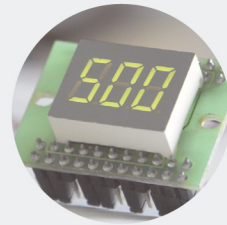




Retificação Ativa com Recurso a uma Máquina Síncrona de Ímanes Permanentes

JORGE MIGUEL MONTEIRO BORGES

novembro de 2020



Retificação Ativa com Recurso a uma Máquina Síncrona de Ímanes Permanentes

JORGE MIGUEL MONTEIRO BORGES

Novembro de 2020

Instituto Superior de Engenharia do Porto
Departamento de Engenharia Eletrotécnica
Rua Dr. António Bernardino de Almeida, 431, 4200-072 Porto

Retificação Ativa com Recurso a uma Máquina Síncrona de Ímanes Permanentes

Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Jorge Miguel Monteiro Borges

Orientação: Professor Doutor Rui Miguel Monteiro de Brito

Ano Letivo: 2019/2020

Este relatório satisfaz parcialmente os requisitos que constam na Ficha da Unidade Curricular de Tese/Dissertação, do 2º ano, do Mestrado de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores, Área de Especialização em Automação e Sistemas.

Candidato: Jorge Miguel Monteiro Borges
1120496@isep.ipp.pt

Orientação Científica: Professor Doutor Rui Miguel Monteiro de Brito
rmb@isep.ipp.pt

Departamento de Engenharia Eletrotécnica
Instituto Superior de Engenharia do Porto

"Try first, don't just say I can't. Try and find a way to do it."

Kazuma Tateishi

Agradecimentos

Gostaria de começar por deixar o meu agradecimento ao Orientador Científico da presente dissertação, o Professor Doutor Rui Brito, não só pelo seu tempo dedicado, paciência e profissionalismo, mas também pelos conhecimentos que me proporcionou e pelo gosto inculcado pela área de eletrónica de potência e controlo, desde a Licenciatura em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores.

Aos meus pais, a minha eterna gratidão, por todos os seus esforços e sacrifícios ao longo de todo o meu percurso académico, pela compreensão das minhas decisões, por fazerem de mim a pessoa que sou hoje, por me fazerem saber o quão orgulhosos ficarão por mais uma etapa concluída.

Agradeço à minha namorada, também pelo esforço e sacrifício, por toda a paciência, pelo constante apoio, por todas as palavras amigas e por não me deixar desanimar, por ter sido e por continuar a ser o meu principal suporte.

Um agradecimento à minha irmã, ao meu irmão, ao meu cunhado e à minha cunhada por todas as palavras de força e também pela preocupação demonstrada.

Aos colegas da OMRON, que se mostraram ser bem mais do que meros colegas de trabalho, obrigado por todo o tempo dedicado, insistência e preocupação demonstrada na finalização deste projeto.

Um agradecimento ao Adriano Valadar, ao Bruno Silva e ao José Madureira, pela sua amizade e pelo companheirismo demonstrado no percurso académico que tivemos a oportunidade de partilhar.

Obrigado ainda a todos os colegas, professores e funcionários do Instituto Superior de Engenharia do Porto que de alguma forma fizeram parte do meu percurso académico nesta instituição.

A todos estes intervenientes, mais uma vez, o meu sincero agradecimento pelo seu contributo.

Resumo

Este trabalho descreve a conceção e validação de um retificador de potência ativo. O retificador possui, como fonte, uma Máquina Síncrona de Ímanes Permanentes (PMSM) trifásica, a funcionar como gerador, com uma velocidade de rotação imposta no seu veio. Como carga, possui uma bateria, para a qual se pretende controlar a potência transferida.

Para que tal seja possível, é feita uma abordagem teórica às características do tipo de máquina utilizado, aos métodos de controlo aplicáveis, às formas de medição da velocidade e posição do rotor, assim como às técnicas de modulação tipicamente utilizadas em *Voltage Source Converters* (VSC).

Depois da análise teórica, é feita uma implementação sob forma de simulação do controlo de corrente através do método Field Oriented Control (FOC), com velocidade e posição do rotor estimados através de uma *Phase Locked Loop* (PLL), utilizando a técnica *Sinusoidal Pulse Width Modulation* (SPWM) aplicada na retificação trifásica.

Posteriormente, é efetuada uma nova implementação, também sob forma de simulação, com processo de controlo e o processo de estimação da velocidade e de posição do rotor desempenhados por um microcontrolador, havendo necessidade de discretizar estes processos.

Para finalizar, são analisados e comentados os resultados apresentados em cada uma das implementações efetuadas, são abordadas possíveis discrepâncias que poderiam ocorrer numa implementação prática e indicadas possíveis melhorias ao trabalho elaborado.

Palavras-chave: Retificação trifásica ativa, PMSM, controlo FOC, *sensorless* FOC, controlo em dq , PLL.

Abstract

This work describes the design and validation of an active power rectifier. The rectifier has a three-phase Permanent Magnet Synchronous Machine (PMSM) as source, operating as a generator with a rotation speed imposed on its shaft. As a load, it has a battery, to which is wanted to control the transferred power.

To make this possible, a theoretical approach is made to the characteristics of the type of machine used, to the applicable control methods, to the ways of measuring the rotor speed and position, as well to the modulation techniques typically used in Voltage Source Converters (VSC).

After the theoretical analysis, an implementation is made in the form of current control simulation using the Field Oriented Control (FOC) method, with estimated rotor speed and position using a Phase Locked Loop (PLL), using also the Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM) applied to three-phase rectification.

Subsequently, a new implementation is carried out, also in the form of simulation, with a control process and the rotor speed and position estimation performed by microcontroller, with the need to discretize these processes.

Finally, the results presented in each of the implementations are analyzed and commented on, possible discrepancies that could occur in a practical implementation are addressed and possible improvements to the elaborated project are also indicated.

Keywords: Three-phase active rectification, PMSM, FOC control, sensorless FOC, control in dq , PLL.

Índice

Índice	i
Acrónimos	iii
Lista de Figuras	v
1 Introdução	1
1.1 Motivação e contextualização	1
1.2 Objetivos	2
1.3 Organização do relatório	2
2 Máquina Síncrona de Ímanes Permanentes	5
2.1 Máquinas síncronas	6
2.2 Classificação do PMSM com base no tipo de rotor	7
2.3 Transformadas de Clarke e Park	10
2.3.1 Transformada de Clarke	11
2.3.2 Transformada de Park	12
2.3.3 Transformada abc para $dq0$	13
2.4 Modelo do PMSM no referencial dq	13
2.4.1 Potência elétrica	20
2.4.2 Binário eletromagnético	21
2.4.3 Ângulo de binário	24
2.5 Medição dos parâmetros de um PMSM	29
2.5.1 Número de polos	29
2.5.2 Resistência do estator	30
2.5.3 Indutâncias L_d e L_q	30
2.5.4 Constante de FCEM	31
2.5.5 Velocidade máxima e velocidade mínima	32
2.5.6 Momento de inércia	33
2.5.7 Constante de tempo mecânica	34

2.6 Conclusão	35
3 Estudo Comparativo de Métodos de Controlo de um PMSM	37
3.1 Controlo V/F	38
3.2 FOC	41
3.3 DTC	42
3.4 Análise comparativa dos métodos de controlo	44
4 Determinação do Ângulo do Rótor	47
4.1 Medição com recurso a sensores acoplados ao veio	48
4.1.1 Encoders	48
4.1.2 Resolvers	51
4.2 Estimação do ângulo do rótor	53
4.2.1 Estimação do ângulo do rótor de um PMSM com PLL	54
4.3 Análise comparativa dos métodos de determinação do ângulo do rótor	57
5 Técnicas de Modulação	59
5.1 Modulação sinusoidal PWM	60
5.1.1 Índices de modulação	61
5.1.2 Harmónicos	63
5.2 Modulação SVM (Space Vector Modulation)	64
5.2.1 Índices de modulação	69
5.2.2 Harmónicos	70
5.3 Modulação SPWM com injeção de harmónico ímpar de terceira ordem	70
5.4 Análise comparativa das técnicas de modulação	72
6 Field Oriented Control Aplicado ao PMSM	73
6.1 Controlador FOC	73
6.2 Aquisição dos parâmetros do PMSM	75
6.3 Controlo de corrente	79
6.4 Controlo discreto de corrente	92
6.5 Análise de resultados	103
7 Conclusão e Trabalhos Futuros	107
7.1 Desenvolvimentos futuros	108
Bibliografia	109

Acrónimos

Acrónimos	Descrição
AC	<i>Alternating Current</i>
BLDC	<i>Brushless DC</i>
CNC	Comando Numérico Computadorizado
CPSR	<i>Constant Power Speed Range</i>
DC	<i>Direct Current</i>
DFOC	<i>Direct Field Oriented Control</i>
DSC	<i>Direct Self Control</i>
DTC	<i>Direct Torque Control</i>
EPM	<i>Embedded Permanent Magnets</i>
ESR	<i>Equivalent series resistance</i>
FCEM	Força Contraeletromotriz
FEM	Força Eletromotriz
FOC	<i>Field Oriented Control</i>
IFOC	<i>Indirect Field Oriented Control</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
IPM	<i>Interior Permanent Magnets</i>
LPF	<i>Low-pass Filter</i>
MAF	<i>Moving Average Filter</i>
MTPA	<i>Maximum Torque per Ampere</i>
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
PM	<i>Permanent Magnet</i>
PMSM	<i>Permanent Magnet Synchronous Motor</i>
PPR	<i>Pulses per Revolution</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RPM	Rotações por Minuto
SPM	<i>Surface Permanent Magnets</i>
SPWM	<i>Sinusoidal PWM</i>
SRF-PLL	<i>Synchronous Reference Frame PLL</i>
SVM	<i>Space Vector Modulation</i>
THUPWM	<i>Third Harmonic Uniform PWM</i>
VSC	<i>Voltage Source Converter</i>

Lista de Figuras

2.1	PMSM com campo magnético radial.	7
2.2	PMSM's com campo magnético axial (a) e radial (b).	8
2.3	Possíveis implementações dos ímãs permanentes nos PMSM's: a) SPM; b) EPM; c) IPM.	9
2.4	Sequência de aplicação das Transformadas de Clarke e Park.	11
2.5	Referenciais abc e $\alpha\beta$.	11
2.6	Referenciais abc , $\alpha\beta$ e dq .	12
2.7	Esquema elétrico do estator do PMSM.	14
2.8	Diagrama vetorial dos fluxos e correntes num PMSM.	17
2.9	Circuito equivalente do PMSM no referencial dq , em regime permanente.	19
2.10	Diagrama vetorial do PMSM no referencial dq , em regime permanente e a funcionar como motor.	20
2.11	Diagrama vetorial do PMSM no referencial dq , em regime permanente e a funcionar como gerador.	21
2.12	Exemplo de variação do <i>cogging torque</i> em função do ângulo do rotor, na utilização de 1, 2 ou 3 ímãs por polo ((a), (b) e (c), respetivamente).	23
2.13	Ângulo de binário δ_v no referencial dq .	24
2.14	Ângulo de binário δ_ψ no referencial dq .	26
2.15	Ângulo de binário δ_i no referencial dq .	27
2.16	Binário eletromagnético do PMSM, em função do ângulo de binário δ , num funcionamento de motor, quando: a) $\frac{L_d}{L_q} < 1$; b) $\frac{L_d}{L_q} > 1$.	28
2.17	PMSM de 130 kW, com 10 polos.	29
2.18	Exemplo de medição da resistência do estator do PMSM.	30
2.19	Exemplo de medição da indutância do estator do PMSM.	31
2.20	Variação da indutância em função da posição do rotor num PMSM de 4 polos de tipologia IPM.	31
2.21	Exemplo de medição da tensão composta gerada por um PMSM.	32
2.22	Comportamento do binário e da potência de um PMSM em função da velocidade do rotor.	33

2.23 Exemplo de esquema funcional de um dinamómetro.	34
2.24 Curva típica de desaceleração do rotor do motor.	34
3.1 Métodos de controlo aplicáveis a PMSM's.	37
3.2 Exemplos de perfis de controlo V/F.	38
3.3 Comportamento do binário e da potência de um PMSM em função da velocidade do rotor.	39
3.4 Diagrama de blocos simplificado do controlo V/F em malha aberta da velocidade do PMSM.	40
3.5 a) Rotor e estator do PMSM; b) Gaiola de esquilo; c) Rotor do PMSM.	40
3.6 Diagrama de blocos simplificado do controlo V/F em malha fechada da velocidade do PMSM.	41
3.7 Diagrama de blocos do controlo de binário e fluxo do PMSM utilizando FOC.	42
3.8 Diagrama de blocos do controlo de binário e fluxo do PMSM utilizando DTC.	43
3.9 Lógica de comutação SVM aplicada ao DTC.	44
3.10 Resumo da comparação entre DTC e FOC.	45
4.1 Constituição típica de um <i>encoder</i> ótico.	48
4.2 Disco (de três níveis) de um <i>encoder</i> ótico incremental e respetivos <i>outputs</i>	49
4.3 Disco de um <i>encoder</i> ótico absoluto de 3 bits.	50
4.4 Circuito elétrico típico de um <i>resolver</i>	51
4.5 Constituição típica de um <i>resolver</i>	52
4.6 Sinais de <i>feedback</i> do resolver em função da tensão de excitação e da posição do rotor.	53
4.7 Estrutura simplificada de uma PLL.	55
4.8 Diagrama de blocos de uma SRF-PLL.	56
4.9 Formas de onda resultantes da estimação da velocidade angular, ân- gulo do rotor e tensão simples de fase, utilizando uma SRF-PLL. . . .	57
5.1 Exemplo de VSC trifásico com fontes/cargas AC e DC.	59
5.2 Formas de onda do sinal portador, modulador e modulado na técnica de modulação SPWM.	60
5.3 Formas de onda típicas da modulação SPWM.	61
5.4 Harmónicos resultantes numa modulação SPWM com $m_f = 9$ e $m_a =$ 0,8.	64
5.5 Formas de onda do sinal portador, modulador e modulado na técnica de modulação SVM.	65
5.6 Exemplo de VSC trifásico.	66
5.7 Vetores de estado e respetiva comutação na modulação SVM.	66

5.8	Mapeamento dos vetores de estado da modulação SVM $\alpha\beta$.	67
5.9	Sequência de comutação em função da localização do vetor de controlo: (a) setor ímpar; (b) setor par.	68
5.10	Formas de onda típicas da modulação SVM.	69
5.11	Harmónicos resultantes numa modulação SVM com $m_f = 18$ e $m_a = 0,8$.	71
5.12	Formas de onda do sinal modulador da técnica THUPWM, respetiva composição e comparação com a técnica SVM.	71
6.1	Diagrama de blocos do controlador de corrente FOC no referencial dq .	74
6.2	Parâmetros do PMSM no simulador PSIM.	75
6.3	Resultados das medições de velocidade, tensão e frequência do PMSM.	76
6.4	Regressão linear dos valores de tensão e velocidade obtidos experimen- talmente.	77
6.5	Resultados das medições de resistência, indutância e constante de tempo mecânica do PMSM.	78
6.6	Exemplo de medição da constante de tempo mecânica.	78
6.7	Esquema de simulação do PMSM em função de gerador.	79
6.8	Esquema de simulação do VSC com carga DC conectado ao esquema de modulação SPWM.	80
6.9	Esquema de simulação da PLL baseada em tensão.	81
6.10	Resultados da simulação da PLL baseada em tensão – velocidade an- gular estimada pela PLL (We_{PLL}), medida pelo sensor (We_s) e respetivo erro.	82
6.11	Resultados da simulação da PLL baseada em tensão – ângulo do rotor estimado ($Theta_{PLL}$), medido ($Theta_s$) e respetivo erro.	83
6.12	Resultados da simulação da PLL baseada em tensão, com otimiza- ção dos ganhos – velocidade angular estimada pela PLL (We_{PLL}), medida pelo sensor (We_s) e respetivo erro.	84
6.13	Resultados da simulação da PLL baseada em tensão, com otimiza- ção dos ganhos – ângulo do rotor estimado ($Theta_{PLL}$), medido ($Theta_s$) e respetivo erro.	85
6.14	Esquema de simulação do controlo FOC.	86
6.15	Resultados da simulação do controlo FOC, a 4000 RPM – formas de onda da corrente.	88
6.16	Resultados da simulação do controlo FOC, a 4000 RPM – formas de onda da corrente, tensão e ângulo do rotor.	89
6.17	Resultados da simulação do controlo FOC, a 4000 RPM – formas de onda da corrente e da tensão na carga.	90
6.18	Resultados da simulação do controlo FOC, a 500 RPM – formas de onda da corrente e da tensão na carga.	91
6.19	Esquema de simulação do controlador discreto FOC com PLL integrada.	92

6.20 Extrato de código utilizado para garantir apenas uma execução do código por ciclo de <i>clock</i> .	93
6.21 Extrato de código utilizado para a transformada de Clarke e para o cálculo do ângulo do rotor.	93
6.22 Extrato de código utilizado para implementar a estimação da velocidade angular.	94
6.23 Extrato de código utilizado para implementar a estimação do ângulo do rotor.	94
6.24 Extrato de código utilizado para aplicar o MAF à velocidade angular.	95
6.25 Resultados da simulação da PLL discretizada – velocidade angular estimada pela PLL (<i>We_PLL_d</i>), medida pelo sensor (<i>We_s</i>) e respetivo erro.	95
6.26 Resultados da simulação da PLL discretizada – ângulo do rotor estimado (<i>Theta_PLL_d</i>), medido (<i>Theta_s</i>) e respetivo erro.	96
6.27 Extrato de código utilizado para aplicar o MAF à velocidade angular.	97
6.28 Extrato de código utilizado para aplicar o MAF à velocidade angular.	97
6.29 Resultados da simulação do controlo discreto FOC, a 4000 RPM – formas de onda da corrente.	99
6.30 Resultados da simulação do controlo discreto FOC, a 4000 RPM – formas de onda da corrente, tensão e ângulo do rotor.	100
6.31 Resultados da simulação do controlo discreto FOC, a 4000 RPM – formas de onda da corrente e da tensão na carga.	101
6.32 Resultados da simulação do controlo discreto FOC, a 500 RPM – formas de onda da corrente e da tensão na carga.	102
6.33 Resultados da simulação de ambos os controlos FOC, a 4000 RPM – formas de onda da corrente e tensão na carga.	104

Capítulo 1

Introdução

Sendo a retificação de tensão um processo frequentemente utilizado na eletrónica de potência, aos dias de hoje é-lhe muitas vezes associada a necessidade de ser eficiente. A retificação clássica (com recurso a díodos e tirístores) não se revela suficiente no grau de liberdade que proporciona quando há necessidade de aumentar a eficiência da conversão, sendo necessário recorrer a técnicas de controlo avançadas associadas a outros componentes semicondutores, tais como *Insulated Gate Bipolar Transistors* (IGBT's) ou *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistors* (MOSFET's).

Posto isto, este projeto aborda o estudo necessário à implementação dum retificador trifásico eficiente, capaz de alcançar o fator de potência unitário, tendo como carga uma bateria e como fonte de alimentação um motor síncrono de ímanes permanentes (PMSM) trifásico. Para que tal seja alcançável, é necessário recorrer a técnicas de controlo específicas para o efeito, sendo uma delas o *Field Oriented Control* (FOC).

Uma aplicação onde este tipo de implementação pode ser encontrada atualmente, são os carros híbridos, onde a retificação é usada para transformar a energia proveniente das rodas (acopladas mecanicamente a um motor síncrono de ímanes permanentes) para um barramento de corrente contínua (DC), sendo além disso o mesmo circuito conversor de potência o responsável pela tarefa inversa, i.e, funcionar como inversor e desta forma transformar a energia do barramento DC para o motor, quando há essa necessidade [1].

1.1 Motivação e contextualização

A realização deste projeto surge no âmbito da unidade curricular Tese/Dissertação, sendo esta parte do plano de estudos do Mestrado em Engenharia Eletrotéc-

nica e de Computadores, na área de especialização em Automação e Sistemas.

A escolha deste tema surge no seguimento da unidade curricular de Controlo de Potência, lecionada no primeiro ano do Mestrado, que abriu portas a novos conhecimentos e na qual surgiu a vontade de querer continuar aprender mais sobre a área de estudos em questão.

Com isto, foi então aceite o desafio de estudar e projetar e simular o comportamento de um retificador trifásico ativo, que usa como fonte um motor síncrono de ímanes permanentes.

1.2 Objetivos

Esta dissertação tem como principal objetivo a tarefa que a intitula, i.e, a retificação ativa recurso a uma máquina síncrona de ímanes permanentes.

De forma mais detalhada, os objetivos são o projeto e a simulação de um conversor eletrónico de potência que faça retificação ativa, sendo usada como fonte de tensão trifásica, com corrente alternada (AC), uma máquina síncrona de ímanes permanentes na sua função de gerador e, como carga DC uma bateria na qual se controlar a potência por ela recebida, através do método FOC, de forma a conseguir um fator de potência unitário.

Para alcançar estes objetivos surgiram então diversos requisitos a cumprir, necessários ao seu alcance, sendo eles o conhecimento acerca das características e do funcionamento das máquinas síncronas, em particular do PMSM, a noção de alguns dos métodos de controlo e de determinação da velocidade e posição do rotor do motor, assim como o conhecimento de algumas das técnicas de modulação aplicáveis.

1.3 Organização do relatório

O presente documento está organizado em sete capítulos, sendo o primeiro e presente Capítulo [1](#) dedicado à introdução, motivação, contextualização e objetivos desta dissertação.

Posteriormente, seguem-se quatro capítulos de estudo teórico necessário ao alcance dos objetivos definidos, sendo esta sequência iniciada pelo Capítulo [2](#), onde é feito o estudo da máquina síncrona, particularizadas e analisadas as características do PMSM e alguns conceitos necessários para à sua utilização.

No Capítulo [3](#) é feito um breve estudo comparativo entre alguns dos métodos de controlo aplicáveis ao tipo de motor utilizado, sendo feita a justificação da escolha do método FOC no desenvolvimento deste projeto.

Passando para o Capítulo 4, neste é feita uma análise a métodos que permitem obter a informação relativa ao ângulo e velocidade do rotor, sendo estas necessárias tendo em conta o método de controlo utilizado.

Relativamente ao Capítulo 5, nele são abordadas algumas das técnicas de modulação tipicamente usadas no contexto da retificação e inversão trifásica, sendo aqui finalizada a sequência de capítulos com conteúdo essencialmente teórico.

No Capítulo 6, após o estudo apresentado nos capítulos anteriores, é feita de forma progressiva o projeto e simulação do controlador FOC aplicado ao PMSM, assim como da sua discretização e análise dos resultados obtidos.

Para finalizar, no Capítulo 7, é feito um balanço geral de toda a dissertação, sendo apresentadas as conclusões e indicados os principais desenvolvimentos futuros.

Capítulo 2

Máquina Síncrona de Ímanes Permanentes

De todo um conjunto de máquinas rotativas, conversoras de energia elétrica em energia mecânica, existe um tipo específico de máquinas que se enquadra no subconjunto das máquinas síncronas, denominadas de máquinas síncronas de ímanes permanentes, ou tipicamente designadas por motores síncronos de ímanes permanentes (*Permanent Magnet Synchronous Motors*). Nestes motores, o campo magnético do rotor é gerado através de ímanes permanentes, em vez de serem usadas bobinas excitadas através da injeção de corrente direta (DC).

O facto de serem usados ímanes permanentes leva, pelo menos, às seguintes vantagens:

- O espaço necessário para incorporar os ímanes permanentes é reduzido quando comparado com máquinas com excitação eletromagnética, proporcionando assim um aumento do grau de liberdade para o projeto da máquina (e.g., orientação do fluxo magnético, forma [1]);
- Este tipo de máquinas apresenta valores de binário elevado e alta densidade de potência, que resulta numa boa dinâmica. Por sua vez, resulta também uma maior eficiência ao longo de uma ampla gama de velocidades [2];
- É possível alcançar um controlo suave da rotação com um *ripple* de binário muito baixo, aquando do uso das técnicas de controlo adequadas;
- A ausência de escovas aumenta a fiabilidade e reduz a necessidade de manutenção destas máquinas.

A criação de novos tipos de ímanes, como o íman de neodímio-ferro-boro (NdFeB), com alta densidade de energia, tornou o PMSM apropriado para a sua aplicação na mobilidade elétrica [3], começando estes a ser utilizados em veículos elétricos e híbridos. Mais recentemente, as áreas de aplicação estenderam-se para aviões elétricos e recuperação de energia em veículos pesados de combustão (e.g, caminhões com câmaras térmicas, sendo os PMSM usados para alimentar sistemas auxiliares de aquecimento ou arrefecimento dos compartimentos [1]. Além destas aplicações, o PMSM é atualmente usado na automação industrial, como é o caso da sua utilização em braços robóticos [4].

2.1 Máquinas síncronas

Começando por analisar o conjunto ao qual pertencem as máquinas que intitulam este Capítulo, as máquinas síncronas são máquinas elétricas rotativas cuja velocidade angular do veio, ω_m , em rad/s é diretamente proporcional à frequência, f , da tensão de alimentação, tal como se pode verificar na Equação 2.1, ou na Equação 2.2, caso haja necessidade de obter o resultado em RPM. Nestas equações referenciadas, o número de polos é representado por p , a velocidade angular elétrica (ou velocidade síncrona) por ω_e e número de RPM por n .

$$\omega_m = \frac{2\omega_e}{p} = \frac{4\pi \cdot f}{p}, rad/s \quad (2.1)$$

$$n = \frac{120 \cdot f}{p}, RPM \quad (2.2)$$

As máquinas síncronas são máquinas reversíveis, i.e., podem funcionar como motor ou como gerador. Quando uma máquina opera como gerador, é a velocidade de rotação do veio que impõe a frequência da tensão gerada. Por outro lado, é imposta a velocidade de rotação por parte da frequência da tensão de alimentação, quando esta máquina funciona como motor.

Num funcionamento sem anomalias, a frequência de alimentação do estator e a rotação do veio estão sempre em sincronismo, ao contrário do que acontece nos motores de indução, onde existe deslizamento. Na Figura 2.1 pode ser verificada a composição física de uma máquina síncrona (neste caso um PMSM) e de uma máquina assíncrona, sendo de salientar a sua aparente semelhança.

Embora com componentes com o mesmo nome, a exigência de projeto, de construção e, por consequência, custo de um motor síncrono são superiores comparativamente a um motor de indução de igual potência. A sua escolha feita para aplicações onde é necessária maior dinâmica, eficiência, fator de potência, ou maior densidade de potência (no caso dos PMSM's) [5].

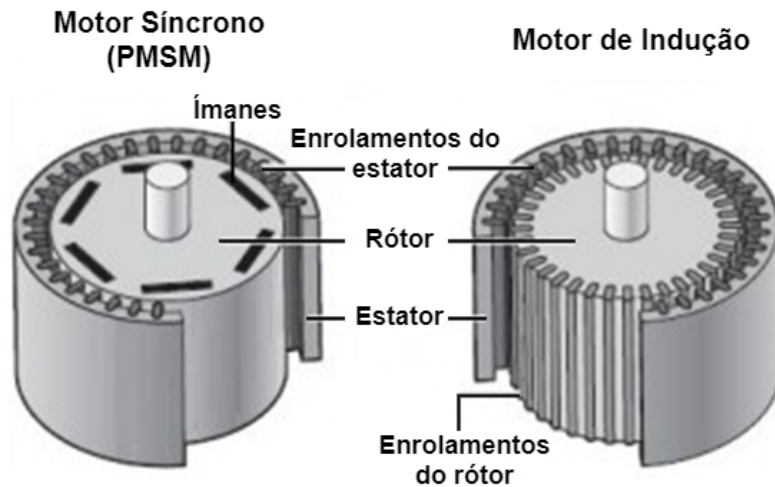


Figura 2.1: PMSM com campo magnético radial.

O seu princípio de funcionamento baseia-se na interação entre a variação de fluxo magnético criado nos indutores do estator e o fluxo magnético do rotor (produzido pelos ímanes ou por excitação de indutâncias). A rotação de um destes fluxos face ao outro faz com que sejam geradas correntes (segundo a Lei de Lenz) e binário (em função do deslocamento angular entre os fluxos). O fluxo magnético que resulta desta interação é denominado de fluxo no entreferro [1].

2.2 Classificação do PMSM com base no tipo de rotor

Num PMSM o estator tem a mesma função que o presente numa máquina síncrona genérica. No entanto, o rotor pode ter diferentes configurações de acordo como os ímanes permanentes estão fisicamente dispostos. Os PMSM's são normalmente classificados em duas tipologias diferentes, de acordo com a direção do seu campo de fluxo:

- Campo axial — o fluxo tem uma direção paralela ao veio do rotor (Figura 2.2a));
- Campo radial — o fluxo tem uma direção coincidente com raio da máquina (Figura 2.2b)).

Atualmente as máquinas de campo radial são mais comuns, estando as de campo axial em expansão devido à sua elevada densidade de potência e capacidade de aceleração [2].

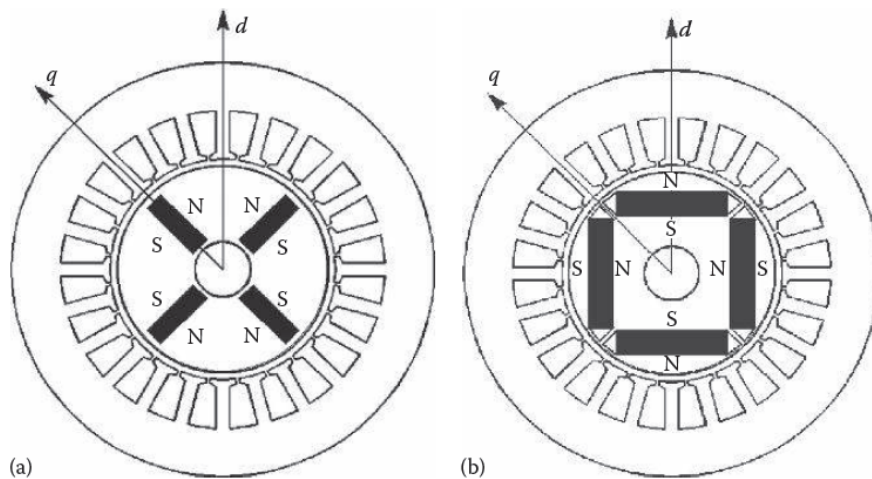


Figura 2.2: PMSM's com campo magnético axial (a) e radial (b) [6].

Nas máquinas de campo radial os PM's do rotor podem ser dispostos de diferentes formas [1], sendo que as mais comuns são classificadas como:

- Ímanes permanentes na superfície (SPM);
- Ímanes permanentes embutidos (EPM);
- Ímanes permanentes interiores (IPM);

O princípio de operação do *Permanent Magnet Synchronous Motor* (PMSM) não varia com a forma de implantação dos PM's, no entanto as aplicações onde estas máquinas são utilizadas e a forma como são controladas pode variar, como será abordado posteriormente.

Os SPM são geralmente usados em aplicações de baixa velocidade enquanto que os IPM's, que proporcionam maior robustez, são destinados para aplicações de velocidade mais elevada (geralmente superior a 3000 RPM) [2].

O método adotado na montagem dos PM's no rotor tem influência fundamentalmente nos valores de indutância direta e de quadratura [3]. O eixo magnético do rotor é denominado de eixo direto, sendo o principal caminho do fluxo através dos ímanes. Por definição, quando o eixo direto está alinhado com o enrolamento do estator, a indutância do estator é a indutância do eixo direto (L_d). Rodando os ímanes 90° da posição previamente alinhada (do ponto de vista elétrico), o estator fica alinhado com a área interpolar do rotor, que contém apenas a zona de ferro. Por definição, nesta posição a indutância do estator é a indutância do eixo

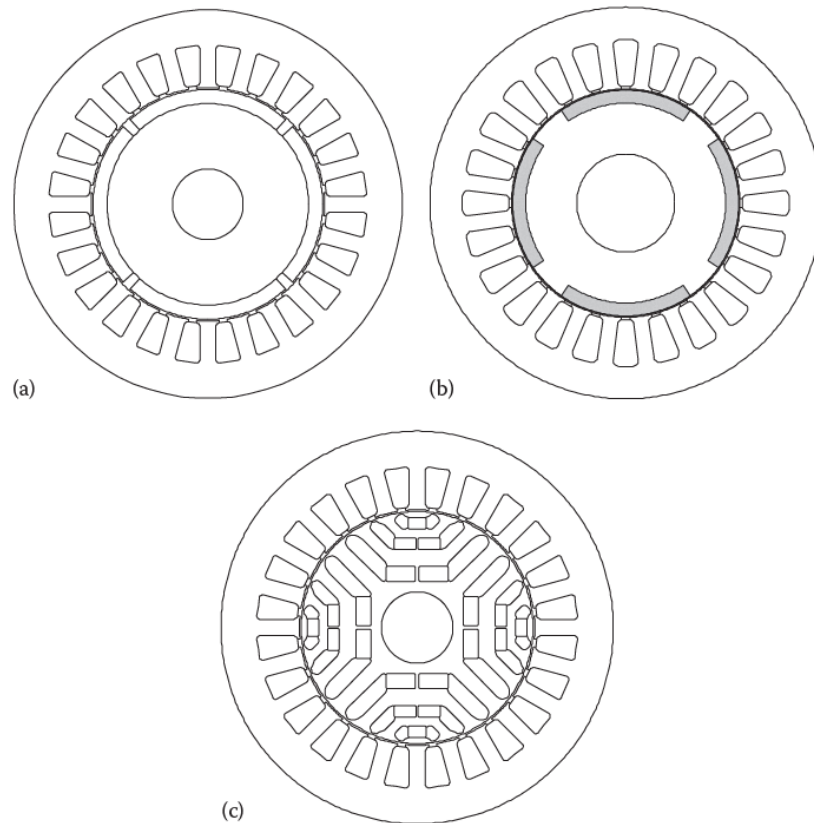


Figura 2.3: Possíveis implementações dos ímãs permanentes nos PMSM's: a) SPM; b) EPM; c) IPM [6].

de quadratura (Lq). Na Figura 2.3 podem ser analisadas diferentes possibilidades de implementação dos PM's.

A Figura 2.3a) representa o corte transversal de um rotor com SPM. Como é possível verificar, os PM's estão colocados na superfície do rotor e, como a sua permeabilidade magnética é próxima da permeabilidade magnética do ar, resulta assim um rotor isotrópico. Esta propriedade leva a que fluxo radial seja quase uniforme (relutância idêntica nos eixos d e q), resultando em $Ld \cong Lq$.

A Figura 2.3b) representa um mesmo corte, mas de um rotor com EPM. A espessura do ímã resulta numa extensão do entreferro na mesma quantidade. Devido aos “dentes” de ferro existentes, a relutância do eixo direto é assim maior do que a relutância do eixo de quadratura. Esta desigualdade resulta assim em $Ld < Lq$ que é denominada de anisotropia inversa, uma vez que é uma relação contrária ao que acontece na maioria das máquinas síncronas existentes, onde $Ld > Lq$. A anisotropia (ξ) é dada pela razão apresentada na Equação 2.3.

$$\xi = \frac{Ld}{Lq} \quad (2.3)$$

Quando o rotor é anisotrópico, i.e $Ld \neq Lq$, o PMSM tem duas componentes de binário: o binário de excitação dos PM's e o binário de relutância. Diferentes valores de anisotropia requerem diferentes métodos de controlo, de forma a obter uma melhor eficiência do PMSM, usando um conceito conhecido como “*Maximum Torque per Ampere*” (MTPA), que será abordado neste capítulo.

A Figura 2.3c) representa a posição dos PM's no interior de um rotor com orientação radial como abordado no início do subcapítulo. Este tipo de construção é mais complexo, no entanto incrementa a robustez da máquina e proporciona características mais adequada para aplicações de velocidade mais elevada [1].

2.3 Transformadas de Clarke e Park

De forma a conseguir projetar algoritmos de controlo vetorial adequados, abordados no Capítulo 3, torna-se necessário compreender duas transformações matemáticas que simplificam e otimizam esta tarefa.

A Transformada de Clarke tem por objetivo o tratamento de forma independente do fluxo no entreferro e do binário do sistema. Esta transformação matemática consiste na conversão do sistema de equações que descreve o comportamento de uma máquina multifásica num sistema que representa uma máquina equivalente de duas fases. Desta forma, torna-se possível representar todos os parâmetros e variáveis de um PMSM num único sistema referencial de dois eixos.

Quanto à Transformada de Park, esta tem por objetivo fazer com que o ângulo do rotor (θ_e , definido como o ângulo entre o eixo direto do rotor d e a fase a do estator do motor [1]) deixe de ser uma dependência das componentes que até então variam de forma sinusoidal em função deste argumento (componentes detalhadas na secção relativa ao modelo do PMSM no referencial dq). Esta dependência é eliminada passando dum referencial de dois eixos estático ($\alpha\beta$) para um referencial de dois eixos rotativo (dq). O referencial dq é designado de rotativo, pois considera-se que este roda em sincronismo com o rotor, fazendo assim com que os parâmetros do PMSM se tornem invariantes em relação ao ângulo do rotor, θ_e .

