

**Desenvolvimento e Implementação de um
Modelo de Controlo Preditivo Avançado,
Aplicado a Motores de Indução Hexafásicos,
com Enrolamentos Assimétricos**

João Pedro Caetano Serra

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em

Engenharia Eletromecânica

(2º ciclo de estudos)

Orientador: Prof. Doutor António João Marques Cardoso

Coorientador: Doutor Imed Jlassi

setembro de 2021

Agradecimentos

Em primeiro lugar, gostaria de agradecer ao Professor Doutor António João Marques Cardoso pela sua supervisão, sendo diretor do CISE - Centro de Investigação em Sistemas Electromecatrónicos, pelo qual guardo enorme respeito e admiração.

Não menos importante foi o suporte do Doutor Imed Jlassi, que me acompanhou e orientou nas várias etapas da composição deste trabalho.

Gostaria de agradecer à minha namorada Rafaela Bento, pelo apoio, pela força transmitida, pela paciência e pelo amor demonstrado em todo o caminho que já percorremos juntos, mesmo nos momentos mais difíceis.

Agradeço à minha família, nomeadamente aos meus pais e à minha irmã, por me terem dado as condições e o suporte necessário para atingir este patamar académico e também por acreditarem em mim.

Uma palavra de agradecimento ao Mestre Fernando Bento pela ajuda em pormenores da componente técnica do meu trabalho.

Por fim, queria agradecer a todos os colegas e amigos, em particular ao Efren Rodrigues e Diogo Vaz, que me acompanharam, apoiaram e incentivaram ao longo destes últimos anos.

Resumo

As máquinas multifásicas caracterizam-se por possuir um número de fases superior a três. São, nos dias de hoje, uma escolha comum para equipar unidades elétricas onde a tolerância a falhas é um ponto relevante, proporcionando, ainda, menores oscilações de binário e maior densidade de potência, relativamente às máquinas trifásicas.

Uma máquina multifásica é alimentada por intermédio de um conversor eletrónico de potência, que permite um maior número de graus de liberdade, conforme o número de fases da máquina, o que se traduz num grau de complexidade superior. No entanto, tirando proveito dos graus de liberdade adicionais, é possível utilizar novos e melhorados tipos de controlo, porém mais complexos.

Um dos modelos de controlo mais vantajoso para máquinas polifásicas é o Modelo de Controlo Preditivo (MPC) que, por possuir a capacidade de antecipar eventos futuros, permite adotar ações de controlo autonomamente. Apresenta, no entanto, a grande desvantagem do aumento do esforço computacional com o aumento do número de fases da máquina. Como tal, torna-se necessário desenvolver métodos de controlo de carácter preditivo capazes de controlar a máquina, mantendo ou até melhorando o seu desempenho, com esforço computacional reduzido.

O trabalho desenvolvido nesta dissertação foca-se no controlo de acionamentos de Máquinas de Indução Hexafásicas (MIH), com enrolamentos assimétricos. Inicialmente, é apresentada uma abordagem teórica às máquinas multifásicas. Relativamente às máquinas hexafásicas, são analisadas as suas características construtivas, princípio de funcionamento, tipos de controlo e de conversores de energia. De seguida, é feita uma análise teórica do MPC convencional. Posteriormente, é apresentado um modelo computacional da máquina e a modelação de todos os estados de comutação que o inversor poderá possuir. Aproveitando a versatilidade da máquina de seis fases, são propostas e analisadas estratégias de controlo derivadas a partir do MPC. Apresentam-se, por último, os resultados obtidos através de simulação e de ensaios experimentais, que permitem validar os modelos propostos para o controlo da máquina.

Palavras-chave

Máquina de Indução Hexafásica; Enrolamento Assimétrico; Modelo de Controlo Preditivo (MPC); Controlo de Corrente Elétrica por Histerese (HCC); Controlo *Dead-Beat* (DB); Esforço Computacional; Oscilações de Binário.

Abstract

Multi-phase machines have three or more phases and represent a consistent choice when it comes to industrial applications where fault tolerance is a major concern. These machines achieve less torque fluctuations and greater power delivery, when compared to three-phase machines.

An electronic power converter supplies these machines, providing several degrees of freedom that increase with the number of phases, which results in greater complexity. However, the additional number of degrees of freedom opens the possibility to use new and improved types of control, though more complex.

One of the most beneficial control models for multi-phase machines is the Model Predictive Control (MPC), thanks to its predictive characteristics. It can anticipate future events and take course of action autonomously, which results in additional computational burden due to the higher number of phases. As a result, it is critical to develop predictive control strategies that require less computational burden, while achieving higher performance than classic MPC.

The main goal of this dissertation is the study of control methods applied to six-phase asymmetrical induction machines. Initially, the theoretical principles of multi-phase machines are presented. Regarding six-phase machines, construction characteristics, operation principles, types of control and converters are mentioned. Then, the classic MPC is also analysed. Afterwards, a computational model of the studied machine and the commutation states that the inverter might assume are presented. All the MPC-derived techniques are considered and analysed. Finally, the simulation results are shown, and the experimental outcomes are used to validate the proposed control models for the six-phase machine.

Keywords

Six-phase Induction Machine; Asymmetrical windings; Model Predictive Control (MPC); Hysteresis Current Control (HCC); Dead-Beat Control (DB); Computational Burden; Torque Ripple.

Índice

Capítulo 1-----	1
Introdução -----	1
1.1 Importância e enquadramento do tema -----	2
1.2 Objetivos da investigação-----	3
1.3 Estrutura da dissertação-----	4
Capítulo 2 -----	5
Conceitos teóricos e revisão da literatura -----	5
2.1 Máquinas Multifásicas -----	5
2.1.1 Vantagens e Desvantagens -----	6
2.1.2 Aplicações-----	8
2.2 Máquina de Indução Hexafásica-----	8
2.2.1 Características construtivas-----	10
2.2.2 Princípio de funcionamento -----	12
2.3 Controlo das Máquinas Polifásicas -----	13
2.3.1 Tipos de conversores de energia-----	16
2.3.2 Modelo de Controlo Preditivo -----	16
2.3.2.1 Princípio de Funcionamento do Modelo de Controlo Preditivo-----	17
2.3.2.2 Função custo -----	19
2.3.2.3 Vantagens e Desvantagens-----	19
Capítulo 3 -----	21
Modelo Analítico do Motor de Indução Hexafásico, com Enrolamento Assimétrico -----	21
3.1 Introdução-----	22
3.2 Modelação do inversor de tensão com seis fases, de dois níveis -----	23
3.3 Modelo matemático da máquina de indução hexafásica assimétrica -----	27
3.4 Simplificações práticas das equações da máquina de indução hexafásica-----	31
Capítulo 4 -----	35
Tipos de Controlo do MIH -----	35

4.1	Modelo de Controlo Preditivo -----	35
4.1.1	Modelação do Modelo de Controlo Preditivo -----	36
4.1.2	Função Custo do Modelo de Controlo Preditivo -----	37
4.1.3	Etapas do Modelo de Controlo Preditivo -----	39
4.2	Controlo proposto HCC+MPC-----	40
4.2.1	Modelação do HCC+MPC -----	40
4.2.2	Seleção dos estados de comutação-----	43
4.2.3	Etapas do HCC+MPC -----	46
4.3	Controlo proposto DB+MPC-----	47
4.3.1	Modelação do DB+MPC -----	47
4.3.2	Seleção dos estados de comutação-----	51
4.3.3	Etapas do DB+MPC -----	53
Capítulo 5	-----	55
Validação Computacional e Experimental das Estratégias de Controlo Propostas	-----	55
5.1	Características da MIH em estudo -----	55
5.1.1	Parametrização da MIH -----	56
5.2	Simulação dos Controlos na MIH em estudo -----	57
5.2.1	Resultados das Simulações dos Controlos-----	58
5.2.2	Desempenho das Estratégias de Controlo -----	61
5.3	Validação Experimental do Modelo e Resultados Experimentais-----	63
5.3.1	Resultados Experimentais dos Controlos-----	64
5.3.2	Desempenho das estratégias de controlo -----	75
Capítulo 6	-----	77
Conclusões e sugestões para trabalhos futuros	-----	77
6.1	Conclusões -----	77
6.2	Sugestões para trabalhos futuros -----	77
Bibliografia	-----	79

Lista de Figuras

Figura 2.1: Evolução do estudo das máquinas multifásicas. (a) Número cumulativo de publicações desde 1980; (b) Número de publicações em cada período de cinco anos, desde 1980. (IEEE Xplore) [3]. -----	6
Figura 2.2: Disposição dos enrolamentos do estator para (a) máquina hexafásica assimétrica; (b) máquina hexafásica simétrica. -----	9
Figura 2.3: Possíveis configurações do ponto neutro para os enrolamentos assimétricos do estator com seis fases: (a) Disposição isolada (2N); (b) Disposição conectada (1N). -----	10
Figura 2.4: Constituição de um motor de indução e diferentes configurações possíveis para o rotor. -----	11
Figura 2.5: Diagrama de blocos do princípio de funcionamento do modelo de controlo preditivo. -----	17
Figura 3.1: Esquema geral do motor de indução hexafásico com enrolamentos assimétricos ($\alpha=30^\circ$) numa configuração de neutro isolado (2N). É controlado por um inversor de fonte de tensão com dois níveis (2L-VSI) baseado em [39]. -----	21
Figura 3.2: Representação de todos os estados de comutação nos subespaços: a) $\alpha - \beta$; b) $x - y$. -----	25
Figura 3.3: Circuito equivalente da máquina de indução hexafásica no referencial rotativo. -----	27
Figura 4.1: Funcionamento esquemático do modelo de controlo preditivo [59].-----	35
Figura 4.2: Esquema do controlo do modelo preditivo numa máquina de indução hexafásica.-----	36
Figura 4.3: Fluxograma do modelo de controlo preditivo para um VSI hexafásico. -----	39
Figura 4.4: Esquema do modelo de controlo proposto, que combina o controlo de corrente por histerese (HCC) e o modelo de controlo preditivo (MPC). -----	40
Figura 4.5: Escolha dos estados de comutação: a) O estado de comutação proveniente do HCC; b) Seleção dos estados de comutação a participar no MPC com base no estado de comutação proveniente do HCC (Caso 2).-----	43
Figura 4.6: Escolha dos estados de comutação: a) O estado de comutação proveniente do HCC; b) Seleção dos estados de comutação a participar no MPC, com base no estado de comutação proveniente do HCC (Caso 3).-----	44

Figura 4.7: Fluxograma do modelo de controlo proposto, que combina o controlo de corrente por histerese e o modelo de controlo preditivo. -----	46
Figura 4.8: Esquema do modelo de controlo proposto que combina o controlo <i>dead-beat</i> e o modelo de controlo preditivo, aplicado a máquina de indução hexafásica. -----	47
Figura 4.9: Representação do vetor previsto proveniente do controlo <i>dead-beat</i> juntamente com todos os estados de comutação possíveis na máquina de indução hexafásica, no campo $\alpha - \beta$.-----	51
Figura 4.10: Representação do vetor previsto, proveniente do controlo <i>dead-beat</i> : a) Área selecionada com base no vetor previsto; b) Seleção dos vetores a participar no MPC, com base no vetor proveniente do controlo DB. -----	52
Figura 4.11: Fluxograma do modelo de controlo proposto, que combina o controlo <i>dead-beat</i> e o modelo de controlo preditivo. -----	54
Figura 5.1: (a) Caixa de terminais; (b) Vista geral do motor de indução hexafásico WEG. 55	
Figura 5.2: Esquema das ligações dos enrolamentos do motor em estudo.-----	56
Figura 5.3: Modelo computacional implementado em MATLAB/Simulink. -----	57
Figura 5.4: Desempenho do ASIMD quando controlado pelo modelo de controlo preditivo clássico, com o uso de 49 vetores, para diferentes condições.-----	59
Figura 5.5: Desempenho do ASIMD quando controlado pelo modelo de controlo preditivo minimizado, com o uso de 13 vetores, para diferentes condições. -----	59
Figura 5.6: Desempenho do ASIMD quando controlado pelo método proposto HCC+MPC, com o uso de 8 vetores para diferentes condições. -----	60
Figura 5.7: Desempenho do ASIMD quando controlado pelo método proposto DB+MPC, com o uso 5 vetores, para diferentes condições. -----	60
Figura 5.8: Montagem do equipamento utilizado para a realização dos ensaios experimentais. -----	63
Figura 5.9: Desempenho do ASIMD quando controlado pelo modelo de controlo preditivo minimizado, com o uso de 13 vetores, a uma velocidade de rotação de 1000 <i>rpm</i> , um binário de 10 <i>N.m</i> , alimentado a 250 V_{DC} e com um tempo de amostragem de 60 μs . -----	65
Figura 5.10: Desempenho do ASIMD quando controlado pelo método proposto HCC+MPC, com o uso de 8 vetores, a uma velocidade de rotação de 1000 <i>rpm</i> , um binário de 10 <i>N.m</i> , alimentado a 250 V_{DC} e com um tempo de amostragem de 60 μs . -----	66

Figura 5.11: Desempenho do ASIMD quando controlado pelo método proposto DB+MPC, com o uso 5 vetores, a uma velocidade de rotação de 1000 *rpm*, um binário de 10 *N.m*, a 250 V_{DC} e com um tempo de amostragem de 60 μs . ----- 66

Figura 5.12: Desempenho do ASIMD quando controlado pelo método proposto HCC+MPC, com o uso de 8 vetores, a uma velocidade de rotação de 1000 *rpm*, com um binário de 10 *N.m*, alimentado a 250 V_{DC} e com um tempo de amostragem de 50 μs .----- 67

Figura 5.13: Desempenho do ASIMD quando controlado pelo método proposto DB+MPC, com o uso de 5 vetores, a uma velocidade de rotação de 1000 *rpm*, com um binário de 10 *N.m*, alimentado a 250 V_{DC} e com um tempo de amostragem de 50 μs .----- 67

Figura 5.15: Desempenho do ASIMD quando controlado pelo método proposto HCC+MPC, com o uso de 8 vetores, a uma velocidade de rotação de 1000 *rpm*, com o binário a variar de 0 *N.m* a 7 *N.m*, alimentado a 250 V_{DC} e com um tempo de amostragem de 60 μs . ---- 69

Figura 5.16: Desempenho do ASIMD quando controlado pelo método proposto DB+MPC, com o uso 5 vetores, a uma velocidade de rotação de 1000 *rpm*, com um binário a variar de 0 *N.m* a 7 *N.m*, alimentado a 250 V_{DC} e com um tempo de amostragem de 60 μs . ----- 70

Figura 5.17: Desempenho do ASIMD quando controlado pelo método proposto HCC+MPC, com o uso de 8 vetores, a uma velocidade de rotação de 1000 *rpm*, com um binário a variar de 0 *N.m* a 7 *N.m*, alimentado a 250 V_{DC} e com um tempo de amostragem de 50 μs .----- 70

Figura 5.18: Desempenho do ASIMD quando controlado pelo método proposto DB+MPC, com o uso de 5 vetores, a uma velocidade de rotação de 1000 *rpm*, com um binário a variar de 0 *N.m* a 7 *N.m*, alimentado a 250 V_{DC} e com um tempo de amostragem de 50 μs .----- 71

Figura 5.19: Desempenho do ASIMD quando controlado pelo modelo de controlo preditivo minimizado, com o uso de 13 vetores, a uma variação de velocidade de rotação de 1000 *rpm* a 1500 *rpm*, em vazio, a 300 V_{DC} e com um tempo de amostragem de 60 μs . ----- 72

Figura 5.20: Desempenho do ASIMD quando controlado pelo método proposto HCC+MPC, com o uso de 8 vetores, a uma variação de velocidade de rotação de 1000 *rpm* a 1500 *rpm*, em vazio, alimentado a 300 V_{DC} e com um tempo de amostragem de 60 μs . ----- 72

Figura 5.21: Desempenho do ASIMD quando controlado pelo método proposto DB+MPC, com o uso 5 vetores, a uma variação de velocidade de rotação de 1000 *rpm* a 1500 *rpm*, em vazio, alimentado a 300 V_{DC} e com um tempo de amostragem de 60 μs . ----- 73

Figura 5.22: Desempenho do ASIMD quando controlado pelo método proposto HCC+MPC, com o uso de 8 vetores, sujeito a uma variação de velocidade de rotação de 1000 *rpm* para 1500 *rpm*, em vazio, alimentado a 300 V_{DC} e com um tempo de amostragem de 50 μs . -- 73

Figura 5.23: Desempenho do ASIMD quando controlado pelo método proposto DB+MPC, com o uso 5 vetores, quando sujeito a uma variação de velocidade de rotação de 1000 *rpm* a 1500 *rpm*, em vazio, alimentado a 300 V_{DC} e com um tempo de amostragem de 50 μs .-74

Lista de Tabelas

Tabela 3.1: Os 64 estados de comutação que a máquina de indução hexafásica poderá implementar no controlo do inversor de tensão. -----	26
Tabela 4.1: Os 13 estados de comutação provenientes do MPC 13 (reduzido) que a máquina de indução hexafásica poderá implementar no controlo do inversor de tensão. -----	38
Tabela 4.2: Representação de todas as possibilidades na seleção dos vetores a participar no MPC, de acordo com o método proposto HCC+MPC. -----	45
Tabela 4.3: Representação de todas as possibilidades na seleção dos vetores a participar no MPC, no método proposto DB+MPC.-----	53
Tabela 5.1: Parâmetros da MIH utilizadas nas simulações e nos ensaios experimentais. -	56
Tabela 5.2: Parâmetros complementares da MIH utilizadas nas simulações. -----	58
Tabela 5.3: Desempenho das estratégias de controlo, aferido com uso dos parâmetros de avaliação THD e TWO. -----	61
Tabela 5.4: Parâmetros complementares utilizados nos ensaios experimentais.-----	64
Tabela 5.5: Desempenho das estratégias de controlo, aferido experimentalmente, com recurso aos parâmetros de avaliação THD e TWO. -----	75

Lista de Acrónimos

ASIMD	<i>Asymmetrical Six-phase Induction Machine Drive</i> – Máquina de Indução Assimétrica de Seis Fases
CSI	<i>Current Source Inverter</i> – Inversor de Fonte de Corrente
DB	<i>Dead-Beat Control</i> – Controlo <i>Dead-Beat</i>
DC	<i>Direct Current</i> – Corrente Contínua
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> – Processador Digital de Sinal
DTC	<i>Direct Torque Control</i> – Controlo Direto de Binário
FCS-MPC	<i>Finite Control Set Model Predictive Control</i> – Modelo de Controlo Preditivo de Conjunto Finito
FEM	Força Eletromotriz
FMM	Força Magnetomotriz
FOC	<i>Field Oriented Control</i> – Controlo por Campo Orientado
HCC	<i>Hysteresis Current Control</i> – Controlo de Corrente por Histerese
MIH	Motor de Indução Hexafásico
MPC	<i>Model Predictive Control</i> – Modelo de Controlo Preditivo
NPC	<i>Neutral Point Clamped</i> – Fixação do Ponto Neutro
PCC	<i>Predictive Current Control</i> – Controlo Preditivo da Corrente
PI	<i>Proportional Integral Controller</i> – Controlador Proporcional Integral
PTC	<i>Predictive Torque Control</i> – Controlo Preditivo do Binário
PSC	<i>Predictive Speed Control</i> – Controlo Preditivo da Velocidade
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i> – Modulação por Largura de Impulso
SV-PWM	<i>Space Vector Pulse-Width Modulation</i> – Modulação por Largura de Impulso do Vetor Espacial
VSC	<i>Voltage Source Converter</i> – Conversor de Fonte de Tensão
VSD	<i>Vector Space Decomposition</i> – Decomposição no Espaço Vetorial
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i> – Inversor de Fonte de Tensão
ZSC	<i>Zero Sequence Current</i> – Correntes de Sequência-Zero
2L-VSIs	<i>Two-Level Voltage Source Inverter</i> – Inversores de Fonte de Tensão de Dois Níveis de Tensão
3L-NPC	<i>Three-Level Neutral Point Clamped</i> – Fixação do Ponto Neutro, com Três Níveis de Tensão
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i> – Distorção Harmónica Total
TWO	<i>Total Waveform Oscillation</i> – Oscilação Total da Forma de Onda

Capítulo 1

Introdução

Recentemente, as máquinas elétricas, enquanto dispositivos eletromecânicos de conversão de energia, ressurgiram como uma solução potencial para várias aplicações domésticas e industriais, impulsionando o desenvolvimento e crescimento tecnológico da indústria.

Uma máquina elétrica pode funcionar como motor (conversão de energia elétrica em energia mecânica), como gerador (conversão de energia mecânica em energia elétrica) ou ainda como transformador (apenas em máquinas específicas). Tanto no funcionamento enquanto motor como no funcionamento enquanto gerador, as máquinas elétricas caracterizam-se pela ocorrência de movimento, podendo esse movimento ser rotativo ou linear. Por outro lado, apesar de o funcionamento enquanto transformador não se enquadrar nessa definição clássica de máquina elétrica, por não implicar qualquer tipo de movimento, tal enquadramento deve-se ao facto de a sua operação se basear no fenómeno de indução eletromagnética. As máquinas elétricas proporcionam, assim, uma vasta gama de aplicações.

Embora o uso de máquinas trifásicas continue a ser a escolha preferencial para as diversas aplicações, tem-se constatado uma crescente tendência de reavaliar o número ideal de fases que cada máquina deverá possuir. Historicamente, o número de fases das máquinas elétricas era limitado pelo número de fases da rede elétrica (uma fase – máquinas monofásicas, ou três fases - máquinas trifásicas). Nos trabalhos desenvolvidos em 1969 por E. E. Ward e H. Härer [1], foi proposto pela primeira vez o conceito de máquinas elétricas polifásicas, através da projeção de uma máquina multifásica (composta por cinco fases), alimentada por um inversor de fonte de tensão (VSI).

Entretanto, o desenvolvimento dos dispositivos eletrónicos de potência e dos processadores digitais permitiu a conceção de conversores eletrónicos de potência mais robustos, flexíveis, rápidos e capazes de executar um controlo baseado em técnicas mais avançadas e, conseqüentemente, mais eficientes. Essa eficiência contribui para uma utilização mais proveitosa da energia, dando resposta a uma das grandes preocupações da sociedade atual: reduzir o impacto ambiental. Estes avanços servem de motivação para que as técnicas de acionamento de máquinas elétricas sejam reavaliadas e novas técnicas sejam propostas.

O número de fases das máquinas elétricas deixou, portanto, de estar limitado pelo número de fases da rede elétrica, o que conduziu ao surgimento de máquinas multifásicas, especialmente máquinas hexafásicas, de elevada potência. Estas máquinas apresentam excelentes funcionalidades comparativamente às suas congêneres trifásicas, que as tornam atrativas para aplicação em acionamentos elétricos. Apesar de possuírem um nível superior de complexidade, oferecem vantagens exclusivas, incluindo as seguintes [2], [3]:

- menor corrente elétrica por fase para a mesma tensão e potência nominais;
- menor ondulação do binário eletromecânico;
- menores vibrações e ruído;
- maior número de possíveis vetores na geração da tensão de fase;
- maior densidade de potência;
- redução dos harmônicos de corrente elétrica;
- maior tolerância a falhas na máquina e nos conversores, o que permite uma operação pós-falha suave (é suportada uma perda de até três fases, sem exigir *hardware* adicional).

Como consequência destas vantagens, este tipo de máquinas tem sido utilizado especialmente em aplicações de alta potência, como é o caso de locomotivas, veículos elétricos ou híbridos, propulsão naval e aeronáutica e sistemas de conversão de energia eólica [3].

1.1 Importância e enquadramento do tema

Como resultado do desenvolvimento dos dispositivos eletrônicos de potência e dos processadores digitais, a comunidade científica tem vindo a desenvolver técnicas de acionamento capazes de cumprir com critérios cada vez mais exigentes, tanto de eficiência energética como de desempenho, conduzindo a níveis elevados de fiabilidade e a métodos cada vez mais avançados e robustos.

Entre as máquinas multifásicas, aquelas com enrolamentos trifásicos múltiplos (como as máquinas de seis, nove ou dezoito fases) são as mais frequentemente discutidas. Embora possuam os benefícios de uma máquina multifásica, as estruturas trifásicas modulares permitem o uso de tecnologia e equipamentos trifásicos bem estabelecidos, proporcionando assim uma transição mais fácil e económica de um sistema trifásico para um sistema multifásico. A máquina hexafásica é a escolha preferencial: os enrolamentos do estator podem ser dispostos de forma a corresponder a dois enrolamentos trifásicos. Como tal, a máquina de indução hexafásica tem vindo a ganhar importância, uma vez que

possibilita um grande número de potenciais aplicações, através dos diversos tipos de controlo que lhe podem ser implementados.

Um dos modelos de controlo mais vantajoso utilizado nestas máquinas é o modelo de controlo preditivo. Consoante o número de fases que a máquina possuir, este modelo aumenta em 2^n o número de possíveis vetores de tensão provenientes dos inversores, o que se traduz num elevado volume computacional. Este aspeto constitui uma das principais desvantagens deste modelo de controlo. Sendo assim, são necessários processadores digitais muito rápidos para uma correta implementação deste tipo de controlo, o que torna a sua implementação dispendiosa. Para amostras de baixa frequência, ou seja, amostras de menores dimensões, o facto de o processador não ser capaz de efetuar os cálculos para estimar os vetores de tensão pretendidos para aplicação nos inversores, culmina em grandes ondulações de corrente elétrica e binário, que correspondem a um mau desempenho do controlo.

Sendo assim, é fundamental reduzir o esforço computacional a que os microprocessadores estão sujeitos, mantendo ou melhorando o desempenho da máquina através de métodos de controlo preditivo otimizados.

1.2 Objetivos da investigação

O principal objetivo desta dissertação é o estudo do comportamento do motor de indução hexafásico (MIH), de enrolamentos assimétricos, quando sujeito a diferentes tipos de controlo.

Será implementado como modelo base de controlo, o modelo de controlo preditivo (MPC) clássico. Este controlo baseia-se no modelo do motor, o qual vai estimar a evolução futura de diversas variáveis de controlo. Estas previsões são avaliadas com base numa função - a função de custo - que determina qual o melhor vetor, dos 64 vetores de tensão obtidos, a aplicar nos inversores.

Serão desenvolvidos modelos de controlo distintos que, comparativamente ao MPC clássico, possuam características semelhantes ou melhoradas relativamente ao desempenho, permitindo uma redução dos harmónicos da corrente elétrica (o que resulta numa regulação melhorada de binário produzido pelo motor), tudo isto com um menor esforço computacional.

Por fim, será realizada a comparação e avaliação da efetividade das diferentes estratégias do controlo preditivo apresentadas, recorrendo a modelos de simulação computacional e a ensaios experimentais.

Esta dissertação seguirá a seguinte ordem lógica de objetivos:

- i. Modelação matemática e computacional da máquina.
- ii. Implementação da estratégia de controlo preditivo da máquina.
- iii. Desenvolvimento de modelos de controlo preditivo otimizados.
- iv. Comparação e avaliação da efetividade das diferentes estratégias do controlo preditivo, recorrendo a modelos de simulação computacional e a ensaios experimentais.

1.3 Estrutura da dissertação

A presente dissertação encontra-se estruturada em seis capítulos. Neste capítulo apresenta-se uma introdução, com o respetivo enquadramento sobre o trabalho realizado e os seus objetivos principais, de forma a justificar o tema desta dissertação.

O capítulo 2 descreve o fundamento teórico que suporta o desenvolvimento do trabalho, apresentando uma abordagem teórica às máquinas multifásicas, onde são apresentadas vantagens e desvantagens, e as suas aplicações. Ainda no mesmo capítulo, são explicados os conceitos associados às características construtivas da MIH com enrolamentos assimétricos e os seus princípios de funcionamento. Por fim, é feita uma revisão da literatura que engloba os diferentes tipos de controlo existentes, nomeadamente o modelo de controlo preditivo, entre outros.

No capítulo seguinte, é apresentado o modelo matemático da máquina e dos diversos estados do inversor. Ambos os modelos são desenvolvidos e implementados em ambiente computacional (MATLAB/Simulink), traduzindo o funcionamento da máquina de indução hexafásica com enrolamento estatórico assimétrico.

No capítulo 4, começa-se por aplicar o modelo de controlo preditivo à máquina em estudo. Em seguida, são apresentados os modelos de controlo preditivo otimizados, desenvolvidos neste trabalho, bem como as etapas que os constituem.

No capítulo 5 são apresentados os resultados das simulações dos vários modelos investigados, onde é também realizada uma análise crítica dos mesmos. Ainda no mesmo capítulo, apresenta-se a validação dos modelos propostos através dos resultados dos ensaios experimentais.

Por último, no capítulo 6, apresentam-se as principais conclusões extraídas no decorrer deste trabalho e perspetivam-se trabalhos futuros.

Capítulo 2

Conceitos teóricos e revisão da literatura

2.1 Máquinas Multifásicas

As máquinas multifásicas caracterizam-se por possuir um número de fases superior a três. Estas têm sido objeto de extensas pesquisas e análises durante as últimas décadas, sendo vários os aspetos que têm sido pesquisados em detalhe e relatados na literatura [4].

No começo do século XX, o sistema trifásico de conversão e transmissão de energia elétrica já tinha sido estabelecido. Nessa altura, a eletrónica de potência ainda não tinha registado grande evolução, não existindo, por conseguinte, necessidade de produzir máquinas elétricas com um número de fases superior a três. Na década de 1920, as máquinas elétricas rotativas foram utilizadas pela primeira vez em unidades de produção de elevada potência, uma vez que os níveis de potência dos geradores atingiram os limites da capacidade de corrente elétrica dos disjuntores. Surgiu, então, a necessidade de construir geradores com seis fases, com o objetivo de aumentar a potência na produção de energia, sem com isso elevar os níveis da corrente elétrica [5]. Entretanto, registou-se um avanço na tecnologia dos disjuntores, que permitia o aumento dos níveis de corrente elétrica a que estes componentes conseguiam operar, tendo o interesse em máquinas de seis fases desvanecido [6].

No final da década de 1950, deu-se o desenvolvimento dos primeiros inversores de fonte de tensão (VSI), impulsionando o ressurgimento das máquinas multifásicas. Estas surgiram como uma alternativa para melhorar a oscilação de binário produzida pela modulação em onda quadrada [2]. Na década de 1960, nos trabalhos desenvolvidos por Ward e Harer [1], foi proposto pela primeira vez o conceito de máquinas elétricas polifásicas, onde foi constatada a redução das oscilações de binário numa máquina multifásica alimentada por inversores de fonte de tensão (VSI). Para além disso, foi constatado que o aumento no número de fases da máquina conduzia a uma menor corrente elétrica ou tensão por fase, diminuindo as exigências dos semicondutores de potência [7]. Um acionamento elétrico com maior fiabilidade, baseado numa máquina de múltiplas fases, foi estudado pela primeira vez em 1980 [8]. O estudo consistia em ligar cada fase da máquina a um conversor de energia independente. Em caso de falha numa ou mais fases, a unidade poderia permanecer em operação com uma distribuição de potência reduzida, uma vez que o controlo do fluxo e do binário em máquinas multifásicas requer apenas a regulação

de duas componentes de corrente elétrica independentes (componentes d e q), independentemente do número de fases da máquina [9]. Em [3] encontra-se reunida informação acerca do número de publicações em revista e de conferências realizadas no âmbito de máquinas multifásicas. Os resultados dessa análise encontram-se representados na Figura 2.1.

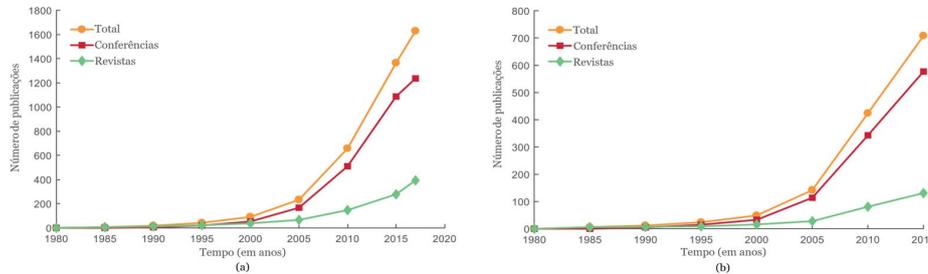


Figura 2.1: Evolução do estudo das máquinas multifásicas. (a) Número cumulativo de publicações desde 1980; (b) Número de publicações em cada período de cinco anos, desde 1980. (IEEE Xplore) [3].

As máquinas multifásicas fornecem graus de liberdade adicionais, que podem ser usados para diversos fins, sem com isso afetar a produção de fluxo e de binário [10]. Na década de 1990 foram publicados os primeiros trabalhos relacionados com a injeção de harmónicos de corrente elétrica, de forma a aumentar o binário desenvolvido por máquinas com enrolamentos concentrados, tirando proveito dos graus de liberdade adicionais que esta oferece [11], [12]. Mais recentemente, foram investigados os graus de liberdade adicionais atribuídos às máquinas multifásicas [13], cobrindo as áreas da modelação, controlo e aplicações. Através dessas descobertas, a investigação em máquinas multifásicas e acionamentos continuou a desenvolver-se nos últimos anos, envolvendo questões cada vez complexas. Por exemplo, nos estudos concretizados em [14], [15], são abordadas técnicas avançadas de modulação por largura de impulso (PWM). Estas técnicas, que anteriormente se aplicavam a conversores de fonte de tensão (VSC) de n braços aplicados a máquinas com enrolamentos ligados em estrela, foram melhoradas para aplicação a um sistema mais complexo de VSCs multi-nível associado a máquinas com diversas configurações de enrolamentos. Nos últimos anos, um tópico de investigação ativa no controlo de máquinas multifásicas, usando algoritmos mais sofisticados, é o uso do modelo de controlo preditivo [16], [17]. Desta forma, o interesse em máquinas multifásicas não só se manteve, como aumentou, pois, para algumas aplicações, a utilização destas máquinas pode afigurar-se extremamente vantajosa.

2.1.1 Vantagens e Desvantagens

Entretanto, na era dos dispositivos inteligentes, onde as máquinas são controladas por processadores digitais de sinais (DSP) extremamente poderosos e por conversores

eletrônicos de potência recém-projetados, o paradigma trifásico precisa de ser questionado. Torna-se assim necessário repensar e investigar qual a solução ideal para cada aplicação específica. Isto aplica-se especialmente a aplicações onde todo o sistema é construído “de raiz”.

