

Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



**Estudo e Comparação de Diferentes Métodos de
Controlo de Motores Síncronos com Ímanes
Permanentes**

Francisco António Pinheiro Lopes

Dissertação realizada no âmbito do
Mestrado Integrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores
Major Automação

Orientador: Professor Doutor Rui Esteves Araújo

Julho de 2008

A Dissertação intitulada

“Estudo e comparação de diferentes métodos de controlo de motores síncronos com ímanes permanentes”

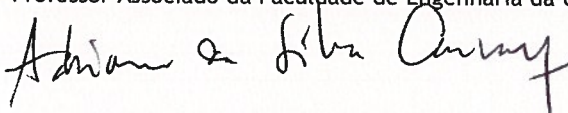
foi aprovada em provas realizadas em 15/Julho/2008

o júri

Presidente

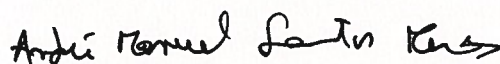
Professor Doutor Adriano da Silva Carvalho

Professor Associado da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



Professor Doutor André Manuel Santos Mendes

Professor Auxiliar da Faculdade Ciências e Tecnologia Universidade de Coimbra



Professor Doutor Rui Manuel Esteves Araújo

Professor Auxiliar da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



O autor declara que a presente dissertação (ou relatório de projecto) é da sua exclusiva autoria e foi escrita sem qualquer apoio externo não explicitamente autorizado. Os resultados, ideias, parágrafos, ou outros extractos tomados de ou inspirados em trabalhos de outros autores, e demais referências bibliográficas usadas, são correctamente citados.

Autor - Francisco António Pinheiro Lopes



Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

Resumo

Os progressos registados no domínio dos materiais magnéticos, principalmente a redução do seu custo, motivaram um aumento do número de aplicações onde são utilizados motores síncronos com ímanes permanentes. Estes accionamentos apresentam rendimento elevado e excelentes desempenhos dinâmicos.

A utilização de sensores de elevada resolução tais como *encoders* e *resolvers* nos controladores implicam um aumento do custo e problemas na construção e manutenção do motor. Contudo a utilização de métodos *sensorless* condiciona o arranque e operação a baixas velocidades, assim como conduz a algoritmos de controlo complexos. Como solução intermédia este trabalho propõe um controlador de corrente rectangular e um controlador vectorial baseado em sensores de baixa resolução, sensores de Hall.

Os principais capítulos deste trabalho incluem a simulação numérica baseada em Matlab do controlador de corrente rectangular e do controlador vectorial com estimação da posição e velocidade do rotor com base em sensores de Hall, assim como a implementação do controlador de corrente rectangular e do módulo de estimação da posição e velocidade do controlador vectorial em *FPGA*.

Abstract

The development and availability of magnetic materials and mainly their cost reduction, lead to an increase in the number of applications with permanent magnet synchronous motors. High efficiency and dynamic performance are some of the main characteristics of this kind of traction system.

The use of high resolution sensors like encoders and resolvers increase the controller's cost and some problems in motors construction and maintenance. On the opposite, sensorless control methods are complex algorithms and lead to a low performance at motor starting and low speeds. The purpose of this work is to present a midterm solution with rectangular current control and vector control based on low resolution sensors, like Hall sensors.

The main chapters of this work include a numeric simulation of the rectangular current control and vector control, in MatLab, with position and speed estimation based in Hall sensors. A real implementation of rectangular current control and a estimation module of rotor position and speed of the vector control method, in FPGA, is also presented.

Agradecimentos

Quero agradecer em primeiro lugar e de uma forma especial aos meus Pais por todo o apoio, empenho e dedicação incessante ao longo da minha vida académica.

Agradeço à Ani, de uma forma muito particular, toda a ajuda e dedicação que directa e indirectamente contribuíram, quer para a conclusão deste projecto, quer para a execução de muitos outros ainda em aberto...

Um especial agradecimento ao meu orientador Professor Doutor Rui Araújo, pelo acompanhamento e sábio aconselhamento, assim como todo o apoio e motivação imprescindíveis à realização deste trabalho.

Ao meu colega e amigo Pedro Oliveira agradeço por toda a ajuda e companheirismo apresentados durante o meu percurso na Escola Fontes Pereira de Mello e na Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto.

Ao meu colega e amigo Gabriel Ribeiro quero agradecer de forma especial a ajuda e aconselhamento apresentado durante grande parte deste trabalho.

Aos elementos do projecto WeMoveU, em especial ao Eng. Ricardo Castro, agradeço toda a ajuda prestada na área das *FPGAs*.

Finalmente, gostaria de agradecer a todos aqueles que contribuíram para a realização deste trabalho.

Índice

Resumo	iii
Abstract.....	v
Agradecimentos	vii
Índice.....	ix
Lista de figuras	xi
Lista de tabelas	xv
Abreviaturas e Símbolos	xvii
Capítulo 1	1
Introdução.....	1
1.1 - Contexto e Motivação da Dissertação	1
1.2 - Problemática	2
1.3 - Definição de Objectivos e Metodologia Utilizada	3
1.4 - Organização da Dissertação.....	4
Capítulo 2	7
Revisão dos Métodos de Controlo e das Plataformas para Implementação dos Controladores	7
2.1 - Métodos de Controlo de Motores Síncronos com Ímanes Permanentes.....	7
2.2 - Plataformas para Desenvolvimento e Implementação de Controladores de Motores Eléctricos	10
Capítulo 3	15
Controlo de Corrente Rectangular e Controlo Vectorial de Motores Síncronos com Ímanes Permanentes	15
3.1 - Topologias do Motor Síncrono com Ímanes Permanentes	15
3.2 - Controlo de Corrente Rectangular	18
3.3 - Modelo Dinâmico do Motor Síncrono com Ímanes Permanentes	23
3.4 - Controlo Vectorial	26
3.4.1. Space Vector Modulation	29
3.4.2. Controlo Vectorial com Base em Sensores de Hall	31
3.5 - Conclusões	34

Capítulo 4	37
Simulações Numéricas dos Métodos de Controlo	37
4.1 - Simulação do Controlador de Corrente Rectangular	37
4.2 - Simulação do Controlador Vectorial	41
4.2.1. Simulação do Controlador Vectorial com Space Vector Modulation	44
4.2.2. Simulação do Controlador Vectorial com Base em Sensores de Hall	46
4.3 - Conclusões	51
Capítulo 5	53
Implementação e Resultados Experimentais	53
5.1 - Plataforma de <i>Hardware</i>	53
5.2 - Linguagem de Programação - Verilog	55
5.3 - Implementação do Controlador de Corrente Rectangular	56
5.4 - Implementação da Estimação da Posição Instantânea e da Velocidade Angular do Rotor	64
5.5 - Resultados Experimentais	66
5.5.1. Controlador de Corrente Rectangular	67
5.5.2. Estimação da Posição Instantânea e da Velocidade Angular do Rotor	69
5.6 - Comparação entre <i>DSCs</i> e <i>FPGAs</i> para Implementação de Controladores de Motores Eléctricos	71
5.7 - Conclusões	74
Capítulo 6	75
Conclusões e Futuros Desenvolvimentos	75
Referências	79

Lista de figuras

Figura 2.1 - Arquitectura geral de um sistema de básico de controlo de movimento.	10
Figura 2.2 - Diagrama das possíveis conexões ao PIC e dsPIC [24].	12
Figura 3.1 - Constituição do <i>PMSM</i>	16
Figura 3.2 - Disposições dos ímanes permanentes de um motor síncrono que produzem um campo radial [28].	17
Figura 3.3 - O estator de um <i>PMSM</i> [3].	17
Figura 3.4 - Forma de onda trapezoidal das forças contra electromotrizes nos motores <i>BLDC</i>	18
Figura 3.5 - Sinais obtidos através dos sensores de Hall	19
Figura 3.6 - Esquema de ligação entre o inversor de tensão e o motor <i>BLDC</i>	19
Figura 3.7 - Forma de onda das correntes em cada uma das fases do motor <i>BLDC</i>	20
Figura 3.8 - Alimentação dos enrolamentos do motor <i>BLDC</i> em função da posição do rotor. .	20
Figura 3.9 - Relação entre as correntes de fase, força contra electromotrizes e binário produzido.	22
Figura 3.10 - Ondulação do binário produzido num <i>PMSM</i> com controlo de corrente rectangular [29].	23
Figura 3.11 - Diagrama fasorial de um motor síncrono de ímanes permanentes.	25
Figura 3.12 - Diagrama fasorial com $\delta = 90^\circ$	27
Figura 3.13 - Diagrama de blocos do controlo vectorial com <i>encoder</i>	28
Figura 3.14 - Representação de um Inversor Trifásico e de um <i>PMSM</i>	29
Figura 3.15 - Representação vectorial de um inversor de três braços [33].	30
Figura 3.16 - <i>PMSM</i> com sensores de Hall introduzidos no estator.	32
Figura 3.17 - <i>PMSM</i> com sensores de Hall activados por ímanes distintos dos ímanes permanentes do rotor.	32

Figura 3.18 - Exemplificação da divisão do plano da posição do rotor.....	33
Figura 3.19 - Diagrama de blocos do controlador vectorial com estimação da posição e velocidade do rotor através de sensores de Hall.	34
Figura 4.1 - Diagrama de simulação do controlador de corrente rectangular da corrente.	38
Figura 4.2 - Diagrama de simulação do controlador de velocidade.....	38
Figura 4.3 - Diagrama de simulação do controlador de corrente	39
Figura 4.4 - Comportamento do controlador de velocidade.	39
Figura 4.5 - Comportamento do controlador de corrente.	40
Figura 4.6 - Corrente numa das fases do motor.	40
Figura 4.7 - Diagrama de blocos do controlo vectorial implementado no Simulink com conversor e sensores ideais.	41
Figura 4.8 - Diagrama de blocos do controlador de velocidade	42
Figura 4.9 - Diagrama de blocos do controlo por orientação de campo	42
Figura 4.10 - Diagrama de blocos da geração das tensões a aplicar ao motor.....	42
Figura 4.11 - Funcionamento do controlador da corrente de fluxo no controlador vectorial e com um conversor ideal.	43
Figura 4.12 - Funcionamento do controlador da corrente de binário no controlador vectorial e com um conversor ideal.	43
Figura 4.13 - Velocidade de referência, velocidade medida e binário de carga com o controlador vectorial e um conversor ideal.	43
Figura 4.14 - Diagrama de blocos controlo vectorial com SVM implementado no Simulink. ...	44
Figura 4.15 - Diagrama de blocos do subsistema SVM.....	45
Figura 4.16 - Funcionamento do controlador da corrente de fluxo no controlador vectorial e a técnica SVM.	45
Figura 4.17 - Funcionamento do controlador da corrente de binário no controlador vectorial e a técnica SVM.....	45
Figura 4.18 - Velocidade de referência, velocidade medida e binário de carga com o controlador vectorial e a técnica SVM.	46
Figura 4.19 - Diagrama de blocos da implementação em Simulink do controlador vectorial com estimação da posição e velocidade instantâneas do rotor.....	46
Figura 4.20 - Subsistema de estimação da velocidade e posição do rotor.	47
Figura 4.21 - Subsistema de estimação da posição eléctrica do rotor.	47
Figura 4.22 - Subsistema de estimação da velocidade eléctrica do rotor.	48
Figura 4.23 - Velocidade estimada, velocidade real, velocidade de referência e binário de carga com estimação da posição através dos sensores de Hall.	48

Figura 4.24 - Posição eléctrica do rotor real e estimada.	49
Figura 4.25 - Funcionamento do controlador da corrente de fluxo com estimação da posição através dos sensores de Hall.	49
Figura 4.26 - Funcionamento do controlador da corrente de fluxo com estimação da posição através dos sensores de Hall.	49
Figura 4.27 - Velocidade estimada, velocidade real, velocidade de referência e binário de carga com estimação da posição através dos sensores de Hall passando por zero.	50
Figura 4.28 - Posição eléctrica do rotor real e estimada com passagem por velocidade nula.	50
Figura 4.29 - Funcionamento do controlador da corrente de fluxo com estimação da posição através dos sensores de Hall com passagem por velocidade nula.	51
Figura 4.30 - Funcionamento do controlador da corrente de fluxo com estimação da posição através dos sensores de Hall com passagem por velocidade nula.	51
Figura 5.1 - <i>Kit</i> da DIGILENT	53
Figura 5.2 - Diagrama dos dispositivos interligados à FPGA.	54
Figura 5.3 - <i>Hardware</i> associado ao conector A2 para aquisição de sinais e comando do inversor.	55
Figura 5.4 - Diagrama de blocos do controlador implementado na <i>FPGA</i>	56
Figura 5.5 - Diagrama de blocos do módulo Gerador de <i>pwm</i>	57
Figura 5.6 - Simulação do módulo Gerador de <i>pwm</i>	58
Figura 5.7 - Diagrama de blocos do módulo <i>Imax</i>	58
Figura 5.8 - Simulação do módulo <i>Imax</i>	58
Figura 5.9 - Diagrama de blocos do módulo Velocidade.	59
Figura 5.10 - Valor contínuo da divisão e valor discreto implementado.	60
Figura 5.11 - Valor contínuo da divisão e valor discreto implementado (maior detalhe).	60
Figura 5.12 - Simulação do módulo Velocidade.	61
Figura 5.13 - Diagrama de blocos de um Controlador Proporcional-Integral.	61
Figura 5.14 - Diagrama de blocos do módulo PI Incremental.	63
Figura 5.15 - Simulação do módulo PI Incremental.	64
Figura 5.16 - Diagrama de blocos da implementação do módulo de estimação da posição instantânea e da velocidade do rotor.	65
Figura 5.17 - Simulação do módulo de estimação da posição e velocidade angular do rotor. .	66
Figura 5.18 - Motor DC à esquerda e o motor síncrono de ímanes permanentes à direita.	67
Figura 5.19 - Variação de referência de velocidade de 1400 para 800rpm.	67

Figura 5.20 - Variação da carga de 0,51N.m para 0,72N.m de volta a 0,51N.m.	68
Figura 5.21 - Arranque com uma carga de 0,72N.m e variação para 0,51N.m.	68
Figura 5.22 - Estimação da posição instantânea e velocidade angular do rotor com velocidade constante.....	69
Figura 5.23 - Estimação da posição instantânea do rotor com velocidade constante.	70
Figura 5.24 - Estimação da posição instantânea e da velocidade angular do rotor durante uma aceleração.....	70
Figura 5.25 - Estimação da posição instantânea do rotor a uma velocidade de 300rpm.....	71
Figura 5.26 - Diagrama de blocos de um <i>DSP</i>	72
Figura 5.27 - Diagrama de blocos de uma <i>FPGA</i>	73

Lista de tabelas

Tabela 3.1 - Sinais de comando do inversor em função do sector em que o rotor se encontra. Esta tabela produz uma rotação no sentido dos ponteiros do relógio.	21
Tabela 3.2 - Sinais de comando do inversor em função do sector em que o rotor se encontra. Esta tabela produz uma rotação no sentido contrário ao dos ponteiros do relógio.....	21
Tabela 3.3 - SSVs e tensões entre fases.	30
Tabela 6.1 - Comparação entre os diferentes métodos de controlo estudados.	77

Abreviaturas e Símbolos

Lista de abreviaturas (ordenadas por ordem alfabética)

AC	Alternating Current
ALU	Arithmetic Logic Unit
ASIC	Application Specific Integrated Circuit
BLDC	Brushless Direct Current
CPLD	Complex Programmable Logic Device
CPU	Central Processing Unit
DC	Direct Current
DSC	Digital Signal Controller
DSP	Digital Signal Processor
FPGA	Field-Programmable Gate Array
HDL	Hardware Description Language
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IP	Intellectual Property
LED	Light-Emitting Diode
MAC	Combined Multiply-Accumulate
MCU	Microcontroller Unit
PI	Proportional Integral
PMSM	Permanent Magnet Synchronous Motor
PROM	Programmable Read-Only Memory
pwm	pulse-width modulation
RAM	Random Access Memory
ROM	Programmable Read-Only Memory
rpm	rotações por minuto
SRAM	Static Random Access Memory
SSV	Switching State Vector
SVM	Space Vector Modulation
SVPWM	Space Vector pulse-width modulation

Lista de símbolos

ω_r	Velocidade angular do rotor
ω_{rp}	Velocidade angular média na secção anterior
θ	Posição angular do rotor
θ_p	Posição angular inicial
δ	Ângulo do binário
λ_{qs}^r	Fluxo magnético do estator no eixo q no referencial do rotor
λ_{ds}^r	Fluxo magnético do estator no eixo d no referencial do rotor
λ_{af}	Fluxo magnético resultante da interacção magnética dos ímanes permanentes entre o rotor e os enrolamentos do estator
B	Coeficiente de atrito viscoso
i_{qs}^r, i_{ds}^r	Corrente do estator do motor no eixo q e d no referencial do rotor
J	Momento de inércia
K_c	Ganho do controlador
K_i	Ganho da acção integrativa do controlador
K_p	Ganho da acção proporcional do controlador
L_q, L_d	Indutância dos enrolamentos do motor no eixo q e d
P	Número de pólos do motor
P_i	Potência de entrada
R	Resistência Eléctrica
S	Saída do controlador
S_x	Variável que representa o estado dos semicondutores de um braço do inversor
T_{amost}, T_s	Período de amostragem
T_e	Binário electromagnético
T_l	Binário de carga

T_i	Tempo da acção integrativa
T_{pwm}	Período do sinal de <i>pwm</i>
V_a, V_b, V_c	Tensão na fase a, b e c do motor
V_q, V_d	Tensão do motor no eixo q e d
V_{qs}^r, V_{ds}^r	Tensão do estator do motor no eixo q e d no referencial do rotor

Capítulo 1

Introdução

1.1 - Contexto e Motivação da Dissertação

Nos dias de hoje o controlo de motores eléctricos assume-se cada vez mais como uma necessidade constante para o progresso e desenvolvimento tecnológico. Em particular, ao nível industrial é necessário desenvolver controladores de elevado desempenho de modo a satisfazer os requisitos que as inúmeras aplicações exigem, reduzindo os seus custos de operação e aumentando a sua eficiência. Outro sector emergente é o dos veículos eléctricos. Com efeito, a necessidade de sistemas de propulsão mais eficientes e menos poluentes como alternativa dos sistemas baseados em motores de combustão tem originado um crescente aumento do estudo e desenvolvimento de controladores para motores eléctricos neste domínio.

O motor síncrono de ímanes permanentes (*PMSM - Permanent Magnet Synchronous Motor*) tem despertado interesse nos últimos anos, sendo reconhecido como um forte candidato para a propulsão de veículos eléctricos e veículos híbridos. Este facto deve-se às suas principais características tais como, a sua robustez em relação ao ambiente onde opera, elevada eficiência, elevada densidade de potência, elevada controlabilidade e isenção de manutenção [1] [2].

Além dos sistemas de tracção eléctrica, estes motores são também vastamente utilizados em sistemas robóticos, ferramentas eléctricas e em substituição de sistemas de accionamento hidráulicos tais como direcções assistidas e sistemas de travagem.

Habitualmente, o controlo por orientação de campo, ou controlo vectorial dos motores síncronos de ímanes permanentes necessita de sensores de elevada resolução, tais como codificadores ópticos ou *resolvers* electromagnéticos, de forma a garantir correntes sinusoidais e consequentemente a obtenção de uma reduzida ondulação do binário. Contudo estes sensores apresentam um custo elevado, são sensíveis a vibrações e ruído electromagnético, e muitas vezes implicam uma construção especial da máquina eléctrica para que o sensor possa ser acoplado.

Neste âmbito são propostos dois métodos de controlo para motores síncronos de ímanes permanentes com base em sensores de Hall. Estes sensores são usualmente integrados no estator da máquina eléctrica sem custos adicionais, embora apresentem uma resolução eléctrica de apenas 60 graus.

Nos últimos anos o desenvolvimento dos circuitos digitais programáveis e a progressiva redução do seu custo proporcionou o projecto e implementação de controladores de elevada complexidade com frequências de relógio bastante elevadas aliados a um baixo consumo. Outra das propriedades fundamentais das *FPGAs* é a execução de operações concorrentes, permitindo assim o desenvolvimento de controladores digitais com uma arquitectura paralela.

Recentemente os fabricantes de *FPGAs* começaram a disponibilizar a possibilidade de implementar microprocessadores através da sintetização lógica na *FPGA* (*soft microprocessor*) facilitando assim, a comunicação com periféricos e possibilitando a junção das duas tecnologias. Desta forma é possível tirar partido das vantagens de cada uma destas tecnologias num só circuito integrado de baixo consumo. Isto permite aumentar o desempenho e diminuir o tempo de desenvolvimento dos controladores digitais de motores eléctricos.

1.2 - Problemática

Inicialmente os sistemas de accionamento começaram por ser constituídos por motores de corrente contínua (motores DC) devido à sua construção e à simplicidade dos controladores. Contudo estes motores apresentam baixa eficiência, binário e robustez, e necessitam de elevada manutenção devido ao desgaste das escovas. Estes factores conduziram à rápida substituição destas máquinas eléctricas por motores de corrente alternada (motores AC), essencialmente em aplicações de elevada potência, embora isso implique um aumento de complexidade dos seus controladores.

Em relação ao motor de indução, os motores síncronos de ímanes permanentes apresentam várias vantagens tais como:

- Operação numa grande gama de velocidades com carga nominal;
- Elevada relação entre a potência e as dimensões do motor, devido aos ímanes permanentes que constituem o rotor;
- Baixa inércia do rotor, proporcionando melhores características dinâmicas;
- Corrente de arranque nominal;
- Não existe deslizamento entre a frequência do estator e a frequência do rotor.

Nos dias de hoje existe um conjunto de diferentes tecnologias quer a nível dos métodos de controlo de motores eléctricos, quer a nível das plataformas de *hardware* onde os controladores podem ser implementados.

No âmbito desta dissertação pretende-se estudar dois métodos de controlo para motores síncronos de ímanes permanentes, uma vez que a sua utilização em sistemas de accionamento é perfeitamente justificada pelas razões anteriormente descritas e tem vindo a crescer acentuadamente ao longo dos últimos anos.

A implementação destes dois métodos é baseada na utilização de sensores de Hall integrados no estator do *PMSM*, dispensando assim a utilização de *encoders* ou *resolvers* e evitando os problemas a eles associados.

A nível das plataformas de hardware existe uma disputa crescente entre fabricantes no desenvolvimento e fornecimento de ferramentas e instrumentos que facilitem a implementação e o desenvolvimento de controladores digitais para motores eléctricos.

Por um lado, existe um conjunto de fabricantes tais como a Texas Instruments, a Microchip, a Atmel e a Motorola, que disponibilizam microcontroladores com um conjunto de periféricos e bibliotecas vocacionados para a implementação de controladores de motores a um baixo custo. Por outro lado, existem fabricantes como a Altera, a Xilinx, a Lattice Semiconductor, entre outros, que disponibilizam *FPGAs* com *soft processors*, permitindo assim o desenvolvimento de controladores digitais com arquitecturas paralelas e desempenhos mais elevados com reduzido consumo.

1.3 - Definição de Objectivos e Metodologia Utilizada

Face ao exposto, definiu-se como principal objectivo a necessidade de avaliar a possibilidade de estabelecimento de um método de controlo vectorial sem recurso a

transdução da posição do rotor com elevada resolução. Além disso, pretendeu-se assegurar que os métodos estudados fossem avaliados do ponto de vista da sua implementação prática.

Face aos objectivos propostos, seria despropositado pretender para a presente dissertação um carácter absolutamente geral, por isso, serão impostas algumas restrições nos métodos de controlo estudados e implementados.

A utilização de uma plataforma baseada em *FPGA* é outro dos objectivos da presente dissertação. Com efeito, o aparecimento desta tecnologia e a sua contínua evolução são relevantes no sentido de exercitar a sua aprendizagem e enriquecimento curricular.

Identificada a questão central a resolver, enumerados os objectivos a atingir e devidamente balizados dentro do contexto da presente dissertação, tornou-se necessário estabelecer uma metodologia para o estudo a desenvolver.

Assim foram escolhidos um método do tipo escalar e outro do tipo vectorial, após análise das várias metodologias disponíveis na literatura [1].

Esses métodos foram inicialmente simulados e posteriormente implementados numa *FPGA*. Por restrições temporais não foi possível implementar o controlo vectorial, tendo ficado demonstrada a implementação do bloco de estimação da posição e velocidade do rotor.

1.4 - Organização da Dissertação

A presente dissertação está organizada em seis capítulos.

No primeiro capítulo é apresentado um enquadramento do tema abordado incluindo a problemática deste trabalho, assim como a definição de objectivos e metodologias utilizadas.

No segundo capítulo é realizada uma análise do estado da arte dos métodos de controlo de motores síncronos de ímanes permanentes e das plataformas para desenvolvimento e implementação de controladores.

No terceiro capítulo são apresentadas as topologias do motor síncrono de ímanes permanentes, o método de controlo de corrente rectangular, o modelo matemático do motor e o controlo vectorial.

O quarto capítulo apresenta as simulações numéricas dos métodos de controlo estudados, com base no Matlab. De salientar a simulação do controlador de corrente rectangular e a simulação do controlo vectorial com estimação da posição e da velocidade do rotor com base em sensores de baixa resolução.

No quinto capítulo é apresentada a implementação prática do controlador de corrente rectangular e do módulo de estimação da posição e velocidade do rotor indispensável ao controlo vectorial baseado em sensores de Hall. No final deste capítulo, tendo em conta a experiência adquirida na implementação prática, é apresentada uma comparação entre *DSCs* e *FPGAs* do ponto de vista da implementação de controladores de motores eléctricos.

Por último, no sexto capítulo são apresentadas as principais conclusões do trabalho e possíveis desenvolvimentos futuros.

Capítulo 2

Revisão dos Métodos de Controlo e das Plataformas para Implementação dos Controladores

Atendendo aos objectivos fixados para a dissertação, a revisão dos métodos de controlo tem de atender a dois requisitos, em certa medida conflitantes. Por um lado, apresentar os principais métodos de controlo de forma estruturada. Por outro lado, temos de atingir tal revisão à custa de um tempo restrito dado privilegiar-se aspectos de implementação prática.

Tais condicionantes influenciaram a escolha dos métodos a estudar. Assim, nas secções seguintes deste capítulo pretende-se apresentar os principais métodos de controlo descritos na literatura da especialidade para controlar *PMSM*. Posteriormente são apresentadas as principais plataformas para implementação dos controladores disponíveis no mercado.

2.1 - Métodos de Controlo de Motores Síncronos com Ímanes Permanentes

Em termos gerais, os métodos de controlo dos motores síncronos com ímanes permanentes, alimentados em tensão com a corrente controlada são classificados em relação ao tipo de forma de onda da corrente e ao tipo de sensor utilizado na medida da posição do rotor.

Assim, considerando o tipo de forma de onda encontra-se descrito na literatura:

- Controlo de corrente rectangular;
- Controlo de corrente sinusoidal.

No caso dos motores controlados com corrente sinusoidal encontram-se descritos na literatura as seguintes metodologias de controlo:

- Controlo por orientação de campo;
- Controlo directo de binário.

Qualquer uma destas metodologias pode ser classificada como controlo vectorial sem transdutores (*sensorless vector control*).

Na literatura da especialidade encontram-se descritos vários métodos para controlar o motor síncrono de ímanes permanentes [1]. Os principais métodos resumem-se principalmente ao controlo sinusoidal, controlo rectangular e controlo por orientação de campo ou também chamado controlo vectorial.

O controlo rectangular das correntes é apresentado em vários documentos técnicos tais como [1], [3] e [4], aparecendo essencialmente aplicado a motores do tipo *Brushless DC* embora também possa ser aplicado a *PMSM*. Em [3] o controlo de corrente rectangular baseia-se no controlo do valor máximo das três correntes de fase para controlar o binário do motor e gerar os sinais de modulação de largura de impulso (*pwm - pulse-width modulation*) para comandar o inversor de tensão. A modulação é gerada de forma a criar nos enrolamentos do estator correntes rectangulares de acordo com o sector em que o rotor se encontra. A posição do rotor pode ser obtida por sensores de baixa resolução, sensores de Hall.

O controlo sinusoidal apresentado em [5] resume-se à utilização da informação gerada pelos sensores de Hall para gerar três ondas sinusoidais sincronizadas com a rotação do rotor. Os sensores também permitem determinar a velocidade de rotação de forma a esta poder ser controlada. Neste tipo de controlo não existe uma acção directa sobre o binário produzido o que torna apropriado para controlo em regime permanente de uma carga fixa e bem conhecida.

O controlo do motor síncrono de ímanes permanentes polifásico pode ser equivalente ao controlo da máquina *DC* de excitação separada, através do controlo de corrente sinusoidal utilizando o controlo do ângulo de binário constante. Este controlo possibilita a manipulação separada das correntes do campo e do estator, que por sua vez permitem controlar o fluxo do campo e o binário independentemente [1].

Nas máquinas eléctricas para obter uma velocidade de rotação superior à velocidade nominal é necessário trabalhar na zona de enfraquecimento de campo ou de potência constante. Nos motores síncronos de ímanes permanentes o fluxo rotórico é produzido pelos ímanes permanentes do rotor. Para controlar o motor na zona de enfraquecimento de campo é necessário aplicar um fluxo contrário ao fluxo de excitação produzido pelos ímanes no sentido de reduzir o fluxo rotórico. Isto é possível através da injeção de uma corrente negativa no eixo d (I_d). Um dos aspectos negativos deste tipo de motores é que o funcionamento nesta zona pode originar a desmagnetização dos ímanes permanentes. Este fenómeno é dependente do tipo de materiais dos ímanes e das condições de operação. [6] e [7] são exemplos de trabalhos já realizados nesta área.

