medições feitas por estes

sensores, foi analisada para cada um a linearidade das suas leituras. Posto isto, de seguida são apresentados os ensaios efetuados aos sensores de tensão e de corrente.

6.2.1 Linearidade dos Sensores de Tensão

Os ensaios aos sensores de tensão foram efetuados com recurso a duas fontes de tensão contínua cuja tensão de saída de cada uma é regulável até uma tensão máxima de 30 V. Uma vez limitado pela tensão máxima que cada fonte consegue fornecer, estas foram associadas em série de forma a conseguir-se uma tensão máxima regulável próxima de 60 V. Posto isto, o teste aos sensores consistiu na variação da tensão de entrada dos mesmos e registo do respetivo valor digital resultante da conversão do ADC (*Analog-to-Digital Converter*). Desta forma, foram obtidos os valores apresentados na Tabela 3.3 para um dos sensores de tensão. É importante referir que os testes foram realizados para todos os sensores de tensão, no entanto, dada a semelhança nos resultados obtidos (em termos de linearidade) para os sete sensores e para não tornar este documento extenso, optou-se por apresentar os dados relativos ao teste de apenas um sensor de tensão.

Tabela 6.1. Valores obtidos no teste de linearidade efetuado a um dos sensores de tensão.

Tensão aplicada ao sensor (V)	0,0	5,0	10,1	15,0	20,2	25,2	31,46	35,09	40,11	45,31	50,04	55,15	62,13
Valor digital dado pelo ADC	8	64	124	185	248	311	386	432	496	558	621	681	766

Com base na Tabela 6.1, foi obtido o gráfico da Figura 6.1, onde é visível a curva de linearidade do sensor de tensão, a qual, por análise, permite constatar que as medições feitas pelo sensor são lineares.

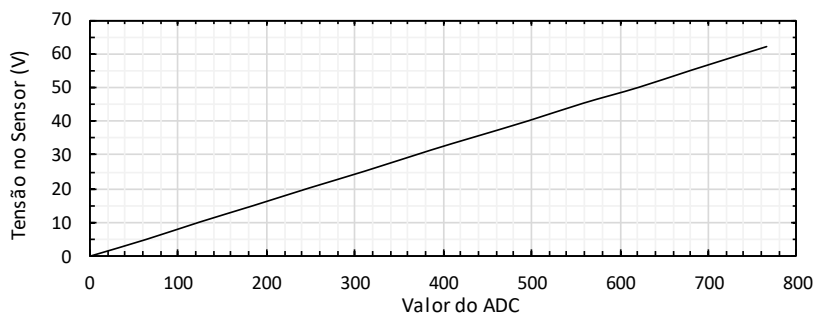


Figura 6.1. Linearidade de um dos sensores de tensão utilizados.

6.2.2 Linearidade dos Sensores de Corrente

Os testes experimentais realizados aos sensores de corrente foram efetuados variando-se a corrente que percorre os mesmos. Tal foi possível com recurso a duas fontes de corrente ligadas em paralelo que permitiram uma corrente máxima de saída de 10 A. Porém, dada a

gama de leituras do sensor de corrente utilizado (até 200 A), fez-se com que os sensores medissem correntes cerca de 10 vezes superiores. Tal foi possível aumentando-se, em 10 vezes, o número de espiras que atravessam o sensor de corrente utilizado. Todos os sensores de corrente foram submetidos ao teste em questão, no entanto, e pelas mesmas razões apresentadas anteriormente para os sensores de tensão, apenas são apresentados os resultados obtidos para um dos sensores de corrente, estando estes apresentados na Tabela 6.2.

Tabela 6.2. Valores obtidos no teste de linearidade efetuado a um dos sensores de corrente.

Corrente que atravessa o sensor (A)	0,0	10,0	20,1	29,8	40,1	50,5	62,2	69,9	80,1	90,0	99,6	110,0
Valor digital dado pelo ADC	12	172	345	511	688	867	1067	1199	1375	1544	1709	1888

Para os valores obtidos e apresentados na Tabela 6.2, foi traçado o gráfico da Figura 6.2, o qual representa a relação entre a corrente aplicada a um dos sensores de corrente utilizados e o respetivo valor digital, permitindo aferir a linearidade nas medições realizadas.

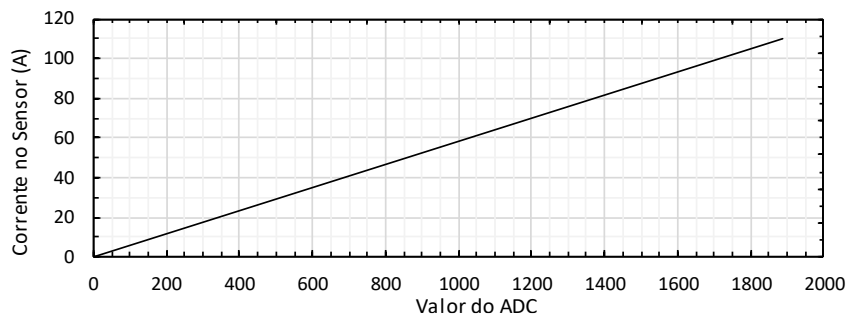


Figura 6.2. Linearidade de um dos sensores de corrente utilizados.

6.3 Resultados dos Testes Efetuados à Técnica de Modulação

Numa fase inicial, os dois conversores de potência foram sujeitos a testes que visaram validar, sobretudo, a configuração dos sinais PWM (*Pulse Width Modulation*) gerados pelo DSC (*Digital Signal Controller*) que são posteriormente aplicados nas *gates* dos semicondutores de potência totalmente controláveis. Assim, as preocupações nos testes apresentados neste item recaem principalmente na configuração da frequência de comutação e no *deadtime* dos sinais PWM.

Posto isto, o teste efetuado consistiu na sintetização, no DSC, de três sinusoides com frequência de 50 Hz desfasadas de 120°, que serviram de sinais de referência na técnica de modulação SPWM (*Sinusoidal Pulse Width Modulation*) utilizada. Para estes sinais de referência sintetizados, foram produzidos os pulsos da Figura 6.3 os quais foram medidos à saída da placa de *driver* de um dos módulos de IGBTs, ou seja, nas *gates* dos IGBTs de um braço de um dos conversores de potência.

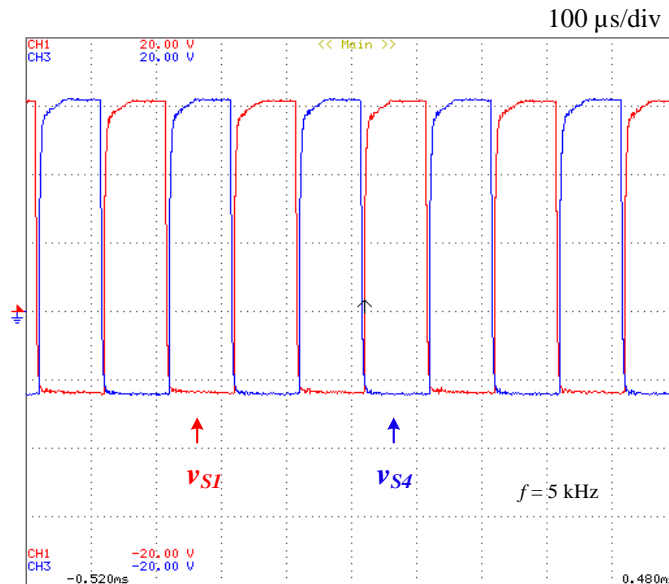


Figura 6.3. Sinais PWM (5 V/div) com frequência de 5 kHz aplicados a um braço de um dos conversores de potência.

Como se pode observar na figura anterior, os dois sinais PWM surgem, com frequência de comutação de 5 kHz, sempre opostos um ao outro, garantindo-se, deste modo, que os dois semicondutores não conduzem simultaneamente. Esta afirmação é apoiada pelo *deadtime* de 4 μs verificado na Figura 6.4, que pormenoriza um dos momentos de transição dos dois pulsos complementares v_{S1} e v_{S2} .

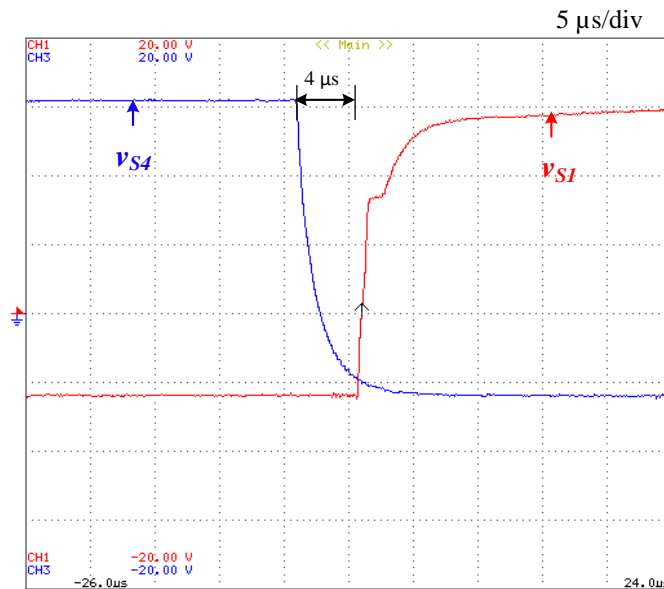


Figura 6.4. Detalhe dos sinais PWM (5 V/div) aplicados a um braço de um dos conversores de potência.

Por análise da figura acima, durante a transição ascendente da forma de onda de v_{S1} são visíveis três regiões que merecem especial análise. De forma a facilitar o entendimento destas três etapas foi elaborado o esquema da Figura 6.5. Como mostra esta figura, a transição ascendente enceta com o carregamento do condensador que representa a capacidade elétrica existente entre a *gate* e o emissor (C_{GE}). Posteriormente, segue-se a etapa marcada pela

plataforma de Miller, no qual se dá o carregamento do condensador C_{GC} existente entre a *gate* e o coletor do IGBT onde o tempo de carga é proporcional à tensão entre coletor e emissor (v_{CE}) [100]. Em consequência do aumento de v_{CE} , a tensão aos terminais de C_{GE} e C_{GC} também aumenta, resultando desta forma a terceira região, a qual finda com o alcance da tensão v_{CE} .

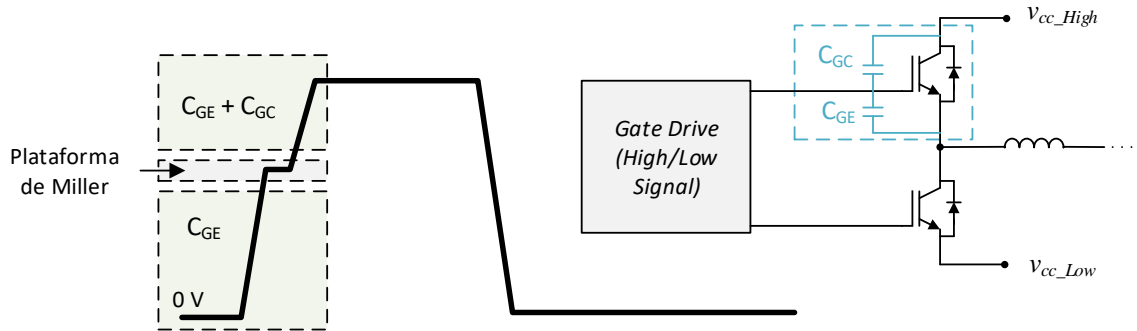


Figura 6.5. Característica do pulso de ativação de um IGBT no lado ascendente (baseado em [100]).

A razão pela qual foi escolhido o valor de 5 kHz para a frequência de comutação deve-se ao facto de o tempo de subida e descida verificados nos pulsos PWM serem elevados. Uma frequência de comutação maior implicaria valores de *duty-cycle* mais elevados ou, por outras palavras, pulsos mais curtos. Porém, quanto mais curtos forem os pulsos, mais a forma de onda se aproximará de um sinal triangular, podendo o IGBT, no pior caso, nem chegar a saturar. Esta situação encontra-se ilustrada na Figura 6.6, onde o tempo de subida e de descida é mantido e a frequência de comutação, f_c , é aumentada para o dobro.

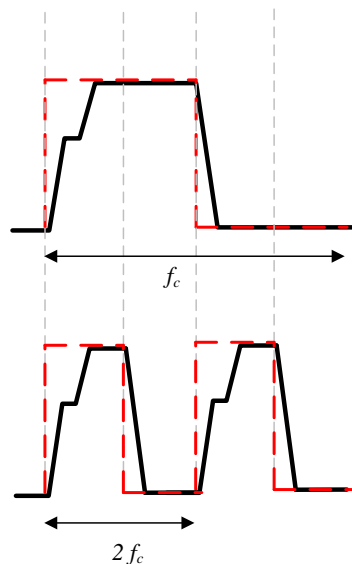


Figura 6.6. Ilustração da influência da frequência de comutação nos pulsos PWM nas *gates* dos IGBTs.

Tendo em conta o tempo de subida e de descida dos pulsos da Figura 6.4 (cerca de 15% do tempo a alto), por razões de segurança, definiu-se um índice de modulação máximo de 85%.

6.4 Resultados do Retificador Ativo

Neste item são apresentados os testes realizados ao retificador ativo. Com estes pretendeu-se validar o correto funcionamento do sistema de sincronização com a rede elétrica, do controlador da tensão do barramento CC e da técnica de controlo de corrente utilizada.

Como mencionado no Capítulo 5, por razões de segurança, a ligação à rede elétrica foi efetuada por intermédio de três transformadores monofásicos que, além de permitirem o isolamento galvânico, possibilitaram a utilização de um sistema trifásico de tensões com amplitudes abaixo da tensão da rede elétrica. A existência de *taps* nos transformadores permitiu aumentar o valor da tensão fornecida ao conversor até se atingirem valores de potência consideráveis, ainda que abaixo dos valores nominais. Assim, a maioria dos resultados finais foram obtidos para uma tensão simples da rede elétrica de 106 V de valor de pico, excetuando alguns casos particulares que foram obtidos para uma tensão simples da rede elétrica de 35 V de valor de pico.

6.4.1 Resultados do Sistema de Sincronização com a Rede Elétrica

Ao longo deste documento foi enfatizada a importância da geração de sinais devidamente sincronizados com as componentes fundamentais da rede elétrica para o correto funcionamento do VEV.