Estas duas transformadas são normalmente aplicadas em conjunto, simplificando assim um sistema sinusoidal trifásico num sistema equivalente DC, de forma a simplificar e otimizar o processo de controlo, sendo posteriormente aplicadas as transformadas inversas necessárias de acordo com a técnica de modulação a utilizar, tal como é apresentado na Figura 2.4

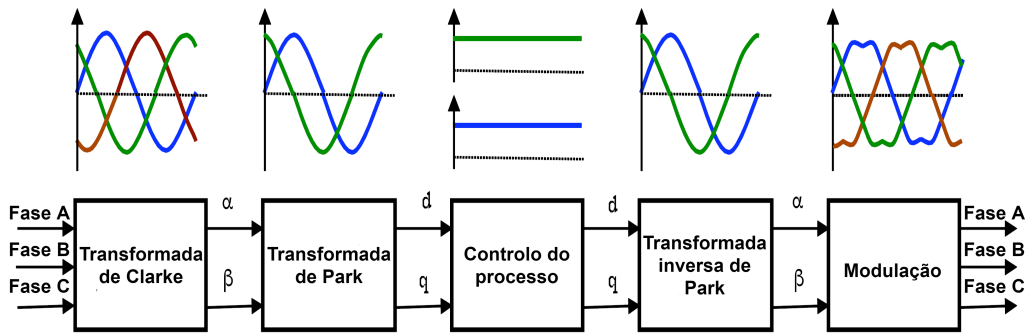


Figura 2.4: Sequência de aplicação das Transformadas de Clarke e Park [7].

2.3.1 Transformada de Clarke

Numa abordagem mais detalhada, considerando o sistema de Equações 2.4 como representativo das variações sinusoidais de um sistema elétrico trifásico, ideal e em regime permanente, podemos passar do referencial abc para plano referencial $\alpha\beta$, como se pode verificar na Figura 2.5. Este resultado é alcançado através da Equação 2.5.

$$\begin{cases} a = \cos(\theta) \\ b = \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ c = \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (2.4)$$

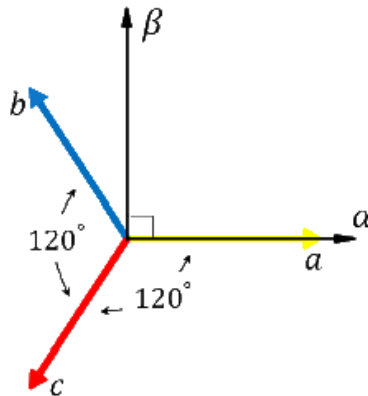


Figura 2.5: Referenciais abc e $\alpha\beta$ [8].

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

De forma a obter os sinais novamente no referencial abc , recorre-se à transformada inversa apresentada na Equação 2.6:

$$\begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

2.3.2 Transformada de Park

Depois de aplicada a transformada de Clarke, a transformada de Park faz a conversão das variáveis do referencial $\alpha\beta$ em variáveis equivalentes, denominadas de eixo direto (d) e eixo de quadratura (q), que formam assim o referencial dq , que é rotativo. Após a transformação, as variáveis passam de um comportamento sinusoidal e passam agora a ter um comportamento de cariz DC, tal como indicado anteriormente. A relação dos três referenciais é apresentada na Figura 2.6 onde θ_e representa o ângulo elétrico (ou ângulo do rotor) e ω_e a velocidade elétrica (ou frequência angular, que rege de forma síncrona a rotação do referencial dq). Esta transformação é alcançada através da Equação 2.7:

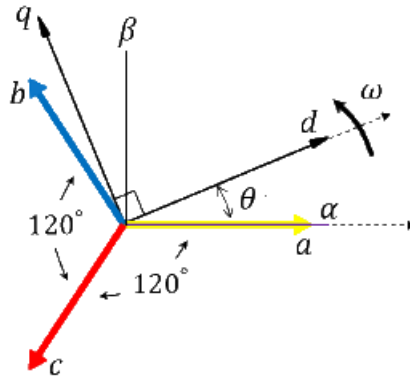


Figura 2.6: Referenciais abc , $\alpha\beta$ e dq [9].

$$\begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \sin(\theta_e) \\ -\sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

De forma a obter os sinais novamente no referencial $\alpha\beta$, recorre-se à transformada inversa apresentada na Equação 2.8:

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & -\sin(\theta_e) \\ \sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Note-se que para as Equações 2.7 e 2.8 é necessário conhecer o valor do ângulo elétrico θ_e , sendo este valor calculável de acordo com a Equação 2.9. Este ângulo caracteriza um vetor resultante das componentes d e q , com módulo (r) calculável segundo a Equação 2.10.

$$\theta_e = \omega_e \cdot t = \operatorname{tg}^{-1}\left(\frac{\beta}{\alpha}\right) = \operatorname{tg}^{-1}\left(\frac{q}{d}\right) \quad (2.9)$$

$$r = \sqrt{\alpha^2 + \beta^2} = \sqrt{d^2 + q^2} \quad (2.10)$$

2.3.3 Transformada abc para $dq0$

A transformação do referencial abc pode ser feita diretamente para o referencial dq . Para tal, é necessário recorrer à Equação 2.11. Para fazer a transformação inversa recorre-se à Equação 2.12, sendo necessário em ambos os casos o valor do ângulo elétrico θ_e .

$$\begin{bmatrix} d \\ q \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ -\operatorname{sen}(\theta_e) & -\operatorname{sen}(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & -\operatorname{sen}(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

$$\begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & -\operatorname{sen}(\theta_e) & 1 \\ \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & -\operatorname{sen}(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) & -\operatorname{sen}(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} d \\ q \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

2.4 Modelo do PMSM no referencial dq

Estudadas as Transformadas de Clarke e Park, e com o objetivo de definir um modelo correto do PMSM no referencial dq , torna-se necessário abordar inicialmente o modelo do mesmo no referencial abc .

Partindo da Figura 2.7, que representa o circuito elétrico do estator do PMSM, pode deduzir-se o sistema de Equações 2.13, sendo v_a, v_b e v_c as tensões simples aos terminais do estator, i_a, i_b e i_c as correntes que lá circulam, R_a, R_b e R_c os valores das resistências dos enrolamentos do estator e ψ_a, ψ_b e ψ_c os fluxos elétricos.

$$\begin{cases} v_a = R_a \cdot i_a + \frac{d\psi_a}{dt} \\ v_b = R_b \cdot i_b + \frac{d\psi_b}{dt} \\ v_c = R_c \cdot i_c + \frac{d\psi_c}{dt} \end{cases} \quad (2.13)$$

O cálculo dos fluxos elétricos da máquina é feito de acordo com a Equação 2.14, onde L_a, L_b e L_c são as auto-indutâncias, por fase, dos enrolamentos do estator

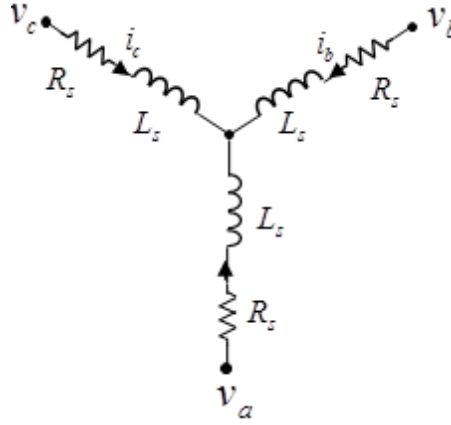


Figura 2.7: Esquema elétrico do estator do PMSM [10].

e M_{ab} , M_{ac} , M_{ba} , M_{bc} , M_{ca} e M_{cb} são as indutâncias mútuas entre as respectivas fases do estator. Note-se ainda que $M_{ab} = M_{ba}$, $M_{bc} = M_{cb}$ e $M_{ca} = M_{ac}$. ψ_f representa o fluxo magnético gerado pelos ímanes permanentes do PMSM.

$$\begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_b & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \psi_f \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) \\ \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Relativamente às indutâncias, que variam em função de θ_e , estas podem ser calculadas de acordo com os sistemas de Equações [2.15] e [2.16]. O valor de L_s corresponde à auto-indutância do estator, por fase (valor médio entre as indutâncias de cada enrolamento do estator, L_m à variação máxima ocorrida com a variação do ângulo do rotor e M_s à indutância mútua do estator (valor médio entre as indutâncias mútuas dos enrolamentos do estator).

$$\begin{cases} L_a = L_s + L_m \cdot \cos(2\theta_e) \\ L_b = L_s + L_m \cdot \cos(2(\theta_e - \frac{2\pi}{3})) \\ L_c = L_s + L_m \cdot \cos(2(\theta_e + \frac{2\pi}{3})) \end{cases} \quad (2.15)$$

$$\begin{cases} M_{ab} = -M_s - L_m \cdot \cos(2(\theta_e + \frac{\pi}{6})) \\ M_{bc} = -M_s - L_m \cdot \cos(2(\theta_e + \frac{\pi}{6} - \frac{2\pi}{3})) \\ M_{ac} = -M_s - L_m \cdot \cos(2(\theta_e + \frac{\pi}{6} + \frac{2\pi}{3})) \end{cases} \quad (2.16)$$

Os fluxos magnéticos, apresentados na Equação [2.14], podem ser também representados pela forma indicada na Equação [2.17].

$$\begin{bmatrix} \psi_{fa} \\ \psi_{fb} \\ \psi_{fc} \end{bmatrix} = \psi_f \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) \\ \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Em suma, o PMSM pode ser caracterizado do plano abc , numa forma compacta, de acordo com a Equação [2.18](#).

$$\begin{aligned} [v_{abc}] &= [R_s] \cdot [i_{abc}] + \left[\frac{d\psi_{abc}}{dt} \right] \\ [\psi_{abc}] &= [L_{abc}] \cdot [i_{abc}] + [\psi_{fabc}] \end{aligned} \quad (2.18)$$

Cada termo da Equação [2.18](#) é detalhado nas Equações [2.19](#), [2.20](#) e [2.21](#).

De salientar que na Equação [2.20](#) se considera que um PMSM em bom funcionamento tem os valores das resistências dos enrolamentos muito próximos, sendo $R_a = R_b = R_c = R_s$.

$$\begin{aligned} [v_{abc}] &= [v_a \quad v_b \quad v_c]^T \\ [i_{abc}] &= [i_a \quad i_b \quad i_c]^T \end{aligned} \quad (2.19)$$

$$\begin{aligned} [\psi_{abc}] &= [\psi_a \quad \psi_b \quad \psi_c]^T \\ [\psi_{fabc}] &= [\psi_{fa} \quad \psi_{fb} \quad \psi_{fc}]^T \end{aligned}$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

$$[L_{abc}] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_b & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Concluída a definição da PMSM no plano abc , pode agora passar-se a conversão para o plano $\alpha\beta$, de acordo com a Equação [2.22](#).

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Assim, a Equação [2.13](#) ganha uma nova forma, de acordo com a Equação [2.23](#).

$$\begin{cases} v_\alpha = R_s \cdot i_\alpha + \frac{d\psi_\alpha}{dt} \\ v_\beta = R_s \cdot i_\beta + \frac{d\psi_\beta}{dt} \end{cases} \quad (2.23)$$

Após se obter a transformação para o referencial $\alpha\beta$ pode-se agora passar à transformação apresentada na Equação 2.24 que permite a representação dos sinais num referencial rotativo em sincronia com o rotor do motor, tal como já tinha sido abordado. O eixo d estará alinhado com o polo norte do fluxo magnético do rotor, enquanto que o eixo q terá um avanço de 90° face ao anterior.

Caso se pretenda obter os sinais no referencial dq sem que seja necessário passar pela transformada de Clarke, pode-se proceder com os cálculos indicados na Equação 2.25, sendo também indispensável o valor de θ_e para a obtenção dos resultados corretos.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \sin(\theta_e) \\ -\sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_e) & -\sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

Outro conceito que é necessário abordar é a representação dos fluxos elétricos do PMSM no referencial dq .

Como se pode verificar na Figura 2.8, a combinação entre o fluxo elétrico do rotor (ψ_f), que é produzido pelos ímanes permanentes, e o fluxo elétrico do estator (ψ_s), que é produzido pelas correntes que lá circulam, resulta num fluxo no entreferro (ψ_{AG}).

Na forma complexa retangular, (ψ_f) pode ser representado de acordo com a Equação 2.26.

$$\vec{\psi}_{AG} = \psi_d + j\psi_q \quad (2.26)$$

Note-se que, tal como representado na Figura 2.8, tendo o fluxo do rotor de estar alinhado com o eixo direto, isto leva a que $\psi_{fq} = 0$ e $\psi_{fd} = \psi_f$. Por outro lado o fluxo do estator (ψ_s) depende dos valores das componentes da corrente i_d e i_q .

Assim sendo, os fluxos no referencial dq podem ser representados de acordo com o sistema da Equação 2.27 ou na forma matricial, de acordo com a Equação 2.28.

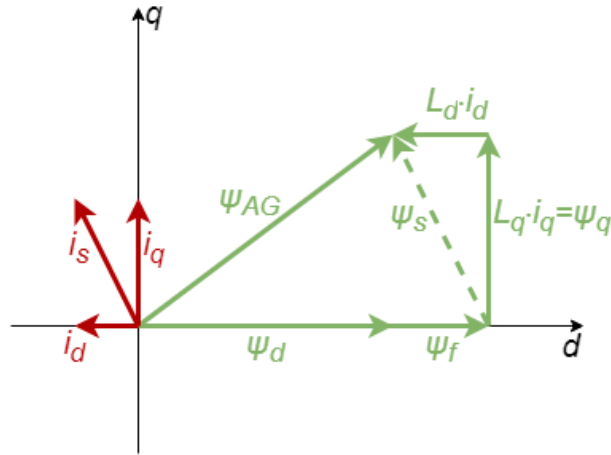


Figura 2.8: Diagrama vetorial dos fluxos e correntes num PMSM.

$$\begin{cases} \psi_d = L_d \cdot i_d + \psi_f \\ \psi_q = L_q \cdot i_q \end{cases} \quad (2.27)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_{dq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d \cdot i_d \\ L_q \cdot i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_f \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

Os valores de L_d e L_q podem ser calculados de acordo com a Equação [2.29](#).

$$\begin{cases} L_d = L_s + M_s + \frac{3}{2}L_m \\ L_q = L_s + M_s - \frac{3}{2}L_m \end{cases} \quad (2.29)$$

Considerando as Equações [2.23](#) e [2.24](#), pode-se então deduzir a Equação [2.30](#), que por sua vez resulta na Equação [2.31](#).

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \text{sen}(\theta_e) \\ -\text{sen}(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} R_s \cdot i_\alpha + \frac{d\psi_\alpha}{dt} \\ R_s \cdot i_\beta + \frac{d\psi_\beta}{dt} \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} &= R_s \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \text{sen}(\theta_e) \\ -\text{sen}(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \\ &+ \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \text{sen}(\theta_e) \\ -\text{sen}(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \text{sen}(\theta_e) \\ -\text{sen}(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} \right) \end{aligned} \quad (2.31)$$

Tendo em conta a Equação [2.32](#), pode obter-se assim a Equação [2.33](#).

$$\begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \text{sen}(\theta_e) \\ -\text{sen}(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & -\text{sen}(\theta_e) \\ \text{sen}(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} &= R_s \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \text{sen}(\theta_e) \\ -\text{sen}(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \\ &+ \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \text{sen}(\theta_e) \\ -\text{sen}(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & -\text{sen}(\theta_e) \\ \text{sen}(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} \right) \end{aligned} \quad (2.33)$$

Assumindo agora que $\theta_e = \omega_e \cdot t$ então $\frac{d\theta_e}{dt} = \omega_e$, levando à Equação 2.34, que depois de simplificada resulta na Equação 2.35.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} &= R_s \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \text{sen}(\theta_e) \\ -\text{sen}(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \cdot \\ &\cdot \left(\begin{bmatrix} -\omega_e \cdot \text{sen}(\theta_e) & -\omega_e \cdot \cos(\theta_e) \\ \omega_e \cdot \cos(\theta_e) & -\omega_e \cdot \text{sen}(\theta_e) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} + \right. \end{aligned} \quad (2.34)$$

$$\left. + \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & -\text{sen}(\theta_e) \\ \text{sen}(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} \right)$$

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = R_s \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_e \\ \omega_e & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

Da combinação das Equações 2.35 e 2.28 obtém-se assim a Equação 2.36, que sob forma de sistema pode ser representado de acordo com a 2.37.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = R_s \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_e \\ \omega_e & 0 \end{bmatrix} \cdot \left(\begin{bmatrix} L_d \cdot i_d \\ L_q \cdot i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_f \\ 0 \end{bmatrix} \right) + \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} L_d \cdot i_d \\ L_q \cdot i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_f \\ 0 \end{bmatrix} \right) \quad (2.36)$$

A Equação 2.37 pode ser também representada sob a forma da Equação 2.37.

$$\begin{cases} v_d = R_s \cdot i_d - \omega_e \cdot L_q \cdot i_q + \frac{d}{dt}(L_d \cdot i_d + \psi_f) \\ v_q = R_s \cdot i_q + \omega_e \cdot (L_d \cdot i_d + \psi_f) + \frac{d}{dt}(L_q \cdot i_q) \end{cases} \quad (2.37)$$

$$\begin{cases} v_d = R_s \cdot i_d + \frac{d}{dt}\psi_d - \omega_e \cdot \psi_q \\ v_q = R_s \cdot i_q + \frac{d}{dt}\psi_q + \omega_e \cdot \psi_d \end{cases} \quad (2.38)$$

Nesta Equação (2.38), os termos $\frac{d\psi_d}{dt}$ e $\frac{d\psi_q}{dt}$ correspondem às tensões de transformador [1] que interligam o rotor e o estator. Os termos $\omega_e \cdot \psi_d$ e $\omega_e \cdot \psi_q$ são

os responsáveis pelas tensões de velocidade (e_d e e_q), que por sua vez são diretamente proporcionais à velocidade elétrica da máquina (ω_e) e às componentes d e q do fluxo no entreferro (ψ_{AG}). Com estas considerações pode-se assim reescrever a Equação [2.38](#), tal como apresentado na Equação [2.39](#).

$$\begin{cases} v_d = R_s \cdot i_d + \frac{d}{dt}\psi_d - e_q \\ v_q = R_s \cdot i_q + \frac{d}{dt}\psi_q + e_d \end{cases} \quad (2.39)$$

Do ponto de vista do gerador, as tensões de velocidade são as responsáveis por gerar a Força Eletromotriz (FEM), enquanto que as tensões de transformador são as responsáveis por gerar a Força Contraeletromotriz (FCEM). Por outras palavras, as tensões e_d e e_q são tensões internas do gerador e v_d e v_q são as tensões aos terminais da máquina (no referencial dq). Quando não existe carga nestes terminais, $v_d = 0$ e $v_q = e_d = \omega_e \cdot \psi_f = E_f$, sendo também neste caso em particular a tensão simples de pico entre as fases (v_a , v_b e v_c) e o neutro. E_f representa a tensão interna (ou a FEM) produzida pelos ímanes permanentes.

Do ponto de vista do motor, as FEM e FCEM assumem os papéis inversos.

Em regime permanente, as tensões $\frac{d\psi_d}{dt}$ e $\frac{d\psi_q}{dt}$ são nulas, podendo assim considerar a Equação [2.40](#) e o circuito equivalente da Figura [2.9](#). Aqui é possível observar a dependência cruzada entre as tensões v_d e e_q e as tensões v_q e e_d .

$$\begin{cases} v_d = R_s \cdot i_d - \omega_e \cdot L_q \cdot i_q \\ v_q = R_s \cdot i_q + \omega_e \cdot (L_d \cdot i_d + \psi_f) \end{cases} \quad (2.40)$$

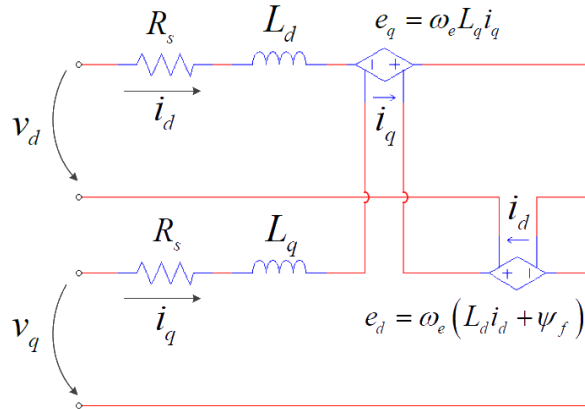


Figura 2.9: Circuito equivalente do PMSM no referencial dq , em regime permanente [\[1\]](#).

Em regime permanente, as diferentes quantidades de fluxo, corrente e tensão podem ser representadas no referencial dq de acordo com a Figura [2.10](#). Note-se

a ausência da representação queda de tensão na resistência do estator (R_s), que habitualmente é muito pequena relativamente às outras componentes da tensão. Esta representação é válida para o funcionamento do PMSM enquanto motor, visto que a componente da corrente i_q é positiva e está em fase com a tensão E_f . Pode verificar-se ainda o enfraquecimento do fluxo no entreferro (ψ_{AG}) provocado pela componente corrente i_d , que é negativa e gera uma oposição ao fluxo do rotor (ψ_f).

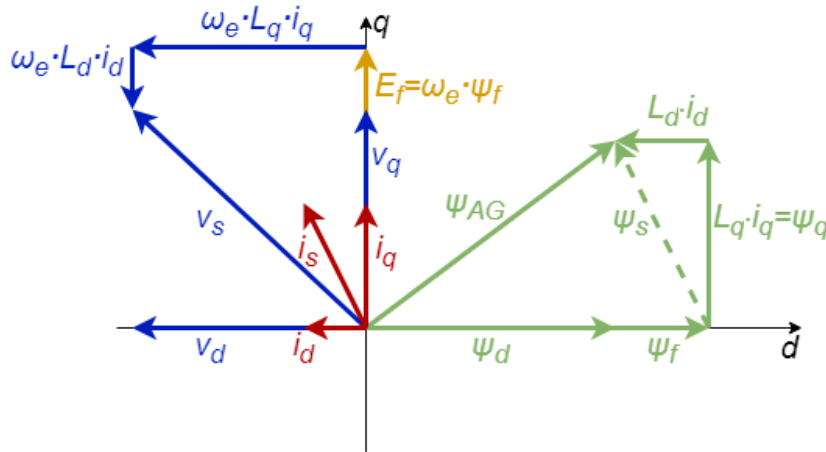


Figura 2.10: Diagrama vetorial do PMSM no referencial dq , em regime permanente e a funcionar como motor [1].

Na Figura 2.11 é possível verificar que a componente da corrente i_q tem um desfasamento de 180° face a E_f , que é um acontecimento indicativo do funcionamento do PMSM como gerador. Com isto, o fluxo ψ_{AG} é reforçado como consequência da componente da corrente i_d ser positiva.

2.4.1 Potência elétrica

Relativamente à potência elétrica do PMSM no referencial dq , esta pode ser obtida partindo-se da Equação 2.41, onde p_e representa esta potência, que é obtida através do somatório dos produtos entre as tensões e correntes instantâneas de cada fase.

$$p_e = v_a \cdot i_a + v_b \cdot i_b + v_c \cdot i_c = [v_{abc}]^T \cdot [i_{abc}] \quad (2.41)$$

Aplicando as transformadas estudadas anteriormente às correntes e tensões, obtém-se, numa forma simplificada, a Equação 2.42

$$P_e = \frac{3}{2}(v_d \cdot i_d + v_q \cdot i_q) \quad (2.42)$$

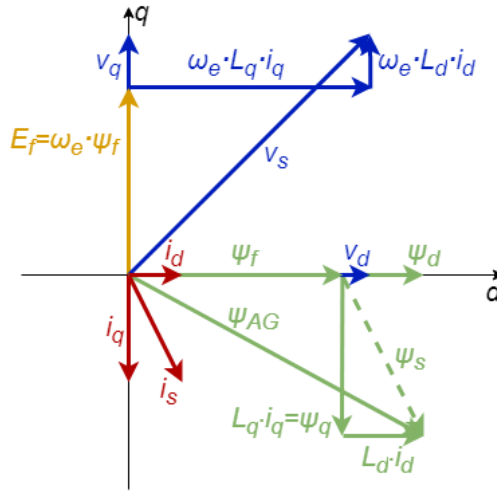


Figura 2.11: Diagrama vetorial do PMSM no referencial dq , em regime permanente e a funcionar como gerador [1].

Partindo da Equação 2.42 e substituído os termos v_d e v_q de acordo com a Equação 2.38, resulta assim a Equação 2.43

$$P_e = \underbrace{\frac{3}{2}R_s \cdot (i_d^2 + i_q^2)}_{P_{cu}} + \underbrace{\frac{3}{2}\left(i_d \cdot \frac{d}{dt}\psi_d + i_q \cdot \frac{d}{dt}\psi_q\right)}_{P_L} + \underbrace{\frac{3}{2}\omega_e \cdot (\psi_d \cdot i_q - \psi_q \cdot i_d)}_{P_{em}} \quad (2.43)$$

A Equação 2.43 pode ser dividida em três diferentes componentes de potência [1], sendo uma delas a potência dissipada nos enrolamentos (p_{cu}), outra a potência resultante das variações de energia armazenada nas indutâncias (P_L) e, por último, a potência resultante da conversão da energia elétrica em mecânica (gerador) ou vice-versa (motor). Esta última componente é designada de potência eletromecânica (P_{em} , ou simplesmente P , como apresentado na Equação 2.44).

$$P = \frac{3}{2}\omega_e \cdot (\psi_d \cdot i_q - \psi_q \cdot i_d) \quad (2.44)$$

2.4.2 Binário eletromagnético

Outra característica que é importante estudar no referencial dq , é binário eletromagnético da PMSM. De forma a simplificar este estudo não se irão considerar as perdas dos enrolamentos ($\frac{3}{2}R_s \cdot (i_d^2 + i_q^2)$).

Por definição, a potência mecânica rotacional (P_m) resulta do produto do binário eletromagnético (T_m) e a velocidade angular mecânica (ω_m), tal como se pode verificar na Equação 2.45

$$P_m = T_m \cdot \omega_m \quad (2.45)$$

Como verificado anteriormente na Equação 2.2, a velocidade mecânica depende do número de polos da máquina (p). Não considerando as perdas e assumindo o funcionamento em regime permanente, então $P_m = P$, levando assim à Equação 2.46, tendo esta por base as Equações 2.2, 2.40, 2.44, 2.45 e considerando $T_e = T_m$.

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{2} \cdot (\psi_f \cdot i_q + (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q) \quad (2.46)$$

Partindo agora da Equação 2.46 e representando-a sob a forma da Equação 2.47, é possível observar as duas componentes do binário eletromagnético. Estas duas componentes são o binário de excitação (T_{ex} , que é a componente maioritária do binário num PMSM e que resulta da interação dos fluxos dos ímanes permanentes com a componente da corrente i_q) e o binário de relutância (T_r , que tem uma magnitude dependente da anisotropia do rotor e da orientação das correntes do estator). Note-se que o binário de relutância é tão residual quanto menor for a diferença entre as indutâncias L_d e L_q .

$$T_e = \underbrace{\frac{3}{4}p \cdot \psi_f \cdot i_q}_{T_{ex}} + \underbrace{\frac{3}{4}p \cdot (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q}_{T_r} \quad (2.47)$$

Existe ainda uma outra componente do binário eletromagnético ainda não abordada, denominada de *cogging torque* (T_p), que representa a variação do binário resultante da interação do fluxo ψ_f com as ranhuras no ferro do estator [1].

Com esta componente, a Equação 2.47 pode ser reescrita de acordo com a Equação 2.48. O termo W_m representa a co-energia magnética, que depende do ângulo mecânico do rotor (θ_m) e das componentes da corrente i_d e i_q .

$$T_e = \underbrace{\frac{3}{4}p \cdot \psi_f \cdot i_q}_{T_{ex}} + \underbrace{\frac{3}{4}p \cdot (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q}_{T_r} + \underbrace{\frac{dW_m}{d\theta_m}}_{T_p} \quad (2.48)$$

A nível comercial, muitos dos PMSM têm um *cogging torque* entre os 5% e 10% do binário nominal, podendo estes valores não exceder 1% em aplicações de elevado desempenho [11]. Esta é uma característica que pode ser otimizada com o *design* da estrutura do PMSM.

A Figura 2.12 representa um exemplo da variação do *cogging torque* com a posição do rotor num PMSM de 10 polos e 12 setores (sendo características

que definem o ângulo correspondente ao período desta variação), para diferentes números de ímãs por polo.

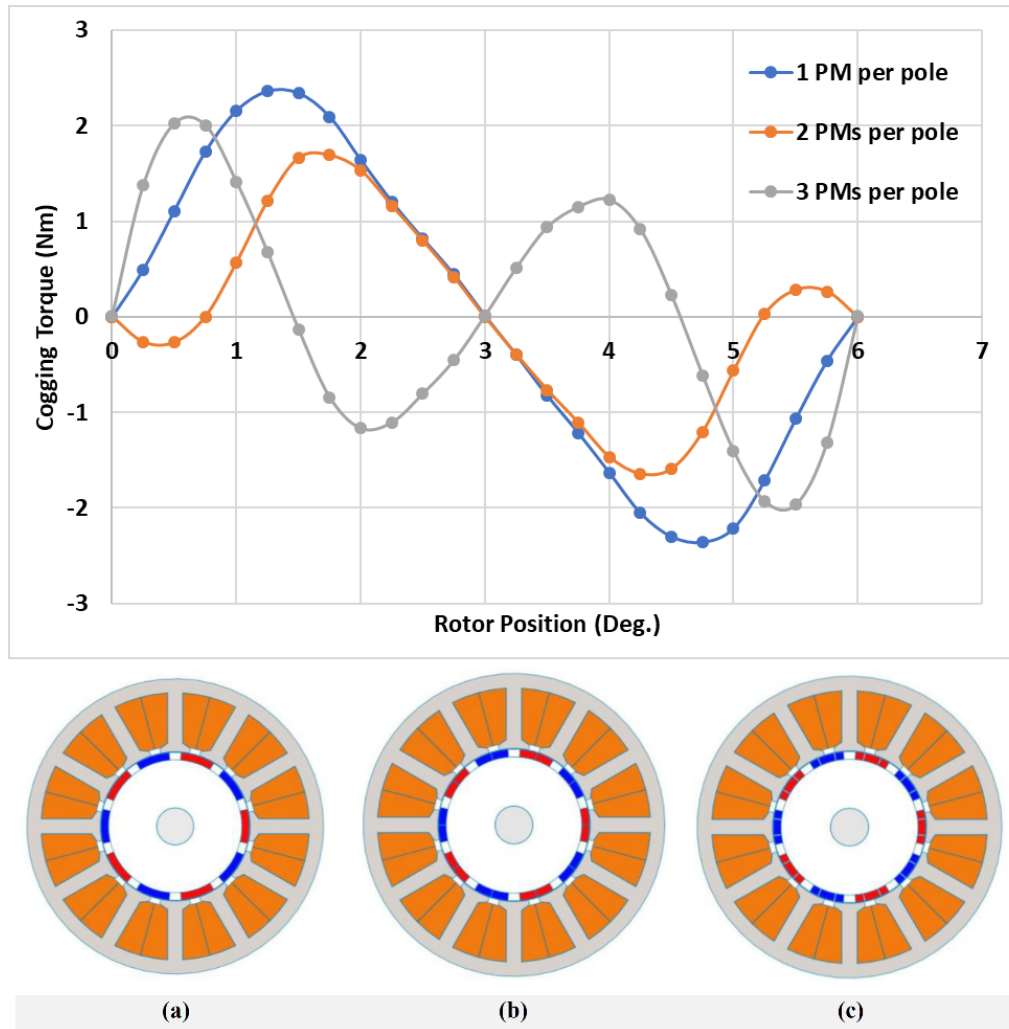


Figura 2.12: Exemplo de variação do *cogging torque* em função do ângulo do rotor, na utilização de 1, 2 ou 3 ímãs por polo ((a), (b) e (c), respetivamente) [12].

Embora abordada, não se pretende esmiuçar esta componente do binário, por não se tratar dum conceito essencial ao desenvolvimento deste projeto. Desta forma, esta componente não será considerada nas análises que se seguirão neste relatório.

2.4.3 Ângulo de binário

Um outro assunto a estudar relativamente ao modelo do PMSM no referencial dq é o ângulo de binário, que não é um assunto consensual na literatura [1].

Existem pelo menos três formas diferentes de definir este conceito, sendo elas:

- O ângulo entre a tensão do estator (v_s) e a tensão interna (E_f), sendo o ângulo desta abordagem representado por δ_v ;
- O ângulo entre o fluxo do rotor (ψ_f) e fluxo no entreferro (ψ_{AG}), sendo o ângulo desta abordagem representado por δ_ψ ;
- O ângulo entre o fluxo do rotor (ψ_f) e a corrente do estator (i_s), ψ_f sendo o ângulo desta abordagem representado por δ_i .

O ângulo de binário δ_v , também conhecido por ângulo de potência [13], é positivo caso a tensão v_s tenha um ângulo avançado face à tensão E_f , ou negativo caso este ângulo tenha um atraso relativamente à mesma, tal como se pode observar na Figura 2.13.

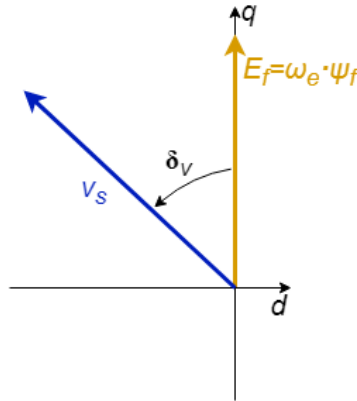


Figura 2.13: Ângulo de binário δ_v no referencial dq [1].

Analisando a Figura 2.13 pode-se deduzir as Equações 2.49, 2.50, 2.51, 2.52

$$v_s = \sqrt{v_d^2 + v_q^2} = \sqrt{(\omega_e \cdot L_q \cdot i_q)^2 + (\omega_e \cdot L_d \cdot i_d + E_f)^2} \quad (2.49)$$

$$\begin{cases} v_d = v_s \cdot \text{sen}(\delta_v) \\ v_q = v_s \cdot \text{cos}(\delta_v) \end{cases} \quad (2.50)$$

$$\delta_v = \tan^{-1} \left(\frac{L_q \cdot i_q}{L_d \cdot i_d + \frac{E_f}{\omega_e}} \right) \quad (2.51)$$

$$\begin{cases} i_d = \frac{v_s \cdot \cos(\delta_v) - E_f}{\omega_e \cdot L_d} \\ i_q = \frac{v_s \cdot \text{sen}(\delta_v)}{\omega_e \cdot L_q} \end{cases} \quad (2.52)$$

Considerando agora a Equação 2.52, pode-se reescrever a Equação 2.47 da forma apresentada na Equação 2.53, que após alguma manipulação algébrica pode resultar na Equação 2.54.

$$\begin{aligned} T_e = & \frac{3}{4}p \cdot \underbrace{\frac{E_f}{\omega_e}}_{\psi_f} \cdot \underbrace{\frac{v_s \cdot \text{sen}(\delta_v)}{\omega_e \cdot L_q}}_{i_q} + \\ & + \frac{3}{4}p \cdot (L_d - L_q) \cdot \underbrace{\frac{v_s \cdot \cos(\delta_v) - E_f}{\omega_e \cdot L_d}}_{i_d} \cdot \underbrace{\frac{v_s \cdot \text{sen}(\delta_v)}{\omega_e \cdot L_q}}_{i_q} \end{aligned} \quad (2.53)$$

$$T_e = \frac{3}{4} \frac{p}{\omega_e^2} \cdot \frac{E_f \cdot v_s}{L_q} \cdot \text{sen}(\delta_v) + \frac{3}{4} \frac{p}{\omega_e^2} \cdot (L_d - L_q) \cdot \frac{v_s^2 \cdot \text{sen}(2\delta_v) - E_f \cdot v_s \cdot \text{sen}(\delta_v)}{2L_d \cdot L_q} \quad (2.54)$$

Note-se que foi mantida a separação das partes da expressão que correspondem ao binário de excitação e binário de relutância, sendo de salientar presença na expressão da velocidade de sincronismo (ω_e) nesta forma de expressão, que cria uma falsa ideia de proporção inversa do binário face a ω_e . Na verdade, a presença das tensões E_f e v_s em numerador anulam este efeito, uma vez que ambas incluem a velocidade de sincronismo de forma implícita. Esta é uma observação que apenas se verifica nesta forma de representação do ângulo de binário.

Relativamente ao ângulo de binário δ_ψ (que tal como indicado previamente, resulta do ângulo entre o fluxo do rotor e fluxo no entreferro) pode ser observado na Figura 2.14, de onde se podem extrair as Equações 2.55, 2.56, 2.57 e 2.58.

$$\psi_{AG} = \sqrt{\psi_d^2 + \psi_q^2} = \sqrt{(L_d \cdot i_d + \psi_f)^2 + (L_q \cdot i_q)^2} \quad (2.55)$$

$$\begin{cases} \psi_d = \psi_{AG} \cdot \cos(\delta_\psi) \\ \psi_q = \psi_{AG} \cdot \text{sen}(\delta_\psi) \end{cases} \quad (2.56)$$

$$\delta_\psi = \tan^{-1} \left(\frac{L_q \cdot i_q}{L_d \cdot i_d + \psi_f} \right) \quad (2.57)$$

$$\begin{cases} i_d = \frac{\psi_{AG} \cdot \cos(\delta_\psi) - \psi_f}{L_d} \\ i_q = \frac{\psi_{AG} \cdot \text{sen}(\delta_\psi)}{L_q} \end{cases} \quad (2.58)$$

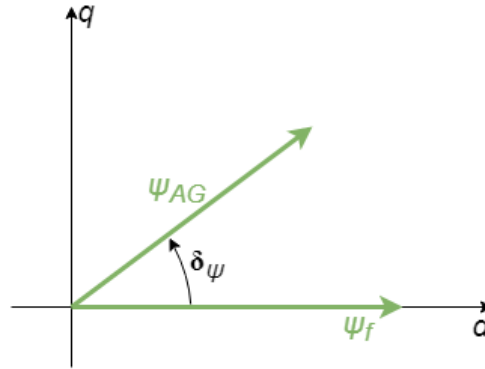


Figura 2.14: Ângulo de binário δ_ψ no referencial dq [1].