A utilização do controlo vectorial nos motores síncronos de ímanes permanentes permite um controlo de binário com menor ondulação e de valor mais elevado e elevada dinâmica. Um dos principais problemas é necessitar da medida com elevada resolução da posição do rotor. Outro aspecto de referir é a elevada complexidade e por conseguinte o aumento do custo na sua implementação.

O controlo vectorial utilizando sensores de alta resolução como *encoders* e *resolvers* é proposto em vários documentos tais como [8] e [9]. A utilização destes sensores implica problemas de acoplamento e um aumento do custo do controlador. No sentido de solucionar este tipo de problema encontram-se na literatura muitos trabalhos que abordam os algoritmos de estimação da posição instantânea do rotor e da velocidade de rotação sem utilização da cadeia de medida. Na literatura da especialidade, em língua inglesa estes métodos são classificados por métodos *sensorless*.

Alguns dos métodos *sensorless* para estimação da posição instantânea do rotor são: integração da tensão [10], observador de estado incluindo o sistema mecânico [11], observador não linear [12], filtro de Kalman estendido [13], estimação com base no modelo dinâmico ou com base no modelo em regime permanente do motor [14], através de lógica difusa [15] e através de redes neuronais [16]. A maior parte destes métodos baseia-se na informação obtida através dos sensores de corrente para reconstituir as forças contra electromotrizes do motor e assim determinar a posição do rotor. A partir da posição é possível obter a velocidade angular através do cálculo da variação do ângulo durante um determinado período de amostragem. É importante notar que todos estes métodos de estimação da posição são computacionalmente muito exigentes e pouco fiáveis no arranque e a baixas velocidades, uma vez que nesta zona as correntes medidas têm baixa amplitude e são potencialmente muito ruidosas. Por outro lado só permitem estimar em regime permanente. A estimação em regime dinâmico obriga a utilização de técnicas de injeção de sinais que exploram os aspectos construtivos do motor síncrono [17].

A figura 2.1 representa um diagrama de blocos de um accionamento electrónico de velocidade. O controlo da máquina AC é assegurado pelo controlo da corrente através dos sinais de controlo dos semicondutores do inversor de tensão que alimenta o motor. O autor [18] classifica as técnicas usualmente utilizadas para comandar os conversores de energia como: controladores lineares, histeréticos ou preditivos. Nos métodos lineares consegue-se obter uma frequência de comutação constante embora os parâmetros do controlador tenham que ser ajustados para otimizar a resposta transitória e minimizar o erro de amplitude e de fase nas correntes de cada enrolamento do motor. No controlador de corrente histerético, as correntes de cada fase são comparadas com os sinais de referência utilizando comparadores histeréticos. Através deste método é possível obter uma boa *performance* dinâmica, contudo resulta em frequências de comutação muito variáveis. Os controladores de corrente preditivos oferecem um desempenho otimizado em regime permanente através da determinação do vector de tensão que mantém a corrente dentro da sua banda histerética durante um maior intervalo de tempo. Embora este método apresente um bom comportamento em termos de precisão e de resposta temporal, requer um bom conhecimento dos parâmetros da carga e exige um maior número de cálculos.

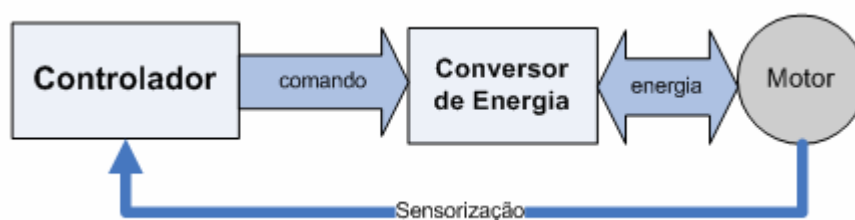


Figura 2.1 - Arquitectura geral de um sistema de básico de controlo de movimento.

O método mais utilizado para gerar os sinais de comando para os semicondutores de potência do inversor de tensão no controlo de motores AC industriais é a modulação por largura de impulso (*pwm*). Neste tipo de accionamentos, a sua resposta depende fortemente do desempenho do controlador de corrente. Através de uma boa regulação de corrente é possível obter uma boa resposta da velocidade e pequenas ondulações do binário [19].

Uma das técnicas de modulação de largura de impulso que permite maximizar a utilização da tensão disponível no barramento de corrente contínua e minimizar a ondulação da corrente de saída é a modulação vectorial. Esta modulação é conhecida na literatura inglesa por *space vector modulation (SVM)* ou *space vector pwm (SVPWM)*. Esta técnica baseia-se na representação do sistema trifásico de tensões produzidas em coordenadas bifásicas (plano complexo) em que os possíveis estados dos semicondutores do inversor definem os vértices dum hexágono e o respectivo centro. Os sinais de comando são gerados como médias temporais dos sete valores complexos que o conversor pode apresentar na saída [19].

2.2 - Plataformas para Desenvolvimento e Implementação de Controladores de Motores Eléctricos

Nos dias de hoje existe uma variadíssima gama de dispositivos com capacidade de processamento de informação e com grande número de periféricos onde podem ser desenvolvidos e implementados controladores para motores eléctricos. Os fabricantes disponibilizam ferramentas computacionais, tais como compiladores e simuladores, que permitam desenvolver controladores mais complexos num menor espaço de tempo. Grande parte desses fabricantes já possui uma gama de produtos especificamente vocacionados para a implementação de controladores de máquinas eléctricas [20].

Além da vertente dos microcontroladores existem também os circuitos lógicos programáveis tais como as *FPGAs* e as *CPLDs* (*complex programmable logic device*), onde estes controladores podem ser implementados. Neste caso só agora começam a surgir os primeiros produtos desenvolvidos especificamente para a implementação de controladores para motores.

As principais acções do controlador consistem na aquisição dos sinais analógicos medidos pelos sensores e a sua conversão em sinais digitais, processamento do algoritmo de controlo

com base nos novos dados adquiridos e geração dos sinais de comando do conversor electrónico de potência. Os algoritmos de controlo podem ser bastante distintos dependendo do tipo de motor a controlar e da aplicação a que se destinam.

Seguidamente serão apresentados os principais dispositivos existentes no mercado para este efeito.

Microcontroladores, *DSPs* e *DSCs*

Os microcontroladores (*MCU - Microcontroller Unit*) foram desenvolvidos e ficaram disponíveis para comercialização no início da década de 1970 [21]. São constituídos essencialmente por uma unidade de processamento central (*CPU - Central Processing Unit*), módulos de memória, unidades de entradas e saídas, módulos de periféricos e barramentos internos para conectar todos os módulos. Estes dispositivos permitem obter um elevado nível de autonomia no controlo digital, uma vez que num único circuito integrado com capacidade de processamento e memória, reduzidas dimensões e baixo custo, é possível obter um conjunto de periféricos dedicados ao sistema onde o microcontrolador será integrado. Nos dias de hoje podemos encontrar um elevado número de fabricantes com uma vasta gama de modelos de microcontroladores de 8, 16, 24 e 32 *bit*.

Em 1982 a Texas Instruments introduziu no mercado o primeiro *DSP (Digital Signal Processor)* com sucesso a nível comercial. Os *DSPs* possuem uma arquitectura e um conjunto de instruções optimizadas especialmente para executar algoritmos de processamento de sinal que contêm repetidamente multiplicações, adições ou acumulações [21]. Este primeiro *DSP*, TMS32010, incorpora um módulo de *hardware (MAC - combined multiply-accumulate)* capaz de realizar uma multiplicação num único ciclo de relógio, ao contrário dos microprocessadores originais que realizam as multiplicações através de um conjunto de deslocamentos e adições [22]. Deste modo foi possível criar um dispositivo capaz de realizar multiplicações de uma forma mais rápida e eficiente aumentando consideravelmente a *performance* dos algoritmos de processamento de sinais. Os *DSPs* foram inicialmente concebidos para as áreas de telecomunicações e processamento de som e imagem devido à necessidade de uma capacidade de cálculo em tempo real.

As principais vantagens deste dispositivo são:

- Capacidade de acesso a múltiplas posições de memória simultaneamente, permitindo o acesso a dados e a instruções no mesmo instante de tempo;
- Possibilidade de endereçar posições de memória e de obter os operandos sem prejudicar as unidades de execução. As unidades de geração dos endereços trabalham autonomamente enquanto as instruções estão a ser processadas;
- Os modos de endereçamento estão optimizados para aceder repetitivamente a posições de memória sequenciais onde os dados são guardados.

Devido à capacidade de realizar operações de multiplicação e adição em dados guardados em diferentes locais e armazenar o resultado em registos temporários, os *DSPs* têm

desempenhado um papel fundamental na implementação de algoritmos de filtros digitais, convulsão, predição e estimação, identificação de modelos, métodos de controlo adaptativos e óptimos, assim como algoritmos de controlo inteligentes como a lógica difusa, as redes neuronais e algoritmos genéticos [21].

Os microcontroladores embora não sejam eficientes como os *DSPs* na implementação de algoritmos de processamento de sinais, possuem um conjunto de características que os diferenciam. A principal característica é o seu carácter genérico de aplicação reflectido pelo seu vasto conjunto de instruções e modos de endereçamento. Estes dispositivos além de possuírem uma capacidade de rápido atendimento às interrupções, são comercializados com um baixo custo e apresentam um conjunto de instruções optimizadas para uma fácil implementação de acções de controlo de baixa complexidade [22].

O aumento das exigências do mercado levou a que os fabricantes procurassem integrar de uma forma eficaz as vantagens dos microcontroladores e dos *DSPs*. Após várias tentativas pouco eficazes, em 2002 surgiram os controladores digitais de sinal (*DSCs*) introduzidos pela Microchip Technology. Um único circuito integrado que combina o poder de cálculo dos *DSPs* para processamento de sinais com a versatilidade dos microcontroladores e respectivos conjuntos de periféricos corresponde à solução ideal para um enorme número de aplicações [23]. A título de exemplo, na figura 2.3 é apresentada um conjunto de interfaces disponíveis nos microcontroladores PIC e nos *DSCs* dsPIC da Microchip Technology.

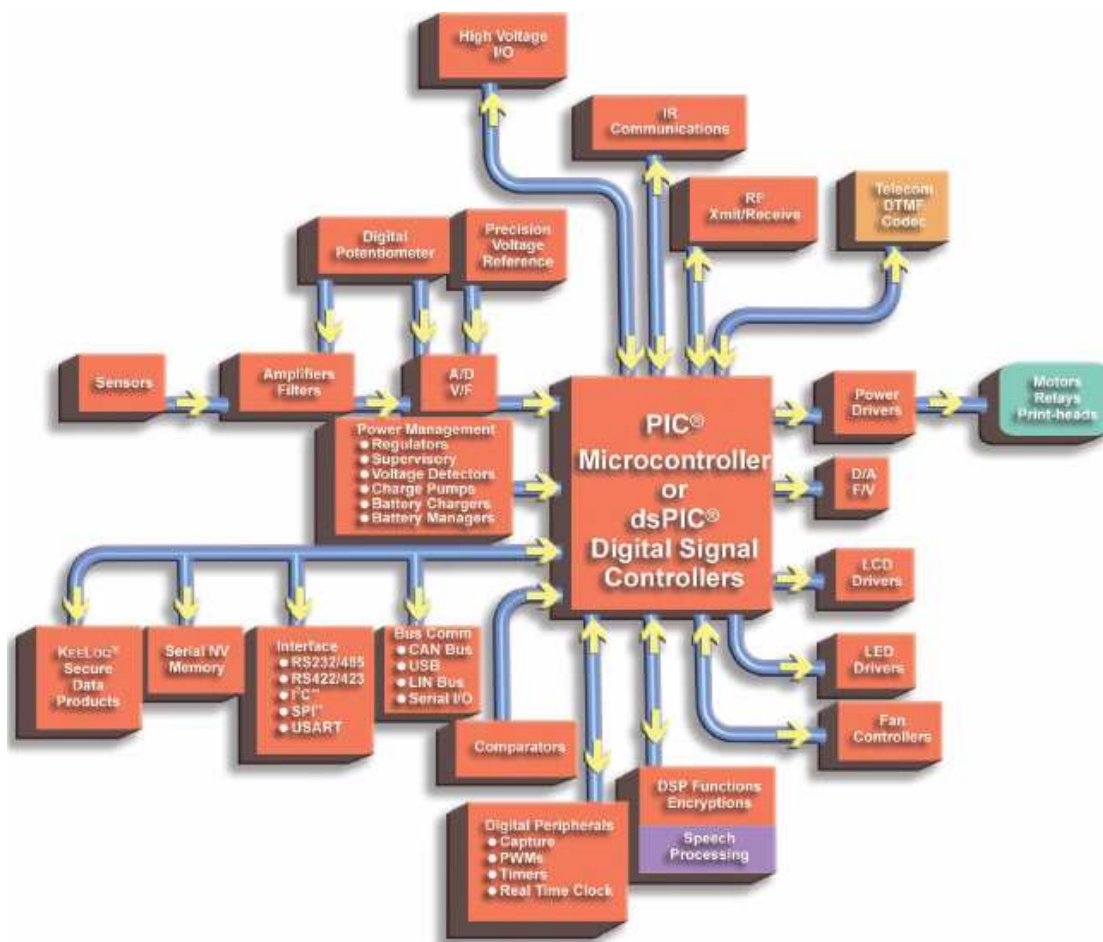


Figura 2.2 - Diagrama das possíveis conexões ao PIC e dsPIC [24].

No âmbito de controlo de motores eléctricos existem vários controladores digitais de sinais construídos especialmente para este efeito. No mercado é possível encontrar as famílias de *DSCs* de 16 *bits* dsPIC30F e dsPIC33F da Microchip Technology, a família DSP56F80x da Freescale Semiconductor e a TMS320C2000 da Texas Instruments, etc.

A área de controlo de movimento em busca de um controlador digital capaz de implementar algoritmos de controlo mais complexos e velocidades de execuções elevadas, com capacidade de obter velocidades de rotação dos motores superiores, com respostas mais precisas e eficazes às mudanças de carga e um reduzido custo, impulsionou o aparecimento dos *DSCs* [25]. Também passou a ser viável a implementação de algoritmos *sensorless* que devido à sua complexidade e exigência de poder de cálculo, antes eram impossíveis de aplicar.

As principais vantagens dos *DSCs* para a sua utilização em controlo de movimento podem ser resumidas em:

- Redução do custo do sistema com a utilização de um circuito integrado com um vasto conjunto de periféricos dedicados;
- Controlo eficiente em toda a gama de velocidades;
- Capacidade de execução de algoritmos de alto nível para obter reduzido *ripple* de binário, o que resulta numa menor vibração e maior tempo de vida do sistema;
- Evita a utilização de sensores de velocidade e de posição através da possível implementação de métodos *sensorless*;
- Diminui o número de tabelas necessárias, reduzindo a capacidade de memória utilizada;
- Controlo dos semicondutores de potência dos inversores através da geração de sinais de *pwm* de alta resolução;
- Permite o controlo de várias variáveis e de sistemas complexos utilizando métodos de controlo inteligentes tais como a lógica difusa e as redes neuronais;
- Realiza controlo adaptativo, uma vez que com o reduzido tempo de execução dos algoritmos é possível monitorizar o sistema e controlá-lo simultaneamente;
- Disponibiliza uma monitorização do sistema através da *Fast Fourier Transform* da análise do espectro. Através da observação do espectro de frequências das vibrações mecânicas, possíveis falhas podem ser detectadas em estados iniciais;
- Permite a implementação de um controlador num único circuito integrado [26].

FPGAs

A origem das *FPGAs* está nas *CPLDs*, as quais apareceram em meados dos anos 80. Neste contexto, a primeira *FPGA*, inventada pela Xilinx, surgiu em 1984.

Uma *FPGA* (*Field-Programmable Gate Array*) é um dispositivo semicondutor que contém componentes de lógica programável, chamados blocos lógicos, e ligações programáveis entre os blocos. Os blocos lógicos podem ser programados de modo a realizarem funções de portas lógicas (*not*, *and*, *or*, *xor*) ou funções combinacionais, tais como *multiplexers*, *encoders*,

decoders e *ALUs* (*Arithmetic Logic Unit*). Na maior parte das *FPGAs* os blocos lógicos incluem também elementos de memória que podem ser desde simples *flip-flops* a blocos de memória mais complexos tais como memórias *RAM*. As ligações entre os diversos blocos lógicos podem ser reconfiguradas de acordo com a necessidade do utilizador.

As *FPGAs* apresentam como principais vantagens um menor *time to market*, a possibilidade de correcção e alteração da programação, elevada flexibilidade e a integração de um conjunto de funções complexas e de memórias num só circuito integrado.

Nos últimos anos tem-se verificado uma tendência para a produção e desenvolvimento de *FPGAs* com *soft processors* integrados facilitando a realização de determinadas tarefas e a comunicação com periféricos e permitindo a criação de um sistema completo num só circuito integrado programável. Os elementos de memória são voláteis e por isso perdem as suas configurações cada vez que a alimentação é desligada. Por isso, usualmente é utilizada uma pequena memória *PROM* para programar a *FPGA* cada vez que a alimentação é ligada.

Na área de controlo de movimento o número de aplicações que utilizam *FPGAs* para implementação de algoritmos de controlo de motores *AC* tem vindo a aumentar significativamente devido às vantagens concedidas por este tipo de circuitos lógicos programáveis. Um menor *time to market*, um elevado número de núcleos *IP* (*Intellectual Property*) e elevadas velocidades de processamento devido à capacidade de processamento de blocos em paralelo, têm sido as principais primazias que contribuíram para esse aumento [27].

A Xilinx, a Atmel e a Altera são alguns dos fabricantes de *FPGAs* que disponibilizam kits e núcleos *IP* especialmente vocacionados a determinadas áreas específicas como é o caso do controlo de motores eléctricos.

Capítulo 3

Controlo de Corrente Rectangular e Controlo Vectorial de Motores Síncronos com Ímanes Permanentes

Este capítulo é dedicado aos métodos de controlo estudados, sendo neste caso, apresentado o modelo matemático do motor síncrono de ímanes permanentes. Na secção 3.1 serão apresentados vários tipos de motores síncronos. A secção 3.2 apresenta de forma detalhada o controlador de corrente rectangular. A secção 3.3 descreve o modelo matemático clássico do motor síncrono de ímanes permanentes, que assenta nas suas equações eléctricas e magnéticas e na equação mecânica. A secção 3.4 aborda a formulação do controlo vectorial com base no modelo matemático.

3.1 - Topologias do Motor Síncrono com Ímanes Permanentes

Os motores síncronos são motores cujo campo magnético gerado no estator gira em sincronismo com o campo magnético gerado no rotor, ou seja, os campos magnéticos do estator e do rotor rodam à mesma frequência. Assim, e ao contrário do que sucede nos motores de indução, nestes motores não existe deslizamento.

Os *PMSM* são tipicamente trifásicos, embora existam versões polifásicas. O estator é constituído por um número de enrolamentos igual ao número de fases, os quais são colocados nas ranhuras do estator tal como é possível observar na figura 3.1. Normalmente, o estator é idêntico ao de um motor de indução, contudo, os enrolamentos são dispostos de maneira diferente.

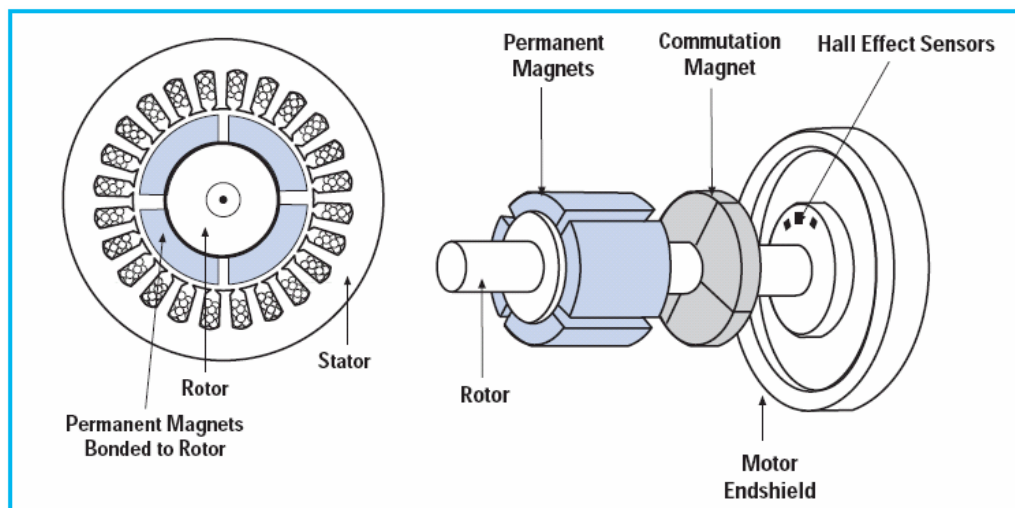


Figura 3.1 - Constituição do PMSM.

O rotor é constituído por ímanes permanentes e o número de pares de pólos pode variar, normalmente entre dois e oito pares, nos quais a polarização dos ímanes vai alternando entre os pólos Norte e Sul, tal como é possível observar na figura 3.2 [28]. Quanto maior for o número de pares de pólos, maior é o binário produzido para o mesmo nível de corrente até um determinado ponto a partir do qual o binário não aumenta mais. O material que constitui o rotor depende da densidade de campo magnético necessária.

Para os PMSM existem dois tipos de classificação de acordo com a direcção do campo: campo radial no qual o fluxo do campo é direccionado ao longo do raio do motor e campo axial no qual o fluxo do campo é direccionado paralelamente ao eixo do rotor. Actualmente os motores de campo radial são bastante comuns, enquanto que o número de aplicações com motores de campo axial tem vindo a crescer nos últimos anos devido à sua elevada densidade de potência e capacidade de aceleração.

A disposição dos ímanes no rotor pode ser feita de várias formas. Na figura 3.2 podemos ver as disposições mais comuns que produzem um campo radial. Na configuração da esquerda podemos observar os ímanes permanentes colocados na periferia das laminações do rotor (*surface-mount PMSMs*) permitindo uma maior densidade de fluxo, mas originando uma menor integridade estrutural e menor robustez. Na configuração do centro da figura pode ser observada a configuração na qual os ímanes são colocados no interior do rotor (*surface inset PMSMs*) o que origina uma superfície cilíndrica uniforme do rotor. Esta configuração é bastante mais robusta que a anterior. Na configuração da direita os ímanes estão introduzidos no interior do rotor com uma orientação circunferencial, conferindo ainda maior robustez ao motor e por isso sendo apropriada para velocidades elevadas. Contudo, a produção de motores com este tipo de configuração é bastante complexa.

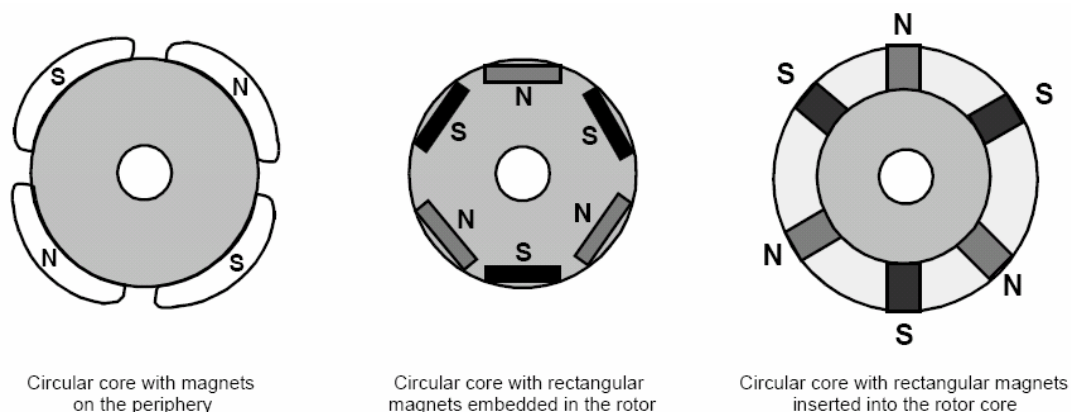


Figura 3.2 - Disposições dos ímanes permanentes de um motor síncrono que produzem um campo radial [28].

Além das configurações apresentadas existem outras, quer a nível dos enrolamentos do estator quer a nível da disposição dos ímanes permanentes no rotor tendo cada uma delas as suas vantagens e desvantagens no que respeita ao desempenho e custo de produção do motor.

Os motores síncronos com ímanes permanentes podem ser classificados também de acordo com as forças contra electromotrizes geradas. Esta diferenciação resulta do modo como os enrolamentos estão inter-conectados, originando forças contra electromotrizes sinusoidais ou trapezoidais. Se as forças contra electromotrizes forem sinusoidais, o motor é denominado como motor síncrono de ímanes permanentes ou motor de ímanes permanentes AC. Caso sejam trapezoidais, é denominado motor *Brushless DC* de ímanes permanentes (*BLDC*) ou motor comutado electronicamente.

Para além da forma da força contra electromotriz variar com a disposição dos enrolamentos, a forma da corrente também pode apresentar a mesma variação. Este facto origina que o binário disponível num motor com correntes sinusoidais seja mais suave, apresentando menos ondulação, do que num motor com correntes rectangulares. A figura 3.3 apresenta o aspecto do estator de um *PMSM* [28].

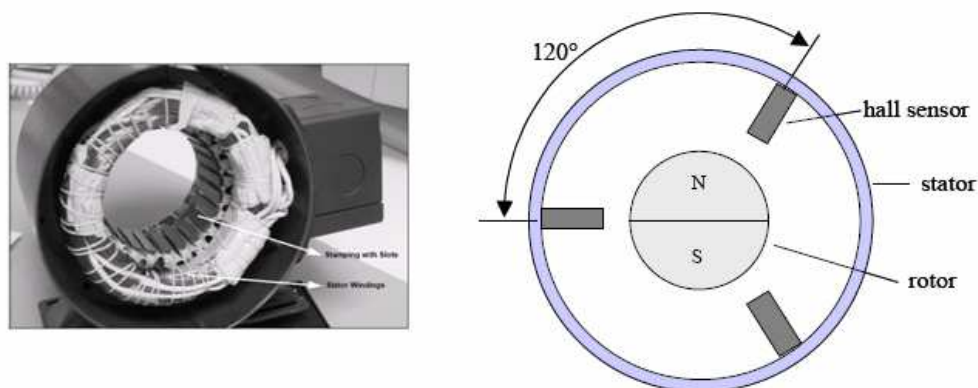


Figura 3.3 - O estator de um *PMSM* [3].

Ao contrário de um motor *DC* tradicional, onde a comutação é realizada mecanicamente através de escovas, num *PMSM* a comutação é realizada electronicamente. Desta forma, para que exista rotação é necessário que os enrolamentos do estator sejam alimentados com uma determinada sequência. Assim, para saber qual o enrolamento a alimentar é necessário conhecer a posição instantânea do rotor. Para este efeito, os *PMSMs* são habitualmente construídos com três sensores de Hall integrados no interior do estator, como é possível observar na figura 3.3.

Assim, sempre que um pólo magnético do rotor passa perto de um sensor de Hall, este produz um sinal digital indicando a presença do pólo, permitindo conhecer a posição actual do rotor.

Os sensores de Hall podem apresentar sinais de saída desfasados entre si de 60° ou 120° , dependendo da distribuição física com que os sensores são montados no estator. Desta forma, o fabricante do motor define a sequência de comutação óptima para controlar o motor [28].

3.2 - Controlo de Corrente Rectangular

O método de controlo rectangular ou *six-step control* é especialmente vocacionado para o controlo de motores *Brushless DC* de ímanes permanentes devido à forma trapezoidal das forças contra electromotrizs deste tipo de motores, como é possível observar na figura 3.4.

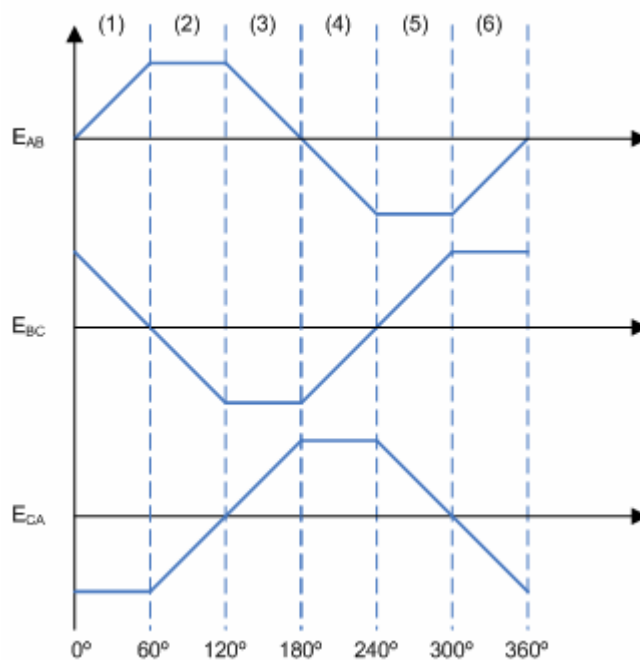


Figura 3.4 - Forma de onda trapezoidal das forças contra electromotrizs nos motores *BLDC*.