Posto isto, a Figura 6.8 apresenta as formas de onda da tensão simples na fase *a* (v_a) e o sinal de saída, pll_a , dado pela malha de captura de fase (PLL). A Figura 6.8 (a) apresenta o estado transitório de ligação à rede elétrica. Como é visível, o sincronismo entre os sinais v_a e pll_a é alcançado ao fim de três ciclos da tensão da rede elétrica. Já depois de atingido o sincronismo, como indica a Figura 6.8 (b), verifica-se que o sistema de controlo produz de forma correta um sinal sinusoidal apesar da distorção existente na tensão da rede elétrica. É importante destacar que as formas de onda apresentadas foram obtidas através da placa com conversor digital para analógico (DAC), sem a qual não seria possível observar as formas de onda dos sinais da PLL. De referir também que os testes à PLL, com exceção de todos os restantes resultados experimentais, foram obtidos para tensões simples da rede elétrica com valor de pico aproximado de 35 V.

Na Figura 6.8 são apresentados os sinais da PLL sintetizados para as três tensões simples da rede elétrica em regime permanente. Como se pode constatar, os três sinais produzidos (pll_a , pll_b e pll_c) mantêm o sincronismo com as respetivas tensões (v_a , v_b e v_c), tal como pretendido.

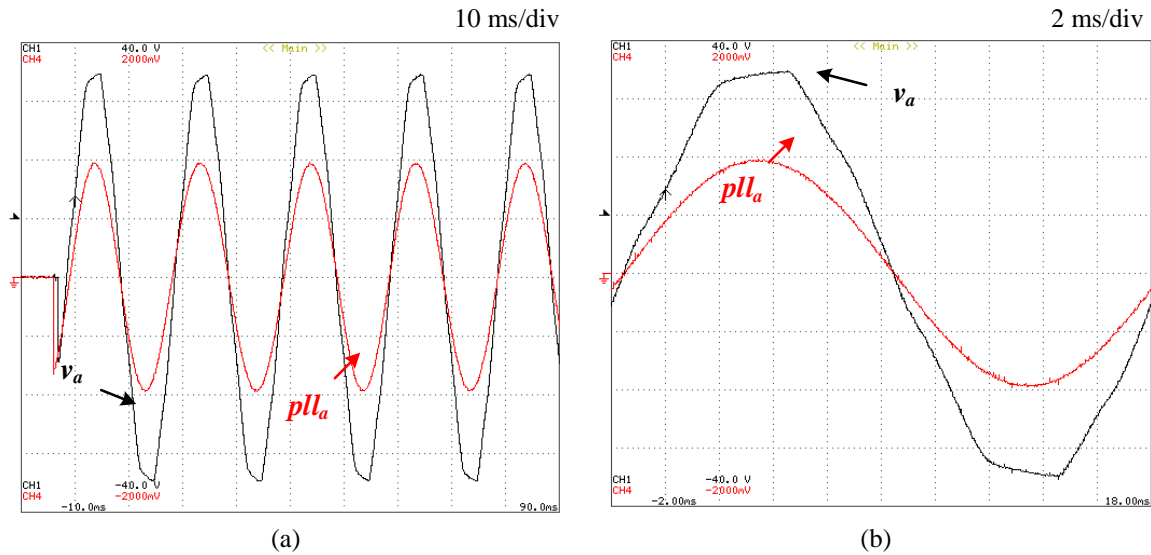


Figura 6.7. Formas de onda relativas ao processo de sincronização com a rede elétrica: (a) Regime transitório da sincronização da PLL (CH4: 0,5 V/div) com a tensão da fase v_a da rede elétrica (v_a) (CH1: 10 V/div); (b) Pormenor das formas de onda de v_a e pll_a em regime permanente.

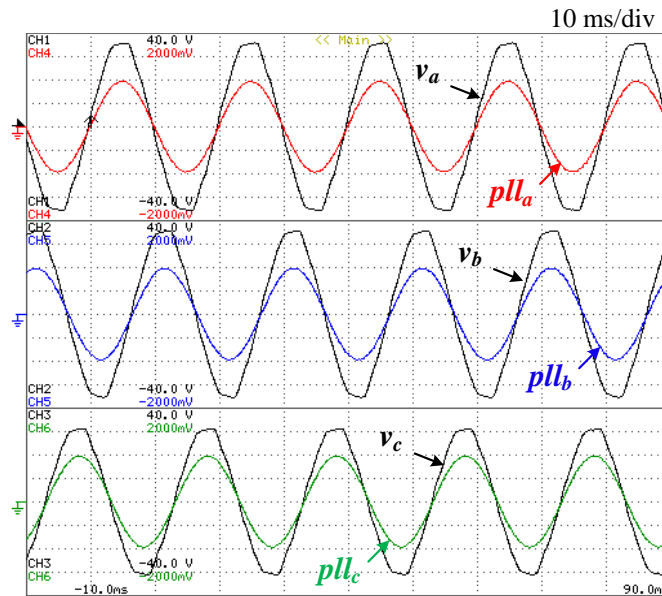


Figura 6.8. Sincronização dos sinais PLL (0,5 V/div) com as respectivas tensões simples da rede elétrica (10 V/div).

6.4.2 Resultados do Controlo da Tensão do Barramento CC e do Controlo de Corrente

Na Figura 6.9 encontra-se o circuito de potência utilizado para obtenção dos resultados experimentais relativos ao funcionamento do retificador ativo. Como se pode ver, a tensão da rede elétrica é reduzida de 230 V a 75 V eficazes através da utilização de um grupo de três transformadores com os enrolamentos do lado primário e secundário conectados em estrela. No barramento CC foi colocada uma carga resistiva R_{carga} de valor 25 Ω em série com um disjuntor que permite que a certa altura esta possa ser adicionada ou removida do barramento CC. Com isto, pretendeu-se a validação do controlo da tensão do barramento CC

e simultaneamente o controlo de corrente preditivo. Os valores das três bobinas de acoplamento à rede elétrica (L_a , L_b e L_c), do condensador (C_{eq}) e da resistência equivalente (R_{eq}) presentes no barramento CC são, respetivamente, 5 mH, 5,5 mF e 8,4 k Ω .

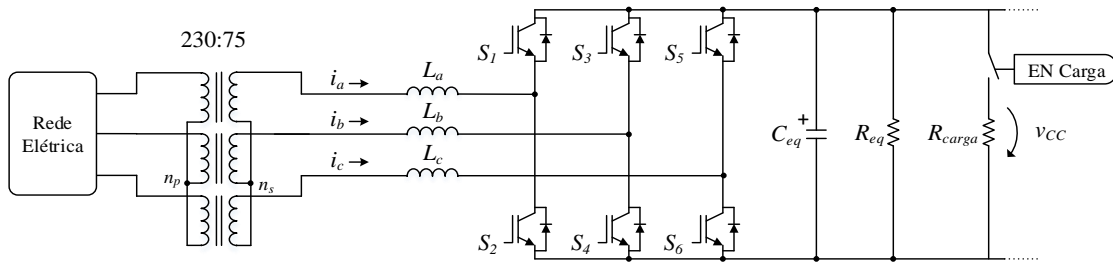


Figura 6.9. Circuito de potência utilizado na obtenção dos resultados experimentais do retificador ativo.

Na Figura 6.10 são apresentados os resultados obtidos no funcionamento do retificador com o sistema de controlo desabilitado e com a carga R_{carga} acoplada. Nestas condições, o retificador opera como um simples retificador a díodos, pelo que a tensão do barramento CC assume o valor de pico da tensão composta da rede elétrica.

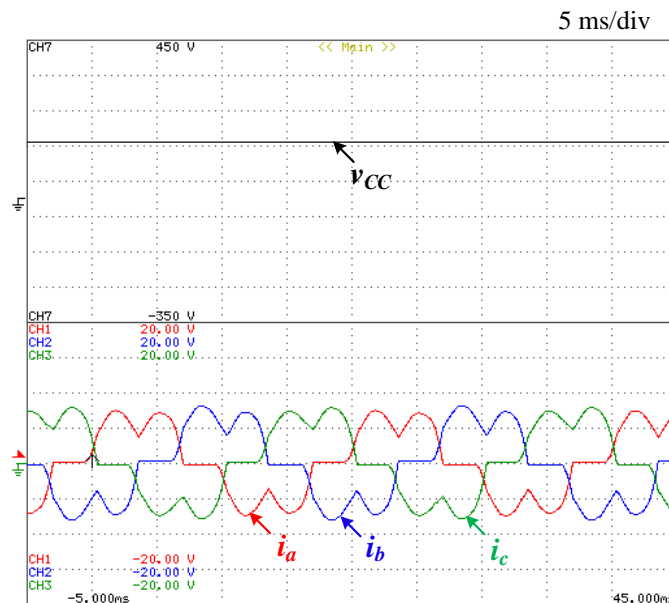


Figura 6.10. Operação do conversor CA-CC não controlado: tensão do barramento CC (100 V/div) e correntes consumidas nas três fases à entrada do retificador (5 A/div).

Tendo em conta o valor da tensão no secundário dos transformadores de 75 V eficaz e o índice de modulação utilizado de 85%, a tensão mínima a partir da qual a tensão do barramento CC pode ser regulada (sem considerar a queda de tensão nas bobinas de acoplamento à rede) é de 216 V. Posto isto, optou-se por uma tensão de referência para o barramento CC de 250 V de valor médio. Nestas condições, foram obtidos os resultados da Figura 6.12 relativos à tensão do barramento CC (v_{cc}) e das correntes consumidas pelo retificador ativo (i_a , i_b e i_c) durante a etapa de regulação da tensão do barramento CC. Como explicado no Capítulo 4, a tensão do barramento CC segue uma referência fornecida em

rampa, sendo esta a razão da baixa amplitude (cerca de 1 V) das correntes absorvidas. Como se pode observar também, a tensão v_{cc} assume o valor de 250 V em regime permanente, tal como esperado. De referir que estes resultados foram obtidos perante a ausência da carga R_{carga} . Esta deverá entrar apenas quando a tensão v_{cc} já se encontrar estabilizada.

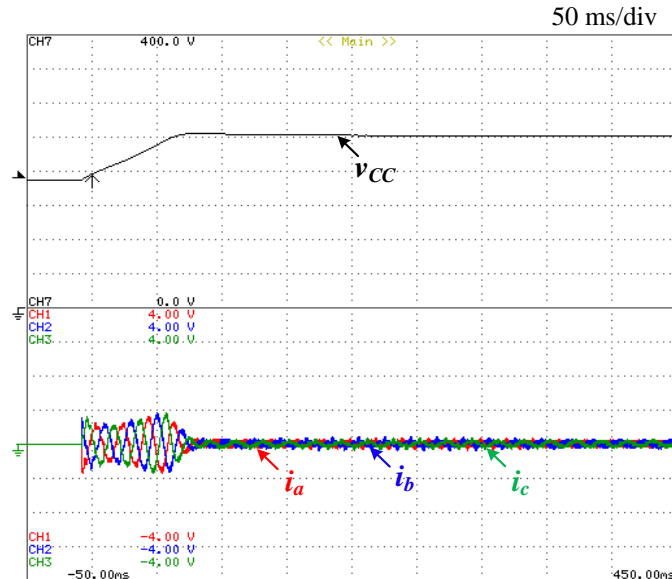


Figura 6.11. Resultados obtidos no início da etapa de regulação do barramento CC: tensão do barramento CC (50 V/div) e correntes consumidas nas três fases à entrada do retificador (1 A/div).

Ao fim de algum tempo, estando a tensão do barramento CC (v_{cc}) regulada, é colocada em funcionamento a carga R_{carga} , tendo-se obtido os resultados da Figura 6.12.

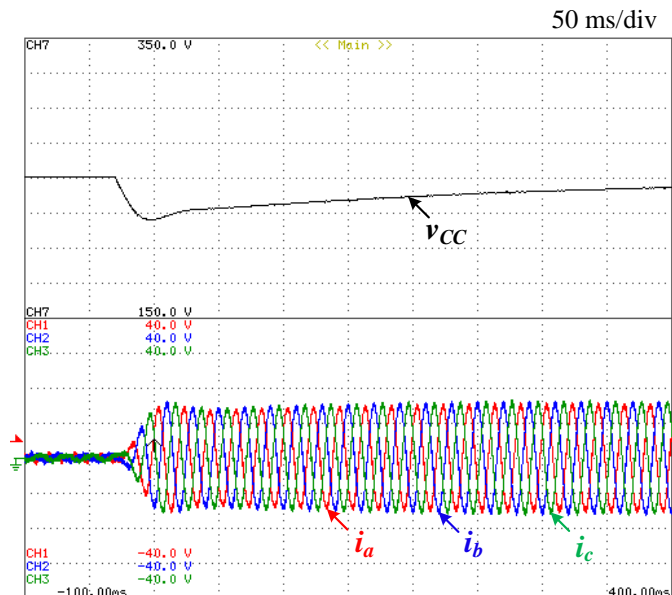


Figura 6.12. Resultados obtidos perante a entrada em funcionamento de uma carga de 25Ω aos terminais do barramento CC após regulação de v_{cc} em 250 V: tensão do barramento CC (50 V/div) e correntes (10 A/div) nas três fases à entrada do retificador.

A entrada da carga encontra-se marcada pela cava de cerca de 75 V a partir da qual se verifica um aumento das correntes de entrada (i_a , i_b e i_c), as quais, em regime permanente, assumem

um valor de pico aproximado de 17 A, totalizando, assim, uma potência ativa trifásica à entrada do retificador de 2,705 kW.

Na Figura 6.13 encontram-se apresentados os resultados obtidos para as correntes (i_a , i_b e i_c) e as respetivas tensões (v_a , v_b e v_c) à entrada do retificador ativo. Como se pode ver, as correntes apresentam-se sinusoidais e em fase com as tensões da rede elétrica. Além disso, apresentam um *ripple* bastante inferior ao obtido nas simulações. Isto deve-se ao facto de a tensão usada no barramento CC (250 V) ser bastante inferior à usada em simulação (800 V), uma vez que o *ripple* da corrente é diretamente proporcional a v_{cc} .

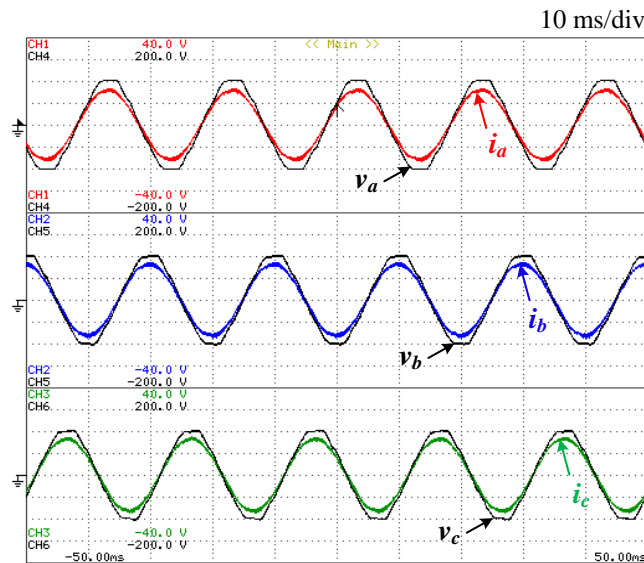


Figura 6.13. Resultados obtidos para as correntes (10 A/div) e tensões (50 V/div) à entrada do retificador em regime permanente quando este alimenta uma carga resistiva de 25 Ω.

