

**CONTROLE PRECISO DE POSIÇÃO DO MOTOR SÍNCRONO
DE ÍMÃ PERMANENTE USANDO REDES NEURAIS
ARTIFICIAIS PARA APLICAÇÃO EM ROBÓTICA**

RAYMUNDO CORDERO GARCÍA

CAMPO GRANDE

2009

UNIVERSIDADE FEDERAL DO MATO GROSSO DO SUL
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA

CONTROLE PRECISO DE POSIÇÃO DO MOTOR SÍNCRONO
DE ÍMÃ PERMANENTE USANDO REDES NEURAIS
ARTIFICIAIS PARA APLICAÇÃO EM ROBÓTICA

Dissertação submetida à
Universidade Federal de Mato Grosso do Sul
como parte dos requisitos para
obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica

RAYMUNDO CORDERO GARCÍA

Campo Grande, Dezembro de 2009.

CONTROLE PRECISO DE POSIÇÃO DO MOTOR SÍNCRONO DE ÍMÃ PERMANENTE USANDO REDES NEURAIS ARTIFICIAIS PARA APLICAÇÃO EM ROBÓTICA

Raymundo Cordero García

Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em *Controle de Máquinas*, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Mato Grosso do Sul - Campo Grande - MS.

João Onofre Pereira Pinto, Dr.
Orientador

Luciana Cambraia Leite, Dra
Coordenadora do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

João Onofre Pereira Pinto, Dr
Presidente

Walter I. Suemitsu, Dr

Nicolau Pereira Filho, Dr

A Deus, pela vida.
A minha família, pelo amor.
A 'ela', pelo caminho que
percorro faz tanto tempo.

AGRADECIMENTOS

Tenho profunda estima a todas as pessoas que conheci ao longo do curso de Mestrado em Engenharia Elétrica oferecido pela UFMS.

Agradeço:

Primeiro à Divinidade, pelos dias gratos, os de trabalho, e pelos dias em que nada está bem. Tudo tem um propósito. Sou eu quem tarda em aprender.

A minha família, por seu amor e cuidados.

Ao meu orientador, Prof. PhD. João Onofre Pereira Pinto pela oportunidade de desenvolver pesquisa, sendo estrangeiro.

Ao laboratório BATLAB. Em especial a Márcio e René, as pessoas que mais ajudaram quando cheguei ao Brasil. A Luigi e Jurandir, pelo apoio durante a elaboração desta dissertação

Ao CIEEP-Perú. Obrigado Braulio, Jean, Italo, Georgette, Renso, Ary e Christian.

A "ela", pelo caminho que percorro.

Resumo da Dissertação apresentada à UFMS como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

CONTROLE PRECISO DE POSIÇÃO DO MOTOR SÍNCRONO DE ÍMÃ PERMANENTE USANDO REDES NEURAIS ARTIFICIAIS PARA APLICAÇÃO EM ROBÓTICA

Raymundo Cordero García

Dezembro/2009

Orientador: João Onofre Pereira Pinto, Dr.

Área de Concentração: Inteligência artificial - Teoria e Aplicações em Sistemas de Energia.

Palavras-chave: Motor síncrono de ímã permanente, controle vetorial, redes neurais, modulação por vetores espaciais, estimação de torque de carga.

Números de Páginas: 94.

RESUMO: O tema de estudo do presente trabalho é o controle vetorial da posição do motor síncrono de ímã permanente (*PMSM*) operando como servomecanismo de precisão. Redes neurais artificiais foram usadas para desenvolver novas técnicas de leitura do sensor de posição, da estimação do torque de carga mecânica, e a substituição dos controladores convencionais *PI* por sistemas inteligentes. Finalmente, baseando-se em conceitos de álgebra linear, obteve-se uma simplificação da modulação por vetores espaciais (*SV-PWM*). O resultado foi um sistema de controle de posição robusto, preciso e com baixo custo computacional para implementação. Os resultados de simulação e experimentais demonstram a precisão e simplicidade do controlador proposto.

Abstract of Dissertation presented to UFMS as a partial fulfillment of the requirements
for the degree of Master in Electrical Engineering

**PRECISE CONTROL OF PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS
MOTOR USING ARTIFICIAL NEURAL NETWORKS FOR APPLICATION
IN ROBOTICS**

Raymundo Cordero García

December/2009

Advisor : João Onofre Pereira Pinto, Dr.

Area of concentration: Artificial Intelligence - Theory and Applications in Energy Systems.

Keywords: Permanent magnet synchronous motor, vector control, artificial neural networks, space vector modulation, load torque estimation.

Number of pages: 94.

ABSTRACT: The scope of this work is the vector control of the position of a permanent magnet synchronous motor (*PMSM*) operating as a precise servomechanism. Artificial neural networks were used to develop new techniques for measurement of position, load torque estimation and the substitution of conventional *PI* controllers by intelligent systems. Finally, it was developed a simplification of the space vector modulation (*SV-PWM*) algorithm based on linear algebra. The result of this work is a new control system robust and precise, with a low computational cost for its implementation. The simulation and experimental results demonstrate the precision and simplicity of the proposed controller.

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1 – INTRODUÇÃO	1
1.1 Introdução	1
1.2 Definição do problema	1
1.3 Objetivos do trabalho	2
1.4 Justificativa do tema de estudo	3
1.5 Organização dos capítulos	3
CAPÍTULO 2 – CONTROLE CONVENCIONAL DO PMSM	5
2.1 Introdução	5
2.2 Motor síncrono de ímã permanente (PMSM)	5
2.2.1 Classificação do PMSM	5
2.2.2 Modelagem do PMSM	6
2.2.2.1 Modelo trifásico do PMSM	7
2.2.2.2 Transformada de Park	8
2.2.2.3 Modelo dq do PMSM	10
2.3 Medição do ângulo mecânico do rotor	12
2.3.1 Sensor de posição resolver	13
2.3.2 Sistema convencional de leitura do sensor resolver	14
2.4 Inversor de dois níveis	16
2.4.1 Modulação por vetores espaciais (SV-PWM)	17
2.5 Controle vetorial do PMSM em malha fechada	21
2.6 Objetivos do sistema de controle a projetar	24
2.7 Comentários finais	26
CAPÍTULO 3 – REDES NEURAIS ARTIFICIAIS	27
3.1 Introdução	27
3.2 Conceitos básicos	27

3.2.1	O sistema nervoso humano.....	27
3.2.2	Modelo de neurônio artificial.....	29
3.2.3	Arquitectura das redes neurais artificiais.....	30
3.2.4	Classificação das técnicas de aprendizagem.....	30
3.2.5	Vantagens das redes neurais.....	32
3.3	Redes ADALINE.....	32
3.3.1	Algoritmo de treinamento.....	33
3.3.2	Considerações sobre o treinamento da rede ADALINE.....	34
3.4	Justificativa do uso das redes ADALINE.....	35
3.5	Comentários finais.....	36
CAPÍTULO 4 – LEITURA ROBUSTA DE POSIÇÃO BASEADA EM REDES		
	NEURAIAS ARTIFICIAIS	37
4.1	Introdução.....	37
4.2	Algoritmo de leitura do sensor de posição	37
4.3	Simulação do sistema de lectura de posição.....	40
4.4	Comentários finais.....	43
CAPÍTULO 5 – ESTIMADOR DE TORQUE DE CARGA BASEADO EM REDES		
NEURAIAS ARTIFICIAIS E ANÁLISE NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA		44
5.1	Introdução.....	44
5.2	Conceitos básicos.....	44
5.3	Análise do torque e da aceleração no domínio da frequência.....	46
5.4	Estimação do momento de inércia do rotor.....	49
5.5	Estimação do torque de carga.....	50
5.6	Comentários finais.....	50
CAPÍTULO 6 – SIMPLIFICAÇÃO DO ALGORITMO SV-PWM		52
6.1	Introdução.....	52
6.2	Mudança de variáveis.....	52

6.3	Redução do número de equações por simetria de 180°	53
6.3.1	Rotação de vetores	53
6.3.2	Efeito da rotação na identificação do setor de trabalho	54
6.3.3	Efeito da rotação no cálculo dos tempos de comutação	56
6.3.4	Efeito da rotação nos estados de comutação	57
6.3.5	Rotação condicional do vetor espacial de referência	58
6.4	Fórmulas dos intervalos de tempo e estados de comutação	59
6.5	Simulação do algoritmo SV-PWM simplificado	63
6.6	Comentários finais	65
CAPÍTULO 7	– CONTROLADORES INTELIGENTES EM MALHA FECHADA	66
7.1	Introdução	66
7.2	Controladores adaptativos	66
7.3	Análise da malha de posição	67
7.4	Análise das malhas de corrente	69
7.5	Controladores PID base	71
7.6	Correção adaptativa da lei de controle	72
7.7	Comentários finais	74
CAPÍTULO 8	– RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS	75
8.1	Introdução	75
8.2	Especificações do sistema de controle	75
8.3	Resultados de simulação	77
8.4	Resultados experimentais	81
8.5	Comentários finais	85
CAPÍTULO 9	– CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	86
	REFERÊNCIAS	88

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1	Modelo trifásico do PMSM.....	7
Figura 2.2	Representação da transformada de Park.....	9
Figura 2.3	Circuito equivalente no eixo d.....	12
Figura 2.4	Circuito equivalente no eixo q.....	12
Figura 2.5	Estrutura do sensor resolver.....	13
Figura 2.6	Diagrama do conversor resolver a digital (RDC).....	14
Figura 2.7	Diagrama de um inversor de dois níveis.....	16
Figura 2.8	Setores de trabalho definidos pelos vetores espaciais não nulos do inversor.....	18
Figura 2.9	Controle convencional de posição em malha fechada de um PMSM.....	21
Figura 2.10	Diagrama de blocos do sistema de controle de posição a projetar.....	25
Figura 3.1	Estrutura do neurônio biológico.....	28
Figura 3.2	O cérebro humano.....	28
Figura 3.3	Estrutura de um neurônio artificial.....	29
Figura 3.4	Esquema da rede ADALINE para modelagem de sistemas com dinâmica desconhecida.....	33
Figura 4.1	Diagrama da função $\text{atan2}(y,x)$	38
Figura 4.2	Fluxograma do sistema proposto de leitura do sensor de posição.....	39
Figura 4.3	Modelagem do sensor de posição resolver em SIMULINK.....	40
Figura 4.4	Modelagem do algoritmo de leitura de posição baseado em redes neurais artificiais.....	40
Figura 4.5	Diagrama de teste do sistema de leitura do sensor de posição.....	40
Figura 4.6	Cálculo do ângulo mecânico sem ruído nos dados.....	41
Figura 4.7	Ruído adicionado na referência de posição.....	42
Figura 4.8	Cálculo do ângulo mecânico com ruído nos dados.....	42
Figura 4.9	Erro do cálculo da posição permitindo ângulos negativos.....	42
Figura 5.1	Comparação dos espectros de magnitude de ondas senoidais com o ruído branco.....	45
Figura 5.2	Torques mecânico, eletromagnético e ruído no espectro de magnitude.....	47
Figura 5.3	Fluxograma do estimador de carga baseado em redes neurais artificiais e análise em frequência.....	51
Figura 5.4	Diagrama de blocos do estimador de carga em SIMULINK.....	51
Figura 6.1	Relação de simetria entre o setores I e IV.....	58
Figura 6.2	Fluxograma do algoritmo SV-PWM simplificado.....	62
Figura 6.3	Diagrama de blocos do algoritmo SV-PWM simplificado.....	63
Figura 6.4	Diagrama de testes do algoritmo SV-PWM simplificado.....	63
Figura 6.5	Simulação do algoritmo SV-PWM proposto para 50V pico.....	64

Figura 6.6	Simulação do algoritmo SV-PWM proposto para 100V pico	64
Figura 7.1	Diagrama de blocos de um sistema de rastreamento de uma planta com integrador	68
Figura 7.2	Diagrama de blocos de um sistema de rastreamento de uma planta sem integrador	69
Figura 7.3	Fluxograma do sistema de correção da lei de controle	73
Figura 7.4	Estrutura do controlador de posição com correção	73
Figura 7.5	Estrutura do controlador de corrente com correção	74
Figura 8.1	Diagrama de simulação do sistema de controle completo	76
Figura 8.2.	Referência de posição no primeiro conjunto de testes	77
Figura 8.3.	Estimação da inércia do rotor	78
Figura 8.4.	Estimação do torque de carga. Primeiro conjunto de teste	78
Figura 8.5.	Resultados para o primeiro conjunto de testes: Planta nominal	79
Figura 8.6.	Resultados para o primeiro conjunto de testes: Planta modificada	79
Figura 8.7.	Estimação do torque de carga. Segundo conjunto de teste	80
Figura 8.8.	Resultados para o segundo conjunto de testes: Planta nominal	80
Figura 8.9.	Resultados para o segundo conjunto de testes: Planta modificada	81
Figura 8.10.	Bancada de teste experimental	82
Figura 8.11.	Teste experimental do controlador de posição para um conjunto de referências tipo degrau	83
Figura 8.12.	Ampliação da Figura 8.11	83
Figura 8.13.	Erro de posição com compensação de carga	84
Figura 8.14.	Erro de posição sem compensação de carga	84
Figura 8.15.	Erro de posição para a referência senoidal	85

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1	Vetores espaciais gerados pelo inversor de dois níveis.....	18
Tabela 3.1	Funções de ativação usados em redes neurais artificiais.....	29
Tabela 6.1	Fórmulas dos intervalos de tempo de comutação.....	52
Tabela 6.2	Intervalos de tempo de comutação em função de k_1 e k_2	53
Tabela 6.3	Intervalos de tempo de comutação para os setores I, II e III.....	59
Tabela 6.4	Intervalos de tempo em relação de k_1 , k_2 , p_1 e p_2	60
Tabela 6.5	Estados de comutação por fase em relação de k_1 , k_2 , p_1 e p_2	60
Tabela 8.1	Parâmetros do motor PMSM.....	75

1 CAPÍTULO I – INTRODUÇÃO

1.1 Introdução

Atualmente, os sistemas robóticos são aplicados em importantes processos industriais como na manufatura computarizada, fabricação de circuitos eletrônicos, nano-tecnologia, cirurgia computarizada, entre outras [1], [2]. A base destes sistemas são os servomecanismos, ou seja, motores cuja posição pode ser controlada com exatidão.