Algumas empresas seguiram esse caminho com a mente aberta e sem suposições predefinidas sobre o número ideal de fases. Como resultado, as máquinas multifásicas têm sido usadas com sucesso em diferentes tipos de aplicações. As máquinas multifásicas apresentam excelentes funcionalidades comparativamente às suas congêneres trifásicas e, portanto, tornam-se atrativas para aplicação em acionamentos elétricos. Apesar de possuírem um nível superior de complexidade, as máquinas multifásicas oferecem vantagens exclusivas, incluindo as seguintes [2] – [4], [12], [13], [18], [19]:

- redução da corrente elétrica por fase da máquina e por braço do conversor eletrônico de potência, quando a máquina alimentada por um inversor de tensão.
- maior potência/binário por valor eficaz de corrente elétrica, para o mesmo volume da máquina;
- menor oscilação do binário eletromecânico;
- menores vibrações e ruído;
- maior número de possíveis vetores na geração da tensão de fase;
- melhor desempenho;
- maior densidade de potência;
- redução dos harmônicos de corrente elétrica no filtro capacitivo instalado no barramento DC do conversor eletrônico de potência;
- maior tolerância a falhas na máquina e nos conversores, permitindo uma operação pós-falha suave, que suporta uma perda de até três fases, sem exigir *hardware* adicional (ainda que com uma degradação de desempenho proporcional ao número de fases em falta, mas que pode ser minimizada com uma reconfiguração da estratégia de controle do inversor);
- redução da potência de perdas rotóricas, devido à redução dos harmônicos de corrente elétrica no rotor;

Como desvantagens das máquinas polifásicas, quando alimentadas por inversores de tensão, é possível referir:

- o número de semicondutores do conversor eletrônico de potência aumenta com o número de fases da máquina, o que resulta num aumento das perdas e no custo do conversor eletrônico de potência que a alimenta. No entanto, para máquinas de grande potência estas desvantagens podem não ser muito significativas face ao elevado custo do acionamento e quantidade de energia processada relativamente às perdas;

- maior complexidade no seu controlo;

2.1.2 Aplicações

Como consequência das vantagens acima referidas, estes tipos de máquinas têm vindo a ser empregues em diversos tipos de aplicações. O facto de este tipo de máquinas oferecer graus de liberdade adicionais leva a que sejam estudadas nos dias de hoje no âmbito de [20] – [24]:

- equilíbrio de tensões aplicadas aos condensadores do barramento DC dos inversores ligados em série à máquina;
- partilha desigual de potência;
- métodos de teste sob carga total;
- carregamento integrado de baterias para veículos elétricos;
- travagem dinâmica para máquinas elétricas não regenerativas;
- diagnóstico de falhas de fase aberta.

Hoje em dia, os acionamentos elétricos baseados em máquinas multifásicas são empregues numa vasta gama de áreas, tais como em aplicações [2], [25] – [31]:

- aeronáuticas;
- veículos elétricos ou híbridos;
- tração de comboios;
- elevadores de alta velocidade;
- propulsão de navios;
- naves espaciais;
- energia eólica.

2.2 Máquina de Indução Hexafásica

As máquinas de indução trifásicas são, nos dias de hoje, o tipo de motor mais utilizado em acionamentos elétricos industriais, principalmente na configuração de rotor em gaiola de esquilo, devido à sua robustez e baixa necessidade de manutenção, baixo custo, entre outros. O desenvolvimento dos dispositivos de eletrónica de potência e dos sistemas de processamento de sinais eliminou uma das maiores desvantagens destas máquinas, ou seja, o controlo preciso da máquina. Com a constante evolução da indústria, surge também a necessidade do uso de maiores potências e, conseqüentemente, maiores correntes

elétricas, o que motiva o uso de máquinas multifásicas, que apresentam várias vantagens em relação às trifásicas.

As máquinas multifásicas mais atrativas são, atualmente, as máquinas de indução hexafásicas, pois exigem poucas alterações no processo produtivo (em relação às máquinas trifásicas), bastando geralmente proceder à rebobinagem dos enrolamentos do estator [3]. Estas possibilitam um maior número de graus de liberdade, que se traduz no aumento da complexidade da máquina, aspeto que acaba por ser benéfico, já que possibilita a utilização de novos e melhores tipos de controlo, ainda que mais complexos. Além disso, o acionamento do motor hexafásico pode ser construído a partir de dois módulos de inversores trifásicos, dispositivos amplamente produzidos pela indústria eletrónica.

Na literatura, as máquinas de seis fases também são chamadas de máquinas trifásicas duplas, de estator duplo, de estrela dupla, etc. Há dois tipos de motor de indução hexafásico, sendo o primeiro denominado motor de indução hexafásico com enrolamento simétrico. Como o próprio nome sugere, os enrolamentos estatóricos da máquina encontram-se desfasados simetricamente, por um ângulo de 60° graus elétricos. O segundo tipo é denominado de motor de indução hexafásico com enrolamento assimétrico, por possuir os enrolamentos do estator desfasados por um ângulo de 30° graus elétricos, como podemos ver na Figura 2.2. É possível visualizar que o enrolamento $[a b c]$ corresponde ao primeiro conjunto trifásico e que o enrolamento $[d f e]$ corresponde ao segundo conjunto trifásico).

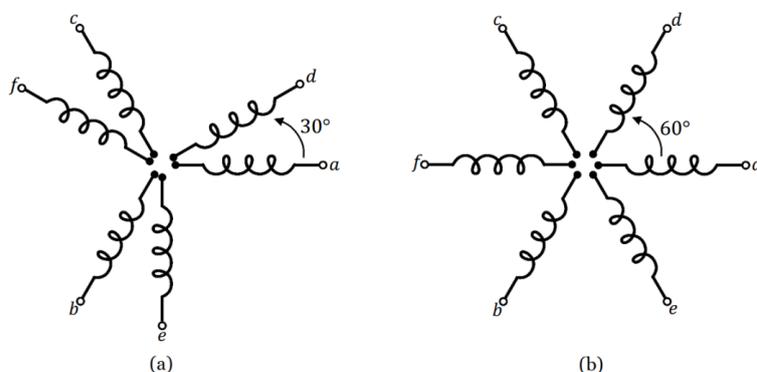


Figura 2.2: Disposição dos enrolamentos do estator para (a) máquina hexafásica assimétrica; (b) máquina hexafásica simétrica.

Em geral, uma máquina hexafásica com o enrolamento estatórico assimétrico é a escolha preferencial, possuindo um deslocamento angular de $\alpha = 30^\circ$ entre os dois conjuntos trifásicos. A principal razão que sustenta a escolha desta configuração é a melhor distribuição do fluxo, através da redução do conteúdo harmónico da força magnetomotriz (FMM) e da eliminação dos harmónicos de 6ª ordem do binário e, portanto, uma melhor qualidade do binário produzido.

A máquina de indução hexafásica com enrolamento assimétrico pode assumir dois tipos de configuração na ligação dos seus enrolamentos, a saber, configuração de neutro isolado (2N) ou configuração de neutro conectado (1N), conforme representado na Figura 2.3 [13], [32] – [35].

A máquina de seis fases com a configuração de neutro isolado (2N) é frequentemente adotada, uma vez que restringe a circulação de correntes elétricas de sequência-zero (ZSC) [36] e fornece isolamento entre os conjuntos de enrolamentos [19], conferindo um melhor desempenho na operação de estado estacionário, com harmónicos de corrente elétrica inferiores, em comparação com as configurações 1N.

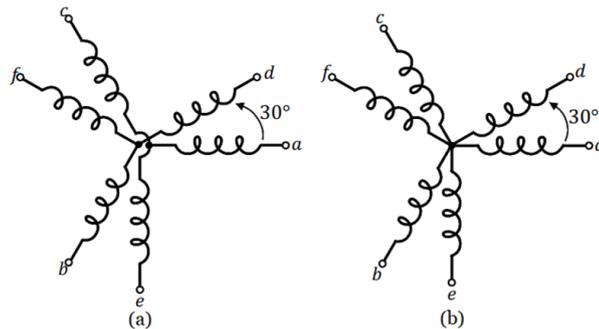


Figura 2.3: Possíveis configurações do ponto neutro para os enrolamentos assimétricos do estator com seis fases: (a) Disposição isolada (2N); (b) Disposição conectada (1N).

Por outro lado, a configuração assimétrica com configuração de neutro conectada (1N), tem graus de liberdade adicionais, possibilitando um melhor desempenho em operação tolerante a falhas [33], [35], [37].

No entanto, os avanços na tecnologia de eletrônica de potência e o recente desenvolvimento de novas técnicas para ambas as configurações da máquina hexafásica permitem que as duas máquinas sejam controladas de forma que o desempenho obtido por ambas seja idêntico.

Nesta tese, são realizadas investigações para a máquina de indução hexafásica com enrolamentos assimétricos, com a configuração de neutro isolado 2N, na tentativa de explorar e fornecer contribuições adicionais para o controlo desta máquina.

2.2.1 Características construtivas

A construção adotada no MIH é similar à de um motor trifásico de indução, sendo que a única particularidade diferenciadora reside no facto de o enrolamento estatórico ser constituído por 6 fases. Como tal, o MIH é composto por uma parte fixa, uma parte móvel e uma parte que as separa, designando-se, respetivamente, de estator, rotor e entreferro.

O estator é composto por chapas de aço laminado, tratadas termicamente ou de aço silicioso para reduzir ao mínimo as perdas por correntes elétricas parasitas (correntes de Foucault) e, conseqüentemente, as perdas no ferro por histerese e por efeito de Joule. Estas chapas têm o formato de um anel com ranhuras internas uniformemente distribuídas, onde são colocados os enrolamentos (Figura 2.4). Nas ranhuras do estator encontram-se os enrolamentos do mesmo, sendo que uma distribuição adequada dos enrolamentos permite uma diminuição da magnitude dos harmônicos espaciais e temporais, da mesma forma que, conforme o número de fases aumenta, mais notória é a redução de harmônicos e mais sinusoidal é a forma de onda da força magnetomotriz. Quando alimentados, os enrolamentos criarão um campo magnético girante no estator.

O rotor também é composto de chapas finas de aço magnético tratadas termicamente, dispondo de ranhuras na sua periferia externa. Este pode ainda ser de dois tipos: bobinado ou em gaiola de esquilo (Figura 2.4).

O rotor bobinado é constituído por um enrolamento idêntico ao do estator. Os terminais do enrolamento rotórico encontram-se ligados a anéis coletores, situados no veio. As escovas de grafite, em conjunto com estes anéis, permitem o acesso externo aos terminais do rotor. Neste caso, pode ser ligada uma resistência externa ao enrolamento rotórico, com o objetivo de permitir variar a velocidade do motor de indução e/ou aumentar o valor do binário de arranque.

O rotor em gaiola de esquilo contém barras de cobre ou alumínio, alojadas nas ranhuras do núcleo cilíndrico, laminado, do rotor e ligadas em curto-circuito em ambas as extremidades através de anéis também de cobre ou alumínio. O rotor em gaiola de esquilo é o mais usado nos motores de indução uma vez que é mais simples, mais económico e robusto do que o motor de indução de rotor bobinado.

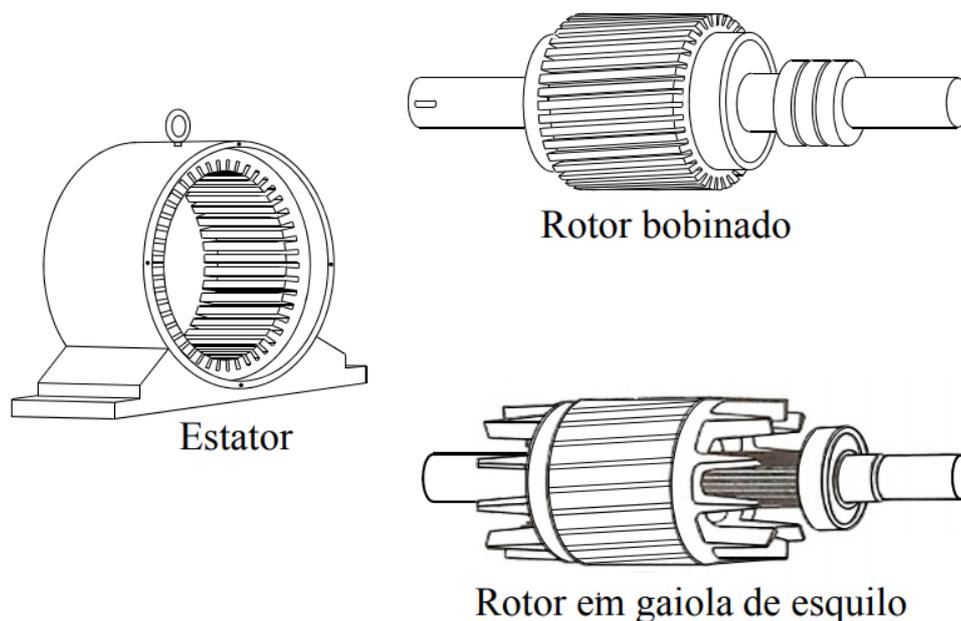


Figura 2.4: Constituição de um motor de indução e diferentes configurações possíveis para o rotor.

2.2.2 Princípio de funcionamento

Um motor de indução hexafásico com enrolamentos assimétricos, possui um defasamento entre os conjuntos de enrolamentos de 30° elétricos, como na Figura 2.3 (a).

Considerando uma máquina hexafásica com enrolamentos assimétricos, as correntes elétricas em cada fase do estator são expressas pelo sistema de equações (2.1), onde I_m é o valor máximo da corrente elétrica de fase no estator da máquina, α corresponde ao defasamento, em graus elétricos, entre os dois conjuntos estatóricos, ω é a velocidade angular e t o instante de tempo:

$$\begin{cases} i_{s_a}(t) = I_m \cos(\omega t) \\ i_{s_b}(t) = I_m \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_{s_c}(t) = I_m \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_{s_d}(t) = I_m \cos(\omega t + \alpha) \\ i_{s_e}(t) = I_m \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \alpha\right) \\ i_{s_f}(t) = I_m \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \alpha\right) \end{cases} \quad (2.1)$$

Cada uma das correntes elétricas produz uma FMM, expressa em (2.2), sinusoidalmente distribuída ao longo do entreferro, com pulsação sinusoidal, possuindo um pico localizado ao longo do respetivo eixo. θ representa a posição angular elétrica no entreferro e N o número de espiras:

$$\begin{cases} Fmm_a(t, \theta) = NI_m \cos(\omega t) \times \cos(\theta) \\ Fmm_b(t, \theta) = NI_m \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \times \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ Fmm_c(t, \theta) = NI_m \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \times \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ Fmm_d(t, \theta) = NI_m \cos(\omega t + \alpha) \times \cos(\theta + \alpha) \\ Fmm_e(t, \theta) = NI_m \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \alpha\right) \times \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3} + \alpha\right) \\ Fmm_f(t, \theta) = NI_m \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \alpha\right) \times \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3} + \alpha\right) \end{cases} \quad (2.2)$$

Para a produção de binário, é necessário que os enrolamentos estatóricos (todas as fases em conjunto), sejam percorridos por uma corrente elétrica, criando um campo, designado por campo magnético girante, que rodará a uma velocidade, n_s , designada por velocidade síncrona e dada por:

$$n_s = \frac{60 \times f}{P} [rpm] \quad (2.3)$$

onde f representa a frequência de alimentação e P o número de pares de pólos da máquina.

De acordo com a lei de Faraday, sempre que exista uma variação de fluxo magnético é induzida Força Eletromotriz (FEM) numa das espiras, originando a circulação da corrente elétrica rotórica. Ao ser percorrido por essa corrente elétrica, o circuito elétrico do rotor fará esta estrutura rodar a uma velocidade diferente da velocidade síncrona (velocidade de rotação do campo magnético gerado no estator). Pela lei de Lenz, o rotor, sendo móvel em torno do seu eixo de rotação (veio), tenderá a rodar no mesmo sentido e à mesma velocidade do campo girante estatórico, de forma a que a velocidade relativa entre o estator e o rotor diminua. O rotor eventualmente atingirá uma velocidade de valor estável n , inferior à velocidade de sincronismo n_s , isto é, o rotor desloca-se com um certo deslizamento em relação ao campo girante estatórico. O deslizamento é dado pela seguinte equação:

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} \quad (2.4)$$

Caso a máquina opere como motor, a velocidade de rotação será inferior à velocidade síncrona ($n < n_s$) e o campo gerado pelo rotor estará em atraso relativamente ao campo gerado pelo estator. Se, por oposição, a máquina operar como gerador, a velocidade de rotação do veio será superior à velocidade síncrona ($n > n_s$) e o campo rotórico estará em avanço relativamente ao campo estatórico. A velocidade de rotação do rotor nunca será igual à velocidade de sincronismo ($n \neq n_s$) pois, se tal se verificasse, não se registaria qualquer tensão ou corrente elétrica induzida no rotor, implicando a inexistência de binário. As correntes elétricas rotóricas vão também criar um campo magnético girante (rotórico). Essas correntes elétricas, bem como as FEMs que estão na sua origem, têm uma frequência dada pela equação (2.5):

$$f_r = s \times f \quad (2.5)$$

2.3 Controlo das Máquinas Polifásicas

Em acionamentos elétricos multifásicos, as máquinas com n fases são normalmente alimentadas por um VSI com n fases, cujos semicondutores de potência são comandados

por uma estratégia de controlo com a finalidade de uma operação de velocidade variável [19].

No mundo globalizado, as empresas enfrentam uma pressão considerável para manter ou recuperar uma vantagem competitiva sobre os seus concorrentes e, assim, necessitam de métodos de controlo de máquinas elétricas que otimizem os processos de produção e reduzam custos.

Ao longo dos anos, diversas estratégias de controlo têm sido relatadas na literatura para máquinas multifásicas, tais como o controlo escalar com V/f constante, *Field Oriented Control* (FOC) e o controlo direto de binário (DTC) [13], [19]. O controlo escalar regula a velocidade da máquina consoante a imposição de uma relação constante entre a amplitude e a frequência da tensão estatórica. Este tipo de controlo V/f não permite controlar diretamente as correntes elétricas. Desta forma, caso ocorra um desequilíbrio na máquina, pode ocorrer o aparecimento de harmónicos de magnitudes consideráveis nas correntes elétricas x - y [1], [38]. Além disso, as tensões de referência geradas pelo controlo escalar são convertidas em sinais de comando destinados aos semicondutores de potência do VSI, utilizando técnicas de PWM ou de PWM do vetor espacial (SV-PWM) [10]. À semelhança do acionamento de máquinas trifásicas, o controlo escalar não fornece um controlo preciso da velocidade do rotor e, conseqüentemente, resulta num pior desempenho [13]. Por outro lado, tanto o controlo FOC como o controlo DTC proporcionam um melhor controlo da máquina, pois fornecem um controlo do fluxo e do binário, separadamente [39]. Geralmente, no controlo FOC, tanto o fluxo como o binário da máquina são regulados através de dois tipos de correntes elétricas independentes (corrente- d e corrente- q), recorrendo a controladores proporcionais integrais (PI), independentemente do número de fases da máquina e dos sinais de controlo do VSI [40]. No controlo DTC, tanto o fluxo como o binário da máquina são controlados diretamente através de controlo de corrente por histerese (HCC): estes têm por base uma tabela de comutação que fornece o estado que cada braço do VSI deverá possuir no próximo instante de tempo [41]. As correntes elétricas medidas são comparadas com os valores de referência, através de um controlador de histerese. Com base nos resultados da comparação, são gerados os sinais de comando dos semicondutores do VSI. O erro entre o valor da corrente elétrica medida e o valor de referência pode ser minimizado reduzindo a largura de banda.

Na última década, o modelo de controlo preditivo (MPC), juntamente com outros modelos de controlo, como o FOC e o DTC, foram propostos de forma a proporcionar um desempenho excecional das máquinas elétricas [42], [43]. As principais vantagens do MPC sobre as estratégias de controlo clássicas resultam do facto de o mesmo possuir melhor desempenho dinâmico, maior flexibilidade (na definição dos objetivos de controlo) e facilidade de implementação (inclusão de restrições) [44].

O MPC é uma solução atrativa para máquinas multifásicas, uma vez que a sua implementação é simples comparativamente ao controlo SV-PWM, por não requerer o uso de um modulador [44]. O controlo MPC utiliza a versão discreta do modelo da máquina, de forma a prever o comportamento futuro das variáveis controladas, considerando um conjunto finito de possíveis vetores, que correspondem a cada um dos possíveis estados do VSI [45]. A determinação do melhor vetor ou estado a aplicar no conversor de potência é efetuada a partir de uma “função de custo”. O vetor ou estado que minimizar a função de custo será o selecionado para aplicação no próximo período de tempo, de forma a obter o melhor desempenho dinâmico da máquina [42] – [46].

As estratégias MPC disponíveis na literatura, direcionadas a acionamentos multifásicos, são classificadas de acordo com os seus objetivos de controlo, tais como: controlo preditivo da corrente (PCC), controlo preditivo do binário (PTC) ou controlo preditivo da velocidade (PSC) [47].

No caso do controlo PCC, as correntes elétricas do estator são as variáveis controladas, enquanto o fluxo e o binário são normalmente selecionados como as variáveis controladas nas estratégias PTC. O controlo PSC elimina a necessidade do controlador de velocidade PI presente nas estratégias PCC e PTC, embora exija o ajuste de vários fatores de ponderação e dependa dos parâmetros mecânicos da máquina para estimar o binário de carga e prever a velocidade do rotor [48]. Devido a essas limitações do controlo PSC, os controlos PCC e PTC são mais populares entre a comunidade científica para máquinas multifásicas.

Um exemplo dessa adaptação do MPC é o FCS-MPC (Modelo de Controlo Preditivo de Conjunto Finito), um algoritmo que combina as vantagens do MPC com otimização heurística e com modulação eletrónica, conseguindo melhorias substanciais no desempenho dinâmico do binário.

Recentemente, a redução do esforço computacional associado ao controlo das máquinas multifásicas tornou-se relevante, tendo surgido novos métodos na literatura que respondem a essa problemática [49], [50]. Estes métodos sugerem diferentes implementações do MPC, de forma a obter o mesmo ou até melhor desempenho. Nestes métodos inovadores, apenas é utilizado um pequeno conjunto dos vetores/estados possíveis, reduzindo-se assim o esforço computacional nos microprocessadores, obtendo o mesmo ou melhor desempenho. Ao reduzir-se o número de vetores, pode reduzir-se também o tempo de amostragem, implicando que o microprocessador possa processar mais rápido e que se consiga implementar o vetor/estado escolhido mais rapidamente, o que se traduz num melhor funcionamento da máquina.

2.3.1 Tipos de conversores de energia

Os conversores de energia utilizados nas máquinas multifásicas podem ser de dois tipos: inversor de tensão (VSI) ou inversor de corrente (CSI) [3], [51], [52]. Hoje em dia, os VSI são geralmente usados em acionamento de máquinas multifásicas. Normalmente, inversores de tensão de dois níveis (2L-VSIs) são usados para acionar máquinas multifásicas em aplicações industriais, embora topologias multinível, como o inversor de três níveis com fixação do ponto neutro (3L-NPC) (*Neutral-Point-Clamped*), também possam ser empregues [4]. Outros VSI multifásicos referidos na literatura são os conversores matriciais de n -fases e os conversores de ponte em H.

Os conversores de potência multifásicos podem ser associados para alimentar a máquina, de um lado ou de ambos os lados, denominando-se de alimentação simples ou dupla (*double-sided supply*), respetivamente [10]. A configuração de alimentação simples ou unilateral é a mais frequentemente utilizada em acionamentos multifásicos, uma vez que os enrolamentos do estator se encontram frequentemente ligados em estrela [19]. Numa configuração de alimentação dupla, os enrolamentos do estator da máquina são alimentados de ambos os lados, numa configuração de enrolamento aberto, aumentando o número de níveis da tensão de fase fornecida pelos VSIs e melhorando o desempenho no que diz respeito à tolerância a falhas do sistema [3], [10]. No entanto, a configuração de alimentação dupla requer o dobro de VSIs comparativamente à configuração simples, aumentando a complexidade do acionamento elétrico.

No desenvolvimento desta dissertação serão utilizados dois inversores de tensão de dois níveis (2L-VSI), trifásicos, que alimentam a máquina hexafásica de enrolamento assimétrico.

2.3.2 Modelo de Controlo Preditivo

A teoria de controlo preditivo surgiu na década de 1960, com o filtro de Kalman e o regulador linear quadrático [53], [54]. Esta teoria consistia em minimizar a função de custo quadrática, sujeita à evolução dinâmica de um modelo linear de um sistema. As primeiras variantes do MPC surgiram na indústria na década de 1970, com foco em sistemas não lineares com restrições físicas. Nessa época, o MPC ainda não era atrativo no seio da comunidade de eletrónica de potência. Por outro lado, outras comunidades como a indústria de processo já tinham adotado esse conceito, na década de 1980, com grande sucesso [55]. *Qin e Badgwell* [55] relatam, no final da década de 1990, mais de 4500 aplicações de MPC linear em várias indústrias, predominantemente em refinarias, indústrias petroquímicas e de produtos químicos. Algumas aplicações também podem ser

encontradas nas áreas de processamento de alimentos, aeroespacial, defesa, mineração, metalurgia e indústria automóvel.

As razões para a adoção tardia do MPC pela comunidade de eletrónica de potência devem-se às capacidades de processamento limitadas dos controladores. Para ser implementado num controlo em tempo real, este método exigia o uso de intervalos de amostragem extremamente curtos e, por conseguinte, uma capacidade de processamento de dados manifestamente elevada. Algumas investigações iniciais sobre conceitos relacionados com o MPC aplicado a conversores de energia foram realizadas na década de 1980, sendo esses métodos implementados com sucesso e verificados experimentalmente [56].

Na última década, o MPC emergiu rapidamente na eletrónica de potência. Esse progresso foi facilitado não apenas pelo tremendo aumento do poder computacional disponível no *hardware* do controlador, mas também pela aceleração igualmente significativa dos microprocessadores que determinam a solução para o problema de otimização subjacente. Simultaneamente, surgiram novas topologias de MPC multinível, mais complexas, que exigem algoritmos de controlo sofisticados: os requisitos impostos pelos sistemas eletrónicos de potência tornaram-se mais rigorosos.

2.3.2.1 Princípio de Funcionamento do Modelo de Controlo Preditivo

Nas últimas décadas, o MPC evoluiu de uma coleção de métodos de controlo para um paradigma de controlo coerente, talvez até mesmo uma filosofia de controlo. Vários milhares de artigos relacionados com a temática do MPC foram publicados nos últimos anos. Apesar das diferentes formulações e variações do MPC, podem ser identificados cinco atributos principais, que são comuns à estrutura do MPC.

A ideia principal do controlo preditivo pode ser explicada da seguinte forma: é usado um modelo temporal discreto do sistema para prever o comportamento futuro dos parâmetros controlados, durante uma certa janela de tempo T_s . Um diagrama de blocos básico representativo do funcionamento desta técnica de controlo é dado na Figura 2.6 [57].

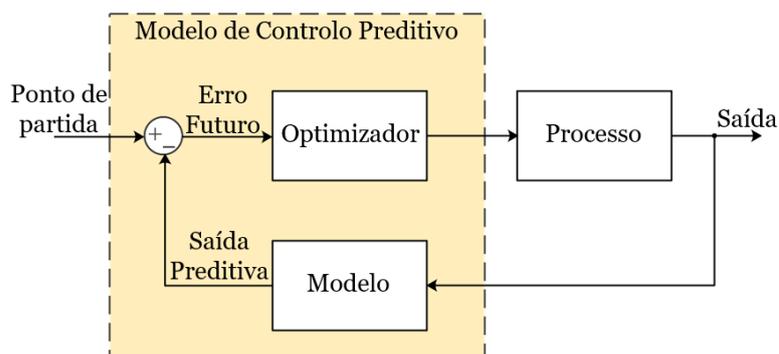


Figura 2.5: Diagrama de blocos do princípio de funcionamento do modelo de controlo preditivo.

Pode observar-se que o controlo preditivo se resume a dois blocos principais: modelo e otimizador. Para prever o comportamento do sistema no próximo período de amostragem, é usado o modelo temporal discreto do sistema. O erro futuro entre a saída prevista e o valor de referência é minimizado usando a função de custo predefinida no otimizador. Resumindo, a ideia básica do MPC pode ser explicada da seguinte forma [58]:

- Um modelo temporal discreto do sistema deve ser obtido a fim de prever a saída do sistema no próximo instante de amostragem.
- Para obter a atuação ideal, a função de custo é usada no bloco otimizador.

Seja $x \in \mathbb{R}^{n_x}$ o vetor de estados do sistema. A evolução dinâmica do sistema pode ser descrita no domínio do tempo contínuo através da representação do espaço de estado:

$$\begin{cases} \frac{dx(t)}{dt} = f(x(t), u(t)) \\ y(t) = h(x(t), u(t)) \end{cases} \quad (2.6)$$

A equação (2.6) trata-se de uma equação diferencial não linear de primeira ordem, que captura a evolução do vetor de estado ao longo do tempo $t \in \mathbb{R}$. As saídas y são funções não lineares e $h(\cdot, \cdot)$ representa os vetores de estado.

Ao escolher tensões, correntes elétricas ou o fluxo magnético como variáveis de estado e saída, a representação do espaço de estado (2.6) é geralmente linear, podendo ser descrita na forma de matriz, como se apresenta em (2.7):

$$\begin{cases} \frac{dx(t)}{dt} = Fx(t) + Gu(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (2.7)$$

em que F representa a matriz do sistema, G a matriz de entrada e C a matriz de saída.

A maioria das estratégias de MPC lineares são formuladas no domínio do tempo discreto, usando um intervalo de amostragem constante T_s . A variável manipulada apenas é atualizada nos instantes de amostragem discretos, ou seja, nos instantes de tempo $t = kT_s$, onde $k \in N = \{0, 1, 2, \dots\}$ denota os passos de tempo. Para o modelo de espaço de estados contínuos no tempo (2.7), a representação em tempo discreto pode ser facilmente calculada. Especificamente, integrando a primeira linha de (2.7) de $t = kT_s$ a $t = (k + 1)T_s$ e observando que $u(t)$ é constante ao longo desse intervalo de tempo e igual a $u(k)$, podemos obter o modelo de previsão do sistema definido como modelo temporal, da seguinte forma [59]:

$$\begin{cases} x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) \\ y(k) = Cx(k) \end{cases} \quad (2.8)$$

onde $x(k+1)$, $u(k)$ e $y(k)$ representam o vetor a aplicar no próximo instante de tempo, o vetor de entrada e o vetor de saída, respetivamente.

2.3.2.2 Função custo

Os objetivos de controlo são inseridos na função de custo, que mapeia as sequências de estado futuras, saídas e as variáveis manipuladas num valor de custo escalar. A função de custo facilita a avaliação e comparação prévias do impacto que as diferentes sequências de variáveis manipuladas têm no sistema. Isso permite que o MPC escolha o cenário mais adequado, que corresponde àquele que minimiza o valor da função de custo. Uma definição geral da função de custo pode ser descrita pela equação [59]:

$$J(x(k), U(k)) = \sum_{l=k}^{k+N_p-1} \Lambda(x(l), u(l)) \quad (2.9)$$

onde J representa a soma dos fatores de ponderação $\Lambda(\cdot, \cdot)$, ao longo de todo o conjunto finito de N_p passos de tempo. A função de custo usa o vetor de estado atual $x(k)$ e a sequência de variáveis manipuladas $U(k)$, como argumentos, que podem ser definidas da seguinte forma:

$$U(k) = [u^T(k)u^T(k+1) \dots u^T(k+N_p-1)]^T \quad (2.10)$$

Com base nesses dois argumentos e usando o modelo de sistema dinâmico interno, os estados futuros e as variáveis controladas podem ser previstos ao longo de toda a função custo. O vetor que minimizar a função custo definir-se-á como vetor ótimo (U_{opt}). Este, por sua vez, será implementado no próximo instante de tempo. O vetor ótimo pode ser definido analiticamente pela equação (2.11):

$$U_{opt}(k) = \arg \text{minimize } J(x(k), U(k)) \quad (2.11)$$

2.3.2.3 Vantagens e Desvantagens

O modelo de controlo preditivo em acionamentos elétricos apresenta vantagens como [39], [42], [49], [57] – [59]:

- Conceito fácil de compreender e implementar;
- Flexibilidade: pode ser implementado numa enorme variedade de sistemas;
- Capacidade de antecipar eventos futuros e, conforme esses eventos, tomar ações de controlo de acordo com a necessidade;
- Robustez: permite que restrições possam ser incorporadas no controlo de forma direta;
- Resposta transitória aprimorada.

O uso do MPC apresenta, no entanto, diversos desafios:

- O controlo é baseado no modelo discreto da máquina e requer o conhecimento detalhado da mesma;
- Alta complexidade de algoritmos;
- Elevado número de parâmetros para controlar;
- Esforço computacional, que aumenta com o número de fases da máquina: o uso do MPC torna-se exponencialmente mais complexo, pois utiliza 2^n vetores (sendo n número de fases);

Capítulo 3

Modelo Analítico do Motor de Indução Hexafásico, com Enrolamento Assimétrico

O modelo desenvolvido descreve o funcionamento dinâmico de uma Máquina de Indução Hexafásica, com enrolamentos assimétricos. Os dois conjuntos de enrolamentos trifásicos são desfasados entre si, por um ângulo $\alpha = 30^\circ$. O motor é controlado por um inversor de fonte de tensão de dois níveis (2L-VSI).

A Figura 3.1 ilustra um esquema geral da máquina de indução assimétrica de seis fases (ASIMD), controlada por um inversor de fonte de tensão com dois níveis, onde a, b, c representam os enrolamentos do primeiro conjunto, d, e, f representam o segundo conjunto trifásico, desfasados por um ângulo α .

Os dois conjuntos de enrolamentos trifásicos apresentam a configuração de neutro isolado (2N).