Considerando agora a Equação 2.58, pode-se reescrever a Equação 2.47 da forma apresentada na Equação 2.59, que após alguma manipulação algébrica pode resultar na Equação 2.60.

$$T_e = \frac{3}{4}p \cdot \psi_f \cdot \frac{\psi_{AG} \cdot \text{sen}(\delta_\psi)}{L_q} + \frac{3}{4}p \cdot (L_d - L_q) \cdot \frac{\psi_{AG} \cdot \text{cos}(\delta_\psi) - \psi_f}{L_d} \cdot \frac{\psi_{AG} \cdot \text{sen}(\delta_\psi)}{L_q} \quad (2.59)$$

$$T_e = \frac{3}{4}p \cdot \frac{\psi_f \cdot \psi_{AG}}{L_q} \cdot \text{sen}(\delta_\psi) + \frac{3}{4}p \cdot (L_d - L_q) \cdot \frac{\psi_{AG}^2 \cdot \text{sen}(2\delta_\psi) - \psi_f \cdot \psi_{AG} \cdot \text{sen}(\delta_\psi)}{2L_d \cdot L_q} \quad (2.60)$$

Mantida novamente a separação das partes da expressão que correspondem ao binário de excitação e binário de relutância, é agora de salientar a semelhança com a Equação 2.54, mas sendo agora clara a não dependência da velocidade de sincronismo (ω_e).

Relativamente ao ângulo de binário δ_i (que tal como indicado previamente, resulta do ângulo entre o fluxo do rotor e a corrente i_s), pode ser observado na Figura 2.15, de onde se podem extrair as Equações 2.61, 2.62 e 2.63.

$$i_s = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad (2.61)$$

$$\delta_i = \tan^{-1} \left(\frac{i_q}{i_d} \right) \quad (2.62)$$

$$\begin{cases} i_d = i_s \cdot \text{cos}(\delta_i) \\ i_q = i_s \cdot \text{sen}(\delta_i) \end{cases} \quad (2.63)$$

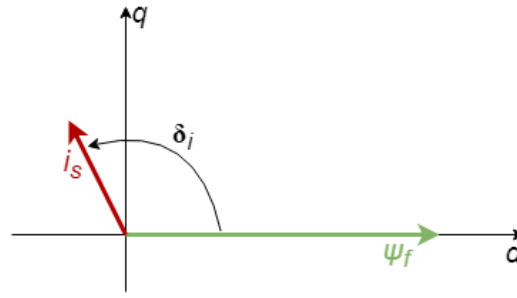


Figura 2.15: Ângulo de binário δ_i no referencial dq [1].

Considerando a Equação 2.58, pode-se reescrever a Equação 2.47 da forma apresentada na Equação 2.59.

$$T_e = \frac{3}{4}p \cdot \psi_f \cdot i_s \cdot \text{sen}(\delta_i) + \frac{3}{8}p \cdot (L_d - L_q) \cdot i_s^2 \cdot \text{sen}(2\delta_i) \quad (2.64)$$

Mantida também aqui a separação das partes da expressão que correspondem ao binário de excitação e binário de relutância, salienta-se a sua simplicidade face às homólogas (Equações 2.54 e 2.60) e o ângulo δ_i ter como referência o eixo d do referencial, ou seja, a posição do rotor.

Destas diferentes abordagens ao ângulo de binário, cada uma é usada de acordo com diferentes estratégias de controlo da máquina, e.g., a habitual utilização do ângulo δ_i no método *Field Oriented Control* (FOC), ou a habitual utilização do ângulo δ_ψ no método *Direct Torque Control* (DTC) [1].

Estes métodos de controlo vetoriais (que serão abordados com mais detalhe no Capítulo 3) visam a reorientação do vetor da corrente i_s , em amplitude e fase, para algum ponto de trabalho pretendido. Um dos objetivos pode ser, por exemplo, obter o máximo de binário por Ampere (*Maximum Torque Per Ampere* ou MTPA).

Seja para esta filosofia de controlo ou para outra que utilize o método vetorial, torna-se necessário perceber de que forma se pode chegar a uma resposta no referencial dq .

A Figura 2.16 mostra o comportamento do binário eletromagnético do PMSM em função do ângulo de binário (δ), e de acordo com a sua isotropia, num funcionamento de motor. Num funcionamento de gerador, as curvas de binário apresentam um comportamento simétrico em relação à origem dos gráficos apresentados, sendo por isso a análise do binário feita para o módulo do ângulo ($|\delta|$). Note-se ainda que este ângulo de binário pode ser δ_i , δ_ψ ou δ_v , não variando o resultado, apenas a forma de o calcular.

A Figura 2.16a) representa o tipo de curva típico de uma máquina com IPM's com anisotropia inversa (i.e. $\frac{L_d}{L_q} < 1$), onde o binário eletromagnético máximo (T_e) é atingido quando $90^\circ < |\delta| < 180^\circ$ (em regime permanente), sendo este ângulo, δ_{max} , que provoca um valor de binário máximo.

Considerando agora uma máquina síncrona com SPM, tipicamente com um rotor isotrópico, i.e. $L_d \simeq L_q$, o binário eletromagnético é muito próximo do binário de excitação, uma vez que o binário de relutância é quase nulo. Neste caso, o binário máximo em regime permanente, é atingido quando $|\delta| \simeq 90^\circ$.

Relativamente às máquinas síncronas com rotor onde se verifique que $\frac{L_d}{L_q} > 1$, o binário eletromagnético máximo, em regime permanente, é atingido quando $0^\circ < |\delta| < 90^\circ$, tal como apresentado na Figura 2.16b).

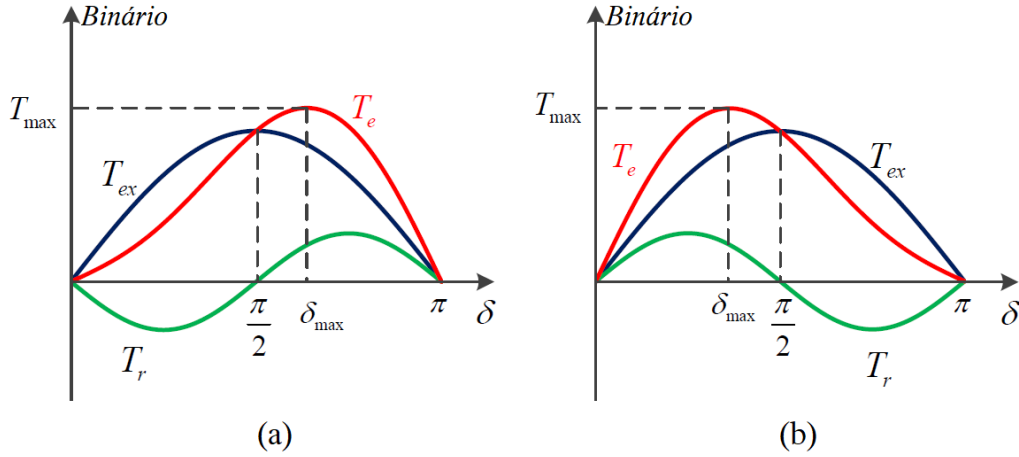


Figura 2.16: Binário eletromagnético do PMSM, em função do ângulo de binário δ , num funcionamento de motor, quando: a) $\frac{L_d}{L_q} < 1$; b) $\frac{L_d}{L_q} > 1$ [1].

De forma a determinar os valores do ângulo δ_{max} é necessário encontrar matematicamente os zeros da derivada da Equação 2.64, tal como como é mostrado na Equação 2.65 e na Equação 2.66.

$$\begin{aligned} \frac{d}{d\delta} \left(\frac{3}{4}p \cdot \psi_f \cdot i_s \cdot \text{sen}(\delta_i) + \frac{3}{8}p \cdot (L_d - L_q) \cdot i_s^2 \cdot \text{sen}(2\delta_i) \right) &= 0 \Leftrightarrow \\ \frac{3}{4}p \cdot \psi_f \cdot i_s \cdot \text{cos}(\delta_i) + \frac{6}{8}p \cdot (L_d - L_q) \cdot i_s^2 \cdot \text{cos}(2\delta_i) &= 0 \Leftrightarrow \\ \frac{3}{4}p \cdot (2(L_d - L_q) \cdot i_s^2 \cdot \text{cos}^2(\delta_i) + \psi_f \cdot i_s \cdot \text{cos}(\delta_i) - (L_d - L_q) \cdot i_s^2) &= 0 \Leftrightarrow \\ \frac{3}{4}p \cdot i_s \cdot (2(L_d - L_q) \cdot i_s \cdot \text{cos}^2(\delta_i) + \psi_f \cdot \text{cos}(\delta_i) - (L_d - L_q) \cdot i_s) &= 0 \end{aligned} \quad (2.65)$$

Devem considerar-se soluções da Equação os valores de δ_{imax} entre -180° e 180° .

$$\delta_{imax} = \cos^{-1} \left(\frac{-\psi_f \pm \sqrt{\psi_f^2 + 8(L_d - L_q)^2 \cdot i_s^2}}{4(L_d - L_q) \cdot i_s} \right) \quad (2.66)$$

Posteriormente a este passo, pode-se determinar quais as componentes da corrente i_d e i_q recorrendo à Equação [2.63](#).

2.5 Medição dos parâmetros de um PMSM

Ao longo do capítulo foram abordados diversas características físicas do PMSM, sendo que estas podem ser necessárias ao controlo da máquina, dependendo do método utilizado (tal como será abordado no Capítulo [3](#)), no entanto estas nem sempre são disponibilizadas na folha de especificações técnicas da máquina. Como tal, existem alguns métodos que possibilitam a determinação destes parâmetros.

2.5.1 Número de polos

O número de polos da máquina síncrona pode ser determinado através da Equação [2.2](#), indicada anteriormente, por exemplo, colocando o PMSM em rotação a uma velocidade conhecida (que também pode ser medida com um taquímetro) e verificando a frequência da tensão gerada entre duas das fases (nos terminais do estator). Com estes valores conhecidos, fica apenas uma incógnita na Equação [2.67](#), p , que é o número de polos do PMSM. Na Figura [2.17](#) pode ser visto o exemplo de um PMSM, com um rotor de tipologia IPM de 10 polos.

$$p = \frac{120 \cdot f}{n} \quad (2.67)$$

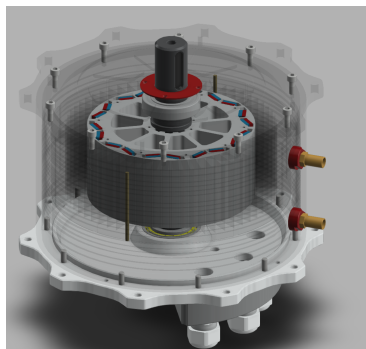


Figura 2.17: PMSM de 130 kW, com 10 polos [\[14\]](#).

2.5.2 Resistência do estator

A resistência do estator, abordada anteriormente como R_s , é numa descrição mais detalhada, a resistência por fase do estator. Esta deve ser medida com o rotor parado, com um ohmímetro, entre cada par de fases existente na máquina. A Figura 2.18 mostra a medição entre as fases A e B de uma máquina trifásica, sendo necessário repetir a medição entre as fases A e C e também entre B e C . Note-se que, de acordo com a Figura 2.18, cada medição fecha o circuito que inclui as resistências de duas fases, devendo assumir-se como valor de R_s metade do valor medido. Um outro dado a ter em conta é a resistência dos cabos do ohmímetro, cujo o valor pode ser significativo face ao valor da resistência do estator.

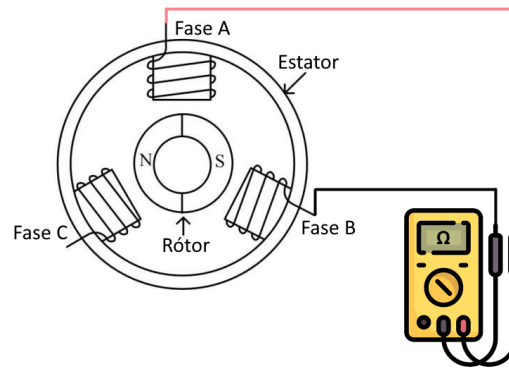


Figura 2.18: Exemplo de medição da resistência do estator do PMSM.

2.5.3 Indutâncias L_d e L_q

Os valores de L_d e L_q podem ser obtidos de uma forma semelhante à da resistência do estator, i.e., com o rotor parado e entre cada par de fases existente na máquina, tal como mostra a Figura 2.19, no entanto estas medições devem ser repetidas para diferentes posições do rotor. Este número de medições deve ser tanto maior quanto o número de polos do motor, para desta forma ser possível traçar uma regressão que represente a variação da indutância em função da posição do rotor. Além disso, é também necessário ter noção da tipologia do rotor usado, mais concretamente se são esperados valores de $L_d < L_q$, $L_d > L_q$ ou $L_d \simeq L_q$, para desta forma ser possível fazer correspondência entre as incógnitas (L_d e L_q) e os valores medidos anteriormente, tendo também em conta mais uma vez, o número de polos existente.

Como exemplo, pode verificar-se a Figura 2.20, que representa o valor da indutância em função da variação da posição do rotor, num PMSM de 4 polos

com IPM's, onde $L_d < L_q$.

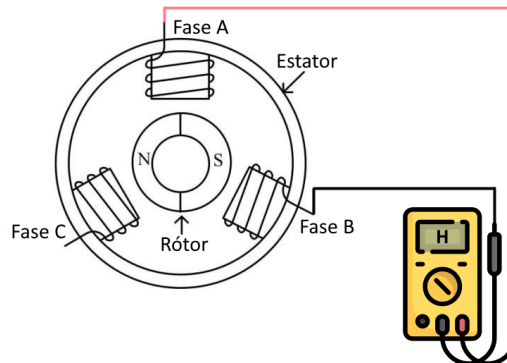


Figura 2.19: Exemplo de medição da indutância do estator do PMSM.

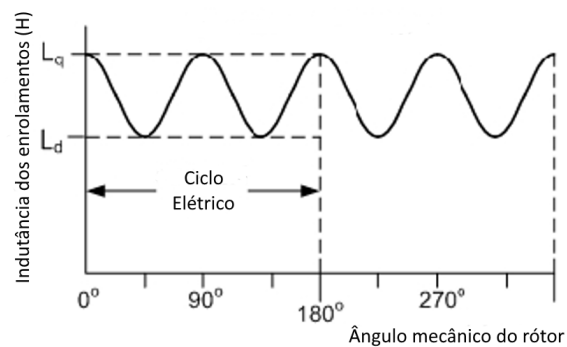


Figura 2.20: Variação da indutância em função da posição do rotor num PMSM de 4 polos de tipologia IPM.

2.5.4 Constante de FCEM

A constante de FCEM, K_e , representa a tensão simples eficaz gerada pelo PMSM a uma velocidade de 1000 RPM.

Para conseguir determinar este parâmetro, caso não seja possível colocar a máquina num funcionamento de gerador a 1000 RPM, pode ser feita a análise para a rotação mais próxima possível deste valor, calculando-se o valor de K_e de

acordo com a Equação 2.68. Nesta equação, E_{RMS} representa a tensão gerada a determinada rotação (em RPM).

$$K_e = \frac{E_{RMS}}{RPM} \cdot 1000 \quad (2.68)$$

Caso não seja possível fazer uma medição direta da tensão simples eficaz, pode-se alcançar este valor, seja através da tensão composta entre fases (Figura 2.21), sendo necessário dividir o valor medido por $\sqrt{3}$, ou através do valor de pico observado num osciloscópio, sendo aí necessário utilizar a relação apresentada na Equação 2.69.

$$V_{RMS} = \frac{V_{pk}}{\sqrt{2}} \quad (2.69)$$

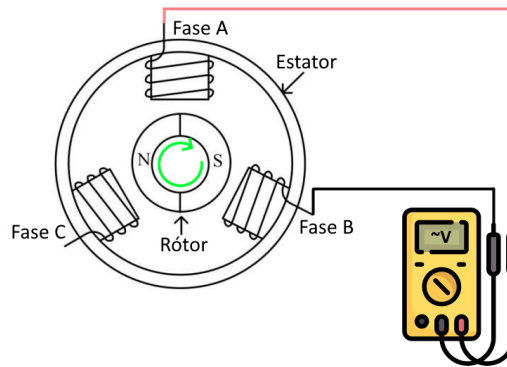


Figura 2.21: Exemplo de medição da tensão composta gerada por um PMSM.

2.5.5 Velocidade máxima e velocidade mínima

Relativamente aos valores de velocidade máxima e mínima, normalmente apenas o limite máximo é definido pelo fabricante da máquina.

Para verificar a velocidade máxima do PMSM, pode fazer-se o arranque da máquina com um controlo V/F em malha aberta (abordado no Capítulo 3), até à tensão nominal do motor, estando este em vazio, verificando-se a velocidade que é atingida com um taquímetro. De salientar que a esta velocidade, que pode ser o dobro da velocidade nominal do motor [15], o binário é inferior ao binário nominal do PMSM, estando a máquina a funcionar num estado de fluxo enfraquecido, como se pode verificar na Figura 2.22. A relação entre a velocidade nominal e velocidade máxima pode ainda ser feita pela Equação 2.70, onde $CPSR$

representa o alcance da velocidade em potência constante (*Constant Power Speed Range*)

$$CPSR = \frac{\omega_{max}}{\omega_{nominal}} \quad (2.70)$$

Quanto à velocidade mínima, esta pode ser definida como a velocidade mais baixa à qual o feedback da posição (seja estimado ou medido) é degradado pelo comportamento instável da máquina, provocado por uma FCEM demasiado baixa. Este valor pode andar na ordem dos 5% da velocidade nominal do PMSM.

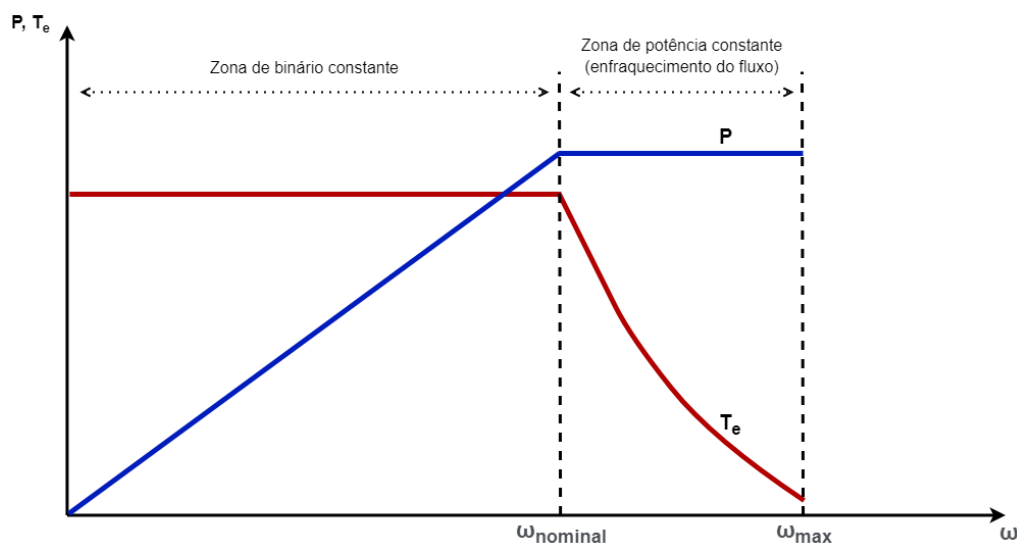


Figura 2.22: Comportamento do binário e da potência de um PMSM em função da velocidade do rotor.

2.5.6 Momento de inércia

O momento de inércia é definido como a dificuldade em alterar a velocidade de rotação do veio da máquina, dependendo esta característica da massa do rotor e do diâmetro do veio. Uma forma de obter este valor, passa por fazer um arranque com aceleração (α) constante, com um dinamómetro rotativo (Figura 2.23) acoplado ao veio, de forma a medir o binário mecânico (T_m) produzido pelo PMSM, chegando ao momento de inércia de através da Equação 2.71. Nesta equação J representa o momento de inércia.

$$T_m = J \cdot \alpha \quad (2.71)$$

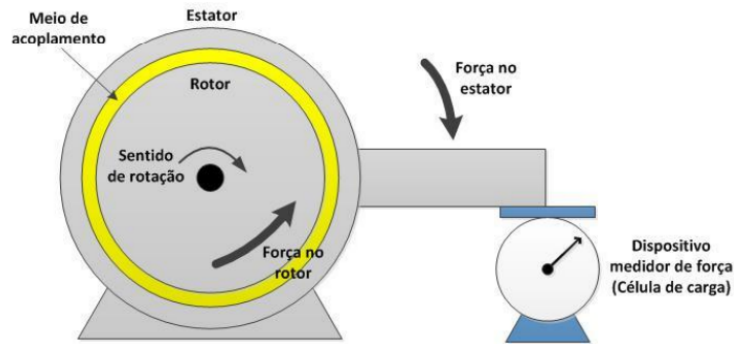


Figura 2.23: Exemplo de esquema funcional de um dinamómetro [16].

2.5.7 Constante de tempo mecânica

A constante de tempo (τ) do PMSM representa o tempo, em segundos, que o motor demora a atingir 63,2% da sua velocidade nominal, em vazio, partindo do repouso e tendo esta mesma velocidade nominal como referência, que é normalmente atingida ao fim de 5τ .

Uma vez que a constante de tempo do PMSM engloba a componente mecânica (τ_m) e eléctrica (τ_e), para que se possível analisar apenas a componente mecânica pode optar-se por fazer a análise da velocidade durante a desaceleração. Para tal, depois ter o PMSM estabilizado na velocidade nominal, em vazio, abre-se completamente o circuito alimentação eléctrica do PMSM, registando a velocidade até ao repouso do rotor. O valor de τ_m é alcançado quando a máquina chega a 36,8% da velocidade nominal, de forma semelhante ao apresentado na Figura 2.24.

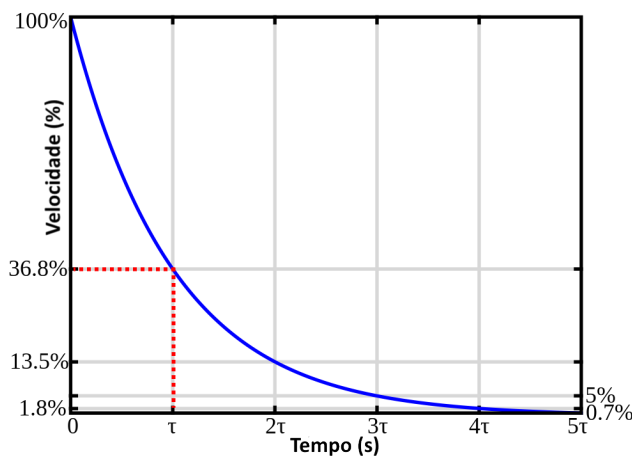


Figura 2.24: Curva típica de desaceleração do rotor do motor.

2.6 Conclusão

Ao longo deste capítulo foi estudado o principal objeto de trabalho deste projeto, o PMSM, sendo este estudo uma base essencial para os capítulos que se seguem.

A compreensão da sua estrutura e da família de máquinas em que se enquadra permite que sejam feitas analogias com outras que têm várias características comuns, como é o caso dos motores BLDC.

A análise dos parâmetros do PMSM e do seu funcionamento em diferentes referenciais (abc , $\alpha\beta$ e dq) é essencial para que se possa fazer a simulações e posterior controlo, sendo também necessário perceber de que forma se podem obter alguns dos parâmetros da máquina, caso estes não sejam fornecidos pelo fabricante.

Capítulo 3

Estudo Comparativo de Métodos de Controlo de um PMSM

Existem atualmente diversos métodos de controlo aplicáveis a PMSM's [17], tanto na sua função de motor como na sua função de gerador, devendo este método ser adequado à finalidade e aplicação em que se enquadra, pois cada método proporcionará diferentes graus de desempenho no que diz respeito a eficiência, complexidade e custo de implementação, imunidade a perturbações, entre outras características. Na Figura 3.1 são apresentados alguns dos métodos existentes, sendo que, dada a extensão do estudo de todos os métodos apresentados, foram definidos três dos mais usados habitualmente no controlo de PMSM's, acerca dos quais serão apresentadas algumas propriedades e bases de funcionamento. Estes métodos selecionados são o V/F , o *Field Oriented Control* e o *Direct Torque Control*.

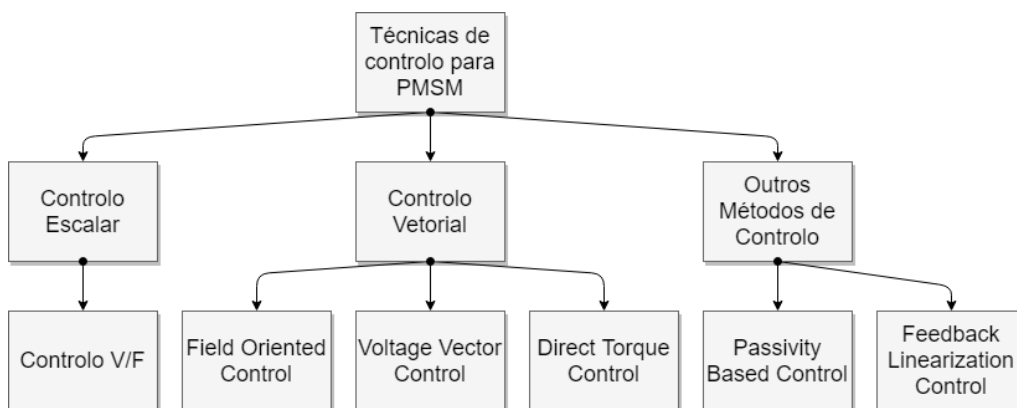


Figura 3.1: Métodos de controlo aplicáveis a PMSM's.

3.1 Controlo V/F

O controlo V/F (tensão/frequência) é um tipo de controlo aplicável ao PMSM, que se enquadra nos métodos de controlo escalares [18].

É um método que se pode usar para o controlo de uma PMSM na sua função de motor ou na sua função de gerador, consistindo no controlo da velocidade do motor ou na tensão gerada tendo por base uma razão *Volt/Hertz* constante, ou em alguns casos, de acordo com um perfil pretendido, como se pode verificar na Figura 3.2, onde são apresentados alguns exemplos.

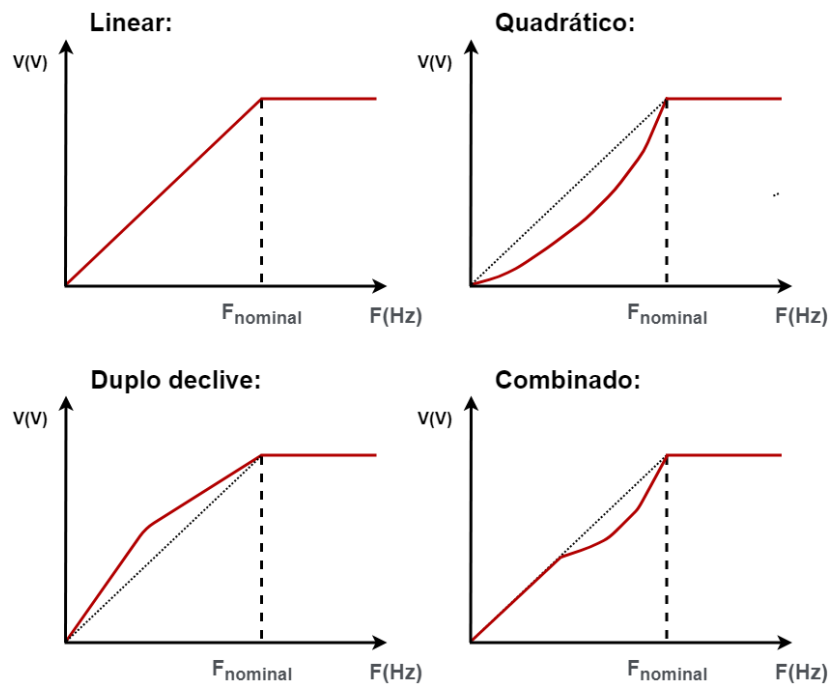


Figura 3.2: Exemplos de perfis de controlo V/F .

O princípio de funcionamento resume-se na conservação do fluxo do estator constante num valor nominal, assumindo-se que a PMSM consegue manter-se na corrente e binário nominais ao longo de toda a gama de velocidade de rotação.

De uma forma mais detalhada, considerando a impedância do estator Z , e desprezando a sua resistência (que não é afetada pela variação da frequência), tal como apresentado na Equação 3.1, a tensão (V) e a corrente (I) aos terminais da máquina têm um comportamento coerente com a Lei de Ohm, tal como é consta na Equação 3.2.

$$Z = Z_L = j \cdot \omega \cdot L = j \cdot 2\pi \cdot f \cdot L \quad (3.1)$$

$$V = Z \cdot I \Leftrightarrow I = \frac{V}{Z} \quad (3.2)$$

Desta forma, assume-se que variações na frequência e na tensão na mesma proporção (perfil “Linear” da Figura 3.2) geram uma corrente constante. Em determinadas aplicações onde é necessária uma maior corrente no arranque do motor (e.g., cargas de elevada inércia), esta corrente pode ser alcançada com um aumento da tensão para determinado valor da frequência com possível reajuste da razão V/F após a necessidade de maior corrente (como mostra o perfil “Duplo declive” da Figura 3.2). Por outro lado, em aplicações onde se pretende uma corrente inferior à nominal (e.g., onde se pretende um menor consumo energético), pode fazer-se o ajuste de uma forma inversa à anterior. Além destes perfis, pode ainda aumentar-se o número de declives ao longo do controlo V/F , tal como é apresentado nos perfis “Quadrático” e “Combinado” da Figura 3.2.

Note-se que após atingir a tensão máxima permitida pelo motor, pode aumentar-se a frequência além da frequência nominal. A partir deste ponto, com o aumento da frequência para um constante valor de tensão, o PMSM entra na zona de redução de corrente e binário, tal como mostra a Figura 3.3, já apresentada no Capítulo 2.

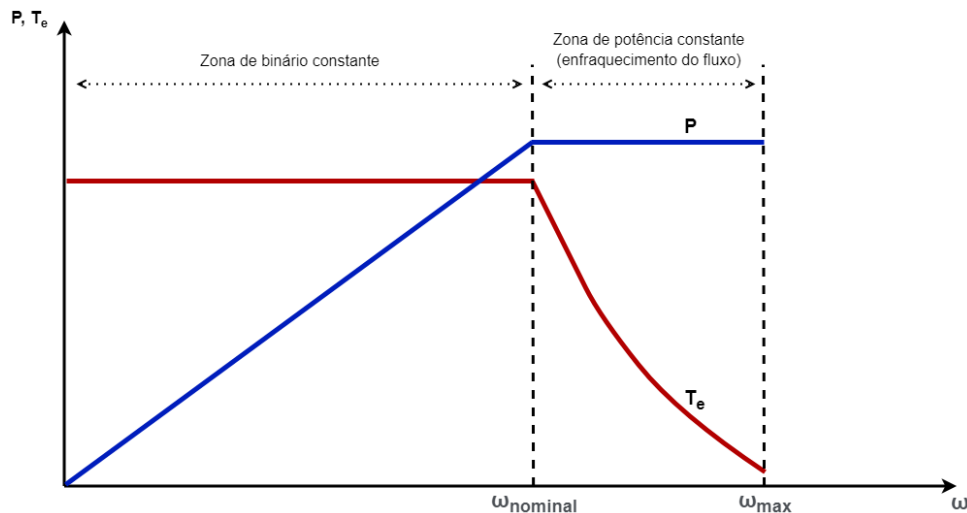


Figura 3.3: Comportamento do binário e da potência de um PMSM em função da velocidade do rotor.

Este tipo de controlo não implica a obtenção de *feedback* do motor, nem necessita de informações do PMSM relativas à carga ou binário, sendo apenas usada a velocidade de rotação instantânea, a frequência e a magnitude de tensão [18].

Tal como indicado no parágrafo anterior, o controlo V/F pode ser feito sem *feedback* relativo ao comportamento instantâneo do PMSM, ou seja, em malha aberta (Fig. 3.4). Para que o controlo em malha aberta possa ser aplicado a um PMSM, é necessário que este possua um enrolamento de indução embutido na superfície do rotor (designado por enrolamentos amortecedores ou por gaiola de esquilo, apresentado na Figura 3.5b)). Apenas com esta configuração se consegue que o PMSM opere de forma estável sem que haja necessidade de haverem sensores adicionais a proporcionarem *feedback* do estado atual da máquina. Neste método e num funcionamento de motor, um algoritmo PWM terá de ser implementado para aumentar a amplitude da componente fundamental da tensão, de forma a possibilitar o aumento da frequência em função da velocidade do motor [18].

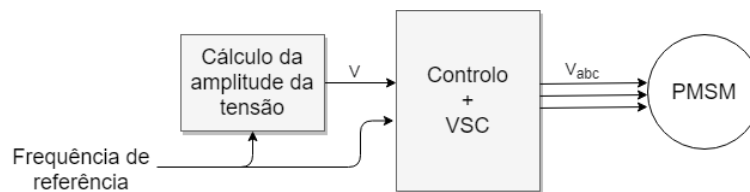


Figura 3.4: Diagrama de blocos simplificado do controlo V/F em malha aberta da velocidade do PMSM.

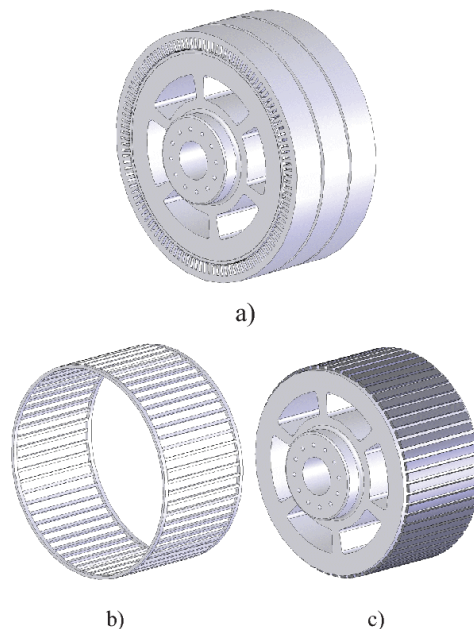


Figura 3.5: a) Rotor e estator do PMSM; b) Gaiola de esquilo; c) Rotor do PMSM [19].

No caso do PMSM não estar equipado com o enrolamento amortecedor, torna-se necessário que o controlo V/F seja feito em malha fechada (Fig. 3.6), sendo necessária informação da posição do rotor do PMSM para que este controlo funcione de forma estável. Para obter esta informação podem ser utilizados sensores de posição (i.g. *encoders*, *resolvers*) ou recorrer-se a estimadores de posição [18].

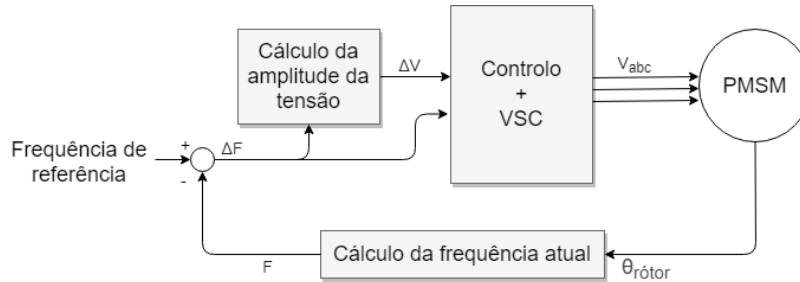


Figura 3.6: Diagrama de blocos simplificado do controlo V/F em malha fechada da velocidade do PMSM.

3.2 FOC

O *Field Oriented Control* (FOC) é um tipo de controlo que se enquadra nos métodos de controlo vetoriais. À semelhança de outros controlos do tipo vetorial, para o usar é necessário o conhecimento da posição do rotor e da sua velocidade de rotação, podendo ser esta informação obtida através de sensores ou estimada de forma indireta. É, desta forma, um método que implica um feedback do motor/gerador controlado.

O método FOC foi proposto inicialmente sob duas formas: o *Indirect Field Oriented Control* (IFOC) e o *Direct Field Oriented Control* (DFOC), sendo estes métodos aplicados a motores de indução. A diferença de ambos os métodos baseava-se na utilização ou não utilização de um sensor de posição do motor: o DFOC recorria a um sensor para obter a posição do veio, enquanto que no IFOC a posição era estimada.

Atualmente, e aplicado o PMSM's em função de motor ou em função de gerador, a nomenclatura normalmente utilizada para esta distinção é diferente, sendo utilizada a designação *Sensored* ou *Sensor-based Field Oriented* quando se usam sensores mecânicos para obter a posição do veio (e.g. *encoders*, ou *Sensorless Field Oriented Control* nas situações em que a posição e a velocidade do PMSM são estimadas com base em correntes ou tensões do estator [20].

Comparando estas duas variantes do FOC, o *Sensor-based Field Oriented Control* apresenta um modelo matemático mais simples, que possibilita um controlo mais rápido e preciso. No entanto, face à ausência de sensores mecânicos, o

Sensorless Field Oriented Control torna-se uma solução mais económica e muito fiável quando comparado com a variante anterior.

Relativamente ao princípio de funcionamento do FOC, este é baseado nas características e modelo matemático da máquina e implica transformações geométricas (abc para dq e dq para abc , abordadas anteriormente no Capítulo 2).

O binário e o fluxo eletromagnético do rotor podem ser controlados através do ajuste das componentes da corrente do estator I_q e I_d , respetivamente. Estas duas componentes da corrente podem ser controladas, por exemplo, com recurso a dois controladores PI.

De forma a projetar corretamente os controladores, é necessário obter os vários parâmetros da máquina, sendo cruciais os valores das indutâncias L_d e L_q do motor/gerador [1].