Na implementação dos servomecanismos, o motor síncrono de ímã permanente (*PMSM*) está substituindo o motor de corrente contínua (*CC*) por sua robustez, maior facilidade de manutenção, melhor relação torque/inércia, menor ruído acústico e excelente resposta dinâmica [3]. Adicionalmente, o uso do *PMSM* apresenta vantagens em relação aos motores de indução: o *PMSM* tem um comportamento dinâmico mais simples e maior eficiência no consumo de energia elétrica, devido à ausência de enrolamentos no rotor [4]. Como principal desvantagem, o *PMSM* tem um comportamento não linear e seu controle é mais complexo comparado com o motor de corrente contínua.

Através de um conjunto de transformações matemáticas, obtém-se um modelo *dq* do *PMSM* análogo ao do motor *CC*. Esta modelagem permite aplicar técnicas de controle clássico, realimentação de estados, controle robusto e adaptativo, inteligência artificial, entre outras [5].

Neste trabalho de dissertação serão tratados os principais problemas no uso do *PMSM* como servomecanismo, com o objetivo de projetar um controlador de precisão e robusto na presença de ruído, perturbações e variações dos parâmetros do motor.

1.2 Definição do problema

Um servomecanismo é uma máquina elétrica com um sistema de controle em malha fechada cuja posição angular pode ser controlada. Em geral, existem dois requisitos que estes equipamentos devem atender [6]:

- a) Regulação: Manter a posição dentro de determinados limites, ainda quando acontecer variações de carga externa.
- b) Rastreamento ou *tracking*: A posição real deve seguir a referência desejada, com um mínimo de erro.

Para cumprir com as exigências de regulação e rastreamento, devem-se tratar principalmente quatro problemas:

- a) Medir a posição angular do rotor com precisão e rejeição a ruído. Os sensores de posição *resolver* são usados nas aplicações de alta exatidão [7]. Não obstante, o cálculo da posição a partir das suas saídas convencionalmente requer equipamentos custosos, o que motiva a pesquisa sobre substitutos implementados tanto em hardware como em software.
- b) Rejeitar as perturbações produzidas pela carga mecânica externa.
- c) Projetar um controlador que seja robusto ante variações dos parâmetros do motor e considerando que o *PMSM* é um sistema não linear cuja dinâmica muda com o ponto de operação.
- d) Para fornecer energia ao *PMSM*, é utilizado um inversor como atuador do sistema de controle. Como este equipamento gera somente valores discretos de tensão ou corrente, é necessário um algoritmo de modulação para sintetizar os sinais de controle que são geralmente valores contínuos. A modulação por vetores espaciais (*SV-PWM*) é uma das melhores técnicas para este propósito. Por outro lado, seu alto custo computacional motiva pesquisas relacionadas à simplificação deste algoritmo de modulação.

1.3 Objetivos do trabalho

Para criar um sistema de controle preciso de posição de um *PMSM*, foram estabelecidos os seguintes objetivos de trabalho:

- a) Criação de um sistema de leitura de posição usando um sensor de posição *resolver*.
- b) Criação de um estimador de torque de carga mecânica para compensar as perturbações externas.
- c) Projetar um controlador inteligente baseado em redes neurais que controle o motor para atingir a posição desejada com alta precisão, para diferentes pontos de operação e robusto ante variações dos parâmetros do motor.
- d) Simplificação do algoritmo de modulação por vetores espaciais, para reduzir o custo computacional da sua implementação.

1.4 Justificativa do tema de estudo

Os processos produtivos automatizados necessitam constantemente de ferramentas com maior precisão, melhor resposta dinâmica e robustez. Tem-se, por exemplo, a fabricação de circuitos integrados com uma crescente escala de integração e a manufatura de peças mecânicas com valores de tolerância cada vez menores.

Como o *PMSM* é um sistema não linear, de variáveis acopladas, cujos parâmetros podem mudar com o tempo (pelo aquecimento dos enrolamentos, atrito, etc.), sujeito a perturbações e ruído, os controladores *PI* convencionais não possibilitam atingir os níveis de precisão e robustez necessários, fomentando o uso de novas técnicas de controle [7].

Por outro lado, o controle baseado em redes neurais tem sido amplamente discutidos na literatura. Entre as vantagens do uso deste algoritmo no controle está seu rápido processamento paralelo de sinal, econômica implementação em *chip* "ASIC", adaptabilidade, e inerente capacidade de tolerância a falha.

1.5 Organização dos capítulos

A apresentação deste trabalho, incluída a introdução anterior, segue a seguinte estrutura:

- a) **CAPÍTULO 1 – INTRODUÇÃO:** Estabelece-se a importância do tema de estudo. Definem-se os problemas a tratar e os objetivos de trabalho.
- b) **CAPÍTULO 2 – CONTROLE CONVENCIONAL DO PMSM:** O capítulo expõe os conhecimentos básicos para a compreensão do tema de estudo, o modelagem dos componentes do sistema de controle e faz uma revisão bibliográfica sobre as pesquisas desenvolvidas, para melhorar o desempenho dos controladores de posição de um PMSM.
- c) **CAPÍTULO 3 – REDES NEURAIS ARTIFICIAIS:** São apresentados conceitos básicos sobre as redes neurais, para compreender sua aplicação nos algoritmos de controle inteligente.
- d) **CAPÍTULO 4 – LEITURA ROBUSTA DE POSIÇÃO BASEADA EM REDES NEURAIS ARTIFICIAIS:** É descrito o algoritmo para a leitura do sensor de posição de forma precisa e robusta ante ruído, usando redes neurais.

- e) **CAPÍTULO 5 – ESTIMADOR DE TORQUE DE CARGA BASEADO EM REDES NEURAIS ARTIFICIAIS E ANÁLISE NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA:** Propõe-se um novo estimador de torque de carga baseado nas propriedades do torque mecânico, eletromagnético e o ruído no domínio de frequência.
- f) **CAPÍTULO 6 – SIMPLIFICAÇÃO DO ALGORITMO SV-PWM:** Foram desenvolvidas fórmulas tanto dos intervalos de tempo e dos estados de comutação por fase do inversor, substituído o uso de tabelas. O resultado é um novo algoritmo SV-PWM simplificado, eficiente enquanto a velocidade de processamento e espaço de memória requeridos.
- g) **CAPÍTULO 7 – CONTROLADORES INTELIGENTES EM MALHA FECHADA:** É explicado o projeto de um controlador inteligente baseado em redes neurais, robusto ante variações dos parâmetros do motor.
- h) **CAPÍTULO 8 – RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS:** São apresentados as características do motor a considerar, o diagrama de simulação e a bancada de teste experimental. Os resultados dos testes de simulação e os experimentais são organizados e comentados.
- i) **CAPÍTULO 9 – CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS**

2 CAPÍTULO II – CONTROLE CONVENCIONAL DO PMSM

2.1 Introdução

Neste capítulo serão explicados os conceitos básicos relacionados aos componentes de um sistema convencional de controle vetorial do motor síncrono de ímã permanente. O objetivo do capítulo é fornecer o fundamento teórico para a compreensão dos problemas a ser tratados e os algoritmos desenvolvidos neste trabalho.

2.2 Motor síncrono de ímã permanente (PMSM)

O motor síncrono de ímã permanente (*PMSM*) é uma máquina trifásica de corrente alternada síncrona onde os enrolamentos no rotor são substituídos por um arranjo de ímãs que fornece um fluxo rotórico constante e sem perdas de energia [7]. Este motor tem uma alta relação torque/inércia, sendo possível, teoricamente, operar com um fator de potência unitário [8].

2.2.1 Classificação do PMSM

O *PMSM* pode ser clasificado segundo dois critérios [7]-[9], conforme a seguir:

a) Pela disposição dos ímãs no rotor:

- Ímãs na superfície: Este tipo de motor possui simplicidade construtiva, baixo momento de inércia, e pouca variação de relutância em função da posição. Este motor é o mais utilizado como servomecanismos.
- Ímãs no interior: Usado em aplicações de alta velocidade. Este motor é mais custoso comparado com os de ímas na superfície, e apresenta uma maior variação na sua relutância.

b) Pela forma de onda da força contraeletromotriz (f_{cem}):

- Síncrono senoidal. As três fases do motor conduzem o tempo todo, gerando um torque eletromagnético com menores ondulações em relação ao síncrono trapezoidal, característica desejada no momento de fabricar servomecanismos.
- Síncrono trapezoidal ou *brushless DC (BLDC)*: Em cada instante, somente duas fases conduzem. Por sua construção, estes motores são mais econômicos que os síncronos senoidais.

Como toda máquina síncrona, a frequência elétrica da alimentação deve estar sincronizada com a velocidade rotórica. Portanto, é necessário o uso da eletrônica de potência para gerar torque útil em regime permanente, apesar das perturbações de carga que possam acontecer [9].

2.2.2 Modelagem do PMSM

No estudo do motor síncrono de ímã permanente, será usada a seguinte nomenclatura:

D :	coeficiente de atrito;
e_{fcm} :	força contraeletromotriz;
i_{as}, i_{bs}, i_{cs} :	correntes estatóricas por fase;
i_d, i_q :	correntes nos eixos d e q do estator;
J :	momento de inércia;
L :	indutância equivalente por fase;
L_d, L_q :	auto-indutâncias nos eixos d e q;
L_s :	auto-indutância por fase;
M :	indutância mutua;
P :	número de pares de pólos;
R_s :	resistência nos enrolamentos do estator;
T_{em} :	torque eletromagnético;
T_L :	torque de carga;
v_{an}, v_{bn}, v_{cn} :	tensões fase-neutro nos terminais do estator;
v_d, v_q :	tensões nos eixos d e q do estator;
ϕ_a, ϕ_b, ϕ_c :	fluxo concatenado estabelecido pelos ímãs permanentes;
ϕ_m :	amplitude do fluxo concatenado estabelecido pelos ímãs;
$\lambda_a, \lambda_b, \lambda_c$:	fluxos por fase;
λ_d, λ_q :	fluxos nos eixos d e q;
θ :	posição mecânica do rotor;
θ_e :	ângulo elétrico;
ω :	velocidade mecânica;
δ :	ângulo do sistema de referência dq respeito à fase A;

2.2.2.1 Modelo trifásico do PMSM

A Figura 2.1 mostra o modelo trifásico do *PMSM* definido no sistema de referência estacionário [9], [10]. Pode-se observar que não é possível identificar circuitos de excitação (responsável pela geração de fluxo magnético) e de armadura (responsável pelo torque electromagnético), como no caso do motor CC.

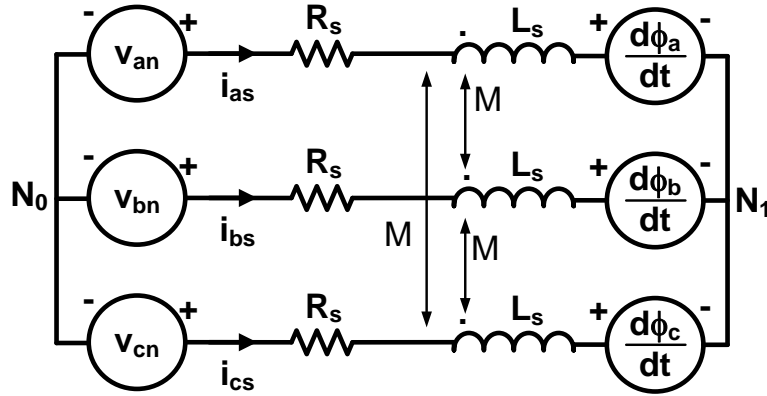


Figura 2.1. Modelo trifásico do PMSM

A equação (2.1) descreve o modelo trifásico do *PMSM*. O sentido da corrente é positivo segundo mostrado na Figura 2.1.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

O fluxo concatenado nas três fases é dado pela equação (2.2):

$$\begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & -M & -M \\ -M & L_s & -M \\ -M & -M & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Sendo:

$$\begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_m \cos(P\theta) \\ \phi_m \cos(P\theta - 2\pi/3) \\ \phi_m \cos(P\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Segundo a equação (2.3), como o rotor gira, o ângulo mecânico (θ) e os fluxos estabelecidos pelos ímãs (ϕ_a, ϕ_b, ϕ_c) mecânico mudam com o tempo.

Definindo a indutância equivalente por fase como:

$$L = L_s + M \quad (2.4)$$

De (2.1), (2.2), (2.3) e (2.4), obtém-se:

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} P\omega\phi_m \sin(P\theta) \\ P\omega\phi_m \sin(P\theta - 2\pi/3) \\ P\omega\phi_m \sin(P\theta - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

As equações (2.3) e (2.5) mostram que os fluxos são funções não lineares variantes no tempo (dependem da posição do rotor), e as variáveis por fase estão acopladas. Tal modelagem dificulta a análise e o controle do *PMSM*.

Na seqüência, será explicado como a transformada Park é utilizada para obter um modelo simplificado com variáveis desacopladas e semelhante ao motor CC.

2.2.2.2 Transformada de Park

Para obter um modelo simplificado de uma máquina trifásica de corrente alternada, utiliza-se a transformada de Park, uma operação matemática que representa um conjunto de variáveis trifásicas $\mathbf{F}_{abc} = [f_a \ f_b \ f_c]^T$, em um sistema de referência ortogonal *dq0*, onde as novas variáveis obtidas $\mathbf{F}_{dq0} = [f_d \ f_q \ f_0]^T$, são desacopladas [10], [11]. A equação (2.6) mostra a matriz de transformação de Park.

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin(\delta) & \sin(\delta - 2\pi/3) & \sin(\delta + 2\pi/3) \\ \cos(\delta) & \cos(\delta - 2\pi/3) & \cos(\delta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Sendo δ o ângulo do sistema de referência em relação ao eixo da fase *a*.

No caso de sistemas trifásicos balanceados e com neutro isolado, a soma das variáveis trifásicas é zero. Portanto, por (2.6):

$$f_0 = f_a + f_b + f_c = 0 \quad (2.7)$$

Nesse caso, a transformada de Park representa variáveis trifásicas em um sistema de referência *dq* com duas componentes desacopladas. A Figura 2.2 mostra o conceito da transformada de Park.