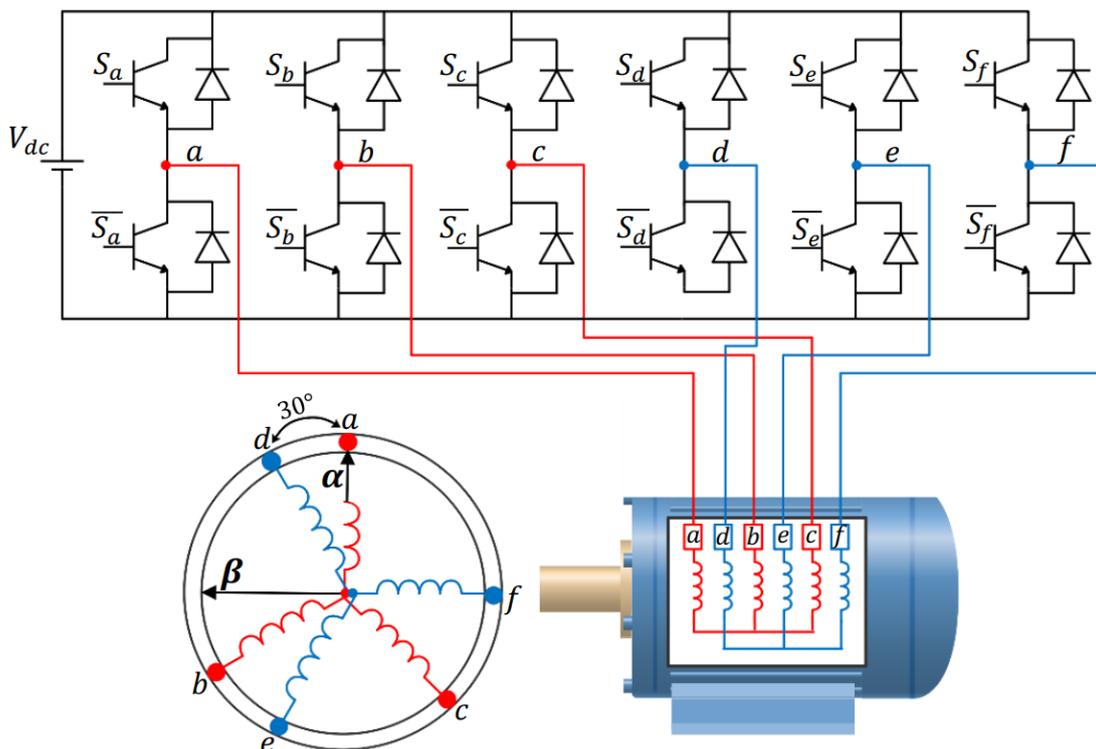


Figura 3.1: Esquema geral do motor de indução hexafásico com enrolamentos assimétricos ($\alpha=30^\circ$) numa configuração de neutro isolado (2N). É controlado por um inversor de fonte de tensão com dois níveis (2L-VSI) baseado em [39].

Na modelação de máquinas elétricas, é comum não considerar alguns fenómenos físicos porque, por um lado, o seu impacto sobre o comportamento da máquina pode ser considerado desprezável em certas condições e, por outro, a sua formulação matemática torna o modelo muito complexo. Assim, no desenvolvimento do modelo da máquina de indução hexafásica, as seguintes hipóteses e aproximações foram consideradas:

- O entreferro considera-se uniforme;
- As perdas por histerese, as correntes de Foucault e as capacidades parasitas são desprezadas;
- Os enrolamentos dos dois conjuntos do estator da máquina são idênticos, eletricamente isolados e desfasados por um ângulo $\alpha = 30^\circ$, de tal forma que a FMM criada assume-se puramente sinusoidal;
- Os efeitos da temperatura, frequência e vibrações são desprezados. Tanto as resistências como as indutâncias de fugas do estator e do rotor são consideradas constantes;
- A característica de magnetização do material ferromagnético é linear, logo a saturação magnética é desprezada e as indutâncias assumem-se constantes;

3.1 Introdução

Na literatura, são relatadas duas transformações distintas para modelar máquinas de seis fases: a transformação dupla $d-q$ (d_1q_1 e d_2q_2) e a transformação de decomposição em espaço vetorial (VSD) [39], [60], [61].

A transformação dupla $d-q$ tem como base o esquema equivalente da máquina em questão e visualiza-o como se de dois estatores distintos se tratassem, ou seja, duas máquinas trifásicas combinadas.

A transformação VSD é amplamente utilizada em FCS-MPC, como também em controlos de FOC e DTC [60]. Esta transformação é capaz de separar os componentes de corrente elétrica, fluxo e tensão responsáveis pela conversão de energia eletromecânica, que são representados nos subespaços $\alpha - \beta$ e $x - y$. Além disso, a transformação VSD elimina os termos de acoplamento entre os diferentes subespaços no modelo de máquinas de seis fases, que estão presentes na transformação dupla $d-q$.

Recentemente, um estudo [61] relatou que a modelação dupla $d-q$ apresenta uma vantagem significativa face à transformação VSD na aplicação do modelo de controlo preditivo. Na modelação $d-q$ é possível evitar o uso de qualquer fator de ponderação na função de custo, nomeadamente na etapa de otimização, o que se traduz numa simplificação

considerável do processo. Foi também comparado o desempenho de ambas as modelações e concluiu-se que tinham um desempenho semelhante, ressalvando-se, no entanto, que a transformação VSD permite uma redução dos harmónicos associados.

Nesta dissertação, a máquina de indução hexafásica, será modelada com a transformação dupla $d-q$ (d_1q_1 e d_2q_2) em detrimento da transformação VSD, já que a transformação dupla simplifica a implementação dos controlos utilizados e a modelação da máquina.

3.2 Modelação do inversor de tensão com seis fases, de dois níveis

O sistema analisado neste trabalho consiste numa máquina de indução assimétrica de seis fases (ASIMD), alimentada por um inversor de fonte de tensão (VSI) de seis fases e uma fonte de tensão DC. Um esquema simplificado da topologia implementada é apresentado na Figura 3.1.

O estado de comutação de cada braço do VSI é definido como $S_i \in \{0, 1\}$: caso $S_i = 1$, o interruptor superior do braço i do inversor encontra-se no estado ON (ligado) e o interruptor inferior do mesmo braço está no estado OFF (desligado); se $S_i = 0$, ocorre o oposto. É então possível agrupar os estados de comutação do VSI num vetor $S = [S_a S_b S_c S_d S_e S_f]$, que fornece $2^6 = 64$ combinações diferentes possíveis, relativamente ao estado dos interruptores. Esses vetores são classificados em duas categorias: vetores ativos (60 deles) e vetores zero (4 deles). Dos 60 vetores ativos, 12 são redundantes, existindo, portanto, 48 vetores ativos efetivos. Sendo assim, há 49 vetores diferentes que podem ser aplicados ao VSI (48 vetores ativos e 1 vetor zero). Os vetores ativos são agrupados por ordem crescente dos seus comprimentos $\{L_1, L_2, L_3, L_4\}$: os vetores do grupo L_1 são os mais curtos e os do grupo L_4 os mais longos.

As fases de saída do motor de indução hexafásico são denotadas como dois conjuntos trifásicos: o primeiro como $[a b c]$ e segundo como $[d e f]$, sendo os respetivos braços do inversor definidos como $[S_a S_b S_c]$ e $[S_d S_e S_f]$.

As tensões de fase podem ser obtidas em função das tensões do braço do inversor como:

$$\begin{cases} v_{in_a} = \left(\frac{2}{3}\right) S_a - \left(\frac{1}{3}\right) (S_b + S_c) \\ v_{in_b} = \left(\frac{2}{3}\right) S_b - \left(\frac{1}{3}\right) (S_c + S_a) \\ v_{in_c} = \left(\frac{2}{3}\right) S_c - \left(\frac{1}{3}\right) (S_a + S_b) \\ v_{in_d} = \left(\frac{2}{3}\right) S_d - \left(\frac{1}{3}\right) (S_e + S_f) \\ v_{in_e} = \left(\frac{2}{3}\right) S_e - \left(\frac{1}{3}\right) (S_f + S_d) \\ v_{in_f} = \left(\frac{2}{3}\right) S_f - \left(\frac{1}{3}\right) (S_d + S_e) \end{cases} \quad (3.1)$$

Tratando-se de um VSI de seis fases, as tensões são projetadas num espaço de seis dimensões com dois planos bidimensionais ortogonais chamados $\alpha - \beta$, $x - y$ e um plano de sequência zero $0^+ - 0^-$. O subespaço $\alpha - \beta$ é o par responsável pela conversão de energia eletromecânica, representando a componente fundamental da tensão de alimentação e os harmônicos de alimentação de ordem $12n \pm 1$ ($n = 1, 2, 3, \dots$). O segundo par, o subespaço $x - y$, não contribui para o fluxo do entreferro ou para o binário, e inclui todos os harmônicos de alimentação de ordem $6n \pm 1$. O terceiro par, o subespaço $0^+ - 0^-$, corresponde aos componentes harmônicos de sequência zero. Esses harmônicos não têm fluxo devido aos pontos neutros isolados (2N), simplificando o controle.

Para obter e representar as tensões relativas a cada vetor num enquadramento rotativo, usa-se a transformação invariante de potência, que pode ser definida como [62]:

$$\begin{cases} v_{ds1} = \left(\frac{1}{3}\right) \left(v_{in_a} \sin(\theta_1) + v_{in_b} \sin\left(\theta_1 + \frac{4\pi}{3}\right) + v_{in_c} \sin\left(\theta_1 + \frac{2\pi}{3}\right) \right) \\ v_{ds2} = \left(\frac{1}{3}\right) \left(v_{in_d} \sin(\theta_2) + v_{in_e} \sin\left(\theta_2 + \frac{4\pi}{3}\right) + v_{in_f} \sin\left(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}\right) \right) \\ v_{qs1} = \left(\frac{1}{3}\right) \left(v_{in_a} \cos(\theta_1) + v_{in_b} \cos\left(\theta_1 + \frac{4\pi}{3}\right) + v_{in_c} \cos\left(\theta_1 + \frac{2\pi}{3}\right) \right) \\ v_{qs2} = \left(\frac{1}{3}\right) \left(v_{in_d} \cos(\theta_2) + v_{in_e} \cos\left(\theta_2 + \frac{4\pi}{3}\right) + v_{in_f} \cos\left(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}\right) \right) \end{cases} \quad (3.2)$$

onde

$$\begin{cases} v_{ds} = v_{ds1} + v_{ds2} \\ v_{qs} = v_{qs1} + v_{qs2} \end{cases} \quad (3.3)$$

Para o subespaço $x - y$:

$$\begin{cases} v_{x1} = \left(\frac{1}{3}\right) \left(v_{in_a} \sin(\theta_1) + v_{in_b} \sin\left(\theta_1 + \frac{2\pi}{3}\right) + v_{in_c} \sin\left(\theta_1 + \frac{4\pi}{3}\right) \right) \\ v_{x2} = \left(\frac{1}{3}\right) \left(v_{in_d} \sin\left(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}\right) + v_{in_e} \sin\left(\theta_2 + \frac{4\pi}{3}\right) + v_{in_f} \sin(\theta_2) \right) \\ v_{y1} = \left(\frac{1}{3}\right) \left(v_{in_a} \cos(\theta_1) + v_{in_b} \cos\left(\theta_1 + \frac{2\pi}{3}\right) + v_{in_c} \cos\left(\theta_1 + \frac{4\pi}{3}\right) \right) \\ v_{y2} = \left(\frac{1}{3}\right) \left(v_{in_d} \cos\left(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}\right) + v_{in_e} \cos\left(\theta_2 + \frac{4\pi}{3}\right) + v_{in_f} \cos(\theta_2) \right) \end{cases} \quad (3.4)$$

onde:

$$\begin{cases} v_x = v_{x1} + v_{x2} \\ v_y = v_{y1} + v_{y2} \end{cases} \quad (3.5)$$

θ_1 trata-se do ângulo entre o referencial rotativo ($d - q$) e o referencial estacionário ($\alpha - \beta$) do primeiro conjunto de enrolamentos do estator. Já θ_2 é relativo ao segundo conjunto de enrolamentos, que possui um desfasamento α (que nas máquinas de indução hexafásicas com enrolamento assimétrico assume o valor de $\alpha = 30^\circ$).

$$\theta_2 = \theta_1 - \alpha \quad (3.6)$$

Tendo em conta as equações (3.1) – (3.6) e efetuando a transformação do referencial rotativo para o referencial estacionário, ou seja, para $\theta_1 = 0^\circ$, podemos obter a representação espacial de todos os vetores possíveis nos planos ($\alpha - \beta$) e ($x - y$). A Figura 3.2 apresenta todos os vetores que o VSI poderá assumir no controlo da máquina de indução hexafásica.

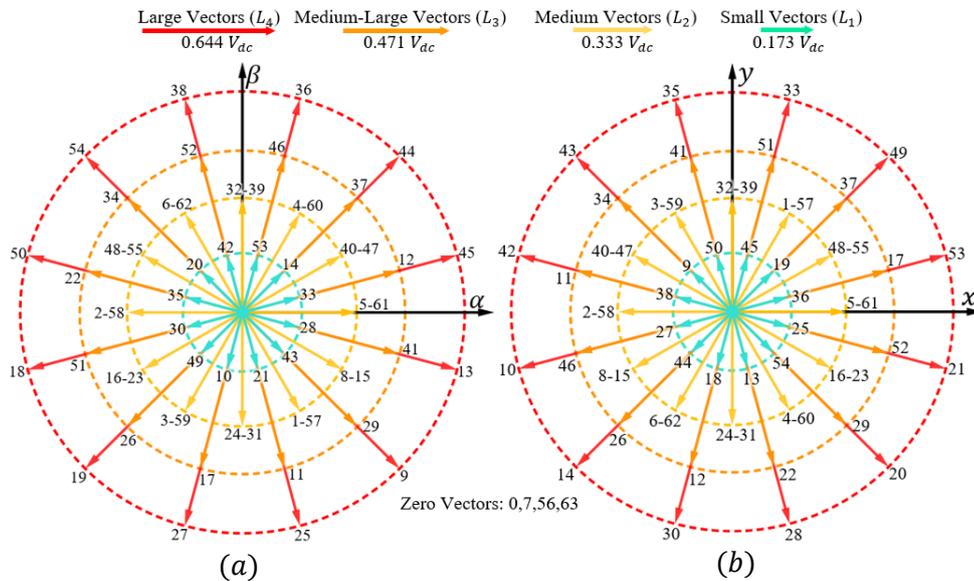


Figura 3.2: Representação de todos os estados de comutação nos subespaços: a) $\alpha - \beta$; b) $x - y$.

Na Tabela 3.1 encontram-se todos os estados de comutação que o inversor poderá implementar no controlo da ASIMD e os estados de cada braço do inversor $[S_a S_b S_c S_d S_e S_f]$ que lhe correspondem (todos estes definidos pela correlação da fonte de tensão DC).

Tabela 3.1: Os 64 estados de comutação que a máquina de indução hexafásica poderá implementar no controlo do inversor de tensão.

Estado de comutação	S_a	S_b	S_c	S_d	S_e	S_f	Vetor V de tensão
0	0	0	0	0	0	0	$V_0 = 0 V_{dc}$
1	0	0	0	0	0	1	$V_1 = 0,333 V_{dc}$
2	0	0	0	0	1	0	$V_2 = 0,333 V_{dc}$
3	0	0	0	0	1	1	$V_3 = 0,333 V_{dc}$
4	0	0	0	1	0	0	$V_4 = 0,333 V_{dc}$
5	0	0	0	1	0	1	$V_5 = 0,333 V_{dc}$
6	0	0	0	1	1	0	$V_6 = 0,333 V_{dc}$
7	0	0	0	1	1	1	$V_7 = 0 V_{dc}$
8	0	0	1	0	0	0	$V_8 = 0,333 V_{dc}$
9	0	0	1	0	0	1	$V_9 = 0,644 V_{dc}$
10	0	0	1	0	1	0	$V_{10} = 0,173 V_{dc}$
11	0	0	1	0	1	1	$V_{11} = 0,471 V_{dc}$
12	0	0	1	1	0	0	$V_{12} = 0,471 V_{dc}$
13	0	0	1	1	0	1	$V_{13} = 0,644 V_{dc}$
14	0	0	1	1	1	0	$V_{14} = 0,173 V_{dc}$
15	0	0	1	1	1	1	$V_{15} = 0,333 V_{dc}$
16	0	1	0	0	0	0	$V_{16} = 0,333 V_{dc}$
17	0	1	0	0	0	1	$V_{17} = 0,471 V_{dc}$
18	0	1	0	0	1	0	$V_{18} = 0,644 V_{dc}$
19	0	1	0	0	1	1	$V_{19} = 0,644 V_{dc}$
20	0	1	0	1	0	0	$V_{20} = 0,173 V_{dc}$
21	0	1	0	1	0	1	$V_{21} = 0,173 V_{dc}$
22	0	1	0	1	1	0	$V_{22} = 0,471 V_{dc}$
23	0	1	0	1	1	1	$V_{23} = 0,333 V_{dc}$
24	0	1	1	0	0	0	$V_{24} = 0,333 V_{dc}$
25	0	1	1	0	0	1	$V_{25} = 0,644 V_{dc}$
26	0	1	1	0	1	0	$V_{26} = 0,471 V_{dc}$
27	0	1	1	0	1	1	$V_{27} = 0,644 V_{dc}$
28	0	1	1	1	0	0	$V_{28} = 0,173 V_{dc}$
29	0	1	1	1	0	1	$V_{29} = 0,471 V_{dc}$
30	0	1	1	1	1	0	$V_{30} = 0,173 V_{dc}$
31	0	1	1	1	1	1	$V_{31} = 0,333 V_{dc}$
32	1	0	0	0	0	0	$V_{32} = 0,333 V_{dc}$
33	1	0	0	0	0	1	$V_{33} = 0,173 V_{dc}$
34	1	0	0	0	1	0	$V_{34} = 0,471 V_{dc}$
35	1	0	0	0	1	1	$V_{35} = 0,173 V_{dc}$
36	1	0	0	1	0	0	$V_{36} = 0,644 V_{dc}$
37	1	0	0	1	0	1	$V_{37} = 0,471 V_{dc}$
38	1	0	0	1	1	0	$V_{38} = 0,644 V_{dc}$
39	1	0	0	1	1	1	$V_{39} = 0,333 V_{dc}$
40	1	0	1	0	0	0	$V_{40} = 0,333 V_{dc}$
41	1	0	1	0	0	1	$V_{41} = 0,471 V_{dc}$
42	1	0	1	0	1	0	$V_{42} = 0,173 V_{dc}$
43	1	0	1	0	1	1	$V_{43} = 0,173 V_{dc}$
44	1	0	1	1	0	0	$V_{44} = 0,644 V_{dc}$
45	1	0	1	1	0	1	$V_{45} = 0,644 V_{dc}$
46	1	0	1	1	1	0	$V_{46} = 0,471 V_{dc}$
47	1	0	1	1	1	1	$V_{47} = 0,333 V_{dc}$
48	1	1	0	0	0	0	$V_{48} = 0,333 V_{dc}$
49	1	1	0	0	0	1	$V_{49} = 0,173 V_{dc}$
50	1	1	0	0	1	0	$V_{50} = 0,644 V_{dc}$
51	1	1	0	0	1	1	$V_{51} = 0,471 V_{dc}$
52	1	1	0	1	0	0	$V_{52} = 0,471 V_{dc}$
53	1	1	0	1	0	1	$V_{53} = 0,173 V_{dc}$
54	1	1	0	1	1	0	$V_{54} = 0,644 V_{dc}$
55	1	1	0	1	1	1	$V_{55} = 0,333 V_{dc}$
56	1	1	1	0	0	0	$V_{56} = 0 V_{dc}$
57	1	1	1	0	0	1	$V_{57} = 0,333 V_{dc}$
58	1	1	1	0	1	0	$V_{58} = 0,333 V_{dc}$
59	1	1	1	0	1	1	$V_{59} = 0,333 V_{dc}$
60	1	1	1	1	0	0	$V_{60} = 0,333 V_{dc}$
61	1	1	1	1	0	1	$V_{61} = 0,333 V_{dc}$
62	1	1	1	1	1	0	$V_{62} = 0,333 V_{dc}$
63	1	1	1	1	1	1	$V_{63} = 0 V_{dc}$

3.3 Modelo matemático da máquina de indução hexafásica assimétrica

A máquina hexafásica pode ser encarada como se de duas máquinas trifásicas se tratassem. O modelo matemático da máquina de indução hexafásica é documentado em [40]. No modelo aqui reproduzido será utilizada a transformação dupla $d - q$. Na transformação dupla começa-se por aplicar a transformação de Park a cada conjunto trifásico (3.7). Como estamos a lidar com seis fases, é expectável que, ao realizar a transformação de Park, resultem dois conjuntos trifásicos de eixos $d - q$, sendo eles os subespaços d_1q_1 e d_2q_2 :

$$\begin{cases} v_{ds1} = \left(\frac{2}{3}\right) \times \left(v_a \cos(\theta_1) + v_b \cos\left(\theta_1 - \frac{2\pi}{3}\right) + v_c \cos\left(\theta_1 + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\ v_{qs1} = \left(\frac{2}{3}\right) \times \left(-v_a \sin(\theta_1) - v_b \sin\left(\theta_1 - \frac{2\pi}{3}\right) - v_c \sin\left(\theta_1 + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\ v_{ds2} = \left(\frac{2}{3}\right) \times \left(v_d \cos(\theta_2) + v_e \cos\left(\theta_2 - \frac{2\pi}{3}\right) + v_f \cos\left(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\ v_{qs2} = \left(\frac{2}{3}\right) \times \left(-v_d \sin(\theta_2) - v_e \sin\left(\theta_2 - \frac{2\pi}{3}\right) - v_f \sin\left(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \end{cases} \quad (3.7)$$

sendo que $[v_a v_b v_c v_d v_e v_f]$ são as tensões de cada fase, θ_1 e θ_2 representam o ângulo entre o referencial rotativo e o referencial estacionário e o desfasamento entre os dois conjuntos de enrolamentos, respetivamente. Obtêm-se, então, as tensões v_{ds1} , v_{qs1} , v_{ds2} e v_{qs2} .

Tendo por base o esquema equivalente convencional da máquina trifásica, o esquema equivalente da máquina de indução hexafásica pode ser representado como se mostra na Figura 3.3 [40].

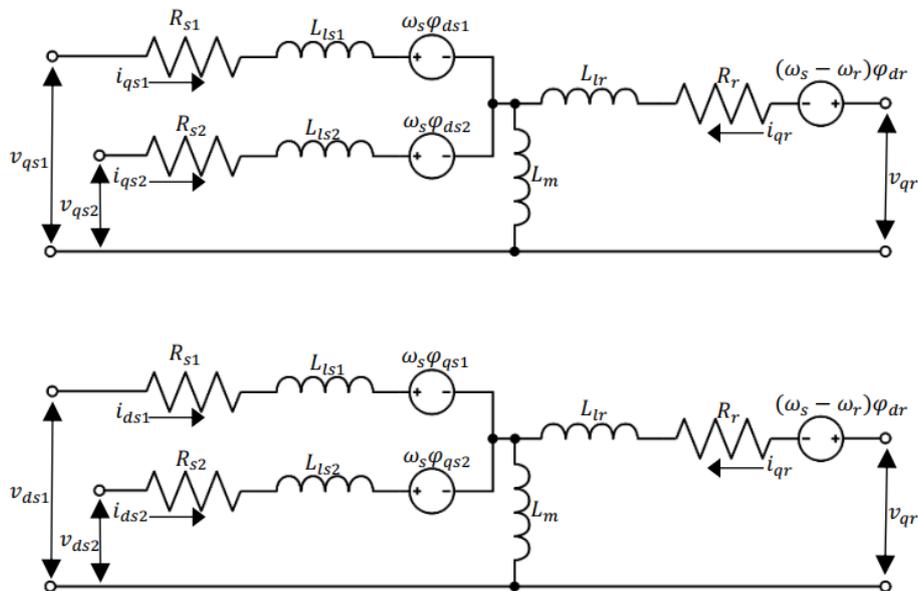


Figura 3.3: Circuito equivalente da máquina de indução hexafásica no referencial rotativo.

A partir do esquema equivalente da máquina de indução hexafásica são obtidas as seguintes equações de tensão no referencial rotativo, dadas em (3.8):

$$\begin{cases} v_{ds1} = R_{s1}i_{ds1} + \frac{d}{dt}\varphi_{ds1} - \omega_s\varphi_{qs1} \\ v_{qs1} = R_{s1}i_{qs1} + \frac{d}{dt}\varphi_{qs1} + \omega_s\varphi_{ds1} \\ v_{ds2} = R_{s2}i_{ds2} + \frac{d}{dt}\varphi_{ds2} - \omega_s\varphi_{qs2} \\ v_{qs2} = R_{s2}i_{qs2} + \frac{d}{dt}\varphi_{qs2} + \omega_s\varphi_{ds2} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt}\varphi_{dr} - (\omega_s - \omega_r)\varphi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt}\varphi_{qr} + (\omega_s - \omega_r)\varphi_{dr} \end{cases} \quad (3.8)$$

As componentes de fluxo do estator e do rotor podem ser expressas como:

$$\begin{cases} \varphi_{ds1} = L_{ls1}i_{ds1} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qs1} = L_{ls1}i_{qs1} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \varphi_{ds2} = L_{ls2}i_{ds2} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qs2} = L_{ls2}i_{qs2} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \varphi_{dr} = L_{lr}i_{dr} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qr} = L_{lr}i_{qr} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{cases} \quad (3.9)$$

Realizando as devidas substituições temos (3.10):

$$\begin{cases} v_{ds1} = R_{s1}i_{ds1} + \frac{d}{dt}(L_{ls1}i_{ds1} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr})) - \omega_s(L_{ls1}i_{qs1} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr})) \\ v_{qs1} = R_{s1}i_{qs1} + \frac{d}{dt}(L_{ls1}i_{qs1} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr})) + \omega_s(L_{ls1}i_{ds1} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr})) \\ v_{ds2} = R_{s2}i_{ds2} + \frac{d}{dt}(L_{ls2}i_{ds2} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr})) - \omega_s(L_{ls2}i_{qs2} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr})) \\ v_{qs2} = R_{s2}i_{qs2} + \frac{d}{dt}(L_{ls2}i_{qs2} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr})) + \omega_s(L_{ls2}i_{ds2} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr})) \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt}(L_{lr}i_{dr} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr})) - (\omega_s - \omega_r) \times (L_{lr}i_{qr} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr})) \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt}(L_{lr}i_{qr} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr})) + (\omega_s - \omega_r) \times (L_{lr}i_{dr} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr})) \end{cases} \quad (3.10)$$

onde ω_s e ω_r são as velocidades angulares elétricas do estator e do rotor, respetivamente. No plano $d - q$, $\{v_{ds1}, v_{qs1}, v_{ds2}, v_{qs2}\}$ representam as tensões dos dois conjuntos de enrolamentos do estator, $\{\varphi_{ds1}, \varphi_{qs1}, \varphi_{ds2}, \varphi_{qs2}\}$ correspondem aos fluxos magnéticos no estator e $\{i_{ds1}, i_{ds2}, i_{qs1}, i_{qs2}\}$ são as correntes elétricas do estator. $\{v_{dr}, v_{qr}\}$ representam as tensões do rotor, $\{\varphi_{dr}, \varphi_{qr}\}$ correspondem aos fluxos magnéticos do rotor e $\{i_{dr}, i_{qr}\}$ são as correntes elétricas do rotor. $\{R_{s1}, R_{s2}, R_r\}$ correspondem às resistências de cada enrolamento

do estator e do rotor, $\{L_{ls1}, L_{ls2}, L_{lr}, L_m\}$ representam as indutâncias de fuga do estator, por fase (nos enrolamentos 1 e 2), as indutâncias de fuga do rotor e a indutância mútua entre eles, respetivamente.

Segue-se o cálculo para obtenção das correntes elétricas do estator e do rotor. Em [65], é apresentada uma fórmula matemática generalizada que visa a sua obtenção, através da relação com o esquema equivalente do circuito da ASIMD.

Nesta forma generalizada, têm-se as seguintes equações matriciais:

$$\frac{di}{dt} = L^{-1} \cdot (B \cdot U - W_1 \cdot i - W_2 \cdot i) \quad (3.11)$$

onde i representa a matriz das correntes elétricas, tanto do estator como do rotor:

$$i = \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{ds2} \\ i_{qs2} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

L representa a matriz das indutâncias, tanto do estator como do rotor:

$$L = \begin{bmatrix} L_{ls1} + L_m & 0 & L_m & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_{ls1} + L_m & 0 & L_m & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_{ls2} + L_m & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_{ls2} + L_m & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_m & 0 & L_{lr} + L_m & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_m & 0 & L_{lr} + L_m \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

A multiplicação de B por U demonstra que v_{dr} e v_{qr} apresentam valor nulo. Estas matrizes estão representadas abaixo (3.14), (3.15):

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

$$U = \begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{qs1} \\ v_{ds2} \\ v_{qs2} \\ v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Dessa multiplicação obtém-se o seguinte vetor pretendido (3.16):

$$B \cdot U = \begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{qs1} \\ v_{ds2} \\ v_{qs2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

Os termos W_1 e W_2 são dados por:

$$\begin{cases} W_1 = R + \omega_s \times L_1 \\ W_2 = \omega_{sl} \times L_2 \end{cases} \quad (3.17)$$

onde ω_s e ω_{sl} são a velocidade angular do estator e o valor de deslizamento, respetivamente. R representa a matriz das resistências e L_1 e L_2 as indutâncias, sendo elas dadas por:

$$R = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

$$L_1 = \begin{bmatrix} 0 & -(L_{ls1} + L_m) & 0 & -L_m & 0 & -L_m \\ L_{ls1} + L_m & 0 & L_m & 0 & L_m & 0 \\ 0 & -L_m & 0 & -(L_{ls2} + L_m) & 0 & -L_m \\ L_m & 0 & L_{ls2} + L_m & 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

$$L_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -L_m & 0 & -L_m & 0 & -(L_{lr} + L_m) \\ L_m & 0 & L_m & 0 & L_{lr} + L_m & 0 \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

Realizando as devidas operações, podemos obter W_1 e W_2 :

$$W_1 = \begin{bmatrix} R_{s1} & -(L_{ls1} + L_m) \times \omega_s & 0 & -L_m \times \omega_s & 0 & -L_m \times \omega_s \\ (L_{ls1} + L_m) \times \omega_s & R_{s1} & L_m \times \omega_s & 0 & L_m \times \omega_s & 0 \\ 0 & -L_m \times \omega_s & R_{s2} & -(L_{ls2} + L_m) \times \omega_s & 0 & -L_m \times \omega_s \\ L_m \times \omega_s & 0 & (L_{ls2} + L_m) \times \omega_s & R_{s2} & L_m \times \omega_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

$$W_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -L_m \times \omega_{sl} & 0 & -L_m \times \omega_{sl} & 0 & -(L_{lr} + L_m) \times \omega_{sl} \\ L_m \times \omega_{sl} & 0 & L_m \times \omega_{sl} & 0 & (L_{lr} + L_m) \times \omega_{sl} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

Uma vez calculadas as correntes elétricas do estator e do rotor, é necessário determinar os fluxos φ_{dr} e φ_{qr} , para posteriormente obter o binário mecânico da máquina. A partir das equações acima dadas em (3.9), temos que:

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = L_{lr} i_{dr} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qr} = L_{lr} i_{qr} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{cases} \quad (3.23)$$

Finalmente, o binário mecânico da ASIMD pode ser definido usando as seguintes equações:

$$T_e = P \left(\frac{L_m}{L_m + L_{lr}} \right) [(i_{qs1} + i_{qs2}) \varphi_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2}) \varphi_{qr}] \quad (3.24)$$

$$J_i \frac{d}{dt} \omega_m + B_i \omega_m = T_e - T_L \quad (3.25)$$

onde B_i é o coeficiente de fricção, J_i o coeficiente de inércia, T_e define o binário eletromagnético, T_L o binário de carga, P o número de par de pólos e ω_m a velocidade mecânica do rotor, que pode ser relacionada com a velocidade angular do rotor através da seguinte expressão:

$$\omega_r = P \omega_m \quad (3.26)$$

3.4 Simplificações práticas das equações da máquina de indução hexafásica

Para implementação futura de controlos baseados no modelo da máquina hexafásica, é necessário recorrer à simplificação das equações, por forma a facilitar a aplicação destas nos controlos desenvolvidos no capítulo 4. Estas simplificações são explicadas detalhadamente em [40]. Para iniciar a simplificação das equações, têm-se como

pontos de partida as equações de tensão do rotor da máquina de indução hexafásica, dadas em (3.8). Sabendo que as tensões no rotor são muito reduzidas, podendo ser desprezadas, tem-se $v_{dr} = v_{qr} = 0$. Sabe-se também que a velocidade angular do estator subtraída pela velocidade angular do rotor é igual à velocidade de deslizamento: $\omega_s - \omega_r = \omega_{sl}$; desta forma, fazendo as devidas substituições, obtemos (3.27):

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} - \omega_{sl} \varphi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} + \omega_{sl} \varphi_{dr} \end{cases} \quad (3.27)$$

O fluxo resultante no rotor, φ_r , assume-se no eixo direto, o que corresponde à realidade, uma vez que as ligações do rotor são apenas uma variável. A equação (3.28) corresponde à equação dos fluxos φ_{dr} e φ_{qr} :

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = L_{lr} i_{dr} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2}) \\ \varphi_{qr} = L_{lr} i_{qr} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2}) \end{cases} \quad (3.28)$$

Então, alinhando o eixo d com o fluxo do rotor, obtém-se:

$$\begin{cases} \varphi_r = \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} = 0 \\ \frac{d}{dt} \varphi_r = 0 \end{cases} \quad (3.29)$$

Substituir (3.29) em (3.27) faz com que as novas equações do rotor sejam dadas por:

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{dr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \omega_{sl} \varphi_r \end{cases} \quad (3.30)$$

A partir das equações dos fluxos do rotor (3.28), podemos obter as seguintes equações das correntes elétricas do rotor (3.31):

$$\begin{cases} i_{dr} = \frac{\varphi_r}{L_{lr}} - \frac{L_m}{L_{lr}} (i_{ds1} + i_{ds2}) \\ i_{qr} = -\frac{L_m}{L_{lr}} (i_{qs1} + i_{qs2}) \end{cases} \quad (3.31)$$

Com as equações (3.31), substituindo em (3.30), e sabendo que $T_r = \frac{L_{lr}}{R_r}$, obtemos as seguintes simplificações:

$$\begin{cases} L_m(i_{ds1} + i_{ds2}) = \varphi_r \\ L_m(i_{qs1} + i_{qs2}) = \omega_{sl}\varphi_r T_r \end{cases} \quad (3.32)$$

Inserindo estas simplificações nas equações do estator, podemos reduzir significativamente a complexidade da equação. Obtêm-se as seguintes equações das tensões do estator, mais simplificadas que as anteriores:

$$\begin{cases} v_{ds1} = R_{s1}i_{ds1} + L_{ls1}\frac{d}{dt}i_{ds1} - \omega_s[L_{ls1}i_{qs1} + T_r\varphi_r\omega_{sl}] \\ v_{qs1} = R_{s1}i_{qs1} + L_{ls1}\frac{d}{dt}i_{qs1} + \omega_s[L_{ls1}i_{ds1} + \varphi_r] \\ v_{ds2} = R_{s2}i_{ds2} + L_{ls2}\frac{d}{dt}i_{ds2} - \omega_s(L_{ls2}i_{qs2} + T_r\varphi_r\omega_{sl}) \\ v_{qs2} = R_{s2}i_{qs2} + L_{ls2}\frac{d}{dt}i_{qs2} + \omega_s(L_{ls2}i_{ds2} + \varphi_r) \end{cases} \quad (3.33)$$

Partindo da equação (3.30), substituindo a corrente elétrica do rotor por (3.31), e sabendo que $L_r = L_{lr} + L_m$, obtêm-se a velocidade de deslizamento, dada por (3.34):

$$\omega_{sl} = \frac{R_r L_m}{(L_m + L_{lr})} \frac{(i_{qs1} + i_{qs2})}{\varphi_r} \quad (3.34)$$

Da mesma forma, efetuando as devidas simplificações, a equação do binário é dada por:

$$T_e = P \left(\frac{L_m}{L_m + L_{lr}} \right) [(i_{qs1} + i_{qs2})\varphi_r] \quad (3.35)$$

Capítulo 4

Tipos de Controlo do MIH

4.1 Modelo de Controlo Preditivo

O modelo de controlo preditivo (MPC) consiste num método avançado de controlo de acionamentos, usado para controlar um processo, satisfazendo um conjunto de restrições.