Para as correntes i_a , i_b e i_c , apresentadas anteriormente, foram obtidos através de um medidor de QEE, *Fluke 434*, os respetivos valores de THD% de 1,6%, 1,4% e 1,7%, os quais se revelaram bastante satisfatórios. Estes encontram-se apresentados na Figura 6.14.

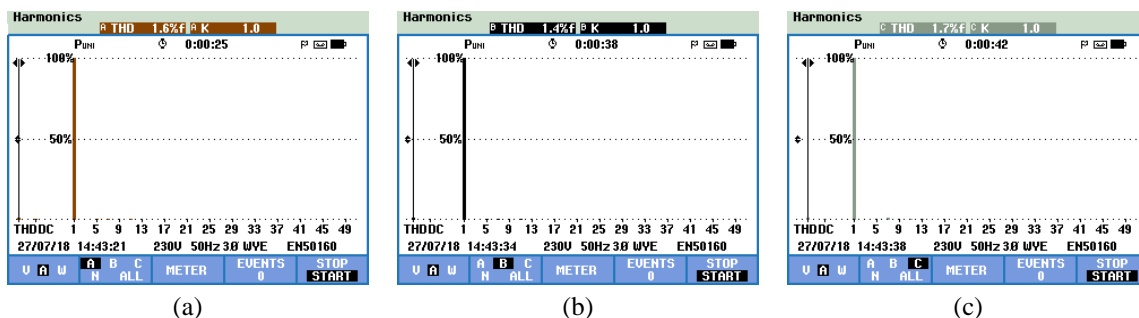


Figura 6.14. Gráficos de THD% das correntes à entrada do retificador ativo: (a) Fase a; (b) Fase b; (c) Fase c.

Na Figura 6.15, encontram-se detalhadas as correntes (i_a , i_b e i_c) consumidas pelo retificador ativo apresentadas na Figura 6.13, bem como as respetivas correntes de referência (i_{a_ref} , i_{b_ref} e i_{c_ref}), tendo sido utilizada a placa com DAC para obtenção dos resultados. Nos picos é visível um ligeiro afastamento entre a corrente medida e a corrente de referência. Como

explicado no Capítulo 4, esta diferença, ainda que diminuta, deve-se ao *deadtime* usado nas comutações dos semicondutores totalmente controláveis, durante o qual o sistema de controlo não exerce o devido efeito no conversor, refletindo-se, desta forma, no controlo de corrente.

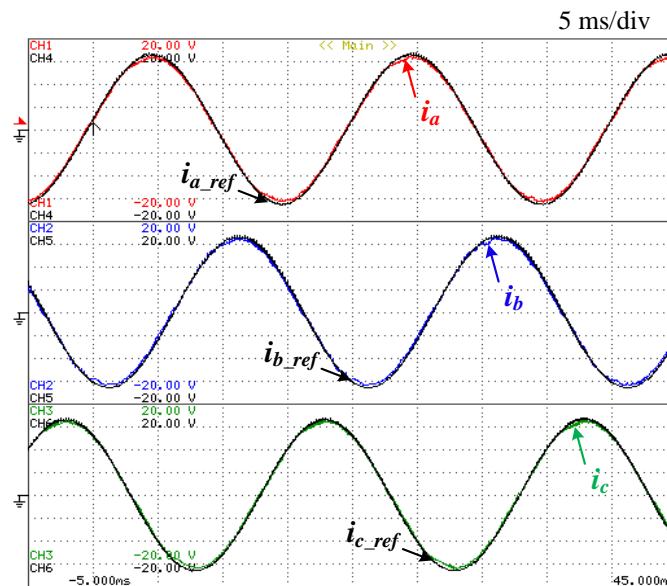


Figura 6.15. Correntes consumidas (5 A/div) e respetivas correntes de referência à entrada do retificador, sem compensação do *deadtime*.

Na Figura 6.16 encontram-se os resultados obtidos das correntes consumidas pelo retificador para o caso em que o *deadtime* é compensado. Tal compensação, como se pode observar, permitiu o acréscimo da amplitude das formas de onda das correntes i_a , i_b e i_c e, com isto, uma maior proximidade com as correntes de referência (i_{a_ref} , i_{b_ref} e i_{c_ref}). No entanto, na passagem por zero verificou-se um ligeiro desvio da corrente de referência, ainda que este seja praticamente impercetível.

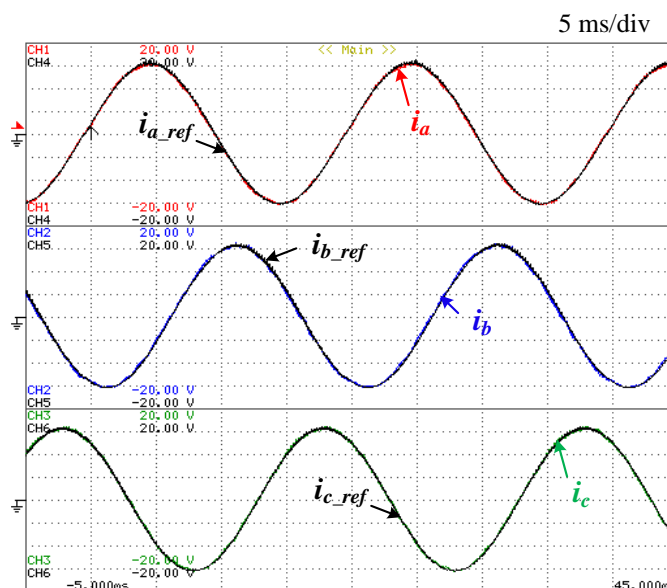


Figura 6.16. Correntes consumidas (5 A/div) e respetivas correntes de referência à entrada do retificador, com compensação do *deadtime*.

Apesar de se pretender que grande parte do tempo o conversor CA-CC funcione como retificador ativo, este pode também funcionar como inversor, nomeadamente nas situações de travagem do motor de indução. Deste modo, para validar o seu funcionamento como inversor, foi utilizado o circuito da Figura 6.17, onde foi colocada uma fonte de tensão contínua de 120 V com o objetivo de simular a regulação do barramento CC. Esta tensão contínua foi imposta na prática por quatro fontes de tensão ligadas em série, cada uma com um máximo de 30 V. Devido ao valor de tensão total debitada por estas, foi utilizada uma tensão simples para a rede elétrica de 25 V eficaz.

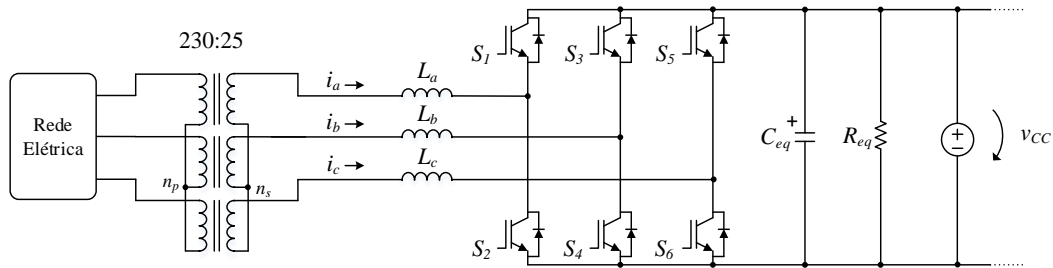


Figura 6.17. Circuito de potência utilizado na obtenção dos resultados experimentais do funcionamento do conversor CA-CC como inversor.

Estando a tensão do barramento definida, estipulou-se uma corrente de referência com valor de amplitude de 1 A, tendo-se obtido os resultados da Figura 6.18 (a). Nesta figura é possível observar a oposição de fase das correntes face às respetivas tensões, permitindo concluir a injeção de corrente na rede elétrica. De seguida, procedeu-se da mesma forma, mas para uma corrente de referência de 2 A de pico, estando o resultado obtido presente na Figura 6.18 (b). De notar que as correntes obtidas foram sujeitas a um filtro passa-baixo com frequência de corte igual a 50 kHz.

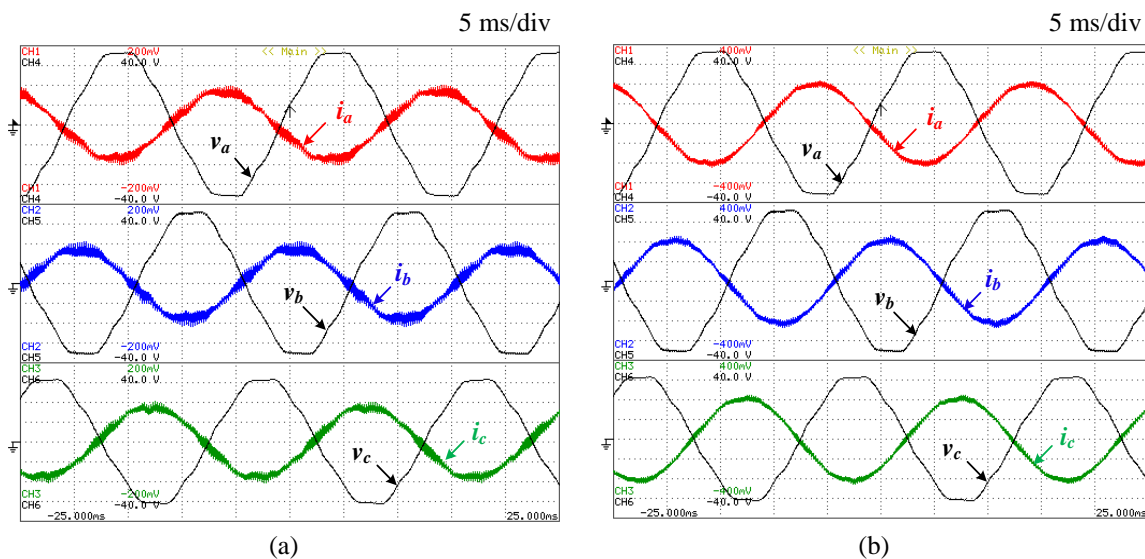


Figura 6.18. Correntes nas três fases da rede elétrica e respetivas tensões simples (40 V/div), durante o funcionamento do conversor CA-CC como inversor: (a) Correntes com 1 A de pico (0,5 A/div); (b) Correntes com 2 A de pico (1 A/div).

Com os resultados da Figura 6.18, verificou-se que a distorção harmónica das correntes injetadas na rede elétrica é tanto maior quando menor for a amplitude das mesmas, o que é expectável, tendo em conta que a relação sinal-ruído aumenta.

6.5 Resultados do Sistema de Tração

Os resultados do sistema de tração foram obtidos com recurso à bancada de ensaios introduzida no Capítulo 5 e que se encontra apresentada na Figura 6.19, onde é visível também o motor elétrico. De referir que o motor utilizado, bem como as suas características, encontra-se apresentado no Capítulo 4.

Relativamente à bancada de ensaios, esta permite aplicar uma carga constante a máquinas elétricas rotativas, a qual é controlada por intermédio de um autotransformador variável (Figura 6.19 (b)) que se encontra presente na parte superior da bancada e que permite o ajuste da tensão aplicada ao freio eletromagnético que a bancada possui. A existência de uma célula de carga permite medir o binário exercido no freio, sendo o valor medido apresentado num LCD (*Liquid Crystal Display*) presente na parte frontal da bancada de ensaios [101].

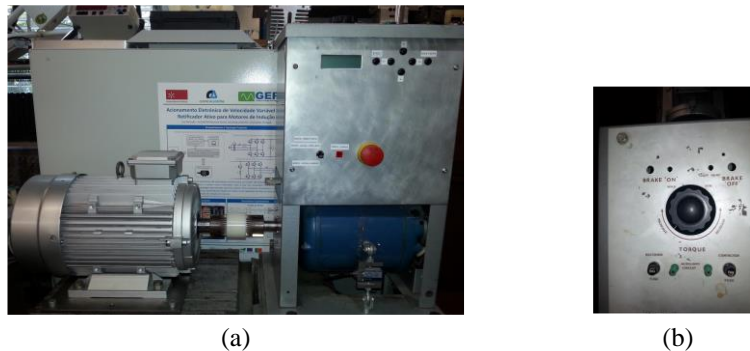


Figura 6.19. Bancada de ensaios do GEPE: (a) Bancada de ensaios com motor acoplado; (b) Autotransformador variável da bancada de ensaios para definição do valor (binário) de carga.

Posto isto, de seguida são apresentados os resultados experimentais resultantes dos testes realizados ao controlador do sistema de tração com o motor a operar em vazio, i.e., sem carga acoplada ao seu eixo, e perante carga. É importante realçar que, nos resultados a seguir apresentados, todas as correntes medidas e a tensão do barramento CC foram sujeitas, respetivamente, a um filtro passa-baixo de frequência de corte igual a 50 kHz e 5 kHz. De referir também que a velocidade de rotação do motor, bem como a sua velocidade de referência, foram obtidas por intermédio da placa com DAC. É também importante realçar que os ganhos do controlador proporcional-integral (PI) da velocidade de rotação do motor foram obtidos empiricamente para cada situação de funcionamento, tendo com isto surgido

vários resultados experimentais. Porém, serão apenas apresentados os melhores resultados obtidos.

6.5.1 Motor a Operar em Vazio

Para obtenção dos resultados experimentais relativos ao funcionamento do motor em vazio foi tido em conta o circuito de potência da Figura 6.20. Para tal, recorreu-se novamente a quatro fontes de tensão contínua ligadas em série, as quais permitiram o fornecimento de 120 V ao barramento CC. De forma a proteger a fonte contra eventuais sobretensões, esta foi conectada ao barramento CC através de uma ponte retificadora a díodos. De notar que o barramento CC podia ter sido alimentado pela rede elétrica através dos díodos que se encontram em antiparalelo com cada um dos semicondutores totalmente controláveis que compõem o estágio retificador. Porém, numa fase inicial, na validação do estágio inversor, a opção pelas fontes de tensão consistiu numa solução mais prática, na medida em que permitiu direcionar os esforços apenas para o controlo do sistema de tração facilitando, desta forma, o processo de depuração.