Nos motores *BLDC* os ímanes permanentes criam o fluxo no rotor e os enrolamentos do estator quando são alimentados criam os pólos electromagnéticos. Através da aplicação de

uma sequência apropriada na alimentação das fases do estator é criado e mantido um campo girante no mesmo. O avanço entre o campo girante e o rotor tem que ser controlado de modo a produzir o binário pretendido [29].

A correcta alimentação dos enrolamentos do estator apenas é conseguida quando a posição do rotor é conhecida. Habitualmente são utilizados três sensores de Hall acoplados no estator que produzem seis sinais digitais de acordo com a posição. Assim, é verificada uma alteração do valor dos sensores de Hall de 60 em 60 graus eléctricos, tal como é ilustrado na figura 3.5.

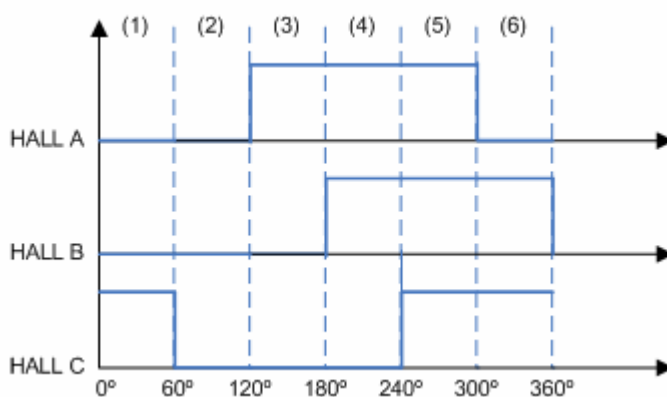


Figura 3.5 - Sinais obtidos através dos sensores de Hall

Na figura 3.6 é apresentado o esquema de ligação entre o inversor e o motor. Os semicondutores são controlados de forma a existirem instantaneamente duas fases em condução e uma em não condução.

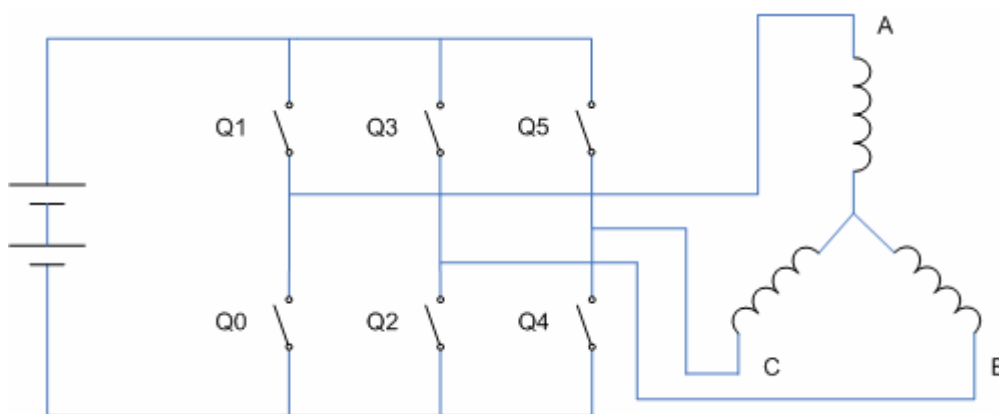


Figura 3.6 - Esquema de ligação entre o inversor de tensão e o motor *BLDC*.

A figura 3.7 apresenta as formas de onda das correntes características deste tipo de controlo.

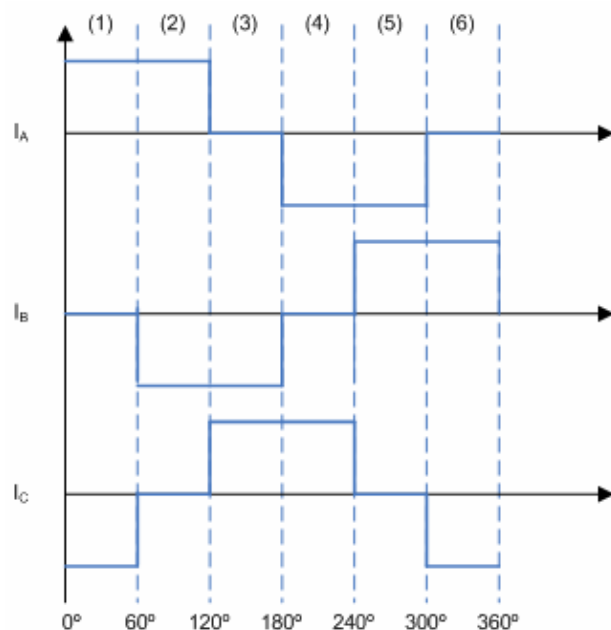


Figura 3.7 - Forma de onda das correntes em cada uma das fases do motor *BLDC*.

Os sinais de comando dos semicondutores são aplicados em função dos sensores de Hall de forma a alimentar apenas dois dos enrolamentos do motor, tal como é apresentado na figura 3.8 onde são ilustradas as seis situações possíveis. Nesta figura as diferentes formas de alimentar o motor estão numeradas de acordo com o sector em que o rotor se encontra.

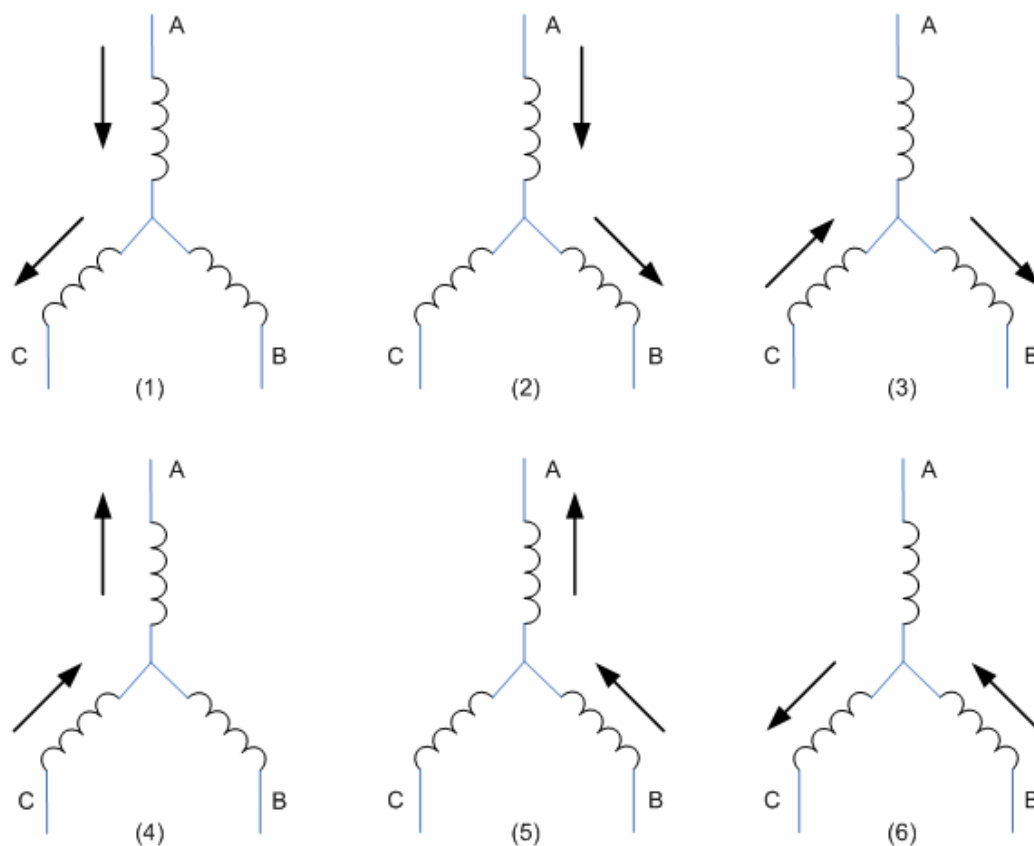


Figura 3.8 - Alimentação dos enrolamentos do motor *BLDC* em função da posição do rotor.

Na tabela 3.1 são apresentados os sinais de comando que devem ser aplicados aos semicondutores em função do sector em que o rotor se encontra. Aplicando esta tabela de comutação o motor roda no sentido dos ponteiros do relógio. Se for aplicada a tabela 3.2, o motor roda no sentido contrário ao dos ponteiros do relógio. De salientar que as figuras 3.4, 3.5, 3.7, 3.8 e 3.9 estão de acordo apenas com a tabela 3.1.

Tabela 3.1 - Sinais de comando do inversor em função do sector em que o rotor se encontra. Esta tabela produz uma rotação no sentido dos ponteiros do relógio.

Sector	Hall A	Hall B	Hall C	Semicondutores Activos
1	0	0	1	Q1, Q4
2	0	0	0	Q1, Q2
3	1	0	0	Q5, Q2
4	1	1	0	Q5, Q0
5	1	1	1	Q3, Q0
6	0	1	1	Q3, Q4

Tabela 3.2 - Sinais de comando do inversor em função do sector em que o rotor se encontra. Esta tabela produz uma rotação no sentido contrário ao dos ponteiros do relógio.

Sector	Hall A	Hall B	Hall C	Semicondutores Activos
6	0	1	1	Q5, Q2
5	1	1	1	Q1, Q2
4	1	1	0	Q1, Q4
3	1	0	0	Q3, Q4
2	0	0	0	Q3, Q0
1	0	0	1	Q5, Q0

Alimentando duas das três fases em cada instante, a produção de binário pelo conjunto das duas fases é nula quando a força contra electromotriz correspondente passa por zero. A figura 3.9 ilustra a ondulação no binário produzido em cada 60 graus de comutação [29].

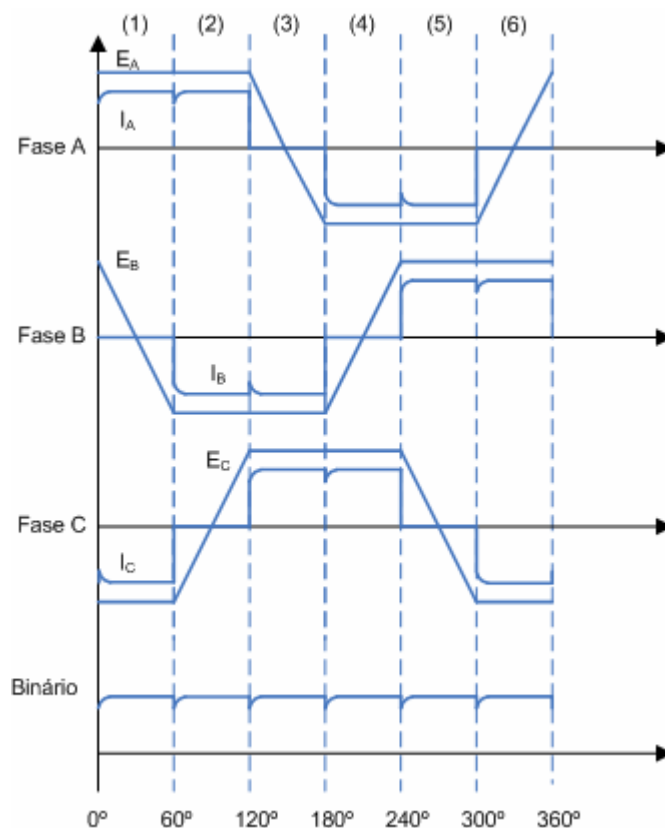


Figura 3.9 - Relação entre as correntes de fase, força contra electromotriz e binário produzido.

Em resumo, a chave para a comutação de um motor *BLDC* é saber qual a posição instantânea do rotor, através dos sensores de Hall, e alimentar as fases que produzam a maior quantidade de binário. O rotor movimenta-se 60 graus eléctricos entre comutações sucessivas. O caminho apropriado a percorrer pelas correntes do estator deve ser activado quando o rotor se encontra 120 graus antes de estar alinhado com o campo magnético do estator correspondente e posteriormente desactivado quando o rotor já se encontrar a 60 graus do alinhamento. A partir deste instante as próximas duas fases são activadas e o processo repete-se sucessivamente [30].

O controlo de motores *BLDC* através do método de controlo de corrente rectangular apresenta as seguintes vantagens:

- Apenas é necessário o conhecimento da posição instantânea do rotor em determinados instantes;
- O controlo da corrente, e de binário, é realizado através do controlo da corrente apenas numa das fases em cada instante;
- É independente dos parâmetros do motor;
- O binário é praticamente constante, exceptuando nos instantes em que há uma comutação da alimentação das fases;
- Necessita de poucos recursos de *hardware*.

Este tipo de controlo pode também ser aplicado a motores síncronos de ímanes permanentes, contudo o binário produzido, não apresenta uma forma aproximadamente

constante mas sim porções de sinusóides. Este aspecto pode ser observado na figura 3.10. Este fenómeno deve-se à combinação de um controlo de corrente rectangular aplicado a um motor com forças contra electromotrices sinusoidais. É importante notar que aplicando um controlo sinusoidal a um *PMSM* o binário produzido é constante. A utilização de um controlador de corrente rectangular nestes motores também produz um binário com uma amplitude inferior [29].

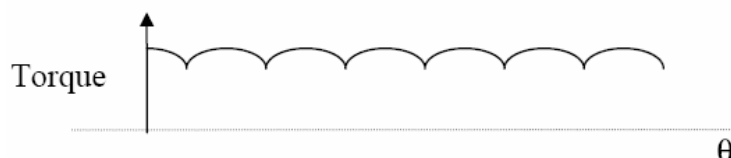


Figura 3.10 - Ondulação do binário produzido num *PMSM* com controlo de corrente rectangular [29].

3.3 - Modelo Dinâmico do Motor Síncrono com Ímanes Permanentes

Para determinação do modelo dinâmico do motor síncrono de ímanes permanentes são utilizados os seguintes pressupostos:

- Os ímanes permanentes utilizados nos *PMSMs* são constituídos por materiais magnéticos com elevada resistência, pelo que as correntes induzidas no rotor são consideradas desprezáveis;
- O fluxo do rotor está concentrado ao longo do eixo d , sendo nulo ao longo do eixo q .
- As perdas nos enrolamentos do motor são desprezáveis;
- O fluxo produzido pelo rotor é considerado constante num determinado ponto de funcionamento;
- A variação do fluxo produzido pelo rotor com a temperatura é considerada desprezável.

Na determinação do modelo dinâmico do *PMSM* é utilizado o rotor como referência, uma vez que é a posição dos ímanes permanentes do rotor que determina, independentemente da tensão e corrente do estator, as forças contra electromotrices instantaneamente induzidas e consequentemente as correntes do estator e binário do motor [1].

Assim, as equações nos eixos d, q das variáveis do estator do motor síncrono de ímanes permanentes no referencial do rotor são dadas por:

$$v_{qs}^r = Ri_{qs}^r + p\lambda_{qs}^r + \omega_r \lambda_{ds}^r \quad (3.1)$$

$$v_{ds}^r = Ri_{ds}^r + p\lambda_{ds}^r - \omega_r \lambda_{qs}^r, \quad (3.2)$$

onde

$$\lambda_{qs}^r = L_q i_{qs}^r \quad (3.3)$$

$$\lambda_{qs}^r = L_d i_{ds}^r + \lambda_{af} . \quad (3.4)$$

v_{qs}^r e v_{ds}^r representam as tensões nos eixos q , d , i_{qs}^r e i_{ds}^r as correntes do estator nos eixos q , d , L_d e L_q as indutâncias, λ_{qs}^r e λ_{ds}^r os fluxos magnéticos nos eixos q e d . R e ω_r correspondem à resistência dos enrolamentos do estator e à velocidade angular do rotor, respectivamente. λ_{af} é o fluxo magnético devido à interacção magnética criada pelos ímanes permanentes entre o rotor e o estator. A letra p representa a derivada do termo em ordem ao tempo.

O binário electromagnético pode ser obtido através da equação:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} [\lambda_{ds}^r i_{qs}^r - \lambda_{qs}^r i_{ds}^r] , \quad (3.5)$$

que substituindo os fluxos magnéticos resulta em:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} [\lambda_{af} i_{qs}^r + (L_d - L_q) i_{qs}^r i_{ds}^r] . \quad (3.6)$$

P corresponde ao número de pólos.

Tendo em conta que as correntes do estator no referencial do rotor são dadas por:

$$\begin{bmatrix} i_{qs}^r \\ i_{ds}^r \end{bmatrix} = i_s \begin{bmatrix} \sin(\delta) \\ \cos(\delta) \end{bmatrix} , \quad (3.7)$$

onde δ corresponde ao ângulo do binário, a expressão do binário electromagnético é obtida através de:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \left[\frac{1}{2} (L_d - L_q) i_s^2 \sin(2\delta) + \lambda_{af} i_s \sin(\delta) \right] . \quad (3.8)$$

Na figura 3.11 é apresentado o diagrama fasorial de um motor síncrono de ímanes permanentes num caso geral.

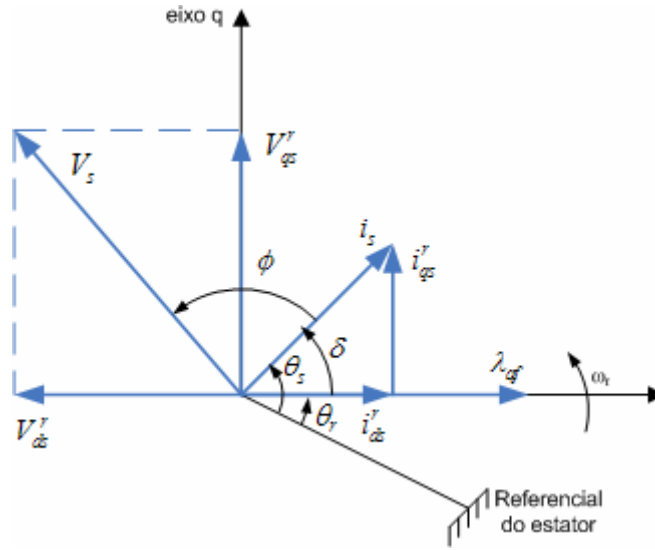


Figura 3.11 - Diagrama fasorial de um motor síncrono de ímãs permanentes.

A equação que representa a dinâmica do motor é dada por:

$$T_e = T_L + B\omega_r + Jp\omega_r. \quad (3.9)$$

T_L é o binário da carga, B é o coeficiente de atrito viscoso, ω_r representa a velocidade angular do rotor e J o momento de inércia.

As variáveis nos eixos d , q são obtidas a partir das variáveis definidas nos eixos abc através da transformada definida por:

$$\begin{bmatrix} v_q \\ v_d \\ v_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}. \quad (3.10)$$

O sistema de equações (3.10) é obtido através da junção das transformadas de Clarke e de Park.

As variáveis nas coordenadas abc são obtidas a partir das variáveis d , q através da transformada inversa definida por:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_q \\ v_d \\ v_0 \end{bmatrix}. \quad (3.11)$$

Estas transformações são igualmente aplicáveis às correntes e aos fluxos magnéticos.

A potência de entrada do *PMSM* num sistema equilibrado nas coordenadas *abc* é dada por:

$$P_i = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c, \quad (3.12)$$

e nos eixos *d*, *q* por:

$$P_i = \frac{3(v_d i_d + v_q i_q)}{2}. \quad (3.13)$$

3.4 - Controlo Vectorial

Nesta secção é apresentada uma metodologia para o controlo por orientação de campo de motores síncronos com ímanes permanentes através de sensores de baixa resolução, em concreto, sensores de Hall.

O controlo por orientação de campo, ou controlo vectorial, é aplicado em máquinas eléctricas *AC* para que o seu controlo se torne equivalente às máquinas *DC* de excitação separada. Este método de controlo foi inicialmente aplicado a motores de indução e posteriormente aplicado a motores síncronos de ímanes permanentes.

Para implementação do controlo por orientação de campo é necessário adquirir uma informação absoluta da posição do rotor, a qual usualmente é obtida através de sensores de elevada resolução tais como *encoders* ou *resolvers*. O controlo através destes sensores obriga a construções especiais das máquinas eléctricas para que exista um correcto acoplamento dos mesmos, originando motores eléctricos de maiores dimensões. Estes tipos de sensores para além de serem bastante dispendiosos, podem desalinhar-se durante o funcionamento do motor, conduzindo à aquisição de uma posição errada do rotor.

Perante isto, emerge a necessidade de encontrar soluções que permitam contornar os problemas destes sensores e reduzir o custo e dimensão total do sistema controlador mais

motor eléctrico. Uma das soluções possíveis é a utilização de métodos de controlo sem qualquer sensorização da posição do rotor o que conduz à implementação de algoritmos complexos de estimação da posição e da velocidade. Estes métodos além da sua complexidade e elevada carga computacional também possuem alguns problemas na detecção da posição inicial no momento de arranque do motor e no funcionamento a baixas velocidades uma vez que utilizam algoritmos que estimam as forças contra electromotrices que assumem valores bastante baixos e ruidosos a baixas velocidades de rotação. Outra das soluções é a utilização de sensores de baixa resolução, como é o caso dos sensores de Hall que facilmente são inseridos no estator da máquina eléctrica. Usualmente são utilizados três sensores que permitem obter uma informação da posição do rotor com uma resolução de 60 graus eléctricos. Esta solução permite implementar o controlo por orientação de campo dispensando os *encoders* ou *resolvers* e evitando a utilização de algoritmos complexos para a estimação da posição do rotor e da velocidade.

Nos motores síncronos de ímanes permanentes à medida que o rotor roda, existe um ângulo entre o fluxo magnético do estator e o fluxo magnético do rotor. Se estes dois campos magnéticos não estiverem desfasados de 90° , as forças contra electromotrices e as correntes vão estar também desfasadas e o binário produzido não vai ser máximo. Através da detecção da posição do rotor é possível utilizar um método de controlo que imponha um desfasamento de 90° entre os dois campos magnéticos.

Quando existe um desfasamento de 90° entre os dois campos magnéticos, então $\delta = 90^\circ$ o que permite obter um binário máximo de acordo com a equação (3.14) e com o fasor da figura 3.12.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \lambda_{af} i_s. \quad (3.14)$$

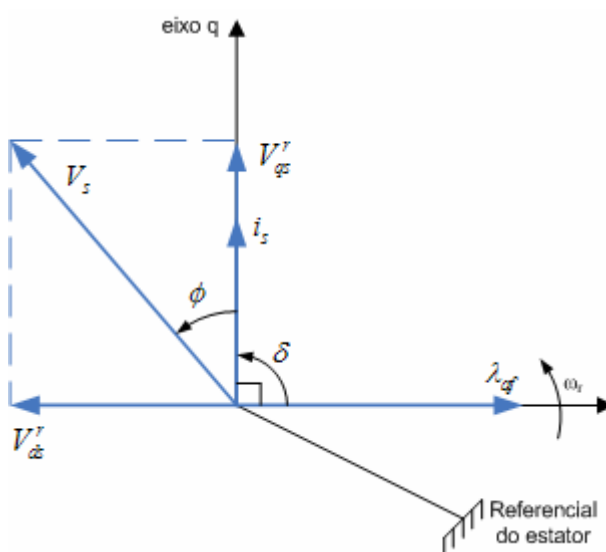


Figura 3.12 - Diagrama fasorial com $\delta = 90^\circ$.

O controlo vectorial necessita da posição do rotor em todos os instantes para garantir a produção máxima de binário com um menor número de ondulações. Este método de controlo utiliza as transformadas de Clarke e de Park para converter um sistema de três eixos dependente do tempo (coordenadas a, b, c) num sistema de dois eixos independente do tempo e que roda em sincronismo com o fluxo do rotor (coordenadas d, q). As equações destas transformadas estão implementadas no sistema de equações (3.10).

Através das projecções anteriormente apresentadas é possível obter uma estrutura de controlo similar ao motor *DC* de excitação separada, sendo possível controlar independentemente o binário e o fluxo de magnetização produzidos uma vez que estes são directamente proporcionais a I_q e I_d , respectivamente.

Na figura 5.1 é apresentado o diagrama de blocos deste controlador. O sinal de referência I_q é definido de acordo com a amplitude do binário que o motor deve produzir. A referência de corrente (I_d) relativa ao fluxo de magnetização é mantida nula para obter o nível óptimo de binário. Uma vez que se trata de um sistema equilibrado, o somatório das correntes é nulo o que possibilita o cálculo de uma das correntes através das outras duas, eliminando assim a necessidade de medir três correntes. A partir das correntes medidas é obtido o vector da corrente no referencial do rotor através das transformadas anteriormente referidas. Assim, é possível calcular o erro em relação aos sinais de referência, a aplicar aos controladores PI. Estes dois controladores geram as tensões V_q e V_d que depois de aplicada a transformada inversa são aplicadas ao motor.

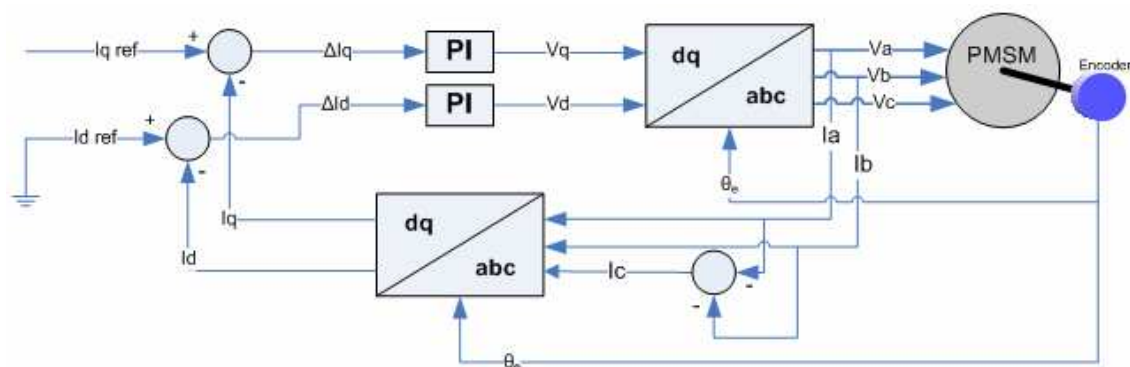


Figura 3.13 - Diagrama de blocos do controlo vectorial com *encoder*.

No diagrama de blocos da figura anterior é apresentado o caso mais simples do controlo por orientação de campo em que a posição do rotor é adquirida por um *encoder*. Neste caso também é pressuposto que o conversor electrónico de potência é ideal, ou seja que as tensões geradas pelo controlador são directamente aplicadas ao motor.

3.4.1. Space Vector Modulation

A técnica *Space Vector Modulation (SVM)* tornou-se a mais popular e importante técnica de *pwm* para comandar inversores trifásicos de tensão aplicados no controlo de motores de Indução AC, motores *Brushless DC*, motores de Relutância e motores Síncronos de Ímanes Permanentes. É uma técnica que permite aplicação de níveis de tensão mais elevados ao motor e menor distorção harmónica. [31]

Esta técnica baseia-se na representação vectorial do inversor e realiza a transformação de tensões no plano $\alpha\beta$ directamente em sinais de *pwm*. As principais vantagens inerentes a este método são: a tensão de saída é 15% maior do que nos métodos de modulação usuais permitindo um uso mais eficiente da fonte de tensão *DC*, maior eficiência e o número de comutações dos semicondutores é cerca de 30% menor do que utilizando o método convencional *Sinusoidal Pulse Width Modulation* [32].

Considerando que o estado de cada braço do inversor é representado pelo estado da variável S_x ($S_x=1$ se o semiconductor superior estiver fechado e o inferior estiver aberto e vice-versa para $S_x=0$) e que o inversor tem três braços de acordo com a figura 3.14, o inversor pode assumir oito estados diferentes. Na tabela 3.3 podem ser vistos os oito estados possíveis do inversor e as respectivas tensões entre fases.

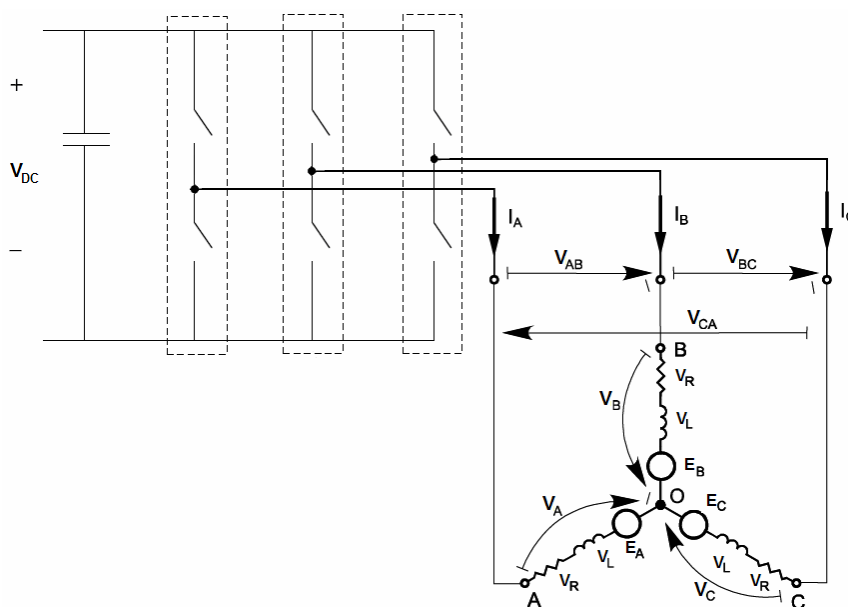


Figura 3.14 - Representação de um Inversor Trifásico e de um PMSM.