Os modelos do controlo preditivo contam com modelos dinâmicos do processo, na maioria das vezes modelos empíricos lineares, obtidos pela identificação do sistema. A Figura 4.1 representa um esquema do modelo de controlo preditivo.

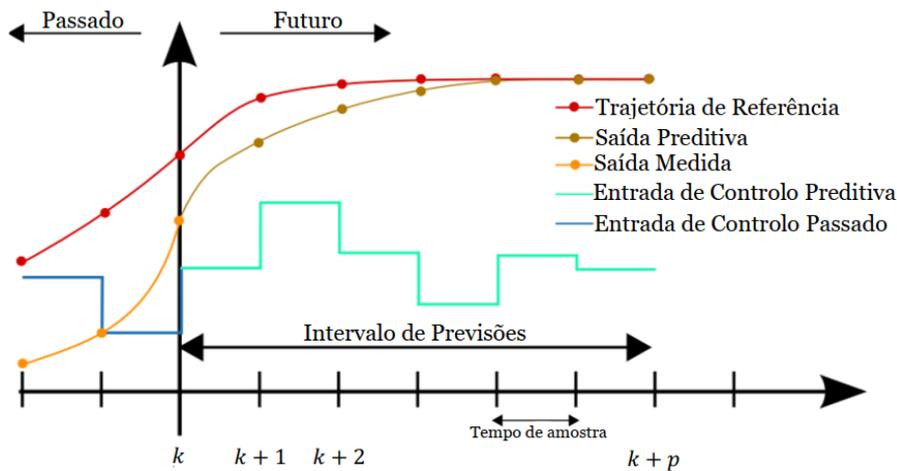


Figura 4.1: Funcionamento esquemático do modelo de controlo preditivo [59].

A principal vantagem do MPC reside no facto de este permitir a otimização do tempo de amostragem atual, ao mesmo tempo que tem em consideração os tempos de amostragem futuros. No instante k , ou seja, no estado presente da máquina, é calculado o vetor que melhor se adequa a aplicar no próximo instante de tempo $[k + 1]$, através de um conjunto finito de vetores. Esta estratégia de controlo tem por base um cálculo *online*, i.e. instantâneo, usado para explorar as diversas trajetórias dos diferentes estados de comutação, por meio da resolução das equações de *Euler-Lagrange*. Em seguida, o vetor que minimizar a função custo, ou seja, o vetor que apresentar o menor valor de erro, será o selecionado. Este vetor será o que melhor corresponde ao desempenho que a máquina precisará de assumir no próximo intervalo de tempo. Este processo será repetido, para que este controlo implemente sempre o melhor estado que a máquina poderá apresentar em

cada instante de tempo, otimizando desta forma o funcionamento da máquina. Além disso, o MPC tem a capacidade de antecipar eventos futuros e pode tomar ações de controlo de acordo com esses eventos.

Um esquema simplificado do controlo implementado, MPC Clássico, encontra-se representado na Figura 4.2.

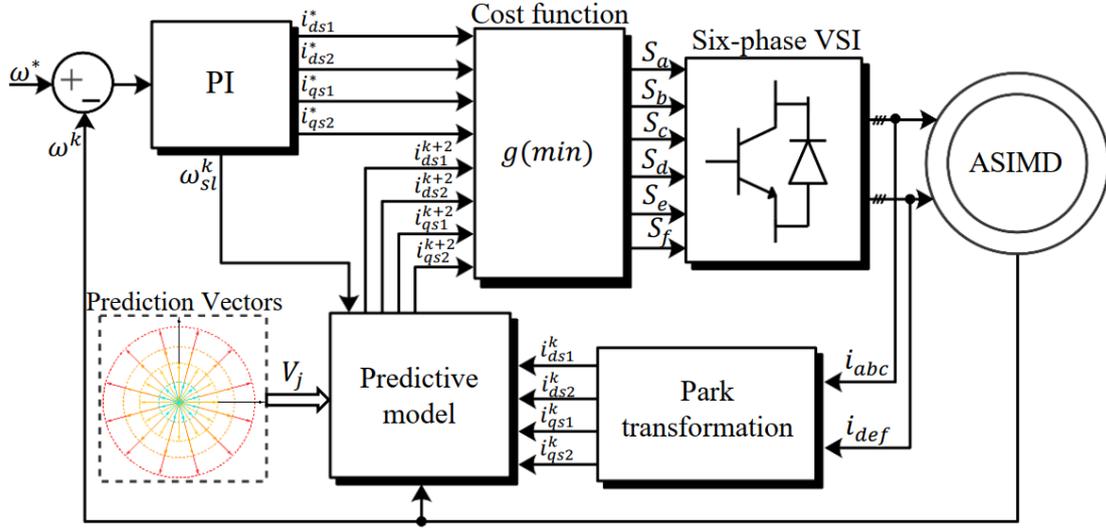


Figura 4.2: Esquema do controlo do modelo preditivo numa máquina de indução hexafásica.

4.1.1 Modelação do Modelo de Controlo Preditivo

Com as equações já simplificadas, é possível aplicar o modelo de controlo preditivo. A partir das equações simplificadas de tensão, obtidas no capítulo 3 – equação (3.33), em ordem à derivada da corrente eléctrica do estator, tem-se o sistema de equações abaixo (4.1):

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_{ds1} = -\frac{R_{s1}}{L_{ls1}} i_{ds1} + \frac{\omega_s}{L_{ls1}} [L_{ls1} i_{qs1} + \omega_{sl} \varphi_r T_r] + \frac{v_{ds1}}{L_{ls1}} \\ \frac{d}{dt} i_{qs1} = -\frac{R_{s1}}{L_{ls1}} i_{qs1} - \frac{\omega_s}{L_{ls1}} [L_{ls1} i_{ds1} + \varphi_r] + \frac{v_{qs1}}{L_{ls1}} \\ \frac{d}{dt} i_{ds2} = -\frac{R_{s2}}{L_{ls2}} i_{ds2} + \frac{\omega_s}{L_{ls2}} (L_{ls2} i_{qs2} + \omega_{sl} \varphi_r T_r) + \frac{v_{ds2}}{L_{ls2}} \\ \frac{d}{dt} i_{qs2} = -\frac{R_{s2}}{L_{ls2}} i_{qs2} - \frac{\omega_s}{L_{ls2}} (L_{ls2} i_{ds2} + \varphi_r) + \frac{v_{qs2}}{L_{ls2}} \end{cases} \quad (4.1)$$

De seguida, recorrendo à aproximação de *Euler-Lagrange* padrão, expressa em (4.2), é possível calcular a previsão das correntes eléctricas para o instante de tempo $(k + 1)$. Nesta equação de *Euler*, surge uma componente de tempo denominada T_s , relativa ao tempo de amostragem, que corresponde ao período de tempo no qual o controlo realiza os cálculos ciclicamente:

$$\frac{i_s^{k+1} - i_s^k}{T_s} = \frac{d}{dt} i \quad (4.2)$$

As seguintes equações representam as previsões das correntes elétricas dos dois conjuntos de enrolamentos da máquina hexafásica, sendo que $k + 1$ caracteriza o próximo espaço de tempo e k representa os valores atuais assumidos pelas variáveis:

$$\begin{cases} i_{ds1}^{k+1} = \left(1 - \frac{T_s R_{s1}}{L_{ls1}}\right) i_{ds1}^k + \frac{T_s}{L_{s1}} \omega_s^k (L_{ls1} i_{qs1}^k + T_r \varphi_r^k \omega_{sl}^k) + \frac{T_s}{L_{ls1}} v_{ds1}^k \\ i_{qs1}^{k+1} = \left(1 - \frac{T_s R_{s1}}{L_{ls1}}\right) i_{qs1}^k - \frac{T_s}{L_{s1}} \omega_s^k (L_{ls1} i_{ds1}^k + \varphi_r^k) + \frac{T_s}{L_{ls1}} v_{qs1}^k \\ i_{ds2}^{k+1} = \left(1 - \frac{T_s R_{s2}}{L_{ls2}}\right) i_{ds2}^k + \frac{T_s}{L_{s2}} \omega_s^k (L_{ls2} i_{qs2}^k + T_r \varphi_r^k \omega_{sl}^k) + \frac{T_s}{L_{ls2}} v_{ds2}^k \\ i_{qs2}^{k+1} = \left(1 - \frac{T_s R_{s2}}{L_{ls2}}\right) i_{qs2}^k - \frac{T_s}{L_{s2}} \omega_s^k (L_{ls2} i_{ds2}^k + \varphi_r^k) + \frac{T_s}{L_{ls2}} v_{qs2}^k \end{cases} \quad (4.3)$$

onde $\{i_{ds1}^{k+1}, i_{qs1}^{k+1}, i_{ds2}^{k+1}, i_{qs2}^{k+1}\}$ são as correntes elétricas previstas no estator, para o instante de tempo $(k + 1)$.

4.1.2 Função Custo do Modelo de Controlo Preditivo

O processo de minimização é alcançado através da seleção do vetor de tensão que minimiza uma função de custo predefinida. Esta função de custo enumera os erros em cada estado de comutação, obtidos entre a corrente elétrica de referência e a corrente elétrica prevista e, em seguida, aplica o vetor de tensão correspondente ao menor erro. Este é aplicado à máquina durante o próximo período de tempo (T_s).

A função de custo e o vetor de tensão ótimo podem ser calculados no algoritmo proposto da seguinte forma:

$$g^k |_{s_j} = \left[(i_{ds1}^* - i_{ds1}^{k+1})^2 + (i_{qs1}^* - i_{qs1}^{k+1})^2 + (i_{ds2}^* - i_{ds2}^{k+1})^2 + (i_{qs2}^* - i_{qs2}^{k+1})^2 \right] \quad (4.4)$$

onde $\{i_{ds1}^*, i_{qs1}^*, i_{ds2}^*, i_{qs2}^*\}$ são as correntes elétricas de referência do estator, obtidas através do controlador PI.

De notar que (4.4) não inclui nenhum fator de ponderação, pois é realizada a modelação dupla dq , o que torna o método muito mais simples, sem comprometer a sua eficácia.

Importa mencionar que, na implementação prática, um atraso de tempo será introduzido propositalmente na previsão de uma etapa, devido ao atraso do cálculo na

implementação em tempo real. Para compensar o efeito desse atraso, uma previsão de duas etapas é adotada. A corrente elétrica prevista no instante $k + 2$ (em vez de $k + 1$), será comparada com a corrente elétrica de referência. A função de custo, tomando em conta esta consideração, pode ser definida como (4.5):

$$g^k|_{S_j} = \left[(i_{ds1}^* - i_{ds1}^{k+2})^2 + (i_{qs1}^* - i_{qs1}^{k+2})^2 + (i_{ds2}^* - i_{ds2}^{k+2})^2 + (i_{qs2}^* - i_{qs2}^{k+2})^2 \right] \quad (4.5)$$

onde $\{i_{ds1}^{k+2}, i_{qs1}^{k+2}, i_{ds2}^{k+2}, i_{qs2}^{k+2}\}$ são as correntes elétricas do estator previstas para o instante de tempo ($[k + 2]$).

Nesta dissertação, serão abordados o modelo de controlo preditivo clássico com o uso de 49 vetores (descartando os vetores redundantes) e o modelo de controlo preditivo com o uso de 13 vetores (vetores L_4 (grandes) mais 1 vetor zero), que é o modelo simplificado do MPC para MIH, regularmente usado em artigos científicos.

Na Tabela 3.1 encontravam-se todos os estados de comutação que o MPC (64 vetores) poderá selecionar. Nesta dissertação será implementado um controlo simplificado do MPC que seleciona 13 vetores, sendo eles 12 vetores grandes (L_4) e 1 vetor zero, conforme a Tabela 4.1. Este tipo de controlo simplificado assemelha-se à forma clássica do MPC, especialmente direcionada para velocidades e cargas superiores, pois recorre ao uso de vetores grandes, que por sua vez possuem maior tensão V_{DC} , requisitada para maiores cargas e velocidades. Este controlo será comparado com os modelos propostos, especialmente a nível experimental, uma vez que o MPC clássico, mesmo sem utilizar vetores redundantes, possui 49 vetores e a nível experimental requer demasiado esforço computacional, invalidando a sua análise.

Tabela 4.1: Os 13 estados de comutação provenientes do MPC 13 (reduzido) que a máquina de indução hexafásica poderá implementar no controlo do inversor de tensão.

Estado de comutação	S_a	S_b	S_c	S_d	S_e	S_f	θ	Vetor V de tensão
0	0	0	0	0	0	0	–	$V_0 = 0 V_{dc}$
9	0	0	1	0	0	1	315°	$V_9 = 0,644 V_{dc}$
13	0	0	1	1	0	1	345°	$V_{13} = 0,644 V_{dc}$
18	0	1	0	0	1	0	195°	$V_{18} = 0,644 V_{dc}$
19	0	1	0	0	1	1	225°	$V_{19} = 0,644 V_{dc}$
25	0	1	1	0	0	1	285°	$V_{25} = 0,644 V_{dc}$
27	0	1	1	0	1	1	255°	$V_{27} = 0,644 V_{dc}$
36	1	0	0	1	0	0	75°	$V_{36} = 0,644 V_{dc}$
38	1	0	0	1	1	0	105°	$V_{38} = 0,644 V_{dc}$
44	1	0	1	1	0	0	45°	$V_{44} = 0,644 V_{dc}$
45	1	0	1	1	0	1	15°	$V_{45} = 0,644 V_{dc}$
50	1	1	0	0	1	0	165°	$V_{50} = 0,644 V_{dc}$
54	1	1	0	1	1	0	135°	$V_{54} = 0,644 V_{dc}$

4.1.3 Etapas do Modelo de Controlo Preditivo

O modelo de controlo preditivo, aplicado a motores de indução hexafásicos com enrolamento assimétrico, pode ser resumido nas seguintes etapas:

- 1) Medição das correntes elétricas de cada fase (i_{abcdef}^k), provenientes dos inversores de tensão (VSI).
- 2) Aquisição de todas as variáveis do motor necessárias à sua operação, considerando a medição dos valores no tempo atual (k), bem como os valores de referência.
- 3) Com base nos possíveis estados de comutação, estimar as tensões do estator;
- 4) Utilização das equações do motor no modelo discreto, a fim de prever as correntes elétricas, usando o Modelo de Controlo Preditivo (4.3);
- 5) Aplicação da função de custo (que representa o desempenho esperado do sistema) para avaliar todas as combinações de comutação possíveis (4.5);
- 6) Escolha do vetor de tensão correspondente ao valor que minimiza a função custo, que será o vetor ideal para o próximo instante de tempo;
- 7) Aplicação do vetor ideal aos inversores de tensão (VSI) no próximo instante de tempo. Regressa-se à primeira etapa e repete-se todo o processo.

O fluxograma do algoritmo MPC é dado na Figura 4.3.

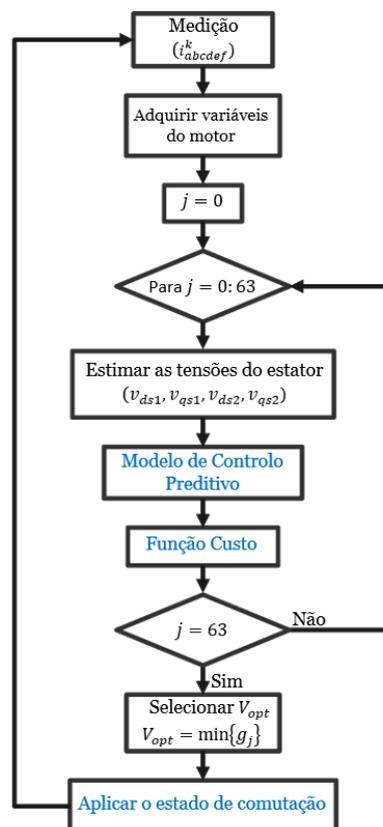


Figura 4.3: Fluxograma do modelo de controlo preditivo para um VSI hexafásico.

4.2 Controlo proposto HCC+MPC

O método proposto neste trabalho resulta da combinação do controlador de corrente de histerese com o modelo de controlo preditivo (HCC+MPC), integrando assim dois tipos de controlo distintos. Primeiramente, é obtido o vetor de referência no controlador de histerese. Esse mesmo vetor irá servir de referência para seleccionar os vetores adjacentes, que juntos formam uma “região” onde se encontra o vetor ótimo a introduzir no microprocessador. De seguida, o vetor de referência, juntamente com os vetores ativos adjacentes e um vetor zero, formam o conjunto finito a utilizar no controlador preditivo. Nesta fase, e à semelhança do MPC clássico, um deles será seleccionado pela função custo.

A partir do controlador de histerese é possível obter um vetor que pode ou não ser o vetor ótimo. Por outro lado, este tipo de controlo providencia uma área onde se encontra o vetor ótimo a aplicar no próximo instante de tempo. Portanto, ao combinar estes dois modelos distintos, é possível obter o vetor ótimo a aplicar no próximo instante de tempo. Este modelo apresenta uma grande vantagem pelo facto de minimizar o número de vetores associados ao controlo preditivo, o que se traduz num menor esforço computacional por parte do microprocessador.

Um esquema simplificado do controlo implementado, HCC+MPC, encontra-se representado na Figura 4.4.

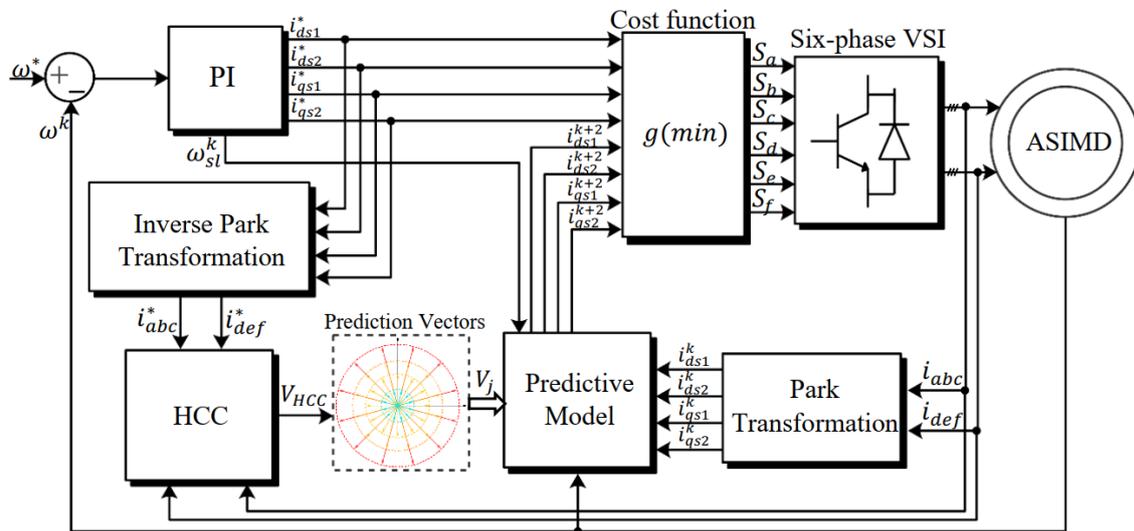


Figura 4.4: Esquema do modelo de controlo proposto, que combina o controlo de corrente por histerese (HCC) e o modelo de controlo preditivo (MPC).

4.2.1 Modelação do HCC+MPC

O modelo HCC está entre os tipos de controlo mais simples e intuitivos. Este controla diretamente as correntes elétricas de fase do motor. Apresenta várias vantagens, como

robustez, simplicidade, excelente resposta dinâmica (limitada apenas pela velocidade de comutação) e o facto de a constante de tempo de carga ser independente dos parâmetros do sistema. Estas vantagens tornam este método muito atrativo para os fins pretendidos nesta dissertação.

A seguinte expressão resume o princípio de operação de um HCC:

$$S_x = \begin{cases} 1 & \text{se } i_x^* > i_x + \frac{B_{hys}}{2} \\ 0 & \text{se } i_x^* < i_x - \frac{B_{hys}}{2} \end{cases} \quad x \in \{a, b, c, d, e, f\} \quad (4.6)$$

onde S_x é o estado de comutação do semicondutor superior do braço do inversor, enquanto o semicondutor inferior do braço assume o estado complementar a este. i_x e i_x^* são as correntes elétricas atuais e de referência, respetivamente, e “ x ” em índice corresponde à fase em análise. B_{hys} é uma banda de histerese definida.

Começa-se por medir a velocidade mecânica do rotor, denominada como ω_r . Esta é medida com recurso a um sensor de velocidade e filtrada com um filtro passa-baixo de 1ª ordem. Em seguida, o erro de velocidade, dado pela diferença entre a velocidade real do rotor e o valor de referência, é processado por meio do controlador de velocidade proporcional integral (PI), para anular o erro de regime permanente da velocidade. Este PI possuiu como saída o binário de referência T_{em}^* . A fim de se obterem as correntes elétricas de referência para cada fase, é necessário determinar as correntes elétricas de referência do estator, i_{ds}^* e i_{qs}^* . Estas podem ser calculadas a partir das seguintes equações anteriormente desenvolvidas em (3.32) e (3.35). Assim sendo, obtêm-se as equações (4.7):

$$\begin{cases} i_{ds}^* = \frac{\varphi_r^*}{L_m} \\ i_{qs}^* = \frac{T_{em}^*}{\varphi_r^*} \times \frac{(L_m + L_{lr})}{L_m \times P} \end{cases} \quad (4.7)$$

As correntes elétricas de referência de cada conjunto de enrolamentos ($i_{ds1}^*, i_{ds2}^*, i_{qs1}^*, i_{qs2}^*$) relacionam-se com as correntes elétricas de referência d e q (i_{ds}^*, i_{qs}^*) da seguinte forma:

$$\begin{cases} i_{ds1}^* = i_{ds2}^* = \frac{i_{ds}^*}{2} \\ i_{qs1}^* = i_{qs2}^* = \frac{i_{qs}^*}{2} \end{cases} \quad (4.8)$$

Para implementar o método proposto, é necessário dispor das correntes elétricas de referência de cada fase ($i_a^*, i_b^*, i_c^*, i_d^*, i_e^*$ e i_f^*). As correntes elétricas de referência de cada fase são obtidas fazendo uso da transformação inversa de *Park*, a partir das correntes elétricas de referência ($i_{ds1}^*, i_{ds2}^*, i_{qs1}^*$ e i_{qs2}^*) e da posição elétrica do rotor em cada conjunto de enrolamentos (θ_1 e θ_2):

$$\begin{cases} i_a^* = \left(\frac{2}{3}\right) \times (i_{qs1}^* \cos(\theta_1) - i_{ds1}^* \sin(\theta_1)) \\ i_b^* = \left(\frac{2}{3}\right) \times \left(i_{qs1}^* \cos\left(\theta_1 - \frac{2\pi}{3}\right) - i_{ds1}^* \sin\left(\theta_1 - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\ i_c^* = \left(\frac{2}{3}\right) \times \left(i_{qs1}^* \cos\left(\theta_1 + \frac{2\pi}{3}\right) - i_{ds1}^* \sin\left(\theta_1 + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\ i_d^* = \left(\frac{2}{3}\right) \times (i_{qs2}^* \cos(\theta_2) - i_{ds2}^* \sin(\theta_2)) \\ i_e^* = \left(\frac{2}{3}\right) \times \left(i_{qs2}^* \cos\left(\theta_2 - \frac{2\pi}{3}\right) - i_{ds2}^* \sin\left(\theta_2 - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\ i_f^* = \left(\frac{2}{3}\right) \times \left(i_{qs2}^* \cos\left(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}\right) - i_{ds2}^* \sin\left(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \end{cases} \quad (4.9)$$

As correntes elétricas de cada fase (i_a, i_b, i_c, i_d, i_e e i_f) são obtidas de igual modo, através das correntes elétricas atuais de cada conjunto de enrolamentos do estator ($i_{ds1}^k, i_{ds2}^k, i_{qs1}^k$ e i_{qs2}^k).

A estratégia de controlo HCC recorre à utilização de seis comparadores de histerese para gerar os sinais de entrada do inversor, onde cada comparador tem como entrada o erro entre o valor da corrente elétrica medida e o respetivo valor de referência da fase. Os comparadores utilizam o erro em cada fase para assegurar a manutenção dos valores dentro de uma banda de histerese previamente definida, B_{hys} , de modo que, caso o erro ultrapasse o limite superior da banda, o semicondutor superior seja LIGADO e o semicondutor inferior seja DESLIGADO. Por outro lado, se o erro ultrapassar o limite inferior da banda, o semicondutor superior é DESLIGADO e o inferior é LIGADO, conseguindo-se assim garantir que a corrente elétrica se mantém dentro dos limites da banda de histerese. Portanto, a largura da banda de histerese define o padrão para o desempenho no instante atual do HCC.

Sendo assim, a partir do HCC é possível obter o estado de cada fase, através da construção de um vetor que definirá um estado de comutação, dado por $[S_a S_b S_c S_d S_e S_f]$. Este será o vetor de referência, que servirá para posterior determinação dos vetores adjacentes que entrarão no modelo de controlo preditivo, como se pode ver na Tabela 4.2 mais adiante.

4.2.2 Seleção dos estados de comutação

Para determinar os vetores adjacentes ao vetor de referência proveniente do controlador de histerese, existem 3 situações distintas que se podem verificar na escolha dos vetores adjacentes:

O primeiro caso, e também o mais simples, ocorre quando o vetor zero é fornecido pelo HCC. Neste caso específico, o vetor zero também será aplicado no próximo instante de tempo, sem recorrer ao uso do MPC.

O segundo caso, regista-se se o HCC fornecer um vetor L_2 , que se enquadra no grupo dos vetores médios. Nesta situação, a escolha dos vetores adjacentes que irão entrar na função de custo recai sobre os vetores em torno do vetor escolhido pelo HCC pois, tal como anteriormente mencionado, o controlador de histerese pode não fornecer o melhor vetor para o próximo instante de tempo. Ainda assim, é assegurada a seleção de um vetor que se encontre próximo (e com a mesma direção) do vetor ótimo. Sendo assim, pode assumir-se que a partir do vetor de referência é possível selecionar uma área constituída pelos vetores adjacentes, onde se encontrará o vetor ótimo a aplicar no próximo instante de tempo.

Considere-se como exemplo uma situação em que o vetor escolhido pelo HCC é o vetor V_{40} , correspondente ao estado de comutação [101000]. O vetor V_{40} designa-se como um vetor médio (L_2). Como a Figura 4.5 indica, os vetores adjacentes escolhidos para serem inseridos na função custo serão: o próprio vetor V_{40} , acompanhado pelos vetores V_0 , V_{14} , V_{37} , V_{44} , V_{33} , V_{12} e V_{45} . Este caso específico é válido tanto para o vetor V_{40} como para o vetor V_{47} , pois estes são iguais. No total, entrarão 8 vetores no MPC, sendo que desses um será selecionado pela função custo para aplicação no inversor.

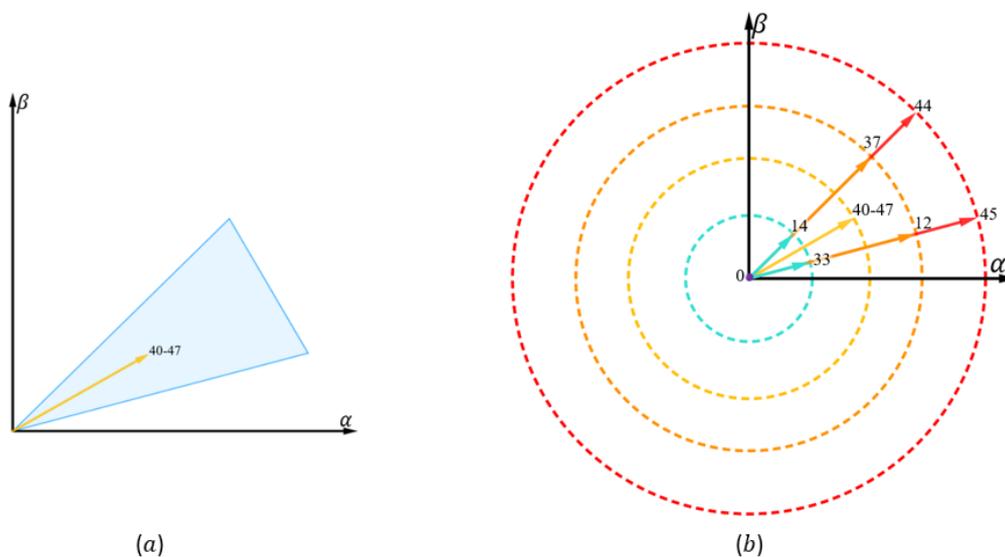


Figura 4.5: Escolha dos estados de comutação: a) O estado de comutação proveniente do HCC; b) Seleção dos estados de comutação a participar no MPC com base no estado de comutação proveniente do HCC (Caso 2).

O terceiro caso verifica-se quando o HCC fornece um vetor L_1 , L_3 ou L_4 , correspondentes aos vetores pequeno, médio-grande e grande, respetivamente. Pelo facto de estes se encontrarem sobrepostos, a forma de escolha dos vetores adjacentes é semelhante. Os vetores a inserir na função de custo serão os vetores em torno do vetor escolhido pelo HCC pois, como anteriormente referido, o controlador de histerese pode não fornecer o melhor vetor para o próximo instante de tempo, mas escolhe um vetor que se encontra próximo (e com a mesma direção) do vetor ótimo. Sendo assim, é possível assumir que, a partir do vetor de referência, se pode seleccionar uma área que engloba os vetores adjacentes e entre estes encontra-se o vetor ótimo a aplicar no próximo instante de tempo.

Considere-se outro exemplo, onde o vetor escolhido pelo HCC é o vetor $V44$, que corresponde ao estado de comutação [101100]. O vetor $V44$ classifica-se como um vetor grande (L_4). Como a Figura 4.6 indica, os vetores adjacentes escolhidos para serem inseridos na função custo, serão o próprio vetor $V44$ e os vetores V_0 , V_{14} , V_{37} , V_{40} e V_{47} . Apenas se escolhe um dos vetores médios (L_2). Assim, os vetores V_{47} e o V_{60} não serão seleccionados neste caso em particular. O mesmo princípio aplica-se também para qualquer outro caso semelhante que possa ocorrer. Neste caso, são seleccionados, no total, 6 vetores distintos.

Por uma questão de uniformidade e de forma a simplificar a implementação do algoritmo, são adicionados 2 vetores zero adicionais, totalizando 8 vetores como no caso anterior.

A razão fundamental que justifica a adição de dois vetores extra prende-se com o facto de o controlo possuir um tempo de amostragem único, o que não se traduz em qualquer vantagem adicional caso se utilizem apenas 6 vetores.

É de notar que esta terceira hipótese será a mais recorrente, já que engloba um maior número de cenários passíveis de ocorrer.

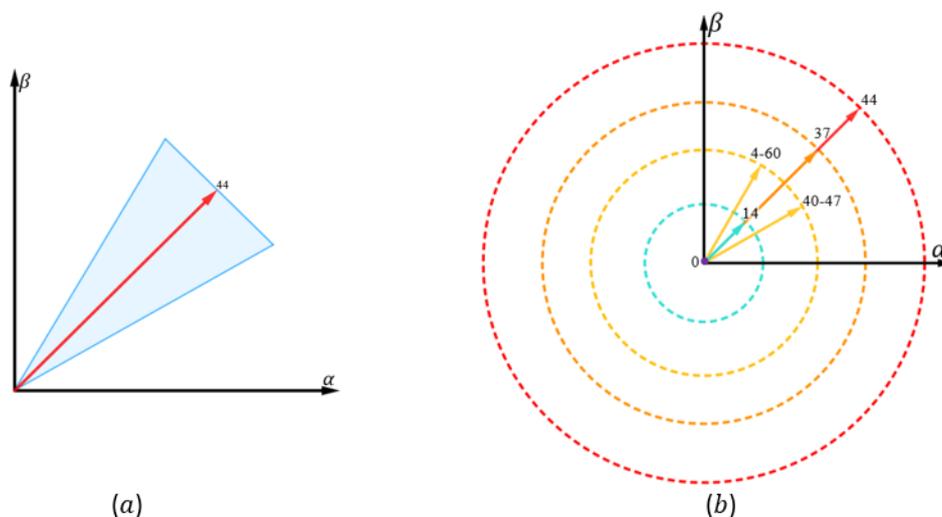


Figura 4.6: Escolha dos estados de comutação: a) O estado de comutação proveniente do HCC; b) Seleção dos estados de comutação a participar no MPC, com base no estado de comutação proveniente do HCC (Caso 3).

Com a estratégia proposta, é possível reduzir o número de vetores no modelo, o que acarreta uma grande vantagem, ao reduzir o número de iterações e, por conseguinte, reduzir o esforço computacional.

Após a seleção dos vetores, é aplicado de forma semelhante o Modelo de Controlo Preditivo referenciado nas seções anteriores, com a particularidade de ser avaliado um conjunto consideravelmente menor de estados de comutação. Na Tabela 4.2 são representadas todas as possibilidades na seleção dos vetores a participar no MPC.

Tabela 4.2: Representação de todas as possibilidades na seleção dos vetores a participar no MPC, de acordo com o método proposto HCC+MPC.