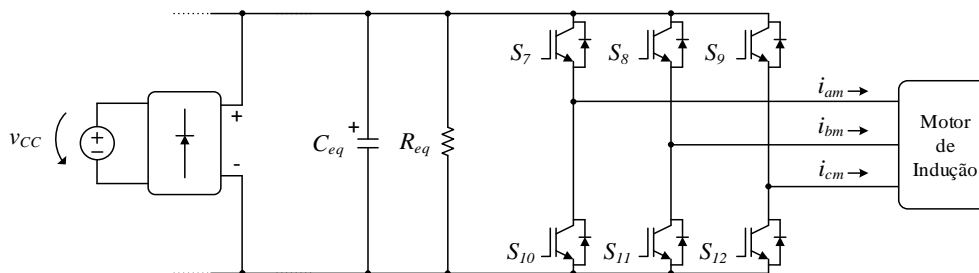


Figura 6.20. Circuito de potência utilizado na obtenção dos resultados experimentais do sistema de tração com barramento CC alimentado a 120 V a partir de fontes de tensão contínua.

Os resultados experimentais do funcionamento do motor em vazio foram obtidos sem qualquer tipo de carga acoplada ao eixo do motor. Dada a ausência de carga, o motor consome apenas correntes associadas às suas perdas, as quais podem ser decompostas na corrente consumida pela indutância de magnetização do motor e na corrente consumida pela resistência de perdas no ferro. Na Figura 6.22 são apresentados os resultados experimentais obtidos para o ensaio em vazio. As correntes (i_{am} , i_{bm} , i_{cm}) consumidas pelo motor apresentam-se sinusoidais com um valor de pico de cerca de 1 A, quando o motor opera com uma velocidade de rotação (n) de 300 rpm. Na figura, é possível observar também a tensão do barramento CC, a qual foi imposta, como referido, em 120 V.

A inversão do sentido de rotação do motor foi validada com o motor a operar em vazio. Assim, definiu-se uma velocidade de referência de 500 rpm tendo-se, a certa altura, invertido o sentido de rotação. Este teste efetuado encontra-se demonstrado na Figura 6.22.

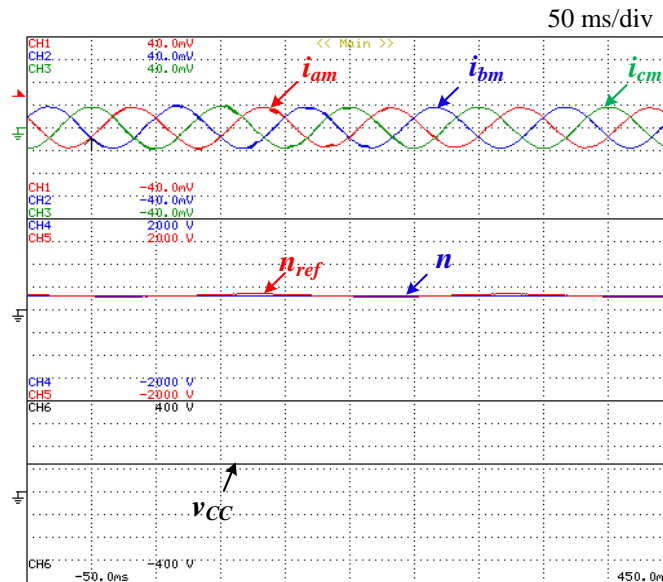


Figura 6.21. Resultados obtidos no funcionamento do motor em vazio: correntes (i_{am} , i_{bm} e i_{cm}) consumidas pelo motor (1 V/div), velocidade de rotação do motor (n) e respetiva velocidade de referência (n_{ref}) (500 rpm/div) e tensão (v_{cc}) do barramento CC (100 V/div).

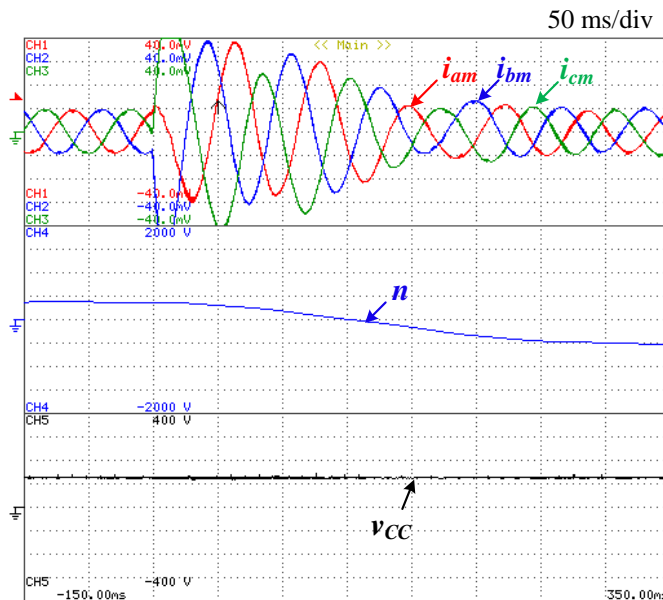


Figura 6.22. Resultados obtidos durante a inversão do sentido de rotação do motor no funcionamento deste em vazio: correntes (i_{am} , i_{bm} e i_{cm}) consumidas pelo motor (1 A/div); velocidade (n) de rotação do motor (500 rpm/div) e tensão (v_{cc}) do barramento CC (100 V/div).

Como se pode observar, durante o funcionamento a 500 rpm as correntes absorvidas pelo motor seguem a sequência i_{am} , i_{bm} , i_{cm} . Após ordem de inversão, as correntes i_{bm} e i_{cm} são invertidas em consequência da troca de duas das fases que alimentam o motor (travagem por contra-corrente) pelo sistema de controlo, passando a sequência a ser i_{am} , i_{cm} , i_{bm} . Desta forma, o motor passa a operar a 500 rpm mas em sentido oposto ao inicial.

Durante a inversão da rotação do motor, era expectável obter-se uma sobretensão no barramento CC. Porém, tal não se verificou devido a vários fatores dos quais se podem enumerar: a robustez do barramento CC dada a grande carga capacitiva que detém; a baixa

acentuação da referência em rampa calculada pelo sistema de controlo através da referência fornecida em degrau de 500 rpm; o baixos ganhos utilizados no controlador PI da velocidade; a ausência de carga acoplada ao motor a qual é responsável pela baixa amplitude das correntes consumidas, assim como o próprio motor que possui potência nominal bastante abaixo daquela para o qual o VEV foi dimensionado (55 kW).

Posto isto, aumentou-se ao ganho proporcional do controlador PI da velocidade e também ao valor da variável que permite definir o declive das rampas de aceleração e desaceleração, tendo-se obtido os resultados da Figura 6.23 para referências de velocidade de 800 rpm, 700 rpm, 600 rpm e 500 rpm.

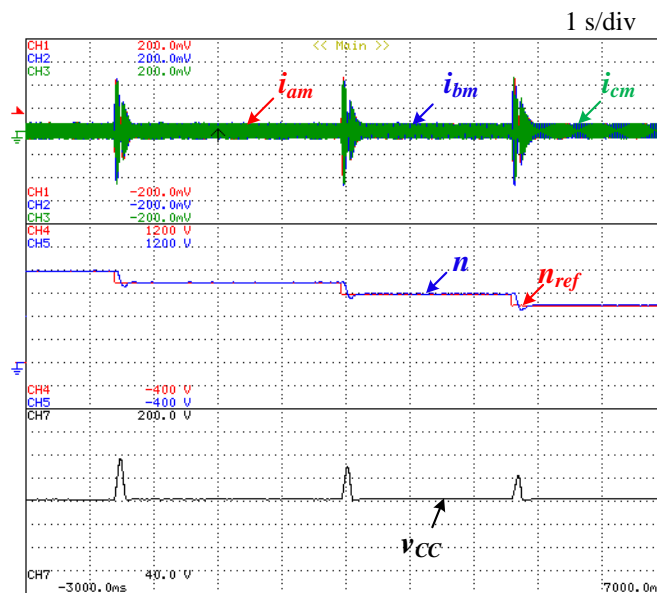


Figura 6.23. Resultados obtidos durante o funcionamento do motor em vazio para diferentes velocidade de rotação: correntes (i_{am} , i_{bm} e i_{cm}) consumidas pelo motor (5 A/div); velocidade (n) de rotação do motor (200 rpm/div) e tensão (v_{cc}) do barramento CC (20 V/div).

Como se pode observar, a velocidade (n) de rotação do motor segue devidamente a velocidade de referência (n_{ref}). Nas transições entre velocidades, as sobretensões existentes no barramento CC indicam a ocorrência de travagem regenerativa, onde a energia gerada pelo motor foi utilizada para carregar os condensadores do barramento CC. A máxima sobretensão ocorrida verifica-se na transição para a velocidade de 700 rpm, a qual apresenta um pico de 180 V (60 V acima da tensão definida para o barramento CC). Por outro lado, a sobretensão menos significativa apresenta-se com um valor de 155 V na passagem da velocidade de rotação do motor de 600 rpm para 500 rpm. Estes valores estão diretamente relacionados com o binário eletromagnético necessário para vencer a inércia do motor, a qual se verifica ser maior a altas rotações.

6.5.2 Motor a Operar com Carga

Os resultados obtidos durante o funcionamento do motor em carga tiveram como base o circuito da Figura 6.24. As fontes de tensão contínua foram removidas passando o barramento CC a ser alimentado a partir da rede elétrica, através dos díodos de cada um dos semicondutores totalmente controláveis do estágio retificador. Tal alteração deveu-se ao facto de ser necessário níveis superiores de potência para acionar o motor perante cargas acopladas ao seu eixo. Assim, a tensão da rede (75 V) foi retificada, resultando numa tensão do barramento CC próxima ao valor de pico da tensão composta, a qual não é igualada devido às quedas de tensão nas bobinas de acoplamento à rede elétrica, às quedas de tensão nos díodos do conversor e também devido ao valor de resistência equivalente de 8,4 kΩ no barramento CC que, apesar de não ser propriamente baixo, não é desprezável.

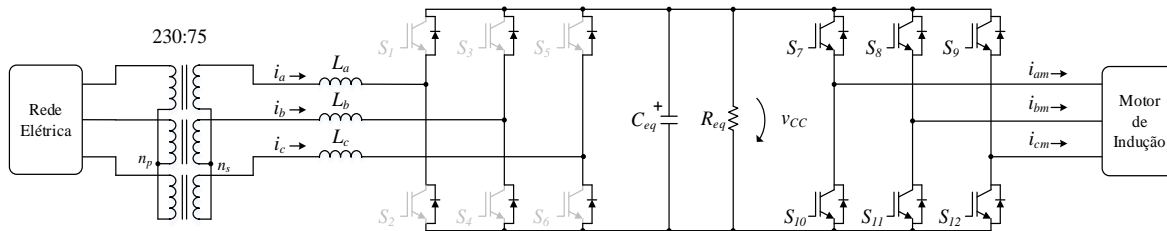


Figura 6.24. Circuito de potência utilizado na obtenção dos resultados experimentais do sistema de tração com barramento CC alimentado a partir da rede elétrica.

Na Figura 6.25 encontra-se o resultado obtido durante o funcionamento do motor perante uma carga de 3 Nm para quatro velocidades de referência dadas num intervalo de tempo de 10 s. Inicialmente, o motor encontrava-se a rodar com uma velocidade de rotação de 200 rpm num dado sentido. Ao fim de cerca de 1 s inverteu-se o sentido de rotação deste. Neste instante, como a figura mostra, deu-se a travagem por contra-corrente até a velocidade se anular, tendo a tensão do barramento CC sofrido um ligeiro aumento. A partir desta velocidade (0 rpm) o motor entrou em aceleração até atingir a velocidade de referência de 200 rpm, a qual se verifica ao fim de 2 s. Durante esta aceleração, em consequência das correntes consumidas (cerca de 15 A de pico), é notável o surgimento de uma cava na tensão do barramento CC de aproximadamente 23 V.

Posteriormente, foram definidas mais duas novas velocidades de referência de 450 rpm e 600 rpm, tendo-se verificado novas cavas na tensão do barramento CC, como seria de esperar. Verificou-se que após atingida a velocidade de referência definida, o motor consegue manter-se à velocidade programada. Foi possível verificar também que, à medida que a velocidade de rotação do motor aumentava, o desvio em relação à velocidade de referência também aumentava.

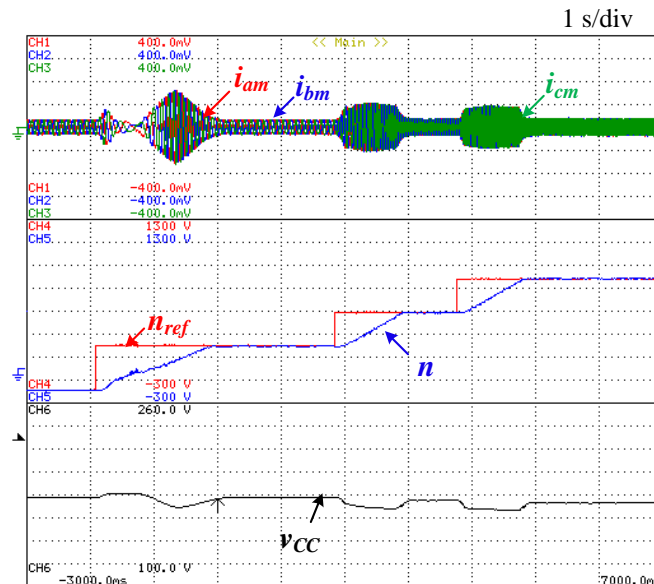


Figura 6.25. Resultados obtidos no funcionamento do motor perante uma carga de 3 Nm: correntes (i_{am} , i_{bm} e i_{cm}) consumidas pelo motor (10 A/div), velocidade de rotação do motor (n) e respetiva velocidade de referência (n_{ref}) (200 rpm/div) e tensão (v_{cc}) do barramento CC (20 V/div).

Posteriormente, com o motor a operar a uma velocidade de rotação de 500 rpm com a carga de 3 Nm, a certa altura, esta mesma carga foi aumentada em 2 Nm, perfazendo desta forma uma carga total acionada de 5 Nm. Assim, foi obtido o resultado da Figura 6.26. Após entrada da carga, mais uma vez, foi possível observar uma cava de tensão no barramento CC, bem como o aumento das correntes consumidas de aproximadamente para o dobro. Neste teste realizado verificou-se também que o motor assumiu uma velocidade de rotação em torno de 490 rpm, cerca de 10 rpm abaixo do valor definido.