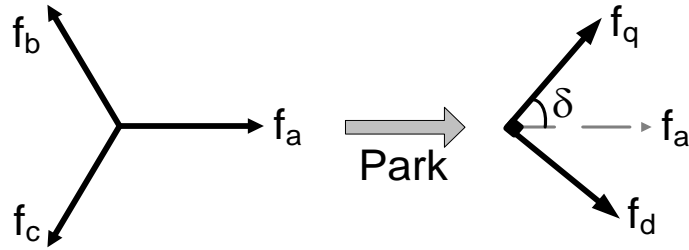


Figura 2.2. Representação da transformada de Park.

Na análise de máquinas trifásicas de corrente alternada, as componentes f_d e f_q são associadas aos circuitos de campo (gerador de fluxo magnético) e de armadura (responsável pelo torque) de uma máquina de corrente contínua respectivamente [7].

Agora será demonstrada a utilidade desta transformação na análise de sistemas trifásicos. Seja $[\phi_a \ \phi_b \ \phi_c]^T$ o conjunto de fluxos concatenados estabelecidos pelos ímas permanentes descrito em (2.3). Será aplicada a transformada de Park usando um sistema de referência síncrono onde $\delta = P\theta$. Os resultados são mostrados a seguir:

$$\begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_m \cos(P\theta) \\ \phi_m \cos(P\theta - 2\pi/3) \\ \phi_m \cos(P\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \\ \phi_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin(\delta) & \sin(\delta - 2\pi/3) & \sin(\delta + 2\pi/3) \\ \cos(\delta) & \cos(\delta - 2\pi/3) & \cos(\delta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \\ \phi_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin(\delta) & \sin(\delta - 2\pi/3) & \sin(\delta + 2\pi/3) \\ \cos(\delta) & \cos(\delta - 2\pi/3) & \cos(\delta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_m \cos(P\theta) \\ \phi_m \cos(P\theta - 2\pi/3) \\ \phi_m \cos(P\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

Substituindo $P\theta$ por δ em (2.8):

$$\begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \\ \phi_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin(\delta) & \sin(\delta - 2\pi/3) & \sin(\delta + 2\pi/3) \\ \cos(\delta) & \cos(\delta - 2\pi/3) & \cos(\delta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_m \cos(\delta) \\ \phi_m \cos(\delta - 2\pi/3) \\ \phi_m \cos(\delta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

A partir das seguintes identidades trigonométricas [12]:

$$\begin{aligned} 2\sin(x)\cos(x) &= \sin(2x) \\ 2\cos^2(x) &= 1 + \cos(2x) \end{aligned} \quad (2.10)$$

Operando a multiplicação matricial em (2.9), e aplicando (2.10):

$$\begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \\ \phi_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \phi_m \begin{bmatrix} \sin(2\delta) + \sin(2\delta - 4\pi/3) + \sin(2\delta + 4\pi/3) \\ 3 + \cos(2\delta) + \cos(2\delta - 4\pi/3) + \cos(2\delta + 4\pi/3) \\ \cos(\delta) + \cos(\delta - 2\pi/3) + \cos(\delta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Como as funções seno e cosseno têm um período de 2π , a equação (2.11) pode ser expressada da seguinte maneira:

$$\begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \\ \phi_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \phi_m \begin{bmatrix} \sin(2\delta) + \sin(2\delta + 2\pi/3) + \sin(2\delta - 2\pi/3) \\ 3 + \cos(2\delta) + \cos(2\delta + 2\pi/3) + \cos(2\delta - 2\pi/3) \\ \cos(\delta) + \cos(\delta + 2\pi/3) + \cos(\delta - 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Usando propriedades trigonométricas, pode-se demonstrar [12]:

$$\cos(x) + \cos\left(x + \frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left(x - \frac{2\pi}{3}\right) = 0 \quad (2.13)$$

$$\sin(x) + \sin\left(x + \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(x - \frac{2\pi}{3}\right) = 0 \quad (2.14)$$

O resultado de (2.13) e (2.14) é congruente com o fato de que a soma de tensões ou correntes trifásicas balanceadas desfasadas 120° entre elas é zero. Substituindo (2.13) e (2.14) em (2.12):

$$\begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \\ \phi_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \phi_m \begin{bmatrix} 0 \\ 3 - 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \phi_m \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

A equação (2.15) demonstra que a transformada de Park permite representar fluxos concatenados não lineares (variantes no tempo) através de valores constantes (invariantes no tempo) definidas em um sistema de referência síncrono.

2.2.2.3 Modelo dq do PMSM

No caso do PMSM, geralmente é usada a transformada de Park considerando um sistema de referência que gire a velocidade síncrona, porque as variáveis senoidais tornam-se constantes, como indicado em [9], [11] e demonstrado por (2.15).

O ângulo do sistema de referência síncrono a usar na transformada de Park é igual ao ângulo elétrico do motor, definido em (2.16):

$$\delta = \theta_e = P\theta \quad (2.16)$$

Aplicando a transformada de Park ao modelo trifásico descrito na seção 2.2.2.1, obtém-se o modelo dq do motor síncrono de ímã permanente [10], [11]:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -P\omega L_q \\ P\omega L_d & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ e_{fcm} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

$$e_{fcm} = P\omega\phi_m \quad (2.18)$$

$$\lambda_d = L_d i_d + \phi_m \quad (2.19)$$

$$\lambda_q = L_q i_q \quad (2.20)$$

$$T_{em} = 1.5P(L_d - L_q)i_d i_q + 1.5P\phi_m i_q \quad (2.21)$$

$$J\dot{\omega} + D\omega = T_{em} - T_L \quad (2.22)$$

$$\omega = \dot{\theta} \quad (2.23)$$

No *PMSM* de pólos salientes, as auto-indutâncias nos eixos d e q são iguais à indutância equivalente por fase.

$$L_d = L_q = L = L_s + M \quad (2.24)$$

Substituído (2.24) em (2.21):

$$T_{em} = 1.5P\phi_m i_q \quad (2.25)$$

A partir das equações do modelo dq do *PMSM*, pode-se observar que, analogamente ao motor *CC*, existem duas correntes: uma responsável pelo fluxo de campo (i_d) e outra pelo torque eletromagnético (i_q), segundo (2.19) e (2.25) respectivamente.

As Figuras 2.3 e 2.4 exibem o modelo dq do *PMSM* de pólos salientes.

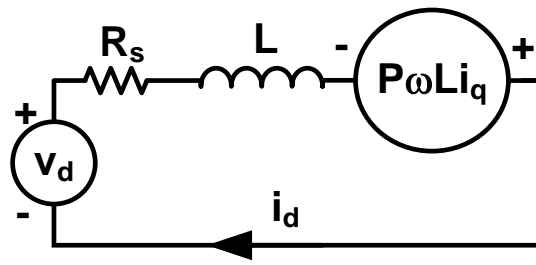


Figura 2.3. Circuito equivalente no eixo d.

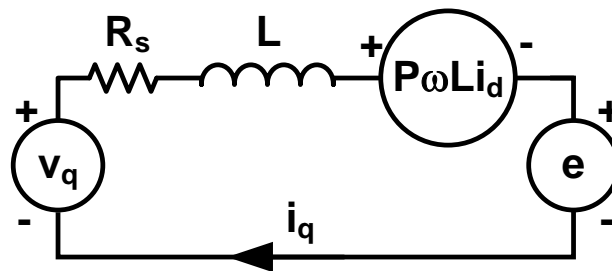


Figura 2.4. Circuito equivalente no eixo q.

Para garantir que o *PMSM* trabalhe em sincronismo, e sendo a variável a controlar, o ângulo mecânico do rotor deve ser conhecido, através de sensores ou estimadores. Na sequência, é discutido o tema da medição do ângulo do rotor.

2.3 Medição do ângulo mecânico do rotor

No *PMSM*, deve ser garantido o sincronismo entre a frequência de excitação elétrica e a velocidade do rotor, para assegurar a estabilidade do motor [8]. Por isso, geralmente um sensor de posição é integrado ao motor.

Por outro lado, novas pesquisas procuram desenvolver estimadores de posição, para evitar o uso do sensores que incrementam o custo de implementação. Diferentes estimadores foram propostos [13],[14], baseados somente nas equações elétricas do *PMSM* [15], ou usando sistemas *MRAS* de comparação de modelos adaptativos [16], modos deslizantes [17], redes neurais [18], filtro de Kalman [19], entre outras.

Os estimadores de velocidade mencionados possuem diferentes níveis de robustez às variações dos parâmetros elétricos do motor. Não obstante, as indústrias que utilizam sistemas robóticos geralmente preferem sistemas com sensores de posição por questão de confiabilidade. Portanto, neste trabalho será considerado o uso de um sensor de posição.

Os sensores de posição mais utilizados na indústria são o *encoder* e o *resolver*. Um *encoder* é um transdutor rotativo que transforma movimento angular em uma série de pulsos digitais [8], [20]. Tem baixo custo econômico, porém sua resolução é mecanicamente limitada. Nas aplicações de alta precisão geralmente é usado o sensor de posição *resolver*. Este sensor fornece informação de posição em formato analógico, é robusto e com uma maior precisão que os *encoders* [20].

2.3.1 Sensor de posição resolver

O sensor *resolver* determina a posição angular absoluta do rotor do motor. Este sensor é composto de um enrolamento rotórico de excitação e dois enrolamentos estatóricos de saída, desfasados 90° entre elas. Sua estrutura é mostrada na Figura 2.5.

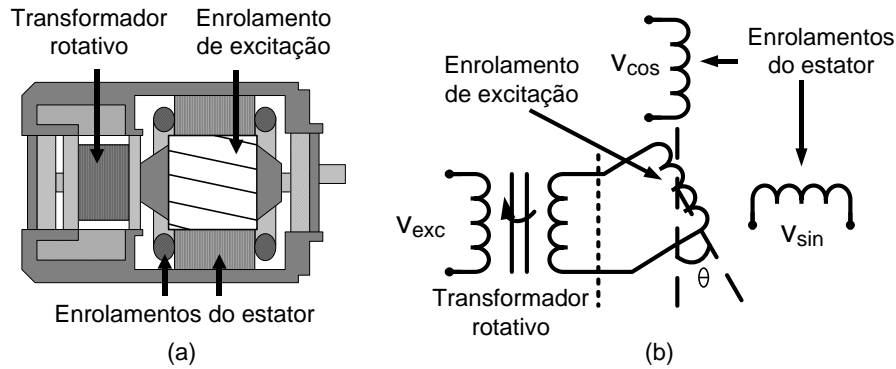


Figura 2.5. Estrutura do sensor resolver: a) diagrama físico, b) circuito esquemático.

O enrolamento do rotor recebe uma onda senoidal de excitação com frequência entre 1 kHz a 10 kHz, através de um transformador rotativo [20]:

$$v_{exc} = a_{exc} \text{sen}(\omega_{exc} t) \quad (2.26)$$

A excitação no rotor induz tensões nos enrolamentos de saída [21]:

$$v_{sen} = k a_{exc} \left[\text{sen}(\theta) \text{sen}(\omega_{exc} t) + \frac{d\theta}{dt} \frac{\cos(\theta) \cos(\omega_e t)}{\omega_{exc}} \right] \quad (2.27)$$

$$v_{cos} = k a_{exc} \left[\cos(\theta) \text{sen}(\omega_{exc} t) + \frac{d\theta}{dt} \frac{\text{sen}(\theta) \cos(\omega_e t)}{\omega_{exc}} \right] \quad (2.28)$$

Sendo:

ω_{exc} :	freqüência do sinal de excitação;
k :	razão entre os enrolamentos do estator e rotor do sensor;
θ :	ângulo mecânico;
V_{exc} :	sinal de excitação de entrada;
a_{exc} :	amplitude do sinal de excitação;
V_{sen}, V_{cos} :	saídas do sensor;

Se a velocidade mecânica for muito menor que a freqüência de excitação, as equações (2.27) e (2.28) podem ser simplificadas:

$$V_{sen} = k a_{exc} \sin(\theta) \sin(\omega_{exc} t) \quad (2.29)$$

$$V_{cos} = k a_{exc} \cos(\theta) \sin(\omega_{exc} t) \quad (2.30)$$

Das equações (2.29) e (2.30), pode-se observar que a informação da posição está modulada em amplitude nas saídas do sensor, sendo necessário um sistema para obter o ângulo do rotor, tema descrito na seqüência.

2.3.2 Sistema convencional de leitura do sensor resolver

A obtenção da posição do rotor a partir dos sinais do sensor *resolver* convencionalmente é efetuada por um equipamento chamado conversor resolver a digital (RDC), cuja estrutura é mostrada na Figura 2.6. A medição do ângulo está baseada em um sistema de rastreamento em malha fechada [22].

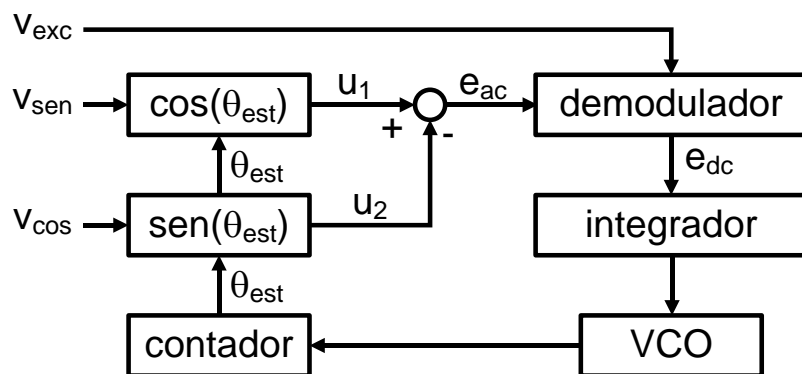


Figura 2.6. Diagrama do conversor resolver a digital (RDC).