Estado de comutação	S_{aHCC}	S_{bHCC}	S_{cHCC}	S_{dHCC}	S_{eHCC}	S_{fHCC}	Seleção do conjunto de vetores a participar no MPC
0	0	0	0	0	0	0	V0HCC → [V0MPC]
1	0	0	0	0	0	1	V1HCC → [V1MPC, V21MPC, V11MPC, V25MPC, V43MPC, V29MPC, V9MPC, V0MPC]
2	0	0	0	0	0	1	V2HCC → [V2MPC, V35MPC, V22MPC, V50MPC, V30MPC, V51MPC, V18MPC, V0MPC]
3	0	0	0	0	0	1	V3HCC → [V3MPC, V49MPC, V26MPC, V19MPC, V10MPC, V17MPC, V27MPC, V0MPC]
4	0	0	0	0	1	0	V4HCC → [V4MPC, V14MPC, V37MPC, V44MPC, V53MPC, V46MPC, V36MPC, V0MPC]
5	0	0	0	0	1	0	V5HCC → [V5MPC, V28MPC, V41MPC, V13MPC, V33MPC, V12MPC, V45MPC, V0MPC]
6	0	0	0	0	1	1	V6HCC → [V6MPC, V42MPC, V52MPC, V38MPC, V20MPC, V34MPC, V54MPC, V0MPC]
7	0	0	0	0	1	1	V7HCC → [V0MPC]
8	0	0	0	1	0	0	V8HCC → [V8MPC, V43MPC, V29MPC, V9MPC, V28MPC, V41MPC, V13MPC, V0MPC]
9	0	0	0	1	0	0	V9HCC → [V9MPC, V43MPC, V29MPC, V1MPC, V8MPC, V0MPC, V0MPC, V0MPC]
10	0	0	0	1	0	1	V10HCC → [V10MPC, V17MPC, V27MPC, V3MPC, V24MPC, V0MPC, V0MPC, V0MPC]
11	0	0	0	1	0	1	V11HCC → [V11MPC, V21MPC, V25MPC, V24MPC, V1MPC, V0MPC, V0MPC, V0MPC]
12	0	0	0	1	1	0	V12HCC → [V12MPC, V33MPC, V45MPC, V5MPC, V40MPC, V0MPC, V0MPC, V0MPC]
13	0	0	0	1	1	0	V13HCC → [V13MPC, V28MPC, V41MPC, V8MPC, V5MPC, V0MPC, V0MPC, V0MPC]
14	0	0	0	1	1	1	V14HCC → [V14MPC, V37MPC, V44MPC, V40MPC, V4MPC, V0MPC, V0MPC, V0MPC]
15	0	0	0	1	1	1	V15HCC → [V15MPC, V43MPC, V29MPC, V9MPC, V28MPC, V41MPC, V13MPC, V0MPC]
16	0	0	1	0	0	0	V16HCC → [V16MPC, V30MPC, V51MPC, V18MPC, V49MPC, V26MPC, V19MPC, V0MPC]
17	0	0	1	0	0	0	V17HCC → [V17MPC, V10MPC, V27MPC, V3MPC, V24MPC, V0MPC, V0MPC, V0MPC]
18	0	0	1	0	0	1	V18HCC → [V18MPC, V30MPC, V51MPC, V2MPC, V16MPC, V0MPC, V0MPC, V0MPC]
19	0	0	1	0	0	1	V19HCC → [V19MPC, V49MPC, V26MPC, V16MPC, V3MPC, V0MPC, V0MPC, V0MPC]
20	0	0	1	0	1	0	V20HCC → [V20MPC, V34MPC, V54MPC, V6MPC, V48MPC, V0MPC, V0MPC, V0MPC]
21	0	0	1	0	1	0	V21HCC → [V21MPC, V11MPC, V25MPC, V24MPC, V1MPC, V0MPC, V0MPC, V0MPC]
22	0	0	1	0	1	0	V22HCC → [V22MPC, V35MPC, V50MPC, V48MPC, V2MPC, V0MPC, V0MPC, V0MPC]
23	0	0	1	0	1	1	V23HCC → [V23MPC, V30MPC, V51MPC, V18MPC, V49MPC, V26MPC, V19MPC, V0MPC]
24	0	0	1	0	0	0	V24HCC → [V24MPC, V10MPC, V17MPC, V27MPC, V21MPC, V11MPC, V25MPC, V0MPC]
25	0	0	1	0	0	1	V25HCC → [V25MPC, V21MPC, V11MPC, V24MPC, V1MPC, V0MPC, V0MPC, V0MPC]
26	0	0	1	0	1	0	V26HCC → [V26MPC, V49MPC, V19MPC, V16MPC, V3MPC, V0MPC, V0MPC, V0MPC]
27	0	0	1	0	1	1	V27HCC → [V27MPC, V10MPC, V17MPC, V3MPC, V24MPC, V0MPC, V0MPC, V0MPC]
28	0	0	1	0	1	0	V28HCC → [V28MPC, V41MPC, V13MPC, V8MPC, V5MPC, V0MPC, V0MPC, V0MPC]
29	0	0	1	0	1	0	V29HCC → [V29MPC, V43MPC, V9MPC, V1MPC, V8MPC, V0MPC, V0MPC, V0MPC]
30	0	0	1	0	1	0	V30HCC → [V30MPC, V51MPC, V18MPC, V2MPC, V16MPC, V0MPC, V0MPC, V0MPC]
31	0	0	1	0	1	1	V31HCC → [V31MPC, V10MPC, V17MPC, V27MPC, V21MPC, V11MPC, V25MPC, V0MPC]
32	0	0	1	0	0	0	V32HCC → [V32MPC, V35MPC, V46MPC, V36MPC, V42MPC, V52MPC, V38MPC, V0MPC]
33	0	0	1	0	0	0	V33HCC → [V33MPC, V12MPC, V45MPC, V5MPC, V40MPC, V0MPC, V0MPC, V0MPC]
34	0	0	1	0	0	1	V34HCC → [V34MPC, V20MPC, V54MPC, V6MPC, V48MPC, V0MPC, V0MPC, V0MPC]
35	0	0	1	0	0	1	V35HCC → [V35MPC, V22MPC, V50MPC, V48MPC, V2MPC, V0MPC, V0MPC, V0MPC]
36	0	0	1	0	0	0	V36HCC → [V36MPC, V53MPC, V46MPC, V4MPC, V32MPC, V0MPC, V0MPC, V0MPC]
37	0	0	1	0	0	1	V37HCC → [V37MPC, V14MPC, V44MPC, V40MPC, V4MPC, V0MPC, V0MPC, V0MPC]
38	0	0	1	0	0	1	V38HCC → [V38MPC, V42MPC, V52MPC, V32MPC, V6MPC, V0MPC, V0MPC, V0MPC]
39	0	0	1	0	1	1	V39HCC → [V39MPC, V53MPC, V46MPC, V36MPC, V42MPC, V52MPC, V38MPC, V0MPC]
40	0	0	1	0	0	0	V40HCC → [V40MPC, V33MPC, V12MPC, V45MPC, V14MPC, V37MPC, V44MPC, V0MPC]
41	0	0	1	0	0	1	V41HCC → [V41MPC, V28MPC, V13MPC, V8MPC, V5MPC, V0MPC, V0MPC, V0MPC]
42	0	0	1	0	1	0	V42HCC → [V42MPC, V52MPC, V38MPC, V32MPC, V6MPC, V0MPC, V0MPC, V0MPC]
43	0	0	1	0	1	0	V43HCC → [V43MPC, V29MPC, V9MPC, V1MPC, V8MPC, V0MPC, V0MPC, V0MPC]
44	0	0	1	0	1	0	V44HCC → [V44MPC, V14MPC, V37MPC, V40MPC, V4MPC, V0MPC, V0MPC, V0MPC]
45	0	0	1	0	1	0	V45HCC → [V45MPC, V33MPC, V12MPC, V5MPC, V40MPC, V0MPC, V0MPC, V0MPC]
46	0	0	1	0	1	1	V46HCC → [V46MPC, V53MPC, V36MPC, V4MPC, V32MPC, V0MPC, V0MPC, V0MPC]
47	0	0	1	0	1	1	V47HCC → [V47MPC, V33MPC, V12MPC, V45MPC, V14MPC, V37MPC, V44MPC, V0MPC]
48	0	0	1	0	0	0	V48HCC → [V48MPC, V20MPC, V54MPC, V6MPC, V48MPC, V22MPC, V50MPC, V0MPC]
49	0	0	1	0	0	1	V49HCC → [V49MPC, V26MPC, V19MPC, V16MPC, V3MPC, V0MPC, V0MPC, V0MPC]
50	0	0	1	0	0	1	V50HCC → [V50MPC, V35MPC, V22MPC, V48MPC, V2MPC, V0MPC, V0MPC, V0MPC]
51	0	0	1	0	0	1	V51HCC → [V51MPC, V30MPC, V18MPC, V2MPC, V16MPC, V0MPC, V0MPC, V0MPC]
52	0	0	1	0	1	0	V52HCC → [V52MPC, V42MPC, V38MPC, V32MPC, V6MPC, V0MPC, V0MPC, V0MPC]
53	0	0	1	0	1	0	V53HCC → [V53MPC, V46MPC, V36MPC, V4MPC, V32MPC, V0MPC, V0MPC, V0MPC]
54	0	0	1	0	1	1	V54HCC → [V54MPC, V20MPC, V34MPC, V6MPC, V48MPC, V0MPC, V0MPC, V0MPC]
55	0	0	1	0	1	1	V55HCC → [V59MPC, V20MPC, V34MPC, V54MPC, V35MPC, V22MPC, V50MPC, V0MPC]
56	0	0	1	0	0	0	V56HCC → [V0MPC]
57	0	0	1	0	0	1	V57HCC → [V57MPC, V21MPC, V11MPC, V25MPC, V43MPC, V29MPC, V9MPC, V0MPC]
58	0	0	1	0	1	0	V58HCC → [V58MPC, V35MPC, V22MPC, V50MPC, V30MPC, V51MPC, V18MPC, V0MPC]
59	0	0	1	0	1	1	V59HCC → [V59MPC, V10MPC, V17MPC, V27MPC, V49MPC, V26MPC, V19MPC, V0MPC]
60	0	0	1	0	1	0	V60HCC → [V60MPC, V14MPC, V37MPC, V44MPC, V53MPC, V46MPC, V36MPC, V0MPC]
61	0	0	1	0	1	0	V61HCC → [V61MPC, V28MPC, V41MPC, V13MPC, V33MPC, V12MPC, V45MPC, V0MPC]
62	0	0	1	0	1	0	V62HCC → [V62MPC, V42MPC, V52MPC, V38MPC, V20MPC, V34MPC, V54MPC, V0MPC]
63	0	0	1	0	1	1	V63HCC → [V0MPC]

4.2.3 Etapas do HCC+MPC

O HCC+MPC proposto, aplicado a motores de indução hexafásicos com enrolamento assimétrico, pode ser resumido nas seguintes etapas:

- 1) Medição das correntes elétricas de cada fase (i_{abcdef}^k), provenientes dos inversores de tensão (VSI).
- 2) Aquisição de todas as variáveis do motor necessárias para a sua operação, tanto os valores no instante atual (k), como os valores de referência.
- 3) Aplicação do controlo de corrente por histerese para obter o vetor que servirá de referência;
- 4) Seleção dos estados de comutação que entrarão no modelo de controlo preditivo, através do vetor de referência;
- 5) Estimativa das tensões do estator, com base nos possíveis estados de comutação;
- 6) Utilização das equações do modelo discreto do motor, a fim de prever a evolução das correntes elétricas de fase, usando a equação (4.3);
- 7) Aplicação da função de custo, que representa o desempenho esperado do sistema, para avaliar todas as possíveis combinações de comutação (4.5);
- 8) Escolha do vetor de tensão correspondente ao valor que minimiza a função de custo, que será o vetor ideal para o próximo instante de tempo;
- 9) Aplicação do vetor ideal aos inversores de tensão (VSI) e regresso à primeira etapa, repetindo novamente todo o processo.

O fluxograma do algoritmo HCC+MPC é dado na Figura 4.7.

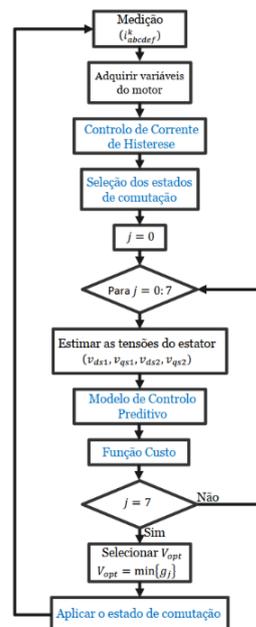


Figura 4.7: Fluxograma do modelo de controlo proposto, que combina o controlo de corrente por histerese e o modelo de controlo preditivo.

4.3 Controlo proposto DB+MPC

O segundo método proposto resulta da combinação do controlador *dead-beat* com o modelo de controlo preditivo (DB+MPC). Em primeiro lugar, é obtido o vetor de referência no controlador *dead-beat*. Posteriormente, esse mesmo vetor servirá de referência na seleção dos vetores adjacentes, criando uma “região” onde se encontra o vetor ótimo a aplicar no inversor. Em seguida, o vetor de referência, juntamente com os vetores adjacentes ativos e um vetor zero, entram no controlador preditivo. Nesta fase, e à semelhança do MPC clássico, um desses vetores será selecionado pela função de custo.

A partir do controlador *dead-beat* é possível obter um vetor inserido numa região e com um determinado ângulo, capaz de providenciar o vetor ótimo a aplicar no próximo instante de tempo. Portanto, ao combinar estes dois tipos de modelos distintos num só, é possível obter o vetor ótimo a aplicar no próximo instante de tempo. Desta forma, este novo modelo apresenta a grande vantagem de minimizar o número de vetores associados ao controlo preditivo, o que se traduz num menor esforço computacional por parte do microprocessador.

Um esquema simplificado do controlo implementado, DB+MPC, encontra-se representado na Figura 4.8.

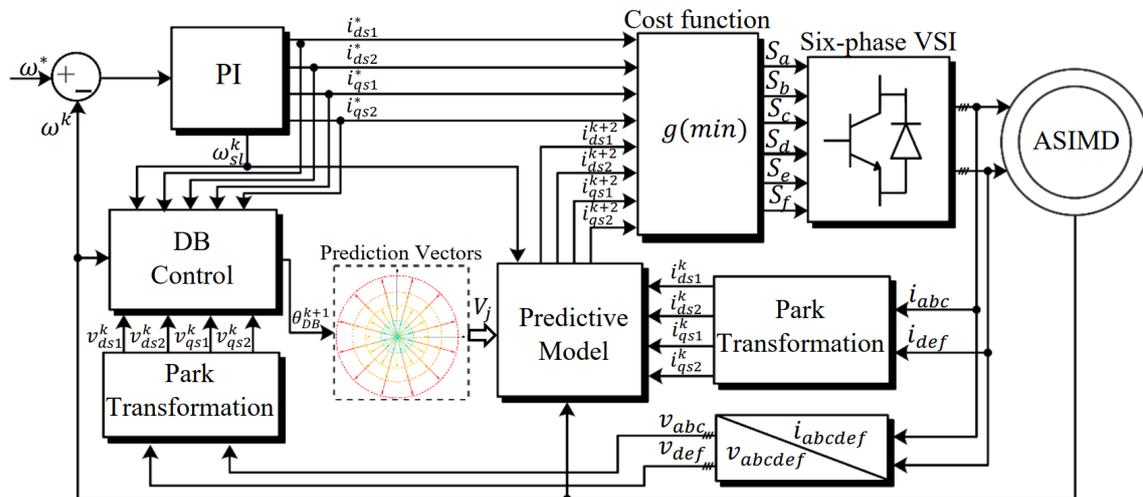


Figura 4.8: Esquema do modelo de controlo proposto que combina o controlo *dead-beat* e o modelo de controlo preditivo, aplicado a máquina de indução hexafásica.

4.3.1 Modelação do DB+MPC

O método de controlo *dead-beat* é caracterizado, em controlo de sistemas, pelo erro de estado estacionário nulo, pois apresenta uma resposta transitória rápida, com um *overshoot* que não ultrapassa os $\pm 2\%$ [63]. A resposta do *dead-beat* é muito desejável em

aplicações de alto desempenho, como é o caso de acionamentos de motores de indução. No entanto, manter a estabilidade da resposta do controlo *dead-beat* é uma tarefa desafiante, devido à variação das condições de carga a que motor é frequentemente sujeito. Dado que o MPC pode otimizar o esquema de controlo ao longo dos intervalos de tempo, esse recurso pode ser empregue em conjunto com o *dead-beat*, para manter o desempenho pretendido do sistema a ser controlado.

O sistema de controlo *dead-beat* utiliza o modelo dinâmico discreto da máquina, a fim de calcular o vetor de tensão do estator teórico exigido para alcançar os valores de referência de binário e de corrente elétrica, num único período de comutação.

Neste método híbrido proposto, o vetor de tensão de referência é obtido pelo princípio de controlo de *dead-beat* (DB). A partir deste vetor de referência, serão adicionados vetores adjacentes a este, conforme a sua disposição vetorial, para posteriormente serem introduzidos no modelo de controlo preditivo, que fornecerá o melhor vetor a ser utilizado no próximo instante de tempo, através da função de custo.

As previsões das correntes elétricas provenientes dos estatores no período de amostragem ($k + 1$) são obtidas a partir das equações do modelo da máquina em (4.1). Utilizando a aproximação de *Euler* padrão, essas equações são dadas por:

$$\begin{cases} \frac{i_{ds1}^{k+1} - i_{ds1}^k}{T_s} = -\frac{R_{s1}}{L_{ls1}} i_{ds1}^k + \frac{\omega_s^k}{L_{ls1}} [L_{ls1} i_{qs1}^k + \omega_{sl}^k \varphi_r T_r] + \frac{v_{ds1}^k}{L_{ls1}} \\ \frac{i_{qs1}^{k+1} - i_{qs1}^k}{T_s} = -\frac{R_{s1}}{L_{ls1}} i_{qs1}^k - \frac{\omega_s^k}{L_{ls1}} [L_{ls1} i_{ds1}^k + \varphi_r] + \frac{v_{qs1}^k}{L_{ls1}} \\ \frac{i_{ds2}^{k+1} - i_{ds2}^k}{T_s} = -\frac{R_{s2}}{L_{ls2}} i_{ds2}^k + \frac{\omega_s^k}{L_{ls2}} (L_{ls2} i_{qs2}^k + \omega_{sl}^k \varphi_r T_r) + \frac{v_{ds2}^k}{L_{ls2}} \\ \frac{i_{qs2}^{k+1} - i_{qs2}^k}{T_s} = -\frac{R_{s2}}{L_{ls2}} i_{qs2}^k - \frac{\omega_s^k}{L_{ls2}} (L_{ls2} i_{ds2}^k + \varphi_r) + \frac{v_{qs2}^k}{L_{ls2}} \end{cases} \quad (4.10)$$

Organizando as equações (4.10) em ordem à tensão do estator, obtemos as equações das tensões do estator no instante de tempo k , ou seja, no instante de tempo atual:

$$\begin{cases} v_{ds1}^k = R_{s1} i_{ds1}^k + L_{ls1} \left(\frac{i_{ds1}^{k+1} - i_{ds1}^k}{T_s} \right) - \omega_s^k [L_{ls1} i_{qs1}^k + T_r \varphi_r \omega_{sl}^k] \\ v_{qs1}^k = R_{s1} i_{qs1}^k + L_{ls1} \left(\frac{i_{qs1}^{k+1} - i_{qs1}^k}{T_s} \right) + \omega_s^k [L_{ls1} i_{ds1}^k + \varphi_r] \\ v_{ds2}^k = R_{s2} i_{ds2}^k + L_{ls2} \left(\frac{i_{ds2}^{k+1} - i_{ds2}^k}{T_s} \right) - \omega_s^k [L_{ls2} i_{qs2}^k + T_r \varphi_r \omega_{sl}^k] \\ v_{qs2}^k = R_{s2} i_{qs2}^k + L_{ls2} \left(\frac{i_{qs2}^{k+1} - i_{qs2}^k}{T_s} \right) + \omega_s^k [L_{ls2} i_{ds2}^k + \varphi_r] \end{cases} \quad (4.11)$$

No controlo digital, o vetor de tensão de referência não pode ser aplicado instantaneamente ao inversor, devido ao atraso de tempo causado pelo processo de conversão analógico-digital e pelo tempo de operação do algoritmo principal. No modelo de controlo preditivo ideal, o vetor de tensão de referência é aplicado sem atraso de tempo. No entanto, em implementações práticas, este deve ser aplicado com um atraso, devido ao mecanismo de atualização do microprocessador. Como resultado, o vetor de tensão selecionado no instante de tempo (k) não é um vetor de tensão que minimiza o erro no próximo período, o que afeta o desempenho do controlo.

Portanto, supondo que haja um atraso de um período resultante da aplicação do controlo digital, esse atraso pode ser compensado usando uma previsão de dois intervalos de tempo à frente ($k + 2$). Assim, com as equações anteriores (4.11), o modelo de tensão para correntes elétricas previstas após dois intervalos de tempo pode ser expresso como:

$$\begin{cases} v_{ds1}^{k+1} = R_{s1}i_{ds1}^{k+1} + L_{ls1}\left(\frac{i_{ds1}^{k+2} - i_{ds1}^{k+1}}{T_s}\right) - \omega_s^{k+1}[L_{ls1}i_{qs1}^{k+1} + T_r\varphi_r\omega_{sl}^{k+1}] \\ v_{qs1}^{k+1} = R_{s1}i_{qs1}^{k+1} + L_{ls1}\left(\frac{i_{qs1}^{k+2} - i_{qs1}^{k+1}}{T_s}\right) + \omega_s^{k+1}[L_{ls1}i_{ds1}^{k+1} + \varphi_r] \\ v_{ds2}^{k+1} = R_{s2}i_{ds2}^{k+1} + L_{ls2}\left(\frac{i_{ds2}^{k+2} - i_{ds2}^{k+1}}{T_s}\right) - \omega_s^{k+1}[L_{ls2}i_{qs2}^{k+1} + T_r\varphi_r\omega_{sl}^{k+1}] \\ v_{qs2}^{k+1} = R_{s2}i_{qs2}^{k+1} + L_{ls2}\left(\frac{i_{qs2}^{k+2} - i_{qs2}^{k+1}}{T_s}\right) + \omega_s^{k+1}[L_{ls2}i_{ds2}^{k+1} + \varphi_r] \end{cases} \quad (4.12)$$

onde $\{v_{ds1}^{k+1}, v_{qs1}^{k+1}, v_{ds2}^{k+1}, v_{qs2}^{k+1}\}$ são as tensões previstas para o próximo instante de tempo ($k + 1$), $\{i_{ds1}^{k+2}, i_{qs1}^{k+2}, i_{ds2}^{k+2}, i_{qs2}^{k+2}\}$ são as correntes elétricas previstas para o instante de tempo dois passos à frente ($k + 2$).

Podemos supor que a velocidade angular elétrica do estator e o deslizamento são constantes ao longo de vários períodos de controlo, uma vez que a constante de tempo mecânico do motor é muito superior à constante de tempo elétrico. Portanto, as velocidades podem ser expressas da seguinte forma (4.13):

$$\begin{cases} \omega_s^{k+1} \approx \omega_s^k \\ \omega_{sl}^{k+1} \approx \omega_{sl}^k \end{cases} \quad (4.13)$$

De acordo com o princípio de controlo de *dead-beat* (DB), a corrente elétrica de saída do inversor com compensação de atraso ($k + 2$) atinge o valor da corrente elétrica de referência após dois períodos de amostragem, e pode ser expressa como:

$$\begin{cases} i_{ds1}^{k+2} = i_{ds1}^* \\ i_{qs1}^{k+2} = i_{qs1}^* \\ i_{ds2}^{k+2} = i_{ds2}^* \\ i_{qs2}^{k+2} = i_{qs2}^* \end{cases} \quad (4.14)$$

onde $\{i_{ds1}^*, i_{qs1}^*, i_{ds2}^*, i_{qs2}^*\}$ são as correntes elétricas de referência do estator obtidas no controlador PI. Substituindo (4.13) e (4.14) em (4.12), as equações das tensões previstas, considerando o atraso de controlo e o facto de a velocidade angular do estator e o deslizamento serem iguais ao longo dos períodos de controlo, podem ser expressas como:

$$\begin{cases} v_{ds1}^{k+1} = R_{s1}i_{ds1}^{k+1} + L_{ls1}\left(\frac{i_{ds1}^* - i_{ds1}^{k+1}}{T_s}\right) - \omega_s^k [L_{ls1}i_{qs1}^{k+1} + T_r\varphi_r\omega_{sl}^k] \\ v_{qs1}^{k+1} = R_{s1}i_{qs1}^{k+1} + L_{ls1}\left(\frac{i_{qs1}^* - i_{qs1}^{k+1}}{T_s}\right) + \omega_s^k [L_{ls1}i_{ds1}^{k+1} + \varphi_r] \\ v_{ds2}^{k+1} = R_{s2}i_{ds2}^{k+1} + L_{ls2}\left(\frac{i_{ds2}^* - i_{ds2}^{k+1}}{T_s}\right) - \omega_s^k [L_{ls2}i_{qs2}^{k+1} + T_r\varphi_r\omega_{sl}^k] \\ v_{qs2}^{k+1} = R_{s2}i_{qs2}^{k+1} + L_{ls2}\left(\frac{i_{qs2}^* - i_{qs2}^{k+1}}{T_s}\right) + \omega_s^k [L_{ls2}i_{ds2}^{k+1} + \varphi_r] \end{cases} \quad (4.15)$$

Para implementar o método proposto, é necessário transformar a tensões duplas do estator, que relacionam os dois conjuntos de enrolamentos $(v_{ds1}^{k+1}, v_{qs1}^{k+1}, v_{ds2}^{k+1}, v_{qs2}^{k+1})$, numa tensão que representa ambos os conjuntos de enrolamentos $(v_{ds}^{k+1}, v_{qs}^{k+1})$ e que posteriormente servirá para calcular o ângulo do vetor de tensão. Com a seguinte matriz, é possível transformar as tensões duplas dq numa só [64]:

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_x \\ v_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{qs1} \\ v_{ds2} \\ v_{qs2} \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

De forma a obter o ângulo, é necessário modificar o referencial adotado, alterando do referencial rotativo para o referencial estacionário. A seguinte expressão permite transformar equações de tensão do referencial rotativo, para o referencial estacionário:

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha}^{k+1} \\ v_{\beta}^{k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{ds}^{k+1} \\ v_{qs}^{k+1} \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

onde θ é a posição angular do rotor e $v_{\alpha}^{k+1}, v_{\beta}^{k+1}$ são as tensões de referência previstas no referencial estacionário, ou seja, no campo $\alpha - \beta$.

Por último, com (4.17) podemos obter o ângulo do vetor previsto (θ^{k+1}), que é dado por:

$$\theta^{k+1} = \tan^{-1} \left(\frac{v_{\beta}^{k+1}}{v_{\alpha}^{k+1}} \right) \quad (4.18)$$

sendo que θ^{k+1} representa a previsão do ângulo do vetor de tensão no referencial estacionário.

4.3.2 Seleção dos estados de comutação

No método proposto DB+MPC existe apenas uma possibilidade para determinar os vetores adjacentes a partir do vetor de referência, proveniente do controlador *dead-beat*. Esta forma consiste em, através da previsão do ângulo de referência do vetor de tensão, selecionar uma área envolvente de 15 graus, conforme mostra a Tabela 4.3. Quanto menor for a área envolvente, menos vetores serão necessários no MPC. As regiões são inicialmente estipuladas e encontram-se sempre nos mesmos intervalos ($[0^\circ \ 15^\circ]$, $[15^\circ \ 30^\circ]$, ..., $[345^\circ \ 360^\circ]$). No interior dessas regiões encontram-se os vetores que irão participar no modelo de controlo preditivo.

Suponha-se que é obtido, através dos vetores de tensão previstos, o ângulo de referência de 27° . Este caso é representado na Figura 4.9, juntamente com os restantes possíveis estados de comutação no plano $\alpha - \beta$, campo responsável pelo binário mecânico.

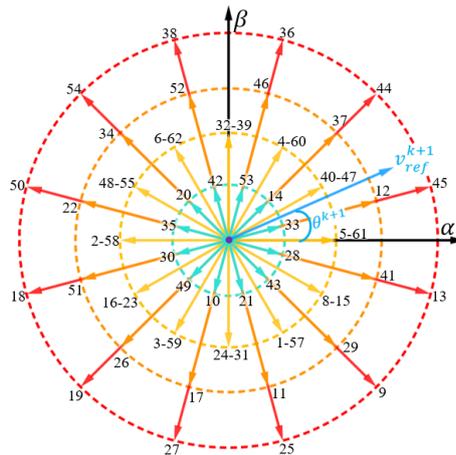


Figura 4.9: Representação do vetor previsto proveniente do controlo *dead-beat* juntamente com todos os estados de comutação possíveis na máquina de indução hexafásica, no campo $\alpha - \beta$.

Irá então ser selecionada a área composta pelos vetores que entrarão no MPC. Na imagem seguinte observa-se que os vetores V_0 , V_{33} , V_{12} , V_{45} e V_{40} serão selecionados,

uma vez que constituem a região de $[15^\circ 30^\circ]$. Na tabela 4.3 apresentam-se todas as possibilidades na escolha dos vetores.

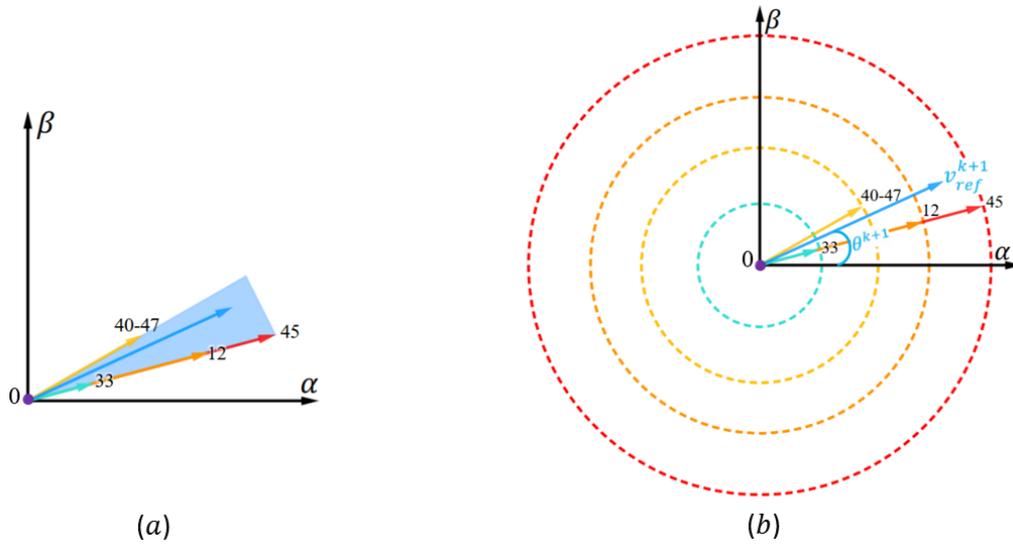


Figura 4.10: Representação do vetor previsto, proveniente do controlo *dead-beat*: a) Área selecionada com base no vetor previsto; b) Seleção dos vetores a participar no MPC, com base no vetor proveniente do controlo DB.

Um caso especial que pode ocorrer neste método, ainda que muito raramente, trata-se da situação em que o vetor de tensão previsto apresenta um ângulo igual ao dos vetores do VSI.

Caso o DB providencie um vetor com o ângulo exato de um dos vetores do VSI já estabelecidos, a escolha dos vetores a participar na função custo será sempre realizada da mesma forma. Por exemplo, caso o DB providencie um vetor com um ângulo de 15° , os vetores a participar na função de custo serão os vetores compreendidos no intervalo de $[15^\circ 30^\circ]$. É de notar que neste intervalo se encontram 3 vetores: um pequeno (L_1), um médio-grande (L_3) e um grande (L_4). Neste caso em específico, seria indiferente escolher como vetores a participar os pertencentes ao intervalo de $[0^\circ 15^\circ]$ ou de $[15^\circ 30^\circ]$, pois os vetores que iriam ser escolhidos pela função de custo, incluiriam os vetores com ângulo de 15° . Para simplificar o controlo, mantém-se o critério estabelecido, conforme a Tabela 4.3. Caso o DB providencie um vetor com o ângulo de 30° , há apenas um vetor essencial: um vetor médio (L_2); deste modo, seriam escolhidos vetores compreendidos no intervalo $[30^\circ 45^\circ]$ mantendo o critério estabelecido. Como anteriormente dito, não faria diferença escolher o intervalo $[15^\circ 30^\circ]$ ou de $[30^\circ 45^\circ]$, pois ambos contêm o vetor essencial, e de forma a simplificar a implementação do controlo opta-se pelo uso do critério estabelecido.

Recorde-se que estes casos particulares irão registar-se em circunstâncias muito particulares, sendo por isso muito raros.

Em todos os casos, a seleção dos vetores a participar na função de custo contemplará um vetor zero.

Neste controlo proposto, foi possível registar uma redução de vetores a entrar no MPC, reduzindo o número de 64 vetores do MPC clássico para 5 vetores, o que se traduz num menor número de iterações e, conseqüentemente, na redução do esforço computacional.

Após a seleção dos vetores, é aplicado de forma semelhante o Modelo de Controlo Preditivo referenciado acima, mas com a particularidade de serem utilizados consideravelmente menos estados de comutação.

Na Tabela 4.3 encontram-se representadas todas as possibilidades para a seleção dos vetores a participar no MPC.

Tabela 4.3: Representação de todas as possibilidades na seleção dos vetores a participar no MPC, no método proposto DB+MPC.