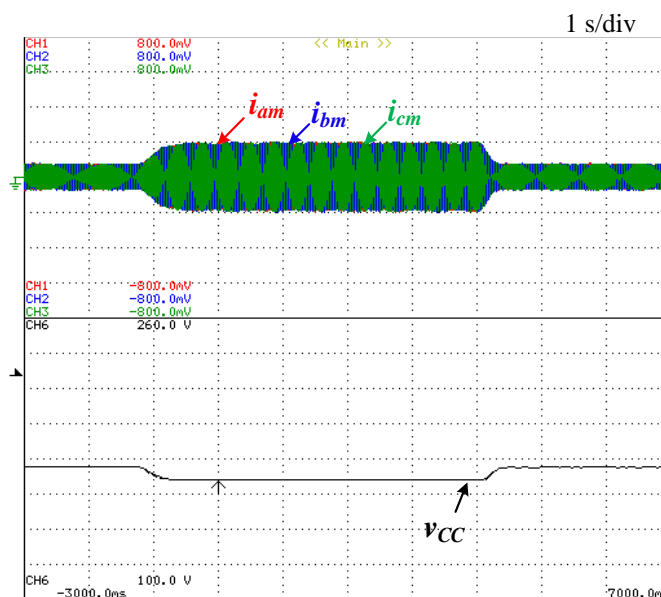


Figura 6.26. Resposta do controlador após um aumento de carga em 2 Nm à velocidade de 500 rpm: correntes (i_{am} , i_{bm} e i_{cm}) consumidas pelo motor (20 A/div) e tensão (v_{cc}) do barramento CC (20 V/div).

De seguida, simulou-se o comportamento do motor com um binário de carga aplicado de 5 Nm para diferentes velocidades de rotação. O resultado obtido encontra-se na Figura 6.27.

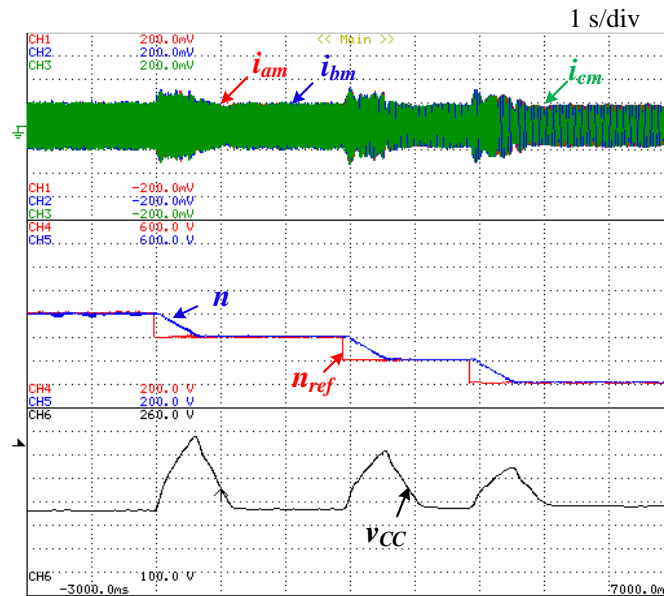


Figura 6.27. Resultados obtidos no funcionamento do motor perante uma carga de 5 Nm: correntes (i_{am} , i_{bm} e i_{cm}) consumidas pelo motor (5 A/div), velocidade de rotação do motor (n) e respetiva velocidade de referência (n_{ref}) (50 rpm/div) e tensão (v_{cc}) do barramento CC (20 V/div).

Durante os primeiros dois segundos é visível uma oscilação da velocidade de rotação do motor em torno da velocidade de referência de 400 rpm. Esta oscilação tende a diminuir à medida que a velocidade de rotação diminui, como se pode ver na Figura 6.27. Durante as trocas de velocidade é possível observar o carregamento dos condensadores do barramento CC, tendo-se verificado uma tensão máxima no barramento CC próxima de 240 V na transição da velocidade de 400 rpm para 350 rpm. Como nestes testes realizados foi utilizado um retificador passivo a díodos, a corrente não tem como fluir para a rede elétrica, pelo que a energia gerada pelo motor durante a travagem é armazenada nos condensadores do barramento CC.

6.6 Resultados do VEV

Neste tópico são apresentados os resultados obtidos durante a operação conjunta dos dois estágios de potência. Na obtenção dos resultados experimentais para o funcionamento integral do VEV, foi considerado o circuito da Figura 6.28. Neste circuito assumiu-se uma tensão da rede elétrica de 75 V eficaz e uma tensão do barramento CC regulada em 250 V.

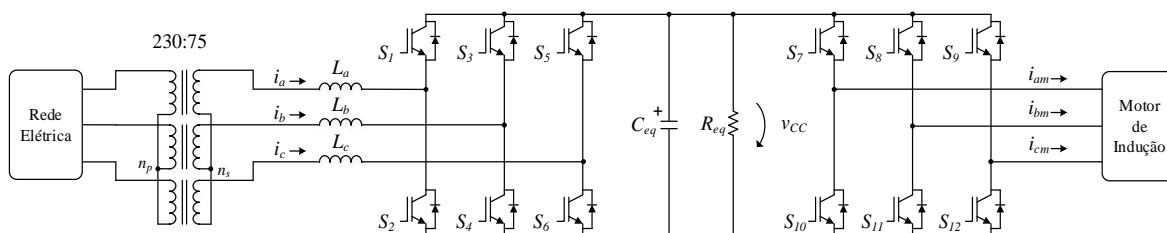


Figura 6.28. Circuito de potência utilizado na obtenção dos resultados experimentais da operação conjunta do retificador ativo com o sistema de tração.

Durante a operação dos dois estágios de potência não foi possível monitorizar as formas de onda da velocidade de rotação do motor nem da velocidade de referência para a rotação deste. Tal deveu-se a interferências eletromagnéticas causadas pelas correntes envolvidas no circuito de potência que impediram a utilização da placa com DAC. A Figura 6.29 mostra a grande proximidade do sistema de controlo com o sistema de acoplamento à rede elétrica.

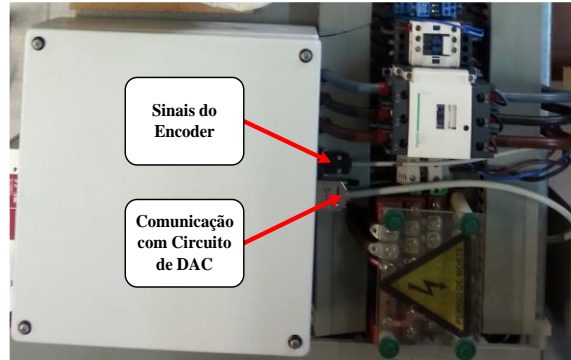


Figura 6.29. Proximidade entre sistema de controlo e sistema de acoplamento à rede elétrica.

Como se pode observar, a ligação das fichas DB9 que correspondem aos cabos que provêm do circuito de condicionamento dos sinais do *encoder* e do circuito com DAC encontram-se sobre uma calha por onde passam cabos de potência e rodeadas por contactores e um barramento de potência, estando desta forma facilmente sujeitas a interferências eletromagnéticas. É importante frisar que tudo foi feito, dentro do exequível, para que estas interferências eletromagnéticas fossem reduzidas ao máximo, tendo-se isolado o mais possível o sistema de controlo, bem como utilizados cabos STP (*Shielded Twisted Pair*). Mesmo assim, o problema manteve-se, pelo que fica como sugestão para trabalho futuro a configuração de um novo *layout* para o quadro elétrico deste projeto de dissertação.

Posto isto, colocou-se o motor a operar a uma velocidade de rotação de 300 rpm sem carga acoplada, tendo-se obtido os resultados da Figura 6.30, onde são apresentadas as forma de onda das correntes à entrada do retificador, bem como as correntes consumidas pelo motor. Tendo em conta a baixa amplitude das correntes (i_{am} , i_{bm} e i_{cm}) consumidas pelo motor, foi previsível o surgimento de correntes bastante distorcidas à entrada do retificador. Esta distorção deve-se, sobretudo, ao baixo valor de indutância (5 mH) das bobinas de acoplamento à rede elétrica comparativamente com o valor da indutância interna, por fase, dos enrolamentos do estator do motor de indução (cerca de 25 mH, obtido através de uma ponte RLC).

De seguida, aplicou-se um binário de carga de 5 Nm ao eixo do motor, tendo-se levado este a uma velocidade de rotação de 600 rpm, a qual, ao fim de algum tempo, foi aumentada para 800 rpm. Desta feita, surgiram os resultados das correntes da Figura 6.31, onde se encontra

apresentada a corrente (i_a) absorvida na fase a e a respetiva tensão simples (v_a). Como se pode observar, a corrente encontra-se em fase com a respetiva. É possível ver também que a distorção da corrente à entrada do retificador (i_a) tende a diminuir com o aumento da corrente, como verificado anteriormente nos resultados obtidos para o funcionamento do conversor CA-CC como inversor.

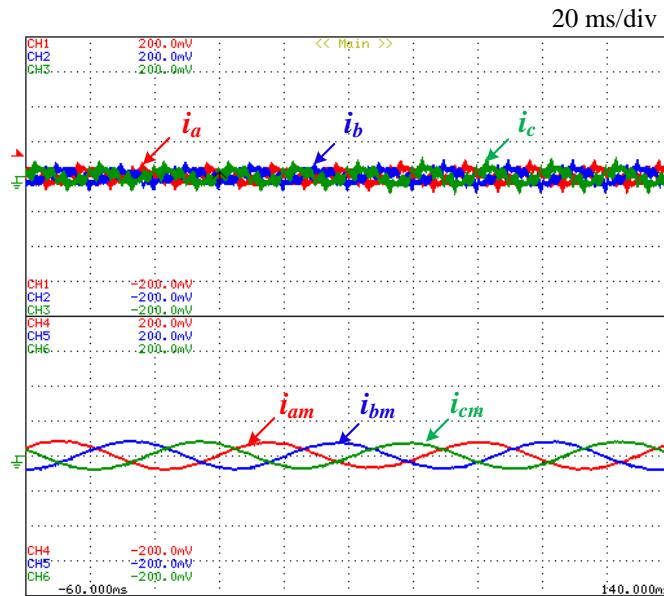


Figura 6.30. Correntes (i_a , i_b e i_c) consumidas à entrada do retificador ativo (5 A/div) e correntes (i_{am} , i_{bm} e i_{cm}) consumidas pelo motor (5 A/div) durante o funcionamento integral do VEV perante a ausência de carga.

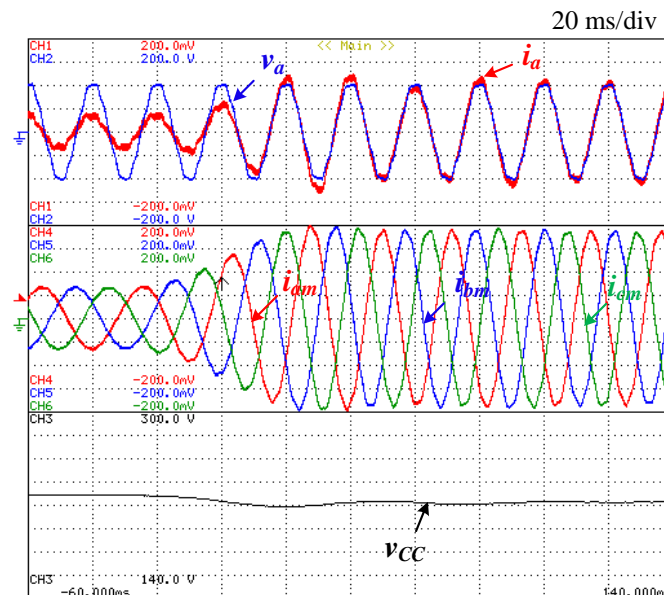


Figura 6.31. Resultados obtidos para o acionamento de uma carga de 5 Nm durante aceleração do motor de 600 rpm para 800 rpm: corrente i_a (5 A/div) consumida à entrada do conversor CA-CC e tensão simples v_a (50 V/div), correntes (i_{am} , i_{bm} e i_{cm}) consumidas pelo motor (5 A/div) e tensão do barramento CC (55 V/div).

Posteriormente, de forma a analisar o comportamento do sistema perante uma desaceleração do motor, reduziu-se a velocidade de 800 rpm novamente para 600 rpm. Nesta situação

obtiveram-se os resultados da Figura 6.32. Como se pode visualizar, a corrente à entrada do retificador (i_a) entrou em oposição de fase relativamente à tensão v_a , tendo permanecido cerca de quatro ciclos da rede elétrica. Durante este período de tempo deu-se a injeção de corrente na rede elétrica, tendo o conversor CA-CC funcionado como inversor. Ainda para esta situação, verificou-se um aumento da tensão do barramento CC em cerca de 14% da tensão definida para regulação (250 V).

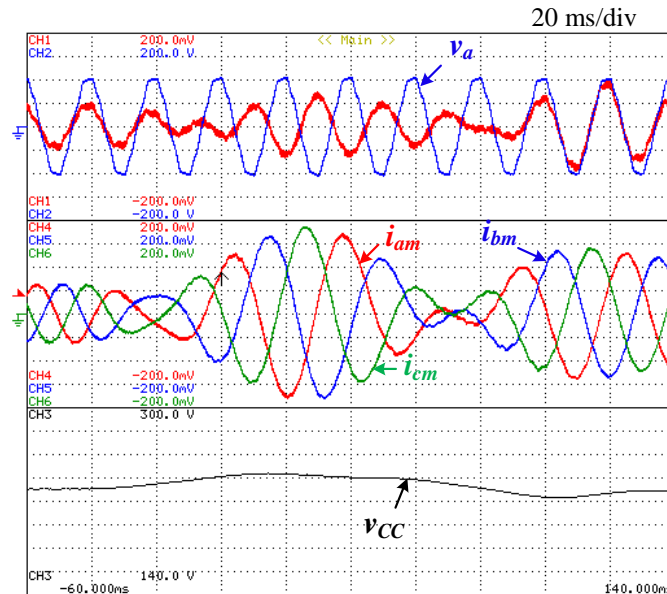


Figura 6.32. Resultados obtidos para o acionamento de uma carga de 5 Nm durante a desaceleração do motor de 800 rpm para 600 rpm: correntes (i_a) (5 A/div) consumidas à entrada do conversor CA-CC e respetiva tensão simples (v_a) (50 V/div), correntes (i_{am} , i_{bm} e i_{cm}) consumidas pelo motor (5 A/div) e tensão do barramento CC (55 V/div).

6.7 Conclusões

No presente capítulo foram apresentados e discutidos os resultados obtidos durante a fase experimental do desenvolvimento do VEV.

Assim, primeiramente foram expostos os resultados realizados para verificação da linearidade dos sensores de tensão e dos sensores de corrente de modo a poder-se tirar conclusões sobre a fiabilidade dos valores medidos. Tendo em conta os resultados obtidos, pôde constatar-se a linearidade dos sensores utilizados.