O processo de controlo necessita ainda dos dados referentes à posição e velocidade do veio, obtidos através de sensores de posição ou obtidos através de estimadores, tal como indicado anteriormente, sendo a sua arquitetura semelhante à apresentada na Fig. 3.7.

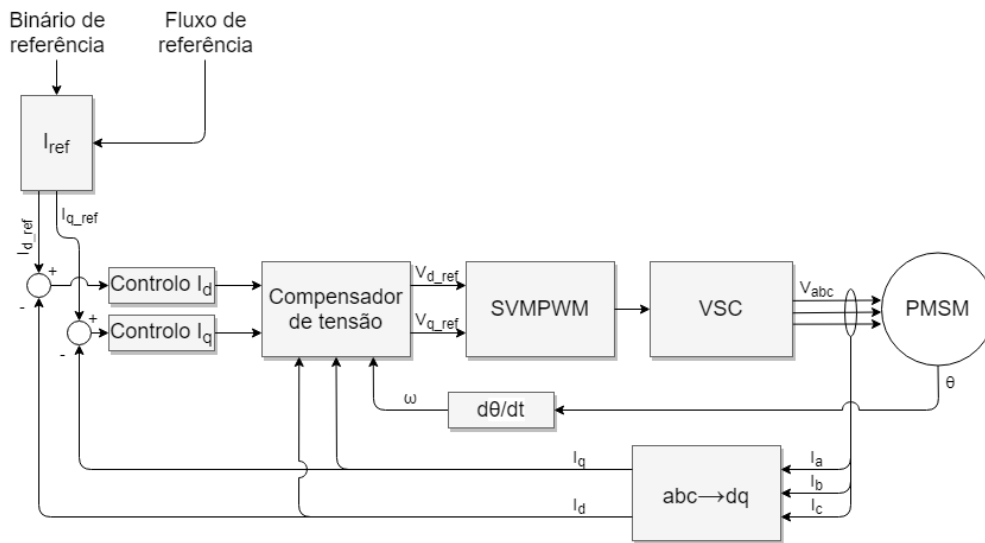


Figura 3.7: Diagrama de blocos do controlo de binário e fluxo do PMSM utilizando FOC.

3.3 DTC

O *Direct Torque Control* (DTC) é também um tipo de controlo que se enquadra nos métodos de controlo vetoriais.

O DTC foi proposto como alternativa ao FOC e como uma melhoria do já existente *Direct Self Control* (DSC), que era implementável de forma relativamente simples com recurso a dispositivos lógicos e analógicos existentes à data [1], tendo uma arquitetura semelhante à apresentada na Fig. 3.8.

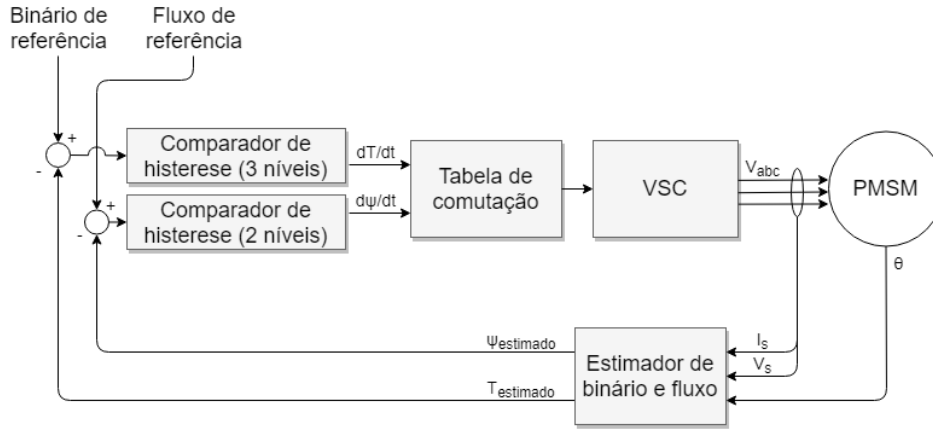


Figura 3.8: Diagrama de blocos do controlo de binário e fluxo do PMSM utilizando DTC.

O princípio de funcionamento do DTC tem por base análises qualitativas, derivadas do modelo matemático do estator (Equação 3.3).

$$v_s = R_s \cdot i_s + \frac{d\psi_s}{dt} \quad (3.3)$$

Desprezando a resistência do estator (que é uma aproximação válida para velocidades médias e altas), a variação do fluxo do estator é diretamente proporcional à tensão que lá se verifica. Por outro lado, o binário eletromagnético (T_e) pode ser controlado através do ângulo entre os vetores ψ_s e ψ_f , tal como estudado no Capítulo 2.

Trabalhando sobre o referencial $\alpha\beta$ é feito um controlo do fluxo e do binário de forma independente com base no erro dos mesmos através de controladores de histerese. Obtendo-se o tipo de erro do fluxo (que poderá ser positivo ou negativo), o tipo de erro de binário (que poderá ser positivo, nulo, ou negativo) e o ângulo do rotor (que poderá ser medido ou estimado, para posterior atribuição do setor a que pertence), determina-se a combinação necessária para de seguida seleccionar o vetor de tensão de controlo. Existem oito vetores de controlo, estando associada a cada um deles a respetiva atuação dos conversores de potência, segundo uma lógica de *Space Vector Modulation* (SVM), que será analisada com mais detalhe posteriormente, no Capítulo 5.

e_ψ	e_T	Sector $\theta(N)$					
		$\theta(1)$	$\theta(2)$	$\theta(3)$	$\theta(4)$	$\theta(5)$	$\theta(6)$
-1	-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4
	0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
1	-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
	0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1

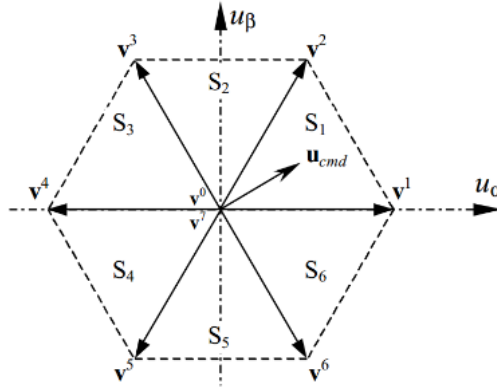


Figura 3.9: Lógica de comutação SVM aplicada ao DTC [20].

3.4 Análise comparativa dos métodos de controlo

Após o estudo de características de cada um dos três métodos de controlo anteriormente enunciados, é útil uma análise comparativa com as vantagens e desvantagens de cada um deles.

O controlo V/F tem como principais vantagens a possibilidade de fazer um controlo do motor sem recorrer a sensores ou estimadores de posição do rotor (controlo em malha aberta), assim como baixa complexidade de cálculos envolvidos e a quantidade de parâmetros do motor necessários à sua implementação (valores nominais de tensão, corrente, frequência e/ou velocidade de rotação), trazendo este conjunto de características uma redução de custos de implementação. Como desvantagens deste método existe a baixa dinâmica, tendo um tempo de resposta mais alto. Tipicamente aplicado à máquina em funcionamento como motor, gera um *overshoot* de velocidade relativamente elevado face a outros tipos de controlo. Além disso, o perfil V/F estabelece uma rigidez no controlo que impossibilita o aproveitamento das potencialidades do PMSM. Este método de controlo é utilizado normalmente em soluções de bombagem e ventilação com motores de indução, mas em PMSM's pode ser utilizado, por exemplo, no arranque do motor para um posterior controlo *Sensorless Field Oriented Control*, visto que não é possível estimar a posição do rotor enquanto este não está em rotação.

O FOC e DTC são métodos que têm melhor desempenho face ao controlo V/F e usados com maior regularidade em PMSM's. Na literatura [21] estes dois métodos são frequentemente comparados, tal como apresentado na tabela da Figura 3.10, mostrando-se o DTC com uma dinâmica mais rápida e sendo também o DTC mais robusto quando há incertezas nos parâmetros físicos da máquina (e.g., R_s , L_s , ψ). Por outro lado, o controlo por histerese impõe uma variação na frequência do conversor de potência, em função do binário e da velocidade do rotor. Em baixas velocidades, essa frequência de comutação pode descer para a ordem das dezenas de Hz (ruído audível de alta intensidade) e harmónicos de binário que podem resultar em danos prematuros em componentes mecânicos [22].

O FOC também apresenta uma boa dinâmica (embora mais lenta que o DTC), uma frequência de operação alta e fixa, com baixo ruído e baixo *ripple* de binário, assim como uma melhor eficiência face ao DTC. Se as características físicas do PMSM forem bem conhecidas, é também conseguida uma boa independência entre o binário e o fluxo do motor. Em contrapartida o FOC exige uma computação mais complexa, conseguida apenas por microcontroladores de elevado desempenho. Atualmente, este facto não é considerado uma desvantagem devido à contínua inovação das tecnologias que ocorrem nesta área, que faz com que estes microcontroladores sejam bastante acessíveis.

	DTC	FOC
Dynamic response for torque	Quicker	Slower
Steady-state behaviour for torque, stator flux and currents	High ripple and distortion	Low ripple and distortion
Parameter sensitivity	<ul style="list-style-type: none"> • For a sensorless estimator: R_s • For a non-sensorless estimator: L_{sd}, L_{sq} and Ψ 	Decoupling depends on L_{sd} , L_{sq} and Ψ
Requirement of rotor position	No	Yes
Current control	No	Yes
PWM modulator	No	Yes
Coordinate transformation	No	Yes
Switching frequency	Variable, depending on the operating point and during transients	Constant
Audible noise	Spread spectrum, high noise especially at low speed	Low noise at a fixed frequency
Control tuning	Hysteresis bands	PI gains
Complexity and processing requirements	Lower	Higher

Figura 3.10: Resumo da comparação entre DTC e FOC [21].

Em suma, dos métodos estudados, o controlo FOC foi o escolhido para este projeto, não só pela comparação já efetuada mas também pelo facto da baixa indutância do PMSM, combinada com as variações rápidas da corrente do DTC, resultar em elevados harmónicos de binário, que degradam o controlo do PMSM na sua função de gerador.

Posteriormente, no Capítulo 6, será feita uma análise mais profunda da apli-

cação do FOC ao PMSM, abordando assim mais particularidades deste método.

Capítulo 4

Determinação do Ângulo do Rotor

Uma vez definido como princípio de controlo o método FOC, surge a necessidade de haver informação relativa à velocidade angular elétrica (ω_e), assim como ao ângulo do rotor (θ_e) do motor/gerador que se pretende controlar.

A velocidade angular elétrica é uma das variáveis necessárias para o cálculo das tensões de velocidade, e_d e e_q , referidas no Capítulo 2, que por sua vez constituem as tensões v_d e v_q usadas no controlo do sistema.

Por outro lado, para a conversão das tensões e correntes do sistema trifásico para o referencial dq , através da transformada de Park, é necessário que o valor do ângulo elétrico (ou ângulo do rotor) seja conhecido. Uma vez que as técnicas e modulação estudadas e utilizadas habitualmente (abordadas no Capítulo 5) usam as tensões de controlo no referencial $\alpha\beta$ ou no referencial abc , torna-se novamente necessário usar o ângulo elétrico para a aplicação da transformada inversa.

Uma vez que a velocidade e a posição (ou a velocidade angular e o ângulo) são medidas fisicamente dependentes, habitualmente é adquirido apenas um destes valores diretamente, sendo o outro calculado. Este cálculo trata-se da derivada da posição, que resulta na velocidade ou, por outro lado, no cálculo do integral da velocidade, que resulta na posição.

A aquisição destas duas informações (ω_e e θ_e) é feita tipicamente através de duas metodologias diferentes, sendo elas a medição direta através de sensores acoplados ou veio e a estimação.

4.1 Medição com recurso a sensores acoplados ao veio

A medição da posição do rotor com recurso a sensores acoplados ao veio é tipicamente utilizada em aplicações que exigem elevada precisão (na ordem das décimas de mm), tais como braços robóticos, máquinas de comando numérico computadorizado (CNC), elevadores, entre outras. Quando são utilizados motores assíncronos, a necessidade da utilização deste tipo de medição aumenta, pela existência de deslizamento, que se torna uma variável conhecida caso se recorra a este tipo de método.

O *feedback* deste tipo de sensores é tipicamente dado através de sinais analógicos, sinais digital (trém de impulsos), comunicação série, ou combinação destas tecnologias. Enquadrados nestas diferentes formas de feedback, existem diversos sensores, estando entre eles os *encoders*, *resolvers*, os sensores de Hall, taquímetros, entre outros [23].

Pela extensão que teria o estudo dos diversos dispositivos existentes, foram escolhidos dois deles para uma análise mais detalhada: o *encoder* e o *resolver*.

4.1.1 Encoders

Os *encoders* rotativos (tipicamente designados apenas por *encoders*) são dispositivos que, tal como indicado anteriormente, têm por função dar o *feedback* da posição atual do rotor do motor/gerador a controlar. Embora existam *encoders* com diversos princípios de funcionamento (e.g., capacitivo, indutivo, resistivo, mecânico [24]), focar-se-ão os que possuem um mecanismo ótico, sendo estes os mais habitualmente usados e com maior precisão.

Tal como se pode analisar na Figura 4.1, os *encoders* óticos são constituídos por um veio, que se acopla mecanicamente ao veio do motor (de forma a que lhe seja transferida a rotação existente), um disco preso ao veio, com ranhuras radiais, que permitem a passagem de luz entre emissor(es) e recetor(es).

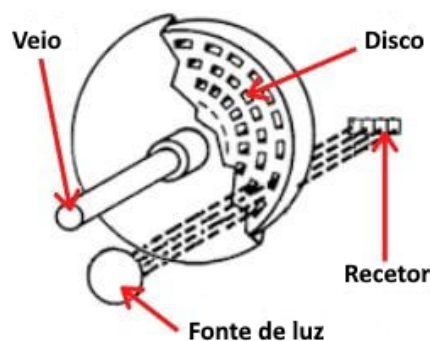


Figura 4.1: Constituição típica de um *encoder* ótico [24].

Estes dispositivos possuem ainda uma interface eletrônica que determina o tipo de sinal de *feedback* que é providenciado para o sistema de controlo, sendo tipicamente digital, seja por trém de impulsos ou por comunicação série. Além destas possibilidades, os *encoders* podem ainda ser classificados de acordo com a informação que são capazes de fornecer, formando assim dois grupos: os *encoders* incrementais e os *encoders* absolutos.

Nos *encoders* incrementais, o seu *feedback* permite saber qual o seu deslocamento a partir do momento em que a sua posição começou a ser monitorizada. Cada impulso obtido corresponde a um ângulo de rotação, ou seja, quanto mais impulsos por rotação ou *Pulses per Revolution*(PPR) fornecer o *encoder*, menor será o erro associado ao deslocamento medido, sendo que comercialmente, o limite máximo deste valor está na ordem dos 10000 PPR [24]. O ângulo θ_{PPR} , em graus, correspondente a cada impulso gerado pode ser calculado de acordo com a Equação 4.1.

$$\theta_{PPR} = \frac{360}{PPR} \quad (4.1)$$

Normalmente podem haver até seis sinais de saída, tal como se pode verificar na Figura 4.2, sendo os sinais *A* e *B* correspondentes ao *feedback* gerado pelo anel externo e intermédio, respetivamente, sendo os utilizados para determinar o deslocamento. O sinal *Z* resulta do anel mais interior do disco, sendo usado como referência correspondente a cada volta completa. São ainda usadas as formas negadas destes sinais, de forma a garantir que não há erros durante a transmissão.

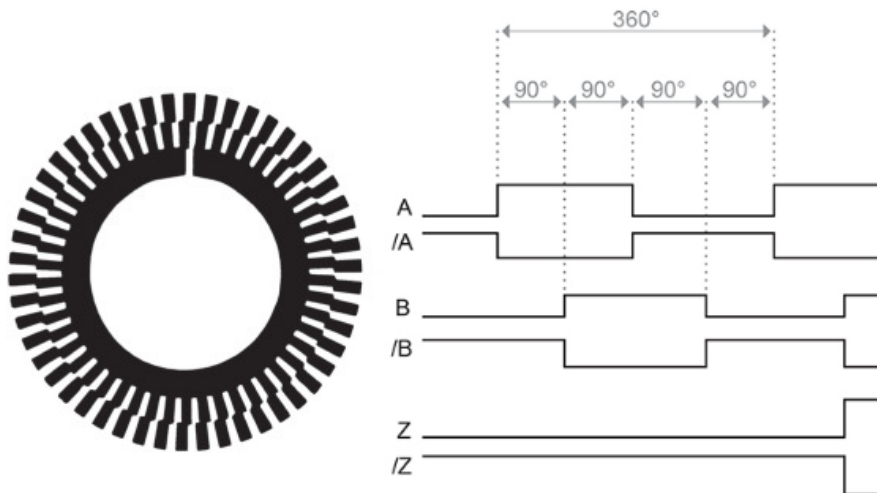


Figura 4.2: Disco (de três níveis) de um *encoder* óptico incremental e respetivos *outputs*.

Além de ser feita a contagem de impulsos através dos sinais A ou B , estes têm um desfasamento de 90° que permite determinar qual o sentido de rotação, i.e, tendo ainda em conta a Figura 4.2, quando o flanco ascendente do sinal A antecede o do sinal B significa que o veio está a girar no sentido horário ou vice-versa. Além desta funcionalidade, quando usados em conjunto na contagem de impulsos a partir dos seus flancos, note-se que podem ser geradas quatro contagens por impulso, podendo deste forma ser aumentada quatro vezes a resolução face à calculada na Equação 4.1

Quanto aos *encoders* absolutos, o seu *feedback* revela a sua posição no momento em que esta é monitorizada. Para cada posição existe apenas uma única combinação no disco, sendo estas combinações normalmente definidas de acordo com o código binário. Quanto maior o número de bits do *encoder* (n), menor será o ângulo da secção (θ_{sec}) correspondente a cada combinação, aumentando desta forma a resolução, tal como se pode observar na Equação 4.2

$$\theta_{sec} = \frac{360}{2^n} \quad (4.2)$$

Na Figura 4.3 pode observar-se a forma de um disco de um *encoder* de 3 bits, onde o anel mais externo define o bit menos significativo do código binário, enquanto que o anel mais interno define o bit mais significativo. Estes *encoders* possuem normalmente resoluções superiores (entre 8 a 21 bits [25], podendo chegar aos 27 bits [24]), o que leva a que o feedback deste tipo de dispositivos seja feito através de comunicação série.

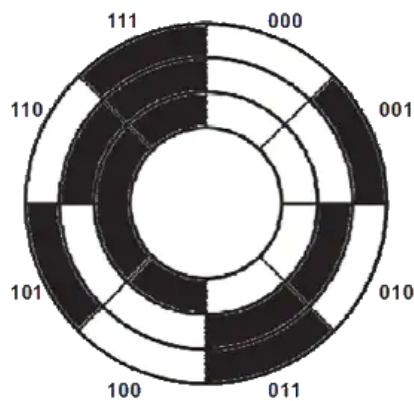


Figura 4.3: Disco de um *encoder* óptico absoluto de 3 bits [26].

4.1.2 Resolvers

Os *resolvers* são dispositivos que têm também por objetivo a determinação do ângulo do deslocamento, assim como a velocidade. Tratam-se de transformadores rotativos, com uma construção próxima da de um motor síncrono, normalmente com dimensões mais reduzidas [24].

Tal como se pode analisar na Figura 4.4, o *resolver* é constituído por um estator e um rotor. O estator possui três grupos de enrolamentos, sendo um deles usado para a injeção de uma tensão AC e dois deles orientados 90° entre si dedicados à obtenção do *feedback* em função da posição do seu rotor. Este rotor, que é acoplado tipicamente ao veio do motor/gerador a controlar, possui um grupo de enrolamentos que funcionam como o lado secundário de um primeiro transformador elétrico (rotativo), cujo o lado primário é composto pelos enrolamentos de excitação do estator. Este funcionamento deste primeiro transformador é conseguido pelo facto da tensão de excitação ser do tipo AC, dispensando assim o uso de escovas de carvão.

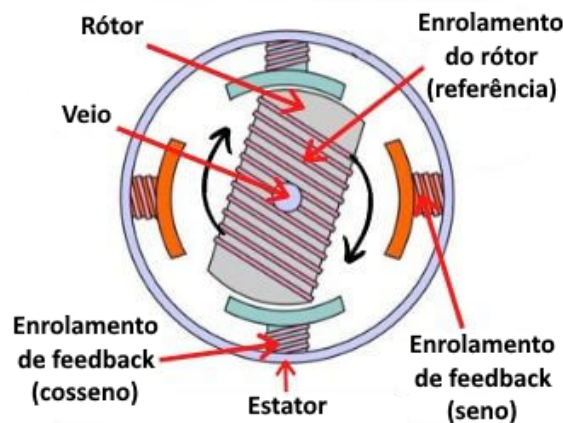


Figura 4.4: Circuito elétrico típico de um *resolver*.

Focando o seu princípio de funcionamento e tendo em conta Figura 4.5, com a variação da posição do rotor (no qual se encontra o enrolamento representado pela cor azul), varia a distância aos enrolamentos de *feedback* (representados pela cor rosa e verde), que funcionam como o lado secundário de um segundo transformador (cujo lado primário é agora constituído pelos enrolamentos do rotor). Desta forma varia o também o valor máximo da tensão nestes terminais de *feedback* de acordo com a proximidade ao lado primário deste segundo transformador.

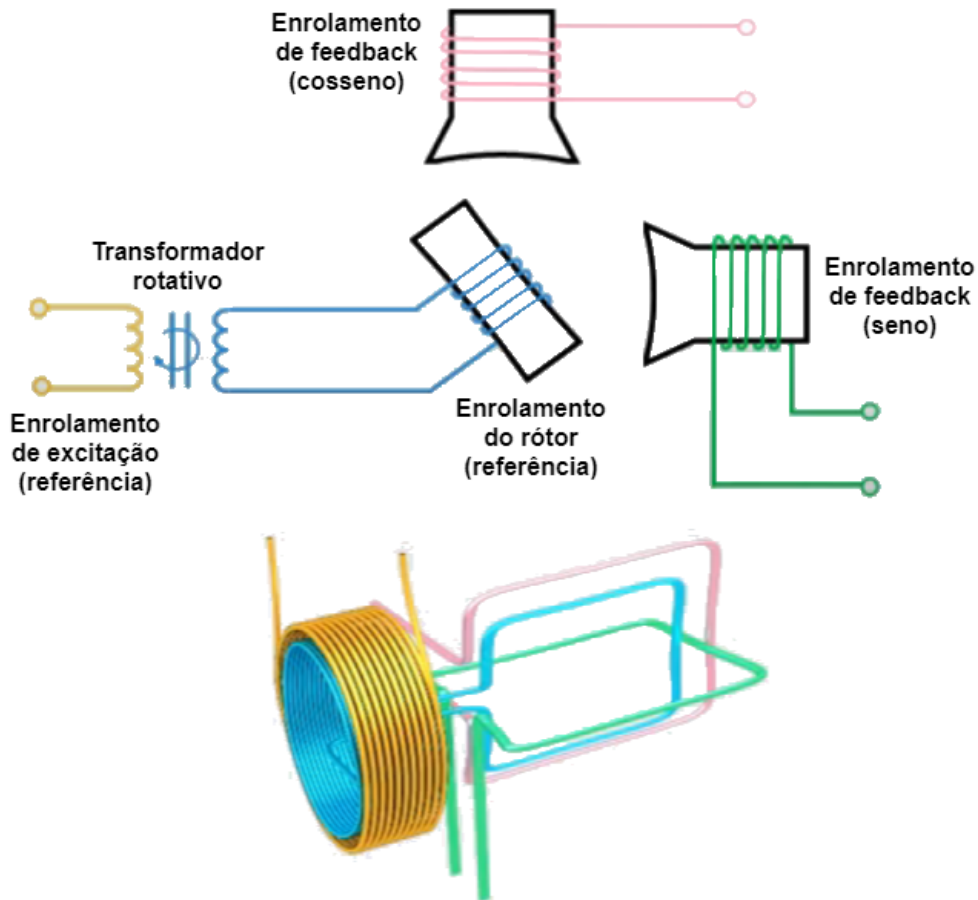


Figura 4.5: Constituição típica de um *resolver* [24].

Assumindo V_{ref} como o valor eficaz da tensão de excitação (tipicamente AC de elevada frequência) e $\theta = 0^\circ$ para quando os enrolamentos do rotor estão alinhados com os enrolamentos de *feedback* do sinal de cosseno, então as tensões que surgem nos terminais de feedback (V_{cos} e V_{sen}) podem ser calculadas de acordo com a Equação 4.3 e a Equação 4.4

$$V_{cos} = V_{ref} \cdot \cos(\theta) \quad (4.3)$$

$$V_{sen} = V_{ref} \cdot \sin(\theta) \quad (4.4)$$

O resultado desta interação, em função da posição rotor pode ser verificado na Figura 4.6. Aqui podem verificar-se as envolventes dos sinais modulados com

um desfasamento de 90° entre si, fruto da disposição física dos enrolamentos. Note-se que este desfasamento é essencial para que em cada posição do rotor haja apenas uma combinação possível dos valores das envolventes dos *feedbacks* de seno e cosseno.

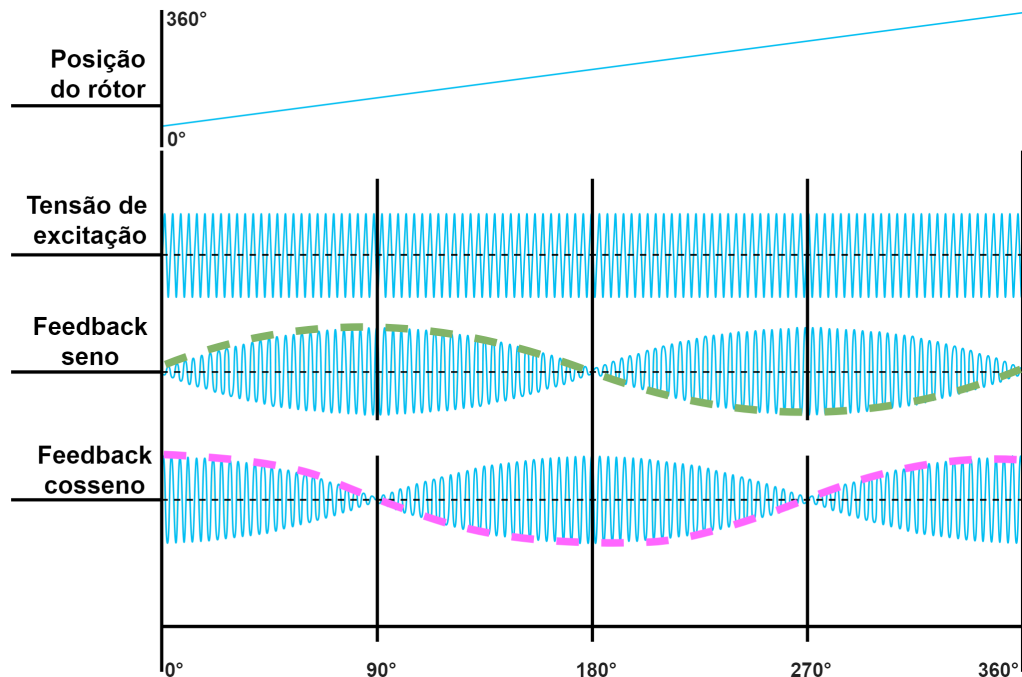


Figura 4.6: Sinais de *feedback* do resolver em função da tensão de excitação e da posição do rotor.

Uma vez que o sinal é transmitido para o controlador através de sinais analógicos, a precisão deste *feedback* está principalmente relacionada com a resolução do conversor Analógico-Digital (AD) utilizado do lado do controlo.

4.2 Estimação do ângulo do rotor

Por vezes a medição direta dos valores das variáveis necessárias não é viável, sendo necessário a determinação destes valores através do processo de estimação, com base em parâmetros conhecidos (que por sua vez podem também ser estimados). Na estimação do ângulo do rotor (e velocidade angular) o conhecimento do tipo de máquina a controlar e respetivas características ganha mais relevância comparativamente aos métodos de medição direta. Mesmo para o caso específico dos PMSM's existem diversos métodos de estimação, sendo a sua adequação maior ou menor de acordo com a aplicação e as características do motor usado, havendo possibilidade de combinar técnicas para obter melhores resultados.

Neste estudo ter-se-ão em conta apenas os seguintes métodos de estimação:

- Estimação com *Phase Locked Loop* (PLL) — trata-se de uma técnica de sincronização que usa um processo de controlo em malha fechada composto por um detetor de fase, um filtro passa-baixo e um oscilador controlado por tensão. Este método pode usado com recurso à amostragem das tensões ou às correntes do PMSM e permite a estimação da velocidade angular e a estimação do ângulo do rotor pela integração da variável anterior. A sua utilização não é válida caso o rotor não se encontre em rotação;
- Estimação através da FCEM — esta é feita com os valores de tensão e corrente medidos aos terminais do estator, sendo usada a transformada de Clarke e posterior cálculo do vetor de fluxo do estator. Através da relação existente entre as componentes α e β do fluxo, é calculado o ângulo do rotor e respetiva velocidade através da sua derivada [27]. O seu uso não é viável para baixas velocidades (de onde resultam tensões de muito baixa amplitude);
- Estimação com observadores de estado — estes observadores são também designados por estimadores em malha fechada e têm por base parâmetros variáveis da máquina (tal como a indutância), sendo o erro estimado usado para ajustar a resposta do estimador [28]. A amostragem deste parâmetro em funcionamento através das saliências do rotor (que é apenas válido para PMSM's com rotor anisotrópico) permite o cálculo do ângulo do fluxo do rotor;
- Estimação através da injeção de sinais de alta frequência — sendo esta injeção feita em adição à tensão do estator, é feita a verificação da perturbação resultante na corrente do PMSM, que varia de acordo com a posição do rotor (novamente válido apenas para PMSM's com rotor anisotrópico). Desta forma é possível determinar a posição do rotor numa velocidade de rotação muito baixa ou nula. Para que o uso deste método seja viável, é ainda necessário que haja uma elevada precisão na medição da corrente e um rápido processamento dos sinais obtidos.

Devido a extensão do estudo aprofundado dos métodos enunciados, foi definido uma abordagem mais detalhada para apenas um deles, tendo-se optado pela PLL pela sua frequente utilização no controlo vetorial de PMSM's.

4.2.1 Estimação do ângulo do rotor de um PMSM com PLL

Na eletrónica de potência, a PLL trata-se de uma técnica de sincronização que foi projetada especialmente para o controlo vetorial de motores e geradores, assim como para possibilitar a conexão de inversores de tensão à rede elétrica. Tal

como referido anteriormente, esta técnica tem por objetivo a deteção da velocidade angular e respetiva deslocação, sendo este processo realizado (de uma forma genérica) por três componentes:

- Detetor de fase, que faz a comparação entre a fase do sinal de referência e a fase estimada, gerando assim o valor do erro;
- Filtro passa-baixo, que remove as componentes de elevada frequência introduzidas no sinal pelo detetor de fase, obtendo-se à sua saída o valor da velocidade angular estimada, $\hat{\omega}$;
- Oscilador controlado por tensão, que tem um funcionamento semelhante ao de um integrador, sendo a sua saída o ângulo estimado, $\hat{\theta}$.

Desta forma, a estrutura de uma PLL pode ser representada de acordo com a Figura 4.7

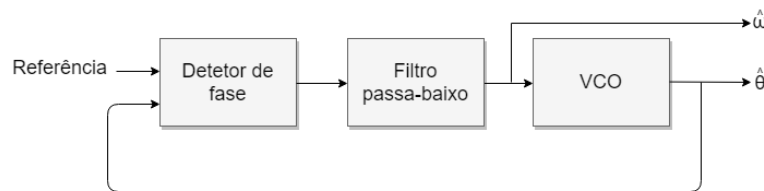


Figura 4.7: Estrutura simplificada de uma PLL

Matematicamente, as saídas pretendidas da PLL podem ainda ser representadas de acordo com a Equação 4.5, onde ω_n representa a frequência natural do sistema, k_{DC} representa o ganho DC e u_{LPF} o sinal de controlo do filtro passa-baixo (que contempla a componente do erro gerado pelo detetor de fase). Note-se que o filtro passa-baixo (LPF) ajustará a frequência angular estimada até que esta produza um valor de erro nulo, verificando-se nesta situação que $\hat{\omega} = \omega_n$.

$$\begin{cases} \hat{\omega} = \omega_n + k_{DC} \cdot u_{LPF} \\ \hat{\theta} = \int \hat{\omega}, \quad 0 \leq \hat{\theta} \leq 2\pi \end{cases} \quad (4.5)$$

Baseadas na estrutura básica da PLL, existem diversas variantes, sendo a PLL de referencial síncrono, ou *Synchronous Reference Frame PLL* (SRF-PLL) a que possibilita uma implementação mais adequada para o controlo FOC [29].

A SRF-PLL permite o sincronismo com um sistema trifásico equilibrado, usando para isso as transformadas de Clarke e Park na função de detetor de fase. Para perceber o seu princípio de funcionamento é necessário ter em conta

estas transformadas (abordadas em detalhe no Capítulo 2) e a estrutura desta PLL representada pela Figura 4.8.

Assumindo que se pretende sincronizar o vetor representativo da tensão V_a com o eixo direto (V_d) e considerando V_p como a tensão de pico por fase, então pretende-se que $V_d = V_p$ e $V_q = 0$. Note-se que caso se pretendesse um sincronismo como o eixo de quadratura (V_q), então o objetivo seria que $V_d = 0$ e $V_q = V_p$.

Sendo a tensão de referência para o eixo de quadratura designada por V_q^* e pretendendo-se que tenha um valor nulo, quando a saída da transformada (V_q) for de igual valor, significa que o ângulo estimado ($\hat{\theta}$) que é usado na transformada de Park tem o mesmo valor do ângulo real do sistema elétrico, ou seja, o ângulo do rotor (θ_e).

Por se tratar um motor/gerador cuja frequência angular varia, faz como a frequência natural do sistema (ω_n) não seja conhecida. Neste caso, na SRF-PLL, assume-se como nula, deixando que este valor seja compensado pelo controlador PI , sendo a sua saída a frequência angular estimada ($\hat{\omega}$), que resulta no ângulo estimado ($\hat{\theta}$) após a sua integração num intervalo que vai de 0 a 2π . Depois de estimado este ângulo, é feita a realimentação para a transformada de referencial, fechando assim a malha de controlo.

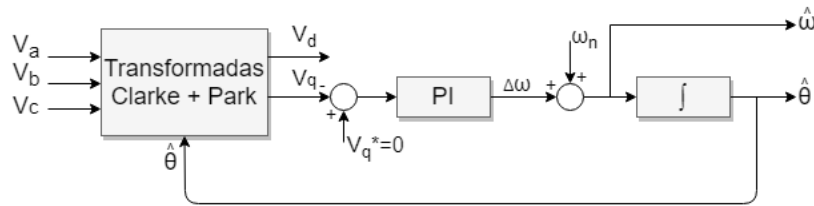


Figura 4.8: Diagrama de blocos de uma SRF-PLL

Como exemplo do resultado da implementação desta PLL é possível observar as formas de onda apresentadas na Figura 4.9, onde é notável a convergência dos sinais gerados pela PLL, relativamente à velocidade angular (W_{e_PLL}) e ao ângulo do rotor ($Theta_PLL$), assim como a comparação entre o sinal da fase a do sistema trifásico (V_{a_ref}) e o valor do ângulo estimado (V_{a_PLL}), onde também se verifica conseqüentemente uma convergência dos valores resultantes.

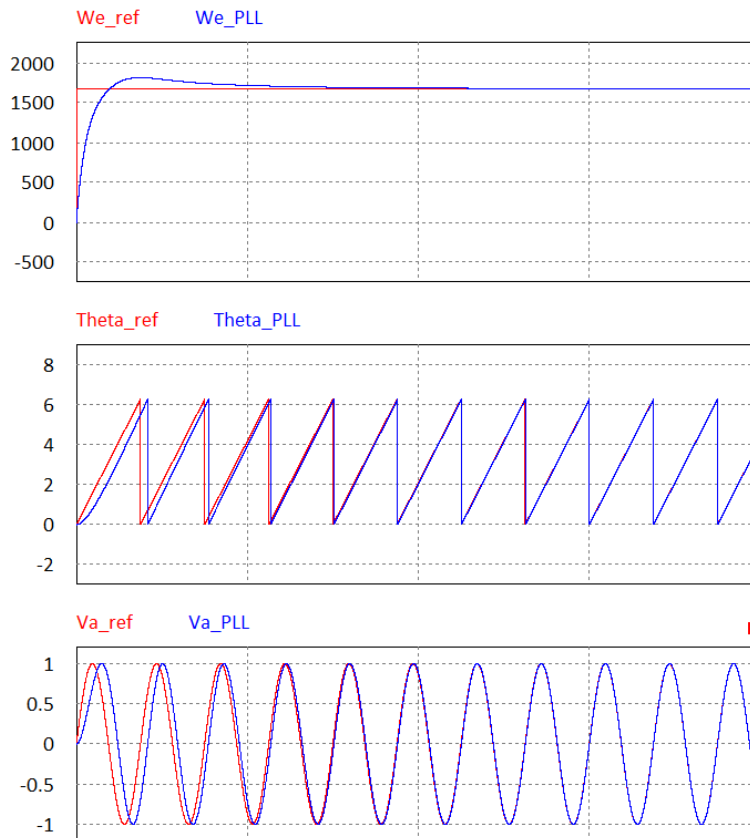


Figura 4.9: Formas de onda resultantes da estimação da velocidade angular, ângulo do rotor e tensão simples de fase, utilizando uma SRF-PLL.

4.3 Análise comparativa dos métodos de determinação do ângulo do rotor

Terminado o estudo dos métodos considerados para determinação do ângulo do rotor, é necessário analisar os pontos positivos e negativos de cada um.