Em primeiro lugar, as duas saídas do sensor de posição são multiplicadas pelo seno e cosseno do ângulo estimado:

$$u_1 = ka_{exc} \text{sen}(\omega t) \text{sen}(\theta) \cos(\theta_{est}) \quad (2.31)$$

$$u_2 = ka_{exc} \text{sen}(\omega t) \cos(\theta) \sin(\theta_{est}) \quad (2.32)$$

A diferença entre os sinais u_1 e u_2 , resulta em um erro e_{ac} modulado em amplitude, descrito em (2.32):

$$\begin{aligned} e_{ac} &= u_1 - u_2 = ka_{exc} \text{sen}(\omega t) [\text{sen}(\theta) \cos(\theta_{est}) - \cos(\theta) \text{sen}(\theta_{est})] \\ e_{ac} &= ka_{exc} \text{sen}(\omega t) \text{sen}(\theta - \theta_{est}) \end{aligned} \quad (2.32)$$

Um demodulador síncrono demodula e_{ac} usando o sinal de excitação, obtendo-se o seno do erro entre o ângulo real e o estimado (e_{dc}):

$$e_{dc} = k \text{sen}(\theta - \theta_{est}) \quad (2.33)$$

A integral do sinal de erro e_{dc} alimenta um oscilador controlado por tensão (VCO), o qual gera uma saída em que força que e_{dc} seja zero, através de um contador. Como consequência, o ângulo estimado converge ao valor real da posição.

$$\text{sen}(\theta - \theta_{est}) \rightarrow 0 \quad (2.34)$$

Portanto:

$$\begin{aligned} (\theta - \theta_{est}) &\rightarrow 0 \\ \theta &\rightarrow \theta_{est} \end{aligned} \quad (2.35)$$

O *RDC* fornece uma leitura com elevada precisão e rejeição de ruído. Não obstante, seu custo elevado motiva a pesquisa sobre substitutos deste equipamento [23]. Geralmente as propostas estão baseadas em malhas de realimentação para reduzir o erro entre o ângulo real e o estimado [24]-[25]. Outras demodulam os sinais de saída do sensor, obtêm a tangente do ângulo e utilizam funções trigonométricas inversas [26].

2.4 Inversor de dois níveis

Um inversor trifásico é um dispositivo constituído por semicondutores de potência (*MOSFET*, *GTO* ou *IGBT*) capaz de produzir um sinal de saída alternada a partir de uma fonte contínua de tensão (*VSI* - *voltage source inverter*) ou de corrente (*CSI* - *current source inverter*) [27]. Os *VSI* são utilizados em aplicações convencionais de controle de motores, enquanto que os *CSI* aplicam-se quando é requerido uma sinal com baixa distorsão.

Um inversor pode ser classificado também pelo número de valores de tensão discretos na saída em cada fase. Os inversores de dois níveis são os mais simples, econômicos e usados no controle de motores trifásicos. Quando for necessário sintetizar valores de tensão mais elevados e com baixo conteúdo harmônico, são usados os inversores multi-níveis.

O modelo do inversor de dois níveis é mostrado na Figura 2.7. Cada fase somente pode ter dois valores de tensão em relação ao ponto neutro (n) : $-V_{dc}/2$ e $V_{dc}/2$.

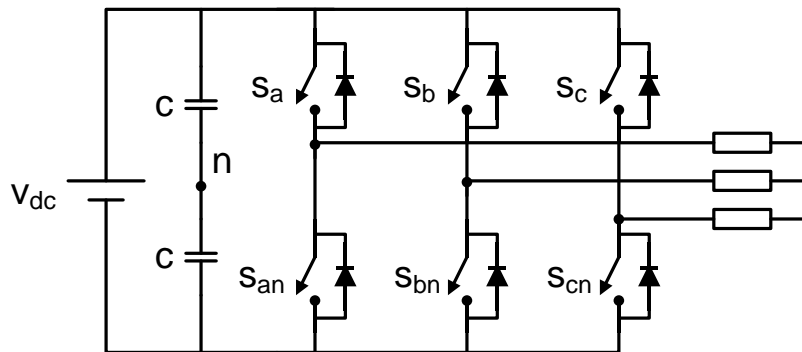


Figura 2.7. Diagrama de um inversor de dois níveis.

Se duas chaves da mesma fase estão ligadas ao mesmo tempo, então um curto circuito aconteceria na fonte de alimentação CC. Por outro lado, para evitar estados indefinidos de tensão, tais chaves tampouco podem estar desligadas simultaneamente. Como resultado, somente uma chave deve ser ligada em um determinado instante de tempo [27]. Pode-se associar a tensão de saída v_a , v_b e v_c , com o estado de comutação das chaves superiores s_a , s_b e s_c :

$$v_x = \begin{cases} v_{dc}/2; & s_x = 1 \text{ (ligado)} \\ -v_{dc}/2; & s_x = 0 \text{ (desligado)} \end{cases} ; x = a, b, c \quad (2.36)$$

Controlando apropriadamente a comutação das chaves, pode-se obter uma onda quadrada cuja fundamental corresponde à magnitude, frequência e fase desejadas, com uma distorsão harmônica reduzida. Isto é possível através de um algoritmo de modulação da onda de referência [27].

Existem diversos algoritmos de modulação. Os mais usados são a modulação senoidal (*SPWM*), eliminação seletiva de harmônicos (*SHE*), a modulação de corrente por banda de histerese, e a modulação por vetores espaciais (*SV-PWM*) [8], [27]. Entre tais técnicas, *SV-PWM* apresenta os melhores resultados quanto ao conteúdo harmônico, melhor uso da fonte CC, maior magnitude máxima da onda fundamental de tensão, e menores perdas por chaveamento [28]. Por tais razões, tal técnica de modulação será usada neste trabalho.

2.4.1 Modulação por vetores espaciais (SV-PWM)

A modulação por vetores espaciais *SV-PWM* (*space vector pulse width modulation*) é uma técnica avançada de modulação por largura de pulso e possivelmente a melhor nas aplicações de controle de máquinas trifásicas. Esta técnica considera a interação entre as fases quando a máquina trifásica tem uma conexão neutro isolado.

Na modulação *SV-PWM*, o sistema trifásico $[\mathbf{v}_a, \mathbf{v}_b, \mathbf{v}_c]^T$ é representado por meio de um vetor espacial \mathbf{V} definido no plano complexo, segundo (2.37) [8], [29] :

$$\mathbf{V} = \frac{2}{3} [\mathbf{v}_a + \mathbf{v}_b e(j2\pi/3) + \mathbf{v}_c e(j4\pi/3)] \quad (2.37)$$

O vetor espacial \mathbf{V} também pode ser expressado como a matriz $\mathbf{V} = [\mathbf{v}_\alpha \mathbf{v}_\beta]^T$, cujas componentes \mathbf{v}_α e \mathbf{v}_β são as partes real e imaginária de (2.37) :

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_\alpha \\ \mathbf{v}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (2\mathbf{v}_a - \mathbf{v}_b - \mathbf{v}_c)/3 \\ (\mathbf{v}_b - \mathbf{v}_c)/\sqrt{3} \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

No inversor de dois níveis, existem somente 8 possíveis combinações de comutação. A Tabela 2.1 mostra todos os vetores espaciais que podem ser gerados pelo inversor, calculados a partir das equações (2.35) e (2.36), junto com os estados de comutação por fase.

Tabla 2.1. Vetores espaciais gerados pelo inversor de dois níveis.

\mathbf{V}	\mathbf{v}_α	\mathbf{v}_β	$\mathbf{re}^{j\theta}$	\mathbf{s}_a	\mathbf{s}_b	\mathbf{s}_c
\mathbf{V}_0	0	0	0	0	0	0
\mathbf{V}_1	$2v_{dc}/3$	0	$(2v_{dc}/3)e(j0\pi/3)$	1	0	0
\mathbf{V}_2	$v_{dc}/3$	$v_{dc}/\sqrt{3}$	$(2v_{dc}/3)e(j\pi/3)$	1	1	0
\mathbf{V}_3	$-v_{dc}/3$	$v_{dc}/\sqrt{3}$	$(2v_{dc}/3)e(j2\pi/3)$	0	1	0
\mathbf{V}_4	$-2v_{dc}/3$	0	$(2v_{dc}/3)e(j3\pi/3)$	0	1	1
\mathbf{V}_5	$-v_{dc}/3$	$-v_{dc}/\sqrt{3}$	$(2v_{dc}/3)e(j4\pi/3)$	0	0	1
\mathbf{V}_6	$v_{dc}/3$	$-v_{dc}/\sqrt{3}$	$(2v_{dc}/3)e(j5\pi/3)$	1	0	1
\mathbf{V}_7	0	0	0	1	1	1

Os resultados da Tabela 2.1 indicam a existência de dois vetores de magnitude zero (\mathbf{V}_0 e \mathbf{V}_7), chamados vetores nulos. Os outros vetores (não nulos) têm uma magnitude de $2v_{dc}/3$, os quais dividem o plano complexo em seis setores de trabalho (de I até VI), como é mostrado na Figura 2.8.

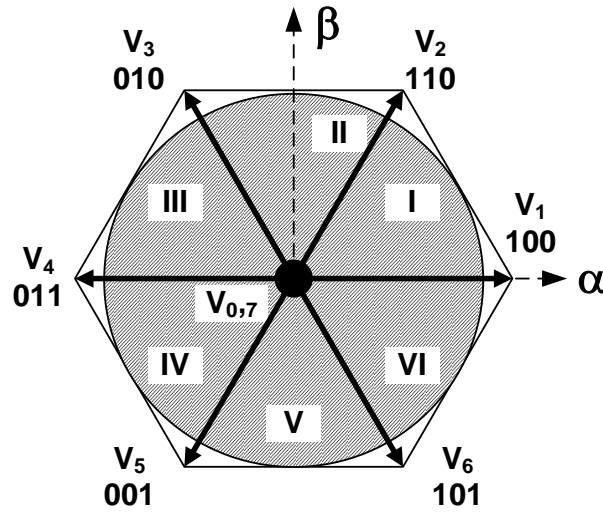


Figura 2.8. Setores de trabalho definidos pelos vetores espaciais não nulos do inversor.

De acordo com [30], os vetores não nulos do inversor podem ser expressados a partir da equação (2.37):

$$\mathbf{V}_m = \frac{2v_{dc}}{3} \exp \left[j(m-1) \frac{\pi}{3} \right] \quad (2.39)$$

Sendo $\mathbf{m} = 1, 2 \dots 6$; o índice do vetor não nulo desejado. Os vetores espaciais gerados pelo inversor também são chamados vetores espaciais básicos [31].

Seja \mathbf{V}_r o vetor espacial de referência que representa o conjunto de tensões trifásicas $\mathbf{V}_{abc} = [\mathbf{v}_a \ \mathbf{v}_b \ \mathbf{v}_c]^T$ calculado a partir (2.35) e (2.36), posicionado no setor \mathbf{m} definido pelos vetores básicos não nulos \mathbf{V}_a e \mathbf{V}_b . O objetivo da modulação *SV-PWM* consiste em aproximar o vetor de referência \mathbf{V}_r mediante uma combinação dos estados de comutação correspondentes aos vetores espaciais básicos.

Tal objetivo pode ser obtido, durante um tempo pequeno definido como o período de modulação t_{pwm} , se a média da saída do inversor é igual ao vetor de referência desejado.

$$\int_0^{t_{pwm}} \mathbf{V}_r dt = \int_0^{t_a} \mathbf{V}_a dt + \int_0^{t_b} \mathbf{V}_b dt \quad (2.40)$$

$$\mathbf{V}_r t_{pwm} = \mathbf{V}_a t_a + \mathbf{V}_b t_b$$

As variáveis t_a e t_b são os intervalos de tempo nos quais os estados de comutação correspondentes aos vetores básicos \mathbf{V}_a e \mathbf{V}_b devem ser mantidos no inversor, respectivamente. Em geral, tem-se que:

$$t_{pwm} \geq t_a + t_b \quad (2.41)$$

Não obstante, para obter uma frequência de comutação constante por fase e assim reduzir o conteúdo harmônico do sinal de tensão, devem-se sintetizar vetores nulos (\mathbf{V}_{nulo}) no inversor por um tempo t_{nulo} , de acordo com (2.42):

$$t_{pwm} = t_a + t_b + t_{nulo} \quad (2.42)$$

A partir de (2.40) e (2.42) tem-se:

$$\mathbf{V}_r t_{pwm} = \mathbf{V}_a t_a + \mathbf{V}_b t_b + \mathbf{V}_{nulo} t_{nulo} \quad (2.43)$$

Segundo [32], para o setor \mathbf{m} : $\mathbf{V}_a = \mathbf{V}_m$ e $\mathbf{V}_b = \mathbf{V}_{m+1}$ (exceto no setor $\mathbf{m} = 6$, onde $\mathbf{V}_b = \mathbf{V}_1$). Como a função exponencial complexa possui um período de 2π , tem-se:

$$V_1 = \frac{2V_{dc}}{3} \exp\left[j(1-1)\frac{\pi}{3}\right] = \frac{2V_{dc}}{3} \exp\left[j(6+1-1)\frac{\pi}{3}\right] \quad (2.44)$$

A partir de (2.39) e (2.44), podem-se deduzir as seguintes fórmulas para determinar \mathbf{V}_a e \mathbf{V}_b no setor \mathbf{m} :

$$V_a = \frac{2V_{dc}}{3} \exp \left[j(m-1)\frac{\pi}{3} \right] \quad (2.45)$$

$$V_b = \frac{2V_{dc}}{3} \exp \left[jm\frac{\pi}{3} \right] \quad (2.46)$$

Seja \mathbf{g} o ângulo entre o vetor de referência \mathbf{V}_r e \mathbf{V}_a . Os tempos t_a e t_b podem ser calculados aplicando (2.47) e (2.48) [8]:

$$t_a = \frac{\sqrt{3}t_{pwm}}{V_{dc}} \|\mathbf{V}_r\| \sin \left(\frac{\pi}{3} - g \right) \quad (2.47)$$

$$t_b = \frac{\sqrt{3}t_{pwm}}{V_{dc}} \|\mathbf{V}_r\| \sin(g) \quad (2.48)$$

Equações (2.47) e (2.48) requerem o cálculo do ângulo e magnitude do vetor de referência, assim como de funções trigonométricas, o que aumenta o custo computacional do algoritmo *SV-PWM*. Em [33] é proposto o uso das componentes real (α) e imaginária (β) dos vetores básicos e da referência, tornando o cálculo dos intervalos de tempos em um problema de álgebra linear com a seguinte solução:

$$\begin{bmatrix} t_a \\ t_b \end{bmatrix} = t_{pwm} [\mathbf{V}_a \quad \mathbf{V}_b]^{-1} \mathbf{V}_r = t_{pwm} \begin{bmatrix} v_{a-\alpha} & v_{b-\alpha} \\ v_{a-\beta} & v_{b-\beta} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v_{r-\alpha} \\ v_{r-\beta} \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

Sendo $\mathbf{V}_r = [v_{r-\alpha} \quad v_{r-\beta}]^T$, $\mathbf{V}_a = [v_{a-\alpha} \quad v_{a-\beta}]^T$ e $\mathbf{V}_b = [v_{b-\alpha} \quad v_{b-\beta}]^T$. A solução proposta em (2.49) é possível porque os vetores \mathbf{V}_a e \mathbf{V}_b são não colineares. Portanto, a matriz $[\mathbf{V}_a \quad \mathbf{V}_b]^T$ tem colunas linearmente independentes, assegurando a existência da sua inversa [34].