De seguida, deu-se a apresentação dos testes realizados para verificação dos pulsos PWM que são aplicados aos semicondutores totalmente controláveis. Os resultados obtidos permitiram visualizar o efeito da grande capacidade existente entre a *gate* e o emissor e entre a *gate* e o coletor dos IGBTs dos módulos utilizados, as quais se refletiram em tempos de subida e de descida relativamente grandes tendo em conta o tempo a alto definido. Por esta razão, foi estabelecida uma frequência de 5 kHz para os pulsos PWM a serem aplicados nas

gates dos semicondutores totalmente controláveis, os quais, apresentam um *deadtime* de 4 μs para cada braço de cada um dos conversores de potência. Tal configuração foi possível observar nos resultados obtidos. Foi ainda definido, por razões de segurança, um índice de modulação de 85%.

Posteriormente, seguiu-se a apresentação dos testes realizados aos dois conversores de potência. Aqui é importante deixar ciente que os resultados foram obtidos para valores abaixo da tensão nominal da rede elétrica, em concreto, para valores de tensão simples eficaz de 25 V e 75 V. Assim, e de modo análogo à abordagem adotada no capítulo das simulações, numa primeira fase, cada estágio de potência foi testado individualmente de forma a que fosse validada, para cada um, o correspondente sistema de controlo. Deste modo, para o estágio retificador, primeiramente, foram obtidos os resultados experimentais realizados à PLL, tendo sido possível observar a sincronização com a tensão distorcida da rede elétrica em cerca de três ciclos da rede. Esta resposta por parte do algoritmo PLL não necessita de ser mais rápida, dado que a sincronização com a rede elétrica ocorre simultaneamente com outros processos previamente ao funcionamento dos conversores de potência, como é o caso da pré-carga dos condensadores do barramento CC.

Após os testes efetuados à PLL, foram apresentados os resultados relativos ao estágio retificador para diferentes modos de operação. Desta forma, o primeiro ensaio consistiu na operação do conversor CA-CC a alimentar uma carga resistiva de 25 Ω , onde se concluiu o correto funcionamento como retificador ativo, tendo-se obtido correntes com baixa distorção harmónica (com THD_f inferior a 1,7%) em fase com as respetivas tensões da rede elétrica. Neste teste verificou-se também a correta regulação da tensão do barramento CC no valor definido de 250 V. Seguidamente, foram observados os efeitos do *deadtime* na forma de onda da corrente, à semelhança do que se fez no capítulo das simulações, tendo os efeitos provocados por este sido minimizados após aplicada a técnica de compensação simulada no Capítulo 4. Por último, foi testado o funcionamento do conversor CA-CC como inversor, tendo sido injetadas na rede elétrica correntes com amplitude definidas em 1 A e 2 A, onde se verificou uma relação de proporcionalidade inversa entre as amplitudes das correntes e a distorção harmónica das mesmas.

Relativamente ao sistema de tração, os resultados experimentais foram obtidos com o motor elétrico a operar em vazio e perante duas cargas de 3 Nm e 5 Nm, as quais foram impostas por um freio eletromagnético presente na bancada de ensaios do GEPE. Para cada situação foi necessário definir ganhos diferentes para o controlador da velocidade, os quais foram obtidos de forma empírica. Além disso, para cada uma das situações referidas foram também

definidas diferentes rampas de aceleração/desaceleração. Tanto nos ensaios em vazio como nos ensaios perante carga foram testadas diversas situações de funcionamento, como a inversão do sentido de rotação do motor e a aceleração e desaceleração do motor, tendo-se verificado também a regeneração da energia proveniente do motor aquando da redução de velocidade, a qual foi usada para carregar os condensadores do barramento CC. Verificou-se que a velocidade de rotação do motor tende a atingir mais rapidamente a velocidade de referência quanto menor for a carga acionada. Foi também possível observar a relação entre as correntes consumidas pelo motor e o binário aplicado ao seu eixo, sendo que as primeiras tendem a ser maiores para binários de carga superiores.

Por fim, foram exibidos os resultados obtidos durante o funcionamento integral do VEV nas etapas de funcionamento correspondentes à tração e travagem do motor de indução. Assim, foram apresentadas as correntes consumidas à entrada do VEV e as correntes consumidas pelo motor de indução. Com o motor sem carga verificaram-se correntes com elevada distorção harmónica à entrada do VEV. Após a aplicação de uma carga de 5 Nm no eixo do motor, verificou-se que o VEV foi capaz de apresentar correntes sinusoidais e em fase com as tensões da rede eléctrica. De seguida, obtiveram-se os resultados experimentais perante uma situação de travagem do motor. Para esta situação em específico, o sistema foi capaz de detetar o aumento da tensão do barramento CC e, conseqüentemente, gerar a resposta necessária, a qual se traduziu em correntes à entrada do VEV com formas de onda sinusoidais e em oposição de fase com as respetivas tensões da rede eléctrica.

Capítulo 7

Conclusão

7.1 Conclusões Gerais

No presente documento de Dissertação de Mestrado foi apresentado o desenvolvimento de um acionamento eletrónico de velocidade variável com retificador ativo para motor de indução trifásico.

No Capítulo 1 foi exposto o tema desta dissertação de mestrado através de um enquadramento e um conjunto de assuntos referentes aos motores elétricos de indução. Inicialmente foram apresentados dados estatísticos sobre o impacto destas máquinas elétricas no consumo global de energia, divulgados pelas respetivas entidades competentes. O facto é que os motores elétricos constituem uma grande parcela do consumo energético mundial, numa altura em que ainda se verifica uma forte dependência dos combustíveis fósseis. Esta dependência energética tem levado a uma procura incessante de soluções para o aumento da eficiência energética nestes equipamentos, mas também soluções otimizadas para os equipamentos utilizados para o seu acionamento como é o caso dos variadores eletrónicos de velocidade (VEV), por forma a que, para uma dada aplicação, o sistema integrado admita o maior rendimento possível.

No Capítulo 2 foi descrito o funcionamento do motor de indução trifásico, em específico o motor de indução com rotor em gaiola de esquilo, de modo a que ficassem entendidos os conceitos necessários para a compreensão das teorias de controlo estudadas no Capítulo 4. Assim, foi estudado o circuito equivalente desta máquina de indução, tendo-se usado a analogia com uma outra máquina elétrica, o transformador, para melhor entendimento do mesmo. Com isto, e após analisadas as equações resultantes, concluiu-se que o motor de indução, mais do que uma máquina que converte potência elétrica em potência mecânica, é uma máquina elétrica que produz binário. De seguida, foram apresentadas as formas possíveis para variação da velocidade de rotação do motor. Alguns métodos foram apresentados, como: a variação da velocidade por mudança do número de polos do estator do motor, a qual se verifica ser uma técnica rudimentar pouco prática; a variação do deslizamento do motor através da variação da tensão aplicada ao estator, onde se verificou a

relação direta desta com o binário desenvolvido pelo motor; a variação da frequência da tensão aplicada ao estator, onde a frequência mantém uma relação de proporcionalidade direta com a velocidade do campo magnético girante, podendo o motor operar em duas zonas distintas e as quais dizem respeito à zona de fluxo constante (até à velocidade nominal) e à zona de enfraquecimento de campo (após a frequência nominal). Seguidamente foram abordadas as regiões de operação em que o motor de indução pode trabalhar: operação como motor, gerador e operação de travagem. Após isto, foram abordadas algumas técnicas que podem ser utilizadas para travagem do motor de indução, das quais fazem parte: a travagem por contra-corrente, a qual é especialmente indicada para aplicações que exijam a paragem rápida do motor, assim como a inversão do sentido de rotação deste; a travagem dinâmica e regenerativa, as quais se distinguem sobretudo quanto à forma como utilizam a energia gerada aquando da travagem do motor, isto é, se esta é aproveitada ou não.

No Capítulo 3 foi, inicialmente, efetuada uma revisão bibliográfica sobre conversores de potência trifásicos. No que diz respeito aos conversores de potência para tração elétrica foram explicitados os inversores do tipo fonte de corrente (CSI) e fonte de tensão (VSI), nomeadamente as topologias em ponte completa. Posteriormente foram abordados os retificadores do tipo fonte de tensão (VSR), também trifásicos, para interface com a rede elétrica, tendo sido apresentadas várias topologias conversoras. Uma vez apresentados os conversores de potência, foram apresentadas duas técnicas de modulação passíveis de serem utilizadas nos conversores abordados, sendo estas a *Sinusoidal Pulse Width Modulation* (SPWM) e a *Space Vector Pulse Width Modulation* (SVPWM). De seguida, para o controlo do estágio retificador, foi apresentado um algoritmo de sincronização com a rede elétrica baseada na teoria $p-q$, tendo sido posteriormente enumeradas as técnicas de controlo de corrente estudadas. Destas fazem parte a técnica de controlo de corrente por histerese, a técnica de controlo proporcional-integral (PI) e ainda a técnica de controlo de corrente preditivo. Posteriormente passou-se à apresentação das teorias de controlo para o estágio inversor. Aqui, foram distinguidas as técnicas de controlo escalar e vetorial, sendo que para o controlo escalar foi apresentado o controlo Volts por Hertz em malha aberta e em malha fechada e, para o controlo vetorial, o controlo por orientação de campo (FOC). O capítulo finda com a apresentação de alguns VEVs comerciais.

Uma vez estudadas e comparadas as diversas teorias de controlo, no Capítulo 4 apresentaram-se as simulações computacionais do sistema desenvolvido, elaboradas em *PSIM*. Tal procedimento verificou-se essencial na medida em que permitiu a validação das técnicas de controlo a implementar sem pôr em perigo a integridade dos componentes e

sobretudo a saúde humana. Posto isto, primeiramente foram apresentados os modelos de simulação da máquina elétrica, os quais revelaram ser uma aproximação bastante próxima do motor utilizado, do estágio de potência e do sistema de controlo. Na implementação destes modelos procurou-se representar o sistema o mais real possível. Seguidamente, foi apresentado o sistema de controlo utilizado para o conversor CA-CC, tendo o mesmo sido dividido em vários blocos, os quais foram posteriormente analisados e simulados, dizendo estes respeito à técnica de sincronização com a rede elétrica, ao controlo da tensão do barramento CC e ao controlo de corrente. Após isto, o conversor foi simulado durante o funcionamento como inversor e como retificador. Posteriormente foram realizadas simulações ao sistema de tração. Tal como para o estágio retificador, inicialmente foi apresentada a técnica de controlo utilizada, Volts por Hertz. De seguida foram realizadas simulações ao sistema de tração para a operação do motor em vazio (sem carga acoplada) e para o acionamento de uma carga de 40 Nm, em ambas as operações para diferentes velocidades de referência. Por fim, foram apresentados os resultados de simulação obtidos para o sistema VEV no seu todo.

Estando concluídas as simulações computacionais, de seguida passou-se ao desenvolvimento do sistema VEV no Capítulo 5. Tendo em conta que grande parte do *hardware* utilizado já se encontrava implementado por ex-alunos e investigadores do GEPE, numa primeira fase foi necessário esquematizar os circuitos existentes, bem como reparar algumas ligações que apresentavam mau estado. Ao mesmo tempo foi feito um levantamento dos componentes em défice, os quais tiveram de ser implementados posteriormente. À medida que o *hardware* foi sendo verificado, foram sendo descritos os diversos componentes. Assim, inicialmente, foram detalhadas todas as placas utilizadas para o sistema de controlo. Destas placas, algumas delas tiveram que ser projetadas e implementadas de raiz, como foi o caso da placa de *Input/Output*, da placa de condicionamento de sinal para o sensor que mede a velocidade do motor, da placa que incorpora o circuito de *reset* dos ADCs (*Analog-to-Digital Converter*) presentes nas placas de condicionamento de sinal e da placa relativa ao circuito conversor RS232 utilizado para comunicação série. Além destas placas, foi desenvolvida uma aplicação gráfica em *C#* cuja finalidade é possibilitar a interação entre o utilizador e o VEV. Posteriormente foi abordado o sistema de potência, o qual inclui o sistema de acoplamento à rede elétrica, os conversores de potência, e ainda o motor de indução e bancada de ensaios utilizada para aplicação de binário resistente no eixo do motor.

No Capítulo 6 foram apresentados os resultados obtidos durante a fase experimental do desenvolvimento do VEV. Primeiramente foram realizados ensaios aos sensores de tensão e

de corrente utilizados para verificar até que ponto os valores obtidos apresentavam uma evolução linear. De seguida, com os conversores desenergizados, foram aplicados pulsos nas *gates* dos semicondutores de potência totalmente controláveis com a finalidade de validar a configuração dos mesmos em termos de frequência de comutação e de *deadtime*. Seguidamente obtiveram-se os resultados experimentais para o funcionamento do estágio retificador, os quais são referentes à sincronização com a rede elétrica e ao funcionamento do conversor CA-CC como retificador e como inversor. De seguida foram obtidos os resultados relativos ao sistema de tração durante a operação do motor de indução em vazio e durante o funcionamento deste perante diferentes valores de carga. Por último, foram apresentados os resultados dos ensaios efetuados ao sistema VEV com os dois conversores de potência simultaneamente em funcionamento, os quais se encontram limitados devido a vários imprevistos que surgiram na fase de testes ao VEV, como foi o caso dos efeitos provocados pelas interferências eletromagnéticas. Apesar das adversidades encontradas, foi possível validar as diversas operações de funcionamento do VEV, como o consumo de correntes sinusoidais e em fase com as devidas tensões da rede elétrica durante a tração do motor, assim como o método de travagem regenerativa do motor de indução, onde se verificou o comportamento adequado do controlador do VEV, permitindo desta forma a devolução à rede elétrica da energia resultante do processo de travagem.

A realização deste projeto de dissertação envolveu diversas áreas da eletrónica e informática, sem as quais a sua concretização não teria sido possível. Assim, para a elaboração deste tipo de projetos constatou-se a necessidade de bons conhecimentos em instrumentação, eletrónica de potência, eletrónica analógica e digital, programação de microcontroladores e de interfaces gráficas, conhecimentos de ferramentas de simulação, bem como de CAD (*Computer Aided Design*), para esquematização de circuitos elétricos e eletrónicos e desenvolvimento de PCBs (*Printed Circuit Board*). Não menos importante, a necessidade de conhecimentos de mecânica revelou ser fundamental para a integração física dos componentes envolvidos no sistema, tendo sido exigidos conhecimentos de ferramentas de CAD no que respeita ao desenho técnico de peças a duas e a três dimensões, assim como competências para maquinação das mesmas.