Começando pelos métodos de medição direta no veio, os *encoders* são dispositivos com elevada resolução e fácil implementação, visto que eletrónica implementada já tem em conta a interface com o dispositivo de controlo. Por outro lado, a presença de eletrónica diminui a sua fiabilidade quando aplicados em ambientes com condições mais adversas, e.g., elevadas temperaturas, sujidade, radiação e vibração.

Quanto aos *resolvers* são mais robustos nestas situações, justificando o seu uso, por exemplo, a nível militar e na indústria aeroespacial [30]. Tipicamente têm um menor custo associado face aos *encoders* pela simplicidade do seu projeto, mas

necessitam de uma interface com o sistema de controlo, visto que o seu *feedback* é feito por sinal analógico [24]. Quanto à velocidade máxima a que estes podem operar, esta é normalmente menor quando comparados com os *encoders* [26].

Relativamente ao método de estimação estudado, a SRF-PLL, permite um aumento da fiabilidade pela inexistência de componentes mecânicos, que por sua vez também faz com que não haja necessidade de montagem e calibração, nem necessidade de alocar espaço para a instalação deste tipo de componentes. Sendo uma solução que pode ser implementada digitalmente, junto do sistema de controlo, permite assim uma redução no custo da solução face aos métodos anteriores. Em contrapartida, a sua precisão é menor e não permite que seja obtido o ângulo do rotor quando a velocidade de rotação é baixa ou nula.

Uma vez que neste projeto se pretende fazer o sincronismo do sistema para o controlo FOC do PMSM na sua função de gerador, então conclui-se que as características da SRF-PLL são capazes de dar resposta às necessidades existentes, sem que haja necessidade de investimento em componentes adicionais. Para um bom funcionamento do sistema e tendo em conta as limitações da PLL, deve haver o cuidado de ser definido um valor mínimo de velocidade de funcionamento, garantido assim que o *feedback* da PLL se trata de um valor efetivo.

Capítulo 5

Técnicas de Modulação

As técnicas de modulação são um conceito essencial no controlo dos conversores tensão, *Voltage Source Converters* (VSC's), que fazem habitualmente conversão de energia elétrica com corrente alternada (AC) para energia elétrica com corrente contínua (DC), ou vice-versa, designando-se assim de retificadores ativos ou inversores, respetivamente.

Na Figura 5.1 está representado um VSC trifásico com as respetivas fontes/cargas AC e DC, podendo este funcionar como retificador *boost* ou como inversor, onde a potência ativa (P) pode ser transferida nos dois sentidos.

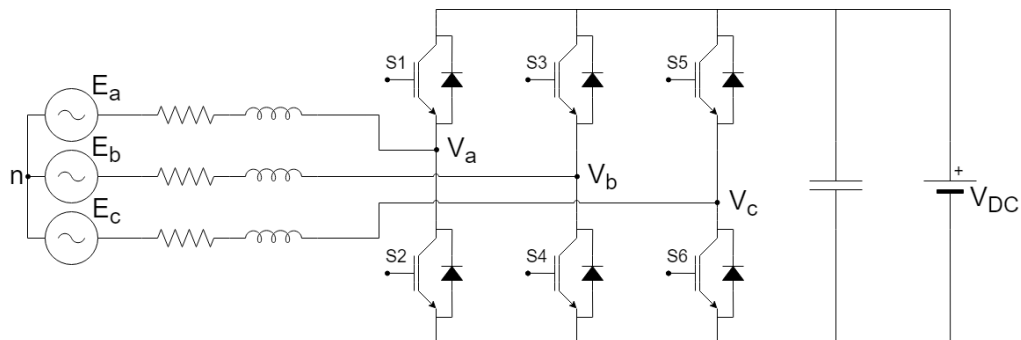


Figura 5.1: Exemplo de VSC trifásico com fontes/cargas AC e DC.

Tendo ainda como referência a Figura 5.1, o objetivo do controlo do VSC é gerir a transferência de potência do lado AC para o lado DC, ou do lado DC para o lado AC, através da manipulação das tensões V_a , V_b e V_c que por sua vez interagem com as tensões E_a , E_b e E_c . Enquanto que a potência ativa pode ser transferida de forma bidirecional, a potência reativa que resulta da interação das

tensões, apenas pode ser transferida entre a fonte/carga AC e o lado AC dos conversores de potência. Estes conversores de potência (e.g., IGBT's, MOSFET's), são atuados pelos sinais S1 a S6, sendo estes sinais gerados de acordo com a técnica de modulação utilizada.

Das técnicas de modulação existentes aplicadas na eletrônica de potência [6], duas das mais utilizadas são a *Sinusoidal PWM* (SPWM) e a *Space Vector Modulation* (SVM), que serão o alvo de estudo neste capítulo. No estudo destas técnicas será focada a sua aplicação nos sistemas VSC triásicos, assim como uma das variantes do SPWM aplicada nestas tipologias, que implica a injeção do harmónico ímpar de terceira ordem.

5.1 Modulação sinusoidal PWM

A modulação SPWM é uma das técnicas mais usadas em eletrónica de potência devido à simplicidade da sua implementação.

O seu princípio de funcionamento consiste na comparação da forma de onda de um sinal sinusoidal (sinal modulador) com um sinal portador de forma triangular. O resultado da comparação é um sinal lógico, de valor 1 em zonas onde o valor do sinal sinusoidal seja superior ao sinal triangular e de valor 0, em zonas onde o sinal sinusoidal seja igual ou inferior ao sinal triangular, tal como é apresentado na Figura 5.2.

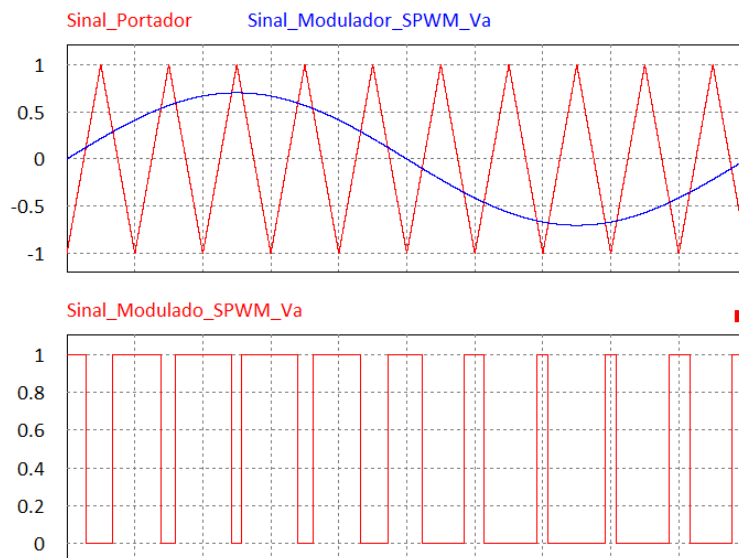


Figura 5.2: Formas de onda do sinal portador, modulador e modulado na técnica de modulação SPWM.

Os resultados da utilização deste tipo de modulação variam de acordo com a tipologia onde esta se encontra implementada, sendo para este projeto necessária a sua compreensão em VSC's trifásicos, onde é utilizado apenas um sinal portador, comum aos três sinais moduladores sinusoidais, desfasados de 120° entre si. Neste caso, a tensão do lado AC do conversor, por fase, terá um comportamento semelhante ao sinal modulado (unipolar) e a tensão entre cada par de fases um comportamento quasi-unipolar, comportamentos esses semelhantes aos apresentados na Figura 5.3.

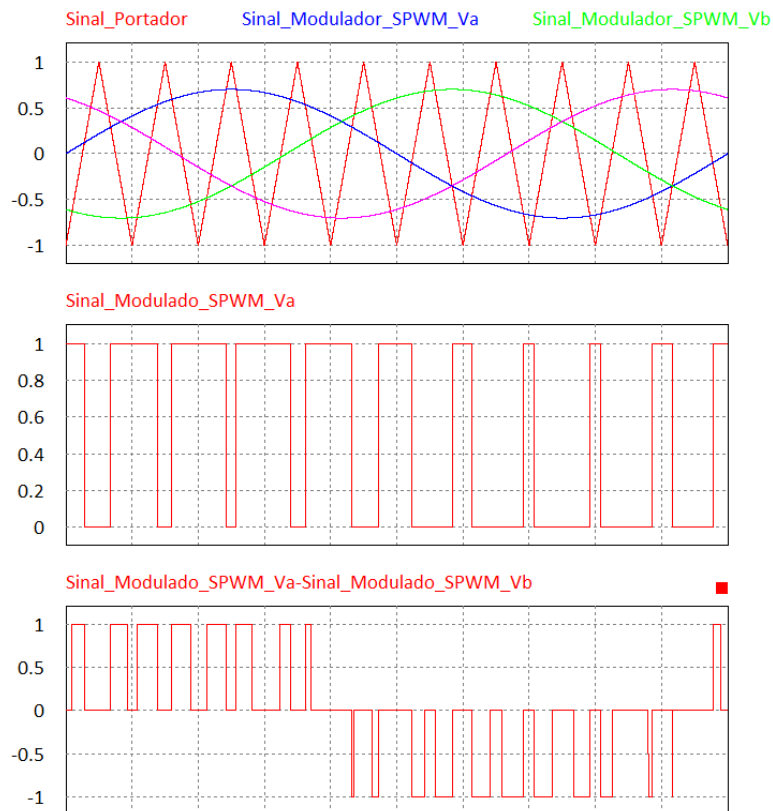


Figura 5.3: Formas de onda típicas da modulação SPWM.

À semelhança de outras técnicas de modulação, a amplitude das tensões do lado AC e do lado DC do VSC's podem ser relacionadas e controladas através de um índice de modulação (M_a), como será abordado adiante, neste capítulo.

5.1.1 Índices de modulação

Os índices de modulação têm por objetivo relacionar características (tais como a frequência e a amplitude) dos sinais ou tensões envolvidas nas técnicas de modulação.

Existem dois índices de modulação de amplitude, m_a e M_a . O índice m_a relaciona tanto as amplitudes dos sinais portador e modulador, como a amplitude da tensão da componente fundamental do lado AC com a amplitude da tensão do lado DC do VSC, sendo um índice de modulação tipicamente usado na modulação SPWM [1]. Quanto a M_a , este também tem por objetivo relacionar as amplitudes das tensões dos lados AC e DC do conversor, no entanto, é um índice que é comum a diversas técnicas de modulação, sendo por vezes um meio de comparação entre elas.

O índice de modulação m_a é dado pela razão entre a tensão máxima da onda moduladora e a tensão da máxima da onda portadora, tal como é apresentado na Equação 5.1. Habitualmente, m_a varia entre o valor mínimo e máximo de 0 e 1, respetivamente, sendo esta considerada a zona linear. Acima do valor máximo, o sistema encontra-se em sobremodulação, tendo um comportamento não linear (nesta técnica).

$$m_a = \frac{V_{max_moduladora}}{V_{max_portadora}} \quad (5.1)$$

Por outro lado, o índice m_a pode também representar a relação entre a tensão de pico AC, por fase (ou simples), do VSC e a tensão DC, tal como se pode verificar na Equação 5.2

$$m_a = 2 \frac{v_p}{V_{DC}} \quad (5.2)$$

Note-se que para o valor máximo de m_a (na zona linear), obtém-se o valor mínimo que deverá ter o barramento DC, sendo este valor o dobro da tensão simples de pico do lado AC do conversor.

Quanto ao índice de modulação M_a , este também relaciona tensão simples de pico do lado AC e a tensão DC de acordo com a Equação 5.3, sendo por vezes expresso também em função das tensões v_d e v_q , tal como se pode verificar.

$$M = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{v_p}{V_{DC}} = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{\sqrt{v_d^2 + v_q^2}}{V_{DC}} \quad (5.3)$$

À semelhança de m_a , a zona linear de M_a está compreendida entre os valores 0 e 1, quanto menor este valor, maior a diferença de amplitudes das tensões AC e DC. Quando o valor de M_a é unitário, o VSC opera num modo *six-step* [1], resultando em ondas quadradas no lado AC do conversor. Esta situação não se verifica na modulação SPMW, uma vez que o valor máximo de M é dado para o maior valor da razão entre v_p e V_{DC} , i.e. quando $m_a = 1$. Sendo a razão máxima apresentada na Equação 5.4, o valor máximo de M_a em SPWM pode ser determinado de acordo com a Equação 5.5.

$$\frac{v_p}{V_{DC}|_{m_a=1}} = \frac{1}{2} \quad (5.4)$$

$$M = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{2} = \frac{\pi}{4} \approx 0,7854 \quad (5.5)$$

Voltando aos sinais portador e modulador, estes podem ser relacionados através do índice de modulação de frequência (m_f), resultante da razão entre a frequência do sinal portador e do sinal modulador, tal como mostra a Equação [5.6](#).

$$m_f = \frac{f_{portadora}}{f_{moduladora}} \quad (5.6)$$

O índice m_f é sobretudo utilizado para definir ou localizar o conteúdo harmônico, que será abordado posteriormente. De forma a reduzir este conteúdo harmônico, o valor de m_f deverá ser um número inteiro (i.e., modulação síncrona) e, especificamente para o uso de SPWM bipolar em VSC's trifásicos, deverá ser múltiplo ímpar de 3 (e.g., 3, 9, 15, 21...) [\[31\]](#). Na eventualidade de não se conseguir cumprir com estas características de m_f , então deve-se optar por usar uma frequência portadora que proporcione um $m_f > 20$, de forma a evitar a presença de harmônicos de baixa ordem na saída do VSC, gerados como consequência pelo incumprimento das regras indicadas [\[6\]](#).

5.1.2 Harmônicos

Idealmente as tensões v_a , v_b e v_c seriam ondas sinusoidais, no entanto, devido ao princípio de operação dos VSC's (baseado na comutação dos conversores de potência a elevada frequência) resultam tensões sob formas de onda complexas. Além da frequência desejada (frequência fundamental), são criados harmônicos de ordem n em torno da frequência fundamental ($f_{moduladora}$), com bandas laterais. Com o uso da técnica SPWM bipolar em VSC's trifásicos, estes harmônicos (h) são gerados de acordo com a Equação [5.7](#), onde l e k são números inteiros cuja soma é sempre um número ímpar, não podendo estes, ainda assim, levar a valores de h múltiplos de 3. Na Figura [5.4](#) são apresentados alguns dos harmônicos gerados para $m_f = 9$.

$$h = l \cdot m_f \pm k \quad (5.7)$$

Os harmônicos gerados adicionalmente provocam perdas no processo de conversão, sendo por isso indesejáveis. Estes harmônicos são atenuados em amplitude pelas indutâncias do lado AC, que atuam como filtros passa-baixo e pelo condensador existente no lado DC, que deve possuir uma baixa resistência série

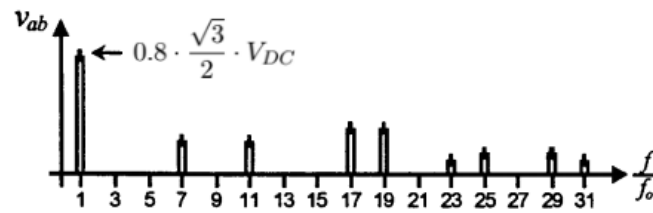


Figura 5.4: Harmônicos resultantes numa modulação SPWM com $m_f = 9$ e $m_a = 0,8$ [31].

equivalente (ESR) e assim (filtro RC) limita os harmônicos existentes no lado DC do conversor.

Para reduzir a amplitude dos harmônicos indesejados, sem incrementar os valores das indutâncias e do condensador, a frequência portadora deve ser definida no valor mais distante possível da frequência fundamental.

Por outro lado, uma vez que os conversores de potência não são ideais, existem perdas de comutação, associadas ao intervalo de tempo entre estas mudanças de estado. Estas perdas devem ser consideradas na análise dos VSC's e são proporcionais ao número de comutações existentes por unidade de tempo, assim como dependem das características dos conversores de potência. Normalmente, quanto maior a potência suportada por estes conversores, menor a sua velocidade de comutação, sendo estas características e os custos a elas associados os limitadores da frequência usada na onda portadora.

Assim sendo, é necessário encontrar um ponto de equilíbrio onde a frequência portadora leve apenas às perdas que sejam aceitáveis.

5.2 Modulação SVM (Space Vector Modulation)

A modulação SVM é uma técnica de modulação usada normalmente em conjunto com o método de controlo DTC, abordado no Capítulo 3, ou como principal alternativa ao SPWM quando este não produz resultados satisfatórios.

À semelhança do SPWM, o seu princípio de funcionamento também consiste na comparação entre um sinal modulador e um sinal portador, com resultados que se regem pelo mesmas regras, como se pode verificar na Figura 5.5. Como se pode verificar também nesta figura, o sinal modulador apresenta uma forma diferente, sendo a geração deste sinal o que difere nesta técnica.

A geração do sinal modulador tem por base a representação vetorial das tensões do lado AC do conversor no referencial $\alpha\beta$, tal como é apresentado na Equação 5.8.

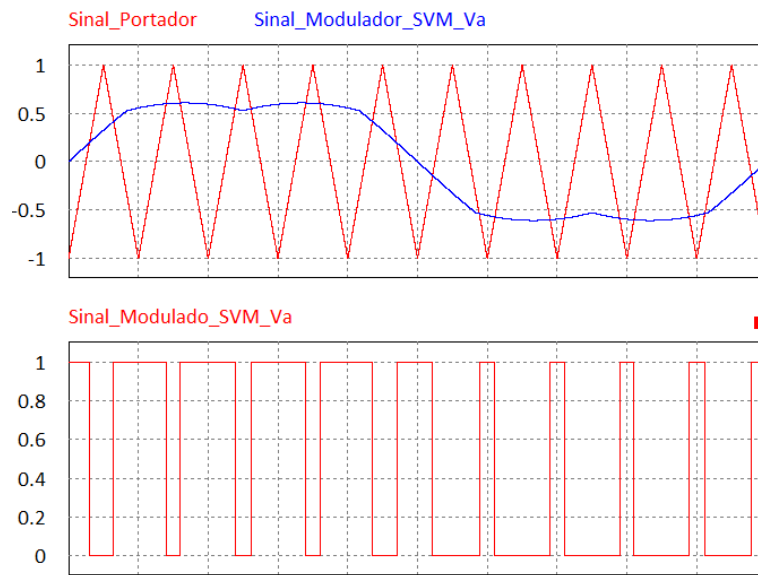


Figura 5.5: Formas de onda do sinal portador, modulador e modulado na técnica de modulação SVM.

$$\vec{V} = v_\alpha + jv_\beta \quad (5.8)$$

Tendo em conta a transformada de Clarke, detalhada no Capítulo 2, então v_α e v_β podem ser representadas de acordo com a Equação 5.9, que leva à forma vetorial apresentada na Equação 5.10.

$$\begin{cases} v_\alpha = \frac{2}{3} \left(v_a - \frac{1}{2}v_b - \frac{1}{2}v_c \right) \\ v_\beta = \frac{2}{3} \left(\frac{\sqrt{3}}{2}v_b - \frac{\sqrt{3}}{2}v_c \right) \end{cases} \quad (5.9)$$

$$\vec{V} = \frac{2}{3} \left(v_a + \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \right) \cdot v_b + \left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \right) \cdot v_c \right) \quad (5.10)$$

Posto isto, e de acordo com a Figura 5.6 é também necessário ter em conta que em cada “braço” de um VSC trifásico apenas pode existir um *switch* no estado *ON* de cada vez, levando desta forma a que existam apenas oito combinações de comutações possíveis, apresentadas na Figura 5.7.

A cada estado de comutação apresentado na Figura 5.7 está associado um vetor de estado, que pode ser mapeado no referencial $\alpha\beta$ de acordo com a tensão gerada na sua comutação, tensão esta que pode ser calculada partindo-se da Equação 5.10 [1].

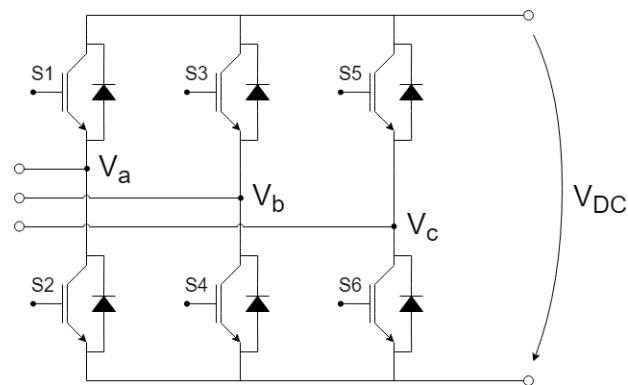


Figura 5.6: Exemplo de VSC trifásico.

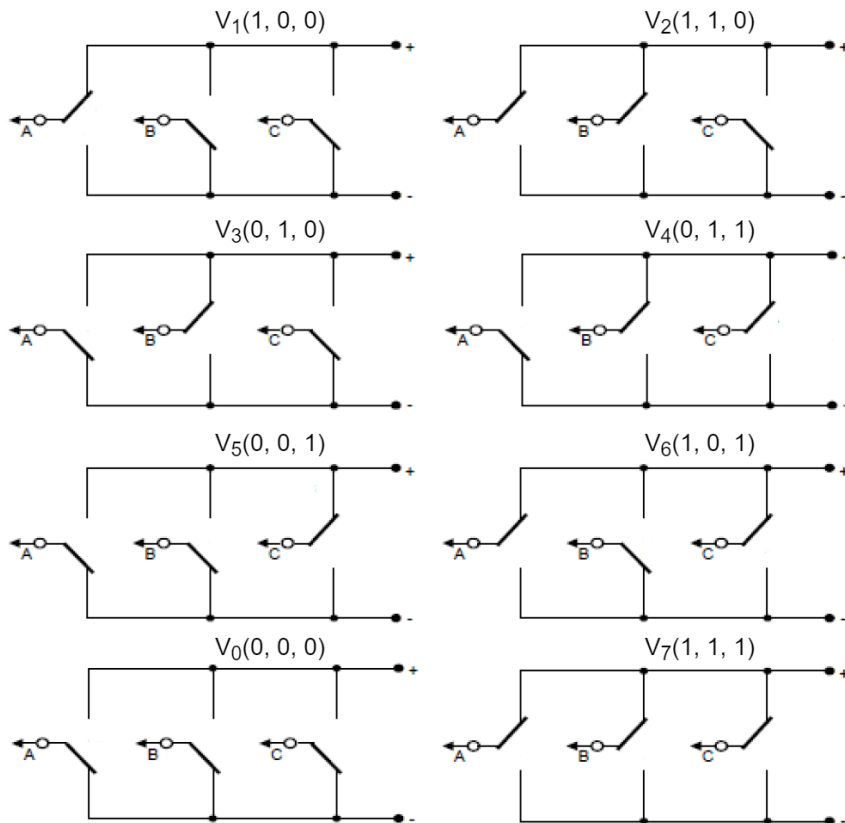


Figura 5.7: Vetores de estado e respetiva comutação na modulação SVM [1].

Matematicamente, considerando i um número inteiro que representa o índice de cada um dos estados, então estes vetores podem ser representados em módulo de acordo com a Equação 5.11 e em fase de acordo com a Equação 5.12 [6].

$$|\vec{V}(k)| = \begin{cases} \frac{2}{3}V_{DC}, & 1 \leq i \leq 6 \\ 0, & i = 0, 7 \end{cases} \quad (5.11)$$

$$\angle \{ \vec{V}(i) \} = \begin{cases} \frac{\pi}{3}(i-1), & 1 \leq i \leq 6 \\ 0, & i = 0, 7 \end{cases} \quad (5.12)$$

Graficamente, o mapeamento destes vetores no referencial $\alpha\beta$ pode ser feito de acordo com a Figura 5.8

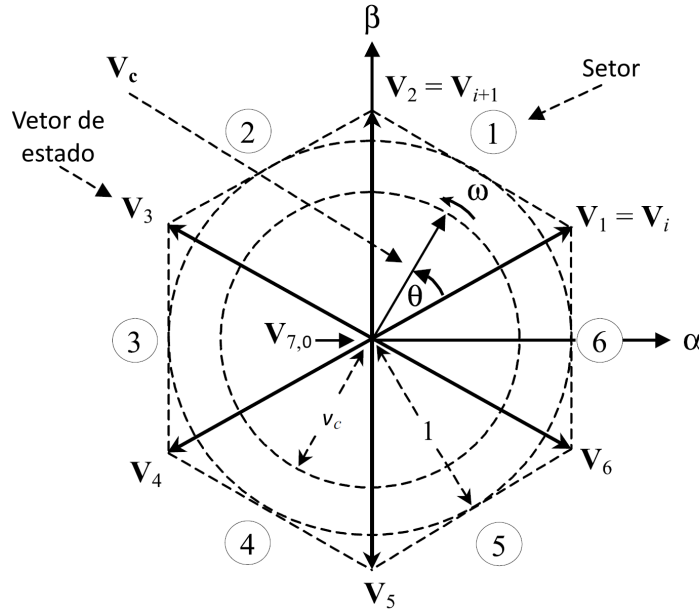


Figura 5.8: Mapeamento dos vetores de estado da modulação SVM $\alpha\beta$.

Analisando ainda a Figura 5.8 é possível verificar que o referencial está dividido em seis setores de igual dimensão (60°), que são delimitados por um par de vetores de estado não nulos e consecutivos.

Nestes setores desloca-se o vetor de controlo ou vetor de modulação (representado por V_c), sendo necessário que este seja gerado através da comutação controlada dos dois vetores de estado adjacentes, V_i e V_{i+1} e, caso seja necessário, dos vetores nulos (V_0 e V_7). Na Equação 5.14 é possível verificar a composição do vetor de controlo, sendo t_c o período que lhe é atribuído (período de modulação), t_i e t_{i+1} os períodos nos quais os vetores V_i e V_{i+1} estão ativados, respetivamente, e T_z o período ocupado pelos vetores nulos, definidos como V_z .

$$V_c \cdot t_c = V_i \cdot t_i + V_{i+1} \cdot t_{i+1} + V_z \cdot t_z \quad (5.13)$$

O cálculo do tempo em que estes vetores adjacentes devem estar ativados, para que do seu *duty cycle* resulte o vetor de controlo, pode ser feito através da Equação 5.14 [6].

$$\begin{cases} T_i = T_c \cdot |V_c| \cdot \text{sen}(\frac{\pi}{3} - \theta) \\ T_{i+1} = T_c \cdot |V_c| \cdot \text{sen}(\theta) \\ T_z = T_c - T_i - T_{i+1} \end{cases} \quad (5.14)$$

Depois de calculado o tempo pertencente a cada vetor e de forma a finalizar o processo de geração do sinal modulador, é necessário definir a ordem pela qual a comutação deve ser feita, de forma a que não sejam gerados harmónicos indesejados (e.g. harmónicos de ordem par), assim como o vetor nulo a usar, com o intuito de minimizar o número de comutações e as perdas a elas associadas.

Existem várias abordagens possíveis [6] [31], sendo uma delas a apresentada na Figura 5.9, onde se pode verificar que a sequência efetuada depende da paridade do setor onde se encontra o vetor de controlo. Para análise desta figura, deve considerar-se $k = i$, $T_m = t_c$ e $T_0 = t_z$.

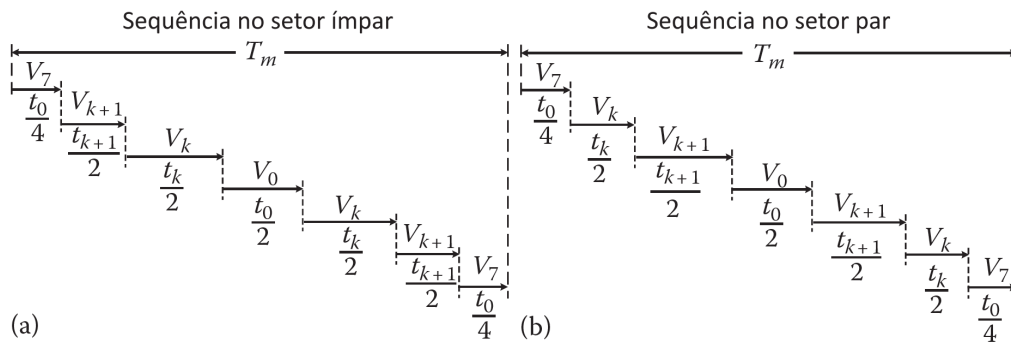


Figura 5.9: Sequência de comutação em função da localização do vetor de controlo: (a) setor ímpar; (b) setor par.

Finalizado o processo de criação do vetor de controlo e com rotação do mesmo no referencial $\alpha\beta$ com uma frequência angular ω , resultam os sinais moduladores apresentados na Figura 5.10. Como se pode verificar nesta figura os sinais modulados que resultam desta técnica são muito semelhantes aos apresentados na modulação SPWM (Figura 5.3), no entanto existem diferenças para situações específicas que serão analisadas através dos índices de modulação e do conteúdo harmónico.

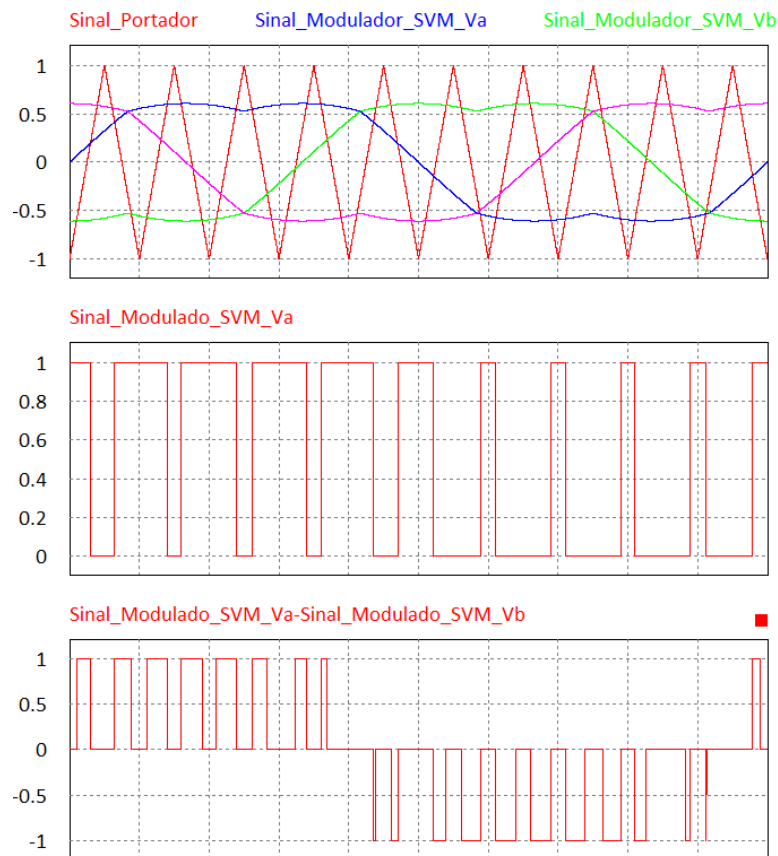


Figura 5.10: Formas de onda típicas da modulação SVM.

5.2.1 Índices de modulação

No que diz respeito aos índices de modulação, a análise pode ser feita de forma semelhante à efetuada na modulação SPWM.

O índice de modulação m_a , tal como apresentado na análise feita na técnica SPWM, relaciona a tensão máxima do sinal modulador e do sinal portador. No caso da modulação SVM, esta pode ocorrer em sobremodulação sem que perca a sua linearidade. Pela análise à Figura 5.8 é possível verificar que o valor máximo que o sinal modulador pode tomar é superior ao círculo unitário de referência. O cálculo deste valor pode ser feito através da Equação 5.15.

$$v_p = \frac{2}{3}V_{DC} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) = \frac{2}{3}V_{DC} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{1}{\sqrt{3}}V_{DC} \quad (5.15)$$

Posto isto, é possível calcular o valor máximo do índice de modulação m_a de acordo com a Equação 5.16. Aquando do uso desta técnica, verifica-se que é possí-

vel manter a linearidade do sistema usando sobremodulação de aproximadamente 15%.

$$m_a = \frac{V_{max_moduladora}}{V_{max_portadora}} = 2 \frac{v_p}{V_{DC}} = 2 \frac{\frac{1}{\sqrt{3}} V_{DC}}{V_{DC}} \approx 1,1547 \quad (5.16)$$

Relativamente ao índice de modulação M_a , para determinar o seu valor máximo é novamente necessário considerar o valor máximo da razão entre as tensões v_p e V_{DC} , sendo este obtido de acordo com a Equação 5.17.

$$\frac{v_p}{V_{DC} |_{m_a = \frac{2}{\sqrt{3}}}} = \frac{1}{\sqrt{3}} \quad (5.17)$$

Assim sendo, o valor máximo de M_a pode ser obtido segundo a Equação 5.18.

$$M = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{v_p}{V_{DC}} = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} \approx 0,9069 \quad (5.18)$$

Quanto ao índice de modulação de frequência m_f , na técnica SVM são válidas as considerações indicadas na análise da técnica de modulação SPWM, com exceção do valor que esta deve tomar para valores de $m_f < 21$. Neste caso, o valor de m_f deve ser um múltiplo inteiro de 6 (e.g., 6, 12, 18...), para que se possibilite a igual utilização de todos os setores do referencial $\alpha\beta$ num período do sinal modulador [31].

5.2.2 Harmónicos

Quanto ao conteúdo harmónico desta técnica, são também válidas as considerações indicadas na análise homóloga da modulação SPWM, com a adição da existência de harmónicos adicionais em cada sinal modulador (resultado da forma não sinusoidal destas ondas). Estes harmónicos adicionais são ímpares de terceira ordem (e.g., $3 \cdot (3m_f)$, $5 \cdot (3m_f)$, $7 \cdot (3m_f)$...), apenas detetáveis no neutro dos sistemas trifásicos. No caso de motores/geradores deste tipo, estes harmónicos não são um problema, sendo prova disso a sua ausência no espectro harmónico da corrente [1], fazendo com que deles resulte uma potência nula.

Para posterior comparação, na Figura 5.11 é possível observar o exemplo do espectro harmónico para $m_f = f_{portadora} = 18$.

5.3 Modulação SPWM com injeção de harmónico ímpar de terceira ordem

Analisando de forma breve esta técnica de modulação, também conhecida como THUPWM [32], é baseada na injeção de um sinal triangular na onda sinusoidal

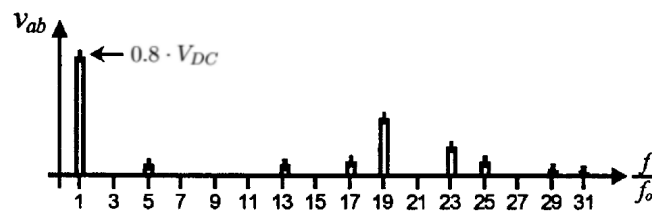


Figura 5.11: Harmónicos resultantes numa modulação SVM com $m_f = 18$ e $m_a = 0,8$ [31].

moduladora da técnica SPWM, apresentada anteriormente. Esta onda injetada deve ter o triplo da frequência da onda sinusoidal moduladora, deve estar em fase e possuir a um quarto da sua amplitude.

Como resultado desta injeção, é gerado um sinal concordante com o gerado na modulação SVM, tal como se pode verificar na Figura 5.12.

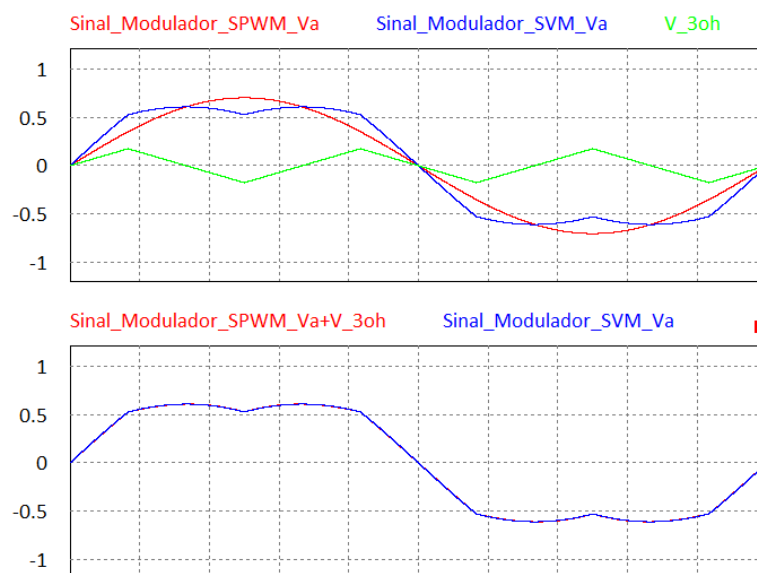


Figura 5.12: Formas de onda do sinal modulador da técnica THUPWM, respetiva composição e comparação com a técnica SVM.

Um outra forma de gerar este sinal (v_{3oh}) parte das sinusoides de modulação, sendo usados os valores máximos e mínimos resultantes da comparação entre elas a cada instante, de acordo com a Equação 5.19.

$$v_{3oh} = -\frac{1}{2} (\max(v_a, v_b, v_c) + \min(v_a, v_b, v_c)) \quad (5.19)$$

5.4 Análise comparativa das técnicas de modulação

Analizadas as técnicas de modulação, pode-se agora fazer uma comparação das suas características. A SPWM apresenta, tal como como referido no início do capítulo, a maior simplicidade de implementação face às restantes, sendo muitas vezes capaz satisfazer as necessidades do controlo. Tal com como apresentado na sua análise, o seu conteúdo harmónico pode ser localizado e filtrado de forma adequada se forem cumpridas algumas regras fundamentais.