A transformada inversa de Park permite converter as componentes do vector de tensão do referencial rotacional do estator (V_d e V_q) em componentes no referencial estacionário do estator (V_α e V_β). Através dos oito estados diferentes do inversor, é possível criar oito vectores (sendo dois deles vectores nulos), chamados *switching state vectors (SSVs)*, que

dividem o plano $\alpha\beta$ em seis sectores. Assim, é possível representar qualquer vector através da soma dos *switching state vectors* adjacentes [2].

Tabela 3.3 - SSVs e tensões entre fases.

S_a	S_b	S_c	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}	SSV
0	0	0	0	0	0	V_{000}
1	0	0	V_{DC}	0	$-V_{DC}$	V_0
1	1	0	0	V_{DC}	$-V_{DC}$	V_{60}
0	1	0	$-V_{DC}$	V_{DC}	0	V_{120}
0	1	1	$-V_{DC}$	0	V_{DC}	V_{240}
0	0	1	0	$-V_{DC}$	V_{DC}	V_{300}
1	0	1	V_{DC}	$-V_{DC}$	0	V_{360}
1	1	1	0	0	0	V_{111}

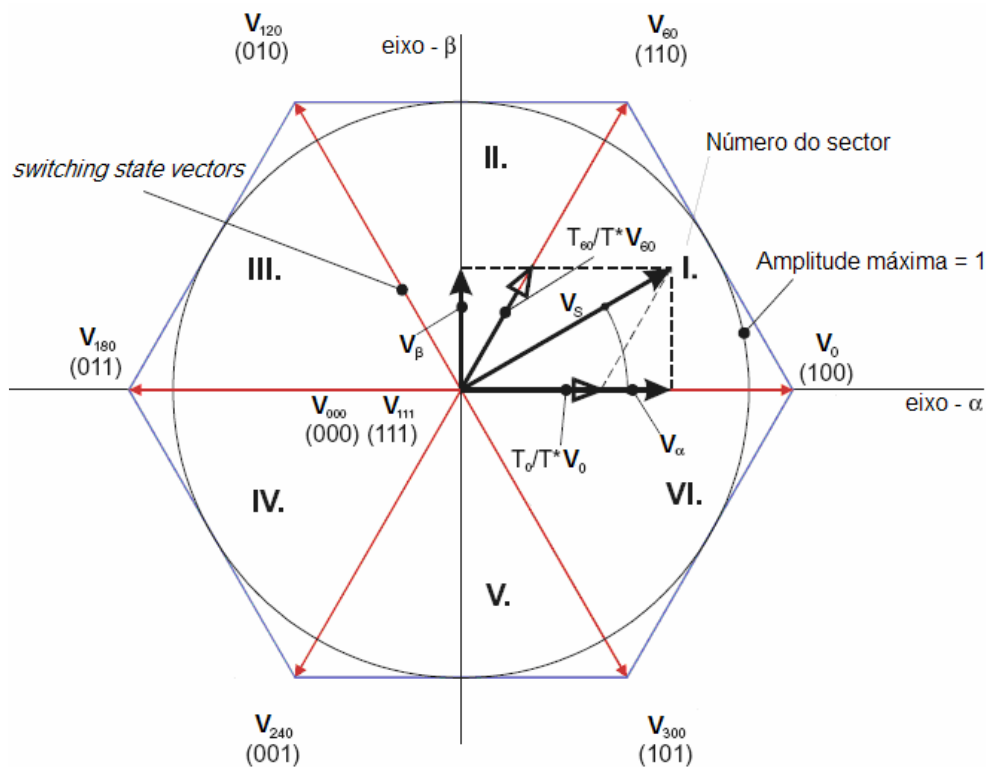


Figura 3.15 - Representação vectorial de um inversor de três braços [33].

A técnica SVM consiste basicamente em três etapas:

- Identificação do sector onde se encontra o vector V_s ;
- Decomposição do vector V_s nos *switching state vectors* adjacentes, V_x e $V_{x\pm 60}$;
- Cálculo do *pwm* em função do *duty cycle*.

As equações seguintes definem o princípio de aplicação do SVM:

$$T_{PWM} \cdot V_{S[\alpha,\beta]} = T_1 \cdot V_x + T_2 \cdot V_{x\pm 60} + T_0 (O_{000} \vee O_{111}) \quad (3.15)$$

$$T_{PWM} = T_1 + T_2 + T_0 \quad (3.16)$$

Para obter os períodos de T_0 , T_1 e T_2 é necessário decompor o vector $V_{S[\alpha,\beta]}$ nos *switching state vectors* do sector. Assim:

$$T_{PWM} \cdot V_{Sx} = T_1 \cdot V_x \quad (3.17)$$

$$T_{PWM} \cdot V_{S(x\pm 60)} = T_2 \cdot V_{(x\pm 60)} \quad (3.18)$$

Resolvendo as equações anteriores é possível calcular a duração que cada vector $V_{S(x)}$ e $V_{S(x\pm 60)}$ deve ser aplicado durante o período de *pwm*, T_1 e T_2 respectivamente, de modo a produzir as tensões no estator desejadas [33].

$$T_1 = \frac{|V_{Sx}|}{|V_x|} \cdot T_{PWM} \quad (3.19)$$

$$T_2 = \frac{|V_{Sx}|}{|V_{(x\pm 60)}|} \cdot T_{PWM} \quad (3.20)$$

$$T_0 = T_{PWM} - (T_1 + T_2) \quad (3.21)$$

3.4.2. Controlo Vectorial com Base em Sensores de Hall

Numa implementação real para utilizar o controlo por orientação de campo é necessário utilizar sensores de alta resolução, como já foi referido anteriormente. Uma solução que permite reduzir os custos do controlador é a utilização de sensores de Hall que são integrados no motor. Estes sensores são de baixo custo e a maioria dos fabricantes de motores eléctricos disponibiliza os seus produtos com estes sensores integrados.

Quando os pólos magnéticos dos ímanes permanentes do rotor passam perto dos sensores de Hall, estes fornecem um sinal lógico “1” ou “0”, indicando a passagem dos pólos Norte ou Sul, como é possível observar nas figuras 3.16 e 3.17. Uma vez que usualmente são utilizados três sensores de Hall, é possível obter resolução eléctrica de 60 graus.

Por norma os sensores de Hall são introduzidos no estator que corresponde à parte estacionária do motor. Contudo a colocação dos sensores no estator revela ser um processo

Controlo de Corrente Rectangular e Controlo Vectorial de Motores Síncronos com Ímanes Permanentes

complexo, uma vez que se existir um pequeno desvio no alinhamento entre os sensores e os pólos dos ímanes permanentes do rotor, a informação obtida será errada. Com o objectivo de simplificar o processo de fabrico dos motores de ímanes permanentes, alguns motores podem ter ímanes permanentes no rotor específicos para originarem uma variação do campo magnético dos sensores Hall. Assim, quando há rotação do motor os ímanes dos sensores de Hall provocam o mesmo efeito que os ímanes permanentes do rotor. Esta implementação dos sensores de Hall pode ser observada na figura 3.17.

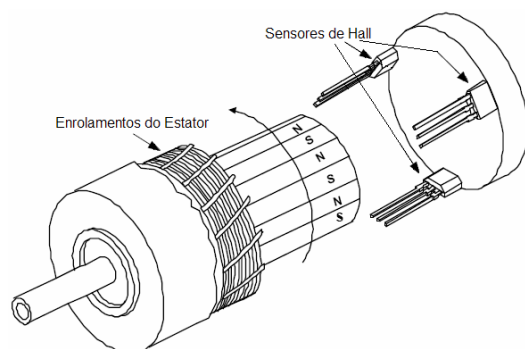


Figura 3.16 - PMSM com sensores de Hall introduzidos no estator.

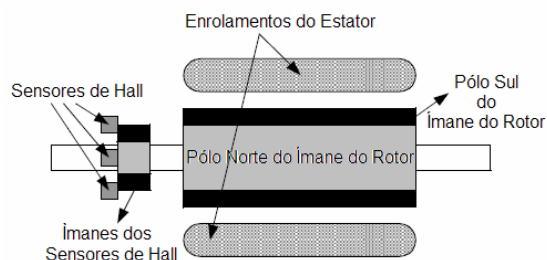


Figura 3.17 - PMSM com sensores de Hall activados por ímanes distintos dos ímanes permanentes do rotor.

A implementação do controlador por orientação de campo exige o conhecimento da posição instantânea do rotor para calcular as projecções dos vectores das correntes e das tensões em diferentes referenciais. Através da mudança de estado de três sensores de Hall é possível determinar com exactidão a posição instantânea do rotor de 60 em 60 graus eléctricos. Estas mudanças dos sensores permitem dividir o plano da posição do rotor em seis posições diferentes. Assim, é necessário fazer uma estimação da posição do rotor enquanto este se encontra no interior de um sector. O erro de estimação pode ser eliminado cada vez que existe uma mudança de sector.

No arranque do motor o erro máximo possível é de 30 graus eléctricos uma vez que através dos sensores de Hall é possível determinar o sector onde o rotor se encontra no arranque. Isto permite impedir que o motor arranque em sentido contrário. Na figura 3.18 é apresentada uma possível divisão do plano da posição do rotor.

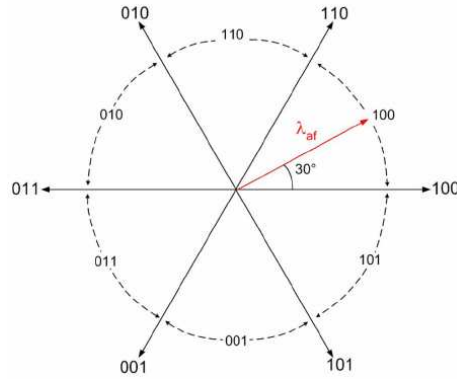


Figura 3.18 - Exemplificação da divisão do plano da posição do rotor.

A velocidade média no sector actual pode ser calculada através de:

$$\omega_r = \frac{\pi/3}{t} \quad (3.22)$$

Onde t representa o tempo durante o qual o rotor se encontra num sector. Este tempo pode ser medido através das transições entre dois estados consecutivos dos sensores de Hall.

A posição actual do rotor dentro de cada sector pode ser calculada através da lei de movimento de Newton [34]:

$$\theta = \theta_p + \omega_r \cdot T_s + \frac{1}{2} \cdot \alpha \cdot T_s^2 \quad (3.23)$$

Onde θ_p representa a posição do rotor no início de cada sector, T_s representa o período de amostragem e α a aceleração média do rotor:

$$\alpha = \frac{\omega_r - \omega_{rp}}{t}, \quad (3.24)$$

Onde ω_{rp} representa a velocidade média na secção anterior.

Através da implementação das equações (3.22) a (3.24) é possível determinar a posição actual do rotor com resolução suficiente para implementar o controlo vectorial e é possível determinar a velocidade de rotação do *PMSM*.

Na figura 3.19 é apresentado o diagrama de blocos do controlador por orientação de campo de motores síncronos de ímanes permanentes com base em sensores de Hall.

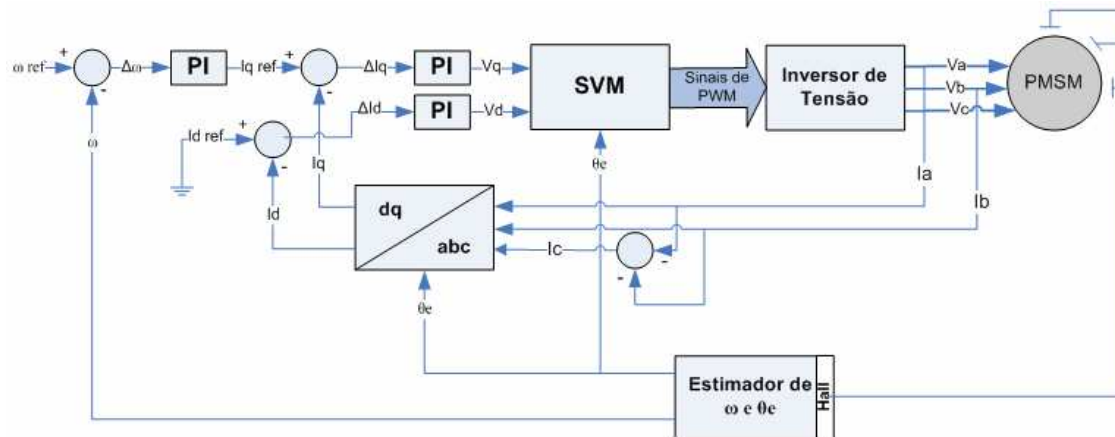


Figura 3.19 - Diagrama de blocos do controlador vectorial com estimação da posição e velocidade do rotor através de sensores de Hall.

Como é possível observar na figura anterior, o bloco “Estimador de ω e θ_e ” determina a velocidade e a posição instantânea do rotor. A estimação da velocidade é utilizada para determinar o erro de velocidade que é aplicado a um controlador PI que gera a referência da corrente I_q . A estimação da posição do rotor é utilizada para calcular a projecção das correntes I_a , I_b e I_c no referencial dq e a projecção de V_q e V_d no referencial $\alpha\beta$ realizada no interior do bloco SVM.

3.5 - Conclusões

Neste capítulo foram apresentadas as principais características de aspecto construtivo do motor síncrono de ímanes permanentes:

- Rotor constituído por ímanes permanentes;
- O número de par de pólos habitualmente varia entre dois e oito pares;
- Fluxo do campo axial ou radial;
- Forças contra electromotrizas trapezoidais ou sinusoidais.

O método de controlo rectangular permite controlar motores *BLDC* e *PMSM* sem a necessidade de conhecer a posição instantânea do rotor. Neste método apenas é necessário conhecer os instantes em que se deve comutar as fases alimentadas para garantir a correcta rotação do motor e para conseguir uma maximização do binário produzido. Este conhecimento pode ser facilmente obtido através dos sinais gerados por sensores de Hall que usualmente estão embutidos no estator. Através deste método é possível também controlar motores prescindindo do conhecimento da maioria dos seus parâmetros.

O método de controlo por orientação de campo permite obter menor ondulação de binário relativamente ao método de controlo de corrente rectangular uma vez que no motor são injectadas correntes sinusoidais em vez de correntes rectangulares. O facto das correntes serem sinusoidais possibilita obter um binário mais elevado. O controlo vectorial também

permite controlar independentemente a corrente de fluxo e a corrente de binário obtendo-se um maior domínio sobre o motor.

A técnica *SVM* permite aplicar as tensões geradas pelos controladores de corrente ao motor, através de um inversor de tensão. Com a representação vectorial do inversor, este método consegue fornecer níveis de tensão mais elevados e menor distorção harmónica que os métodos convencionais, rentabilizando este processo.

Os sensores de Hall podem ser incorporados no estator das máquinas síncronas e accionados pelos ímanes permanentes das mesmas ou podem ser colocados exteriormente ao estator e accionados por ímanes permanentes vocacionados para o efeito. Estes sensores permitem obter uma medição da posição do rotor com baixa resolução.

O método de estimação apresentado possibilita, por um lado obter um controlador de menor custo e um motor de menores dimensões do que no caso dos métodos de controlo baseados em sensores de elevada resolução. Evita também os problemas de acoplamento dos *encoders* ou *resolvers* e o seu desalinhamento que ocorre durante a operação da máquina eléctrica.

Por outro lado, é possível obter um controlador que implementa métodos consideravelmente menos complexos que os métodos *sensorless*. Com os sensores de Hall os usuais problemas de arranque e de funcionamento em baixas velocidades característicos dos métodos *sensorless* são evitados.

Capítulo 4

Simulações Numéricas dos Métodos de Controlo

O controlo de motores síncronos de ímanes permanentes utilizando as metodologias estudadas no capítulo anterior, serão investigadas e analisadas no presente capítulo através de um conjunto de simulações numéricas, que constituem uma fase prévia e imprescindível relativamente ao capítulo seguinte.

A secção 4.1 é dedicada ao controlo rectangular da corrente. Na secção 4.2 é apresentado o controlo vectorial com diversos níveis de detalhe incluindo a modulação SVM para comandar o inversor de tensão e a estimação da posição e velocidade com base em sensores de baixa resolução.

4.1 - Simulação do Controlador de Corrente Rectangular

A simulação dinâmica através de ferramentas computacionais permite o teste, afinação e validação dos algoritmos de controlo estudados e desenvolvidos. As simulações apresentadas neste capítulo foram realizadas no programa Simulink versão 6.6 incluído no programa Matlab R2007a da empresa Mathworks. O modelo do motor síncrono de ímanes permanentes e do inversor de tensão está disponível na biblioteca SimPowerSystems V4.4 do Simulink.

O diagrama de blocos da simulação do controlador de corrente rectangular é apresentado na figura 4.1.

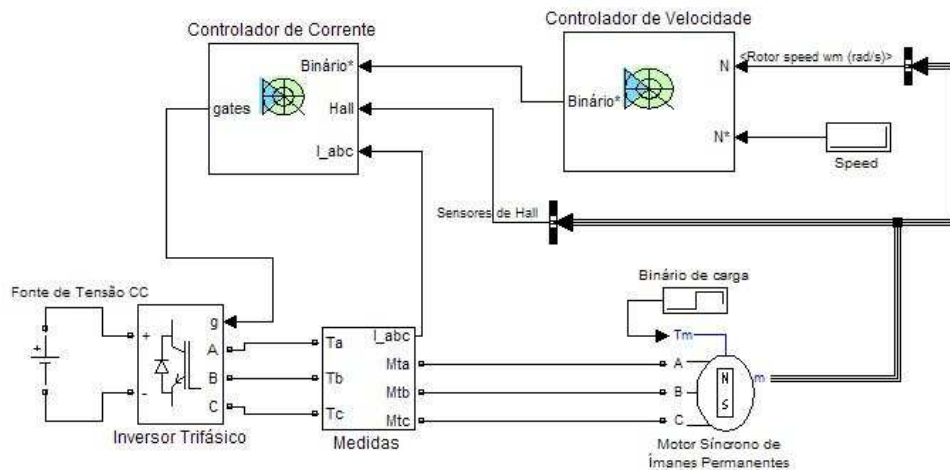


Figura 4.1 - Diagrama de simulação do controlador de corrente rectangular da corrente.

O controlo da velocidade é realizado através de um controlador Proporcional-Integral (PI) que gera a referência de binário.

O controlador de corrente tem como entrada a referência de binário e a corrente medida nas três fases, e gera na saída seis sinais para controlo dos semicondutores do inversor. Estes sinais são modulados através da técnica de *pwm* em função da saída do controlador PI de corrente e dos sinais dos sensores de Hall.

Na figura 4.2 é apresentado o diagrama de blocos do controlador de velocidade. Este controlador resume-se a um controlador PI com limitação da variação da entrada e limitação do sinal de saída.

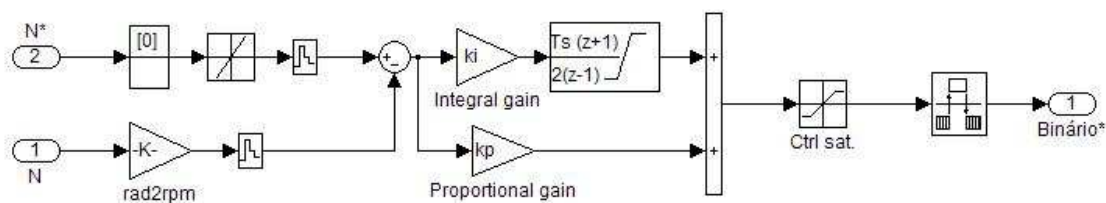


Figura 4.2 - Diagrama de simulação do controlador de velocidade.

A figura 4.3 apresenta o diagrama de blocos do controlador de corrente. Os blocos “Decoder” e “Gates” implementam as tabelas de descodificação dos sensores de Hall, desta forma através dos três sinais dos sensores são seleccionados os semicondutores que devem ser activados em função da posição do rotor. O controlador PI gera o *duty cycle* do sinal a aplicar. Assim, o bloco “Gerador de PWM” gera um sinal com uma determinada frequência que está activo de acordo com o valor de *duty cycle* gerado na saída do PI de corrente. Desta forma, o “e” lógico entre os sinais provenientes do bloco “Gates” e do bloco “Gerador de PWM” determina o sinal a aplicar aos semicondutores e selecciona os que devem estar activos.

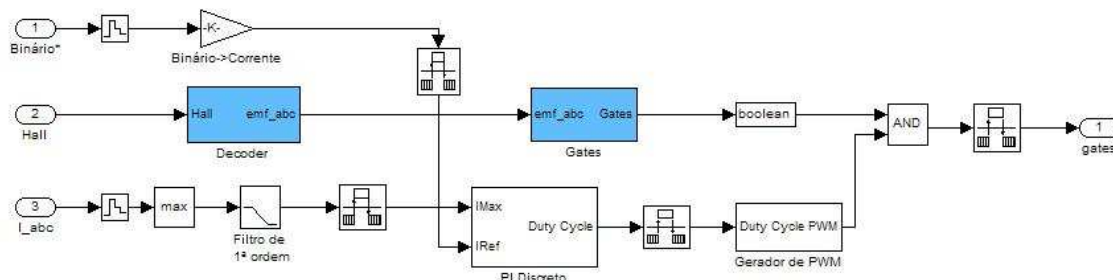


Figura 4.3 - Diagrama de simulação do controlador de corrente

O controlador PI de corrente utiliza o valor máximo das correntes das três fases para controlar a corrente e simultaneamente o binário.

Através da simulação do controlador foi possível validar o funcionamento, em regimes transitórios e permanentes, do algoritmo de controlo de corrente rectangular quando aplicadas variações de velocidade e degraus de binário de carga.

Nos resultados apresentados nas figuras 4.4 e 4.5, inicialmente é aplicado um binário de carga nulo, passando de 11N.m no instante 0,3s a 4N.m no instante 0,6s.

Na figura 4.4 pode-se constatar o controlo de velocidade para duas referências diferentes e para regimes de cargas distintos.

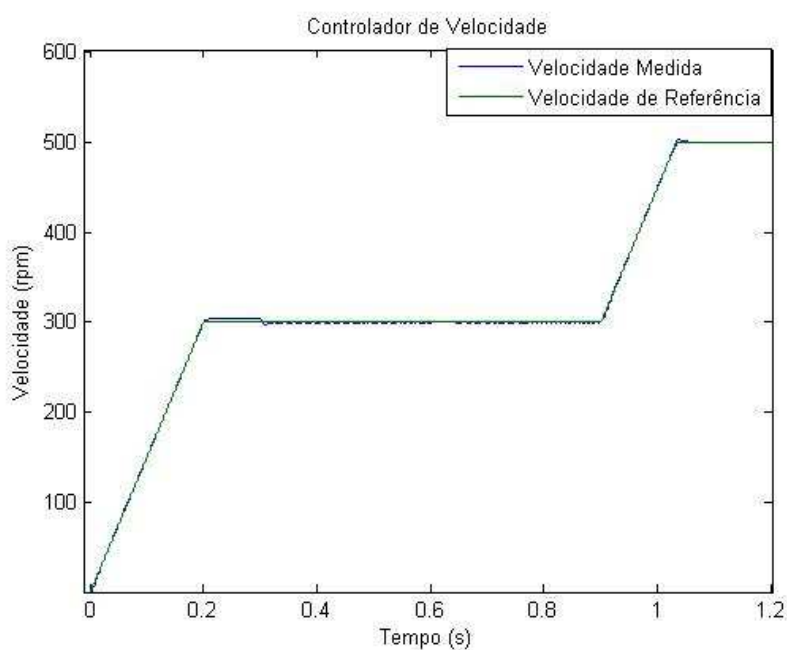


Figura 4.4 - Comportamento do controlador de velocidade.

Na figura 4.5 é possível verificar o funcionamento do controlador de corrente.

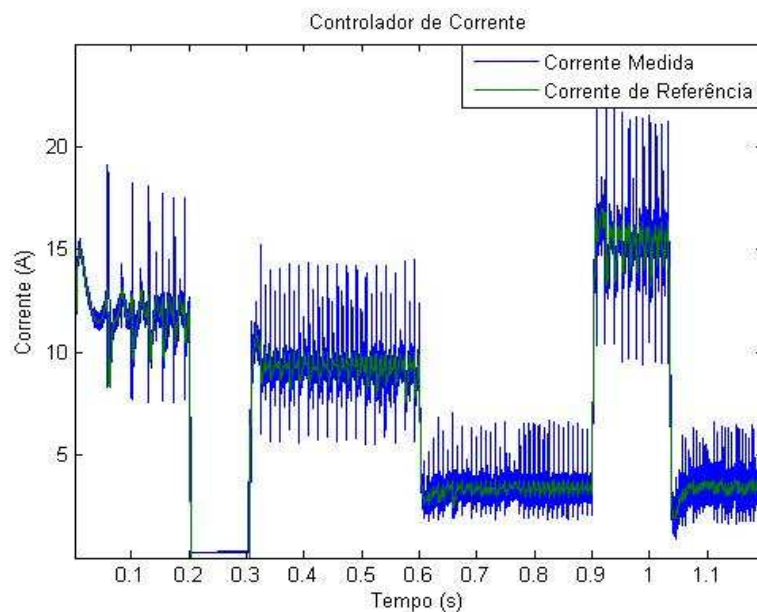


Figura 4.5 - Comportamento do controlador de corrente.

A utilização do valor máximo das correntes de fase como variável de controlo origina picos de corrente e de binário quando existe uma transição entre as correntes de fase.

Na figura 4.6 é possível observar a forma de onda da corrente numa das fases.

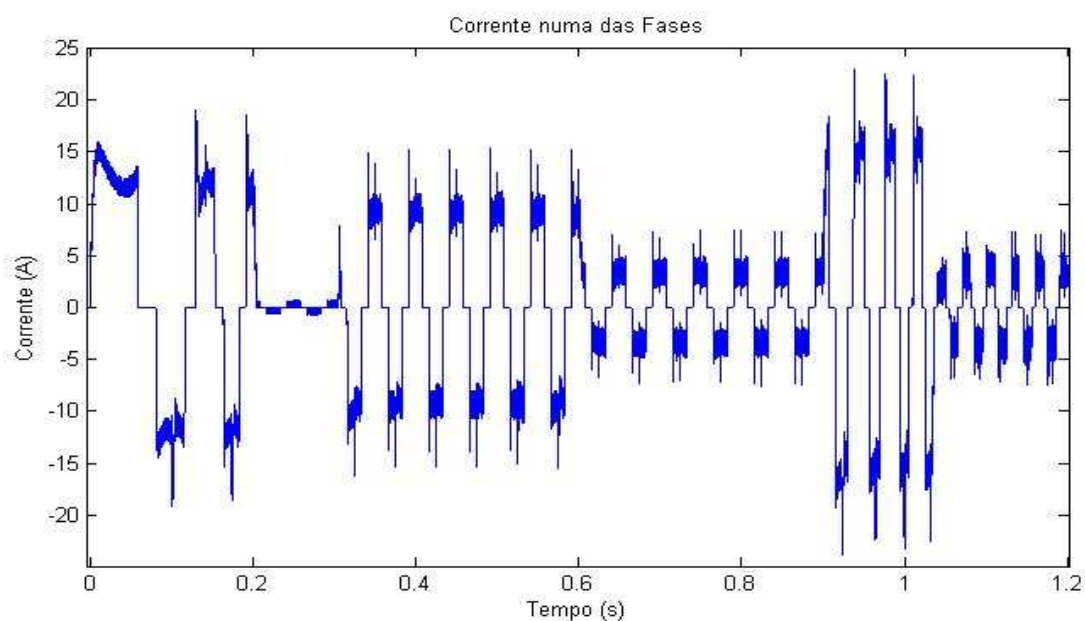


Figura 4.6 - Corrente numa das fases do motor.

4.2 - Simulação do Controlador Vectorial

As metodologias de controlo do tipo escalar (controlo de amplitude da corrente) revelam-se insatisfatórias no que se refere ao desempenho dinâmico. Pelo contrário, o controlo vectorial permite obter bom desempenho dinâmico.

Na figura 4.7 é apresentado o diagrama do controlador por orientação de campo implementado no Simulink para simular o funcionamento do controlador vectorial. Nesta primeira simulação são utilizadas algumas simplificações:

- Admite-se que o sensor de posição utilizado é ideal, ou seja, tem resolução infinita e não acumula erro;
- É utilizado um conversor de potência ideal fazendo com que as tensões geradas pelos controladores sejam directamente convertidas em tensões aplicadas ao motor.