Na região linear de operação, pode-se sintetizar um vetor espacial com uma determinada magnitude, em qualquer ângulo possível. Isto corresponde à área no interior da circunferência inscrita mostrada na Figura 2.8. A equação (2.50) indica a máxima amplitude do vetor espacial que pode ser gerado na região linear [8]:

$$\|\mathbf{V}_r\|_{\max} = \frac{\sqrt{3}}{2} \left(\frac{2}{3} V_{dc} \right) = 0.5774 V_{dc} \quad (2.50)$$

Em [35]-[37] são propostas simplificações do algoritmo *SV-PWM* para obter os intervalos de tempo e identificar o setor de trabalho, assim como trabalhar fora da região linear de modulação. Tais fórmulas, assim como os estados de comutação correspondentes aos vetores espaciais básicos, devem ser armazenados em memória.

Quando deseja-se trabalhar na região não linear da modulação *SV-PWM*, as fórmulas apresentadas devem ser modificadas. Não obstante, neste trabalho de dissertação somente será considerado uma modulação na região linear.

2.5 Controle vetorial do PMSM em malha fechada

A Figura 2.9 mostra o diagrama de blocos de um sistema de controle em malha fechada de um *PMSM* aplicando modulação por vetores espaciais. Podem-se observar três malhas fechadas de controle: de posição e das correntes nos eixos *d* e *q*.

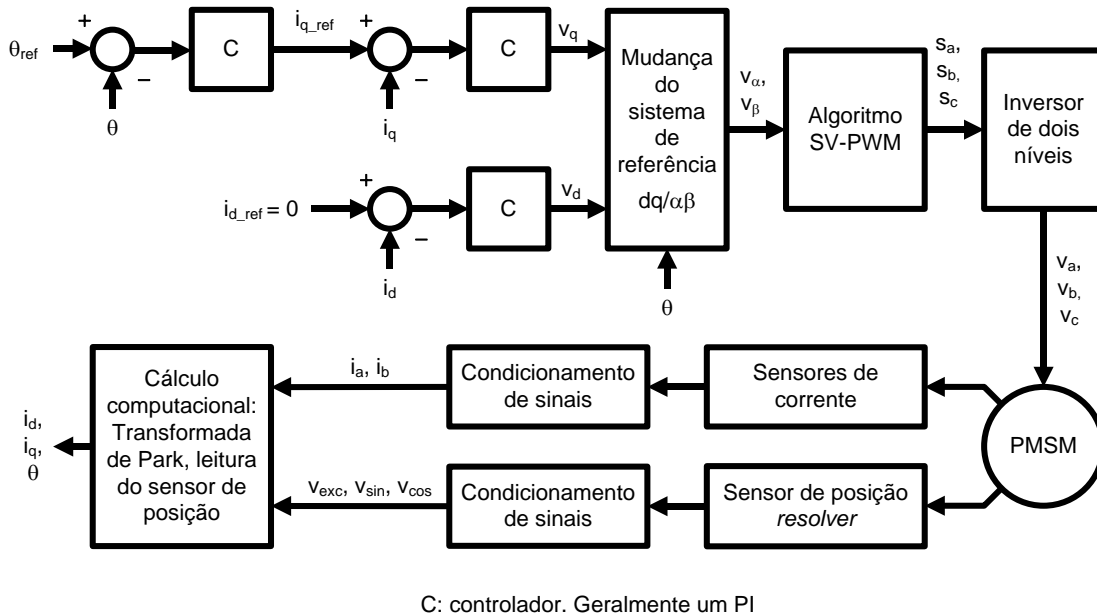


Figura 2.9. Controle convencional de posição em malha fechada de um PMSM.

O objetivo da malha de posição é fornecer a referência da componente da corrente estatórica no eixo *q* (i_q) para atingir a posição desejada. A partir de (2.22) e (2.25):

$$J\dot{\omega} + D\omega = T_{em} - T_L \quad (2.22)$$

$$T_{em} = 1.5P\phi_m i_q \quad (2.25)$$

Regulando o valor da componente i_q da corrente no estator, controla-se o torque eletromagnético, a velocidade e, portanto, a posição do rotor. Em alguns sistemas de controle, como em [38], esta malha estima a velocidade mecânica do rotor, sendo necessário adicionar uma malha fechada de velocidade.

O controlador desta malha deve reduzir os efeitos do torque de carga, considerado como uma perturbação externa no sistema de controle. Em [39], é proposto o uso de um estimador de torque de carga para reduzir os efeitos de perturbações externas. Conhecida sua magnitude, o controlador pode gerar o valor de torque eletromagnético (através da corrente no eixo q) para compensá-la. Assim, a corrente de referência no eixo q é expressada em (2.51):

$$i_{q_ref} = i_{q_1} + i_{q_2} \quad (2.51)$$

$$i_{q_2} = \frac{T_L}{1.5P\phi_m} \quad (2.52)$$

Sendo i_{q_ref} a componente da corrente no eixo q a ser sintetizado, i_{q_1} é a responsável de atingir os valores de posição ou velocidade desejados, enquanto i_{q_2} compensa a perturbação produzida pela carga. Estimadores de torque de carga podem estar baseados em redes neurais, estimadores de estado, filtro de Kalman, entre outros [39]-[41].

Por outro lado, os ímãs permanentes geram um fluxo de campo, não sendo necessário uma corrente magnetizante. Para operar com máxima eficiência, procura-se fazer com que a corrente i_d seja zero.

$$i_{d_ref} = 0 \quad (2.53)$$

Somente quando é desejado operar a uma velocidade maior que a nominal, a corrente desejada no eixo d assume valores negativos. Esta técnica é chamada enfraquecimento de campo [8]. A velocidade máxima que pode atingir o motor aumenta, mas diminui o torque que pode produzir.

Quando é usada a modulação *SV-PWM*, os controladores calculam os valores de tensão nos eixos d e q (v_{d_ref} e v_{q_ref}) necessários para obter as correntes de referência (i_{d_ref} e i_{q_ref}). Depois, tais valores de tensão são expressados no sistema de referência $\alpha\beta$ (v_{α_ref} e v_{β_ref}), para ser sintetizados no inversor através da modulação por vetores espaciais explicada na seção 2.4.2.

A matriz de transformação para transformar as variáveis definidas no sistema de referência dq ao sistema $\alpha\beta$ pode ser obtida a partir da definição da transformada de Park mencionada em (2.6):

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \text{sen}(\delta) & \text{sen}(\delta - 2\pi/3) & \text{sen}(\delta + 2\pi/3) \\ \text{cos}(\delta) & \text{cos}(\delta - 2\pi/3) & \text{cos}(\delta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Desprezando a componente f_0 , tem-se:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} f_d & f_q \end{bmatrix}^T &= R(\delta) \begin{bmatrix} f_a & f_b & f_c \end{bmatrix}^T \\ R(\delta) &= \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \text{sen}(\delta) & \text{sen}(\delta - 2\pi/3) & \text{sen}(\delta + 2\pi/3) \\ \text{cos}(\delta) & \text{cos}(\delta - 2\pi/3) & \text{cos}(\delta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.54)$$

Segundo [32], a matriz $R(\delta)$ pode ser descomposta da seguinte maneira:

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sen}(\delta) & \text{cos}(\delta) \\ \text{cos}(\delta) & -\text{sen}(\delta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ 0 & -1/\sqrt{3} & 1/\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (2.55)$$

Operando a multiplicação matricial de (2.55), e a partir da definição das componentes $\alpha\beta$ do vetor espacial estabelecido em (2.38):

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \text{sen}(\delta) & \text{cos}(\delta) \\ \text{cos}(\delta) & -\text{sen}(\delta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (2f_a - f_b - f_c)/3 \\ (-f_b + f_c)/\sqrt{3} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \text{sen}(\delta) & \text{cos}(\delta) \\ \text{cos}(\delta) & -\text{sen}(\delta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ -f_\beta \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \text{sen}(\delta) & -\text{cos}(\delta) \\ \text{cos}(\delta) & \text{sen}(\delta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.56)$$

Aplicando inversão de matrizes, a relação entre as variáveis definidas nos sistemas dq e $\alpha\beta$ é estabelecida:

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sen}(\delta) & \text{cos}(\delta) \\ -\text{cos}(\delta) & \text{sen}(\delta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} \quad (2.57)$$

Usando (2.57) e a definição de matriz inversa, também é possível obter as variáveis $\begin{bmatrix} f_d & f_q \end{bmatrix}^T$ a partir de $\begin{bmatrix} f_\alpha & f_\beta \end{bmatrix}^T$.

As malhas fechadas descritas convencionalmente são implementadas mediante controladores *PI* [42]. Porém, não fornecem a precisão requerida em aplicações de alta exigência onde a planta é um sistema não linear, cujos parâmetros podem mudar com o tempo e seu comportamento dinâmico depende do ponto de operação, como no caso do uso do motor *PMSM* em aplicações robóticas.

Diferentes técnicas foram desenvolvidas para melhorar a desempenho do *PMSM* em servomecanismos. Conforme discutido em [43], tais técnicas podem ser usadas em duas maneiras:

- a) Como um sistema supervisor que fornece parâmetros adequados ao controlador, como por exemplo, os ganhos de um *PI*. Podem estar baseados em algum critério de otimização robusto [44]-[45], redes neurais [46], lógica difusa [47], ou algoritmos genéticos [48].
- b) Diretamente para gerar os sinais de controle. Têm-se controladores robustos [49]-[51], baseados em redes neurais [52]-[53], lógica difusa [54], sistemas híbridos como os neuro-difusos [55], entre outros.

No momento de implementar o sistema de controle, deve-se considerar o número e tipo de controladores das malhas fechadas. Quanto maior o número de controladores e sua complexidade, serão necessários processadores (*DSP*, *FPGA* ou microcontroladores) mais rápidos e potentes, o que aumenta o custo da implementação do servomecanismo.

2.6 Objetivos do sistema de controle a projetar

Baseado nos conceitos apresentados, definem-se os problemas a tratar neste trabalho de dissertação, para obter um controle preciso e robusto à ruído e perturbações de carga, sendo o controlador adequado para aplicações como a robótica:

- a) Como os equipamentos *RDC* para o cálculo da estimação a partir dos sinais do sensor resolver possuem custos elevados, será proposto um novo sistema de leitura do sensor *resolver*, porém implementado em software, para reduzir o custo de implementação do sistema de controle.

- b) Para atenuar os efeitos da carga externa, será projetado um estimador de carga mecânica. Conhecido seu valor, o controlador pode gerar um torque eletromagnético adequado para compensar-lo.
- c) O algoritmo *SV-PWM* convencional tem um alto custo computacional, o que dificulta a implementação do controlador. Por tal razão, será desenvolvido uma simplificação deste algoritmo.
- d) Os controladores *PI* convencionais não possibilitam um controle robusto nem eficiente. Serão substituídos por controladores inteligentes.

Os objetivos planteados são mostrados no diagrama de blocos da Figura 2.10.

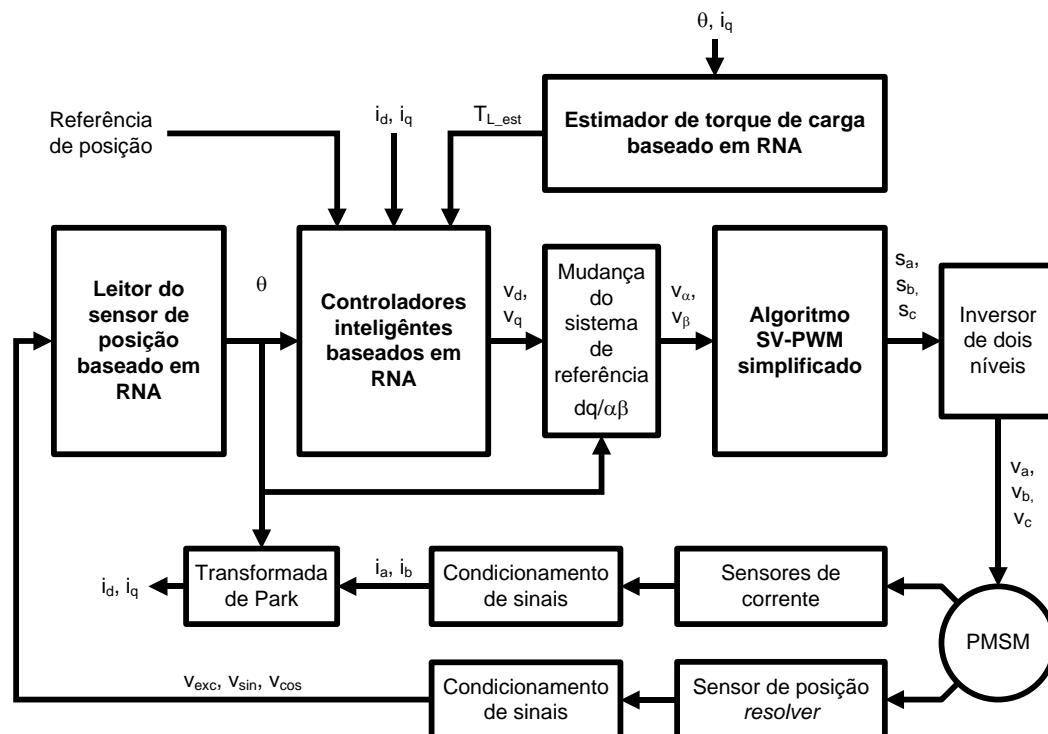


Figura 2.10. Diagrama de blocos do sistema de controle de posição a projetar.