Quanto à modulação SVM, apresenta uma zona linear aproximadamente 15% superior à da SPWM, sendo uma das suas principais vantagens face a esta técnica. Por outro lado, esta a técnica de modulação SVM visa evitar comutações desnecessárias e, desta forma, evitar também as perdas a elas associadas. A nível de conteúdo harmónico, este pode ser visto como muito próximo do resultante da modulação SPWM no que diz respeito a impacto no sistema e no controlo. Este conjunto de características fazem deste sistema o mais dinâmico e flexível em comparação com os restantes, com a contrapartida de ser mais complexo e exigir maior processamento.

Relativamente à técnica de modulação THUPWM, esta revela resultados que espelham aos obtidos na técnica SVM, mas com uma complexidade de implementação próxima da SPWM, conciliando assim duas das vantagem de ambas as técnicas.

Posto isto, pelas características que possuem o PMSM e o barramento DC considerados para efeito de implementação, foi escolhida a técnica SPWM, por esta ser capaz de satisfazer os requisitos da aplicação. Esta escolha será justificada com maior pormenor no Capítulo [6](#).

Capítulo 6

Field Oriented Control Aplicado ao PMSM

Após um estudo teórico acerca de conceitos fundamentais ao alcance da tarefa que intitula este projeto, existem então condições para abordar a sua implementação.

Tendo em conta os pareceres finais dos Capítulos 3, 4 e 5, sumariza-se que a retificação ativa seria feita com recurso ao PMSM, controlando-o no seu modo de gerador através do método *Sensoreless* FOC, usando a técnica de modulação SPWM.

Esta implementação foi feita através de simulações (usando a ferramenta PSIM Software [33]), que numa primeira fase pretendem representar o comportamento do sistema aquando de um controlo em tempo contínuo e, numa segunda fase, aquando de um controlo em tempo discreto.

6.1 Controlador FOC

Tal como referido no Capítulo 3, o controlo FOC baseia-se no modelo matemático do PMSM, sendo o fluxo e o binário da máquina controlados através do reajuste das componentes da corrente no referencial dq , de acordo com a estratégia de controlo adotada (e.g., MTPA, ângulo de binário constante, fator de potência unitário). Portanto, para proceder à implementação do controlador de corrente FOC, partiu-se da Equação 6.1, já apresentada no Capítulo 2.

$$\begin{cases} v_d = R_s \cdot i_d - \omega_e \cdot L_q \cdot i_q + \frac{d}{dt}(L_d \cdot i_d + \psi_f) \\ v_q = R_s \cdot i_q + \omega_e \cdot (L_d \cdot i_d + \psi_f) + \frac{d}{dt}(L_q \cdot i_q) \end{cases} \quad (6.1)$$

De seguida, foram substituídas as componentes das equações correspondentes às tensões de transformador (responsáveis por gerar a FCEM) por controladores *PI*, de forma a permitir a correta diferenciação das correntes [1]. Esta operação pode ser verificada na Equação 6.2, onde Δv_d e Δv_q são as compensações geradas pelos controladores *PI*.

$$\begin{cases} v_d = R_s \cdot i_d - \omega_e \cdot L_q \cdot i_q + \Delta v_d \\ v_q = R_s \cdot i_q + \omega_e \cdot (L_d \cdot i_d + \psi_f) + \Delta v_q \end{cases} \quad (6.2)$$

Matematicamente, os controladores *PI* podem ser representados de acordo com a Equação 6.3, onde i_d^* e i_q^* representam as correntes de referência, enquanto que k_p e k_i representam os ganhos proporcionais e integrais dos controladores.

$$\begin{cases} \Delta v_d = k_p \cdot (i_d^* - i_d) + k_i \cdot \int (i_d^* - i_d) dt \\ \Delta v_q = k_p \cdot (i_q^* - i_q) + k_i \cdot \int (i_q^* - i_q) dt \end{cases} \quad (6.3)$$

Depois, através das Equações 6.2 e 6.3 foi projetado o controlador de corrente FOC apresentado na Figura 6.1, de forma a que fosse possível implementá-lo no simulador.

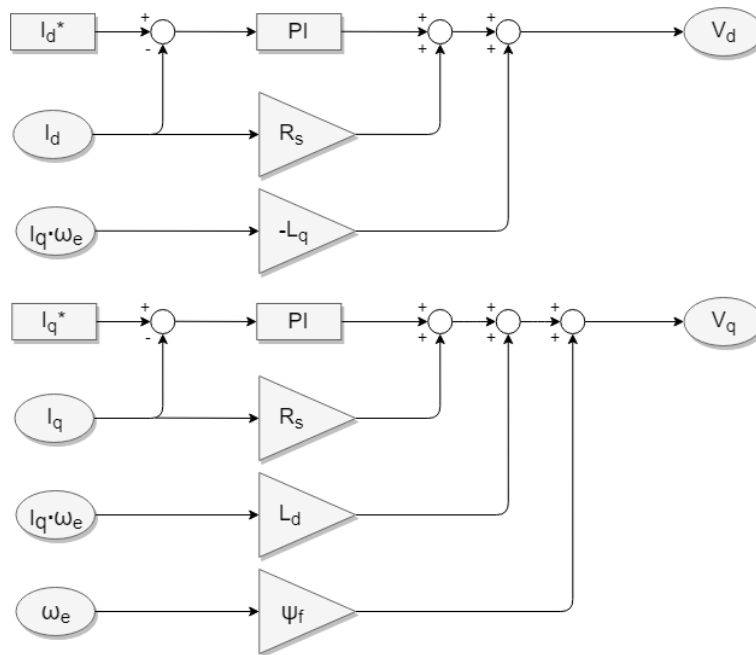


Figura 6.1: Diagrama de blocos do controlador de corrente FOC no referencial dq .

Note-se que para que o controlador possa gerar as tensões de comando v_d e v_q (a aplicar no modulador SPWM após a transformada inversa de Park), é

necessário o conhecimento dos parâmetros (constantes) do PMSM, assim como valores (variáveis) provenientes de medições em funcionamento.

Começando pelos valores variáveis, estes são:

- As correntes i_d e i_q , que são obtidas através da transformada de Park às correntes i_a , i_b e i_c , medidas diretamente através de amperímetros;
- A velocidade angular, ω_e , que é providenciada pela PLL.

Relativamente aos parâmetros do motor (cuja forma de aquisição será abordada adiante), são necessários os seguintes:

- As indutâncias L_d e L_q ;
- As resistência do estator, R_s ;
- O fluxo ψ_f .

6.2 Aquisição dos parâmetros do PMSM

Além dos parâmetros do PMSM requeridos para a aplicação do controlador FOC, houve necessidade de ter o conhecimento de parâmetros adicionais, de forma a possibilitar a realização da simulação do comportamento do motor, sendo estes parâmetros os apresentados na Figura [6.2](#).

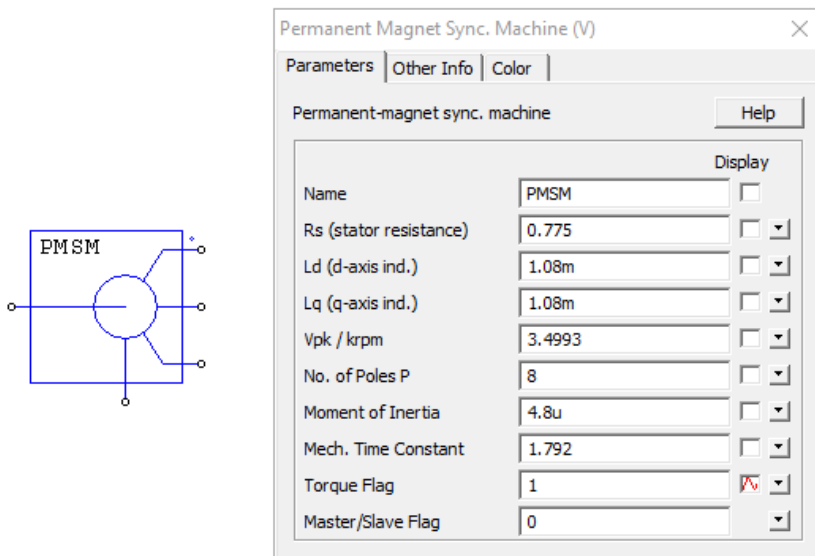


Figura 6.2: Parâmetros do PMSM no simulador PSIM.

Assim sendo, adicionalmente aos parâmetros indicados anteriormente, foi necessário conhecer o número de polos da máquina (“*No. of Poles P*”), a tensão de pico (entre fases, em vazio) gerada em rotação a 1000 RPM (“*Vpk/krpm*”), o momento de inércia (“*Moment of Inertia*”) e a constante de tempo mecânica (“*Mech. Time Constant*”).

Nesta implementação foram usadas as características de um PMSM real, o modelo DB42S03 do fabricante Nanotec [34], optando-se por fazer as medições de acordo com os métodos abordados no Capítulo 2 e posterior comparação com o *datasheet* [35].

Usando um outro motor acoplado ao veio do PMSM, colocando-o desta forma a funcionar como gerador, foi feita a medição da velocidade com recurso a um taquímetro laser, sendo a tensão entre fases e frequência medidas através de um osciloscópio digital. Na Figura 6.3 é possível analisar os resultados das medições, assim como os valores calculados a partir destas (a rotação em *rad/s*, o período e o número de pares de polos).

Rotação (RPM)	Rotação (rad/s)	Tensão composta Pk-Pk (V)	F(Hz)	T (s)	Pares de polos
400	41,88790205	2,86	26,81	0,0373	4,0215
403,5	42,25442119	2,86	26,74	0,037397	3,976208178
403,4	42,24394922	2,86	26,66	0,037509	3,965294993
1221	127,862821	8,68	81,59	0,012256	4,009336609
1222,1	127,9780127	8,68	81,63	0,01225	4,007691678
1223,7	128,1455643	8,68	81,65	0,012247	4,003432214
1678,8	175,8035249	11,9	111,95	0,008933	4,001072194
1678,9	175,8139969	11,9	112,03	0,008926	4,003692894
1678,8	175,8035249	11,9	111,99	0,008929	4,002501787
2099,1	219,817238	14,8	139,26	0,007181	3,980563098
2098,6	219,7648781	14,8	139,48	0,007169	3,987801391
2098,7	219,7753501	14,8	139,6	0,007163	3,991042074
2599,8	272,2504194	18,34	173,08	0,005778	3,994461112
2598,7	272,1352276	18,34	173,13	0,005776	3,997306345
2600,5	272,3237232	18,34	173,42	0,005766	4,001230533
3042,3	318,588911	22,2	202,5	0,004938	3,993688985
3043	318,6622148	22,2	202,72	0,004933	3,997108117
3042,7	318,6307989	22,2	202,8	0,004931	3,999079765
3494	365,8908244	25,4	232,88	0,004294	3,999084144
3494,1	365,9012964	25,4	232,56	0,0043	3,993474715
3494	365,8908244	25,4	232,69	0,004298	3,995821408
3951,1	413,7582245	29	263,4	0,003797	3,999898762
3951,5	413,8001124	29	263,31	0,003798	3,998127293
3951,5	413,8001124	28,6	263,22	0,003799	3,996760724
4399,6	460,7250346	32,2	293,45	0,003408	4,001954723
4399,4	460,7040907	32,2	293,15	0,003411	3,998045188
4398,5	460,6098429	32,2	293,45	0,003408	4,002955553

Figura 6.3: Resultados das medições de velocidade, tensão e frequência do PMSM.

Através de uma regressão linear (apresentada na Figura 6.4) foi possível obter a equação da reta representativa da evolução da tensão em função da velocidade. Posteriormente, com essa equação foi calculado o valor da tensão de pico a pico, entre fases, gerada a 1000 *RPM*, resultando daí o valor 6,9986 *V*. Visto que para efeitos de simulação é necessário o valor de pico, então considerou-se metade deste último valor calculado, i.e. 3,4993 *V*.

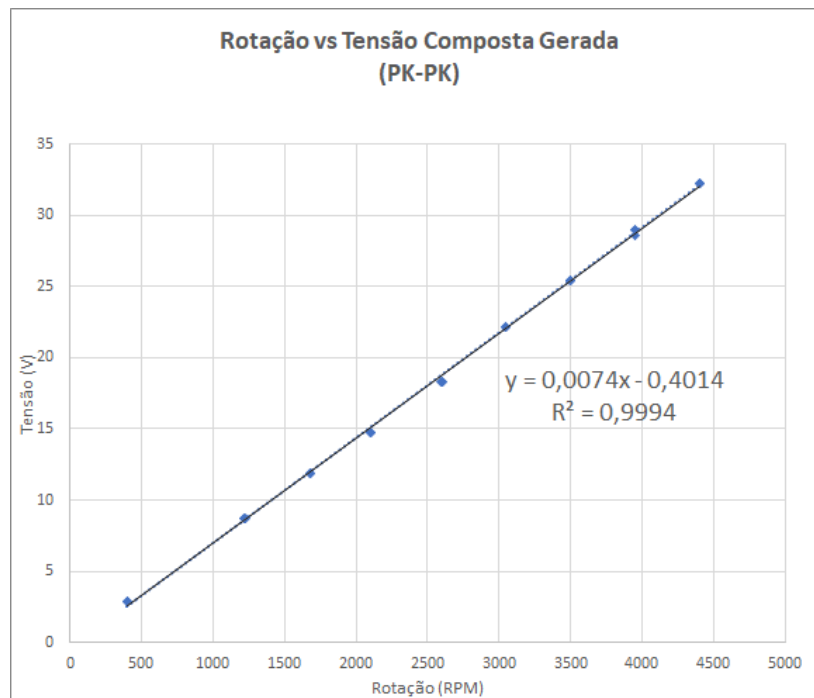


Figura 6.4: Regressão linear dos valores de tensão e velocidade obtidos experimentalmente.

Através dos valores apresentados na Figura 6.3 é ainda possível verificar que o motor tem 8 polos.

Para medir os valores das resistências e indutâncias entre fases, foi usando um ohmímetro e um medidor de indutâncias, respetivamente, com o rotor em diferentes posições, resultando daí os valores apresentados na Figura 6.5. Através de medições adicionais das indutâncias em diferentes ângulos do rotor verificou-se que o rotor possuía uma tipologia isotrópica. Em suma, tendo em conta os métodos de medição abordados no Capítulo 2, deste processo resultam $R_s = 0,775 \Omega$ e $L_d = L_q = 1,08 mH$.

Relativamente aos resultados da constante de tempo mecânica presentes nesta figura, foram também obtidos de acordo com a técnica apresentada no Capítulo 2. Na Figura 6.6 é possível observar um exemplo desta aquisição, sendo os valores

obtidos através da observação da envolvente positiva da tensão gerada. Destas medições resultou o valor $\tau_{mec} = 1,7922 s$.

R_{ab} (Ω)	R_{ac} (Ω)	R_{cb} (Ω)	R_{cabos} (Ω)	L_{ab} (mH)	L_{ac} (mH)	L_{cb} (mH)	τ_{mec} (mH)
1,65	1,68	1,67	0,14	2,13	2,12	2,14	1,744
1,69	1,67	1,66	0,12	2,17	2,16	2,16	1,792
1,66	1,69	1,67	0,12	2,16	2,16	2,15	1,978

Figura 6.5: Resultados das medições de resistência, indutância e constante de tempo mecânica do PMSM.

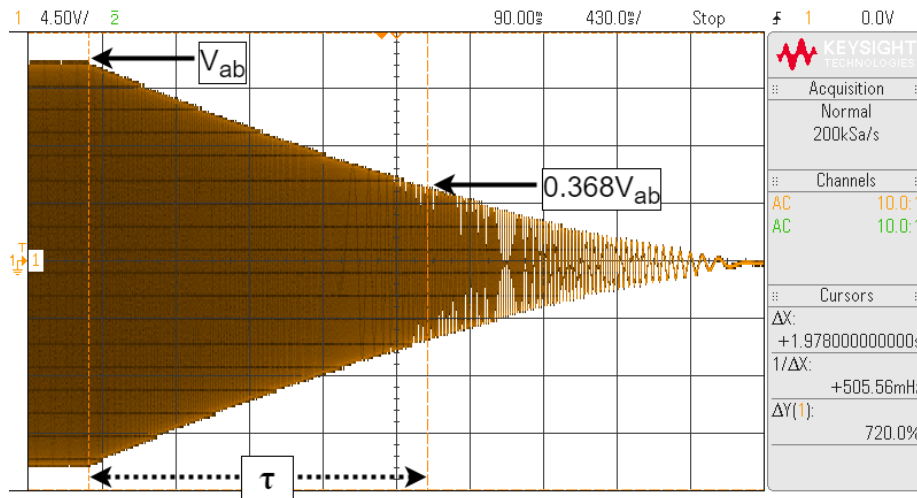


Figura 6.6: Exemplo de medição da constante de tempo mecânica.

Posto isto, para estarem reunidos todos os parâmetros necessários à simulação do funcionamento do PMSM, resta apenas determinar o valor do momento de inércia. Uma vez que não havia mecanismos disponíveis para o fazer experimentalmente, este valor foi aproximado tendo em conta o valor indicado na *datasheet* e o facto de ao veio estar acoplado um outro motor, ficando assim definido como $J = 4,8 \cdot 10^{-6} kg \cdot m^2$.

Reunidas as condições para simular o comportamento do PMSM, determinou-se o valor do fluxo (ψ_f) através deste meio, usando a relação $\psi_f = E_f / \omega_e$. Note-se que para o valor de E foi considerada a tensão de pico (simples) medida numa das fases, num funcionamento de gerador sem carga, resultando assim $\psi_f = 0,0048 Wb$.

Desta forma, ficou concluída a determinação dos parâmetros do PMSM, podendo prosseguir para o seu controlo.

6.3 Controlo de corrente

Tal como indicado anteriormente, independentemente da estratégia de controlo adotada, esta baseia-se no ajuste das componentes da corrente no referencial dq . Uma vez que se pretendia alcançar o fator de potência unitário, i.e, poder variar a potência ativa (P), mantendo a potência reativa (Q) com valor nulo, e tendo em conta que estas componentes variam de acordo com a Equação 6.4 [1], aquando de uma velocidade de rotação constante, a potência ativa é diretamente proporcional à corrente i_q , assim como a corrente reativa pode ser anulada levando a corrente i_d para um valor nulo.

$$\begin{cases} P = \frac{3}{2} E_f \cdot i_q \\ Q = \frac{3}{2} E_f \cdot i_d \end{cases} \quad (6.4)$$

Posto isto, e para ser possível simular o controlo de corrente, utilizando o FOC, foi necessário preparar a estrutura de simulação para o efeito. Esta estrutura, apresentada na Figura 6.7 começou por ser formada por um PMSM cuja rotação seria imposta no veio, sendo a referência dada em RPM , havendo desta forma necessidade de conversão. Foram ainda adicionados no veio um medidor de velocidade e um medidor de binário para efeitos de análise de resultados.

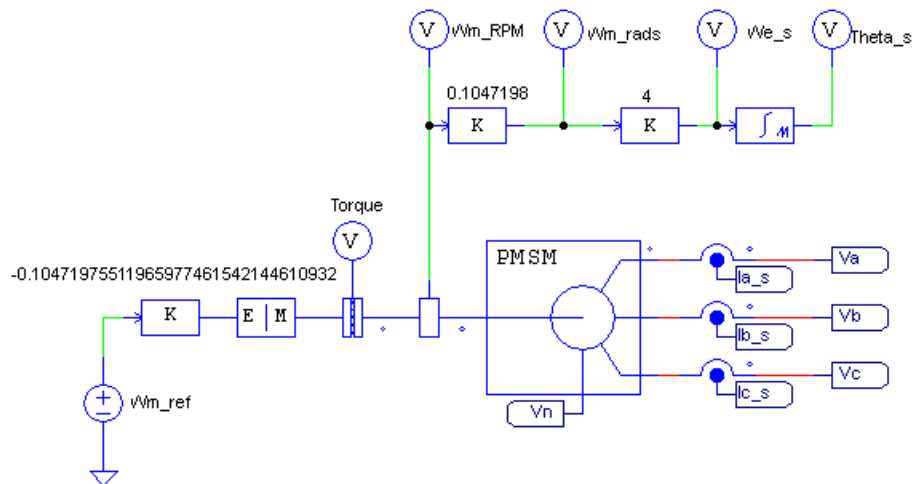


Figura 6.7: Esquema de simulação do PMSM em função de gerador.

De seguida, foi definido o intervalo de velocidade no qual se iria fazer o controlo do gerador, ficando este definido entre as 500 e as 4000 RPM , não se fazendo a exploração do controlo na zona de enfraquecimento do fluxo (visto que a velocidade nominal do PMSM é de 4000 RPM e a velocidade máxima de 6200 RPM). Foi também definido que a carga a usar seria uma bateria de 24 V . Tendo em

conta estas decisões e determinado o valor máximo da tensão AC para o qual se pretendia fazer o controlo (8,89 V), foi verificada a viabilidade do uso da técnica SPWM através do índice de modulação m_a , tal como apresentado na Equação 6.5

$$m_a = 2 \frac{v_p}{V_{DC}} = 2 \cdot \frac{8,08}{24} \approx 0,673 \quad (6.5)$$

Visto que o índice de modulação máximo necessário estava abaixo do limite da linearidade, considerou-se como viável a utilização desta técnica de modulação.

Assim sendo e tal como apresentado na Figura 6.8 foi criado o esquema do VSC ao qual se ligam as três fases do PMSM, com a carga e filtro no lado DC, sendo considerados os valores das resistências de série equivalentes (ESR).

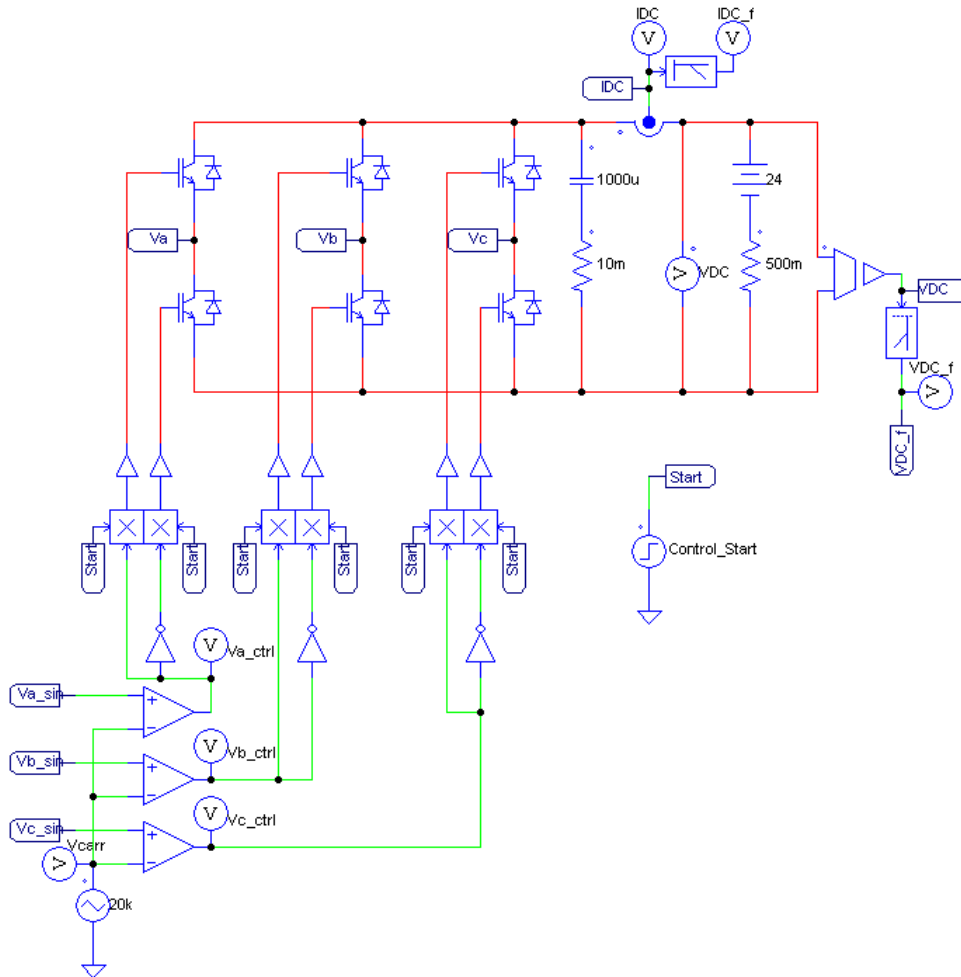


Figura 6.8: Esquema de simulação do VSC com carga DC conectado ao esquema de modulação SPWM.

Analisando ainda a Figura 6.8, é possível observar que a este esquema foi adicionado o processo de modulação SPWM, que utiliza um sinal portador de 20 kHz e que recebe os sinais moduladores, provenientes do controlo FOC. Pode também verificar-se o mecanismo implementado para a ativação do controlo, de forma a ser possível permitir que este seja efetuado apenas depois do sistema estar sincronizado.

Concluída a implementação destas componentes do circuito, procedeu-se à implementação da SRF-PLL, de acordo com a Figura 6.9, tendo sido definido que esta seria baseada no sinal da tensão. Como tal, sendo necessário o valor das tensões simples, foram conectadas aos terminais do PMSM três resistências de valor elevado, ligadas em estrela, de forma a que fosse criado um ponto neutro virtual [36].

Tendo em conta a disposição dos sensores de corrente colocados nos terminais do PMSM (que consideram positiva a corrente que circula no sentido do motor), houve a necessidade de fazer uma inversão das fases, de forma a corrigir a polaridade dos sensores de tensão implementados.

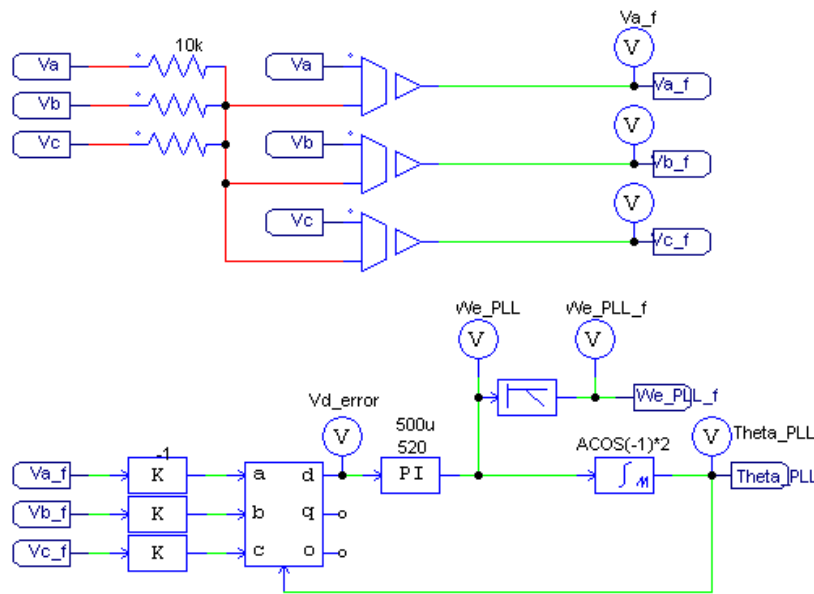


Figura 6.9: Esquema de simulação da PLL baseada em tensão.

Relativamente ao ajuste do controlador PI da PLL, foi inicialmente usado o método *Symmetrical Optimum* [37] que tem por objetivo otimizar a margem de fase do sistema. Este método de ajuste indica o cálculo do ganho proporcional (K_p) e o tempo de integração (T_i) de acordo com a Equação 6.6. Considerando uma frequência de corte (f_c) ligeiramente superior da frequência da tensão gerada pelo PMSM a 4000 RPM , a tensão simples de pico (V_p) gerada nesta mesma velo-

cidade e o valor do período de amostragem (T_s) como o período da onda portadora usada na modulação SPWM, chegou-se aos valores dos ganhos apresentados na Equação 6.7.

$$\begin{cases} K_p = \frac{\omega_c}{V_p} \\ T_i = \frac{1}{\omega_c^2 \cdot T_s} \end{cases} \quad (6.6)$$

$$\begin{cases} K_p = \frac{2\pi \cdot 270}{8,08} \approx 209,96 \\ T_i = \frac{1}{(2\pi \cdot 270)^2 \cdot \frac{1}{20000}} \approx 6,95 \cdot 10^{-3} \end{cases} \quad (6.7)$$

Obtidos os valores necessários à realização da simulação, foi então possível obter os resultados apresentados na Figura 6.10, que dizem respeito à velocidade angular do rotor estimada através da PLL (We_{PLL}), comparativamente ao valor da mesma velocidade angular medida com recurso a um sensor no veio (We_s). Nesta figura é ainda possível analisar a variação do erro ($We_s - We_{PLL}$).

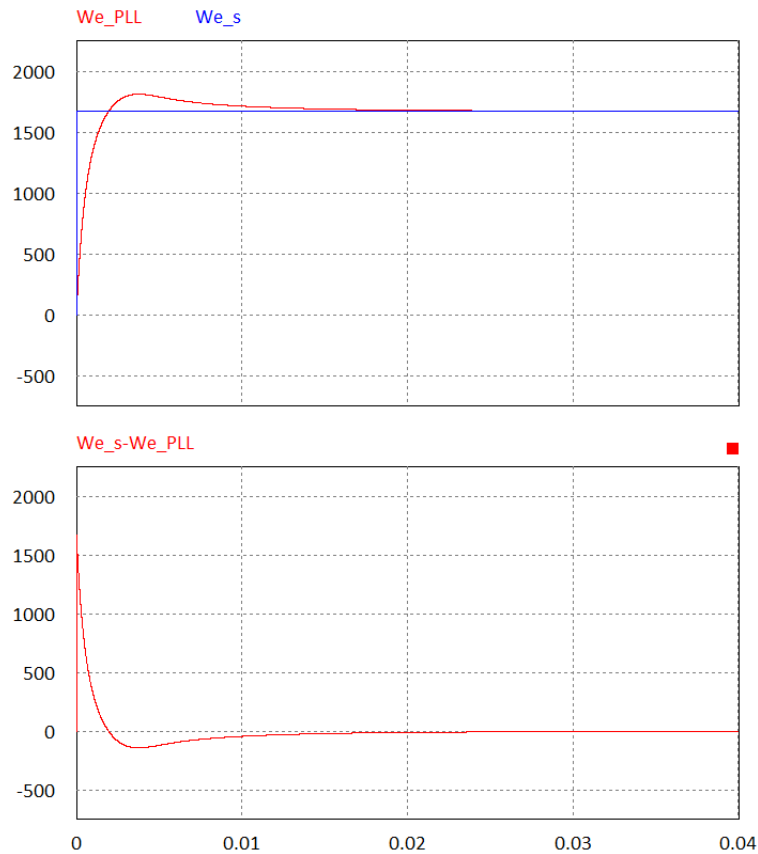


Figura 6.10: Resultados da simulação da PLL baseada em tensão – velocidade angular estimada pela PLL (We_{PLL}), medida pelo sensor (We_s) e respetivo erro.

Ainda como resultado destas simulações, foi possível determinar que a resposta da PLL para a velocidade angular apresentava um tempo de subida de $1,3\text{ ms}$, um tempo de estabelecimento (5%) de $6,5\text{ ms}$ e um *overshoot* de 8,3%.

Relativamente aos resultados da estimação do ângulo do rotor (θ_{PLL}), é possível verificar na Figura 6.11 a sua comparação com o valor homólogo quando obtido através do sensor no veio (θ_s), assim como o comportamento do valor de erro ($\theta_s - \theta_{PLL}$).

Desta forma foi possível determinar que o sincronismo da PLL (i.e., a sobreposição do sinal estimado e do sinal medido) era conseguido antes dos 20 ms e que o erro absoluto médio possuía um valor de $0,31\text{ rad}$.

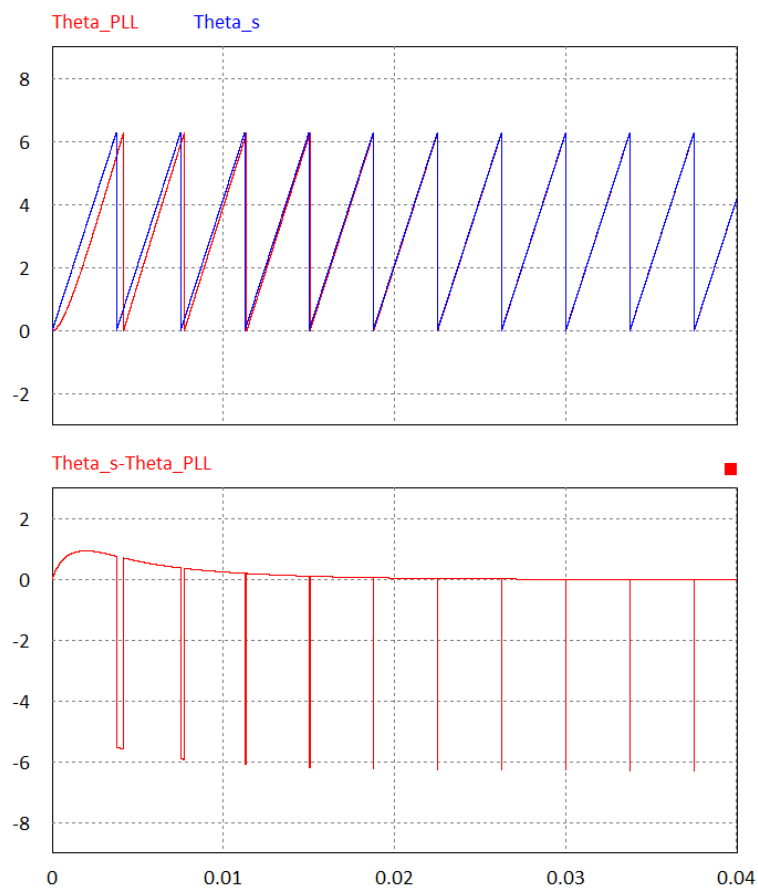


Figura 6.11: Resultados da simulação da PLL baseada em tensão – ângulo do rotor estimado (θ_{PLL}), medido (θ_s) e respetivo erro.

Posto isto, foi decidido que se tentaria melhorar o tempo de resposta da PLL, alterando de forma iterativa os ganhos do controlador *PI*. Após alguns ajustes nos ganhos, estes ficaram definidos como $K_p = 520$ e $T_i = 500\mu$, sendo os resultados visíveis nas Figuras 6.12 e 6.13.

Na Figura 6.12 é possível verificar novamente a velocidade angular estimada e o valor obtido através do sensor, assim como a variação do erro.

Nestas condições, verificou-se que a resposta da PLL para a velocidade angular apresentava um tempo de subida de $0,3\text{ ms}$, um tempo de estabelecimento (5%) de $1,5\text{ ms}$ e um *overshoot* de $20,4\%$.

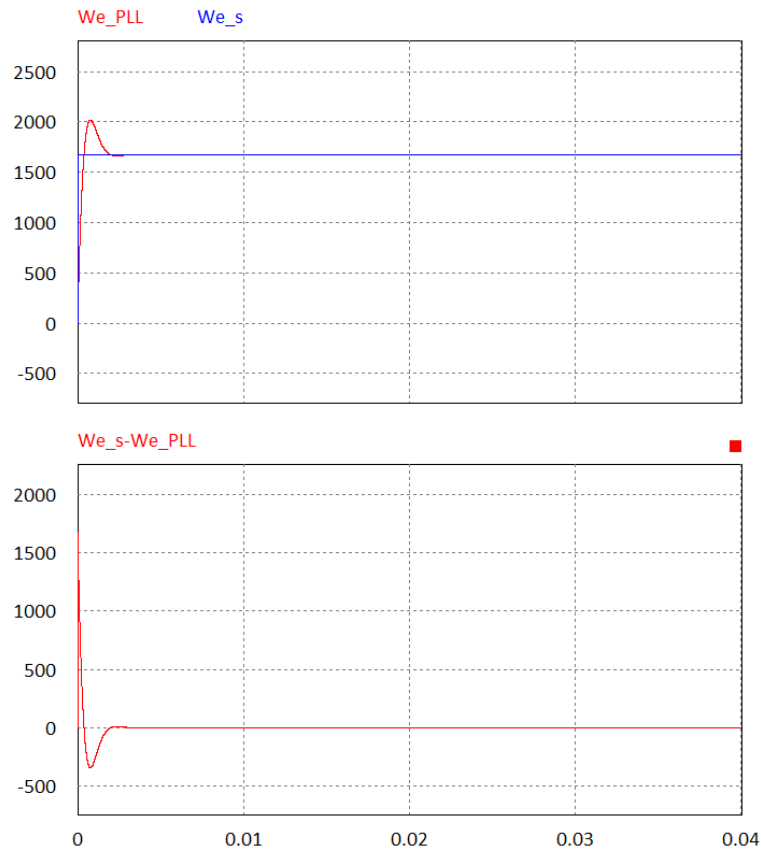


Figura 6.12: Resultados da simulação da PLL baseada em tensão, com otimização dos ganhos – velocidade angular estimada pela PLL (We_{PLL}), medida pelo sensor (We_s) e respetivo erro.

Quanto à estimação do ângulo do rotor e respetivo erro, é possível verificar os seus resultados na Figura 6.13, de forma semelhante ao que foi feito para os valores de ganho apresentados anteriormente.

Neste caso, foi também possível determinar que o sincronismo da PLL era conseguido antes dos $2,5\text{ ms}$ e que o erro absoluto médio possuía um valor de $0,02\text{ rad}$.