Ângulo do vetor de tensão	Seleção do conjunto de vetores a participar no MPC
$\theta_0 \rightarrow 0^\circ \leq \theta^{k+1} < 15^\circ$	$\theta_0 = [V_{0MPC}, V_{5MPC}, V_{33MPC}, V_{12MPC}, V_{45MPC}]$
$\theta_1 \rightarrow 15^\circ \leq \theta^{k+1} < 30^\circ$	$\theta_1 = [V_{0MPC}, V_{33MPC}, V_{12MPC}, V_{45MPC}, V_{40MPC}]$
$\theta_2 \rightarrow 30^\circ \leq \theta^{k+1} < 45^\circ$	$\theta_2 = [V_{0MPC}, V_{40MPC}, V_{14MPC}, V_{37MPC}, V_{44MPC}]$
$\theta_3 \rightarrow 45^\circ \leq \theta^{k+1} < 60^\circ$	$\theta_3 = [V_{0MPC}, V_{14MPC}, V_{37MPC}, V_{44MPC}, V_{4MPC}]$
$\theta_4 \rightarrow 60^\circ \leq \theta^{k+1} < 75^\circ$	$\theta_4 = [V_{0MPC}, V_{4MPC}, V_{53MPC}, V_{46MPC}, V_{36MPC}]$
$\theta_5 \rightarrow 75^\circ \leq \theta^{k+1} < 90^\circ$	$\theta_5 = [V_{0MPC}, V_{53MPC}, V_{46MPC}, V_{36MPC}, V_{32MPC}]$
$\theta_6 \rightarrow 90^\circ \leq \theta^{k+1} < 105^\circ$	$\theta_6 = [V_{0MPC}, V_{32MPC}, V_{42MPC}, V_{52MPC}, V_{38MPC}]$
$\theta_7 \rightarrow 105^\circ \leq \theta^{k+1} < 120^\circ$	$\theta_7 = [V_{0MPC}, V_{42MPC}, V_{52MPC}, V_{38MPC}, V_{6MPC}]$
$\theta_8 \rightarrow 120^\circ \leq \theta^{k+1} < 135^\circ$	$\theta_8 = [V_{0MPC}, V_{6MPC}, V_{20MPC}, V_{34MPC}, V_{54MPC}]$
$\theta_9 \rightarrow 135^\circ \leq \theta^{k+1} < 150^\circ$	$\theta_9 = [V_{0MPC}, V_{20MPC}, V_{34MPC}, V_{54MPC}, V_{48MPC}]$
$\theta_{10} \rightarrow 150^\circ \leq \theta^{k+1} < 165^\circ$	$\theta_{10} = [V_{0MPC}, V_{48MPC}, V_{35MPC}, V_{22MPC}, V_{50MPC}]$
$\theta_{11} \rightarrow 165^\circ \leq \theta^{k+1} < 180^\circ$	$\theta_{11} = [V_{0MPC}, V_{35MPC}, V_{22MPC}, V_{50MPC}, V_{2MPC}]$
$\theta_{12} \rightarrow 180^\circ \leq \theta^{k+1} < 195^\circ$	$\theta_{12} = [V_{0MPC}, V_{2MPC}, V_{30MPC}, V_{51MPC}, V_{18MPC}]$
$\theta_{13} \rightarrow 195^\circ \leq \theta^{k+1} < 210^\circ$	$\theta_{13} = [V_{0MPC}, V_{30MPC}, V_{51MPC}, V_{18MPC}, V_{16MPC}]$
$\theta_{14} \rightarrow 210^\circ \leq \theta^{k+1} < 225^\circ$	$\theta_{14} = [V_{0MPC}, V_{16MPC}, V_{49MPC}, V_{26MPC}, V_{19MPC}]$
$\theta_{15} \rightarrow 225^\circ \leq \theta^{k+1} < 240^\circ$	$\theta_{15} = [V_{0MPC}, V_{49MPC}, V_{26MPC}, V_{19MPC}, V_{3MPC}]$
$\theta_{16} \rightarrow 240^\circ \leq \theta^{k+1} < 255^\circ$	$\theta_{16} = [V_{0MPC}, V_{3MPC}, V_{10MPC}, V_{17MPC}, V_{27MPC}]$
$\theta_{17} \rightarrow 255^\circ \leq \theta^{k+1} < 270^\circ$	$\theta_{17} = [V_{0MPC}, V_{10MPC}, V_{17MPC}, V_{27MPC}, V_{24MPC}]$
$\theta_{18} \rightarrow 270^\circ \leq \theta^{k+1} < 285^\circ$	$\theta_{18} = [V_{0MPC}, V_{24MPC}, V_{21MPC}, V_{11MPC}, V_{25MPC}]$
$\theta_{19} \rightarrow 285^\circ \leq \theta^{k+1} < 300^\circ$	$\theta_{19} = [V_{0MPC}, V_{21MPC}, V_{11MPC}, V_{25MPC}, V_{1MPC}]$
$\theta_{20} \rightarrow 300^\circ \leq \theta^{k+1} < 315^\circ$	$\theta_{20} = [V_{0MPC}, V_{1MPC}, V_{43MPC}, V_{29MPC}, V_{9MPC}]$
$\theta_{21} \rightarrow 315^\circ \leq \theta^{k+1} < 330^\circ$	$\theta_{21} = [V_{0MPC}, V_{43MPC}, V_{29MPC}, V_{9MPC}, V_{8MPC}]$
$\theta_{22} \rightarrow 330^\circ \leq \theta^{k+1} < 345^\circ$	$\theta_{22} = [V_{0MPC}, V_{8MPC}, V_{28MPC}, V_{41MPC}, V_{13MPC}]$
$\theta_{23} \rightarrow 345^\circ \leq \theta^{k+1} < 360^\circ$	$\theta_{23} = [V_{0MPC}, V_{28MPC}, V_{41MPC}, V_{13MPC}, V_{5MPC}]$

4.3.3 Etapas do DB+MPC

O método DB+MPC proposto, passível de ser aplicado a motores de indução hexafásicos com enrolamento assimétrico, pode ser resumido nas seguintes etapas:

- 1) Medição das correntes elétricas de cada fase (i_{abcdef}^k), provenientes dos inversores de tensão (VSI).

- 2) Obtenção de todas as variáveis necessárias à operação do motor, nomeadamente valores no instante atual (k) e valores de referência.
- 3) Aplicação do controlo *dead-beat* para obter o ângulo do vetor que servirá de referência;
- 4) Seleção dos estados de comutação que entrarão no modelo de controlo preditivo através do ângulo de referência;
- 5) Estimativa das tensões do estator, com base nos possíveis estados de comutação;
- 6) Uso das equações do motor no modelo discreto, a fim de prever as correntes elétricas estatóricas, recorrendo à equação (4.3);
- 7) Aplicação da função de custo para avaliar todas as combinações de comutação possíveis (4.5);
- 8) Escolha do vetor de tensão correspondente ao valor que minimiza a função de custo, que constitui o vetor ideal para o próximo instante de tempo;
- 9) Aplicação do vetor ideal aos inversores de tensão (VSI) no próximo instante de tempo; regresso à primeira etapa, repetindo todo o processo;

O fluxograma do algoritmo DB+MPC é dado na Figura 4.11.

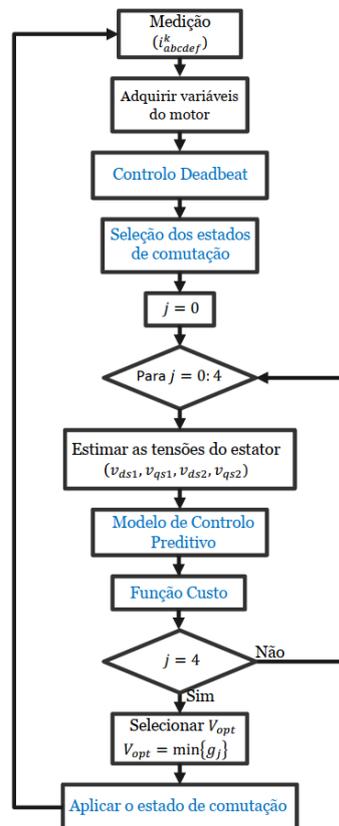


Figura 4.11: Fluxograma do modelo de controlo proposto, que combina o controlo *dead-beat* e o modelo de controlo preditivo.

Capítulo 5

Validação Computacional e Experimental das Estratégias de Controlo Propostas

5.1 Características da MIH em estudo

Para a realização dos ensaios experimentais foi utilizada a máquina elétrica apresentada na Figura 5.1 (b). Trata-se de uma máquina de indução com enrolamento *Dahlander*, da marca WEG, modelo W21 *Multimounting* IE1 (*standard efficiency*), com rotor em gaiola de esquilo. O estator foi rebobinado, sendo constituído por 12 enrolamentos de 3 bobinas, de modo a permitir as seguintes configurações:

- Enrolamento trifásico com 1 par de pólos;
- Enrolamento trifásico com 2 pares de pólos;
- Enrolamento hexafásico assimétrico com 1 par de pólos;
- Enrolamento hexafásico simétrico com 2 pares de pólos, com possíveis ligações em estrela única, dupla estrela, duplo triângulo e hexágono.

O motor dispõe de uma potência nominal de 6 *kW* para a configuração de 1 par de pólos e de uma potência nominal de 1.5 *kW* para a configuração de 2 pares de pólos.

Possui uma caixa de terminais na parte superior, que possibilita o acesso direto às bobinas - Figura 5.1 (a) – o que permite o arranjo das diversas configurações acima referidas.



(a)



(b)

Figura 5.1: (a) Caixa de terminais; (b) Vista geral do motor de indução hexafásico WEG.

No presente trabalho, o motor elétrico é configurado com o estator ligado de modo a possuir um enrolamento hexafásico assimétrico, com um par de pólos. Na Figura 5.2 apresenta-se o esquema dos enrolamentos na configuração pretendida.

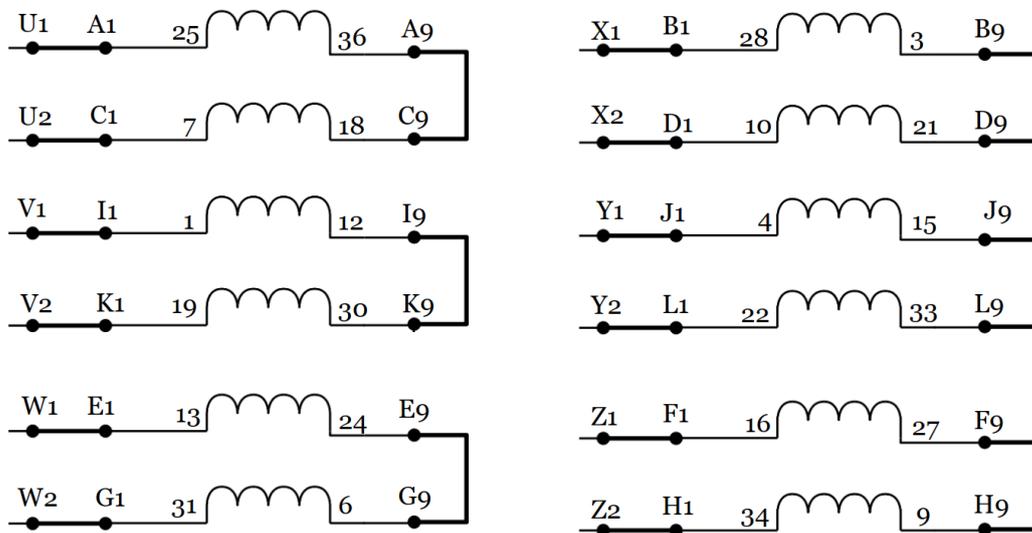


Figura 5.2: Esquema das ligações dos enrolamentos do motor em estudo.

5.1.1 Parametrização da MIH

Para validar os modelos analíticos anteriormente apresentados, será necessário proceder a ensaios experimentais. A realização de ensaios experimentais implica o conhecimento dos parâmetros inerentes à máquina hexafásica utilizada. Para a sua obtenção, são executados ensaios em vazio e ensaios com o rotor bloqueado. Tais ensaios foram executados anteriormente em [66], para a mesma máquina, pelo que os valores dos parâmetros adiante utilizados para a validação experimental serão os mesmos.

Os parâmetros da máquina, considerados neste trabalho para fins de simulação e para ensaios experimentais, encontram-se expressos na Tabela 5.1.

Tabela 5.1: Parâmetros da MIH utilizadas nas simulações e nos ensaios experimentais.

Parâmetro	Valor
Resistência estatórica (R_s)	1,87 Ω
Resistência rotórica (R_r)	0,499 Ω
Indutância de fugas estatórica (L_{ls})	0,0148 H
Indutância de fugas rotórica (L_{lr})	0,0148 H
Indutância de magnetização (L_m)	0,199 H
Momento de inércia do rotor (J)	0,0243 Kg.m ²

Número de pares de pólos (P)	1
Coefficiente de atrito (B)	0,0009

5.2 Simulação dos Controlos na MIH em estudo

A modelação e simulação do sistema de acionamentos ASIMD e dos diversos métodos de controlo foram realizadas em ambiente MATLAB/ Simulink, com base nos capítulos 3 e 4. Os parâmetros utilizados para fins de simulação foram aproximados, tanto quanto possível, tendo em consideração as características dos equipamentos utilizados para fins experimentais.

Na Figura 5.3 apresenta-se o diagrama de blocos do modelo computacional elaborado em ambiente MATLAB /Simulink, que inclui um bloco dedicado ao controlo e outro ao modelo analítico da MIH.

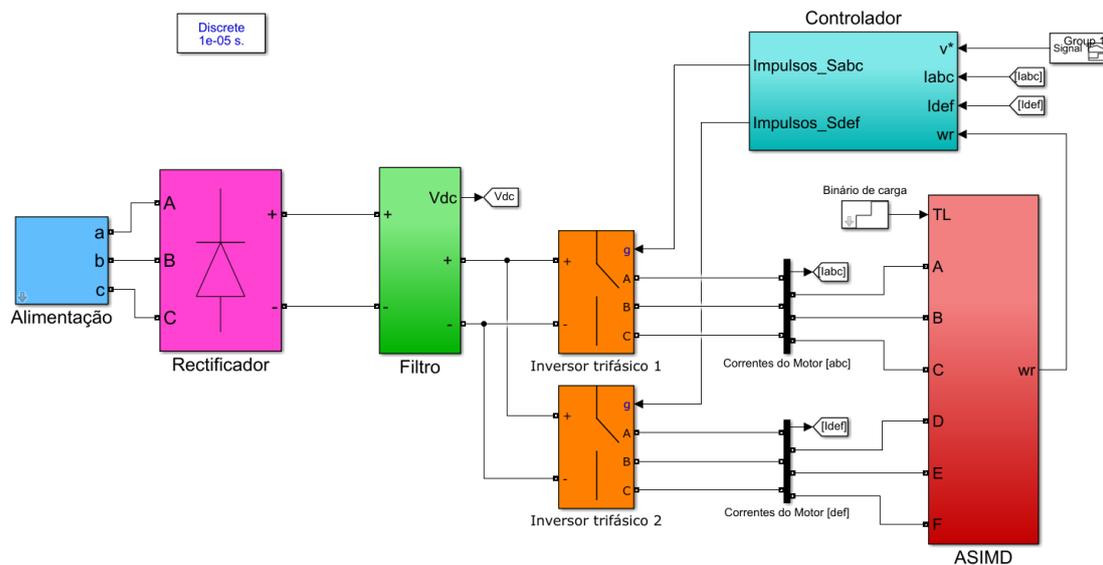


Figura 5.3: Modelo computacional implementado em MATLAB/Simulink.

Serão simulados 4 tipos de controlo:

1. Modelo de controlo preditivo (MPC 49): com o uso de 49 vetores, engloba todos os estados de comutação possíveis, podendo denominar-se como controlador clássico.
2. Modelo de controlo preditivo (MPC 13): com o uso de 13 vetores, engloba apenas os estados de comutação que correspondem aos vetores de grandes dimensões e um vetor nulo. Este modelo representa o MPC na sua forma simplificada.
3. Modelo proposto que combina o controlador de histerese (HCC) e o modelo de controlo preditivo (MPC): com o uso de 8 vetores, denominado HCC+MPC.

4. Modelo proposto que combina o controlador *dead-beat* (DB) e o modelo de controlo preditivo (MPC): com o uso de 5 vetores, denominado DB+MPC.

5.2.1 Resultados das Simulações dos Controlos

A Tabela 5.2 introduz alguns parâmetros extra para a simulação do motor.

Tabela 5.2: Parâmetros complementares da MIH utilizadas nas simulações.

Parâmetro Complementares para Simulação	Valor
Tensão DC (V_{DC})	600 V
Tempo de amostragem (T_s)	10 μs
Ganho integral (K_i)	65
Ganho proporcional (K_p)	3

Todos os tipos de controlo acima mencionados serão testados com o mesmo controlador de velocidade PI. Em ambiente de simulação, todos os resultados possuirão o mesmo tempo de amostragem para uma comparação equivalente e igualitária.

Para os diversos tipos de controlo serão impostas as mesmas condições nos ensaios, permitindo assim comparar os resultados obtidos entre os diferentes controlos. As condições serão: inicialmente a máquina possui uma velocidade de rotação mecânica de 1000 *rpm* em vazio, ou seja, com um binário aproximadamente igual a 0 *N.m*. Assim permanecerá até aos 0.5 segundos, instante em que será imposto um binário de 5 *N.m*, para a mesma velocidade de rotação. Depois, aos 0.75 segundos, a velocidade aumentará com aceleração constante, até atingir o valor de 2000 *rpm*, valor esse que será atingido a 1 segundo. De notar que, com o aumento da velocidade, regista-se uma variação do binário eletromagnético pois este depende diretamente da velocidade, ao contrário do binário mecânico que continua no valor fixo de 5 *N.m*. Quando o valor da velocidade estabilizar, o binário eletromagnético também será estabilizado no valor anterior de 5 *N.m*, como acontece com o binário mecânico. A máquina funcionará neste modo até aos 1.25 segundos, altura em que será imposta uma mudança no valor do binário, de 5 *N.m* para 10 *N.m*, a uma velocidade de rotação igual a 2000 *rpm*. Os resultados de simulação terão uma janela temporal compreendida entre os 0.25 segundos e os 1.5 segundos, sendo que cada etapa é dividida por um intervalo de tempo de 0.25 segundos.

- MPC com 49 vetores

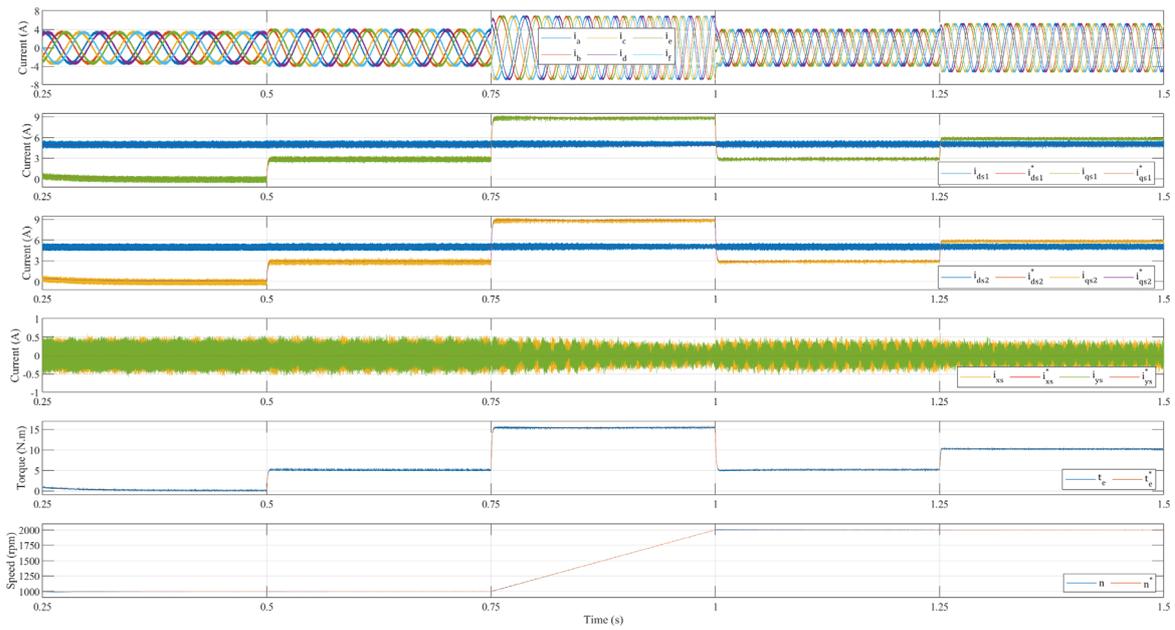


Figura 5.4: Desempenho do ASIMD quando controlado pelo modelo de controlo preditivo clássico, com o uso de 49 vetores, para diferentes condições.

- MPC com 13 vetores

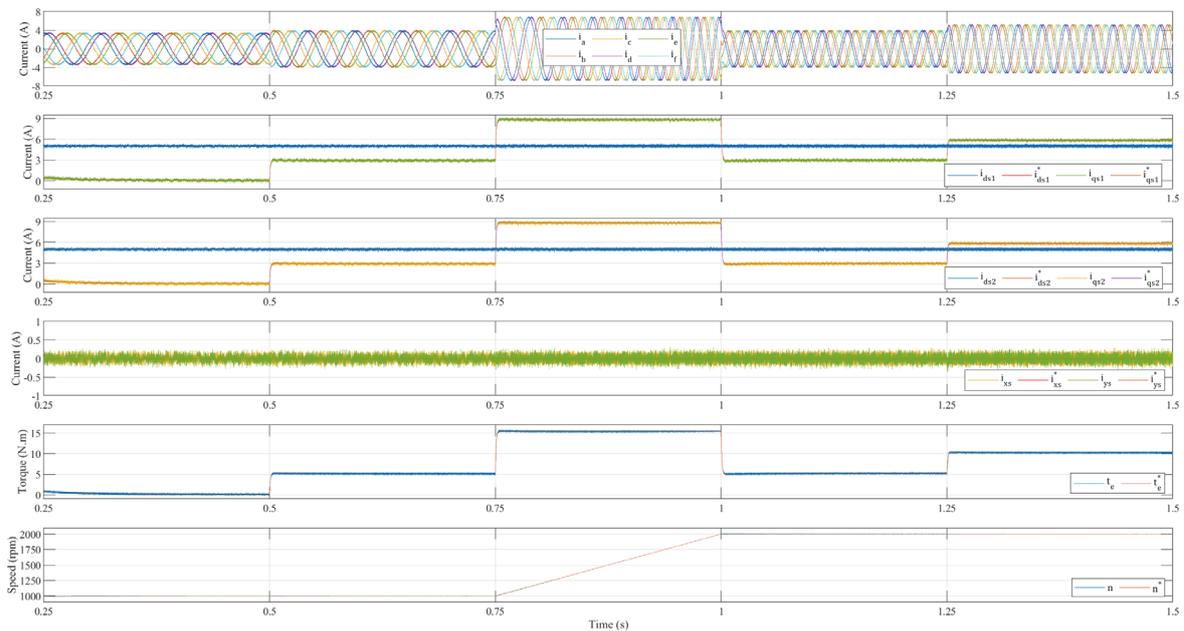


Figura 5.5: Desempenho do ASIMD quando controlado pelo modelo de controlo preditivo minimizado, com o uso de 13 vetores, para diferentes condições.

- HCC+MPC com 8 vetores

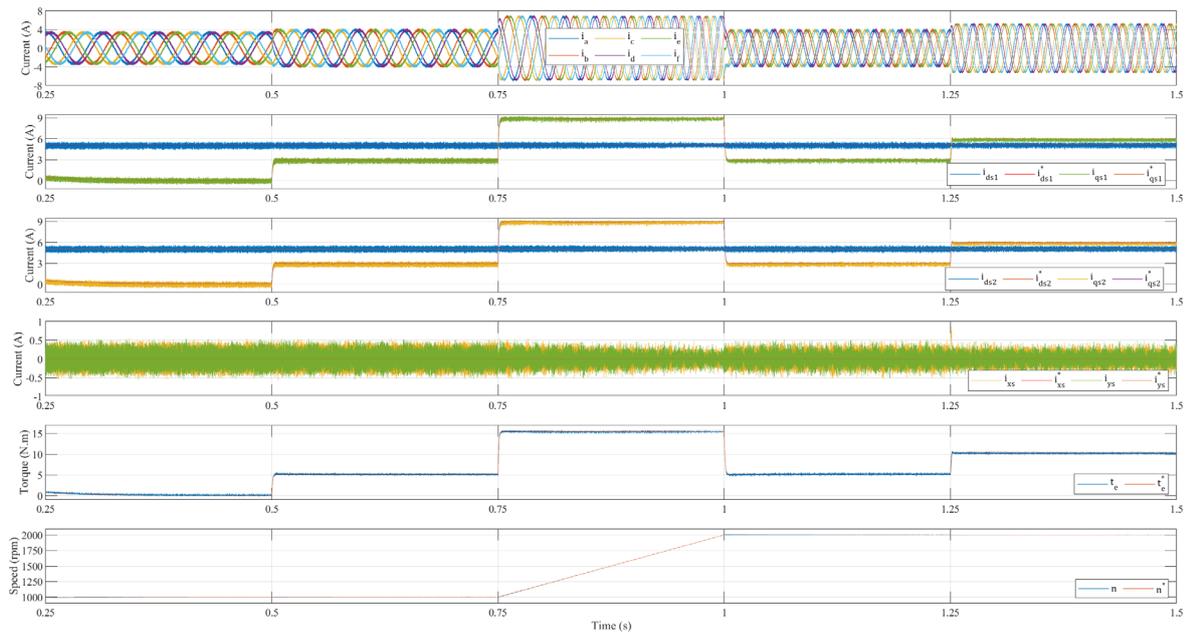


Figura 5.6: Desempenho do ASIMD quando controlado pelo método proposto HCC+MPC, com o uso de 8 vetores para diferentes condições.

- DB+MPC com 5 vetores

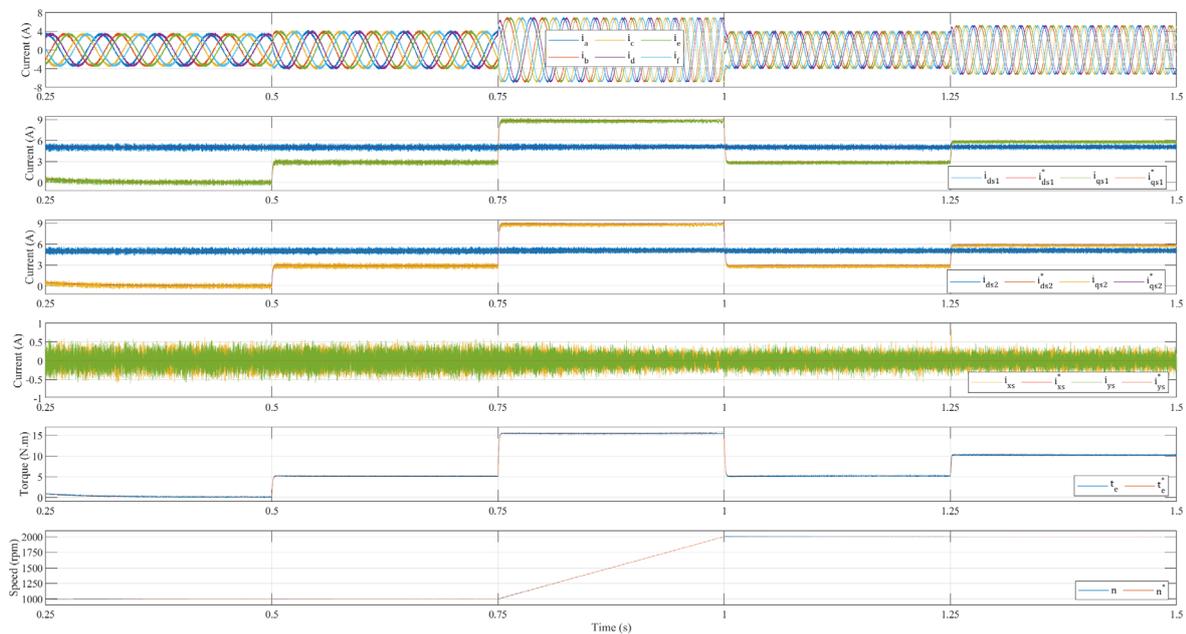


Figura 5.7: Desempenho do ASIMD quando controlado pelo método proposto DB+MPC, com o uso 5 vetores, para diferentes condições.

As Figuras 5.4 a 5.7 mostram os resultados da simulação do ASIMD para diferentes tipos de controlo. Todas as figuras apresentam seis tipos de gráficos: o primeiro mostra as correntes elétricas de cada fase, o segundo e terceiro apresentam a corrente elétrica dos eixos $d_1 - q_1$ e $d_2 - q_2$, respetivamente, e as suas linhas de referência. O quarto apresenta a

corrente elétrica dos eixos $x - y$ e a sua referência. O quinto e sexto representam o binário eletromagnético desenvolvido e a velocidade mecânica, respetivamente. Todas as figuras têm em conta os mesmos modos de operação, as mesmas condições e mesmo tempo de amostragem.

5.2.2 Desempenho das Estratégias de Controlo

De forma a avaliar o desempenho dos diversos tipos de controlo, é empregue a distorção harmónica total (THD) para quantificar a distorção das correntes elétricas, de acordo com as normas IEEE [67]. A THD equivalente das 6 fases pode ser expressa como:

$$THD_{eq} = \sqrt{\frac{THD_a^2 + THD_b^2 + THD_c^2 + THD_d^2 + THD_e^2 + THD_f^2}{6}} \cdot 100\% \quad (5.1)$$

Para quantificar a ondulação do binário eletromagnético, a oscilação total da forma de onda (TWO) é empregue:

$$TWO = \sqrt{\frac{X_{eRMS}^2 - X_{eDC}^2}{|X_{eDC}|}} \cdot 100\% \quad (5.2)$$

onde X_{eRMS} e X_{eDC} representam o valor RMS e o valor médio de uma grandeza, respetivamente.

Os parâmetros de avaliação do desempenho do ASIMD nas diversas estratégias de controlo preditivo são apresentados na Tabela 5.3.

Tabela 5.3: Desempenho das estratégias de controlo, aferido com uso dos parâmetros de avaliação THD e TWO.

	Binário de carga TL (N.m)	Velocidade ω (rpm)	Vdc (V)	Tempo de amostragem Ts (μ s)	Número de VVs	THD (%)	TWO (%)
MPC 49	5	1000	600	10	49	24.0	2.16
		2000				12.1	1.55
	10	2000				23.5	0.90
MPC 13	5	1000	600	10	13	23.0	2.24
		2000				11.3	2.14
	10	2000				22.9	1.0
HCC+MPC	5	1000	600	10	8	23.9	2.16
		2000				12.0	2.3
	10	2000				23.7	1.1
DB+MPC	5	1000	600	10	5	23.5	1.05
		2000				11.7	1.2
	10	2000				23.6	0.62

A partir das Figuras 5.4 a 5.7, pode verificar-se que as formas de onda das correntes elétricas de fase do motor são praticamente sinusoidais para todas as condições operacionais consideradas. Os valores THD das correntes elétricas do ASIMD são relativamente semelhantes em todos os controlos, para as diferentes condições simuladas.

O parâmetro de controlo mais significativo e que terá maior impacto nesta dissertação será o TWO, que quantifica as oscilações do binário. As observações que se seguem terão como base a análise das simulações e os dados da Tabela 5.3 correspondentes.

Nestas simulações, era expectável que o controlo MPC 49, que representa o controlo clássico MPC (de 64 vetores) sem os vetores redundantes, apresentasse melhores resultados. No entanto, o controlo DB+MPC é o que apresenta melhores resultados, registando menores oscilações de binário eletromagnético para as diferentes condições de velocidade e carga. Tal ocorrência pode justificar-se pelo facto de existirem duas formas de melhorar o controlo. Uma dessas formas passa pela redução do número de vetores e do tempo de amostragem (T_s), sendo de notar, no entanto, que todos os controlos possuem o mesmo T_s em ambiente de simulação. A segunda forma passa por melhorar a função de custo, função responsável pela escolha dos vetores a aplicar no próximo instante de tempo. Pelo facto de seleccionar um vetor com um determinado grau, o método DB+MPC permite que sejam considerados menos vetores na função de custo, sendo que estes já se tratam de vetores “ótimos”. Por este motivo, mesmo com uma função de custo menos otimizada, o método DB+MPC permite obter o melhor vetor a aplicar. Por outro lado, caso se otimize a função de custo, espera-se que o algoritmo MPC 49 obtenha os melhores resultados ou semelhantes ao DB+MPC.

No que diz respeito ao algoritmo MPC 13, este apresenta maiores oscilações de binário eletromagnético para velocidades e cargas relativamente reduzidas, o que se pode justificar pelo facto de este algoritmo ser composto pelos vetores L_4 (grandes). Assim, para velocidades mais baixas ou até intermédias, o método MPC 13 poderá necessitar de um vetor pequeno (L_1) ou médio (L_2) adicional. Por outro lado, para velocidades superiores e cargas superiores, este método apresenta uma redução significativa na oscilação do binário eletromagnético. Também é possível constatar que as oscilações de corrente elétrica no eixo $x - y$ são inferiores, pois os vetores de grandes dimensões L_4 , que são representados nos eixos $\alpha - \beta$, correspondem aos vetores L_1 (pequenos) nos eixos $x - y$, facto que resulta na redução na magnitude dessa corrente elétrica.

Quando comparado com o algoritmo MPC 13, o método proposto HCC+MPC contém muitas semelhanças, apresentando variações de binário eletromagnético inferiores para velocidades e cargas inferiores. Por outro lado, o MPC 13 apresenta resultados ligeiramente melhores para velocidades e cargas superiores. Também se verifica que este método (HCC+MPC) apresenta maiores oscilações de corrente elétrica no eixo $x - y$.

Por último, e quando comparado com os algoritmos MPC 49, MPC 13 e com o método proposto HCC+MPC, o método proposto DB+MPC apresenta menores oscilações de binário eletromagnético e de corrente elétrica, registrando, no entanto, maior frequência de oscilações de corrente elétrica no eixo $x - y$.

5.3 Validação Experimental do Modelo e Resultados Experimentais

Para os ensaios experimentais, o motor WEG, modelo W21 *Multimounting* IE1 foi acoplado a uma máquina trifásica síncrona híbrida, composta por rotor em gaiola de esquilo e ímãs permanentes, visível à esquerda na Figura 5.8. Esta possui 7.5 kW de potência, marca WEG e modelo Wquattro, com velocidade de rotação nominal de 1500 rpm.

A alimentação da máquina em estudo é efetuada por intermédio de dois conversores eletrónicos de potência Powerex POW-R-PAK VSIs, alimentados por uma tensão V_{dc} , conforme o esquema apresentado na Figura 5.8.

Para leitura e aquisição de dados, relativos ao binário, velocidade de rotação e às grandezas elétricas, foram utilizados: um sensor de binário entre os veios dos dois motores; um *encoder* localizado no veio do ASIMD; e um painel de sensores para leitura de tensões e correntes elétricas. Estes sinais são processados pelo controlador digital dSPACE DS1103. É apresentada uma visão geral da montagem experimental na Figura 5.8.