O sistema de controle a ser desenvolvido consta de quatro componentes:

- a) Leitor do sensor de posição *resolver* : deve fornecer uma leitura precisa e robusta à ruído.
- b) Estimador de torque de carga : conhecido o torque de carga, a malha de posição estabelece um valor de torque para compensar as perturbações externas.

- c) Simplificação do algoritmo *SV-PWM* : será reduzido o número de operações para efetuar a modulação por vetore espaciais.
- d) Controladores adaptativo: o objetivo do uso destes controladores nas malhas de posição e das correntes é fornecer de precisão em diferentes pontos de operação e robusto ante variações de carga.

2.7 Comentários finais

O capítulo 2 explicou conceitos básicos relacionados ao controle do motor síncrono de ímã permanente. Objetivos específicos foram estabelecidos para obter um controle preciso e robusto.

No seguinte capítulo será explicado como as redes neurais artificiais podem ser aplicadas na consecução dos objetivos estabelecidos.

3 CAPÍTULO III – REDES NEURAIS ARTIFICIAIS

3.1 Introdução

Nas últimas décadas, pesquisas foram feitas no campo da inteligência artificial (redes neurais, lógica difusa, algoritmos genéticos, etc), dando como resultado muitas aplicações industriais.

Esta tendência estimulou o desenvolvimento de sistemas de controle de máquinas elétricas baseadas em inteligência artificial [27], os quais possuem um desempenho maior comparado com as técnicas de controle convencionais

Nesse capítulo será descrito o conceito de redes neurais artificiais (*RNA*) para compreender as vantagens do uso destas estruturas nos sistemas de controle.

3.2 Conceitos básicos

Uma rede neural artificial é um sistema de processamento paralelo constituído pela conexão de unidades simples chamadas neurônios. Seu objetivo é obter as vantagens no processamento de informação do cérebro humano, através de modelos matemáticos da sua estrutura e funcionamento [56].

A força de processamento de uma rede neural reside na topologia e as conexões entre os neurônios. De maneira análoga ao cérebro humano, a rede deve ser treinada para obter conhecimento e gerar respostas adequadas.

3.2.1 O sistema nervoso humano

O sistema nervoso é constituído por células chamados neurônios. Através dos dendritos (interface de entrada) o neurônio recebe informação proveniente de neurônios vizinhos que enviam seus sinais através do axônio (interface de saída). O ponto de conexão entre os dendritos e o axônio de outro neurônio é chamado sinapse, o qual pode ser modificado mediante um processo de treinamento. A Figura 3.1 mostra a estrutura de um neurônio biológico.

A integração do neurônios constitui o cérebro humano, mostrado na Figura 3.2. Existem regiões especializadas responsáveis das diferentes habilidades humanas: motoras, sensoriais, analíticas, entre outras. Tais regiões são determinadas pela topologia da integração do seus neurônios.

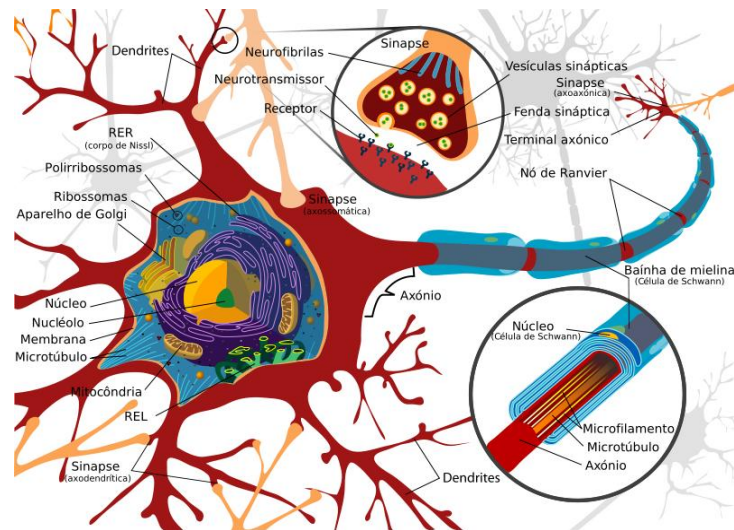


Figura 3.1. Estrutura do neurônio biológico. Fonte: [57].

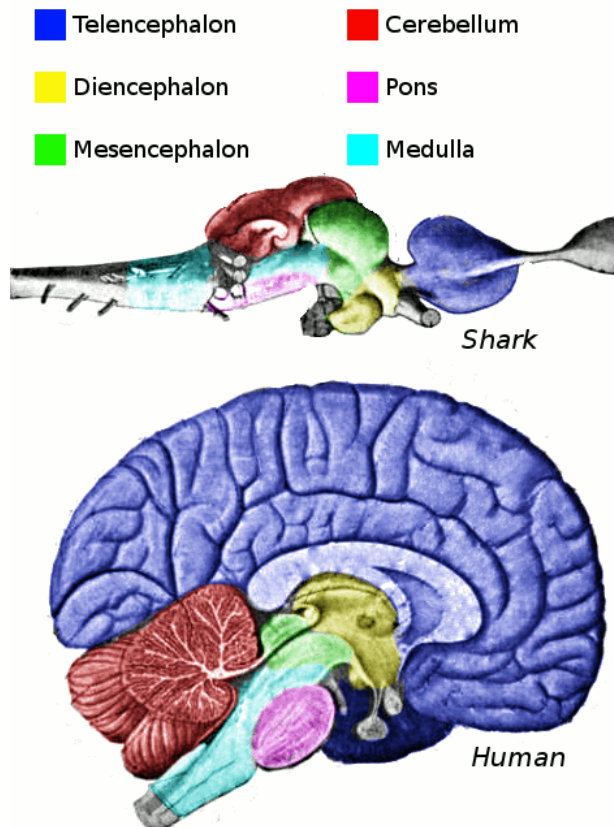


Figura 3.2. O cérebro humano. Fonte [58]

Comparado com um computador, os neurônios são mais lentos que as portas lógicas digitais (da ordem de cinco a seis ordens de grandeza). Por outro lado, sua eficiência energética do processamento de informação é de 10^{-16} Joules por operação por segundo, desprezível em comparação ao 10^{-6} joules dos computadores atuais.

3.2.2 Modelo de neurônio artificial

A base das redes neurais aplicadas na engenharia é o modelo do neurônio artificial [59], cuja estrutura é apresentada na Figura 3.3.

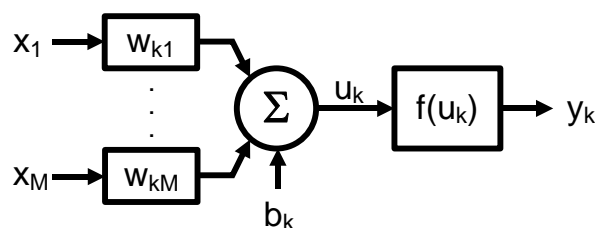


Figura 3.3. Estrutura de um neurônio artificial.

Identifica-se três elementos básicos em um neurônio artificial [59]:

- Um conjunto de sinapses de conexão, caracterizados por um peso ou força. O sinal x_j ($j = 1, 2, \dots, M$) na entrada da sinapse j é conectada ao neurônio k e multiplicado pelo peso sináptico w_{kj} .
- Um somador para somar os sinais de entrada ponderados pelos pesos sinápticos. Geralmente é considerado um termo chamado *bias* (b_k), qual aumenta ou diminui a entrada da função de ativação.
- Uma função de ativação $f(u_k)$, que modela os processos internos no neurônio. A Tabela 3.1 mostra algumas das funções de ativação mais utilizadas.

Tabela 3.1. Funções de ativação usadas em redes neurais artificiais.

Função de ativação	Fórmula
Limiar (<i>hardlim</i>)	$f(u_k) = \begin{cases} 1, & \text{se } u_k \geq 0 \\ 0, & \text{se } u_k < 0 \end{cases}$
Linear	$f(u_k) = u_k$
Linear com saturação	$f(u_k) = \begin{cases} 0, & \text{se } u_k < -a \\ u_k, & \text{se } -a \leq u_k < a \\ 1, & \text{se } u_k \geq a \end{cases}$
Sigmoide (<i>logsig</i>)	$f(u_k) = \frac{1}{1 + e^{(-u_k)}}$
Tangente hiperbólica (<i>tansig</i>)	$f(u_k) = \frac{e^{(u_k)} - e^{(-u_k)}}{e^{(u_k)} + e^{(-u_k)}}$

O modelo do neurônio artificial é descrito através de (3.1) e (3.2) [60]:

$$u_k = b_k + \sum_{j=1}^M w_{kj} x_j \quad (3.1)$$

$$y_k = f(u_k) \quad (3.2)$$

Sendo:

- x_i : i-ésima variável de entrada;
- w_{ki} : i-ésimo peso sináptico do neurônio k;
- b_k : bias;
- $f(u_k)$: função de ativação;
- y_k : saída do neurônio k;

3.2.3 Arquitetura das redes neurais artificiais

Os neurônios artificiais podem estar ligados seguindo diferentes padrões, o que influi na resposta e metodologia de treinamento da rede. Em geral, pode-se identificar três classes de arquiteturas [59]:

- a) Redes de camada única: Estas redes têm a estrutura mais simples. Cada saída é calculada por um único neurônio. Todos os elementos da rede recebem as mesmas entradas. Seu poder de processamento é limitado.
- b) Redes com múltiplas camadas: Nesse tipo de rede, existem uma ou mais camadas ocultas. A presença destas novas camadas fornece à rede neural uma maior capacidade de análise dos dados.
- c) Redes recorrentes: Nestas redes existem pelo menos um laço de realimentação de valores prévios da saída. Geralmente são usadas em sistemas onde deve ser considerado a evolução temporal dos dados.

3.2.4 Classificação das técnicas de aprendizagem

Para que uma rede neural possa produzir saídas adequadas e ter um desempenho ótimo, ela deve ser treinada a partir de exemplos através de um algoritmo de aprendizagem. Tal processo consiste no ajuste dos pesos sinápticos de cada neurônio da rede. Podem-se mencionar 5 regras básicas de aprendizagem [59]:

- a) Aprendizagem por correção de erro: Os pesos sinápticos são atualizados para minimizar o erro entre a saída desejada e a estimada pela rede neural.
- b) Aprendizagem baseada em memória: Os exemplos são armazenados explicitamente em uma grande memória.
- c) Aprendizagem hebbiana: Baseado nas conexões sinápticas biológicas. Dentro da rede neural, se dois neurônios são ativados constantemente e sincronamente, então é aumentada a força daquela união (peso sináptico) entre elas. Caso contrário, tal força é enfraquecida ou eliminada.
- d) Aprendizagem competitiva: Os neurônios da rede competem entre eles para se tornar ativos. Somente um único neurônio pode estar ativo em um determinado instante. Tal característica é a principal diferença com a regra de aprendizagem hebbiana.
- e) Aprendizagem de Boltzmann: Método de aprendizagem estocástico. O objetivo é ajustar os pesos sinápticos para que a rede modele corretamente padrões de entrada de acordo com uma distribuição estatística de Boltzmann.

Existem três paradigmas de aprendizagem, maneiras como o ambiente influencia no treinamento [59]:

- a) Aprendizagem supervisionada: Um sistema supervisor fornece a resposta ótima desejada para um determinado vetor de treinamento de entrada. Os pesos são atualizados em função do erro entre a saída desejada e a estimada.
- b) Aprendizagem não supervisionada: Em substituição do supervisor, são dadas condições para medir a qualidade da representação que a rede deve aprender, e os parâmetros da rede são otimizados de acordo com tais medidas.
- c) Aprendizagem por reforço: um sistema crítico reforça as ações que melhoram o desempenho da rede. A rede aprende relações causa-efeito.

3.2.5 Vantagens das redes neurais

O uso de redes neurais oferece as seguintes propriedades úteis [59]:

- a) Aprendizagem por dados: Uma rede neural artificial adquire conhecimento por um processo de aprendizagem a partir de dados. Não depende de uma programação prévia ou equações complexas.
- b) Generalização: Uma rede neural pode gerar saídas aceitáveis para entradas não contempladas na fase de treinamento.
- c) Mapeamento de entrada-saída. Através de uma aprendizagem supervisionada, a rede neural pode modelar relações lineares ou não lineares entre os dados de entrada e a saída.
- d) Adaptabilidade: As redes neurais têm uma capacidade de adaptar seus pesos de acordo com as modificações do ambiente.
- e) Tolerância a falhas. No caso de uma rede neural implementada em hardware, se algum neurônio é danificado, tal falha é atenuada devido à natureza distribuída da informação armazenada da rede.

3.3 Redes ADALINE

A rede *ADALINE* (*Adaptive Linear Element*) foi criada por Bernard Widrow em 1956. Consta de um único neurônio com uma função de ativação linear, sendo modelada pela equação (3.3) [59]:

$$y(n) = \sum_{i=1}^M w_i(n)x_i(n) \quad (3.3)$$

Sendo n o instante de tempo. O termo constante (*bias*) do modelo do neurônio expressado na equação (3.1) pode ser considerado como um peso sináptico cuja entrada sempre é a unidade.

Usando um treinamento supervisionado, a rede *ADALINE* pode modelar a relação linear entre as entradas e as saídas, por meio dos valores de seus pesos sinápticos. A Figura 3.4 ilustra a adaptação da rede *ADALINE* para tratar de modelar sistemas complexos ou desconhecidos.

A rede *ADALINE* é usada em aplicações como filtros adaptativos, controle preditivo, reconhecimento de padrões, e na eliminação de ruído. Uma das vantagens

desta rede consiste em que pode ser treinada em tempo real (treinamento sequencial). Os pesos são atualizados cada vez que um novo dado aparece.