Com o término deste trabalho pode concluir-se que os objetivos inicialmente propostos para esta dissertação foram alcançados na sua maioria, ficando a faltar o controlo do estágio inversor (e conseqüentemente o controlo de todo o sistema) através da GUI implementada para interface Homem-Máquina, o qual não foi validado devido às limitações do *hardware*

em termos de periféricos para comunicação (via porta série) com a mesma. Uma retrospectiva ao trabalho efetuado, permite concluir que:

- Foi validada experimentalmente a topologia proposta no contexto desta dissertação;
- Foram validados experimentalmente os algoritmos de controlo propostos, nomeadamente o controlo de corrente preditivo, a técnica de modulação SPWM e controlo de velocidade, Volts por Hertz em malha fechada, do motor de indução trifásico;
- Foi verificada a capacidade do sistema em compensar problemas de qualidade de energia elétrica (QEE), em particular ao nível das correntes consumidas do lado da rede elétrica, as quais com forma de onda sinusoidal, baixo conteúdo harmónico e fator de potência unitário;
- Foi validado experimentalmente o funcionamento do VEV no modo de tração do motor de indução, bem como no modo de travagem do mesmo com aproveitamento da energia para a rede elétrica (travagem regenerativa).

7.2 Sugestões de Trabalho Futuro

Os ensaios experimentais realizados ao controlador do motor de indução permitiram verificar o correto funcionamento do sistema VEV. Porém, o protótipo deve continuar a ser submetido a testes para que futuramente este possa operar às condições nominais da rede elétrica e do motor de indução a ser utilizado. Posto isto, ainda existem aspetos que devem ser aperfeiçoados, e melhorias a serem implementadas, conforme a seguir se especifica:

- Melhorar ou, em último caso, refazer o *layout* do quadro elétrico do VEV, separando o máximo possível o sistema de potência do sistema de controlo de modo a minimizarem-se os efeitos provocados pelas interferências eletromagnéticas. Fica como sugestão a deslocação do sistema de controlo para a parte central do quadro elétrico de modo a que este fique o mais afastado possível do circuito de acoplamento à rede elétrica, dos cabos de potência e do conversor de potência;
- Substituir os *drivers* atuais utilizados para acionamento dos módulos de IGBTs por *drivers* adequados aos semicondutores em questão. Após substituição dos *drivers* realizar testes à comutação dos semicondutores de potência para frequências de comutação superiores à utilizada (5 kHz);
- Configurar o sensor magnético de efeito de *hall* como *encoder* absoluto por forma a que seja possível o controlo da posição do rotor do motor de indução;

- Desenvolver um sistema mais prático para inclusão, no motor, do sensor para medição da velocidade de rotação;
- Implementar o protocolo de comunicação CAN (*Controller Area Network*) de modo a que seja possível incorporar no funcionamento do VEV o uso de uma HMI (*Human Machine Interface*) tendo em conta os recursos já existentes a nível de *hardware*;
- Terminar a GUI (*Graphic User Interface*) desenvolvida em *C#* e testar, a partir desta, o controlo sobre o VEV;
- Refazer os ensaios realizados ao protótipo para valores de tensão da rede elétrica progressivamente mais elevados até se atingir o valor nominal da tensão simples da rede elétrica (230 V), assim como os valores nominais do motor;
- Simulação da técnica de modulação SVPWM e posterior comparação com a técnica de modulação utilizada (SPWM);
- Implementar a técnica de controlo vetorial FOC e posteriormente comparar, através dos resultados obtidos, com a técnica de controlo Volts por Hertz;
- Estudar algoritmos de controlo que não necessitem da medição da velocidade ou posição do rotor do motor de indução.

Lista de Referências

- [1] C. Europeia, “A União da Energia e a Ação Climática”, 2017. [Online]. Disponível em: <http://publications.europa.eu/webpub/com/factsheets/energy/pt/>. [Acedido a: 06-set-2017].
- [2] E. Neighbourhood and B. Ferrero-waldner, “Securing your energy future: Commission presents energy security, solidarity and efficiency proposals”, 2008. [Online]. Disponível em: http://europa.eu/rapid/press-release_IP-08-1696_en.htm?locale=en. [Acedido a: 25-jan-2018].
- [3] C. Brunner, “Global Overview”, *Motor Summit 2016 - Rapid market penetration for energy efficient electric motor systems*. [Online]. Disponível em: https://www.motorsummit.ch/sites/default/files/2017-12/MS%2716_proceedings_0.pdf. [Acedido a: 25-jan-2018].
- [4] P. Waide and C. Brunner, “Energy-efficiency policy opportunities for electric motor-driven systems”, *Internacional energy agency*, p. 132, mai., 2011. doi: 10.1787/20792581, ISSN: 20792581.
- [5] A. Almeida, J. Fong, H. Falkner and P. Bertoldi, “Policy options to promote energy efficient electric motors and drives in the EU”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 74, pp. 1275–1286, jul., 2017. doi: 10.1016/j.rser.2017.01.112.
- [6] E. Comissão, “Eco Design Requirement of Electric Motors”, 2009. [Online]. Disponível em: https://ec.europa.eu/growth/single-market/european-standards/harmonised-standards/ecodesign/electric_motors_en. [Acedido a: 23-jan-2018].
- [7] EDP, “Motores de Alto Rendimento”. [Online]. Disponível em: https://www.edp.pt/media/1445618/27092017_mar.pdf. [Acedido a: 08-out-2017].
- [8] B. Tiwari and B. Dewangan, “Control of Induction Motor Drive by Optimizing Efficiency: A Review”, *2nd International Seminar On “Utilization of Non-Conventional Energy Sources for Sustainable Development of Rural Areas ISNCESR’16”*, pp. 249–258, mar., 2016. doi: 10.1007/978-1-4614-1752-1_2.
- [9] WEG, “W22 Magnet IE5 Ultra Premium”. [Online]. Disponível em: <http://old.weg.net/fr/Produits-et-Services/Electric-Motors/IEC-General-Purpose/W22-Magnet-IE5-Ultra-Premium>. [Acedido a: 25-out-2017].
- [10] GRUNDFOS, “Grundfos IE5 motors are officially super”. [Online]. Disponível em: <http://uk.grundfos.com/about-us/news-and-press/news/Grundfos-IE5-motors-are-officially-super.html>. [Acedido a: 01-nov-2017].
- [11] R. Saidur, S. Mekhilef, M. Ali, A. Safari, and H. Mohammed, “Applications of variable speed drive (VSD) in electrical motors energy savings”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 16, pp. 543–550, out., 2011. doi: 10.1016/j.rser.2011.08.020.

- [12] K. Chavhan and R. Ugale, “Automated test bench for an induction motor using LabVIEW” in *Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES), IEEE International Conference on*, pp. 1–6, jul., 2016. doi:10.1109/ICPEICES.2016.7853547.
- [13] F. Ferreira and A. Almeida, “Induction motor downsizing as a low-cost strategy to save energy”, *Journal of Cleaner Production*, vol. 24, pp. 117–131, mar., 2012. doi: 10.1016/j.jclepro.2011.11.014.
- [14] A. Hughes and W. Drury, *Electric motors and drives: fundamentals, types and applications*. Newnes, abr., 2013. ISBN: 9780080522043.
- [15] I. Alsofyani and N. Idris, “A review on sensorless techniques for sustainable reliability and efficient variable frequency drives of induction motors”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 24, pp. 111–121, ago., 2013. doi: 10.1016/j.rser.2013.03.051.
- [16] S. Hasan and H. Akram, “Speed and Frequency Control of AC Induction Motor using Variable frequency Drive”, 2015. [Online]. Disponível em: https://www.ist.edu.pk/Process.aspx?CTRL=19e62cc6-08e7-45d2-a3c7-95051b8479ed&CDF_ID=70a830c7-7f95-4866-98af-4e9c99b99a02&DL=Y. [Acedido a: 08-mar-2018].
- [17] A. Santos, “Diagnóstico de avarias em motores de indução”, 2016. [Online]. Disponível em: <https://issuu.com/cie-comunicacao/docs/at9>. [Acedido a: 08-nov-2017].
- [18] DGGE, *Regras Técnicas das Instalações Eléctricas de Baixa Tensão (RTIEBT)*, 2006.
- [19] C. Kinetics, “Variadores Eletrónicos de Velocidade”. [Online]. Disponível em: <http://critical-kinetics.pt/VEV-s/variadores-electronicos-de-velocidade-2.html>. [Acedido a: 01-nov-2017].
- [20] D. Schoen, “Fundamentals of Solid-State AC Variable-Speed Drives”, 1969.
- [21] WEG, “Motores elétricos assíncronos e síncronos de média tensão – especificação, características e manutenção”, 2015. [Online]. Disponível em: <http://ecatalog.weg.net/files/wegnet/WEG-curso-dt-6-motores-eletricos-assincrono-de-alta-tensao-artigo-tecnico-portugues-br.pdf>. [Acedido a: 15-nov-2017].
- [22] C. Phipps and F. Press, *Variable speed drive fundamentals*. Fairmont Press, no. 3, 1999. ISBN: 0-88173-310-5.
- [23] WEG, “Módulo 2 - Variação de Velocidade”, 2011. [Online]. Disponível em: <https://patricialins.files.wordpress.com/2012/08/weg-mc3b3dulo-2-variacao3a7c3a30-de-velocidade.pdf>. [Acedido a: 15-nov-2017].
- [24] A. Fitzgerald, C. Kingsley, and A. Kusko, *Máquinas elétricas: conversão eletromecânica da energia, processos, dispositivos e sistemas*. McGraw-Hill, 1975. ISBN: 0-07-090132-5.

- [25] B. Singh, B. N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, A. Pandey, and D. P. Kothari, “A review of three-phase improved power quality AC-DC converters”, *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 51, no. 3, pp. 641–660, jun., 2004. doi: 10.1109/TIE.2004.825341.
- [26] B. Singh, S. Gairola, B. Singh, A. Chandra, and K. Al-Haddad, “Multipulse AC-DC converters for improving power quality: a review”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 1, pp. 260–281, jan., 2008. doi: 10.1109/TPEL.2007.911880.
- [27] J. Michalik, V. Smidl, and Z. Peroutka, “Control Approaches of Current-Source Rectifier: Predictive Control Versus PWM-Based Linear Control”, *IEEE International Conference on Power Electronics and Drive System (PEDS)*, dez., 2017. doi: 10.1109/PEDS.2017.8289263.
- [28] S. Begag, N. Belhaouchet, and L. Rahmani, “Three-phase PWM rectifier with constant switching frequency”, *Journal of Electrical Systems*, vol. 5, no. 1, p. 7-12, nov., 2009. ISSN: 1112-5209
- [29] J. Cho, C. Jeong, J. Baek, D. Song, D. Yoo, and C. Won, “High power factor three phase rectifier for high power density AC/DC conversion applications”, in *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, vol. 2, pp. 910–915, mar., 1999. doi: 10.1109/APEC.1999.750476.
- [30] F. Nistal, “Vantajas de los motores síncronos asimétricos”, *Técnica industrial*, (312), pp. 42-48, dez., 2015. [Online]. Disponível em: <http://www.tecnicaindustrial.es/TIAdmin/Numeros/102/4617/a4617.pdf>. [Acedido a: 18-jan-2018].
- [31] M. Guedes, “O Motor de Indução Trifásico”, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, Porto, 1994.
- [32] B. K. Bose and B. Bose, *Power electronics and variable frequency drives: technology and applications*. Wiley Online Library, nov., 1997. ISBN: 978-0-780-31084-1.
- [33] P. Steki, “3-Phase AC Induction Vector Control Drive with Single Shunt Current Sensing Designer Reference Manual”, *Report No: DRM092, Freescale Semiconductor, Denver, Colorado*, 2007. [Online]. Disponível em: http://cache.freescale.com/files/microcontrollers/doc/ref_manual/DRM092.pdf. [Acedido a: 2-jun-2018]
- [34] S. Chapman, *Electric machinery fundamentals*. Tata McGraw-Hill Education, fev., 2005. ISBN 10: 0072465239. ISBN 13: 9780072465235.
- [35] J. Jiang and J. Holtz, “An efficient braking method for controlled AC drives with a diode rectifier front end”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, no. 5, pp. 1299–1307, out., 2001. doi: 10.1109/28.952505.
- [36] K. Tembhekar, “Improvement and analysis of speed control of three phase induction motor drive including two methods”, in *Emerging Trends in Engineering and Technology (ICETET), 2nd International Conference on*, pp. 736–741, 2009. doi: 10.1109/ICETET.2009.127. ISBN: 978-0-7695-3884-6.

- [37] J. Carvalho, “Regulação de velocidade em motores assíncronos de corrente alternada”, Instituto Superior de Engenharia do Porto, jun., 2014. doi: 10.26537/neutroaterra.v0i14.413.
- [38] B. Miokrytzki, “The controlled slip static inverter drive”, *IEEE Transactions on Industry and General Applications*, no. 3, pp. 312–317, mai., 1968. doi: 10.1109/TIGA.1968.4180896. ISSN: 0018-943X.
- [39] P. Rongmei, S. Shimi, D. Chatterji, and V. Sharma, “A novel fast braking system for induction motor”, *International Journal of Engineering and Innovative Technology (IJEIT)*, vol. 1, no. 6, pp. 65–69, jun., 2012. ISSN: 2277-3754.
- [40] M. Gaiceanu and C. Nichita, “Regenerative AC drive system with the three-phase induction machine”, in *Applied and Theoretical Electricity (ICATE)*, out., 2014. doi: 10.1109/ICATE.2014.6972641. ISBN: 978-1-4799-4161-2.
- [41] S. Murthy, G. Berg, C. Jha, and A. Tandon, “A novel method of multistage dynamic braking of three-phase induction motors”, *IEEE transactions on industry applications*, no. 2, pp. 328–334, mar., 1984. doi: 10.1109/TIA.1984.4504415.
- [42] B. Sampurno, A. Abdurrakhman, and H. Hadi, “Development of electrical Kinetic Energy Recovery System (KERS) on motorcycle”, in *Advanced Mechatronics, Intelligent Manufacture, and Industrial Automation (ICAMIMIA)*, pp. 131–136, out., 2015. doi: 10.1109/ICAMIMIA.2015.7508017.
- [43] TOROTRAK, “FLYBRID”. [Online]. Disponível em: <http://www.torotrak.com/products-partners/products/flybrid/>. [Acedido a: 28-dez-2017].
- [44] S. Agrawal, V. Kumar, A. Alam, and P. Thakura, “Regenerative braking for induction motor drive”, in *Power India International Conference (PIICON), 6th IEEE*, pp. 1–6, dez., 2014. doi: 10.1109/POWERI.2014.7117698.
- [45] J. Zhang, X. Lu, J. Xue, and B. Li, “Regenerative braking system for series hybrid electric city bus”, *The World Electric Vehicle Journal*, vol. 2, no. 4, pp. 128–134, dez., 2008. doi: 10.3390/wevj2040363.
- [46] S. Galceran, M. Teixidó, A. Sumper, J. Casas, and J. Sánchez, “Adjustable Speed Drives and Power Quality”, in *Proceedings of the 10 Inter National Conference on Selective Modal Analysis with Applications to Electric Power Systems*, vol. 89, pp. 926–938, abr., 2003. doi: 10.24084/repqj01.364.
- [47] M. Rashid, *Power electronics handbook: devices, circuits and applications*. Academic press, nov., 2006. ISBN: 9780080467658.
- [48] A. Almeida, F. Ferreira, P. Fonseca, B. Chretien, H. Falkner, J. C. Reichert, M. West, S. B. Nielsen, and D. Both, “VSDs for electric motor systems”, *Final Report, SAVE Programme, European Commission, Brussels*, fev., 2019.
- [49] J. Espinoza and G. Joós, “A current-source-inverter-fed induction motor drive system with reduced losses”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, no. 4, pp. 796–805, ago., 1998. doi: 10.1109/28.703977.