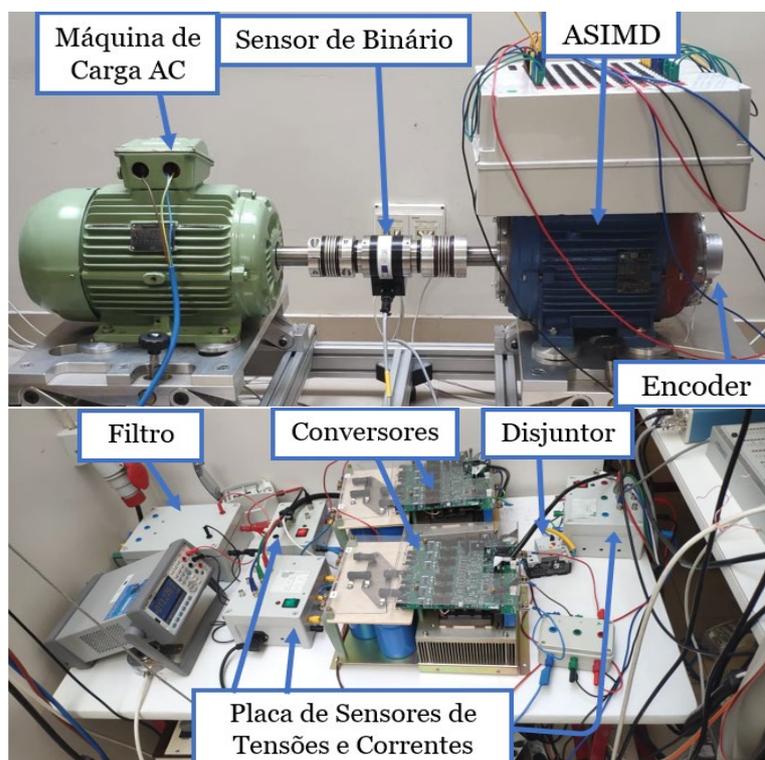


Figura 5.8: Montagem do equipamento utilizado para a realização dos ensaios experimentais.

Serão realizados ensaios para 3 tipos de controlo:

1. Modelo de controlo preditivo (MPC 13): com o uso de 13 vetores, engloba apenas os estados de comutação que correspondem aos vetores de grandes dimensões e um vetor nulo. Este modelo representa o MPC na sua forma simplificada, mais próxima da forma clássica.
2. Modelo proposto que combina o controlo de histerese (HCC) e o modelo de controlo preditivo (MPC): com o uso de 8 vetores, denominado HCC+MPC.
3. Modelo proposto que combina o controlo *dead-beat* (DB) e o modelo de controlo preditivo (MPC): com o uso de 5 vetores, denominado DB+MPC.

Não foi avaliado, em ambiente experimental, o algoritmo MPC 49, por possuir um tempo de amostragem elevado ($150 \mu s$) para o processador disponível na realização dos ensaios. Portanto, os resultados dos modelos proposto serão comparados com o MPC 13.

5.3.1 Resultados Experimentais dos Controlos

A Tabela 5.4 introduz alguns parâmetros que foram utilizados nos ensaios experimentais. A fonte de tensão contínua e o tempo de amostragem possuem valores variáveis.

Tabela 5.4: Parâmetros complementares utilizados nos ensaios experimentais.

Parâmetro Complementares para Ensaios Experimentais	Valor
Tensão DC (V_{DC})	250 – 300 V
Tempo de amostragem (T_s)	50 – 60 μs
Ganho integral (K_i)	0.5
Ganho proporcional (K_p)	0.04

Todos os tipos de controlo acima mencionados são testados com o mesmo controlador de velocidade PI. Inicialmente, todos os modelos possuem o mesmo tempo de amostragem, determinado pelo algoritmo MPC 13. Em seguida, os modelos propostos são testados para as mesmas condições, mas com um tempo de amostragem inferior, definido pela complexidade do algoritmo e capacidade do processador.

São impostas as mesmas condições para os diversos tipos de controlo, permitindo comparar os resultados obtidos entre os diferentes controlos. As condições nas quais os ensaios são executados podem ser agrupadas em 3 cenários diferentes:

- O primeiro cenário corresponde à situação onde o motor possui uma velocidade de rotação de 1000 rpm, com um binário igual a 10 N.m e tensão de 250 V_{DC}.

- No segundo cenário, é realizada uma mudança de binário desde os $0 N.m$ até aos $7 N.m$, com uma velocidade de rotação de $1000 rpm$ e tensão de $250 V_{DC}$.
- Por último, no terceiro cenário é realizada uma mudança de velocidade de rotação, em vazio, desde as $1000 rpm$ até às $1500 rpm$, com $300 V_{DC}$.

As Figuras 5.9 a 5.23 mostram os resultados dos ensaios experimentais do ASIMD para diferentes tipos de controlo. Todas apresentam seis tipos de gráficos: o primeiro mostra as correntes elétricas de cada fase, o segundo e terceiro apresentam a corrente elétrica dos eixos $d_1 - q_1$ e $d_2 - q_2$, respetivamente, e as suas linhas de referência. O quarto apresenta a corrente elétrica dos eixos $x - y$ e a sua referência. O quinto e sexto representam o binário eletromagnético desenvolvido e a velocidade mecânica, respetivamente.

Cenário 1

Tempo de amostragem de $60 \mu s$

- MPC com 13 vetores

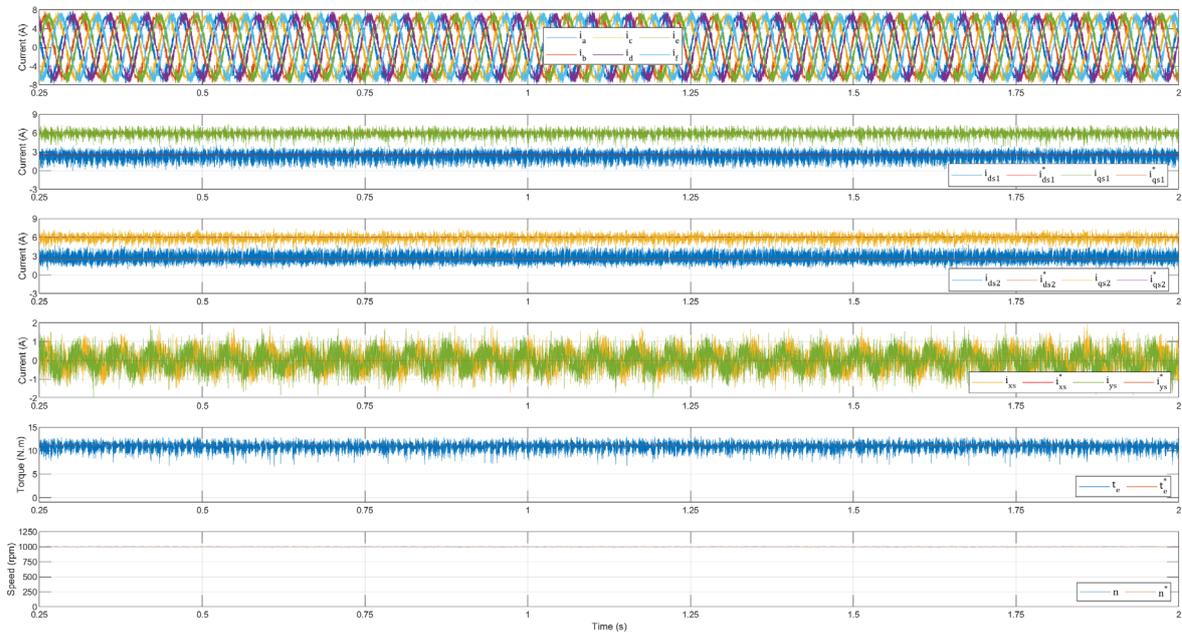


Figura 5.9: Desempenho do ASIMD quando controlado pelo modelo de controlo preditivo minimizado, com o uso de 13 vetores, a uma velocidade de rotação de $1000 rpm$, um binário de $10 N.m$, alimentado a $250 V_{DC}$ e com um tempo de amostragem de $60 \mu s$.

- HCC+MPC com 8 vetores

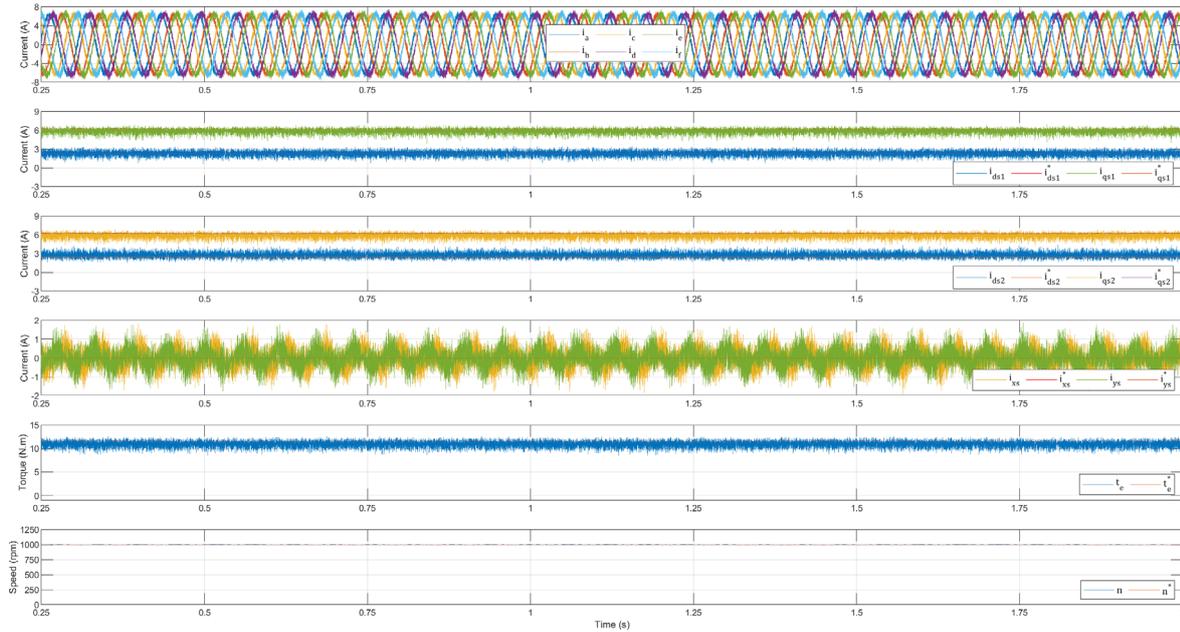


Figura 5.10: Desempenho do ASIMD quando controlado pelo método proposto HCC+MPC, com o uso de 8 vetores, a uma velocidade de rotação de 1000 rpm, um binário de 10 N.m, alimentado a 250 V_{DC} e com um tempo de amostragem de 60 μs.

- DB+MPC com 5 vetores

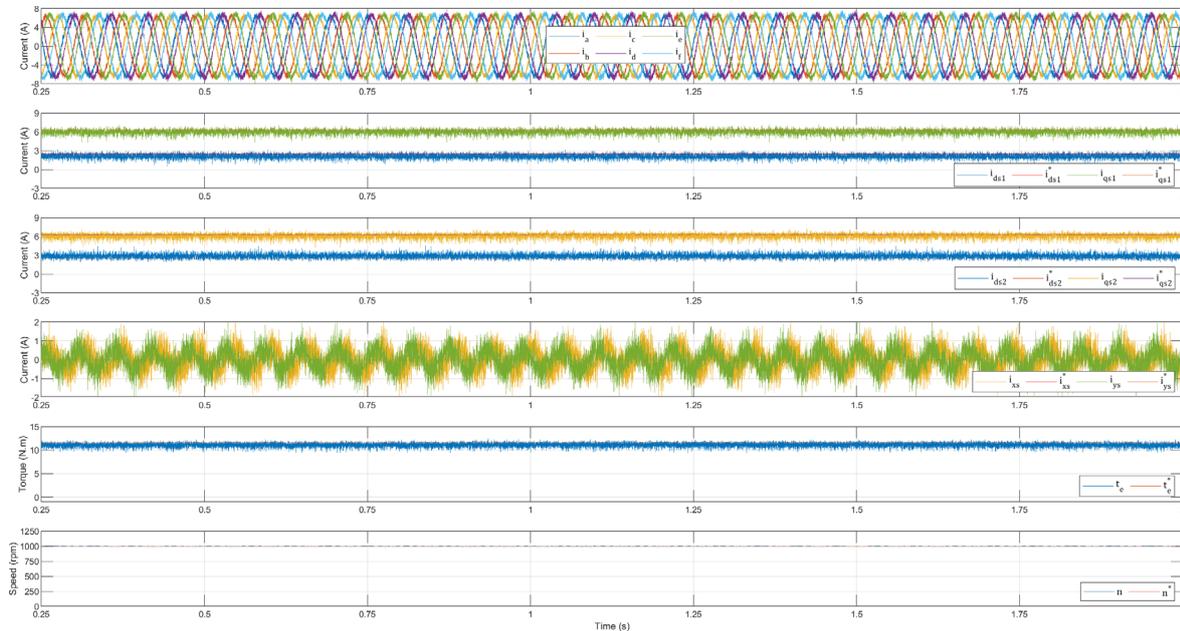


Figura 5.11: Desempenho do ASIMD quando controlado pelo método proposto DB+MPC, com o uso 5 vetores, a uma velocidade de rotação de 1000 rpm, um binário de 10 N.m, a 250 V_{DC} e com um tempo de amostragem de 60 μs.

Tempo de amostragem de $50 \mu s$

- HCC+MPC com 8 vetores

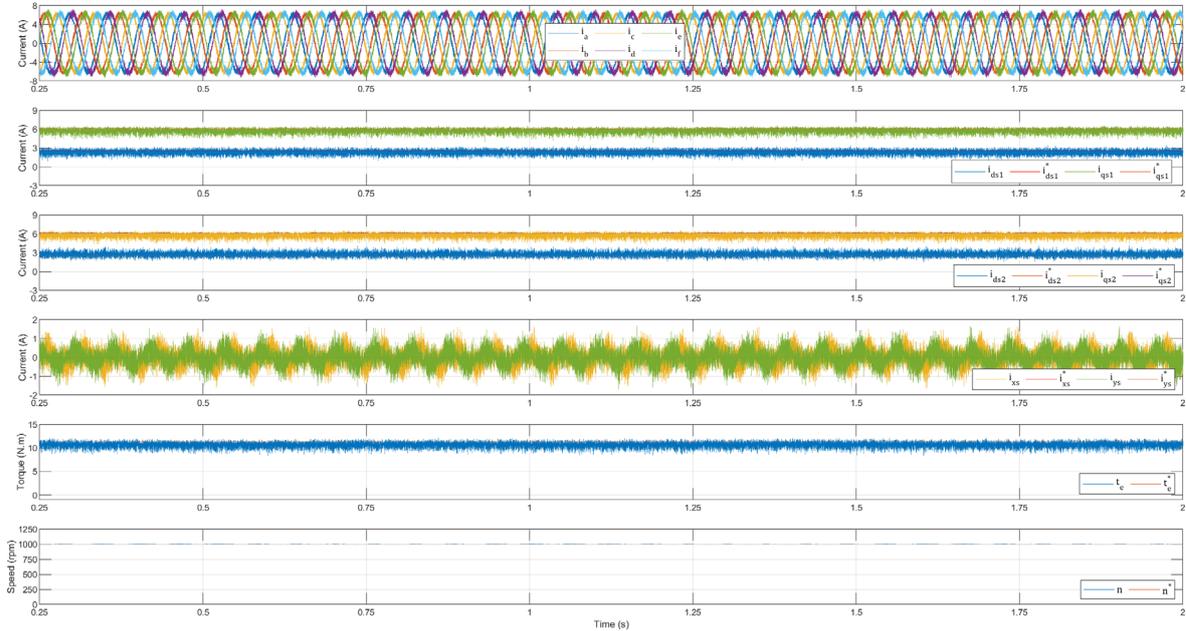


Figura 5.12: Desempenho do ASIMD quando controlado pelo método proposto HCC+MPC, com o uso de 8 vetores, a uma velocidade de rotação de 1000 rpm , com um binário de 10 $N.m$, alimentado a 250 V_{DC} e com um tempo de amostragem de $50 \mu s$.

- DB+MPC com 5 vetores

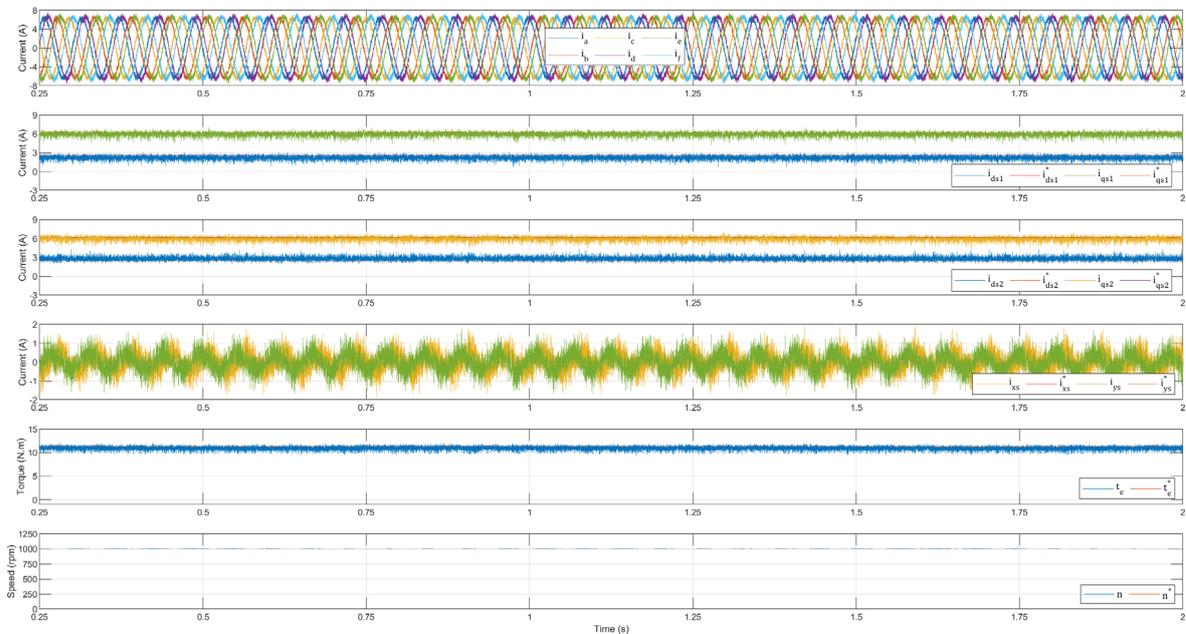


Figura 5.13: Desempenho do ASIMD quando controlado pelo método proposto DB+MPC, com o uso de 5 vetores, a uma velocidade de rotação de 1000 rpm , com um binário de 10 $N.m$, alimentado a 250 V_{DC} e com um tempo de amostragem de $50 \mu s$.

Nos ensaios realizados de acordo com as condições do primeiro cenário, e no seguimento dos resultados das simulações, era expectável que o modelo proposto DB+MPC, com 5 vetores de tensão (Figura 5.11), fosse o modelo a demonstrar melhores resultados comparativamente ao MPC 13 (Figura 5.9) e até mesmo ao HCC+MPC (Figura 5.10), apresentando menos oscilações do binário eletromagnético e de corrente elétrica, conforme os valores de TWO e THD da Tabela 5.5, resultado da otimização “indireta” da função de custo.

Pode constatar-se que o modelo MPC 13 apresenta maiores oscilações de binário e de corrente elétrica, dada a reduzida velocidade mecânica associada a este cenário. Caso a velocidade aumentasse, as oscilações registadas iriam atenuar. Observe-se que o modelo MPC 13 apresenta oscilações menos notórias na corrente elétrica ao longo do eixo $x - y$, tal como se verifica nos resultados das simulações. Os modelos propostos apresentam maiores oscilações no mesmo eixo pelo facto de usarem outros vetores para além dos vetores de grandes dimensões (L_4).

Tanto o DB+MPC como o HCC+MPC apresentam melhores resultados relativamente ao MPC 13, pois englobam vetores de todas as dimensões, desde os mais pequenos (L_1) aos maiores (L_4). Salienta-se que, para velocidades menores, são aplicados mais vetores para além dos vetores de grandes dimensões, para conseguir um controlo consolidado do motor.

Ambas as estratégias de controlo propostas (DB+MPC e HCC+MPC) apresentam um menor esforço computacional, diretamente relacionado com o tempo de amostragem de $50 \mu s$, comparando com o MPC 13 ($60 \mu s$) e com o MPC 49 ($150 \mu s$).

Observa-se também, tal como estava previsto, que a redução do tempo de amostragem induz melhores resultados finais nas variáveis a controlar, com as estratégias de controlo analisadas (Figura 5.12 e Figura 5.13).

Cenário 2

Tempo de amostragem de $60 \mu s$

- MPC com 13 vetores

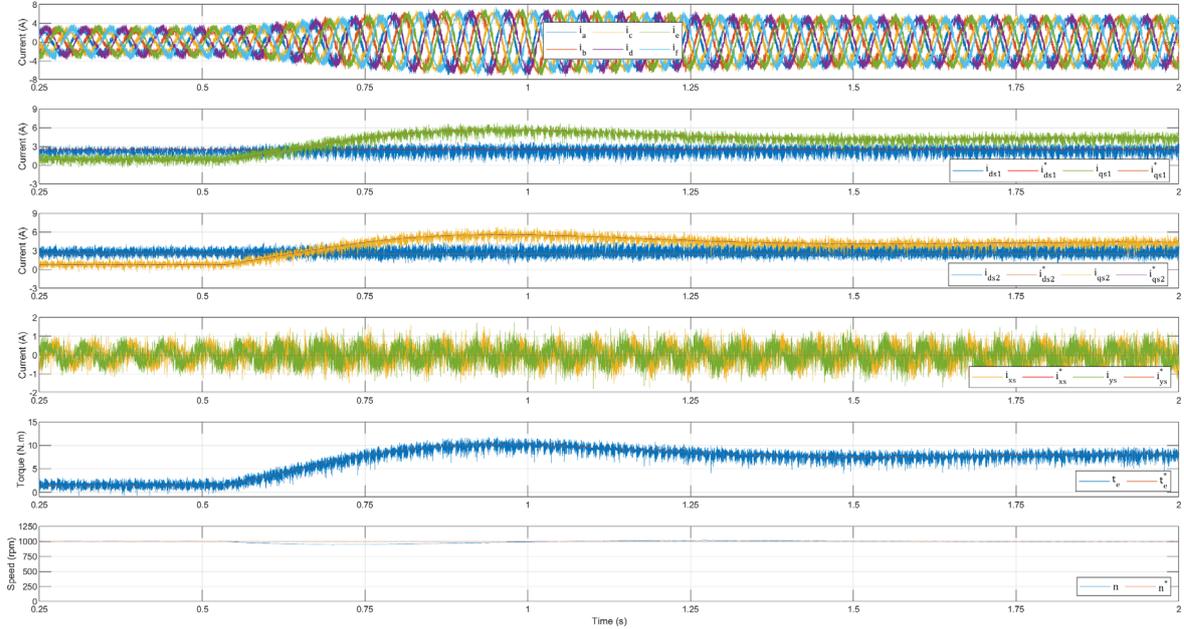


Figura 5.14: Desempenho do ASIMD quando controlado pelo modelo de controlo preditivo minimizado, com o uso de 13 vetores, a uma velocidade de rotação de 1000 rpm, com o binário a variar de $0 N.m$ a $7 N.m$, alimentado a $250 V_{DC}$ e com um tempo de amostragem de $60 \mu s$.

- HCC+MPC com 8 vetores

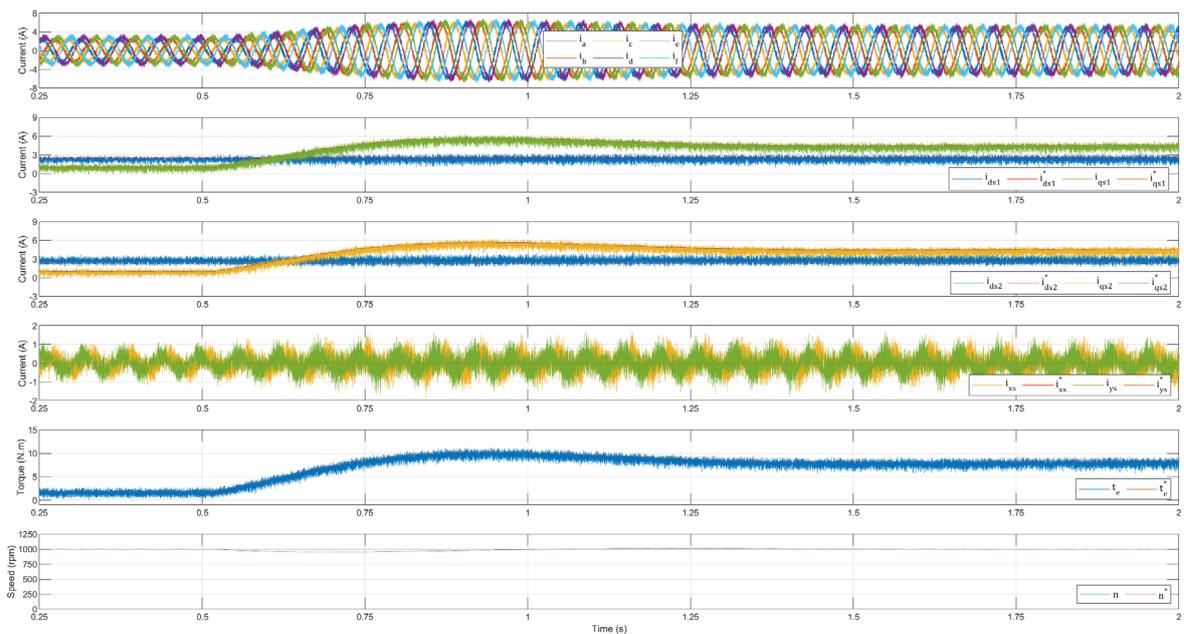


Figura 5.15: Desempenho do ASIMD quando controlado pelo método proposto HCC+MPC, com o uso de 8 vetores, a uma velocidade de rotação de 1000 rpm, com o binário a variar de $0 N.m$ a $7 N.m$, alimentado a $250 V_{DC}$ e com um tempo de amostragem de $60 \mu s$.

- DB+MPC com 5 vetores

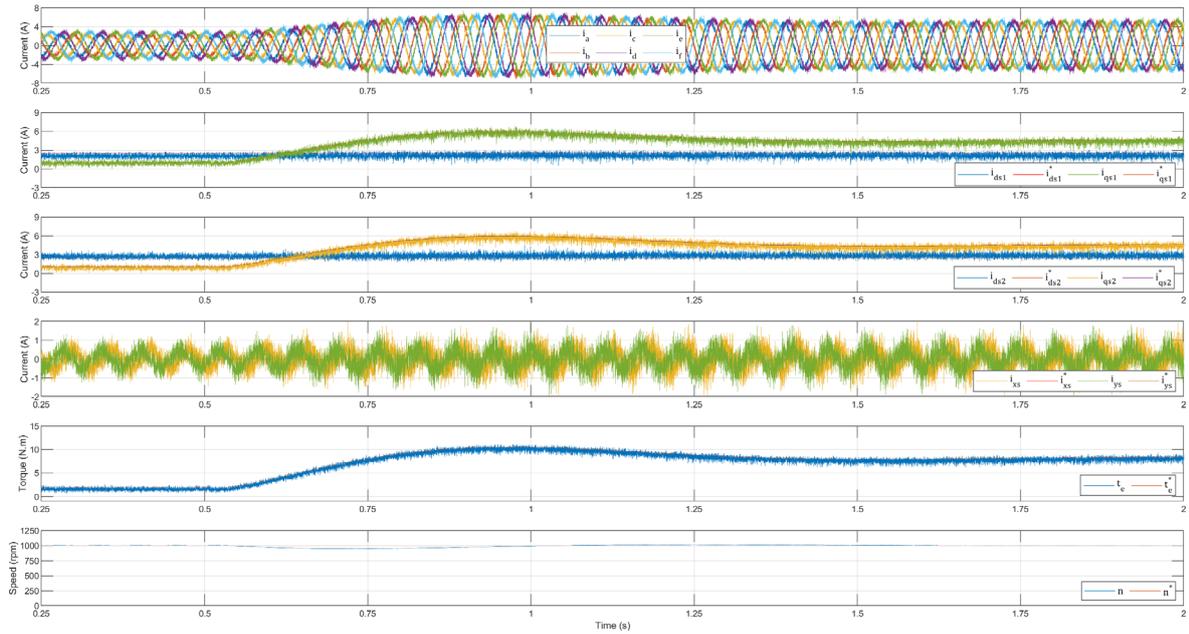


Figura 5.16: Desempenho do ASIMD quando controlado pelo método proposto DB+MPC, com o uso 5 vetores, a uma velocidade de rotação de 1000 *rpm*, com um binário a variar de 0 *N.m* a 7 *N.m*, alimentado a 250 *V_{DC}* e com um tempo de amostragem de 60 μ s.

Tempo de amostragem de 50 μ s

- HCC+MPC com 8 vetores

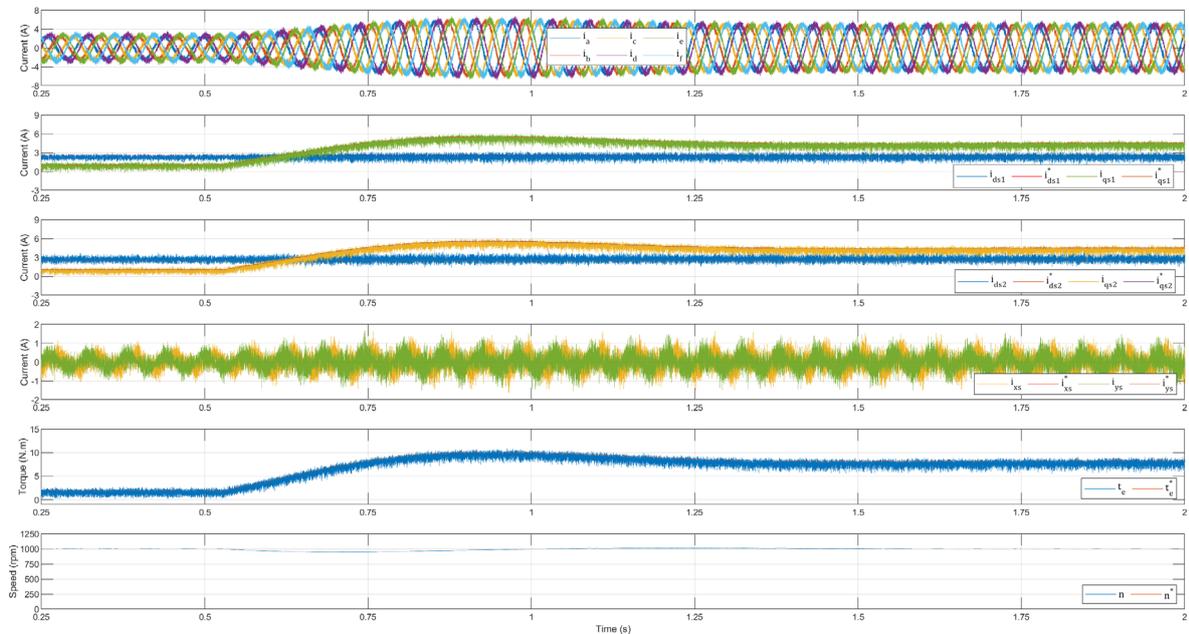


Figura 5.17: Desempenho do ASIMD quando controlado pelo método proposto HCC+MPC, com o uso de 8 vetores, a uma velocidade de rotação de 1000 *rpm*, com um binário a variar de 0 *N.m* a 7 *N.m*, alimentado a 250 *V_{DC}* e com um tempo de amostragem de 50 μ s.

- DB+MPC com 5 vetores

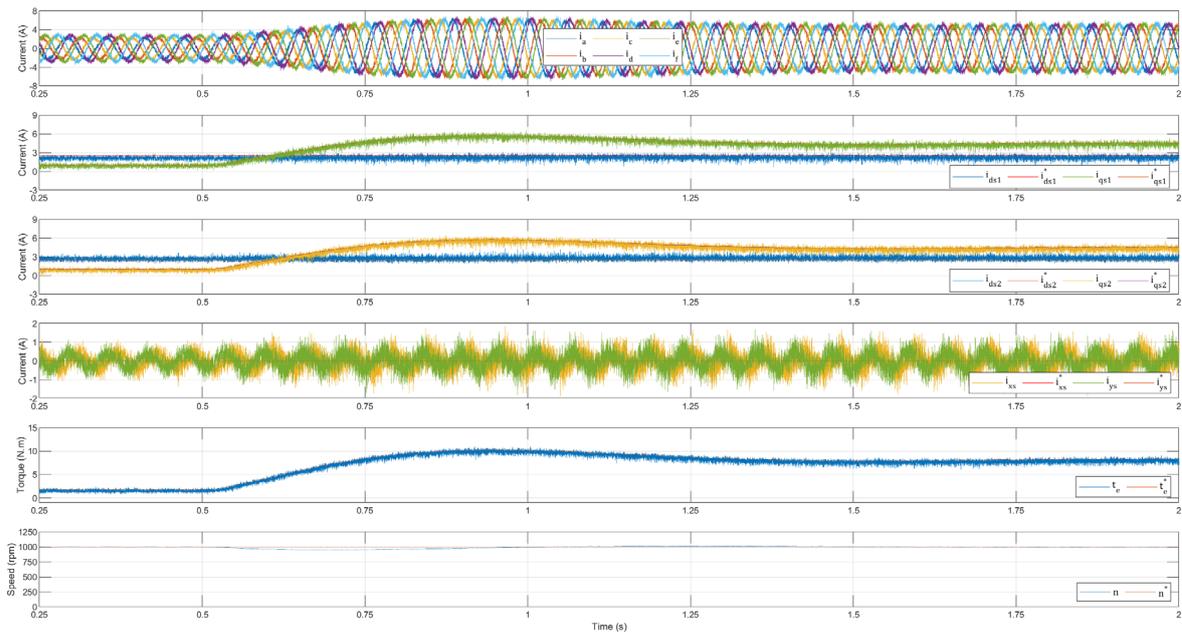


Figura 5.18: Desempenho do ASIMD quando controlado pelo método proposto DB+MPC, com o uso de 5 vetores, a uma velocidade de rotação de 1000 *rpm*, com um binário a variar de 0 *N.m* a 7 *N.m*, alimentado a 250 *V_{DC}* e com um tempo de amostragem de 50 μ s.

Os resultados demonstram, mais uma vez, que os modelos de controlo propostos HCC+MPC (Figura 5.15) e DB+MPC (Figura 5.16) apresentam melhores resultados comparativamente ao MPC 13 (Figura 5.14), revelando menos oscilações do binário eletromagnético e de corrente elétrica, conforme os valores de TWO e THD da tabela 5.5.

Conforme referido anteriormente, os controlos propostos são considerados melhores pois utilizam vetores de todas as dimensões, desde os mais pequenos (L_1) aos maiores (L_4).