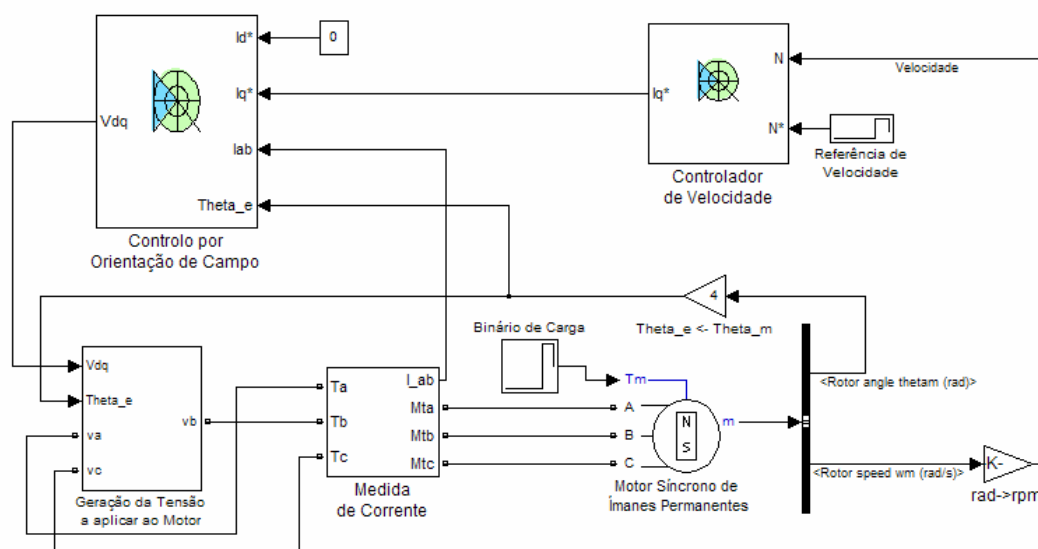


Figura 4.7 - Diagrama de blocos do controlo vectorial implementado no Simulink com conversor e sensores ideais.

De acordo com o diagrama de blocos anterior o controlador de velocidade gera uma referência de binário de acordo com o erro existente entre a velocidade de referência e a velocidade medida. A referência da corrente de fluxo é mantida nula para obtenção da produção óptima de binário. O controlador por orientação de campo utiliza as referências da corrente de fluxo e da corrente de binário e a medição das correntes de duas fases para determinar as tensões V_d e V_q . Estas tensões, juntamente com a posição eléctrica do rotor, são utilizadas para determinar a tensão a aplicar a cada uma das fases do *PMSM*.

Na figura 4.8 é apresentado o diagrama de blocos do controlador de velocidade. Neste controlador a aceleração da referência de velocidade é limitada por uma rampa de inclinação configurável. A diferença da referência de velocidade em relação à velocidade medida representa o erro a aplicar ao controlador PI. A saída deste controlador gera a referência de corrente de binário e é limitada de acordo com os seus valores máximos possíveis.

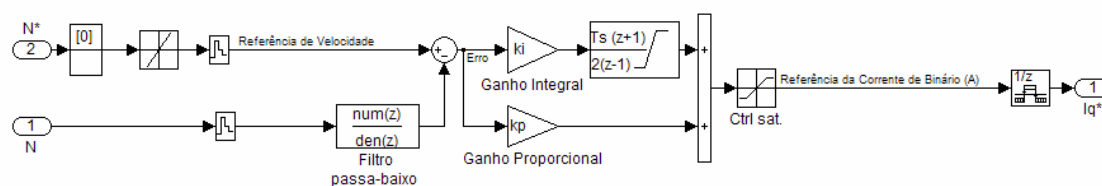


Figura 4.8 - Diagrama de blocos do controlador de velocidade

No diagrama de blocos da figura 4.9, é implementado o controle por orientação de campo. Uma vez que é um sistema trifásico equilibrado o somatório das três correntes de fase é nulo sendo possível obter a terceira corrente de fase através de duas delas. Aplicando a transformada apresentada na equação (3.10) obtém-se a representação das três correntes de fase no referencial rotacional bidimensional do estator permitindo o controle do fluxo e do binário independentemente.

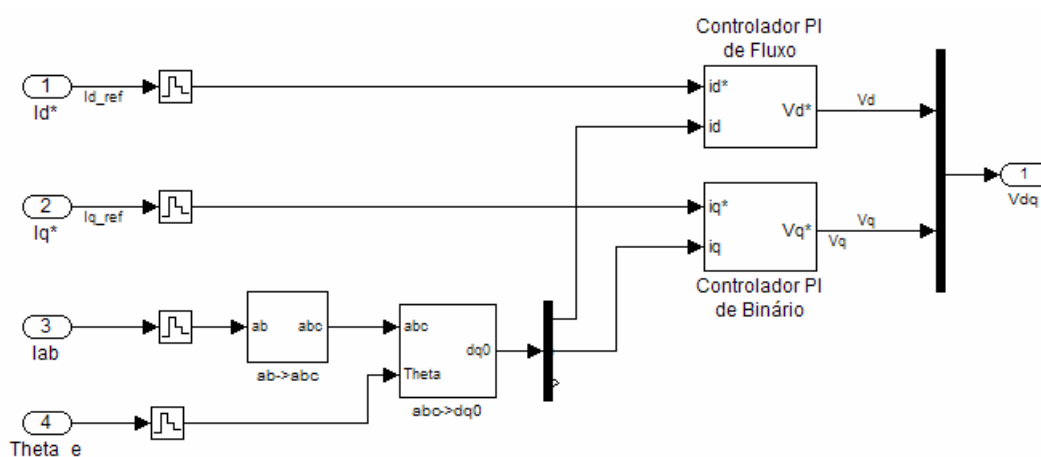


Figura 4.9 - Diagrama de blocos do controlo por orientação de campo

As tensões de saída do controlador por orientação de campo (V_d e V_q) têm que ser convertidas no referencial trifásico estacionário através do sistema de equações apresentado em (3.11). Deste modo é possível gerar as tensões, a aplicar ao motor, determinadas pelo controlador. O diagrama de blocos do subsistema responsável por esta acção é apresentado na figura 4.10.

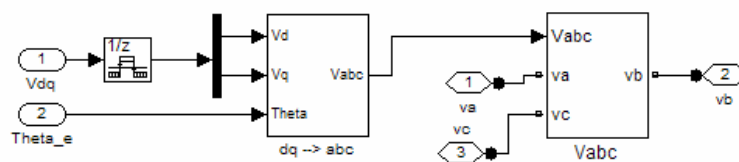


Figura 4.10 - Diagrama de blocos da geração das tensões a aplicar ao motor.

Nas figuras 4.11 e 4.12 é possível observar o funcionamento do controlador de corrente de fluxo e de binário, respectivamente. Nestas figuras é possível constatar que as correntes seguem muito de perto os sinais de referência independentemente dos degraus de carga e das variações das referências de velocidade aplicados. Estas variações originam a reacção do

4.2.1. Simulação do Controlador Vectorial com Space Vector Modulation

Na figura seguinte é apresentado o diagrama de blocos do controlador implementado no Simulink utilizando a técnica SVM para comandar o inversor trifásico que alimenta o motor síncrono de ímanes permanentes.

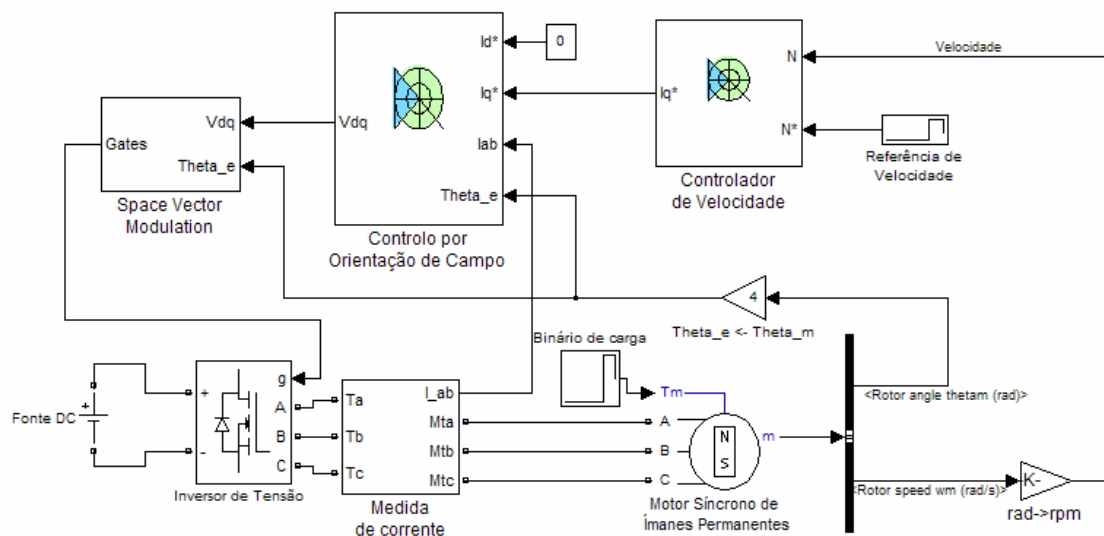


Figura 4.14 - Diagrama de blocos controlo vectorial com SVM implementado no Simulink.

Na implementação do método SVM as tensões V_d e V_q são transformadas no referencial estático de dois eixos (V_α e V_β) através da transformada inversa de Park. A decisão dos SSVs que devem ser aplicados é feita pelo bloco “Detecção de Sector”. O tempo em que cada SSV é aplicado é determinado de acordo com as tensões V_α e V_β , e com o sinal da rampa que determina o período do sinal de *pwm*. Posteriormente são gerados os seis sinais de *pwm* que vão actuar directamente em cada semiconductor da ponte trifásica. O diagrama de blocos do subsistema que implementa este método no Simulink é apresentado na figura 4.15.

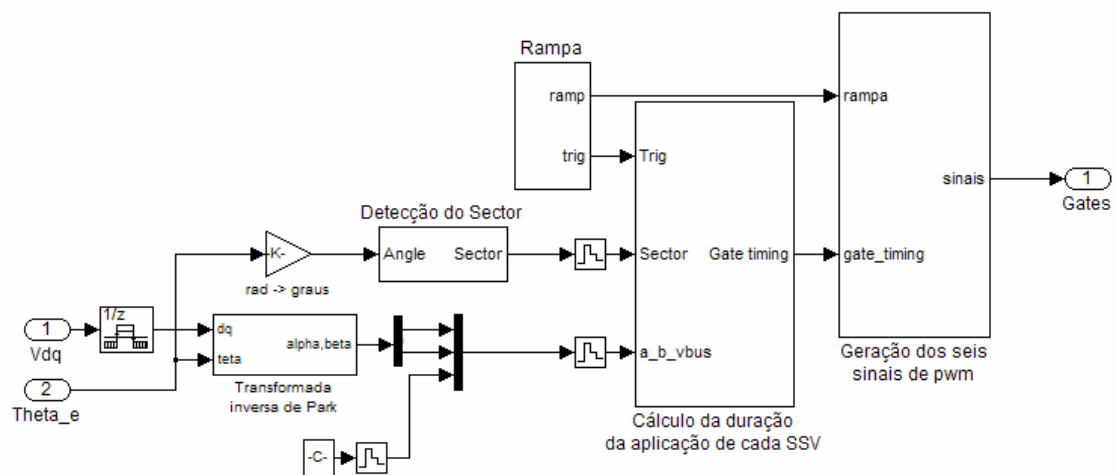


Figura 4.15 - Diagrama de blocos do subsistema SVM.

A comutação dos semicondutores, que incorporam o inversor trifásico, origina naturalmente oscilações nas correntes. Nas figuras 4.16 e 4.17 é possível observar que essas oscilações apresentam variações pequenas e que as correntes medidas seguem proximamente os valores de referência.

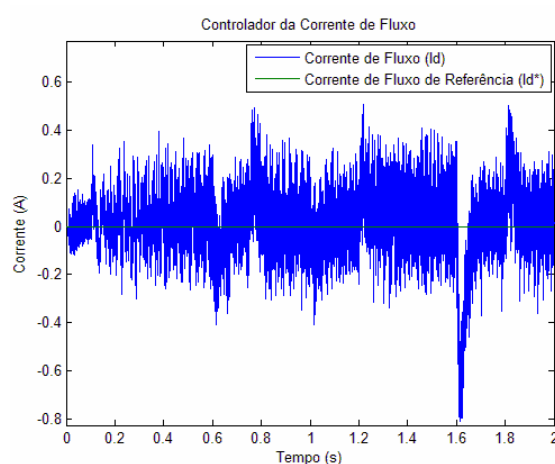


Figura 4.16 - Funcionamento do controlador da corrente de fluxo no controlador vectorial e a técnica SVM.

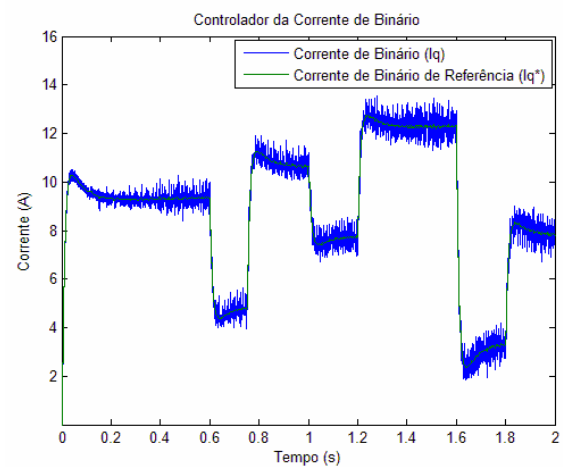


Figura 4.17 - Funcionamento do controlador da corrente de binário no controlador vectorial e a técnica SVM.

Na figura 4.18 é apresentada a velocidade medida e a velocidade de referência, assim como o binário de carga. Como é possível observar a implementação da técnica *SVM* não influenciou de modo significativo o controle da velocidade.

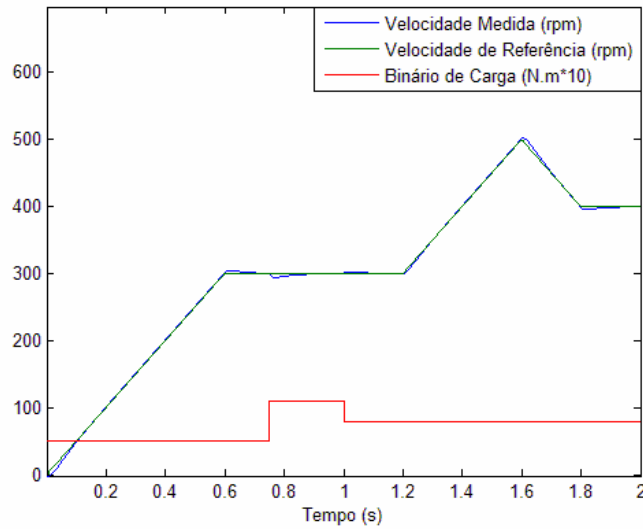


Figura 4.18 - Velocidade de referência, velocidade medida e binário de carga com o controlador vectorial e a técnica SVM.

4.2.2. Simulação do Controlador Vectorial com Base em Sensores de Hall

Na figura 4.19, é apresentado o diagrama de blocos implementado no Simulink para simular o controlador vectorial com base nos sensores de Hall. Este diagrama é idêntico ao da figura 4.7 a menos do bloco de estimação da posição do rotor e da velocidade.

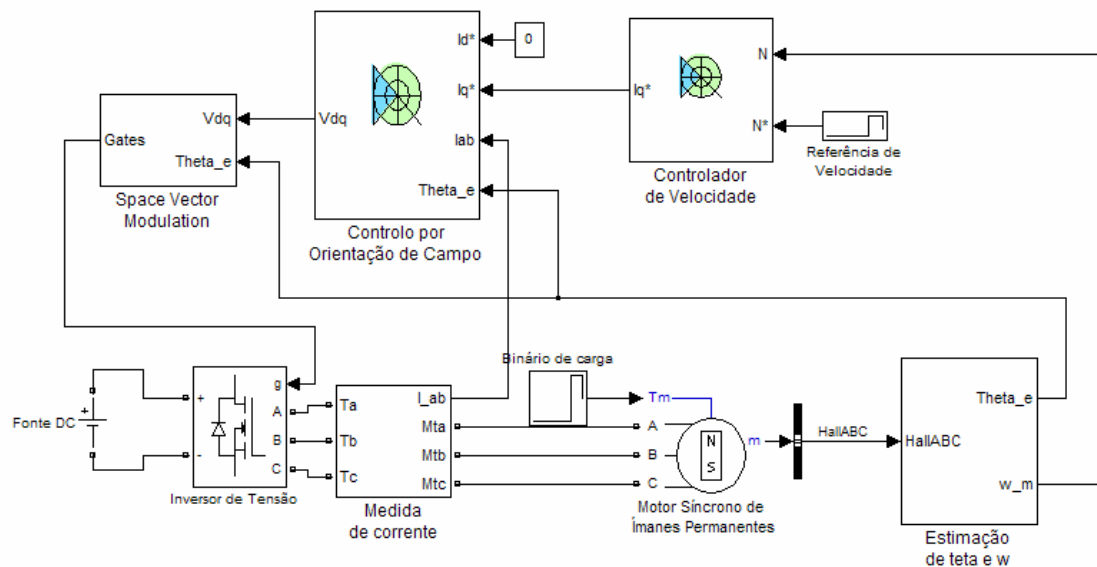


Figura 4.19 - Diagrama de blocos da implementação em Simulink do controlador vectorial com estimação da posição e velocidade instantâneas do rotor.

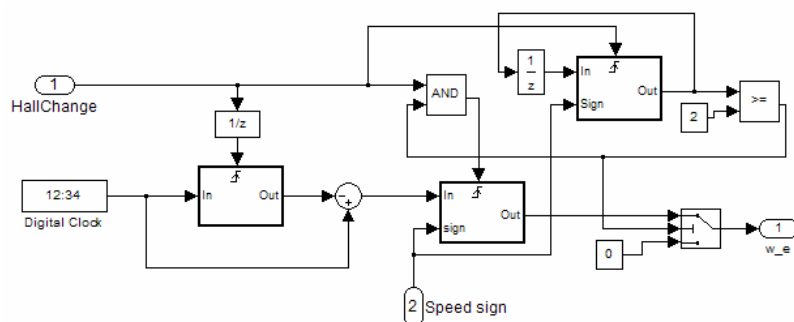


Figura 4.22 - Subsistema de estimação da velocidade eléctrica do rotor.

Seguidamente é apresentado um conjunto de resultados obtidos através de duas simulações realizadas.

Na figura 4.23 é possível observar a velocidade estimada através dos sensores de Hall, a velocidade real fornecida através do modelo do motor, a velocidade de referência e o binário de carga aplicado. É possível constatar que durante o arranque o erro de estimação é elevado o que provoca alguma oscilação na velocidade. Esta oscilação deve-se essencialmente ao funcionamento em baixas velocidades. É importante notar que se a velocidade de rotação do rotor for baixa, o intervalo entre mudança de sectores é mais elevado o que obriga a um maior período de estimação sem correcção da posição estimada.

No entanto quando a velocidade aumenta o erro de estimação torna-se diminuto mesmo com a aplicação de degraus de binário de carga.

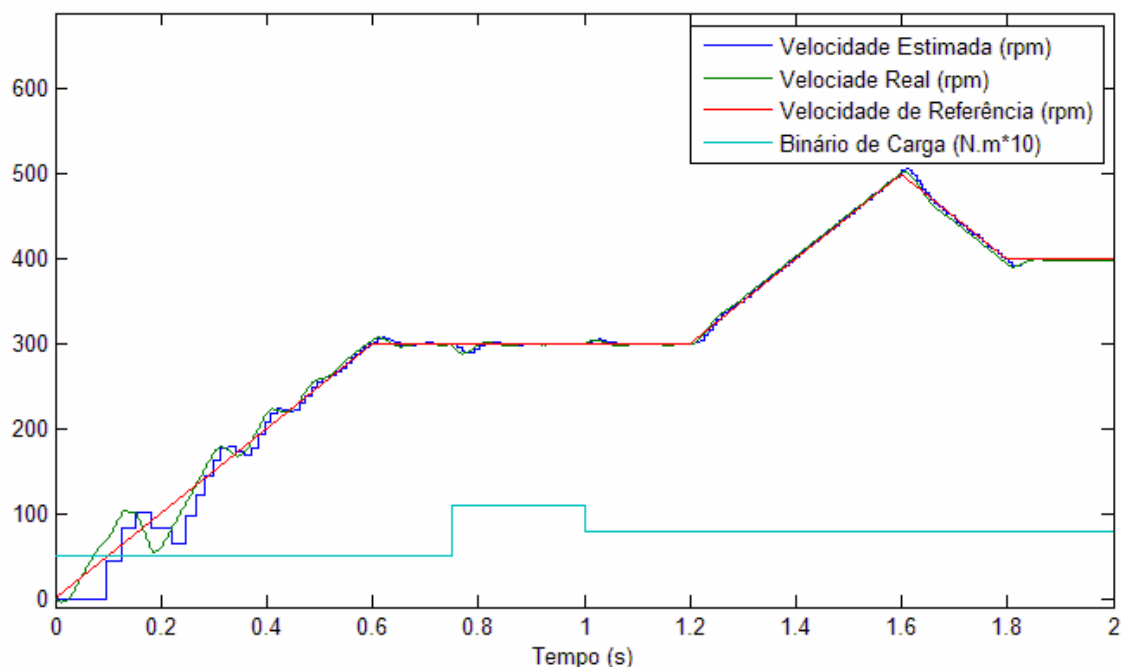


Figura 4.23 - Velocidade estimada, velocidade real, velocidade de referência e binário de carga com estimação da posição através dos sensores de Hall.

A figura 4.24 apresenta o resultado da estimação da posição eléctrica do rotor. Neste caso, esta estimação só apresenta algum erro durante a primeira volta eléctrica tornando-se praticamente nulo nos instantes seguintes.

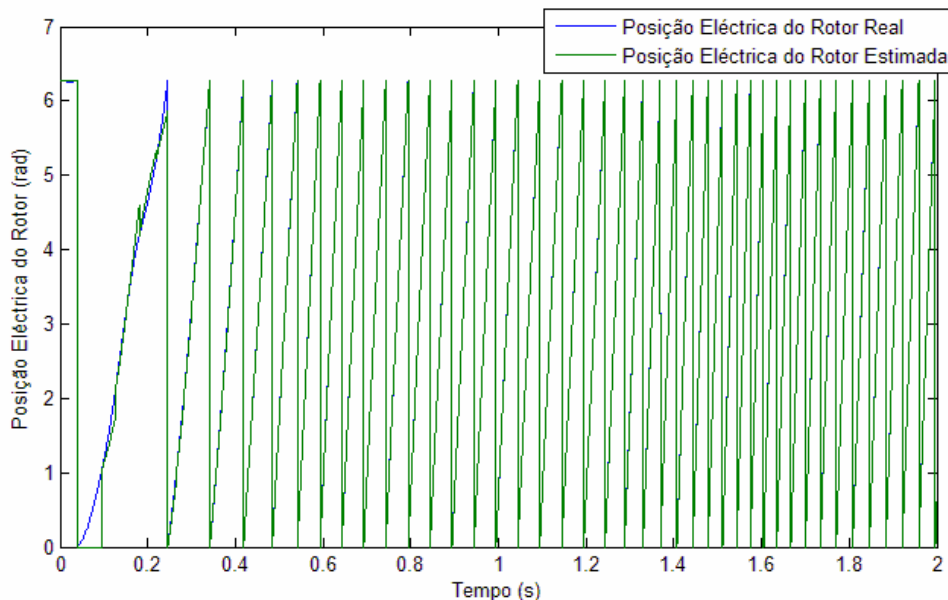


Figura 4.24 - Posição eléctrica do rotor real e estimada.

Nas figuras 4.25 e 4.26 é apresentado o funcionamento dos controladores da corrente de fluxo e de binário, respectivamente. Como é possível constatar estas correntes apresentam-se controladas em torno dos sinais de referência.

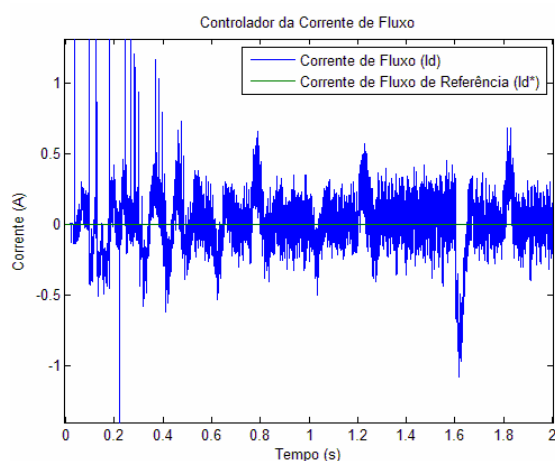


Figura 4.25 - Funcionamento do controlador da corrente de fluxo com estimação da posição através dos sensores de Hall.

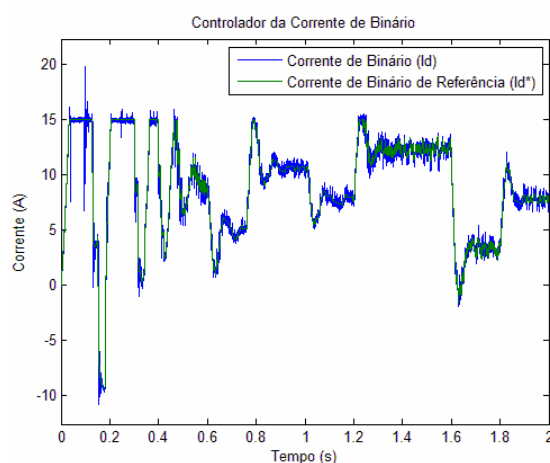


Figura 4.26 - Funcionamento do controlador da corrente de binário com estimação da posição através dos sensores de Hall.

A figura 4.27 apresenta uma variação da velocidade de referência de 0rpm para 800rpm e de 800rpm para -800rpm com um binário de carga constante. A velocidade estimada apresenta algum erro na zona de inversão do sentido de rotação o que é perfeitamente normal devido a passar por uma zona de baixas velocidades e devido ao erro inerente à detecção da mudança do sentido de rotação. Este erro é rapidamente anulado quando a velocidade sobe para valores um pouco mais elevados.

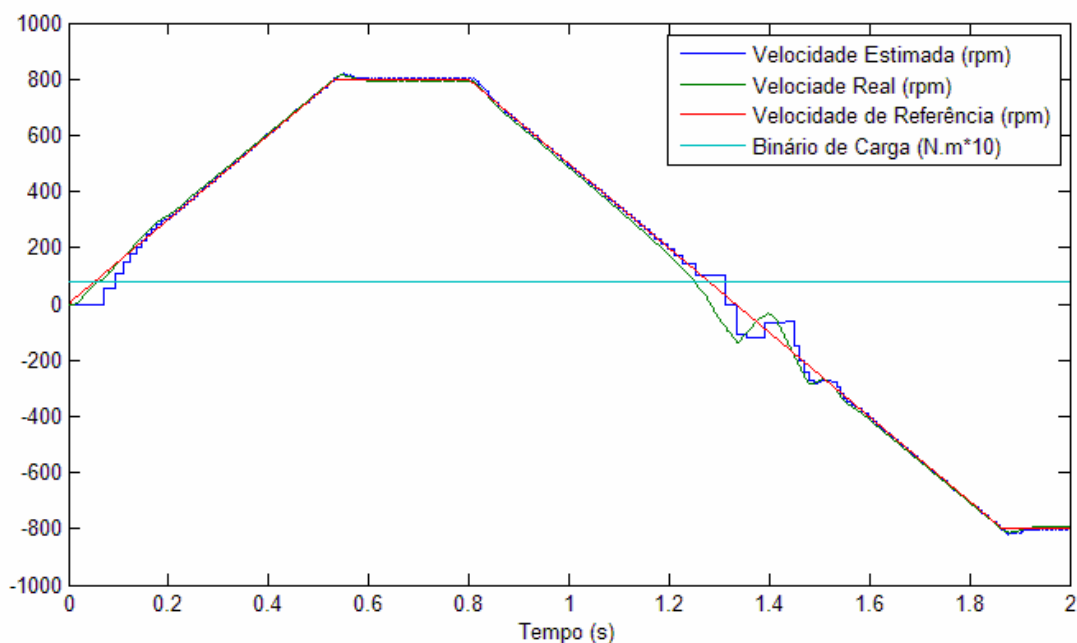


Figura 4.27 - Velocidade estimada, velocidade real, velocidade de referência e binário de carga com estimação da posição através dos sensores de Hall passando por zero.

Na figura 4.28 é possível observar a estimação da posição eléctrica do rotor que apresenta um erro praticamente nulo exceptuando a zona de arranque e na zona de inversão de velocidade. Neste caso é notória a correcção da estimação da posição quando há uma transição do estado dos sensores de Hall, ou seja de 60 em 60 graus eléctricos.

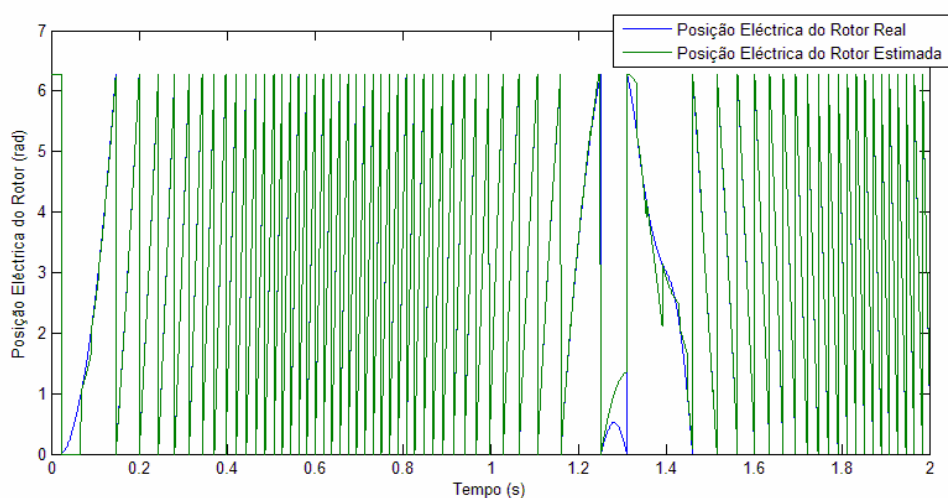


Figura 4.28 - Posição eléctrica do rotor real e estimada com passagem por velocidade nula

Mais uma vez é possível observar nas figuras 4.29 e 4.30, o seguimento dos sinais de referência por parte dos controladores da corrente de fluxo e da corrente de binário.