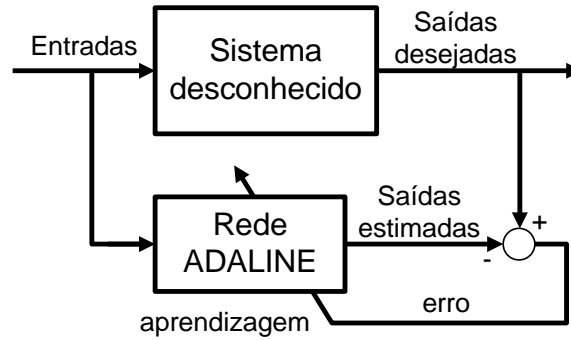


Figura 3.4. Esquema da rede ADALINE para modelagem de sistemas com dinâmica desconhecida.

3.3.1 Algoritmo de treinamento

As redes *ADALINE* são treinadas usando regra delta ou regra de Widrow-Hoff, baseado na redução do erro quadrado médio da estimação ou algoritmo *LMS* (*least mean square*) [59].

Seja uma função de custo $\mathbf{C}(\mathbf{W})$ definida de acordo com (3.4):

$$C(W) = 0,5e^2(n) \quad (3.4)$$

Sendo $\mathbf{e}(n)$ o erro entre a saída desejada $\mathbf{d}(n)$ e a estimada $\mathbf{y}(n)$, no instante \mathbf{n} .

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (3.5)$$

Será demonstrado que $\mathbf{C}(\mathbf{W})$ depende dos pesos sinápticos da *ADALINE*. Substituindo (3.3) em (3.5), resulta em:

$$e(n) = d(n) - \sum_{i=1}^M w_i(n)x_i(n) \quad (3.6)$$

Expressando (3.6) em função do vetor de pesos sinápticos $\mathbf{W}(n) = [\mathbf{w}_1 \dots \mathbf{w}_M]^T$ e do vetor de variáveis de entrada $\mathbf{X}(n) = [\mathbf{x}_1 \dots \mathbf{x}_M]^T$:

$$e(n) = d(n) - \mathbf{X}(n)^T \mathbf{W}(n) \quad (3.7)$$

A partir de (3.7), observa-se que, sendo as saídas desejadas e os dados de entradas conhecidos, o valor do erro e da função de custo $\mathbf{C}(\mathbf{W})$ depende somente do valor dos pesos sinápticos armazenados no vetor \mathbf{W} .

Para obter o melhor vetor de pesos \mathbf{W} que reduz a função de custo $\mathbf{C}(\mathbf{W})$ ao mínimo possível, usamos o método iterativo da descida mais íngreme: Iniciando com um vetor de pesos sinápticos inicial $\mathbf{W}(0)$, devem-se calcular novos vetores $\mathbf{W}(1)$, $\mathbf{W}(2)$..., a partir de um algoritmo iterativo, de modo que a função de custo seja reduzida em cada iteração:

$$C(W(n+1)) < C(W(n)) \quad (3.8)$$

Para atingir o requisito anterior de reduzir iterativamente a função de custo, o vetor de pesos $\mathbf{W}(n)$ é atualizado em uma direção oposta ao vetor do gradiente $\mathbf{G} = \nabla C[\mathbf{W}(n)]$, de acordo com as equações (3.9) e (3.10):

$$\mathbf{G} = \nabla C(W(n)) = \frac{\partial C(W(n))}{\partial W(n)} \quad (3.9)$$

$$W(n+1) = W(n) - \eta \mathbf{G} \quad (3.10)$$

Sendo η um valor chamado taxa de aprendizagem. Calcula-se o vetor gradiente da função custo estabelecido na equação (3.4):

$$\begin{aligned} \mathbf{G} &= e(n) \frac{\partial e(n)}{\partial W(n)} \\ \mathbf{G} &= e(n) \frac{\partial [d(n) - X(n)^T W(n)]}{\partial W(n)} \\ \mathbf{G} &= -e(n) X(n)^T \end{aligned} \quad (3.11)$$

Substituindo (3.11) em (3.10), obtém-se a regra de atualização dos pesos sinápticos da rede *ADALINE*.

$$W(n+1) = W(n) + \eta e(n) X(n)^T \quad (3.12)$$

3.3.2 Considerações sobre o treinamento da rede *ADALINE*

A taxa de aprendizagem determina o tamanho das atualizações, controlando profundamente a dinâmica da rede *ADALINE*:

- a) Se a taxa de aprendizagem é pequena, a resposta transitória do algoritmo é lenta. Tal característica é conveniente em sistemas com ruído presente. Por

outro lado, o algoritmo precisa de um maior número de iterações para convergir.

- b) Uma taxa de aprendizagem grande aumenta a velocidade da resposta dinâmica. Porém, o sistema se torna mais sensível ao ruído nos dados. Adicionalmente, se for muito grande, o algoritmo diverge.

Geralmente a taxa de amostragem pode tomar valores entre 0 e 1. Em [59] é demonstrado que o algoritmo de aprendizagem da *ADALINE* converge se é cumprida a seguinte condição:

$$0 < \eta < 2/S \quad (3.13)$$

Sendo **S** a soma dos valores médios quadrados das entradas. Em muitos casos de treinamento de redes neurais, os dados de entrada são normalizados procurando uma média estatística de zero e variância 1, ou que os valores máximo e mínimo sejam -1 e 1 respectivamente.

3.4 Justificativa do uso de redes *ADALINE*

Nos capítulos seguintes será explicado como a leitura do sensor de posição e a estimação do torque de carga podem ser considerados como um problema de regressão linear $\mathbf{Y} = \mathbf{MX}$, que deve ser resolvido em tempo real.

Tal estimação pode ser efetuada por uma rede neural tipo *ADALINE* (Adaptive Linear Element), pelas seguintes razões:

- a) A rede *ADALINE* pode resolver problemas linearmente separáveis ($\mathbf{Y} = \mathbf{MX}$).
- b) A estimação dos parâmetros de regressão estão baseados no algoritmo de redução do erro quadratico médio (*LMS*), o que fornece robustez a ruído.
- c) A rede *ADALINE* pode fazer estimações em tempo real.

Por outro lado, nas referências consultadas, muitos controladores adaptativos estão baseados nestas redes. Portanto, a rede *ADALINE* será utilizada em este trabalho.

3.5 Comentários finais

Neste capítulo foi descrito os conceitos básicos sobre as redes neurais, fazendo uma análise em particular sobre as redes *ADALINE*, as quais foram usadas nos algoritmos de controle. A escolha da taxa de aprendizagem do algoritmo de treinamento pode ser calculada experimentalmente ou através de simulações. Também existem aplicações nas quais tal valor muda com o tempo (taxa de aprendizagem adaptativa) [59].

4 CAPÍTULO IV – LEITURA ROBUSTA DE POSIÇÃO BASEADA EM REDES NEURAIIS ARTIFICIAIS

4.1 Introdução

Como foi mencionado na seção 2.3, o uso do sensor de posição resolver exige um equipamento de demodulação das saídas do sensor para obter o ângulo mecânico. Este capítulo descreve o algoritmo desenvolvido para tal finalidade, implementado em software e baseado na rede neural *ADALINE*. Este algoritmo de leitura apresenta uma estrutura simples, de baixo custo computacional, e apresenta robustez a ruído.

4.2 Algoritmo de leitura do sensor de posição

Para minimizar custos de implementação, foi desenvolvido um sistema de leitura o sensor de posição baseado em software. Substituindo (2.26) em (2.29) e (2.30), as saídas são apresentadas como sinais modulados em amplitude:

$$v_{exc} = a_{exc} \text{sen}(\omega_{exc} t) \quad (2.26)$$

$$v_{sin} = k \text{sen}(\theta) [a_{exc} \text{sen}(\omega_{exc} t)] \quad (2.29)$$

$$v_{cos} = k \cos(\theta) [a_{exc} \text{sen}(\omega_{exc} t)] \quad (2.30)$$

$$v_{sin} = k \text{sen}(\theta) v_{exc} \quad (4.1)$$

$$v_{cos} = k \cos(\theta) v_{exc} \quad (4.2)$$

Se a velocidade do rotor é muito menor que a taxa de amostragem dos sinais provenientes do sensor, o ângulo mecânico θ e, portanto, os termos $k \text{sen}(\theta)$ e $k \cos(\theta)$, são quase constantes, e podem ser calculados como os termos de regressão de um sistema linear $\mathbf{Y} = \mathbf{MX}$, resolvido em tempo real. As variáveis independente (\mathbf{X}) e dependente (\mathbf{Y}) são o sinal de excitação do sensor de posição *resolver*, e as saídas deste sensor, respectivamente.

Existem muitos algoritmos de regressão linear em tempo real que podem ser aplicados neste problema [60], [61]: kernel, regressão linear recursiva (*RLS*), entre outros. Porém, as redes neurais foram escolhidas por possuir um bom compromisso entre simplicidade e precisão da estimação.

Do modelo matemático da rede *ADALINE* explicado em (3.3)

$$y(n) = \sum_{i=1}^M w_i(n)x_i(n) \quad (3.3)$$

Fazendo, $M = 1$, $y(n) = v_{\sin} = k\text{sen}(\theta)v_{\text{exc}}$ e $x_i(n) = v_{\text{exc}}$:

$$k\text{sen}(\theta)v_{\text{exc}} = w_i(n)v_{\text{exc}} \quad (4.3)$$

Quando a atualização dos pesos sinápticos da rede *ADALINE* converge a um valor estável, o valor $k\text{sen}(\theta)$ estará armazenado no peso sináptico da rede.

$$k\text{sen}(\theta) = w_i(n) \quad (4.4)$$

O mesmo procedimento é aplicado para obter o termo $k\cos(\theta)$.

Dividindo (4.1) entre (4.2), obtem-se a tangente do ângulo mecânico, o qual não depende do parâmetro k (relação entre os enrolamentos do sensor).

$$\tan(\theta) = \frac{k\text{sen}(\theta)}{k\cos(\theta)} = \frac{\text{sen}(\theta)}{\cos(\theta)} \quad (4.5)$$

A posição angular do rotor pode-se calcular apartir das estimações de $k\text{sen}(\theta)$ y $k\cos(\theta)$ através da função $\text{atan2}(y, x)$ disponível em linguagens de simulação como *MATLAB* e programação de *DSP* [62], a qual fornece o ângulo entre o eixo x positivo e o ponto (x, y) , definido entre $[-\pi \pi]$, como mostrado na Figura 4.1. Neste caso:

$$\theta = \text{atan2}(k\text{sen}(\theta), k\cos(\theta)) \quad (4.6)$$

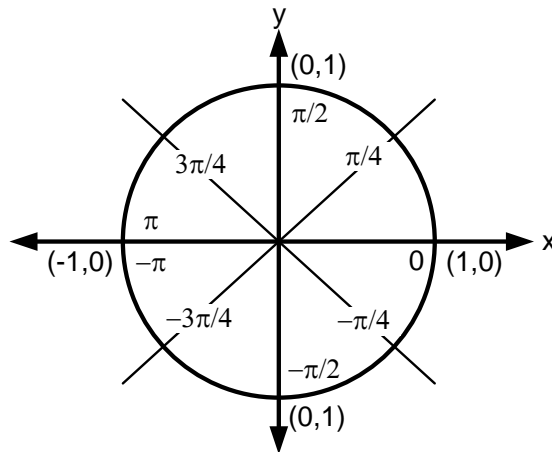


Figura 4.1. Diagrama da função $\text{atan2}(y,x)$.

Para ajustar os valores da posição estimada entre **0** a **2π** , pode-se usar o seguinte pseudo-código:

```

θ = atan2(y, x);
if θ < 0
    θ = θ + 2*pi; //correção para valores negativos
end

```

A Figura 4.2 mostra o fluxograma do sistema de leitura de posição baseado em redes neurais artificiais.

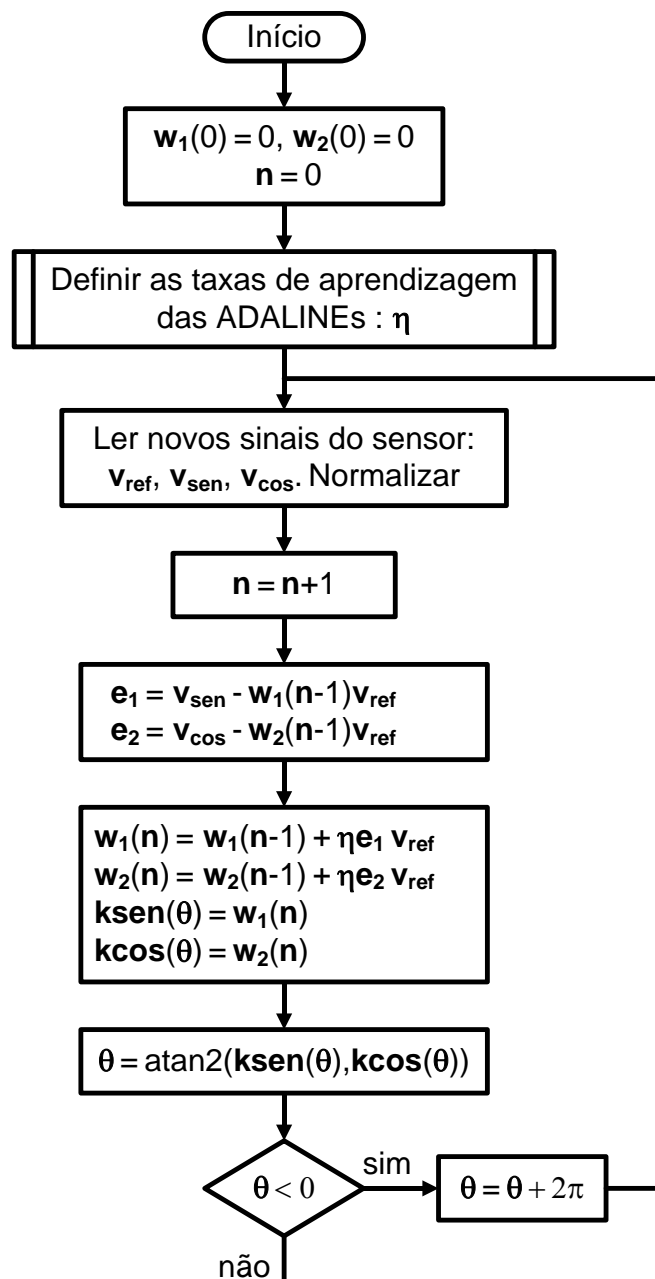


Figura 4.2. Fluxograma do sistema proposto de leitura do sensor de posição.