Neste cenário, o facto de ocorrer mudança no valor de binário de 0 *N.m* até 7 *N.m*, induz um fenómeno de “overshoot” em todos os controlos, com uma ordem de grandeza muito semelhante em todos eles. Tal fenómeno sucede devido ao facto de o motor em estudo se tratar de um motor muito pesado e, portanto, a própria inércia do motor não impede que este fenómeno ocorra. Relativamente ao tempo de estabilização, o mesmo tem valor idêntico para todos os controlos, pois o cenário é o mesmo e o motor também.

Mais uma vez, pode também observar-se que a redução do tempo de amostragem induz melhores resultados finais das variáveis a controlar (tabela 5.5), com as estratégias de controlo propostas (Figura 5.17 e Figura 5.18).

Cenário 3

Tempo de amostragem de 60 μs

- MPC com 13 vetores

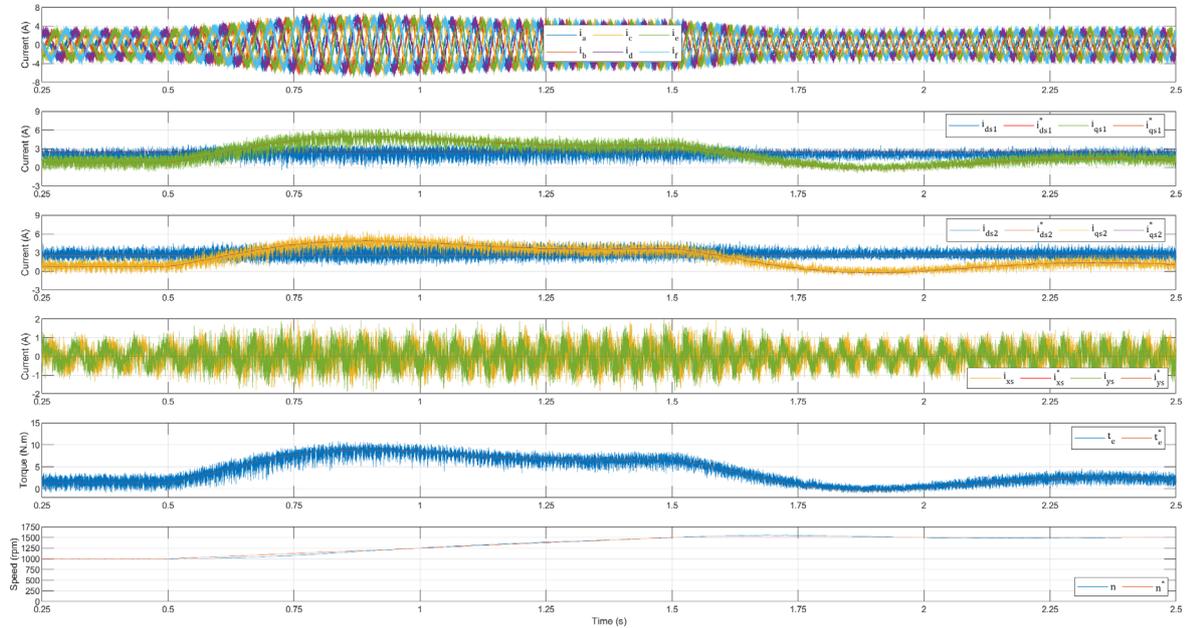


Figura 5.19: Desempenho do ASIMD quando controlado pelo modelo de controlo preditivo minimizado, com o uso de 13 vetores, a uma variação de velocidade de rotação de 1000 *rpm* a 1500 *rpm*, em vazio, a 300 V_{DC} e com um tempo de amostragem de 60 μs .

- HCC+MPC com 8 vetores

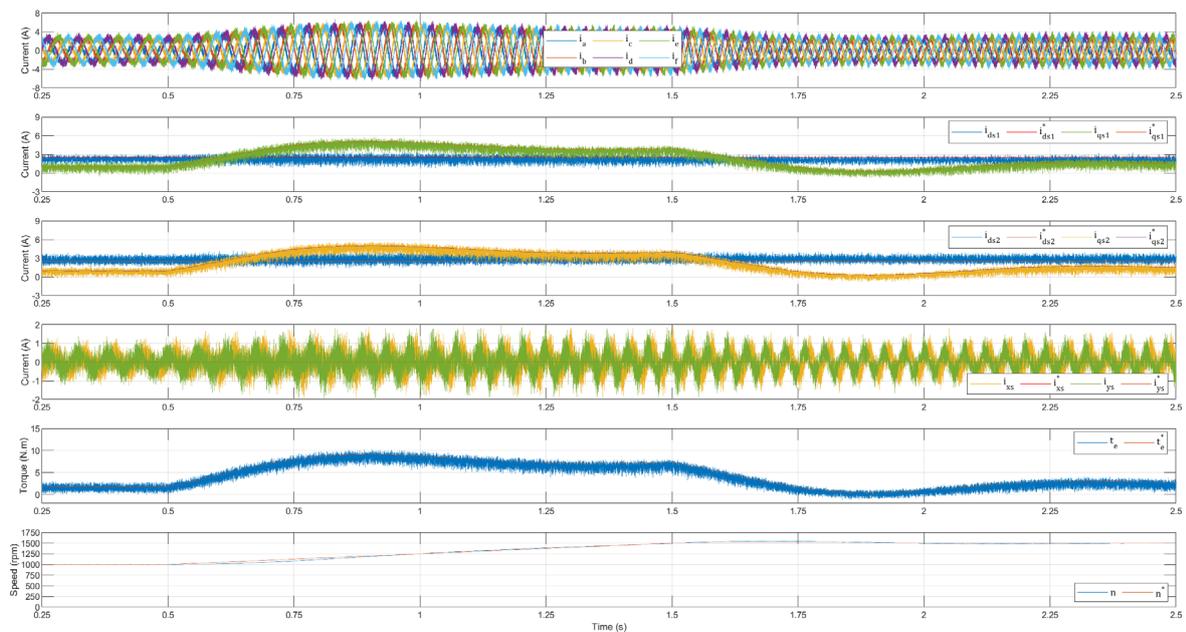


Figura 5.20: Desempenho do ASIMD quando controlado pelo método proposto HCC+MPC, com o uso de 8 vetores, a uma variação de velocidade de rotação de 1000 *rpm* a 1500 *rpm*, em vazio, alimentado a 300 V_{DC} e com um tempo de amostragem de 60 μs .

- DB+MPC com 5 vetores

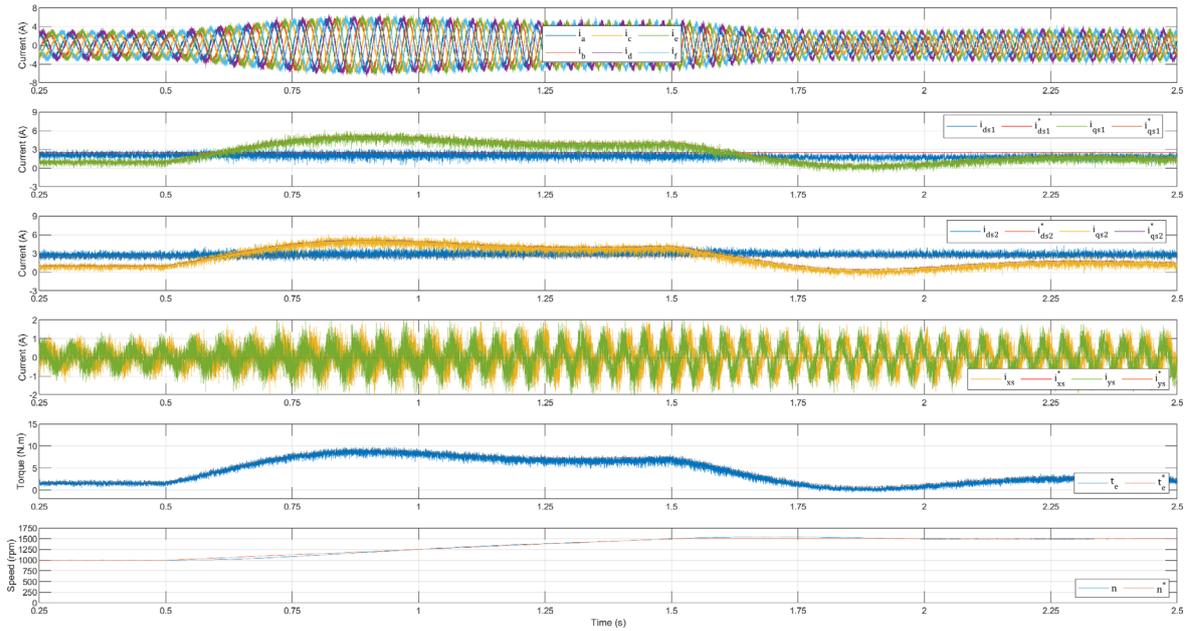


Figura 5.21: Desempenho do ASIMD quando controlado pelo método proposto DB+MPC, com o uso 5 vetores, a uma variação de velocidade de rotação de 1000 *rpm* a 1500 *rpm*, em vazio, alimentado a 300 V_{DC} e com um tempo de amostragem de 60 μs .

Tempo de amostragem de 50 μs

- HCC+MPC com 8 vetores

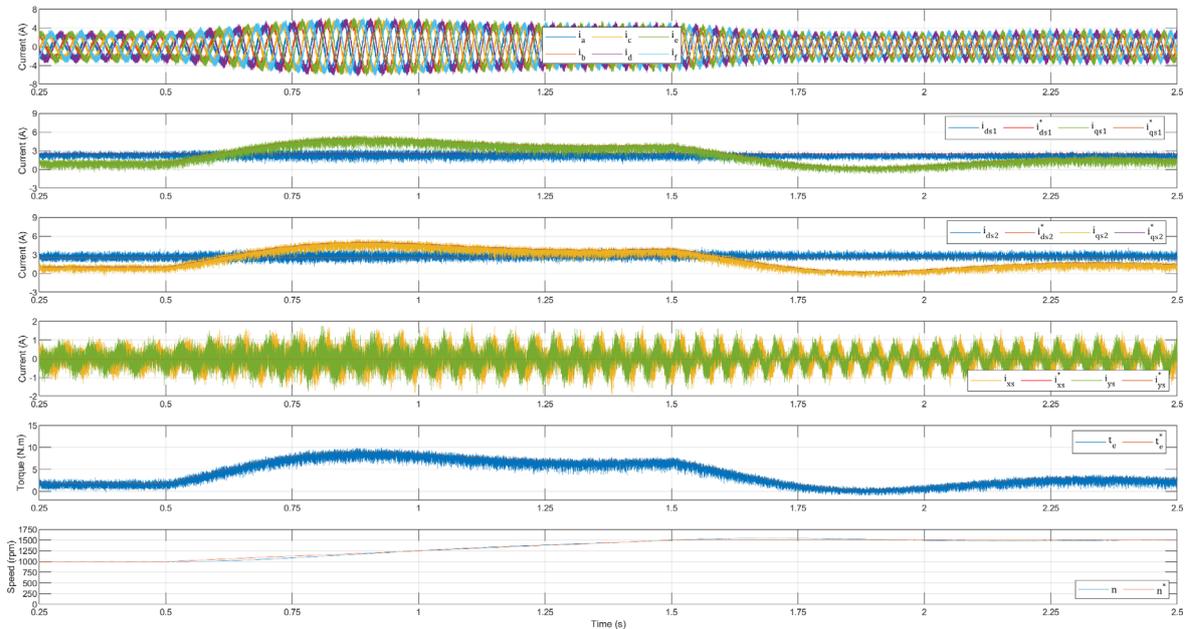


Figura 5.22: Desempenho do ASIMD quando controlado pelo método proposto HCC+MPC, com o uso de 8 vetores, sujeito a uma variação de velocidade de rotação de 1000 *rpm* para 1500 *rpm*, em vazio, alimentado a 300 V_{DC} e com um tempo de amostragem de 50 μs .

- DB+MPC com 5 vetores

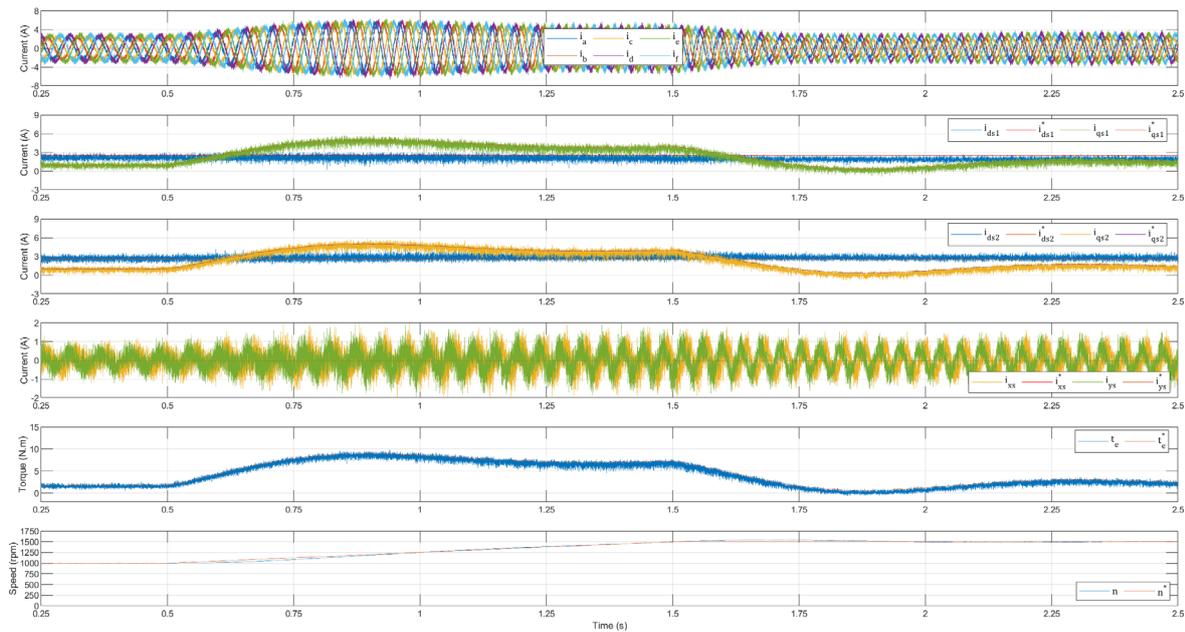


Figura 5.23: Desempenho do ASIMD quando controlado pelo método proposto DB+MPC, com o uso 5 vetores, quando sujeito a uma variação de velocidade de rotação de 1000 *rpm* a 1500 *rpm*, em vazio, alimentado a 300 V_{DC} e com um tempo de amostragem de 50 μs .

Neste último cenário, ocorre variação na velocidade de rotação. Como é visível nos gráficos, os modelos propostos HCC+MPC (Figura 5.20) e DB+MPC (Figura 5.21) possuem menores oscilações do binário eletromagnético e de corrente elétrica, relativamente ao MPC 13 (Figura 5.19), confirmadas pelos valores de TWO e THD da tabela 5.5.

Neste terceiro cenário podemos confirmar as afirmações anteriores relativas ao cenário 1, acerca do MPC 13. Este tipo de controlo permite obter melhores resultados para velocidades superiores, ou seja, a 1500 *rpm*. Podemos averiguar que o valor de THD e TWO diminui conforme a velocidade aumenta. Por outro lado, nos controlos propostos, com o aumento da velocidade de rotação, os valores de THD e TWO são ligeiramente superiores aos valores registados para uma velocidade de 1000 *rpm*.

Neste cenário, o facto de ocorrer mudança de velocidade do motor de 1000 *rpm* para 1500 *rpm*, induz também um fenómeno de “overshoot” em todos os controlos na corrente elétrica, e posteriormente no binário pela relação direta. Tal facto ocorre por se tratar de um motor muito pesado e, portanto, a própria inércia do motor não impede que este fenómeno ocorra. O tempo de estabilização das variáveis é idêntico para todos os controlos, pois o cenário é o mesmo e o motor também.

Verifica-se igualmente a existência de ligeiros desequilíbrios nos conjuntos de fases do motor, resultantes de ligeiras assimetrias na estrutura do estator. Estes são mais evidentes na condição de funcionamento em vazio, ou seja, com um binário de aproximadamente 0 *N.m*.

Com a redução do tempo de amostragem, constata-se que os controlos propostos (Figura 5.22 e Figura 5.23) apresentam melhores resultados comparativamente à situação em que é utilizado um tempo de amostragem superior, através da diminuição dos valores de THD e TWO (tabela 5.5).

5.3.2 Desempenho das estratégias de controlo

De forma a avaliar o desempenho dos diversos tipos de controlo, é empregue a distorção harmónica total (THD) para quantificar a distorção das correntes elétricas, e a TWO para quantificar a ondulação do binário electromagnético, conforme referido anteriormente para o controlo do desempenho das simulações.

São apresentados, na Tabela 5.5, os parâmetros de avaliação do ASIMD nas diversas estratégias de controlo preditivo

Tabela 5.5: Desempenho das estratégias de controlo, aferido experimentalmente, com recurso aos parâmetros de avaliação THD e TWO.

		Binário de carga	Velocidade	Vdc (V)	Tempo de amostragem	Número de VVs	THD (%)	TWO (%)
		TL (N.m)	ω (rpm)		Ts (μ s)			
1º Cenário	MPC 13	10	1000	250	60	13	15.9	7.0
	HCC+MPC	10	1000			8	12.1	5.9
	DB+MPC	10	1000			5	11.2	3.9
	HCC+MPC	10	1000		50	8	11.3	5.4
	DB+MPC	10	1000			5	10.6	3.6
2º Cenário	MPC 13	0	1000	250	60	13	23.4	42
		7					16.8	9
	HCC+MPC	0	1000			8	16.7	32.3
		7					12.5	7.7
	DB+MPC	0	1000			5	14.8	17.5
		7			11.4		4.9	
	HCC+MPC	0	1000		50	8	15.8	31
		8					12.2	7.4
	DB+MPC	0	1000			5	12.8	15.2
		8					10.6	4.6
3º Cenário	MPC 13	0	1000	300		60	13	29.7
			1500		25.5			43
	HCC+MPC	0	1000		8		19.9	38.5
			1500				20.4	40
	DB+MPC	0	1000		5		16.2	18.5
			1500			19.3	20	
	HCC+MPC	0	1000		50	8	19.2	36
			1500				18.2	35
	DB+MPC	0	1000			5	14.7	17.2
			1500				16.5	20

Capítulo 6

Conclusões e sugestões para trabalhos futuros

6.1 Conclusões

A utilização de máquinas de indução hexafásicas traz inúmeras vantagens, relativamente às máquinas trifásicas. No entanto, o grande desafio da sua utilização passa pela escolha dos métodos de controlo, uma vez que, de um modo geral, os mesmos implicam maior complexidade e esforço computacional que os aplicados a máquinas trifásicas.

O modelo de controlo vulgarmente aplicado a estas máquinas, o Modelo de Controlo Preditivo (MPC) clássico, fornece os vetores de tensão que deverão entrar no inversor que alimenta a máquina. A grande desvantagem deste modelo reside no elevado esforço computacional, pelo uso de todos os vetores.

Os modelos propostos neste trabalho apresentam resultados muito satisfatórios no que diz respeito ao controlo do binário, mesmo quando há oscilações na carga e na velocidade de rotação aplicadas. Estes modelos requerem a utilização de um menor número de vetores e, conseqüentemente, reduzem o esforço computacional associado, melhorando o desempenho devido ao encurtamento do tempo de amostragem.

Os resultados experimentais obtidos comprovam a eficácia dos modelos analíticos desenvolvidos em ambiente de simulação.

De forma resumida, pode afirmar-se que esta tese forneceu contribuições adicionais e originais para o controlo de motores de indução hexafásicos, com enrolamentos assimétricos. Espera-se que este conhecimento adicional possa ser utilizado por futuros investigadores para aprimorar o controlo e encontrar novos usos para máquinas multifásicas em aplicações do mundo real.

6.2 Sugestões para trabalhos futuros

Tendo em conta o trabalho desenvolvido na dissertação e o conhecimento adquirido acerca do controlo das máquinas de indução hexafásicas, destacam-se algumas propostas de temas com elevado interesse científico, a desenvolver em trabalhos futuros:

- Estimar os parâmetros reais da máquina multifásica;

- Aprimorar o controlo das máquinas, tendo em conta não só a redução das oscilações de binário, mas também a redução dos harmónicos existentes;
- Estudar o comportamento da máquina perante outros tipos de controlo, como por exemplo para o controlo *model free*;
- Estender os conceitos de controlo para máquinas com maior número de fases, como por exemplo máquinas de nove ou doze fases.
- Analisar tolerância a falhas de uma máquina de seis fases com configurações diferentes de enrolamentos.

Bibliografia

- [1] E. E. Ward e H. Härer, "Preliminary investigation of an inverter-fed 5-phase induction motor," *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 116, n° 6, pp. 980-984, 1969.
- [2] J. Huang, M. Kang, J. Yang, H. Jiang e D. Liu, "Multiphase machine theory and its applications," *2008 International Conference on Electrical Machines and Systems*, pp. 1-7, 2008.
- [3] M. J. Duran, E. Levi e F. Barrero, "Multiphase Electric Drives: Introduction," *Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering*, pp. 1-26, 2017.
- [4] G. K. Singh, "Multi-phase induction machine drive research-a survey," *Electric Power Systems Research*, vol. 2, n° 61, pp. 139-147, 2002.
- [5] P. L. Alger, E. H. Freiburghouse e D. D. Chase, "Double Windings for Turbine Alternators," *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. 49, n° 1, pp. 226-244, 1930.
- [6] H. Kim, K. Shin, S. Englebretson, N. Frank e W. Arshad, "Analytical model of multiphase permanent magnet synchronous machines for energy and transportation applications," *2013 International Electric Machines & Drives Conference*, pp. 172-179, 2013.
- [7] R. F. Schiferl e C. M. Ong, "Six Phase Synchronous Machine with AC and DC Stator Connections, Part I: Equivalent Circuit Representation and Steady-State Analysis," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. 102, n° 8, pp. 2685-2693, 1983.
- [8] T. M. Jahns, "Improved Reliability in Solid-State AC Drives by Means of Multiple Independent Phase Drive Units," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 16, n° 3, pp. 321-331, 1980.
- [9] L. Parsa, "On advantages of multi-phase machines," *31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 1-6, 2005.

- [10] E. Levi, "Advances in Converter Control and Innovative Exploitation of Additional Degrees of Freedom for Multiphase Machines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, n° 1, pp. 433-448, 2016.
- [11] H. A. Toliyat, T. A. Lipo e J. C. White, "Analysis of a concentrated winding induction machine for adjustable speed drive applications. I. Motor analysis," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 6, n° 4, pp. 679-683, 1991.
- [12] H. A. Toliyat, T. A. Lipo e J. C. White, "Analysis of a concentrated winding induction machine for adjustable speed drive applications. II. Motor design and performance," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 6, n° 4, pp. 684-692, 1991.
- [13] E. Levi, R. Bojoi, F. Profumo, H. Toliyat e S. Williamson. "Multiphase induction motor drives: a technology status review," *Electric Power Applications*, vol. 1, pp. 489-516, 2007.
- [14] O. Dordevic, M. Jones e E. Levi, "A Comparison of Carrier-Based and Space Vector PWM Techniques for Three-Level Five-Phase Voltage Source Inverters," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 9, n° 2, pp. 609-619, 2013.
- [15] O. Dordevic, E. Levi e M. Jones, "A Vector Space Decomposition Based Space Vector PWM Algorithm for a Three-Level Seven-Phase Voltage Source Inverter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, n° 2, pp. 637-649, 2013.
- [16] F. Barrero, M. R. Arahal, R. Gregor, S. Toral e M. J. Duran, "A Proof of Concept Study of Predictive Current Control for VSI-Driven Asymmetrical Dual Three-Phase AC Machines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, n° 6, pp. 1937-1954, 2009.
- [17] F. Barrero et al., "An Enhanced Predictive Current Control Method for Asymmetrical Six-Phase Motor Drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, n° 8, pp. 3242-3252, 2011.
- [18] S. Williamson and S. Smith, "Pulsating torque and losses in multiphase induction machines," *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting*, vol. 2, pp. 1155-1162, 2001.

- [19] Levi, "Multiphase Electric Machines for Variable-Speed Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, n° 5, pp. 1893-1909, 2008.
- [20] H. S. Che, E. Levi, M. Jones, M. J. Duran, W. Hew e N. A. Rahim, "Operation of a Six-Phase Induction Machine Using Series-Connected Machine-Side Converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, n° 1, pp. 164-176, 2014.
- [21] I. Subotic, O. Dordevic, J. B. Gomm e E. Levi, "Active and Reactive Power Sharing Between Three-Phase Winding Sets of a Multiphase Induction Machine," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 34, n° 3, pp. 1401-1410, 2019.
- [22] M. Zabaleta, E. Levi e M. Jones, "A Novel Synthetic Loading Method for Multiple Three-Phase Winding Electric Machines," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 34, n° 1, pp. 70-78, 2019.
- [23] I. Subotic, N. Bodo e E. Levi, "Integration of Six-Phase EV Drivetrains Into Battery Charging Process With Direct Grid Connection," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 32, n° 3, pp. 1012-1022, 2017.
- [24] M. J. Duran, I. Gonzalez-Prieto, F. Barrero, E. Levi, L. Zarri e M. Mengoni, "A Simple Braking Method for Six-Phase Induction Motor Drives With Unidirectional Power Flow in the Base-Speed Region," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, n° 8, pp. 6032-6041, 2017.
- [25] W. Cao, B. C. Mecrow, G. J. Atkinson, J. W. Bennett e D. J. Atkinson, "Overview of Electric Motor Technologies Used for More Electric Aircraft (MEA)," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, n° 9, pp. 3523-3531, 2012.
- [26] R. Bojoi, S. Rubino, A. Tenconi e S. Vaschetto, "Multiphase electrical machines and drives: A viable solution for energy generation and transportation electrification," *2016 International Conference and Exposition on Electrical and Power Engineering (EPE)*, pp. 632-639, 2016.
- [27] R. Bojoi, A. Cavagnino, M. Cossale e A. Tenconi, "Multiphase Starter Generator for a 48-V Mini-Hybrid Powertrain: Design and Testing," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, n° 2, pp. 1750-1758, 2016.

- [28] E. Jung, H. Yoo, S. Sul, H. Choi e Y. Choi, "A Nine-Phase Permanent-Magnet Motor Drive System for an Ultrahigh-Speed Elevator," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, n° 3, pp. 987-995, 2012.
- [29] Z. Liu, J. Wu e L. Hao, "Coordinated and Fault-tolerant Control of Tandem Fifteen-phase Induction Motors in Ship Propulsion System", *IET Electric Power Applications*, vol. 12, 2017.
- [30] T. Dos Santos Moraes, N. K. Nguyen, E. Semail, F. Meinguet and M. Guerin, "Dual-Multiphase Motor Drives for Fault-Tolerant Applications: Power Electronic Structures and Control Strategies," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, n° 1, pp. 572-580, 2018.
- [31] V. Yaramasu, B. Wu, P. C. Sen, S. Kouro e M. Narimani, "High-power wind energy conversion systems: State-of-the-art and emerging technologies," *Proceedings of the IEEE*, vol. 103, n° 5, pp. 740-788, 2015.
- [32] A. G. Yepes, J. Malvar, A. Vidal, O. López e J. Doval-Gandoy, "Current Harmonics Compensation Based on Multiresonant Control in Synchronous Frames for Symmetrical n-Phase Machines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, n° 5, pp. 2708-2720, 2015.
- [33] A. G. Yepes, J. Doval-Gandoy, F. Baneira, D. Pérez-Estévez e O. López, "Current Harmonic Compensation for n -Phase Machines With Asymmetrical Winding Arrangement and Different Neutral Configurations," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, n° 6, pp. 5426-5439, 2017.
- [34] R. H. Nelson e P. C. Krause, "Induction Machine Analysis for Arbitrary Displacement Between Multiple Winding Sets," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol.93, n° 3, pp. 841-848, 1974.
- [35] H. S. Che, M. J. Duran, E. Levi, M. Jones, W. Hew e N. A. Rahim, "Postfault Operation of an Asymmetrical Six-Phase Induction Machine With Single and Two Isolated Neutral Points," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, n° 10, pp. 5406-5416, 2014.

- [36] F. Betin et al., "Trends in Electrical Machines Control: Samples for Classical, Sensorless, and Fault-Tolerant Techniques," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 8, n° 2, pp. 43-55, 2014.
- [37] W. N. W. A. Munim, M. J. Duran, H. S. Che, M. Bermúdez, I. González-Prieto e N. A. Rahim, "A Unified Analysis of the Fault Tolerance Capability in Six-Phase Induction Motor Drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, n° 10, pp. 7824-7836, 2017.
- [38] M. A. Abbas, R. Christen e T. M. Jahns, "Six-Phase Voltage Source Inverter Driven Induction Motor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 20, n° 5, pp. 1251-1259, 1984.
- [39] R. Bojoi, F. Farina, F. Profumo e A. Tenconi, "Dual-Three Phase Induction Machine Drives Control—A Survey", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 126, n° 4, pp. 420‐429, 2006.
- [40] G. K. Singh, K. Nam e S. K. Lim, "A simple indirect field-oriented control scheme for multiphase induction machine," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, n° 4, pp. 1177-1184, 2005.
- [41] R. Bojoi, F. Farina, G. Griva, F. Profumo e A. Tenconi, "Direct torque control for dual three-phase induction motor drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, n° 6, pp. 1627-1636, 2005.
- [42] F. Wang, X. Mei, J. Rodriguez e R. Kennel, "Model predictive control for electrical drive systems-an overview," *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*, vol. 1, n° 3, pp. 219-230, 2017.
- [43] F. Wang, Z. Zhang, X. Mei, J. Rodríguez e R. Kennel, "Advanced control strategies of induction machine: Field oriented control, direct torque control and model predictive control", *Energies*, vol. 11, n°1, 2018.
- [44] S. Kouro, M. A. Perez, J. Rodriguez, A. M. Llor e H. A. Young, "Model Predictive Control: MPC's Role in the Evolution of Power Electronics," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 9, n° 4, pp. 8-21, 2015.

- [45] C. Bordons e C. Montero, "Basic Principles of MPC for Power Converters: Bridging the Gap Between Theory and Practice," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 9, n° 3, pp. 31-43, 2015.
- [46] S. Vazquez, J. Rodriguez, M. Rivera, L. G. Franquelo e M. Norambuena, "Model Predictive Control for Power Converters and Drives: Advances and Trends," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, n° 2, pp. 935-947, 2017.
- [47] P. F. C. Gonçalves, S. M. A. Cruz e A. M. S. Mendes, "Comparison of Model Predictive Control Strategies for Six-Phase Permanent Magnet Synchronous Machines," *44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 5801-5806, 2018.
- [48] D. Ye, J. Li, R. Qu, H. Lu e Y. Lu, "Finite set model predictive MTPA control with VSD method for asymmetric six-phase PMSM," *2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, pp. 1-7, 2017.
- [49] J. J. Aciego, I. González Prieto e M. J. Duran, "Model Predictive Control of Six-Phase Induction Motor Drives Using Two Virtual Voltage Vectors," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 7, n° 1, pp. 321-330, 2019.
- [50] H. Vu, S. Choi e H. Lee, "An Enhanced Load Current Control Scheme to Reduce Computational Burden for Two-Level Symmetrical Six-Phase VSI," *2019 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, pp. 1-5, 2019.
- [51] M. A. Abbas, R. Christen e T. M. Jahns, "Six-Phase Voltage Source Inverter Driven Induction Motor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 20, n° 5, pp. 1251-1259, 1984.
- [52] C. A. Reusser, "Power Converter Topologies for Multiphase Drive Applications", *Electric Power Conversion*, Intech Open, 2019.
- [53] R. E. Kalman, "Contributions to the theory of optimal control," *Bulletin da la Societe Mathematique de Mexicana*, vol. 5, pp. 102-119, 1960.

- [54] R. E. Kalman, "A new approach to linear filtering and prediction problems," *ASME Journal of Basic Engineering*, vol. 82, pp. 35–45, 1960.
- [55] S. J. Qin e T. A. Badgwell, "A survey of industrial model predictive control technology," *Control Engineering Practice*, vol. 11, pp. 733–764, 2003.
- [56] J. Holtz e S. Stadtfeld, "Field-oriented control by forced motor currents in a voltage fed inverter drive," *Proceedings of IFAC Symposium*, vol. 16, n° 16, pp. 103–110, 1983.
- [57] P. Cortes, M. P. Kazmierkowski, R. M. Kennel, D. E. Quevedo e J. Rodriguez, "Predictive Control in Power Electronics and Drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, n° 12, pp. 4312-4324, 2008.
- [58] S. Bayhan, H. Abu-Rub, "40 - Predictive Control of Power Electronic Converters," *Power Electronics Handbook*, pp. 1325-1338, 2018.
- [59] T. Geyer, *Model Predictive Control of High Power Converters and Industrial Drives*, 1^a ed., Wiley, 2016.
- [60] F. Barrero e M. J. Duran, "Recent Advances in the Design, Modeling, and Control of Multiphase Machines-Part I," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, n° 1, pp. 449-458, 2016.
- [61] M. Mamdouh e M. A. Abido, "Weighting Factor Elimination for Predictive Current Control of Asymmetric Six Phase Induction Motor," *2020 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2020 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe*, pp. 1-6, 2020.
- [62] J. K. Pandit, M. V. Aware, R. V. Nemade e E. Levi, "Direct Torque Control Scheme for a Six-Phase Induction Motor With Reduced Torque Ripple," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, n° 9, pp. 7118-7129, 2017.
- [63] F. Salem, M. Awadallah e E. Bayoumi, "Model Predictive Control for Deadbeat Performance of Induction Motor Drives", *WSEAS Transactions on Circuits and Systems*, vol. 14, pp. 304–312, 2015.

- [64] H. S. Che, E. Levi, M. Jones, W. Hew e N. A. Rahim, "Current Control Methods for an Asymmetrical Six-Phase Induction Motor Drive," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, n^o 1, pp. 407-417, 2014.
- [65] M. F. Khan, M. R. Khan e A. Iqbal, "Modeling, implementation and analysis of a high (six) phase self excited induction generator", *Journal of Electrical Systems and Information Technology*, vol. 5, n^o 3, pp. 794–812, 2018.
- [66] H. Antunes "Análise e Diagnóstico de Avarias Estatóricas em Motores de Indução Hexafásicos, com Enrolamento Simétrico", Dissertação de Mestrado, Dept. Eng. Eletromecânica, Universidade da Beira Interior, Covilhã, 2020.
- [67] "IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems," IEEE Std 519-1992, pp.1-112, 1993.