- [50] J. Rodriguez, J. Dixon, J. Espinoza, J. Pontt, and P. Lezana, "PWM regenerative rectifiers: State of the art", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 1, pp. 5–22, fev., 2005. doi: 10.1109/TIE.2004.841149.
- [51] M. Ucar and E. Ozdemir, "Control of a 3-phase 4-leg active power filter under non-ideal mains voltage condition," *Electric Power Systems Research*, vol. 78, no. 1, pp. 58–73, jan., 2008. doi: 10.1016/j.epsr.2006.12.008.
- [52] T. Friedli, M. Hartmann, and J. Kolar, "The essence of three-phase PFC rectifier systems - Part II", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 2, pp. 543–560, fev., 2014. doi: 10.1109/TPEL.2013.2258472.
- [53] V. Bacon, L. Campanhol, and S. Silva, "Análise Comparativa das Técnicas SPWM e SVM Aplicadas a um Inversor de Tensão Trifásico", *UNOPAR Científica Ciências Exatas e Tecnológicas*, vol. 10, no. 1, nov., 2015. [Online]. Disponível em: <http://www.pgsskroton.com.br/seer/index.php/exatas/article/view/508/479>. [Acedido a: 28-mai-2017].
- [54] J. Pinto, "Nova Topologia de UPQC sem Transformador para Compensação de Problemas de Qualidade de Energia Elétrica", Tese de Doutorado, Universidade do Minho, Guimarães, 2011.
- [55] K. Kumar, P. Michael, J. John, and S. Kumar, "Simulation and comparison of SPWM and SVPWM control for three phase inverter", *ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences*, vol. 5, no. 7, pp. 61–74, jul., 2010. ISSN: 1819-6608.
- [56] S. Huang, D. Pham, K. Huang, and S. Cheng, "Space vector PWM techniques for current and voltage source converters: A short review", in *Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2012 15th International Conference on*, pp. 1–6, out., 2012. ISBN: 978-4-88686-077-4.
- [57] L. Rolim, D. da Costa, and M. Aredes, "Analysis and software implementation of a robust synchronizing PLL circuit based on the pq theory", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 6, pp. 1919–1926, dez., 2006. doi: 10.1109/TIE.2006.885483.
- [58] T. Thacker, D. Boroyevich, R. Burgos, and F. Wang, "Phase-locked loop noise reduction via phase detector implementation for single-phase systems", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 6, pp. 2482–2490, jun., 2011. doi: 10.1109/TIE.2010.2069070.
- [59] S. Golestan, M. Monfared, F. Freijedo, and J. Guerrero, "Design and tuning of a modified power-based PLL for single-phase grid-connected power conditioning systems", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 8, pp. 3639–3650, ago., 2012. doi: 10.1109/TPEL.2012.2183894.
- [60] S. Golestan, J. Guerrero, and J. Vasquez, "Three-phase PLLs: A review of recent advances", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 3, pp. 1894–1907, mar., 2017. 10.1109/TPEL.2016.2565642.
- [61] F. Gardner, *Phaselock techniques*. Wiley-Interscience, 3 edition, jul., 2005. ISBN: 978-0-471-43063-6.

- [62] X. Guo, W. Wu, and H. Gu, “Phase locked loop and synchronization methods for grid-interfaced converters: a review”, *Przegląd Elektrotechniczny*, vol. 87, no. 4, pp. 182–187, jan., 2011. ISSN: 0033-2097.
- [63] V. Monteiro, “Desenvolvimento de Sistemas de Carregamento Bidirecionais para Veículos Elétricos com Novos Modos de Operação para Smart Grids”, Tese de Doutorado, Universidade do Minho, Guimarães, 2016.
- [64] D. Brod and D. Novotny, “Current control of VSI-PWM inverters”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, no. 3, pp. 562–570, mai., 1985. doi: 10.1109/TIA.1985.349711.
- [65] M. Kazmierkowski and L. Malesani, “Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: A survey”, *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 45, no. 5, pp. 691–703, out., 1998. doi: 10.1109/41.720325.
- [66] S. Buso, L. Malesani, and P. Mattavelli, “Comparison of current control techniques for active filter applications”, *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 45, no. 5, pp. 722–729, out., 1998. doi: 10.1109/41.720328.
- [67] S. Bosch, J. Staiger, and H. Steinhart, “Predictive Current Control for an Active Power Filter with LCL-Filter”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, jun., 2017. doi: 10.1109/TIE.2017.2772176.
- [68] Y. Zhang, H. Gong, J. Li, B. Qiu, and M. Yang, “Discrete time-varying four fundamental operations implemented by Euler forward difference”, in *Control Conference (CCC), 2017 36th Chinese*, pp. 9807–9812, set., 2017. doi: 10.23919/ChiCC.2017.8028920.
- [69] STMicroelectronics, “Sensor field oriented control (IFOC) of three-phase AC induction motors using ST10F276”, 2006. [Online]. Disponível em: http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/application_note/06/30/4a/f2/c8/e3/48/e5/CD00116774.pdf/files/CD00116774.pdf/jcr:content/translations/en.CD00116774.pdf. [Acedido a: 15-set-2017].
- [70] D. Ross, J. Theys, and S. Bowling, “Using the dsPIC30F for Vector Control of an ACIM”, *Microchip Technologies*, 2004. [Online]. Disponível em: <http://ww1.microchip.com/downloads/jp/AppNotes/ACIM%20Vector%20Control%2000908a.pdf>. [Acedido a: 15-set-2017].
- [71] R. Araújo, “Sistema de controlo do motor de indução trifásico baseado no princípio da orientação do campo”, Dissertação de Mestrado, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, Porto, 1991.
- [72] A. Parthan, L. Suresh, and J. Raj, “A brief review on torque control of induction motor”, in *Circuit, Power and Computing Technologies (ICCPCT), International Conference on*, pp. 1–5, abr., 2017. doi: 10.1109/ICCPCT.2017.8074348.
- [73] R. Kerkman, G. Skibinski, and D. Schlegel, “AC drives: Year 2000 (Y2K) and beyond”, in *Applied Power Electronics Conference and Exposition. Fourteenth Annual*, vol. 1, pp. 28–39, mar., 1999. doi: 10.1109/APEC.1999.749486.

- [74] S. Bodkhe and M. Aware, "A variable-speed, sensorless, induction motor drive using DC link measurements", in *Industrial Electronics and Applications. 4th IEEE Conference on*, pp. 3591–3596, jun., 2009. doi: 10.1109/ICIEA.2009.5138875.
- [75] J. Holtz, "Sensorless control of induction motor drives", *Proceedings of the IEEE*, vol. 90, no. 8, pp. 1359–1394, nov., 2002. doi: 10.1109/JPROC.2002.800726.
- [76] H. Kubota and K. Matsuse, "Speed sensorless field-oriented control of induction motor with rotor resistance adaptation", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no. 5, pp. 1219–1224, out., 1994. doi: 10.1109/28.315232.
- [77] H. M. D. Habbi, H. J. Ajeel, and I. I. Ali, "Speed Control of Induction Motor using PI and V/F Scalar Vector Controllers", *International Journal of Computer Applications*, vol. 151, no. 7, out., 2016. doi: 10.5120/ijca2016911831.
- [78] C. Wang, C. Fang, "Sensorless scalar-controlled induction motor drives with modified flux observer", *IEEE transactions on energy conversion*, vol. 18, no. 2, pp. 181–186, jun., 2003. doi: 10.1109/TEC.2002.805181.
- [79] C. Adiuku, A. Beig, and S. Kanukollu, "Sensorless closed loop V/f control of medium-voltage high-power induction motor with synchronized space vector PWM", in *GCC Conference and Exhibition (GCCCE), IEEE 8th*, pp. 1–6, fev., 2015. doi: 10.1109/IEEGCC.2015.7060091.
- [80] A. Munoz-Garcia, T. Lipo, and D. Novotny, "A new induction motor V/f control method capable of high-performance regulation at low speeds", *IEEE transactions on Industry Applications*, vol. 34, no. 4, pp. 813–821, ago., 1998. doi: 10.1109/28.703982.
- [81] Y. Kumsuwan, S. Premrudeepreechacharn, K. Oranpiroj, T. Boonsai, and A. Toliyat, "A Direct Torque Control of Induction Motor Using V/f PWM Technique", in *Power Electronics and Drives Systems. International Conference on*, vol. 1, pp. 751–755, dez., 2005. doi: 10.1109/PEDS.2005.1619785.
- [82] A. Lugli, F. Araújo, G. Floriano, J. P. da Silva, J. Henriques, R. Volpato, and Y. M. Masselli, "Controle Vetorial e Escalar para Motores de Indução Trifásicos". [Online]. Disponível em: <https://pt.scribd.com/document/364217354/Controle-Vetorial-e-Escalar-Para-Motores-de-Inducao-Trifasicos-1>. [Acedido a: 17-fev-2018]
- [83] ABB, "ABB industrial drives ACS880, single drives 0.55 to 3200 kW Catalog". [Online]. Disponível em: https://new.abb.com/docs/librariesprovider54/publikationer/quick-guides/acs880.pdf?sfvrsn=8c6fe213_2. [Acedido a: 18-nov-2017].
- [84] GEFTRAN, "Motion Control - AFE200 Regenerative active front end power suppliers". [Online]. Disponível em: <http://www.gefran.com/en/products/290-afe200-regenerative-active-front-end-power-suppliers>. [Acedido a: 16-nov-2017].
- [85] GEFTRAN, "Motion Control - ADV200 HC Field-Oriented vector inverter for Hoist & Crane applications". [Online]. Disponível em: <http://www.gefran.com/en/products/503-adv200-hc-field-oriented-vector-inverter-for-hoist-crane-applications>. [Acedido a: 16-nov-2017].

- [86] OMRON, “SX-AFE”. [Online]. Disponível em: <https://industrial.omron.pt/pt/products/sx-afe#downloads>. [Acedido a: 20-nov-2017].
- [87] “Regulamento da Qualidade de Serviço, Diário da República II-Série N° 48 de 8 de Março, 2006”. [Online]. Disponível em: <http://www.templarluz.com/downloads/RQS-Elect-PT-Mar2006.pdf>. [Acedido a: 14-nov-2018].
- [88] Ning-Y Dai and Man-Chung Wong, “Design considerations of coupling inductance for active power filters”, in *Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 6th IEEE Conference on*, pp. 1370–1375, jun., 2011. doi: 10.1109/ICIEA.2011.5975801.
- [89] L. Chen and F. Peng, “Dead-time elimination for voltage source inverters”, *IEEE transactions on power electronics*, vol. 23, no. 2, pp. 574–580, mar., 2008. doi: 10.1109/TPEL.2007.915766.
- [90] T. Sousa, “Filtro Ativo de Potência Paralelo Monofásico com Conversor CC-CC Bidirecional para Operação como UPS”, Dissertação de Mestrado, Universidade do Minho, Guimarães, 2017.
- [91] Texas Instruments, “TMS320F2833x, TMS320F2823x Digital Signal Controllers (DSCs)”, 2016. Disponível em: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tms320f28335.pdf>. [Acedido a: 19-out-2018]
- [92] ChenYang Technologies GmbH & Co. KG, “Hall effect voltage sensor (CYHVS5-25A)”. [Online]. Disponível em: <http://www.hallsensors.de/CYHVS5-25A.pdf>. [Acedido a: 10-nov-2018].
- [93] LEM, “Current Transducer LA 200-P”. [Online]. Disponível em: https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/la_150-p_new.pdf. [Acedido a: 10-nov-2018].
- [94] RLS, “AM512B - angular magnetic encoder IC”. [Online]. Disponível em: <https://www.rls.si/en/am512b-9-bit-rotary-magnetic-sensor-chip>. [Acedido a: 12-set-2018].
- [95] D. Pedrosa, “Nova Topologia de Conversor Bidirecional Unificado para Sistema de Tração e Carregamento de Baterias em Veículos Elétricos”, Tese de Doutoramento, Universidade do Minho, Guimarães, 2017.
- [96] Maxim Integrated, “MAX1320, 8-/4-/2-Channel, 14-Bit, Simultaneous-Sampling ADCs with $\pm 10V$, $\pm 5V$, and 0 to +5V Analog Input Ranges”, 2008. [Online]. Disponível em: <https://www.maximintegrated.com/en/products/analog/data-converters/analog-to-digital-converters/MAX1320.html>. [Acedido a: 10-nov-2018].
- [97] Texas Instruments, “8-Channel, 12-/10-/8-Bit, 2.7-V to 5.5-V, Low Pwr DAC with Pwr Dwn datasheet (Rev. G)”. [Online]. Disponível em: <http://www.ti.com/product/TLV5610>. [Acedido a: 14-set-2018].
- [98] Semikron, “IGBT Modules SEMITRANS 3”. [Online]. Disponível em: <https://www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-datasheet-skm400gb12v-22892083.pdf>. [Acedido a: 11-ago-2018].

- [99] Semikron, “IGBT Driver - SKHI 22A/B R”. [Online]. Disponível em: <https://www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-datasheet-skhi-22-a-b-r-15012521.pdf>. [Acedido a: 15-nov-2018].
- [100] Tek, “Measuring Vgs on Wide Bandgap Semiconductors”. [Online]. Disponível em: <https://www.tek.com/document/application-note/measuring-vgs-wide-bandgap-semiconductors>. [Acedido a: 06-nov-2018].
- [101] R. Pereira, “Desenvolvimento de um Sistema de Aquisição e Controlo de Binário e Velocidade para um Freio Electromagnético”, Dissertação de Mestrado, Universidade do Minho, Guimarães, 2011.