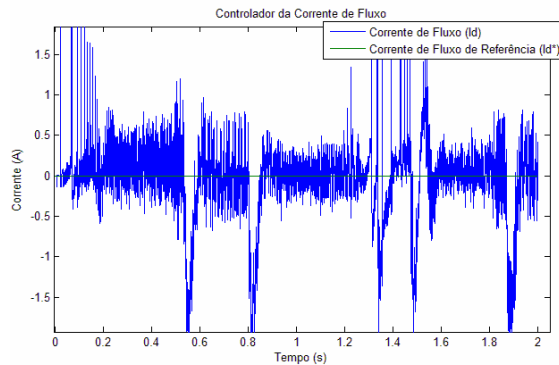


Figura 4.29 - Funcionamento do controlador da corrente de fluxo com estimação da posição através dos sensores de Hall com passagem por velocidade nula.

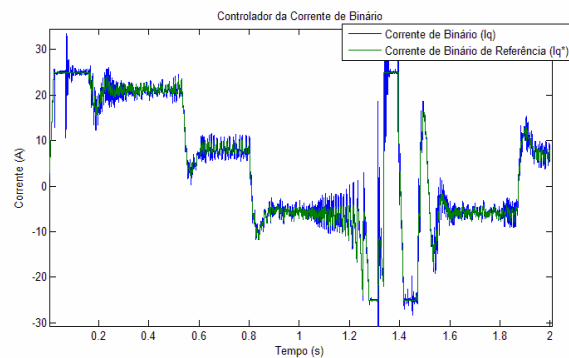


Figura 4.30 - Funcionamento do controlador da corrente de binário com estimação da posição através dos sensores de Hall com passagem por velocidade nula.

Através destes resultados é possível constatar que para determinadas aplicações em que não seja necessário controlar o motor a baixas velocidades mas sim o binário, é possível utilizar transdutores de baixa resolução para implementar o controlo vectorial.

4.3 - Conclusões

Neste capítulo foi apresentado um conjunto de simulações que permitem estudar e validar o comportamento dos algoritmos de controlo de motores síncronos de ímanes permanentes apresentados nas secções 3.2 e 3.4. A complexidade das simulações apresentadas é crescente ao longo do capítulo, iniciando-se com o controlo rectangular até ao controlo vectorial com estimação da posição e da velocidade do rotor com base em sensores de baixa resolução.

Através dos resultados das simulações apresentadas na secção 4.1 é possível concluir que o motor síncrono de ímanes permanentes pode ser controlado por correntes rectangulares cuja forma é delineada por uma tabela que tem como entrada os sinais provenientes dos sensores de Hall. As figuras apresentadas demonstram o controlo de corrente e de velocidade em diferentes regimes de carga e a diferentes velocidades. Os controladores praticamente não apresentam *overshoot* e funcionam conforme pretendido.

O controlador vectorial apresentou as respostas pretendidas, quer no controlo da corrente de fluxo e da corrente de binário, quer no controlo da velocidade do rotor. Quando foi introduzido o inversor de tensão e a técnica SVM para o controlar, foi notório o aumento da

oscilação das correntes, algo que já seria de esperar dada a natureza comutada do conversor. É de salientar que as correntes se mantiveram controladas.

A simulação do algoritmo de estimação da posição instantânea e da velocidade angular do rotor permitiu, não só afinar e ajustar o algoritmo, mas também comprovar e analisar o comportamento do controlador em diferentes regimes de funcionamento. Como era de esperar, comprovou-se que a estimação da posição e da velocidade apresenta algum erro a velocidades reduzidas e durante o arranque do motor. Contudo, à medida que a velocidade aumenta o erro de estimação da posição e da velocidade diminui originando um bom comportamento do controlador a nível global. Durante a inversão de sentido ficou comprovado que embora na zona de velocidade nula o bloco de estimação apresente algum erro devido à baixa velocidade de rotação e à mudança de sentido, os controladores de velocidade e de correntes de binário e de fluxo conseguem corrigi-lo. Assim, para aplicações em que se pretende controlar o binário com reduzida velocidade, não é necessário utilizar sensores com elevada resolução para implementar o controlo vectorial.

Capítulo 5

Implementação e Resultados Experimentais

Neste capítulo é apresentada a implementação desenvolvida em *FPGA* como plataforma de *hardware* do controlador de corrente rectangular e do bloco de estimação da posição e velocidade angular do rotor, assim como todos os resultados experimentais obtidos. É também, estabelecida uma comparação entre duas plataformas distintas para implementação de controladores para motores eléctricos.

5.1 - Plataforma de *Hardware*

A figura 5.1 apresenta-se a placa baseada em FPGA utilizado para implementação do controlador.

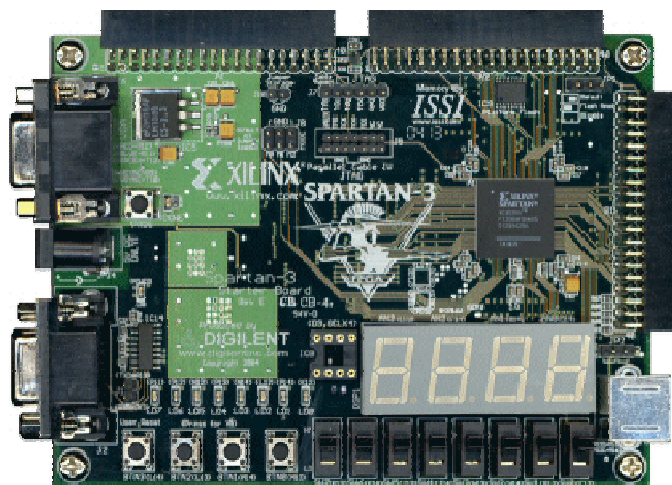


Figura 5.1 - Kit da DIGILENT

A implementação do controlador de corrente rectangular com base na *FPGA* foi realizada num *kit* comercializado pela DIGILENT, que é constituído por:

- Xilinx Spartan-3 *FPGA*, esta *FPGA* possui 12 multiplicadores de 12bits, 216Kbits de memória *RAM* e frequências de relógio interno superiores a 500MHz;
- 8 *switches*, 4 botões de pressão, 9 *LEDs* e 4 *displays* de sete segmentos;
- Porta série, porta *VGA*, e uma porta *PS/2*;
- 3 expansões de 40 pinos (para acesso às portas do circuito integrado);
- 3 reguladores de tensão de elevada corrente (3.3V, 2.5V e 1.2V);
- 1Mbyte de *SRAM*;
- Cabo de programação *JTAG*3.

Na figura seguinte pode ver-se o diagrama dos dispositivos que nesta placa estão interligados à *FPGA*.

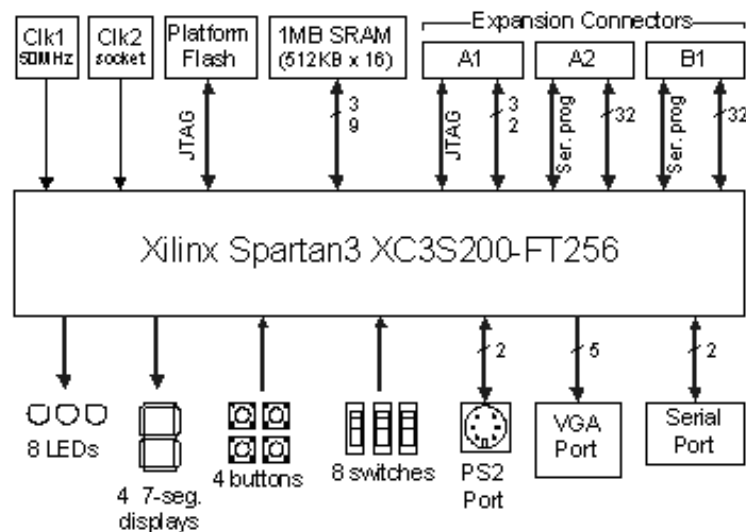


Figura 5.2 - Diagrama dos dispositivos interligados à *FPGA*.

Para implementar o controlador de corrente rectangular em *PMSMs*, é necessário medir duas das correntes do motor. Como a placa não disponibiliza conversores de sinais analógicos em sinais digitais, foi necessária a utilização de dois conversores externos e realizar todo o software para interface com os mesmos. É também necessária a utilização de conversores de nível lógico (5V para 3.3V e 3.3V para 5V) para adaptação das entradas e saídas digitais. A interface com estes circuitos externos foi realizada através do conector de expansão A2.

Na figura 5.3 apresenta-se um diagrama de blocos dos circuitos conectados ao conector A2 que faz a interface entre a *FPGA* e a placa de medições de correntes, comando do inversor e aquisição dos sinais dos sensores de Hall.

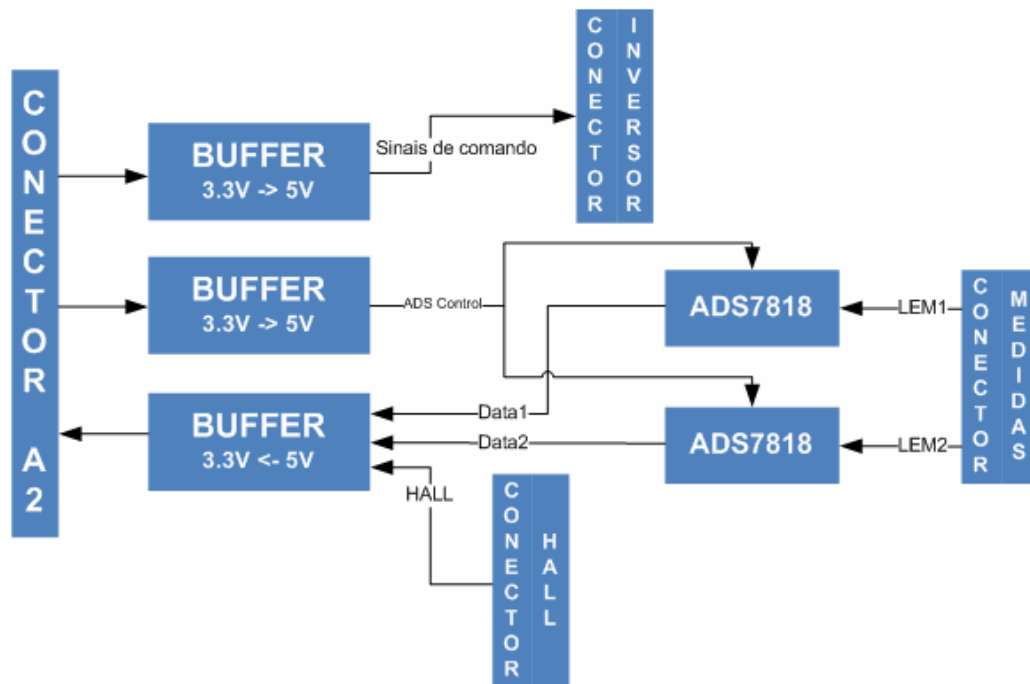


Figura 5.3 - Hardware associado ao conector A2 para aquisição de sinais e comando do inversor.

5.2 - Linguagem de Programação - Verilog

Em 1985, *Automated Integrated Design Systems* apresentou um produto denominado Verilog. Foi o primeiro simulador lógico a incorporar perfeitamente um simulador a nível do *hardware* com uma linguagem de nível mais elevado. Antes do Verilog, existiram vários simuladores de baixo nível e vários de linguagem de alto nível, mas nenhum deles conseguia trabalhar razoavelmente em conjunto [35].

O Verilog *hardware description language (HDL)* foi normalizado em 1995 pelo *IEEE (IEEE Std 1364-1995)*. Esta linguagem de programação foi desenvolvida com o propósito de ser simples, intuitiva, e eficaz a vários níveis de abstracção num formato textual normalizado para uma grande variedade de ferramentas de projecto, incluindo simulação de verificação, análise de tempo, testes e sintetização. Este conjunto de características fez com que o Verilog fosse escolhido por um vasto número de projectistas de circuitos integrados [36].

O Verilog contém um conjunto bastante rico de funções, incluindo portas lógicas, funções definíveis pelo utilizador, interruptores e ligações lógicas. A integração de níveis abstractos deve-se essencialmente à semântica de dois tipos de dados: conexões e variáveis. Atribuições contínuas, nas quais expressões com variáveis e conexões podem continuamente atribuir valores às conexões, consistem na construção estrutural base da linguagem. Atribuições processuais, nas quais os resultados dos cálculos baseados em variáveis e conexões podem ser armazenados em variáveis, consistem na construção comportamental base. O projecto consiste num conjunto de módulos, nos quais existe um *interface* de entradas e saídas. Estes módulos são dispostos numa hierarquia e são ligados pelas conexões.

O Verilog é uma linguagem de descrição de *hardware* que apresenta uma sintaxe próxima da linguagem de programação C, revelando ser bastante acessível.

Devido às características apresentadas anteriormente, a programação da FPGA foi desenvolvida nesta linguagem. A sua sintetização e implementação foram conseguidas através do ISE 8.2i da Xilinx e a simulação e teste através do ModelSim XE III 6.1e.

5.3 - Implementação do Controlador de Corrente Rectangular

Na figura 5.4 é apresentado o diagrama de blocos do controlador de corrente rectangular implementado na FPGA.

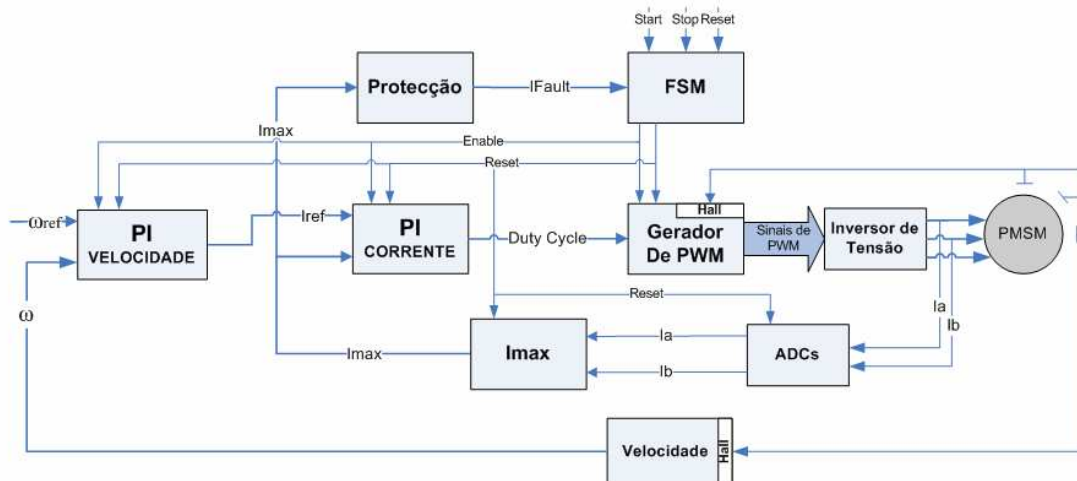


Figura 5.4 - Diagrama de blocos do controlador implementado na FPGA

Através de um conjunto de registos de escrita e leitura, é possível receber e enviar valores utilizando a porta série disponível no *kit*. A sua interface é realizada através de um *soft processor* de baixa complexidade, o PicoBlaze.

A velocidade de referência (ω_{ref}) e os ganhos dos controladores são definidos através destes registos. A aquisição das variáveis a monitorizar é também efectuada através dos mesmos. Os comandos de *start*, *stop* e *reset* são realizados através de três botões de pressão.

O sistema é inicializado com um sinal de *reset* que permite atribuir um valor inicial a todas as variáveis internas dos blocos.

De uma forma geral, existe uma malha interna de controlo de binário através do controlador PI de corrente, e uma malha externa de controlo de velocidade. O controlador PI de corrente gera um *duty cycle* em função da corrente de referência gerada no controlador PI de velocidade e da corrente máxima medida nas três fases. O controlador PI de velocidade gera uma referência de corrente em função da velocidade de referência e do valor da velocidade medida através do módulo “Velocidade”. Este módulo utiliza os sensores de Hall

para calcular a velocidade de rotação do motor. O módulo “FSM” controla todos os outros módulos através dos sinais de *reset* e *enable*, em função do estado dos botões de pressão e do sinal *IFault* proveniente do módulo “Protecção”.

Os blocos que serão apresentados seguidamente foram testados e validados recorrendo ao simulador ModelSim XE III 6.1e. Para tal foram gerados módulos de teste que estimulam as entradas e permitem verificar o funcionamento dos módulos desenvolvidos.

Os principais blocos desenvolvidos foram:

- **Gerador de PWM** - Este módulo permite gerar um sinal de *pwm* com um determinado *duty cycle* e aplicá-lo aos respectivos transístores do inversor de tensão.

Entradas do módulo: clock50MHz; reset; enable; DutyCycle (Q14); DutyMax (Q14); DutyMin (Q14); HallA; HallB; HallC;

Saídas do módulo: PWM1H; PWM1L; PWM2H; PWM2L; PWM3H; PWM3L;

Na figura 5.5 pode observar-se o diagrama de blocos deste módulo. O *Counter* é utilizado para gerar uma onda em dente de serra com a frequência pretendida para o sinal de *pwm*, 20KHz. O sinal de *pwm* é obtido pela intersecção do valor do *DutyCycle* com a onda em dente de serra. Seguidamente o sinal de *pwm* é aplicado aos respectivos transístores do inversor em função dos sinais obtidos através dos sensores de Hall.

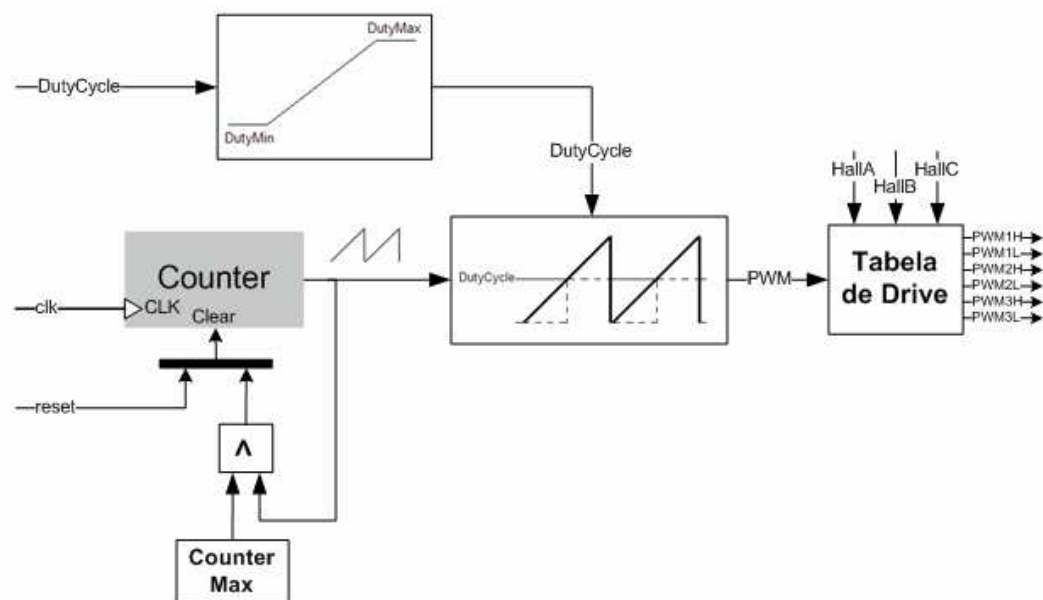


Figura 5.5 - Diagrama de blocos do módulo Gerador de *pwm*.

Na simulação deste módulo pode comprovar-se o seu correcto funcionamento através da verificação da geração do sinal de modulação de largura de impulso e da sua atribuição às saídas correspondentes aos transístores de potência. Os cursores permitem comprovar a frequência do sinal gerado que é aproximadamente 50µs (20KHz) e o *duty cycle* do sinal de *pwm*. Para um valor de entrada de 625 que

corresponde a um *duty cycle* de 25% é gerado um sinal em que o nível lógico 1 está presente durante 12,5µs em 50µs de período.

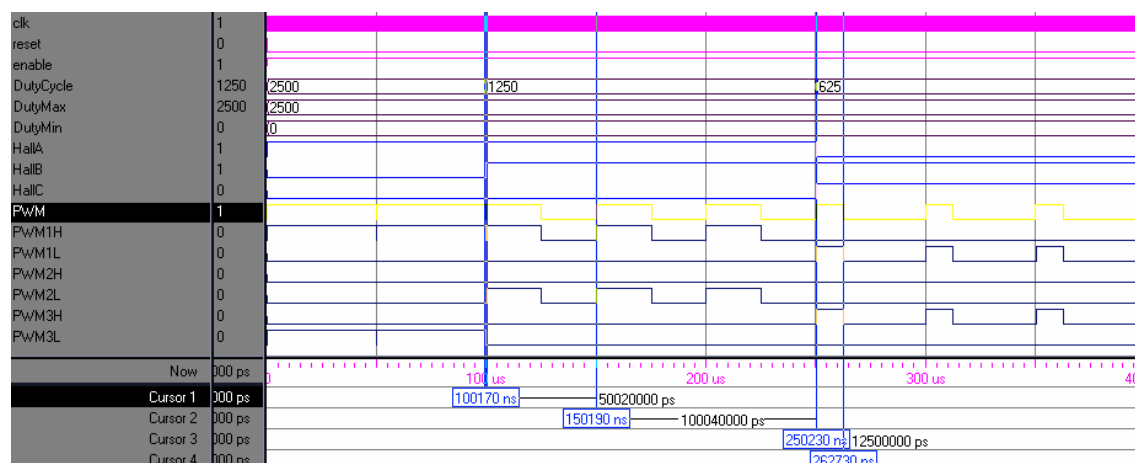


Figura 5.6 - Simulação do módulo Gerador de *pwm*.

- **I_{max}** - Calcula o valor máximo em módulo das correntes de cada uma das fases do motor. Este valor é filtrado de modo a suavizar o valor das leituras.

Entradas do módulo: clock50MHz; reset; *i_a* (Q12); *i_b* (Q12); *adc_ready*;

Saídas do módulo: *I_{max}* (Q12);

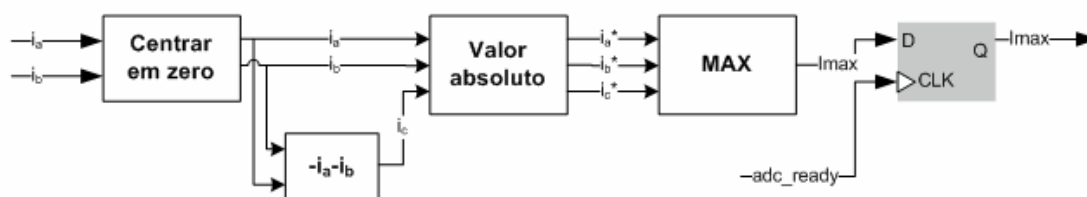


Figura 5.7 - Diagrama de blocos do módulo *I_{max}*.

Tal como é possível constatar no diagrama de blocos anterior, o valor proveniente das *adcs*, *i_a* e *i_b*, é centrado em zero. Uma vez que o sistema é equilibrado, $i_c = -i_a - i_b$. Depois de calculadas as três correntes, é calculado o valor absoluto e determinado o valor máximo entre as três.

Na figura 5.8 é apresentado o resultado da simulação do módulo “*I_{max}*”.

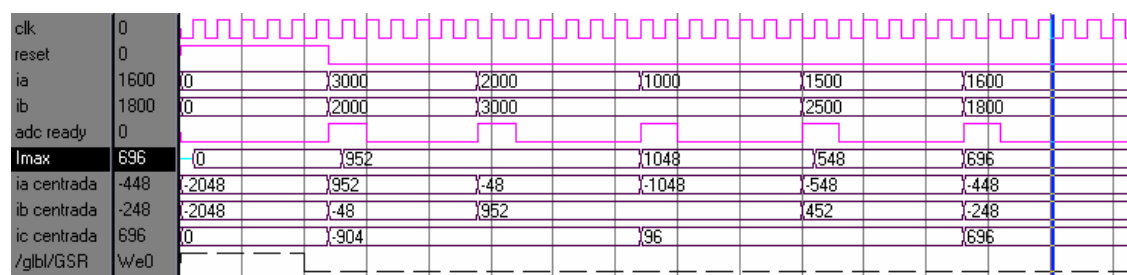


Figura 5.8 - Simulação do módulo *I_{max}*.

- **Velocidade** - A velocidade de rotação do motor é determinada a partir dos sensores de Hall.

Entradas do módulo: clock50MHz; reset; enable; HallA; HallB; HallC; POLEPAIRS;

Saídas do módulo: Speed (Q13.3);

A figura 5.9 apresenta o diagrama de blocos do módulo Velocidade.

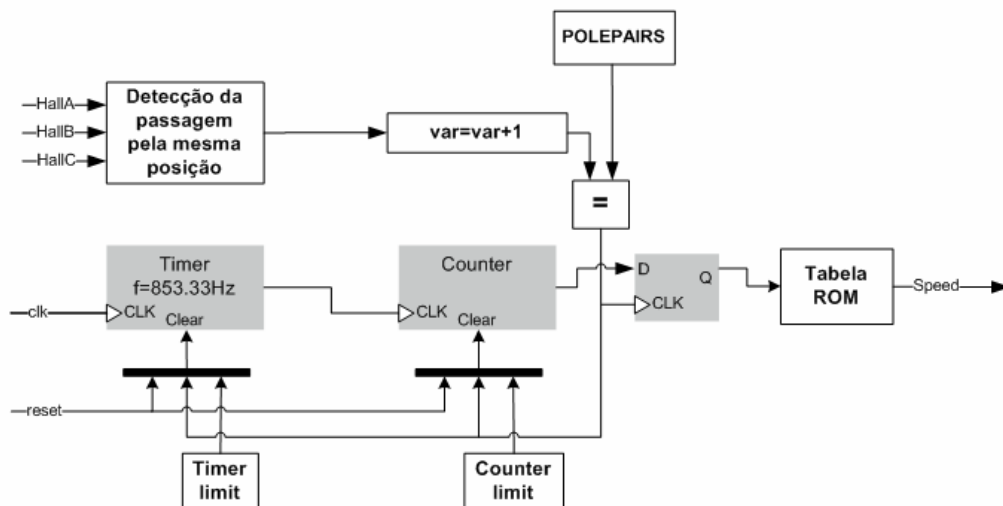


Figura 5.9 - Diagrama de blocos do módulo Velocidade.

A determinação da velocidade de rotação do motor é realizada através dos sensores de Hall. Para isso, é necessário utilizar um contador associado a um *timer*, o qual permite medir o tempo que o motor demora a realizar uma volta mecânica. Assim, são utilizados os sensores de Hall que permitem contabilizar o número de voltas eléctricas que, quando iguala ao número de pares de pólos, corresponde a uma volta mecânica. Quando isto acontece, é realizada uma divisão entre uma constante e o valor do contador. Para implementar esta divisão na *FPGA*, recorreu-se a uma tabela *ROM* cuja entrada corresponde ao valor do contador e a saída ao valor da velocidade angular (rad/s). Nas figuras 5.10 e 5.11 pode observar-se o erro entre o valor contínuo da divisão pretendida e o valor discreto implementado na tabela.

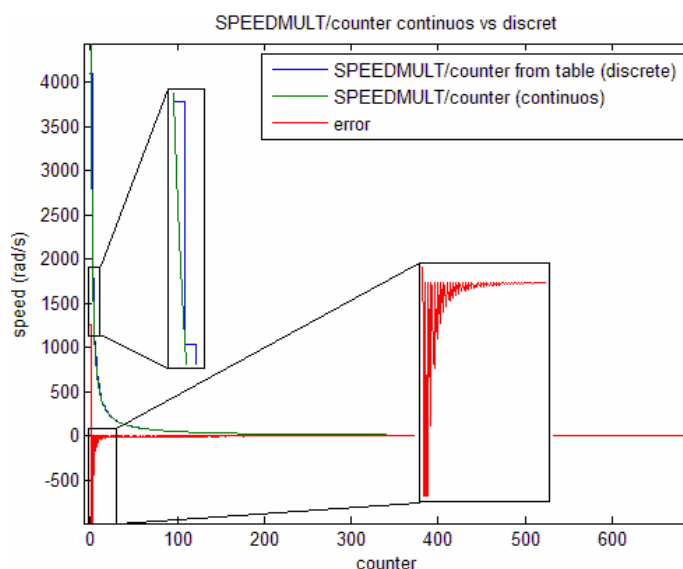


Figura 5.10 - Valor contínuo da divisão e valor discreto implementado.