Finalizado o processo de implementação e ajuste da PLL, procedeu-se à implementação do controlador FOC, começando-se fazer a aquisição dos valores de

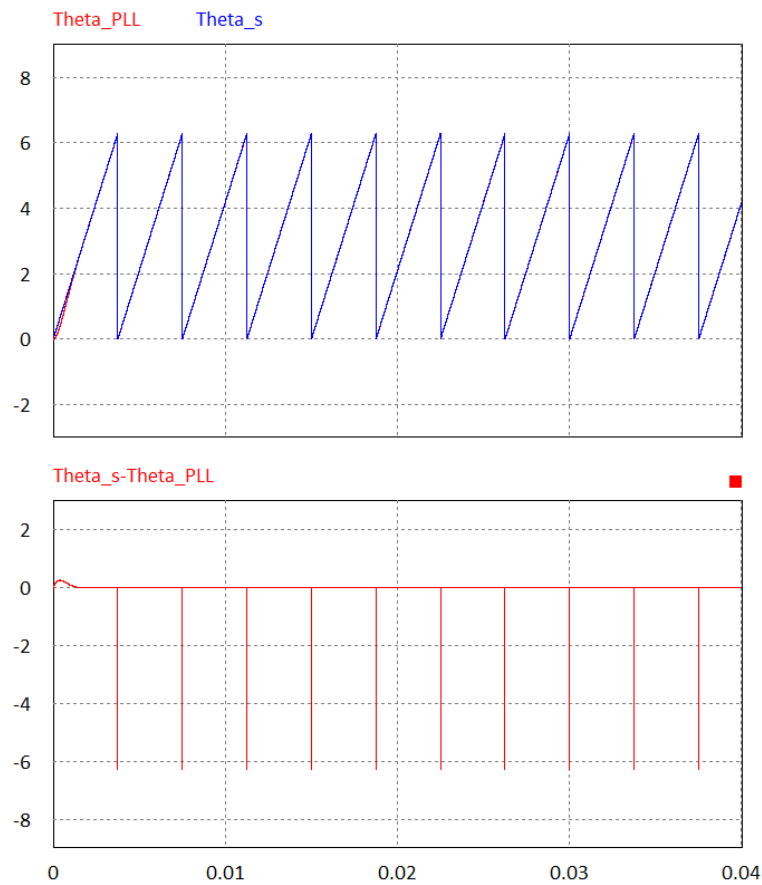


Figura 6.13: Resultados da simulação da PLL baseada em tensão, com otimização dos ganhos – ângulo do rotor estimado (Θ_{PLL}), medido (Θ_s) e respetivo erro.

corrente através de sensores colocados nas três fases do PMSM e posterior conversão para o quadrante dq , através da transformada de Park, utilizando o ângulo estimado.

De forma a otimizar a qualidade do sinal que chegava ao controlador, foram aplicados, a cada fase, filtros passa-baixo com uma f_c de 15 kHz .

Esta implementação pode ser vista na Figura [6.14](#) assim como o esquema do controlador FOC e da produção dos sinais moduladores.

A produção dos sinais moduladores foi implementada através da transformada inversa de Park, usando novamente o ângulo estimado, sendo necessário condicionar este valor para que o seu máximo não ultrapasse o máximo da onda portadora (para que o modulador não entre na zona não linear).

De salientar que em ambas as transformadas aplicadas houve necessidade de

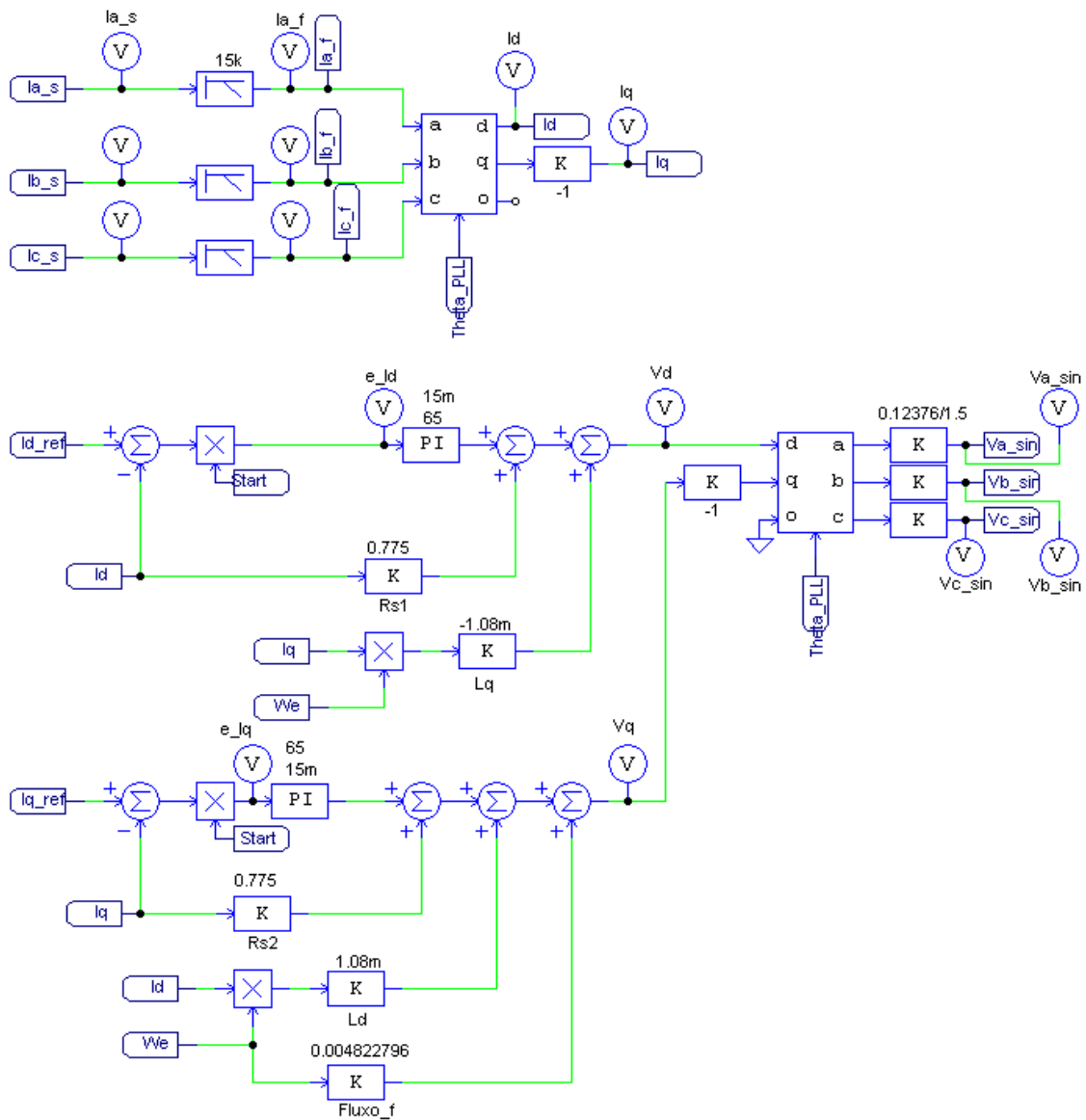


Figura 6.14: Esquema de simulação do controle FOC.

fazer inversão do sinal de quadratura (q) devido às propriedades do bloco do simulador, que possui discrepâncias face à transformada estudada no Capítulo 2.

Relativamente ao controlador FOC, este foi construído em coerência com o diagrama de blocos apresentado anteriormente (na Figura 6.1), sendo os ganhos dos controladores PI ajustados de forma iterativa. Colocando sempre ambos os controladores com os mesmos ganhos, começou-se por aumentar progressivamente o ganho proporcional (K_p) mantendo o ganho do integrador (K_i) nulo (i.e., $T_i \approx \infty$, visto que $K_i = \frac{1}{T_i}$). Quando se verificou que era atingido valor de referência e

havia uma posterior estabilização com erro em regime permanente, aumentou-se o ganho K_i , de forma a anular este erro.

Após ser conseguida uma resposta próxima da pretendida, procedeu-se a um ajuste mais fino dos ganhos, sendo necessário ter em conta que o tempo de integração destes controladores não poderia ser inferior ao tempo de integração usado no PI da PLL, uma vez que o controlador FOC, numa perspetiva geral do sistema, se trata de um *loop* de controlo mais externo face à PLL. Posto isto, fixaram-se os ganhos dos controladores em $K_p = 65$ e $T_i = 15m$.

Finalizado o processo de implementação do esquema necessário à avaliação do desempenho do controlador FOC, procedeu-se então para esta tarefa, tendo em conta o objetivo de conseguir um fator de potência unitário, a relação entre a potência ativa e a corrente i_q , assim como a relação da potência reativa com a corrente i_d . Desta forma foram definidos como valores de referência $I_d = 0 A$, para todo o ciclo de funcionamento ($100 ms$), $I_q = 0,2 A$ dos 20 aos $40 ms$, $I_q = 1,05 A$ dos 40 aos $60 ms$, $I_q = 0,5 A$ dos 60 aos $80 ms$ e novamente $I_q = 0,2 A$ dos 80 aos $100 ms$ de funcionamento.

Os $20 ms$ iniciais do funcionamento foram reservados para o sincronismo da PLL, estando os sinais de comando dos IGBT's com um valor nulo.

Na Figura 6.15 é possível observar os resultados da simulação no que diz respeito à corrente. É possível observar as formas de onda da corrente medida na fase a (I_{a-s}) e a mesma depois de filtrada (I_{a-f}). Em simultâneo, é também possível observar o resultado das correntes filtradas no referencial dq (I_d e I_q), em comparação com os valores de referência indicados (I_{d-ref} e I_{q-ref}).

Por outro lado, na Figura 6.16 é possível verificar o sincronismo do ângulo estimado pela PLL em comparação com as formas de onda da corrente, ampliadas por um fator de $\times 10$ para facilitar a sua interpretação, assim como a comparação do ângulo com as formas de onda da componente fundamental da tensão na mesma fase.

Relativamente ao impacto das variações da corrente na tensão da carga (VDC), este pode ser observado na Figura 6.17, tendo sido focado o período que contempla os instantes onde ocorrem as maiores variações da referência (nos 40 e nos $60 ms$).

Note-se que quer as Figuras 6.15, 6.16 e 6.17 refletem o comportamento do sistema para um funcionamento do gerador com uma velocidade de rotação de $4000 RPM$. Para um funcionamento no limite mínimo considerado ($500 RPM$), é possível observar-se a resposta das correntes no referencial dq , face às maiores variações da referência, assim como o seu impacto na tensão da carga.

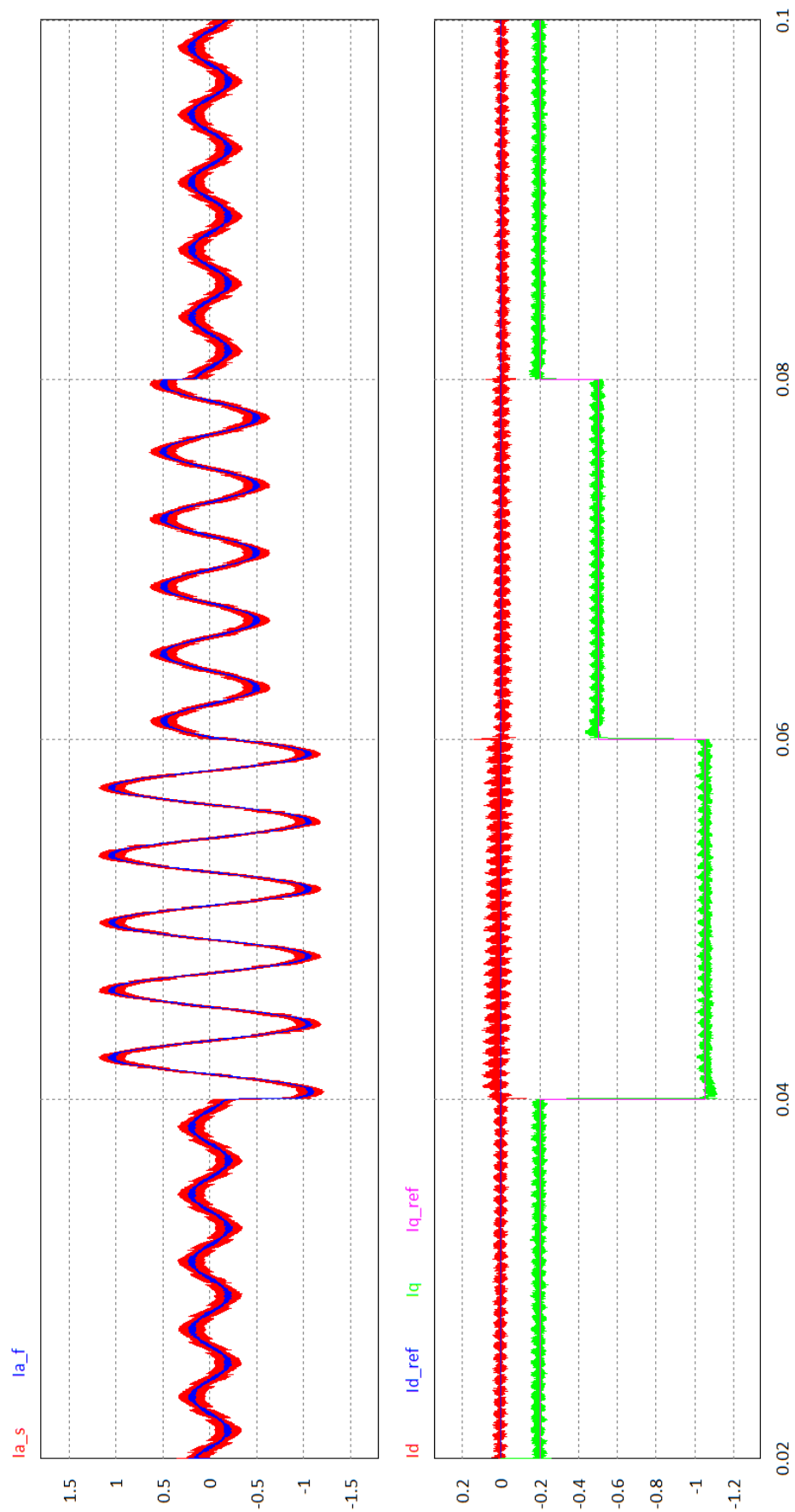


Figura 6.15: Resultados da simulação do controle FOC, a 4000 *RPM* – formas de onda da corrente.

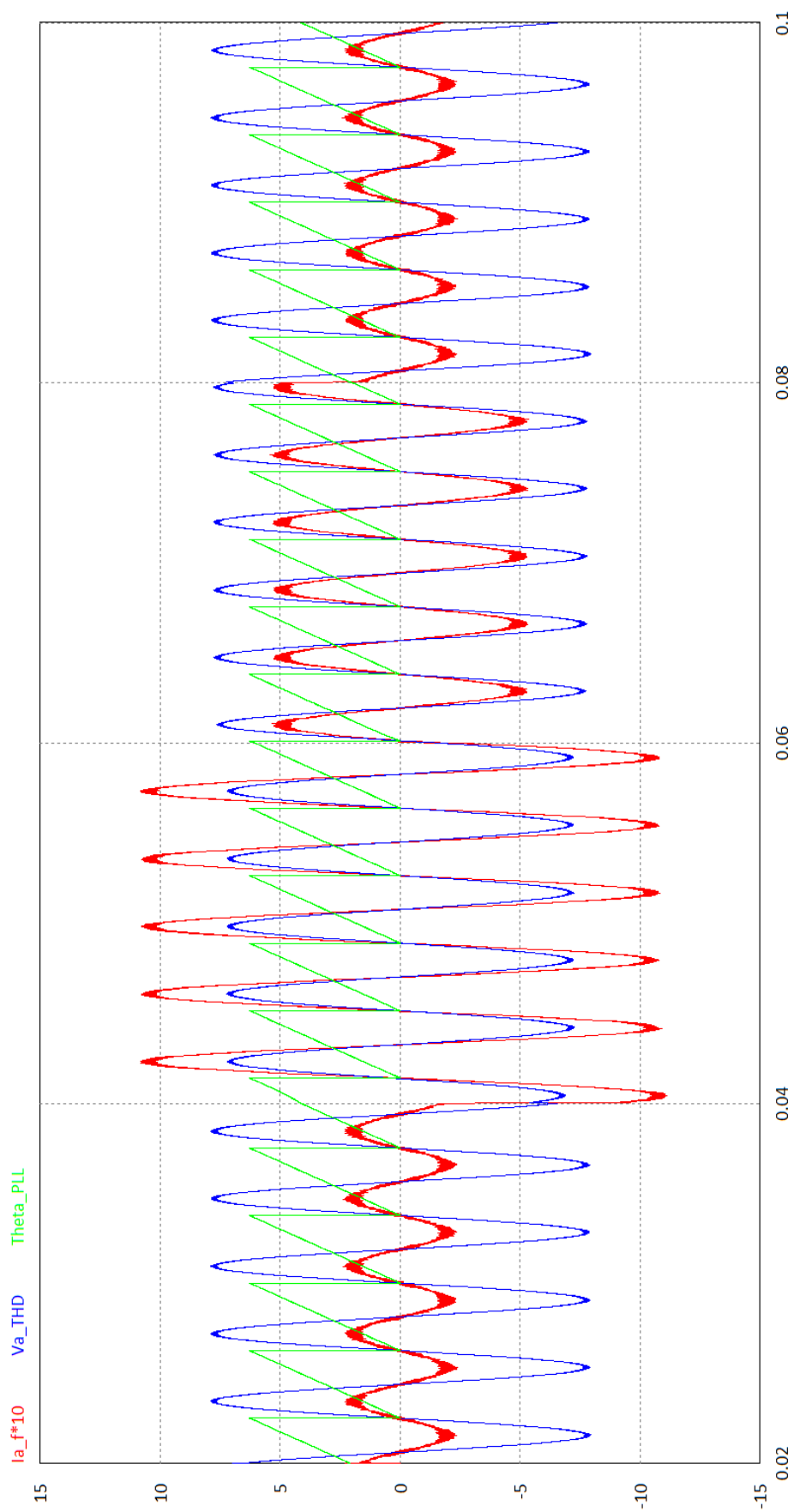


Figura 6.16: Resultados da simulação do controle FOC, a 4000 *RPM* – formas de onda da corrente, tensão e ângulo do rotor.

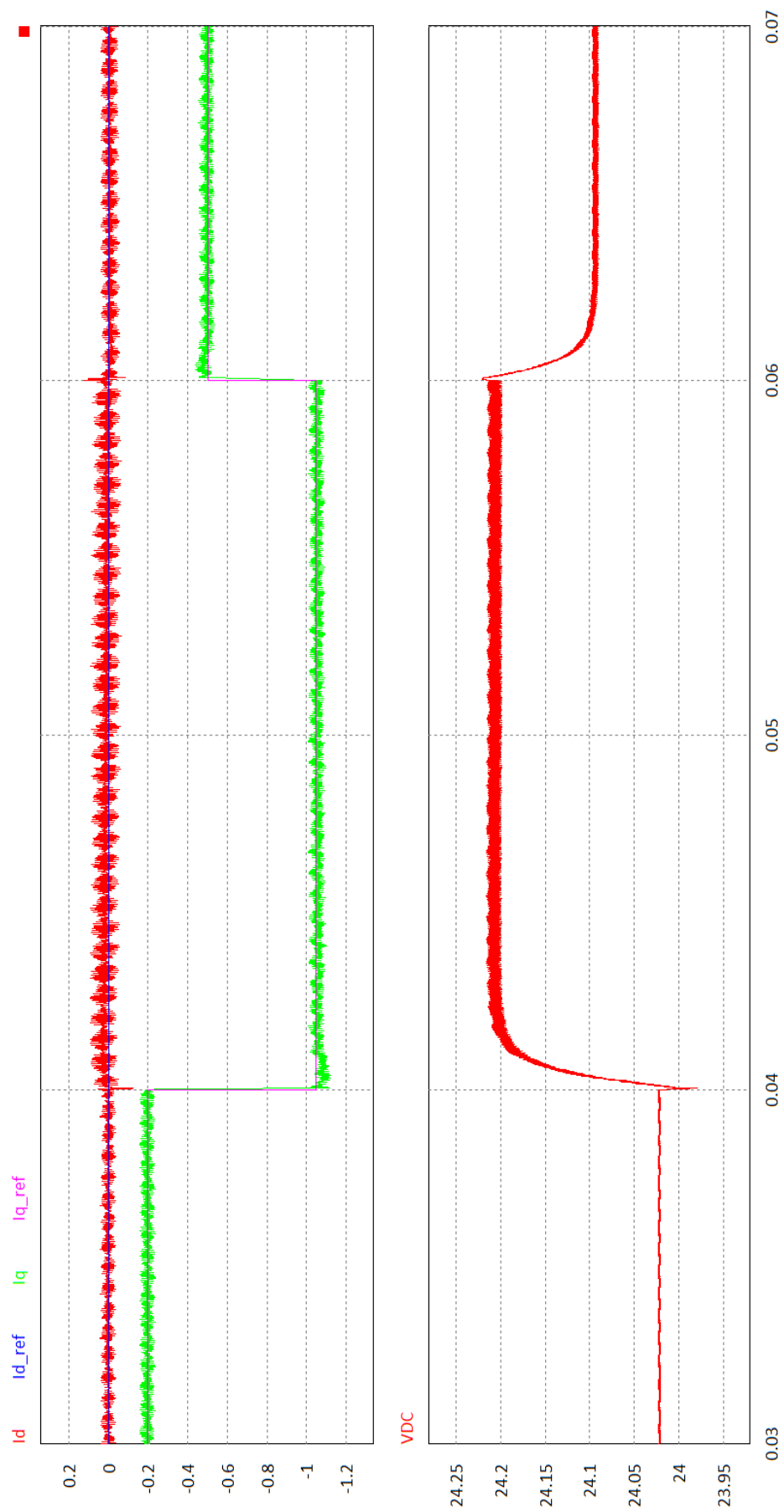


Figura 6.17: Resultados da simulação do controle FOC, a 4000 *RPM* – formas de onda da corrente e da tensão na carga.

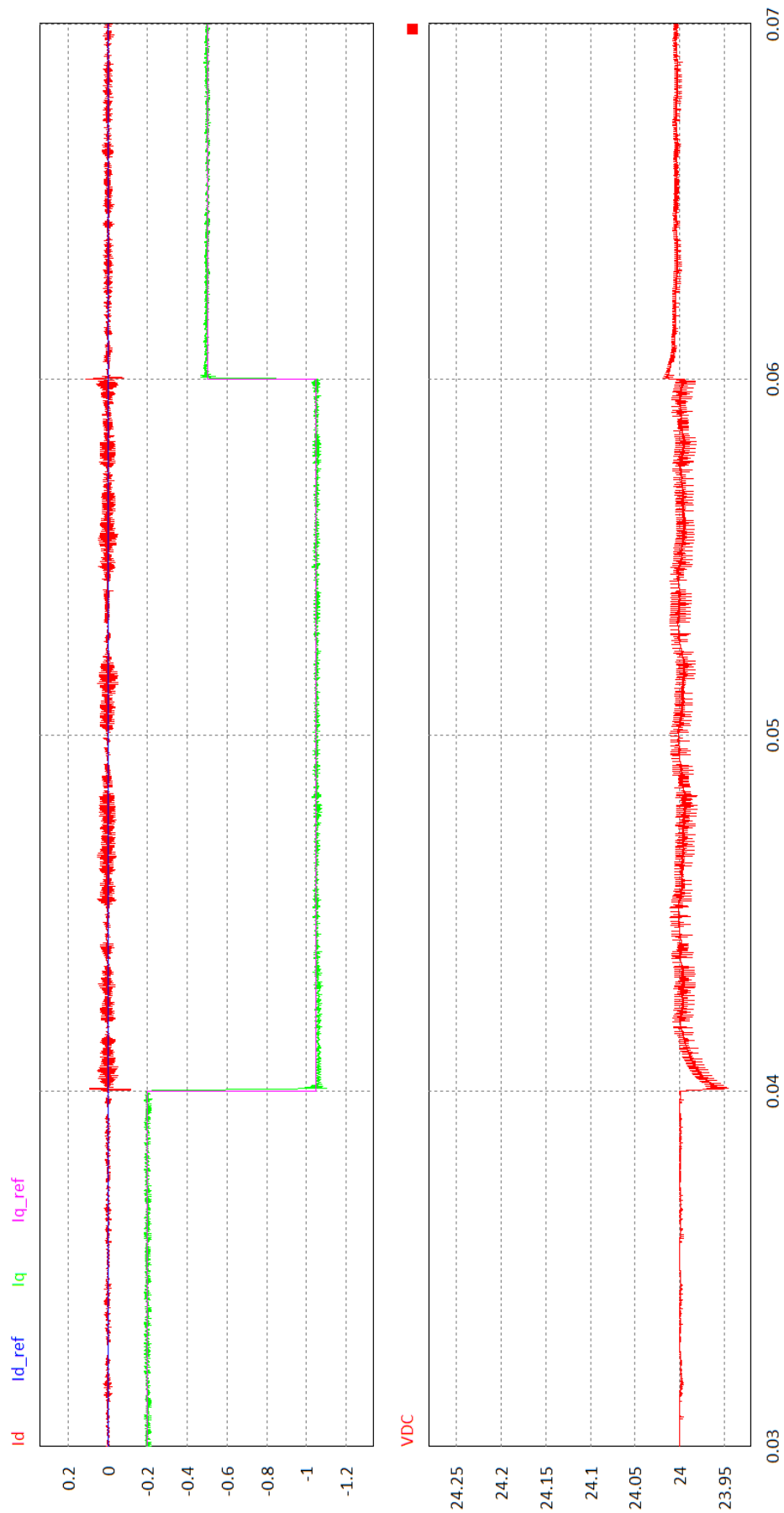


Figura 6.18: Resultados da simulação do controlo FOC, a 500 *RPM* – formas de onda da corrente e da tensão na carga.

6.4 Controlo discreto de corrente

Terminada a implementação e obtidos os resultados das simulações do controlo FOC, procedeu-se à implementação e avaliação do mesmo, quando utilizado um equivalente discreto na função de PLL e controlador. Para tal, partindo do esquema de simulação anterior, foi implementado um bloco de processamento de código *C* (apresentado na Figura 6.19) e foram eliminados os esquemas que desempenhavam as funções que se pretendiam discretizar.

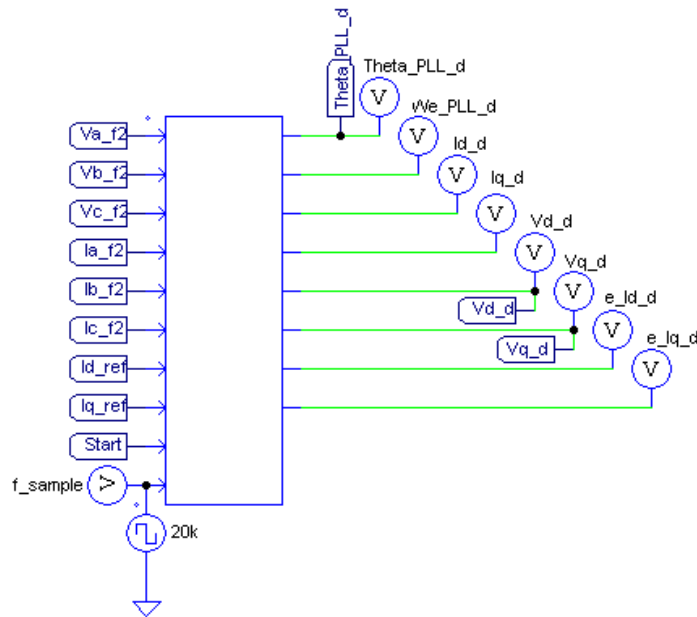


Figura 6.19: Esquema de simulação do controlador discreto FOC com PLL integrada.

Como é possível verificar ainda na Figura 6.19, foram utilizadas três entradas para os sinais de tensão (V_{a_f2} , V_{b_f2} e V_{c_f2}), três entradas para os sinais de corrente (I_{a_f2} , I_{b_f2} , I_{c_f2}), duas para as referências de corrente (I_{d_ref} e I_{q_ref}), uma entrada para dar início ao controlo FOC ($Start$) e a entrada responsável por definir a frequência de processamento e amostragem. Para efeitos do processo de modulação, foram utilizadas três saídas, sendo uma delas o ângulo estimado ($Theta_PLL_d$) e as restantes as tensões de controlo (V_{d_d} e V_{q_d}). Estas saídas são usadas na transformada inversa de Park, que à semelhança da simulação anterior, gera os sinais moduladores. Foram ainda usadas saídas adicionais para efeitos de análise do comportamento do sistema discreto, nomeadamente a velocidade angular estimada pela PLL (We_PLL_d), as correntes no referencial dq (I_{d_d} e I_{q_d}) e os respetivos erros usados no controlo FOC ($e_{I_{d_d}}$ e $e_{I_{q_d}}$).

Relativamente ao funcionamento implementado, começou-se por se definir a frequência de processamento e amostragem, tendo esta ficado definida como 20 kHz , de forma a manter a coerência com a frequência da onda portadora utilizada no processo de modulação. Note-se que usando esta frequência de amostragem (que a 4000 RPM é cerca de 75 vezes superior à frequência da tensão do sistema), também se cumpre o requisito imposto pela frequência de Nyquist [38].

Posto isto, houve necessidade de garantir que o código iria ser executado à frequência imposta pelo sinal aplicado à entrada criada para o efeito. Para tal, foi implementado o código apresentado na Figura 6.20, que faz com seja necessário uma transição no estado do sinal de *clock* após cada execução do código.

```

if(in[9]==1 && level==0)
{
    //Código a executar
    level=1;
}
if(in[9]==0 && level==1)
{
    level=0;
}

```

Figura 6.20: Extrato de código utilizado para garantir apenas uma execução do código por ciclo de *clock*.

De seguida, passou-se à conversão dos sinais de tensão para o referencial $\alpha\beta$, de acordo com a forma apresentada no Capítulo 2, assim como o cálculo do ângulo atual da tensão medida, tal como é apresentado na Figura 6.21. Para evitar cálculos repetitivos em cada processamento de código foram definidas algumas constantes, nomeadamente para o valor da razão $\frac{2}{3}$ (*aux_2D3*) e para o valor $\sqrt{\frac{3}{2}}$ (*aux_raiz2D3*).

```

alpha = aux_2D3 * (-(in[0]) + 0.5 * in[1] + 0.5 * in[2]);
beta = aux_2D3 * (-(aux_raiz3D2 * in[1]) + aux_raiz3D2 * in[2]);
theta = atan2(beta, alpha);

```

Figura 6.21: Extrato de código utilizado para a transformada de Clarke e para o cálculo do ângulo do rotor.

Posteriormente, foi calculado o erro entre o ângulo estimado e o ângulo medido através da tensão, sendo este usado para calcular as componentes do referencial *dq*. Tal como se pode ver na Figura 6.22, para o sincronismo do sistema foi usada a componente direta (*d*), à qual foi aplicado o compensador PI (aproximado para o regime discreto através do método de Tustin [39]) para calcular o valor da velocidade angular (*w*). Neste compensador foram usados os ganhos $kp1 = 520$ e $ki1 = 520/0,0007$, na componente proporcional e integrativa, respetivamente.

Na Figura 6.22 é ainda visível o limitador aplicado à velocidade angular, assim como a atualização das variáveis para utilizar no ciclo de processamento seguinte (*prev_q* e *prev_d*).

```
e_theta = theta - theta_out;
d = cos(e_theta);
q = sin(e_theta);

w = kp1 * (d - prev_d) + ki1 * Ts_2 * (d + prev_d) + prev_w;

if (w > 3000) w = 3000.0;
else if (w < 0) w = 0.0;

prev_q = q;
prev_d = d;
```

Figura 6.22: Extrato de código utilizado para implementar a estimação da velocidade angular.

Para finalizar o processo de implementação da PLL, aplicou-se o integrador também discretizado segundo a regra de Tustin, com ganho unitário, tal como se pode verificar na Figura 6.23, seguido do ajuste do valor resultante para o intervalo compreendido entre os valores 0 e $2\pi \text{ rad}$. Nesta figura é também visível a atualização das restantes variáveis a utilizar no ciclo de processamento seguinte da PLL (*prev_w* e *prev_theta_out*).

```
theta_out = theta_out + Ts_2 * (w + prev_w);
if(theta_out > aux_2pi){ theta_out = theta_out - aux_2pi;}
else if(theta_out < 0) theta_out = 0;

prev_w = w;
prev_theta_out = theta_out;
```

Figura 6.23: Extrato de código utilizado para implementar a estimação do ângulo do rotor.

Restando apenas a atualização das saídas, foi decidido que adicionalmente seria implementado um filtro de média deslizante (MAF) no valor da velocidade angular a ser usado no controlo FOC. Esta implementação foi feita de acordo com o código visível na Figura 6.24. Note-se que a frequência de corte (f_c) deste filtro é definida pelo número de posições que ele possui (*w_vec_lenght*) e pela frequência de amostragem (f_s), de acordo com a Equação 6.8 [1]. Assim sendo, foi definida uma $f_c = 200 \text{ Hz}$, sendo esta imposta pelo filtro MAF de 100 posições.

$$f_c = \frac{f_s}{w_vec_lenght} \quad (6.8)$$

```

w_sum=w_sum-w_vec[w_count]+w;
w_vec[w_count]=w;
w_count++;
if(w_count>(w_vec_lenght-1)) w_count = 0;
w_avg=w_sum/w_vec_lenght;

out[0]=theta_out;
out[1]=w_avg;

```

Figura 6.24: Extrato de código utilizado para aplicar o MAF à velocidade angular.

Os resultados da implementação da discretização da PLL podem ser analisados na Figura 6.26, de forma homóloga ao que foi efetuado anteriormente.

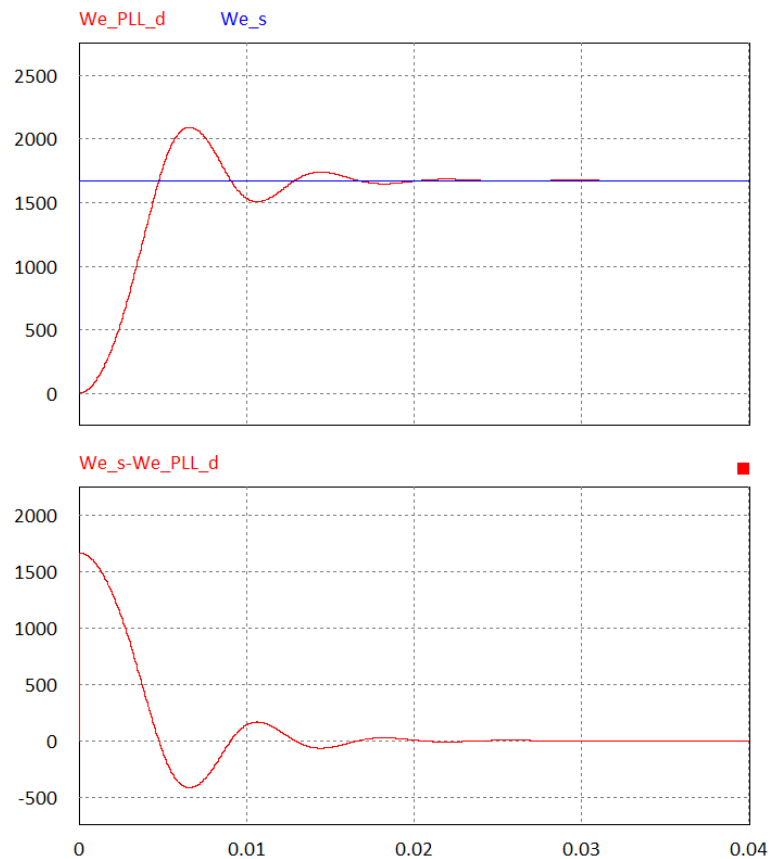


Figura 6.25: Resultados da simulação da PLL discretizada – velocidade angular estimada pela PLL (We_{PLL-d}), medida pelo sensor (We_s) e respetivo erro.

Da análise do comportamento do valor da velocidade angular do rotor estimada através da PLL discreta (We_{PLL-d}), novamente em comparação com o mesma variável quando medida diretamente com o sensor (We_s) foi possível

determinar um tempo de subida de $3,1\text{ ms}$, um tempo de estabelecimento (5%) de $12,1\text{ ms}$ e um *overshoot* de $24,9\%$.

Relativamente aos resultados correspondentes ao valor ângulo do rotor estimado, apresentados na Figura 6.26, estes também podem ser analisados de igual forma homóloga ao que foi feito na primeira implementação da PLL. É possível verificar-se o sincronismo da PLL com o sistema antes dos 20 ms e um erro absoluto médio de $0,26\text{ rad}$.

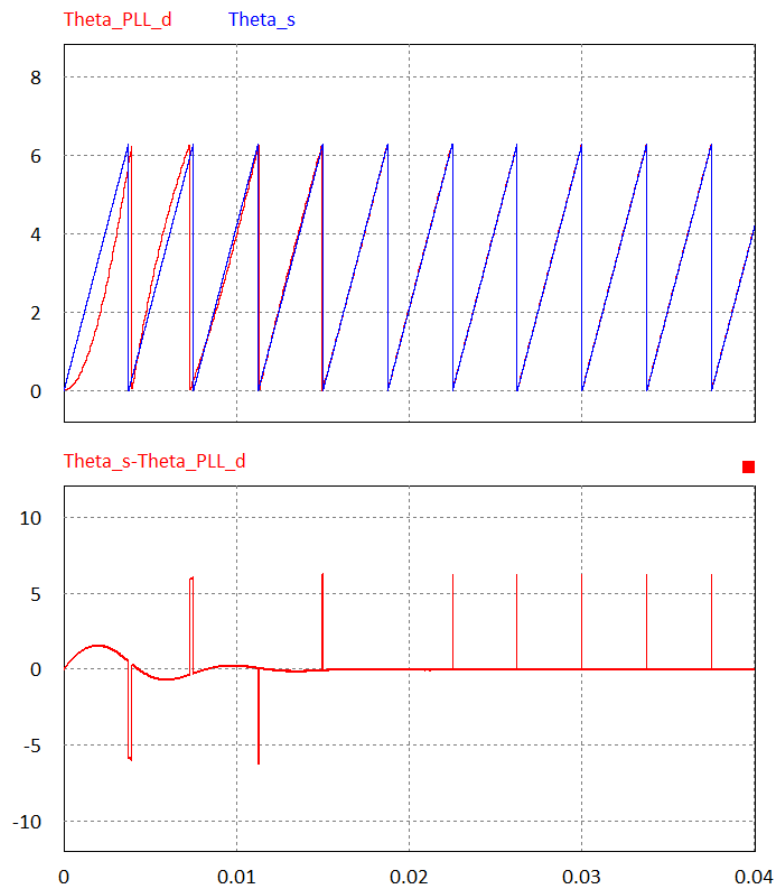


Figura 6.26: Resultados da simulação da PLL discretizada – ângulo do rotor estimado (Θ_{PLL_d}), medido (Θ_s) e respetivo erro.