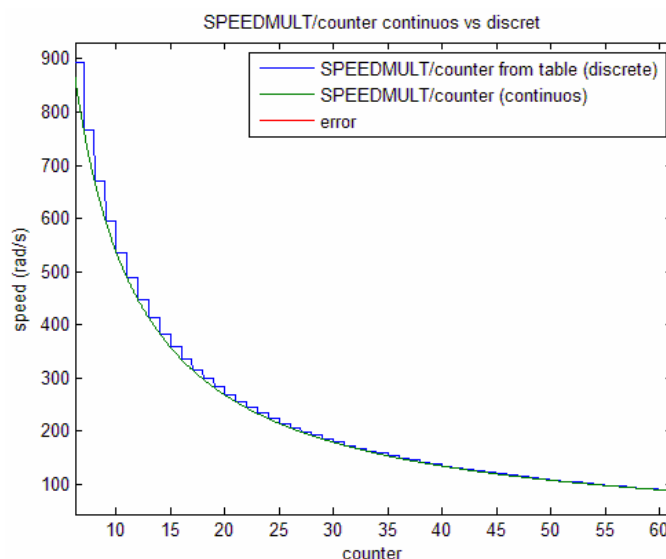


Figura 5.11 - Valor contínuo da divisão e valor discreto implementado (maior detalhe).

De salientar que a função é do tipo $1/x$, a sua derivada é bastante elevada para valores do *counter* próximos de zero e vai decrescendo à medida que o valor de *counter* aumenta. Isto origina uma variação de resolução entre os vários valores de saída da tabela. Nas figuras 5.10 e 5.11 é possível observar que a diferença entre os valores da tabela e os valores da função vai diminuindo consideravelmente à medida que o valor de *counter* se afasta de zero. Através da inspecção destas figuras pode constatar-se que a gama de valores de velocidade que os valores de *counter* representam vai diminuindo à medida que o seu valor se afasta de zero. Por este motivo e devido a uma limitação dos valores de *counter* devido à dimensão da tabela (1 a 1024), é necessário delimitar a gama de velocidades onde a resolução se mantém com um erro aceitável. Assim, foi definida uma velocidade angular entre 5,24rad/s (50rpm) e 157,07rad/s (1500rpm) resultando num erro máximo de 2,36rad/s (22,5rpm) na zona de 157,07rad/s que corresponde a um erro de 1,5%.

O resultado da simulação deste módulo que ilustra e comprova o funcionamento anteriormente descrito é apresentado na figura 5.12. Neste caso os sinais dos sensores de Hall estão a ser gerados com uma frequência correspondente a uma velocidade de rotação do motor de 1500rpm. Na saída a variável Speed apresenta um valor igual a 1262 no formato Q13.3 que corresponde a 157,75rad/s que por sua vez corresponde a 1506rpm. Este erro provém da situação já anteriormente apresentada.

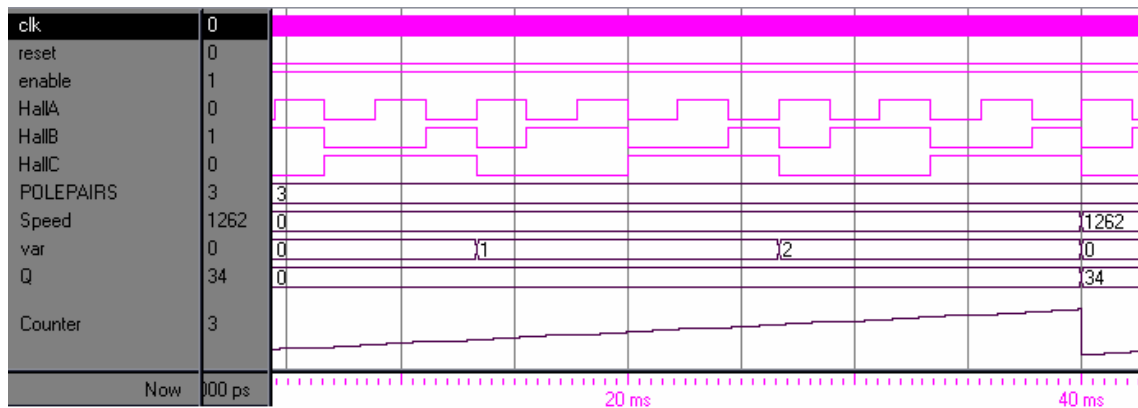


Figura 5.12 - Simulação do módulo Velocidade.

- Módulos dos controladores PI de corrente e de velocidade e adaptação para um controlador PI Incremental

O controlo da velocidade e da corrente foi desenvolvido através de um controlador Proporcional-Integral. Neste tipo de controlador, a saída é função do erro e do integral do erro.

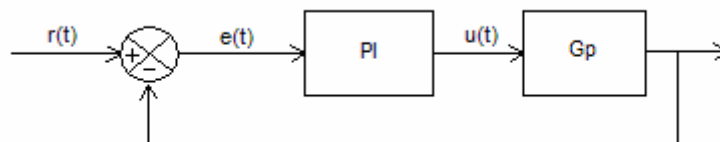


Figura 5.13 - Diagrama de blocos de um Controlador Proporcional-Integral.

A função de transferência de um controlador PI é a seguinte:

$$\frac{u(s)}{e(s)} = K_c \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) = K_c \left(\frac{T_i s + 1}{T_i s} \right) \quad (5.1)$$

Onde K_c corresponde ao ganho do controlador e T_i ao tempo da acção integrativa.

No domínio do tempo, a função de transferência anterior, pode ser expressa por:

$$u(t) = K_c \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(t) dt \right) + u_s \quad (5.2)$$

Esta função pode ser discretizada aproximando o integral do erro por um somatório, assim:

$$\begin{aligned} u(k) &= K_c (e(k) + \frac{T_{amost}}{T_i} \sum e(k)) + u_j \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow u(k) &= K_p e(k) + K_i \sum e(k) + u_j \end{aligned} \quad (5.3)$$

Onde $K_p = K_c$; $K_i = K_c \frac{T_{amost}}{T_i}$. T_{amost} corresponde ao intervalo entre as amostras (período de amostragem) e u_j representa o valor da saída do controlador quando o erro é nulo, isto é, o seu valor inicial.

Um controlador proporcional produz uma saída somente em função do erro entre o sinal de referência e a variável medida. O erro estacionário que é dependente do ganho proporcional e do processo pode ser minimizado por um aumento de K_p . No entanto deve notar-se que um aumento deste parâmetro conduz a um aumento do tempo de estabelecimento e eventualmente até à instabilidade.

A parte integral do controlador PI produz uma função de transferência do controlador com um pólo na origem, eliminando assim erros estacionários com entradas de referência constantes, qualquer que seja o processo sob controlo, desde que o sistema com retroacção seja estável [37].

Assim, a combinação dos modos proporcional e integral é vantajosa porque reduz os efeitos destabilizadores do modo integral enquanto retém a capacidade de eliminar o erro estacionário.

O termo derivativo não é usualmente utilizado em controladores de velocidade ou de corrente para motores eléctricos porque pode causar excessivas variações no *Duty Cycle* do *pwm* afectando o funcionamento do algoritmo de controlo e provocando picos elevados de corrente [38]. A componente derivativa também pode levar ao aumento do ruído na malha de controlo de corrente, levando à instabilidade e dificultando o ajuste dos parâmetros do controlador [39].

Para que o sinal de saída do PI não apresente variações bruscas e para que seja possível obter variações com maior sensibilidade, foi desenvolvido um módulo que acoplado ao módulo do PI gera um controlador PI incremental. Um PI simples e um PI incremental têm uma formulação bastante próxima. A diferença consiste em que no primeiro caso por cada execução é calculado o valor total da variável de saída e no segundo caso apenas é calculada a variação do valor da saída [40].

Assim, no domínio do tempo a saída do PI incremental corresponde à derivada do PI simples:

$$\frac{d}{dt}u(t) = K_c \frac{de(t)}{dt} + K_i e(t) \quad (5.4)$$

A expressão anterior equivale a:

$$\Delta u(k) = K_c [e(k) - e(k-1)] + K_i e(k) \quad (5.5)$$

Pelo que, o valor da variável a controlar é dado por:

$$S(k) = S(k-1) + \Delta u(k) \quad (5.6)$$

Outra variante do controlador PI incremental que pode ser implementada é a atribuição de um peso ao valor actualmente calculado por um controlador PI simples, o qual é somado ao valor da variável a controlar. Neste caso:

$$S(k) = S(k-1) + \frac{u(k)}{A} \quad (5.7)$$

Onde $u(k)$ é obtido através de (5.3) e A corresponde ao peso que se pretende atribuir ao valor actual calculado pelo PI simples.

Esta foi a implementação que permitiu obter melhores resultados.

Entradas do módulo PI Incremental: clock50MHz; reset; enable; new_value; out_min (Q21.16); out_max (Q21.16); in (Q21.16);

Saídas do módulo: out (Q21.16);

Seguidamente podemos observar um diagrama de blocos do módulo implementado e a interface com o módulo PI.

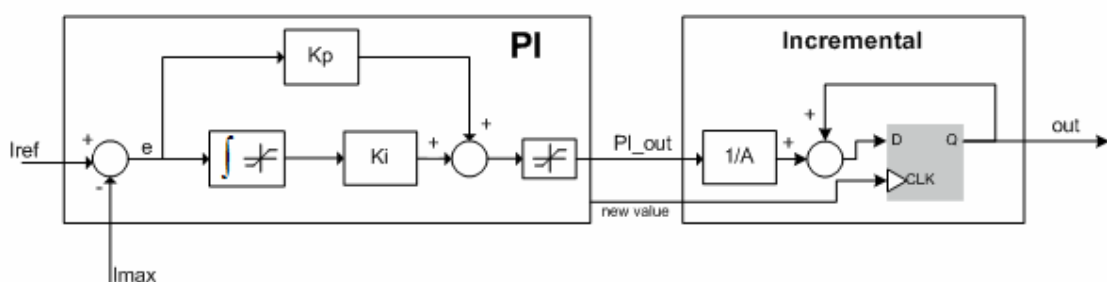


Figura 5.14 - Diagrama de blocos do módulo PI Incremental.

Através da simulação do código desenvolvido foi possível comprovar o seu funcionamento. Neste caso foi colocado um valor constante na entrada do módulo e por isso, a saída é incrementada com um valor fixo.

A figura 5.15 apresenta o resultado da simulação deste módulo.

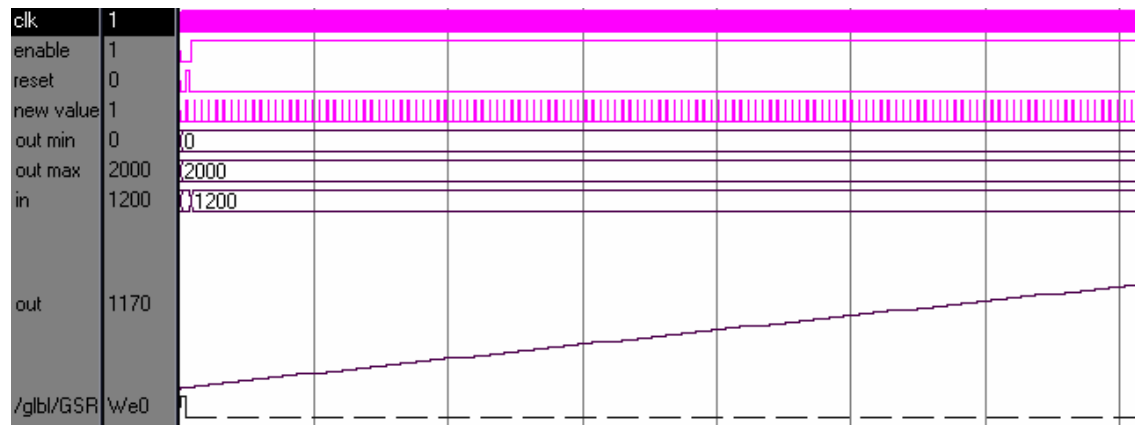


Figura 5.15 - Simulação do módulo PI Incremental.

5.4 - Implementação da Estimação da Posição Instantânea e da Velocidade Angular do Rotor

Nesta secção é apresentada a implementação em *FPGA* do algoritmo que determinar a posição instantânea do rotor e a respectiva velocidade de rotação apresentado na subsecção 3.4.2.

A implementação de um algoritmo numa *FPGA* está sujeito a determinadas limitações nomeadamente no que se refere à implementação de operações de divisão. Estas operações implicam a utilização de algoritmos complexos (alguns disponíveis em *IP Cores*) ou a utilização de tabelas armazenadas em memória *ROM*. Por um lado a utilização dos algoritmos que calculam o quociente entre dois valores origina a ocupação de uma grande percentagem de recursos da *FPGA*. Por outro lado a implementação de divisões através de tabelas *ROM* origina os problemas já apresentados na secção 5.3.

Se a posição instantânea do rotor estiver disponível, em vez de manter fixo o numerador do quociente da expressão (5.8) é possível manter o denominador constante através da definição de um período de amostragem fixo. Desta forma o cálculo da velocidade é obtido através da variação do ângulo durante um determinado intervalo de tempo.

$$\omega_r = \frac{\theta(t_1) - \theta(t_2)}{T_s}, \quad (5.8)$$

onde t_1 corresponde ao instante actual e t_2 ao último instante de amostragem. T_s é o período de amostragem.

Assim, a divisão pode ser convertida numa multiplicação da variação do ângulo durante o período de amostragem pela frequência de amostragem que é constante, como apresentado na equação (5.9).

$$\omega_r = (\theta(t_1) - \theta(t_2)) \times \frac{1}{T_s} \quad (5.9)$$

O módulo desenvolvido para implementar este algoritmo na *FPGA* apresenta como entradas os seguintes sinais: clock50MHz, reset, enable, HallA, HallB e HallC. As saídas são: teta e speed.

Na figura 5.16 é apresentado um diagrama de blocos da implementação do referido módulo.

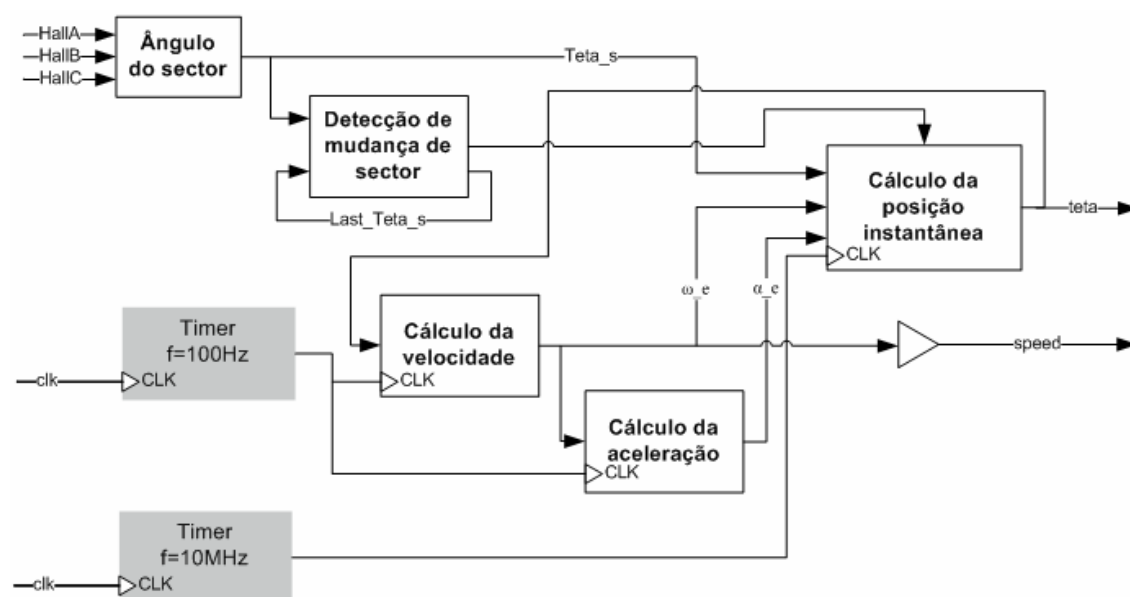


Figura 5.16 - Diagrama de blocos da implementação do módulo de estimação da posição instantânea e da velocidade do rotor.

O módulo de estimação da posição instantânea e da velocidade do rotor utiliza os sensores de Hall para detectar o ângulo inicial do sector em que o rotor se encontra que corresponde ao termo θ_p da equação (5.10).

$$\theta = \theta_p + \omega_r \cdot t + \frac{1}{2} \cdot \alpha \cdot t^2 \quad (5.10)$$

O cálculo da velocidade e da aceleração é efectuado a uma frequência fixa de 100Hz definida por um temporizador permitindo determinar os termos ω_r e α .

O tempo de amostragem para cálculo da posição instantânea do rotor é definido por um temporizador que opera a uma frequência de 10MHz. Este temporizador permite calcular a variável t cujo *reset* é efectuado quando existe uma mudança de sector.

Utilizando o ModelSim foi possível testar e validar o código desenvolvido para este módulo. Na figura 5.17 são apresentados os resultados obtidos na simulação.

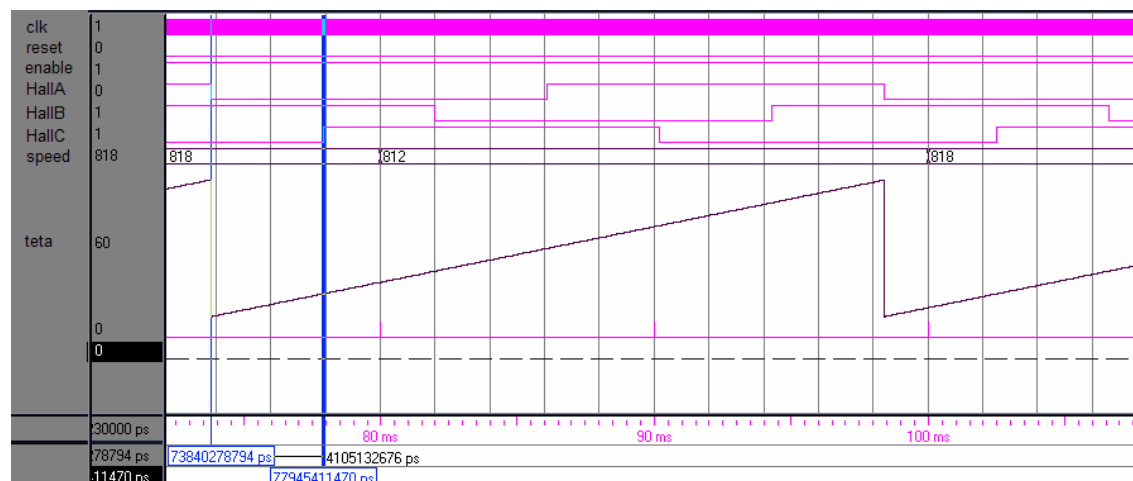


Figura 5.17 - Simulação do módulo de estimação da posição e velocidade angular do rotor.

Desenvolvendo um módulo de teste que gera os sinais de entrada do módulo de estimação, é possível analisar o comportamento das suas saídas. Desta forma, os sinais de entrada referentes aos sensores de Hall são estimulados de acordo com a rotação do motor comutando o sinal com um período de 4,1ms que corresponde aproximadamente a 800rpm. A saída referente à posição instantânea do rotor (teta) surge com uma variação entre 0 e 360° onde é possível observar um erro praticamente nulo nos pontos onde ocorre uma mudança de sector do rotor. Nestes pontos o erro é nulo uma vez que através dos sensores de Hall é possível concluir a posição exacta rotor. A velocidade de saída também se encontra próxima dos valores esperados.

5.5 - Resultados Experimentais

O controlador de corrente rectangular anteriormente descrito foi testado numa plataforma de laboratório visível na figura 5.18. Nesta plataforma foi utilizado um motor *DC* de excitação separada a funcionar como gerador para carregar o motor síncrono de ímanes permanentes.

O motor foi alimentado por um conversor electrónico de potência desenvolvido no trabalho [41].



Figura 5.18 - Motor DC à esquerda e o motor síncrono de ímãs permanentes à direita.

5.5.1. Controlador de Corrente Rectangular

Na figura 5.19 pode ser observada a aplicação de dois degraus de referência com diferentes amplitudes. O valor deste degrau é suavizado através de um filtro de referência que permite reduzir sobrelevação. Como é possível constatar a corrente e velocidade medidas seguem proximamente o sinal de referência gerado.

É importante ter em consideração que a carga varia de acordo com as resistências colocadas nos terminais do motor DC e varia também com a sua velocidade de rotação. Assim, quando é aplicado um degrau de velocidade, simultaneamente é aplicada uma variação de carga.

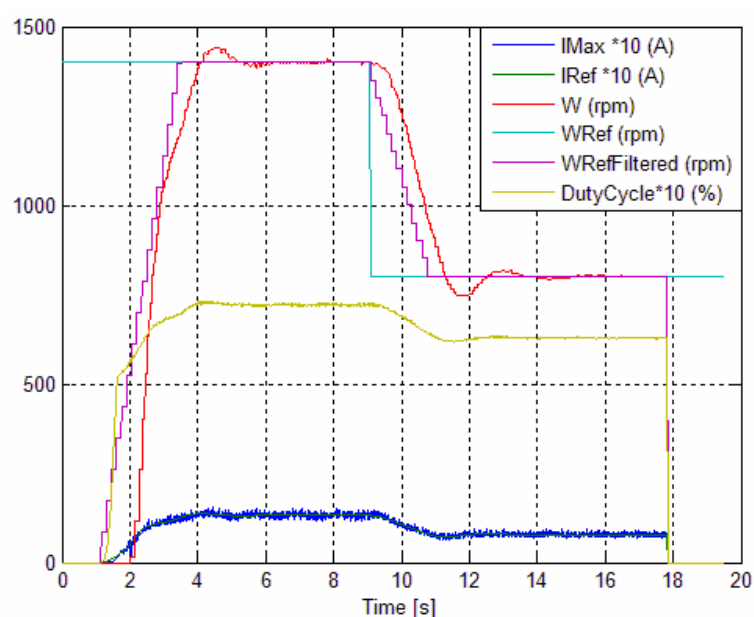


Figura 5.19 - Variação de referência de velocidade de 1400 para 800rpm.

Na figura 5.20 é possível constatar o comportamento do controlador quando é aplicada uma variação de carga. Como é possível observar, mais uma vez a corrente medida acompanha o sinal de referência gerado pelo controlador de velocidade. O *overshoot* causado pela variação da carga podia ser reduzido diminuindo o ganho do controlador de velocidade, contudo o sistema ficaria mais lento.

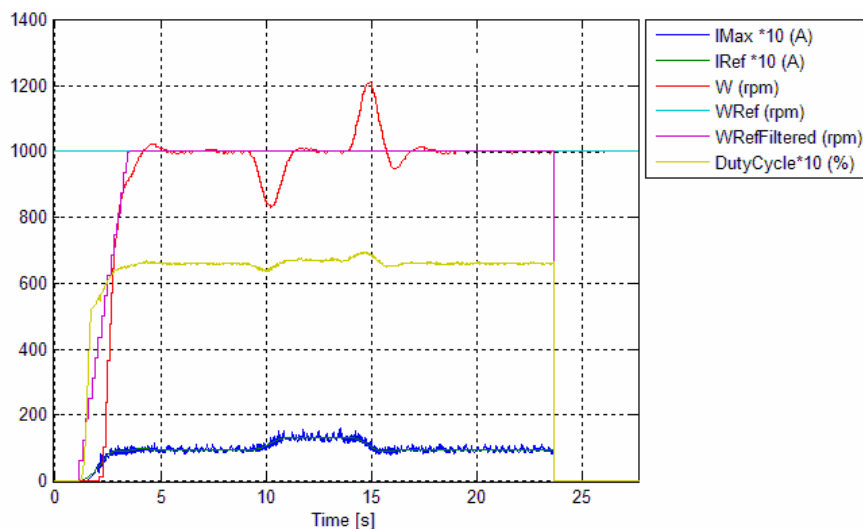


Figura 5.20 - Variação da carga de 0,51N.m para 0,72N.m de volta a 0,51N.m.

A figura 5.21 apresenta o bom desempenho do controlador no arranque com uma carga mais acentuada.

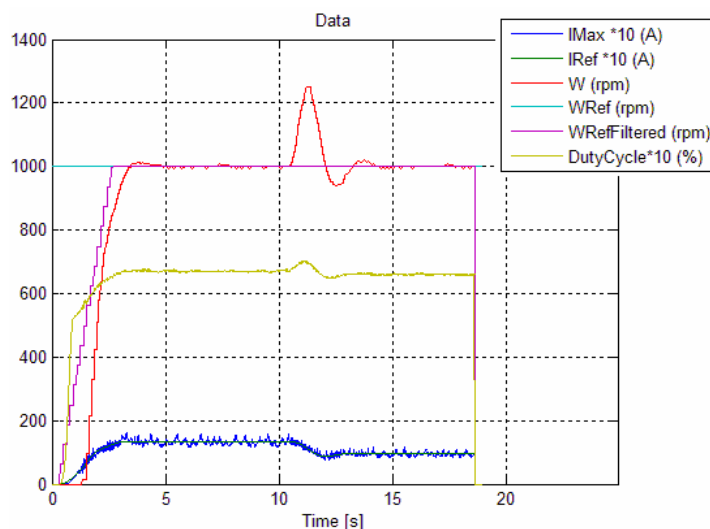


Figura 5.21 - Arranque com uma carga de 0,72N.m e variação para 0,51N.m.

5.5.2. Estimação da Posição Instantânea e da Velocidade Angular do Rotor

O teste prático do módulo de estimação da posição instantânea e da velocidade de rotação foi conduzido utilizando o controlo de corrente rectangular para controlar o funcionamento do motor. Deste modo é possível observar a estimação do valor de teta e da velocidade em malha aberta. Uma vez que na plataforma de laboratório não existem codificadores de posição e o hardware não possui sensores de tensão, a única forma de validar a estimação da posição consiste na observação do erro existente entre o instante de mudança de sector onde o erro é nulo e o instante imediatamente anterior onde o valor de teta é estimado com base na velocidade e aceleração. Desta forma quando a posição é bem estimada, o sinal de teta apresenta uma variação perfeitamente contínua entre 0 e 360°.

Na figura 5.22 é possível observar o funcionamento real do módulo de geração da posição instantânea e da velocidade angular do rotor com base nos sensores de Hall com erro praticamente nulo a velocidade constante. Nesta figura são apresentadas as variáveis associadas ao controlador.

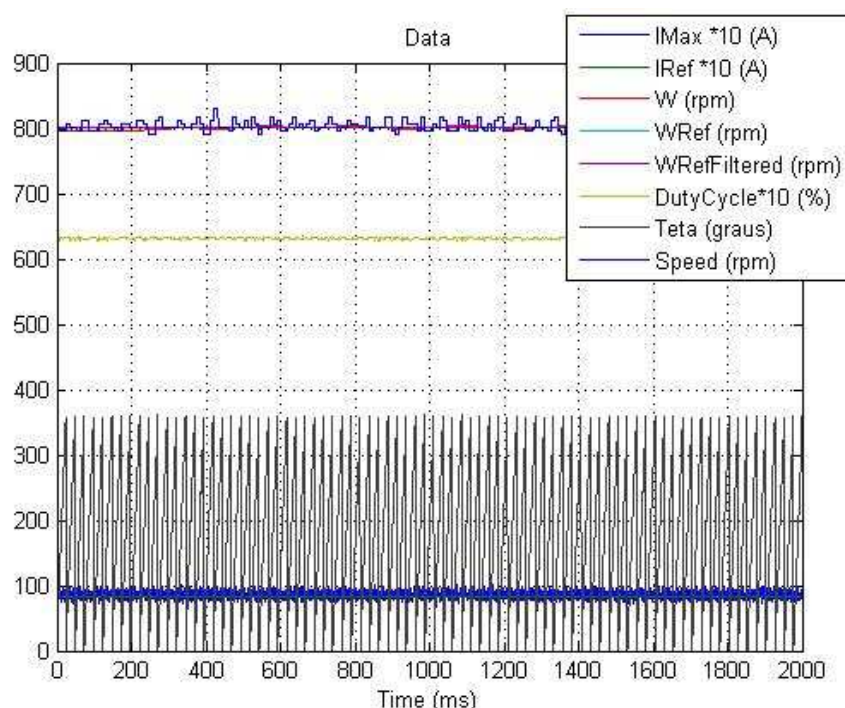


Figura 5.22 - Estimação da posição instantânea e velocidade angular do rotor com velocidade constante.

A figura 5.23 apresenta a estimação da posição instantânea do rotor com mais detalhe.

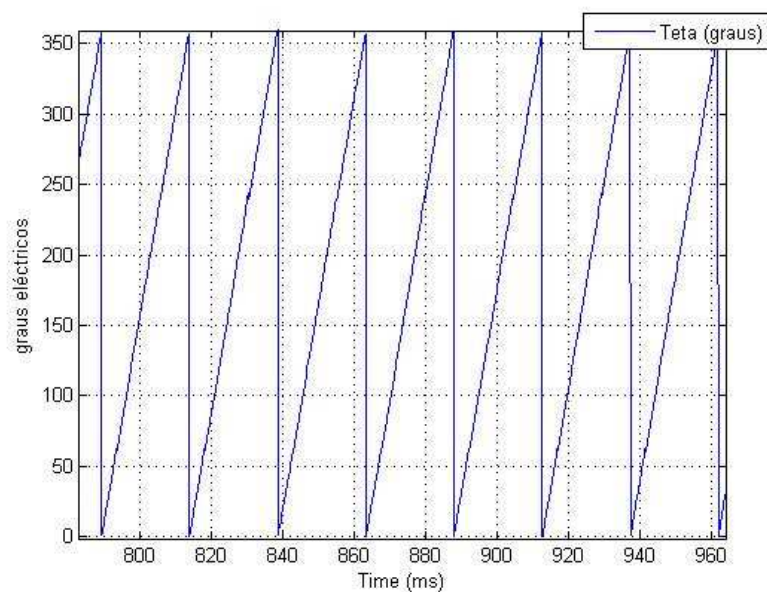


Figura 5.23 - Estimação da posição instantânea do rotor com velocidade constante.

A figura 5.24 ilustra o funcionamento do módulo de estimação durante uma aceleração de 500rpm para 1200rpm.

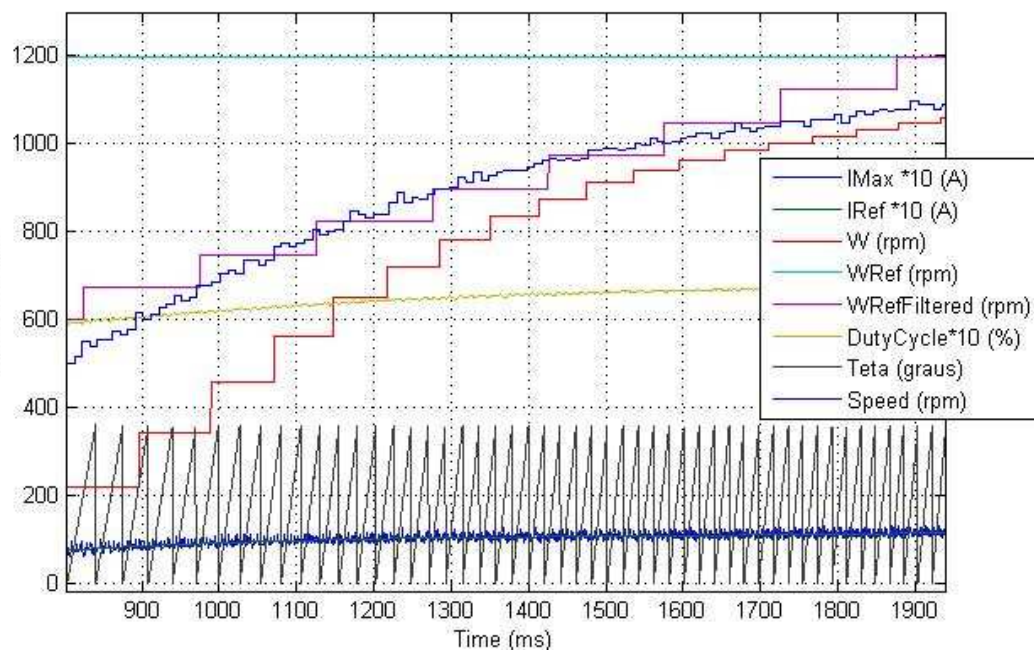


Figura 5.24 - Estimação da posição instantânea e da velocidade angular do rotor durante uma aceleração.

Na figura 5.25 apresenta-se o resultado da estimação da posição instantânea do rotor para uma velocidade de rotação de 300rpm. Nesta zona de velocidade, a estimação da velocidade de rotação apresenta maior erro o que influencia negativamente a estimação da posição. No entanto, é possível constatar que a estimação da posição apresenta um erro relativamente reduzido.

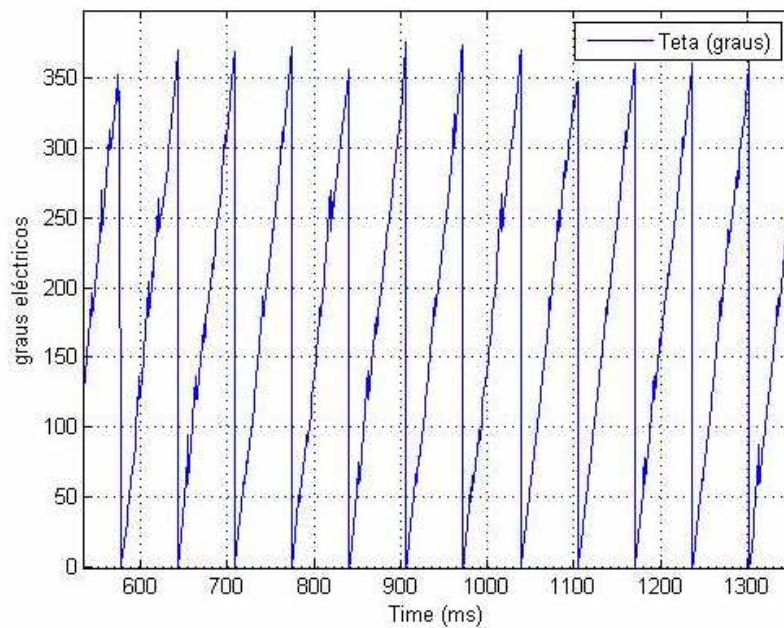


Figura 5.25 - Estimação da posição instantânea do rotor a uma velocidade de 300rpm.

Do conjunto das figuras 5.22 a 5.25 é possível constatar, por inspecção, uma variação contínua da posição instantânea do rotor entre 0 e 360°, o que evidência um bom funcionamento do estimador com erros reduzidos. A velocidade estimada apresenta valores muito próximos dos valores de referência.

O módulo de estimação da posição e velocidade apresentado nesta secção é fundamental para a implementação do controlador vectorial. Contudo, devido a restrições temporais não foi possível desenvolver e implementar os restantes módulos.

5.6 - Comparação entre *DSCs* e *FPGAs* para Implementação de Controladores de Motores Eléctricos

Num grande número de produtos electrónicos a escolha inicial do engenheiro que os concebe passa pela eleição de uma tecnologia para implementação do processamento de dados. Esta escolha condiciona desde o início vários factores como o tempo de desenvolvimento, desempenho, custo e fiabilidade do produto final.

O desenvolvimento de um controlador de *PMSM* requer a escolha de um elemento capaz de implementar algoritmos de controlo computacionalmente exigentes. Na secção 2.2 foram apresentadas duas possíveis plataformas de controlo (*DSCs* e *FPGAs*) com elevado poder de cálculo apropriados para implementar os métodos de controlo de motores síncronos com ímanes permanentes.

No trabalho de fim de curso “Cadeira de Rodas Eléctrica” realizado no âmbito da disciplina “Projecto, Seminário ou Trabalho de Final de Curso” foi implementado um controlador de corrente rectangular no motor síncrono de ímanes permanentes com a plataforma de controlo dsPIC30F4012 DSC. Depois de realizada a implementação exposta no ponto 4.5 na *FPGA* Spartan3 da Xilinx, esta secção apresenta uma comparação entre as duas plataformas de controlo.

Num *DSC*, recursos como os registos internos do processador, a memória interna e externa, os gestores de acesso às memórias e os periféricos, são partilhados por todas as tarefas. A partilha de recursos origina, frequentemente, a interacção entre as tarefas de uma forma inesperada e pouco óbvia. A necessidade de executar as tarefas em tempo real implica que qualquer tipo de atraso na sua execução pode causar uma falha no sistema. As causas mais frequentes dessas falhas são o bloqueamento de interrupções críticas por outras interrupções ou por tarefas que não podem ser interrompidas, a falta de libertação da memória quando uma interrupção termina a sua execução e a utilização de linguagens de alto nível com subrotinas em Assembly.

Na figura 5.26 é possível observar o diagrama de blocos de um *DSP* que constitui o núcleo de processamento de um *DSC*.

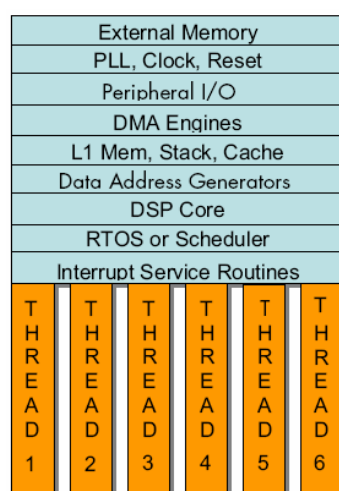


Figura 5.26 - Diagrama de blocos de um *DSP*.

Na implementação de algoritmos de controlo digital é frequente as tarefas necessitarem de aceder completamente a vários recursos em simultâneo para poder ser executadas eficientemente o que não é possível neste tipo de arquitectura.

As *FPGAs* oferecem um poder de cálculo bastante superior para a maioria dos algoritmos de processamento de sinal uma vez que a cada tarefa são atribuídos os seus próprios recursos. Desta forma cada tarefa é executada independentemente evitando conflitos entre as mesmas.

Na figura 5.27 é apresentado o diagrama de blocos de uma *FPGA*.

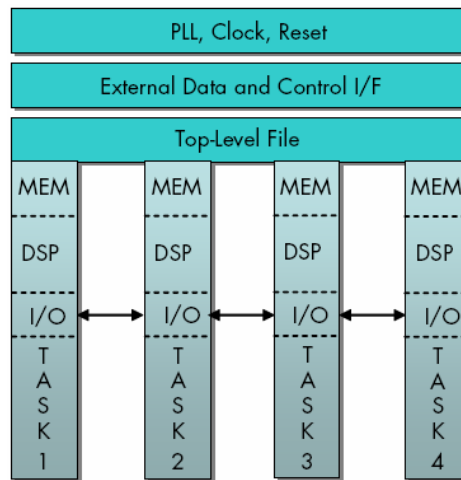


Figura 5.27 - Diagrama de blocos de uma *FPGA*.

Através do diagrama anterior é possível constatar que os recursos são específicos de cada tarefa e estão bem definidos, assim como as interações entre tarefas o que elimina a possibilidade de surgirem interações inesperadas. Isto permite a execução em paralelo de um grande número de tarefas.

Além da execução paralela de tarefas característica das *FPGA* existe outra grande vantagem que reside nas ferramentas de teste e desenvolvimento. Estas ferramentas são muito similares aquelas utilizadas em circuitos integrados com capacidade de processamento especificamente desenvolvidos para uma determinada aplicação (*ASIC - Application Specific Integrated Circuit*). No desenvolvimento de dispositivos *ASIC* a existência de erros de implementação não é tolerada uma vez que a sua correcção é muito dispendiosa a nível económico e temporal. Assim, as ferramentas utilizadas para desenvolvimento e simulação dos circuitos lógicos gerados para estes dispositivos possuem metodologias de teste exaustivas para verificação e validação do projecto, tais como testes de cada porta lógica em praticamente todos os cenários e tipos de entrada, modelos precisos dos atrasos nas interações dos blocos lógicos e análises temporais.

As ferramentas de desenvolvimento e simulação das *FPGAs* permitem a criação de ficheiros denominados *testbenches* que simulam as entradas do módulo em teste para analisar o resultado das suas saídas, quer ao nível funcional como também ao nível das portas lógicas. Deste modo é possível analisar a interacção dos módulos entre si e com os periféricos, além de permitir uma maior eficiência e rapidez na detecção de erros, uma aceleração do desenvolvimento do *software* e uma simplificação da manutenção dos produtos.

Os *DSCs* por sua vez disponibilizam um conjunto de periféricos no mesmo circuito integrado que facilitam o desenvolvimento e implementação de controladores. Existe também um conjunto de registos dedicados que permitem controlar e interagir facilmente com os periféricos. Numa *FPGA* é necessário desenvolver o *software* e *hardware* de acordo com o tipo de periféricos desejados.

Outra vantagem associada aos microcontroladores e *DSCs* é a facilidade de adaptação para pessoas que se estejam a iniciar na área de controlo digital. As ferramentas disponíveis para desenvolver o software são bastante intuitivas, fáceis e rápidas de utilizar. Nos *DSCs* é possível utilizar linguagens de alto nível que facilitam a implementação das funções de controlo requeridas pelo indivíduo que programa o dispositivo, ao contrário das *FPGAs* que necessita de uma lógica de programação distinta onde o programador necessita de ter em mente o circuito lógico que irá ser sintetizado com o código desenvolvido. A nível do hardware disponibilizado pelos *DSCs*, o vasto conjunto de periféricos de entradas e saídas, de comunicações e de actuação de determinados dispositivos como é o caso dos geradores de sinais de *pwm* para actuar nos semicondutores de potência, evitam circuitos electrónicos complexos.

No presente já existem fabricantes que disponibilizam microprocessadores denominados *soft-core processors* integrados nas *FPGAs*. Os *soft processors* oferecem aos utilizadores uma enorme flexibilidade durante a fase de desenvolvimento possibilitando configurar um microprocessador, de acordo com os requisitos do sistema, integrado num dispositivo de lógica programável. Isto permite não só obter uma solução mais compacta mas também menos dispendiosa, menos consumidora de tempo de desenvolvimento e com menor probabilidade de erros de concepção.

5.7 - Conclusões

Neste capítulo foram apresentados a implementação em *FPGA* e os respectivos resultados experimentais. Esta plataforma de controlo e a respectiva linguagem foram apresentadas de uma forma introdutória.

Através dos resultados apresentados nas figuras 5.19 a 5.21, é possível constatar que:

- O controlo de corrente, e consequentemente o controlo de binário, apresenta pouca oscilação e acompanha com satisfação a referência gerada pelo controlador de velocidade;
- O controlador de velocidade gera referências de corrente com a rapidez desejada;
- O arranque é bastante suave e não contém *overshoot* devido ao filtro de referência.

Os degraus de carga e de velocidade aplicados originam uma resposta rápida do controlador de forma a compensar as variações impostas.

Neste capítulo também foi apresentada a implementação do algoritmo de estimação com base nos sensores de Hall em *FPGA* e os respectivos resultados experimentais. Como é possível comprovar através das figuras 5.22 e 5.25, a estimação da posição instantânea e da velocidade angular do rotor é efectuada com erro praticamente nulo, quer em velocidade constante, quer durante as acelerações.

Capítulo 6

Conclusões e Futuros Desenvolvimentos

Nesta dissertação foram apresentados e estudados dois métodos de controlo para motores síncronos com ímanes permanentes baseados em sensores de baixa resolução. O controlador de corrente rectangular foi implementado numa *FPGA* permitindo comparar as diferenças entre a utilização desta plataforma e uma plataforma baseada num *DSC*.

No capítulo 3 foi apresentado um algoritmo de controlo de corrente rectangular baseado em sensores de Hall. Este algoritmo necessita de uma resolução da posição do rotor de 60 graus eléctricos que é fornecida pelos sensores de Hall. A velocidade é estimada a partir desta informação. Através do Simulink, o algoritmo de controlo foi simulado e testado, tornando possível definir os blocos básicos do controlador e determinar as interações entre os mesmos de modo a facilitar a sua implementação. Os resultados apresentados demonstram o bom funcionamento do controlador em ambiente de simulação.

A implementação do controlador de corrente rectangular foi realizada numa *FPGA* Spartan3 da Xilinx. Esta implementação permitiu estudar e aprender uma nova linguagem, o Verilog, e todo o processo de implementação de um algoritmo de controlo num dispositivo lógico programável. Os módulos desenvolvidos para implementação do controlador foram todos validados em ambiente de simulação com o programa ModelSim através da criação de *testbenches*. Os resultados apresentados na secção 5.5.1 comprovam o correcto funcionamento do controlador de corrente rectangular implementado na *FPGA* independentemente das variações de referência de velocidade e do binário de carga. Este controlador foi testado no kit disponível no laboratório tendo como carga um motor *DC* de excitação separada.

A utilização da *FPGA* como plataforma de *hardware* permitiu avaliar as suas potencialidades e estabelecer uma comparação em relação aos *DSCs*. Foi possível concluir que a *FPGA* permite uma execução mais eficaz de algoritmos com tarefas que necessitam de processamento simultâneo, ao contrário dos *DSCs* que necessitam de especial cuidado na gestão do atendimento das interrupções para que tarefas essenciais não deixem de ser

executadas. As *FPGAs* possuem um conjunto de ferramentas de teste e simulação dos módulos desenvolvidos que permite simular as possíveis entradas de cada módulo e testá-lo ao nível da porta lógica.

Por outro lado o ambiente de desenvolvimento e teste das *FPGAs* requer um tempo de adaptação mais prolongado para além da necessidade de desenvolvimento de um conjunto de *hardware* e *software* que possibilita a *interface* com os periféricos. Nos *DSCs* tal não é necessário uma vez que num só circuito integrado é disponibilizado um conjunto de periféricos dedicados ao controlo de motores eléctricos com um respectivo grupo de registos que facilitam a configuração e programação.

O controlo vectorial permite obter um nível de binário maior e mais suavizado assim como um controlo independente do fluxo e do binário do motor síncrono com ímanes permanentes. Neste trabalho é apresentada a simulação de um controlador por vectorial aplicado a *PMSM* com base em sensores de baixa resolução, sensores de Hall. Embora este algoritmo de controlo necessite da posição instantânea do rotor para efectuar as transformadas entre referenciais, ficou provado em ambiente de simulação que é possível estimar a posição instantânea e a velocidade angular do rotor através dos sensores de Hall. A utilização destes sensores diminui o custo total do controlador e aumenta a sua fiabilidade uma vez que elimina problemas de acoplamento na fase de construção do motor e de desalinhamento durante a sua operação.

Além dos blocos de controlo da corrente de binário e da corrente de fluxo foi implementado um controlador de velocidade e um bloco que implementa o método de modulação *SVM* para geração dos sinais de comando dos semicondutores do inversor de tensão que alimenta os enrolamentos do estator do motor.

Foi apresentado e simulado um bloco que implementa um algoritmo que não exige uma elevada capacidade de processamento e que permite estimar a posição do rotor entre sectores. Este algoritmo baseia-se nas equações físicas que descrevem o movimento curvilíneo uniformemente variado. Quando existe uma mudança de sector o erro de estimação é anulado uma vez que os sensores de Hall permitem obter a posição exacta nesse instante. Este bloco permite obter uma estimação muito próxima dos valores reais apresentando um erro de estimação apenas durante o arranque e na passagem por zero. Nestas zonas devido às baixas velocidades o tempo decorrido entre as mudanças de sectores é bastante elevado o que origina um erro de posição e velocidade. Contudo é importante notar que o controlador rapidamente corrige esse erro mesmo durante a inversão de sentido como se pode comprovar através dos gráficos apresentados nas figuras 4.23, 4.24, 4.27 e 4.28.

Desta forma o método de estimação da posição do rotor apresentado evita a utilização de métodos *sensorless* que necessitam de elevado poder de cálculo e que dependem fortemente dos parâmetros do motor. Também é possível evitar o arranque em sentido contrário comum nos métodos de controlo *sensorless*, uma vez que o erro máximo de estimação da posição através dos sensores de Hall é de 30 graus eléctricos. A operação em baixas velocidades é para algumas aplicações possível, sendo crítica apenas quando se pretende controlar a velocidade muito próxima de zero.

Na tabela 6.1 é apresentada uma comparação entre os principais métodos de controlo estudados para a realização deste trabalho. Esta comparação incorpora unicamente aspectos qualitativos adquiridos ao longo do trabalho. Para uma comparação mais exaustiva seria necessário produzir estudos comparativos com mais profundidade.

Tabela 6.1 - Comparação entre os diferentes métodos de controlo estudados.

		Métodos de Controlo			
		Controlador de Corrente Rectangular com Sensores de Hall	Controlador Vectorial com <i>Encoder</i> ou <i>Resolver</i>	Controlador Vectorial com Sensores de Hall	Controlador Vectorial sem sensores de posição
Parâmetros comparativos	Complexidade de implementação	Simples	Médio	Médio/Elevado	Elevado
	Nível de processamento	Baixo	Médio	Médio/Elevado	Elevado
	Recursos de <i>hardware</i> exigidos	Baixo	Médio	Médio	Médio
	Binário disponível	Médio	Elevado	Elevado	Elevado
	Gama de velocidade de funcionamento	Média	Elevada	Média/Elevada	Média
	Dependência dos parâmetros do motor	Baixa	Média	Média	Elevada na estimação da posição e velocidade
	Custo	Baixo	Elevado	Médio	Médio/Elevado

Em futuros desenvolvimentos deste trabalho seria de esperar a implementação prática do controlador por orientação de campo com base nos sensores de Hall. O aperfeiçoamento do algoritmo de estimação da posição e velocidade do rotor é um ponto importante.

A aplicação do controlo de corrente rectangular na zona de velocidades baixas e a aplicação do controlo vectorial a partir de uma determinada velocidade seria uma possível solução a explorar para minimizar o erro de estimação de posição e velocidade na zona de baixas velocidades e durante a inversão de sentido.

Seria de todo o interesse a comparação entre a implementação do controlador vectorial utilizando a *FPGA* como plataforma de controlo assim como um *DSC*.

Conclusões e Futuros Desenvolvimentos

A utilização de uma *FPGA* com um *soft processor* integrado seccionando o algoritmo de controlo de acordo com as vantagens de implementação concedidas pelos circuitos lógicos e pelos microprocessadores conduz possivelmente à plataforma de *hardware* ideal para implementação de controladores de motores eléctricos. Assim seria importante explorar esta solução.

Referências

- [1] R. Krishnan, "Electric Motor Drives - Modeling, Analysis, and Control", Prentice Hall Inc., New Jersey, 2001.
- [2] Alessandro Lidozzi, Luca Solero, Fábio Crescimbin e Augusto Di Napoli, "SVM PMSM Drive With Low Resolution Hall-Effect Sensors", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 22, No. 1, January 2007.
- [3] Juan Dixon, Matías Rodríguez e Rodrigo Huerta, "Position Estimator and Simplified Current Control Strategy for Brushless-DC Motors, Using DSP Technology", IEEE, 2002.
- [4] F. Rodriguez e A. Emadi, "A Novel Digital Control Technique for Brushless DC Motor Drives", IEEE Trans. on Ind. Electr., Vol. 54, Issue 5, pp. 2365-2373, Oct. 2007.
- [5] Jorge Zambada, "Sinusoidal Control of PMSM Motors with dsPIC30F DSC", Microchip Technology Inc., 2005.
- [6] R. Krishnan, "Control and operation of PM synchronous motor drives in the field-weakening region", International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, Vol. 2, pp 745-750, Nov. 1993.
- [7] Yung-kang Chin, "A Permanent Magnet Synchronous Motor for an Electric Vehicle - Design Analysis", Electrical Machines and Power Electronics Departement of Electrical Engineering Royal Institute of Technology, Estocolmo, 2004.
- [8] Pragasen Pillay e Ramu Krishnan, "Control Characteristics and Speed Controller Design for a High Performance Permanent Magnet Synchronous Motor Drive", IEEE Trans. on Power Elect., Vol. 5, No. 2., April 1990.
- [9] M. Konghirun, "A resolver-based vector control drive of permanent magnet synchronous motor on a fixed-point digital signal processor", IEEE Region 10 Conference TENCON 2004, Vol. D, pp. 167-170, Nov. 2004.
- [10] R. Wu e G. R. Slemon, "A permanent magnet motor drive without a shaft sensor", IEEE Trabs. On Ind. Applicat., Vol. 27, No. 5, pp. 1005-1011, Sept./Oct. 1991.
- [11] R. B. Sepe e J. H. Lang, "Real-time observer-based (adaptive) control of permanent magnet synchronous motors without mechanical sensors", IEEE Trans. on Ind. Applicat., Vol. 28, No. 6, pp. 1345-1352, Nov./Dec. 1992.
- [12] K. R. Shouse e D. G. Taylor, "Sensorless velocity control of permanent-magnet synchronous motors", IEEE on Control Syst. Technol., Vol. 6, No. 3, pp 313-324, May 1998.

- [13]S. Bolognani, R. Oboe e M. Zigliotto, “Sensorless full-digital PMSM drive with EKF estimation of speed and rotor position”, IEEE Trans. on Ind. Elect., Vol. 46, No. 1, pp. 184-191, Feb. 1999.
- [14]Tze-Fun Chan, Pieter Borsje, Yiu-Kwong Wong e Siu-Lau Ho, “A Simulation Study on Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Drives”, IEEE, 2007.
- [15]Li Jun, Li Yuzhou, “Speed Sensorless Nonlinear Control for PM Synchronous Motor Fed by Three-Level Inverter”, IEEE Int. Conf. on Ind. Techn., pp 446-451, Dec. 2006.
- [16]Sencer Unal e Mehmet Ozdemir, “Sensorless control of the permanent magnet synchronous motor using neural networks”, IEEE International Aegean Conference on 10-12 Sept. 2007, pp 638-642.
- [17]Joachim Holtz, “Methods for Speed Sensorless Control of AC Drives”, Sensorless Control of AC Motors, IEEE Press Book, 1996.
- [18]Elwy E. El-kholy, Ralph Kennel, Abdo El-refaei, Sabry Abd El-Latif e Farok Elkady, “Robust space-vector current control for induction motor drives”, Journal of Electrical Engineering, Vol. 57, No. 2, pp. 61-68, 2006.
- [19]Yi-Hwa Liu, Chern-Lin Chen e Rong-Jie Tu, “A Novel Space-Vector Current Regulation Scheme for a Field-Oriented-Controlled Induction Motor Drive”, IEEE Trans. on Ind. Elect., Vol. 45, No. 5, Oct. 1998.
- [20]“Dual Channel Sensorless Motor Control IC for Appliances”, International Rectifier, Dec. 2007
- [21]M. K. Masten e I. Panahi, “Digital Signal Processors for Modern Control Systems”, Control Eng. Practice, Vol. 5, No. 4, pp. 449-558, 1997.
- [22]J. Eyre e J. Bier, “The evolution of DSP processors”, IEEE Signal Processing Magazine, Vol. 17, Issue 2, Mar. 2000.
- [23]Venkat Anant e Bill Hutchings, “Digital signal controller applications”, Freescale Semiconductor, DSP-FPGA.com Product Resource Guide 2005.
- [24]“Embedded Control Solutions - Microcontroller and Digital Signal Controller Solutions”, 2005, Microchip Technology Inc.
- [25]Sumit Mitra, “When MCUs and DSPs Collide: Digital Signal Controllers”, Microchip Technology Inc., DSP-FPGA.com Product Resource Guide 2005.
- [26]“Digital Signal Processing Solution for Permanent Magnet Synchronous Motor”, Texas Instruments.
- [27]Yen-Chuan Chang e Ying-Yu Tzou, “Single-chip FPGA Implementation of a Sensorless Speed Control IC for Permanent Magnet Synchronous Motor”, IEEE, 2007.
- [28]Padmaraja Yedamale, “Brushless DC Motor Fundamentals”, Microchip Technology Inc., 2003.
- [29]“DSP Solutions for BLDC Motors”, Texas Instruments Europe, Março de 1997.
- [30]Ward Brown, “Brushless DC Motor Control Made Easy”, Microchip Technology Inc., 2002.
- [31]D. Rathnakumar, J. Lakshmana Perumal e T. Srinivasan, “A New Software Implementation of Space Vector PWM”, IEEE, 2005.
- [32]T. Erfidan, S. Urgun, Y. Karabag e B. Çakir, “New Software Implementation of the Space Vector Modulation”, IEEE MELECON, Vol. 22, May 12-15, 2004, Dubrovnik, Croatia.
- [33]Jaroslav Lepka, Petr Stekl, “3-Phase AC Induction Motor Vectrol Control Using a 56F80x, 56F8100 or 56F8300 Device”, Freescale Semiconductor, 2005.

- [34]Jianrong Bu, Longya Xu, Tomy Sebastian, Buyun Liu, “Near-Zero Speed Performance Enhancement of PM Synchronous Machines Assisted by Low-Cost Hall Effect Sensors”, IEEE, 1998.
- [35]James L. Lee, “Verilog Quickstart: A practical guide to simulation and synthesis in Verilog”, Kluwer Academic Publishers, Boston, 2002.
- [36]IEEE Std 1364-2005.
- [37]J. L. Martins de Carvalho , “Sistemas de Controle Automático”.
- [38]Charlie Elliot e Steve Bowling, “Using the dsPIC30F for Sensorless BLDC Control”, 2004.
- [39]STMicroelectronics, “Three-Phase BLDC Motor Control Software Library”, 2007.
- [40]Rui Manuel Esteves Araújo, “Modelação, identificação, e controlo do motor de indução trifásico”, Porto, 2001.
- [41]F. Pinheiro Lopes, P. Soares Oliveira, L. P. Reis, R. E. Araújo, “An electric wheelchair as a tool for motivating students in power electronics”, International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion - Speedam, Jun. 2008.
- [42]Timothy L. Skvarenina, “The Power Electronics Handbook”, CRC Press, Boca Raton, 2001.
- [43]Edward Ramsden, “Hall-Effect Sensors Theory and Applications”, Elsevier, USA, 2006.
- [44]Sanath Alahakoon, “Digital Motion Control Techniques for Electrical Drives”, Electrical Machines and Power Electronics Department of Electric Power Engineering Royal Institute of Technology, 2000.
- [45]Roman Lysecky e Frank Vahid, “A Study of the Speedups and Competitiveness of FPGA Soft Processor Cores using Dynamic Hardware/Software Partitioning”, Department of Computer Science and Engineering University of California, Riverside, 2005.
- [46]“ASIC to FPGA Design Methodology and Guidelines”, Altera, October 2007.
- [47]Karen Parnell e Roger Bryner, “Comparing and Contrasting FPGA and Microprocessor System Design and Development”, Xilinx, July 2004.
- [48]Peter Vas, Sensorless vector and direct torque control”, Oxford University Press, Oxford, 1998.