Finalizado o processo de implementação do equivalente discreto da PLL, procedeu-se para o desenvolvimento do código correspondente ao processo de controlo FOC. Note-se que à semelhança do que tinha sido feito anteriormente, o controlo apenas começa a ser feito após o sincronismo da PLL, tendo sido reservados novamente 20 ms para o efeito.

Assim sendo, começou-se pela transformação dos sinais das correntes medidas (no referencial abc) para o referencial dq de acordo com a transformada de Park

apresentada no Capítulo 2, utilizando o ângulo estimado anteriormente pela PLL (θ_{out}), tal como se pode verificar na Figura 6.27. Pode também verificar-se novamente o recurso a constantes para evitar cálculo repetitivo, assim como a posterior exposição dos valores calculados nas saídas para que fosse possível a sua avaliação, seguida da leitura dos valores de referência para as componentes da corrente (i_{d_ref} e i_{q_ref}).

```
id= aux_2D3 * (in[3]*cos(theta_out) + in[4]*cos(theta_out - aux_2piD3) + in[5]*cos(theta_out + aux_2piD3));
iq= aux_2D3 * (-in[3]*sin(theta_out) + in[4]*sin(theta_out - aux_2piD3) + in[5]*sin(theta_out + aux_2piD3));

out[2]=id;
out[3]=iq;

id_ref=in[6];
iq_ref=in[7];
```

Figura 6.27: Extrato de código utilizado para aplicar o MAF à velocidade angular.

Posteriormente, foi calculado o erro das respetivas correntes adquiridas face aos valores de referência, assim como a atribuição da velocidade angular resultante do MAF à variável usada no controlo (w_{ctrl}).

De seguida, e tal como apresentado na Figura 6.28, foi implementado o controlo FOC, no qual se optou por calcular previamente as componentes resultantes compensadores PI's ($ctrl_{iq}$ e $ctrl_{id}$). Nestes compensadores foram usados os ganhos $kp2 = 21$ e $ki2 = 21/0,007$, nas componentes proporcionais e integrativas, respetivamente. Estes ganhos foram obtidos de forma iterativa, tendo havido o cuidado de manter o tempo de integração superior ao utilizado na PLL.

```
e_id=id_ref - id;
e_iq=iq_ref - iq;
w_ctrl=w_avg;

ctrl_iq=kp2*(e_iq-prev_e_iq) + ki2*Ts_2*(e_iq+prev_e_iq) + prev_ctrl_iq;
ctrl_id=kp2*(e_id-prev_e_id) + ki2*Ts_2*(e_id+prev_e_id) + prev_ctrl_id;

vq= ctrl_iq + iq*rs + w_ctrl*(id*ld+psif);
vd= ctrl_id + id*rs - (iq*w_ctrl*Iq);

out[4]=vd;
out[5]=vq;
out[6]=e_id;
out[7]=e_iq;

prev_ctrl_id=ctrl_id;
prev_ctrl_iq=ctrl_iq;
prev_e_id=e_id;
prev_e_iq=e_iq;
```

Figura 6.28: Extrato de código utilizado para aplicar o MAF à velocidade angular.

Com os resultados destas componentes do FOC, procedeu-se à sua utilização no cálculo das tensões de controlo (V_d e V_q) em coerência com o esquema de simulação apresentado anteriormente (Figura 6.14), sendo de seguida atualizadas as restantes saídas e variáveis a utilizar no ciclo seguinte de processamento.

Desta forma, deu-se por terminado o processo de discretização da PLL e do controlador FOC, reunido-se desta forma condições para verificar os seus resultados.

Em analogia com a implementação do controlador FOC implementado anteriormente, os resultados para as mesmas condições de simulação podem ser verificados nas Figuras 6.29, 6.30, 6.31 e 6.32.

Na Figura 6.29 é possível verificar novamente as formas de onda da corrente, antes e após a aplicação do filtro, assim como os valores obtidos e os valores pretendidos no referencial dq .

É também possível verificar na Figura 6.30 o ângulo do rotor em comparação com as formas de onda ampliadas e com a componente fundamental da tensão.

Novamente com foco nos períodos onde ocorrem as transições da corrente de referência, nas Figuras 6.31 e 6.32 é possível observar as respostas da corrente no referencial dq e o seu impacto na tensão da carga, para 4000 e 500 *RPM*, respetivamente.

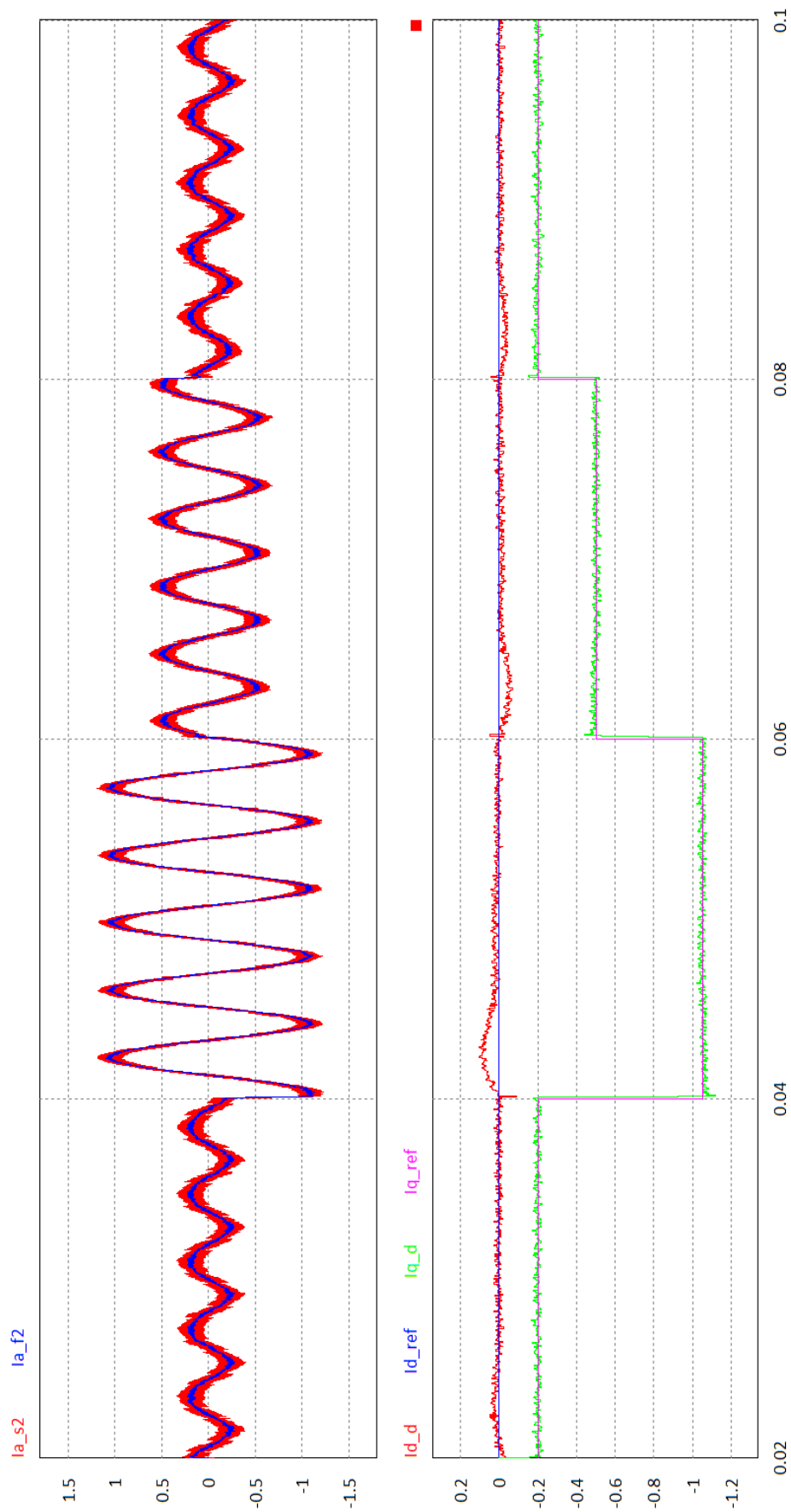


Figura 6.29: Resultados da simulação do controlo discreto FOC, a 4000 RPM – formas de onda da corrente.

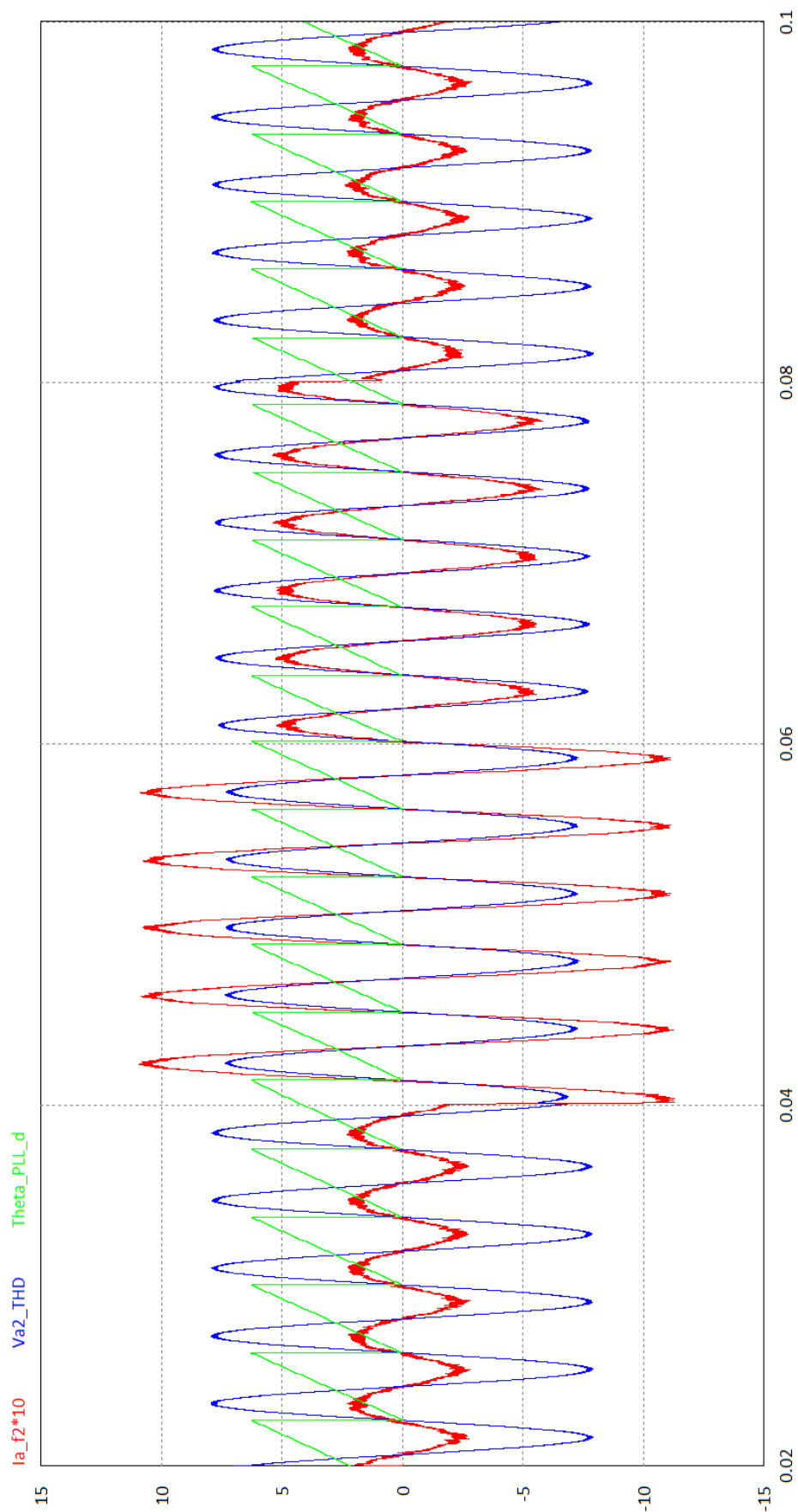


Figura 6.30: Resultados da simulação do controle discreto FOC, a 4000 *RPM* – formas de onda da corrente, tensão e ângulo do rotor.

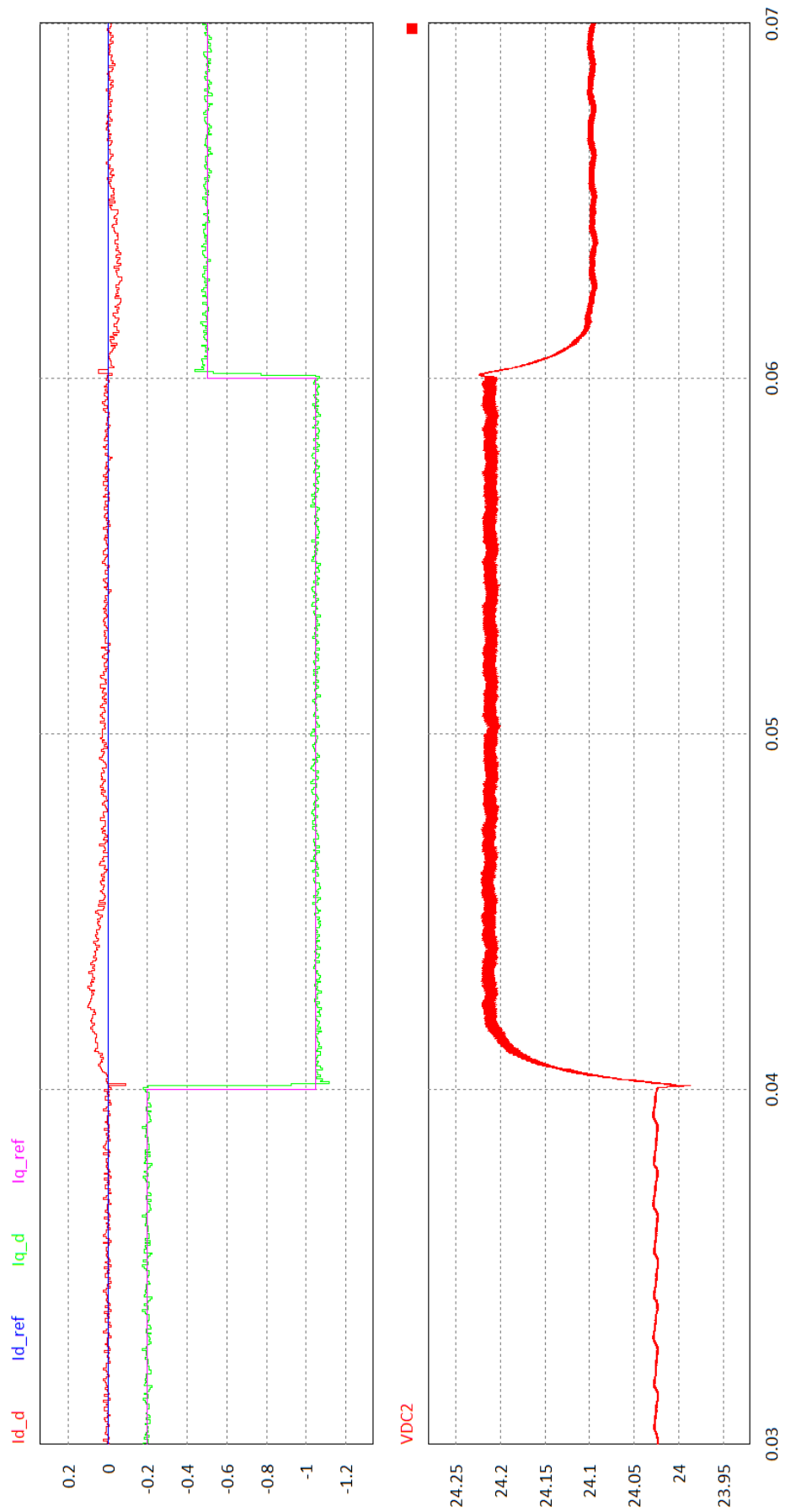


Figura 6.31: Resultados da simulação do controlo discreto FOC, a 4000 RPM – formas de onda da corrente e da tensão na carga.

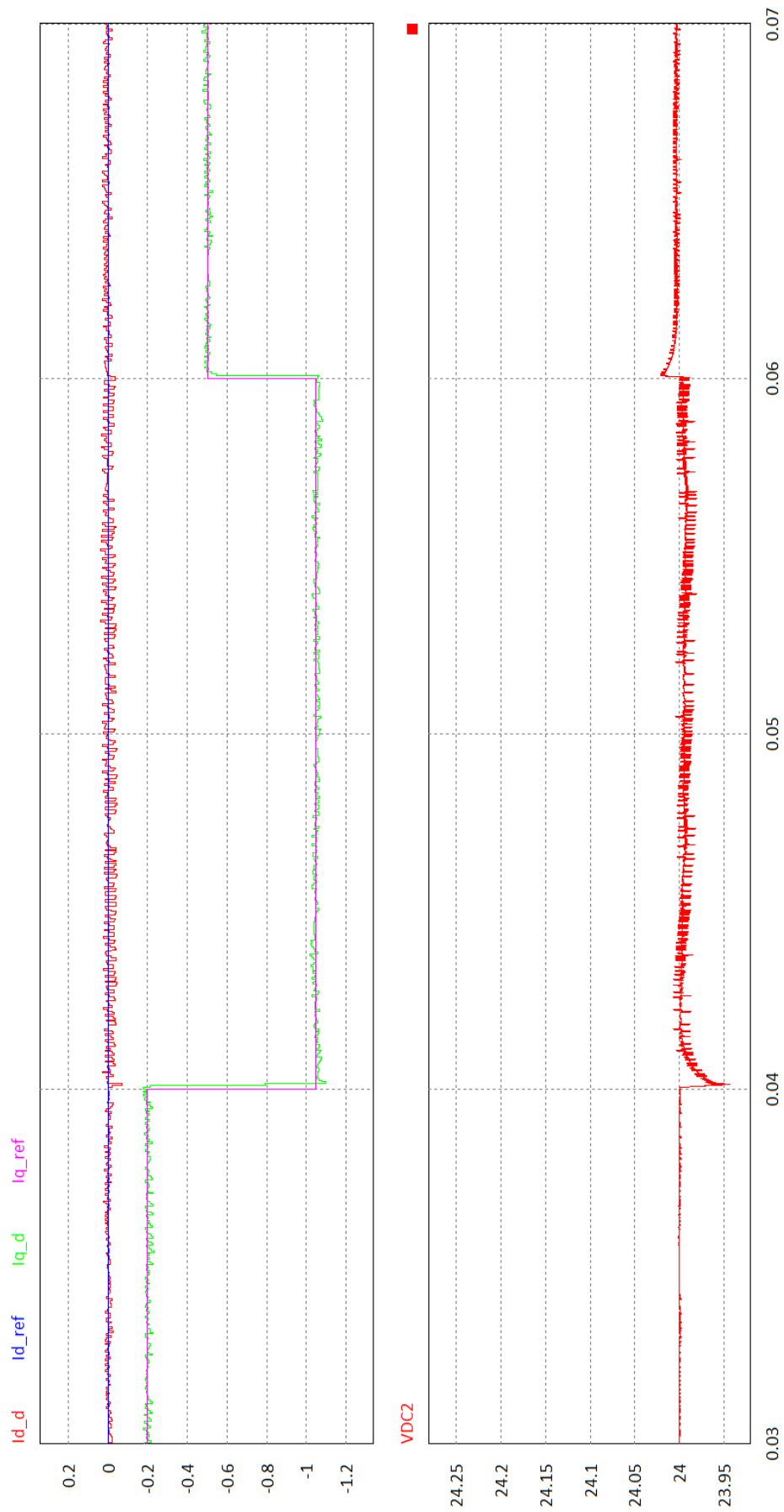


Figura 6.32: Resultados da simulação do controlo discreto FOC, a 500 RPM – formas de onda da corrente e da tensão na carga.

6.5 Análise de resultados

Começando a análise pelos resultados obtidos para os parâmetros do PMSM, é possível concluir através da comparação com o seu *datasheet* que os valores medidos para a resistência e indutância do estator são coerentes com os valores indicados pelo fabricante ($1,5 \Omega \pm 15\%$ e $2,1 \text{ mH} \pm 20\%$, entre fases, respetivamente), assim como o número de polos (8). Relativamente aos valores correspondentes ao momento de inércia e à constante de tempo mecânica, uma vez que não foi feita uma avaliação do comportamento do gerador em regimes transitórios de velocidade, não é possível avaliar a qualidade destas medições. O mesmo acontece para a medição correspondente à relação entre a rotação e a tensão gerada, onde apenas seria possível fazer uma avaliação qualitativa caso o controlo FOC fosse implementado fisicamente.

Relativamente aos resultados obtidos nas simulações, e olhando às PLL's implementadas, verifica-se que a que apresenta um desempenho inferior é a implementada no regime discreto, uma vez que é a que possui uma resposta mais lenta e maior *overshoot* relativamente à velocidade angular, e o maior erro absoluto médio para o ângulo do rotor. Este desempenho é fruto da frequência de amostragem utilizada e da dimensão do filtro MAF aplicado à velocidade angular, que introduz um atraso considerável na resposta da PLL. O desempenho desta PLL discreta poderia ser otimizado através de um novo ajuste dos ganhos do PI, com a otimização dos filtros usados nos sinais de tensão ou aumentando a frequência de amostragem, no entanto, o seu desempenho, sem estas otimizações, mostrou-se suficiente no controlador FOC na qual foi utilizada, comprovando a robustez do método de estimação.

Quanto aos resultados das implementações do controlo FOC, é possível concluir que em ambas as implementações foi possível fazer o controlo das componentes de corrente de acordo com os valores de referência, sendo esta tarefa facilitada pelo uso dos mesmos valores de indutância, resistência e fluxo para parametrizar PMSM e para efeitos de controlo. Note-se que numa implementação real, onde estes valores usados no controlo possuem tipicamente um maior erro associado, o desacoplamento pode ser mais difícil (tanto maior quanto o erro dos valores destes parâmetros usados no controlo).

Analisando as figuras que comparam a tensão e corrente da fase *a* com o ângulo estimado da PLL, é possível perceber que em ambas as implementações a PLL está em correto sincronismo com a tensão, estando a corrente em fase com esta. Este facto deve-se aos valores de referência usados, i.e, mantendo a corrente I_d nula e variando apenas a componente I_q , leva a uma potência reativa nula e uma potência ativa que varia de acordo com a referência de corrente e da tensão da carga DC. Assim sendo, pode dizer-se que o controlo de corrente foi feito com o objetivo de manter o fator de potência unitário.

Olhando agora às maiores transições da referência corrente, verifica-se novamente em ambas as implementações um maior *overshoot* quanto maior a transição pretendida, como seria de esperar, assim como uma maior variação da oscilação da corrente I_d quanto maior a sua diferença para a corrente I_q , revelando aqui, a necessidade do controlo FOC para que seja conseguido o controlo das correntes de forma independente. Quanto ao impacto na tensão da carga, verifica-se uma variação máxima de apenas 1%, ocorrida no controlo discreto com a rotação do gerador a 4000 *RPM*, sendo o ruído minimizado pelo condensador aplicado em paralelo com a carga, funcionando como filtro passa-baixo. Verifica-se ainda o correto funcionamento do controlo, tanto para a rotação máxima pretendida, tanto para a rotação mínima (500 *RPM*).

A comparação entre os controlos FOC implementados pode ainda ser feita com base na Figura [6.33](#).

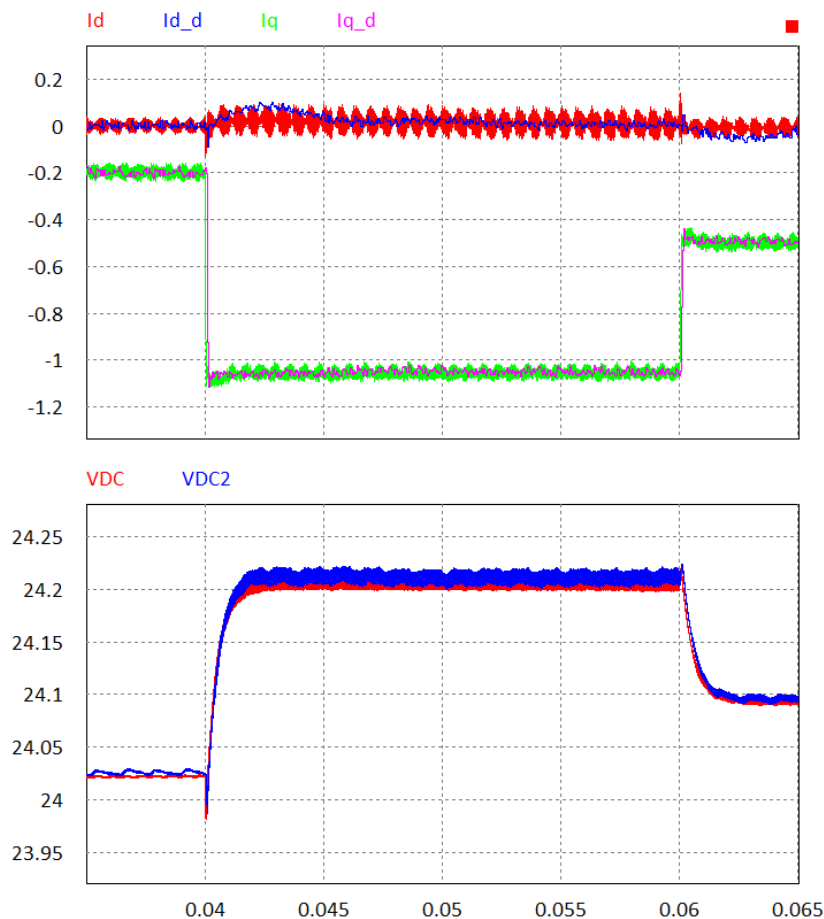


Figura 6.33: Resultados da simulação de ambos os controlos FOC, a 4000 *RPM* – formas de onda da corrente e tensão na carga.

Nesta figura I_d e I_q correspondem às correntes resultantes do controlo em tempo contínuo, assim como I_{d_d} e I_{q_d} correspondem às homólogas no controlo em tempo discreto. Os valores representados por V_{DC} e V_{DC2} correspondem às tensões na carga, também correspondentes ao controlo em tempo contínuo e ao controlo em tempo discreto, respetivamente. Pode notar-se com maior clareza que existe menor oscilação das componentes da corrente no controlo discreto, sendo também notório o seu maior tempo de estabelecimento face à primeira implementação do controlo FOC. No que diz respeito à tensão na carga, é de salientar que existe uma quase sobreposição de ambos os resultados, concluindo-se que a retificação foi conseguida de forma similar.

Capítulo 7

Conclusão e Trabalhos Futuros

Finalizado o estudo de conteúdos necessários e a implementação proposta inicialmente no início do documento, reúnem-se desta forma condições para que se possa fazer um balanço geral de todo o projeto.

Note-se que em cada capítulo foi feito uma análise com teor conclusivo, de forma a sustentar algumas das opções tomadas, tais como o uso do método de controlo FOC, a estimação da posição e velocidade do rotor através de PLL, a escolha da técnica de modulação SPWM.

Como adição a estas apresentadas, e começando pelo motor utilizado, é de salientar que o facto das tensões geradas por este motor possuem muito baixa distorção harmónica, é um grande contributo para o correto controlo e eficiência do processo de retificação.

Um outro ponto a salientar é o uso da técnica de modulação SPWM, que embora se tenha mostrado suficiente para as condições de implementação definidas, tal não se verificaria caso se pretendesse fazer o controlo do retificador até à velocidade máxima do PMSM (6200 RPM), uma vez que a tensão de pico gerada nesta rotação é superior a metade da tensão da carga DC. No entanto, recorrendo à técnica SVM, ou THUPWM tal seria possível.

Relativamente ao método de controlo utilizado, o *Sensorless* FOC, este mostrou-se robusto e capaz de proporcionar os resultados pretendidos, seja quando aplicado sob forma de funcionamento contínuo, seja no seu equivalente discreto, implementável na prática por um microcontrolador.

Posto isto, e olhando aos objetivos propostos no Capítulo I, uma vez que foi conseguida a retificação trifásica da tensão gerada pelo PMSM, tendo uma bateria como carga e conseguindo que os valores de corrente aos terminais do gerador se mantivessem em fase com os valores de tensão, verificando-se o fator

de potência unitário, concluí-se assim que os objetivos, pelo menos em simulação, foram alcançados.

7.1 Desenvolvimentos futuros

Uma vez que esta dissertação visava o projeto e a simulação da retificação ativa com o recurso ao PMSM, e embora existam diversas melhorias aplicáveis neste contexto (projeto e simulação), considera-se que a principal melhoria aplicável após a conclusão desta etapa passaria pela sua implementação prática e a comparação com os resultados obtidos através das simulações efetuadas.

Bibliografia

- [1] R. M. M. de Brito, *POWER GENERATION SYSTEM FOR SERIES HYBRID ELECTRIC VEHICLES*. PhD thesis, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, 2015. [citado na p. 1, 5, 6, 7, 8, 10, 18, 19, 20, 21, 22, 24, 26, 27, 28, 42, 43, 62, 65, 66, 70, 74, 79, 94]
- [2] S. Morimoto, M. Sanada, and Y. Takeda, “Wide-Speed Operation of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors with High-Performance Current Regulator,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no. 4, pp. 920–926, 1994. [citado na p. 5, 7, 8]
- [3] R. Krishnan, *Electric Motor Drives - Modeling, Analysis, and Control*, vol. 19. 1986. [citado na p. 6, 8]
- [4] C. Rusu, B. Enikö, and A. Bara, “DSP Based Controller of PMSM Drive for Robot Axis Applications,” no. May 2009, 2014. [citado na p. 6]
- [5] A. Mishra, P. Agarwal, and S. P. Srivastava, “A comprehensive analysis and implementation of vector control of permanent magnet synchronous motor,” *International Journal of Power and Energy Conversion*, vol. 5, no. 1, pp. 1–23, 2014. [citado na p. 6]
- [6] B. M. Wilamowski and J. D. Irwin, *Power electronics and motor drives*. CRC Press, 2011. [citado na p. 8, 9, 60, 63, 66, 68]
- [7] S. Lee, D. Ph, and W. S. Road, “A COMPARISON STUDY OF THE COMMUTATION METHODS FOR THE THREE-PHASE PERMANENT MAGNET BRUSHLESS DC MOTOR Room 120 Luerssen Building , Tulpehocken Road Gene Keohane , Director of Engineering Moog Inc ., Components Group,” 2009. [citado na p. 11]
- [8] “Implement abc to $\alpha\beta 0$ transform - Simulink,” Outubro 2020. Disponível em <https://www.mathworks.com/help/physmod/sps/ref/clarktransform.html>. [citado na p. 11]

- [9] “Implement $\alpha\beta$ to dq0 transform - Simulink,” Outubro 2020. Disponível em <https://www.mathworks.com/help/physmod/sps/ref/clarktoparkangletransform.html>. [citado na p. 12]
- [10] Mathworks, “Permanent magnet synchronous motor with sinusoidal flux distribution - Simulink - MathWorks Benelux,” Agosto 2020. Disponível em <https://nl.mathworks.com/help/physmod/sps/ref/pmsm.html>. [citado na p. 14]
- [11] R. Krishnan, *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*. 2017. [citado na p. 22]
- [12] A. Maaoui, M. Elfahem, and M. G. Bijan, “Cogging Torque Reduction in Permanent Magnet Brushless Motors,” 2020. [citado na p. 23]
- [13] A. Emadi, *Handbook of automotive power electronics and motor drives*. 2017. [citado na p. 24]
- [14] I. Berca, “High Efficiency Brushless Motor PMSM 130kW,” Agosto 2020. Disponível em <https://www.masinaeolica.com/130kw-motor-high-rpm-version-2018-in-construction/>. [citado na p. 29]
- [15] M. Li, J. He, and N. A. Demerdash, “A flux-weakening control approach for interior permanent magnet synchronous motors based on z-source inverters,” *2014 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo: Components, Systems, and Power Electronics - From Technology to Business and Public Policy, ITEC 2014*, no. June, pp. 4–10, 2014. [citado na p. 32]
- [16] R. M. F. Pereira, *Desenvolvimento de um Sistema de Aquisição e Controlo de Binário e Velocidade para um Freio Eletromagnético*. PhD thesis, Universidade do Minho - Escola de Engenharia, 2011. [citado na p. 34]
- [17] S. K. Dwivedi, M. Laursen, and S. Hansen, “Voltage vector based control for PMSM in industry applications,” *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, no. July 2010, pp. 3845–3850, 2010. [citado na p. 37]
- [18] Y. Parmar, P. Patel, N. Pancholi, C. Thakor, and U. Mali, “Scalar control of Permanent Magnet Synchronous motor,” *International Research Journal of Engineering and Technology*, vol. 03, pp. 364–366, 2016. [citado na p. 38, 39, 40, 41]
- [19] K. Kamiev, J. Nerg, and J. Pyrhönen, “Design of damper windings for direct-on-line permanent magnet synchronous generators,” *Ieee Eurocon 2009, Eurocon 2009*, pp. 783–790, 2009. [citado na p. 40]
- [20] T. Barbosa, *Controlo do motor PMSM aplicado no FEUP VEC*. PhD thesis, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, 2019. [citado na p. 41, 44]

- [21] X. d. T. Garcia, B. Zigmund, A. A. Terlizzi, R. Pavlanin, and L. Salvatore, “Comparison between FOC and DTC Strategies for Permanent Magnet Synchronous Motors,” *Advances in Electrical and Electronic Engineering*, vol. 5, no. 1, pp. 76–81, 2006. [citado na p. 45]
- [22] C. A. Martins and A. S. Carvalho, “Technological trends in induction motor electrical drives,” *2001 IEEE Porto Power Tech Proceedings*, vol. 2, pp. 97–104, 2001. [citado na p. 45]
- [23] Control Techniques, “An Engineering Guide to Position and Speed Feedback Devices for variable speed drives and servos,” *Www.Controltechniques.Com*, no. P.N. 0704-0010-02, p. 68. [citado na p. 48]
- [24] “Resolver vs Encoder | What’s better? (5 Key Factors),” Outubro 2020. Disponível em <https://eltra-encoder.eu/news/resolver-vs-encoder>. [citado na p. 48, 49, 50, 51, 52, 58]
- [25] “Motores 1S | Omron, Portugal,” Outubro 2020. Disponível em <https://industrial.omron.pt/pt/products/1s-servo-motor>. [citado na p. 50]
- [26] “Encoders & Resolvers for Motor Control | Mouser,” Outubro 2020. Disponível em <https://pt.mouser.com/applications/resolver-encoder-motor-control/>. [citado na p. 50, 58]
- [27] T. O. B. P. de Sá, “Traction Control in Electric Vehicles,” no. July, 2012. [citado na p. 54]
- [28] P. Vas, *Sensorless Vector and Direct Torque Control*. 1998. [citado na p. 54]
- [29] X. Q. Guo, W. Y. Wu, and H. R. Gu, “Phase locked loop and synchronization methods for gridinterfaced converters: A review,” *Przeglad Elektrotechniczny*, vol. 87, no. 4, pp. 182–187, 2011. [citado na p. 55]
- [30] “Options Abound when Selecting a Sensor for Motor Feedback,” Outubro 2020. Disponível em <https://pt.mouser.com/applications/selecting-sensors-for-motor-feedback/>. [citado na p. 57]
- [31] M. Rashid, ed., *Power Electronics Handbook*. ACADEMIC PRESS, 2001. [citado na p. 63, 64, 68, 70, 71]
- [32] C. Ramos, “Modelação e Controlo de Conversores de Tensão Aplicados à Máquina Assíncrona Duplamente Alimentada,” 2010. [citado na p. 70]
- [33] “PSIM | Software for Power Electronics Simulation,” Outubro 2020. Disponível em <https://powersimtech.com/products/psim/>. [citado na p. 73]

- [34] “DB42S03 - Brushless DC motor | NANOTEC,” Outubro 2020. Disponível em <https://en.nanotec.com/products/636-db42s03>. [citado na p. 76]
- [35] “DB42S03 datasheet,” Outubro 2020. Disponível em <https://en.nanotec.com/fileadmin/files/Datenblaetter/BLDC/DB42/DB42S03.pdf>. [citado na p. 76]
- [36] D. Rakhi and G. Sreedevi, “Performance Analysis of BLDC Motor using Virtual Third Harmonic Back Emf Method,” *International Journal of Engineering Research & Technology*, vol. 8, no. 05, pp. 562–566, 2019. [citado na p. 81]
- [37] J. Ögren, “PLL design for inverter grid connection Simulations for ideal and non-ideal grid conditions,” p. 44, 2011. [citado na p. 81]
- [38] R. Barbosa, “Sistemas Controlados por Computador - Sistemas Amostrados,” 2016. [citado na p. 93]
- [39] R. Barbosa, “Sistemas Controlados por Computador - Equivalentes Discretos,” 2016. [citado na p. 93]