4.3 Simulação do sistema de leitura de posição

O modelo do sensor *resolver* e o algoritmo de leitura do sensor de posição foi simulado em *MATLAB/SIMULINK*. A onda de excitação tem uma frequência de 4kHz e uma amplitude de 1V. A relação entre os enrolamentos do sensor de posição equivale a 1 ($k = 1$).

A taxa de amostragem é de 40 kHz e taxa de aprendizagem das redes *ADALINEs* foi escolhida em $\eta = 0,6$. No caso que os valores serem diferentes, pode-se usar uma normalização dos dados nas entradas das redes *ADALINEs*.

As Figuras 4.3, 4.4 e 4.5 mostram os diagramas usados nas simulações do sistema de leitura do sensor de posição.

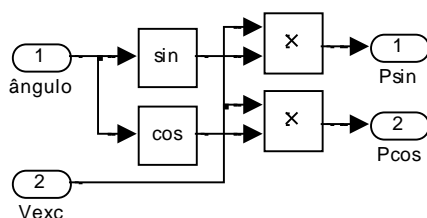


Figura 4.3. Modelagem do sensor de posição resolver em SIMULINK.

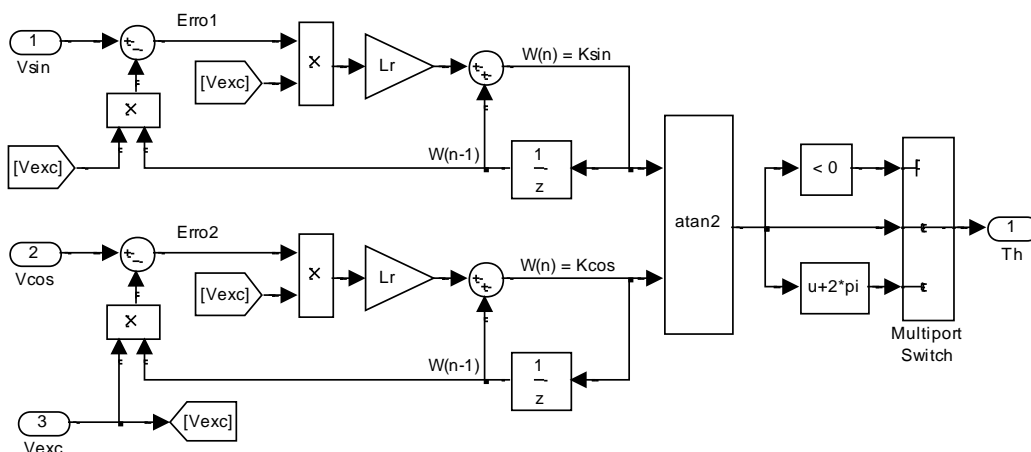


Figura 4.4. Modelagem do algoritmo de leitura de posição baseado em redes neurais artificiais.

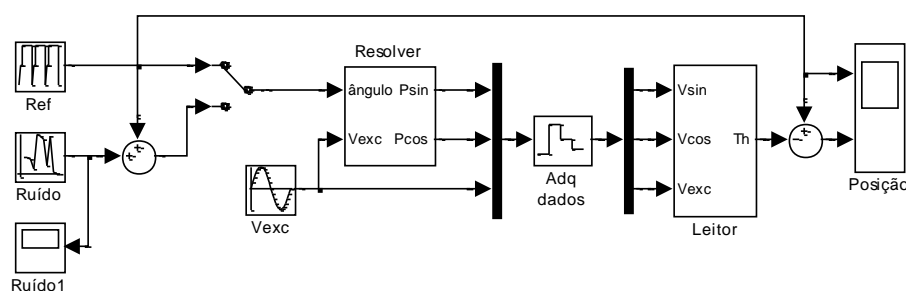


Figura 4.5. Diagrama de teste do sistema de leitura do sensor de posição.

Em primeiro lugar, o algoritmo proposto foi testado com sinais sem ruído, para comprovar sua resposta dinâmica. A Figura 4.6 mostra que o máximo erro, quando a referência corresponde a uma rampa, é menor que 5×10^{-4} radianos, enquanto que para uma referência constante, o erro praticamente é zero.

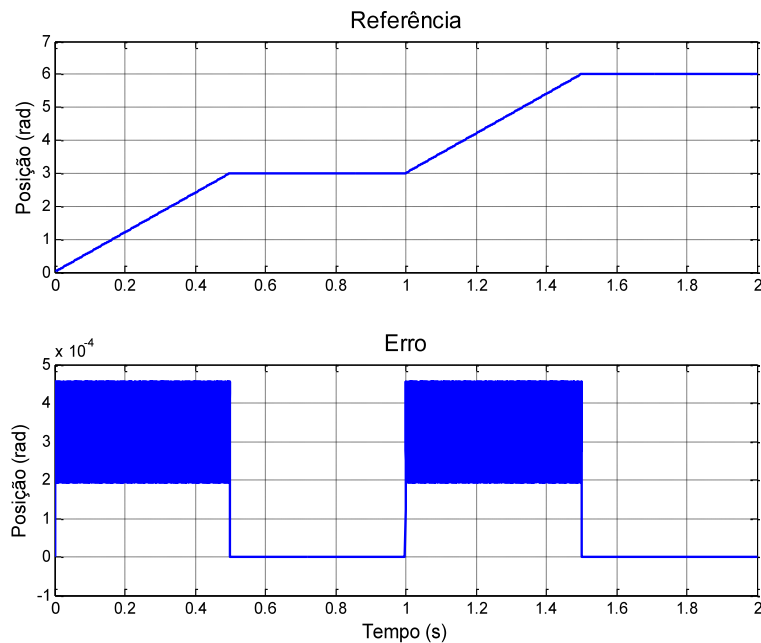


Figura 4.6. Cálculo do ângulo mecânico sem ruído nos dados.

Agora, será desenvolvido um teste adicionando um ruído branco de média zero e variância 0.005, como mostrado na Figura 4.7

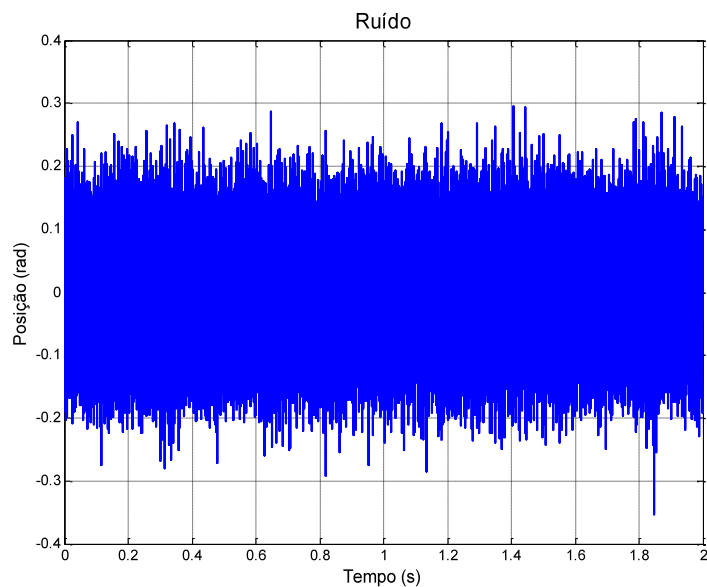


Figura 4.7. Ruído adicionado na referência de posição.

As Figuras 4.8 e 4.9 mostram que o ruído foi reduzido. O erro quadrático médio (*eqm*) entre o sinal de referência original e com ruído foi de 0,005. Enquanto que o *eqm* entre o ângulo de referência e o estimado foi de 0,0015. O erro inicial na Figura 4.8 deve-se ao fato que os valores negativos próximos a zero são interpretados como valores em torno de 2π , porque nesse teste o ângulo estimado está definido entre zero até 2π . A Figura 4.9 mostra que tal erro inicial desaparece quando a estimação considera ângulos negativos.

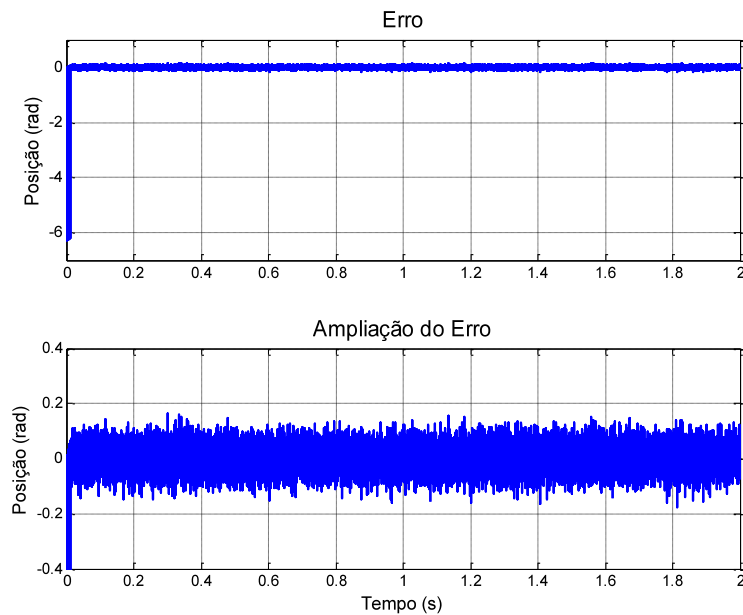


Figura 4.8. Cálculo do ângulo mecânico com ruído nos dados.

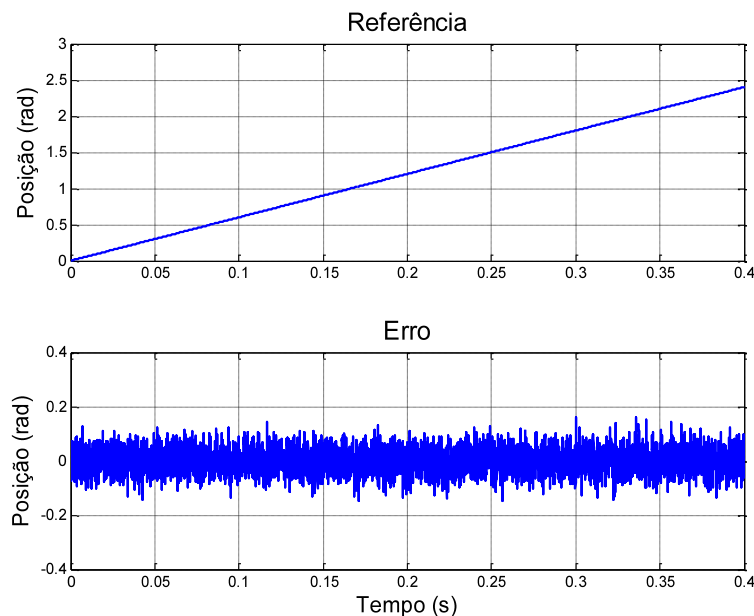


Figura 4.9. Erro do cálculo da posição permitindo ângulos negativos.

4.4 Comentários finais

O algoritmo de leitura do sensor de posição *resolver* proposto apresenta um bom compromisso entre precisão e custo computacional, ao mesmo tempo que fornece uma estimativa robusta a ruído.

Uma maior rejeição a ruído pode ser atingido mediante o uso de filtros ou diminuindo o valor da taxa de aprendizagem das *ADALINEs*.

5 CAPÍTULO V – ESTIMADOR DE TORQUE DE CARGA BASEADO EM REDES NEURAS ARTIFICIAIS E ANÁLISE NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA

5.1 Introdução

Este capítulo descreve o algoritmo de estimação de carga mecânica proposto. Seu objetivo é fornecer ao controlador uma estimativa das perturbações provenientes da carga, para gerar o torque eletromagnético necessário para compensá-la.

A base para projetar o estimador é o uso das diferentes propriedades do torque eletromagnético, da carga e do ruído no sensor de posição no domínio da frequência.

5.2 Conceitos básicos

Um sinal real $\mathbf{x}(t)$ pode ser representado como uma combinação de ondas senoidais de diferentes frequências, através da transformada de Fourier [63]:

$$F\{ \mathbf{x}(t) \} = \mathbf{X}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{x}(t) e^{-j\omega t} dt \quad (5.1)$$

Sendo $\mathbf{X}(\omega)$ um número complexo que representa o conteúdo de informação do sinal na frequência ω . O módulo de $\mathbf{X}(\omega)$ é chamado espectro de magnitude.

Um conceito usado na análise de dados é a largura de banda. Indica a região de frequências onde está concentrado a maior parte da energia ou da potência de um sinal. Uma medida quantitativa da distribuição da energia no domínio da frequência é a densidade espectral de energia ($\mathbf{G}_{xx}(\omega)$), definida como o quadrado da magnitude da transformada de Fourier, segundo (5.2):

$$\mathbf{G}_{xx}(\omega) = \|\mathbf{X}(\omega)\|^2 \quad (5.2)$$

No caso de sinais de potência, pode-se fazer a análise da energia do sinal em relação a um pequeno período de tempo. Independentemente que a análise seja baseado na energia ou potência do sinal, pode-se definir a largura de banda como a região de frequências onde o espectro de magnitude tem valores significativos.

Existem sinais cuja potência está concentrada em uma faixa pequena de freqüências (pequena largura de banda), e outros sinais tem uma distribuição de potência mais uniforme (largura de banda maior). Por exemplo, para duas ondas senoidais s_1 e s_2 com valores de freqüências diferentes definidas como:

$$\begin{aligned} s_1 &= A \cos(\omega_1 t) \\ s_2 &= A \cos(\omega_2 t) \\ \omega_2 &> \omega_1 \end{aligned} \quad (5.3)$$

A transformada de Fourier de ambos sinais são funções impulsivas [61]:

$$\begin{aligned} F\{s_1\} &= F\{A \cos(\omega_1 t)\} = A[\delta(\omega + \omega_1) + \delta(\omega - \omega_1)] \\ F\{s_2\} &= F\{A \cos(\omega_2 t)\} = A[\delta(\omega + \omega_2) + \delta(\omega - \omega_2)] \end{aligned} \quad (5.4)$$

Por outro lado, o ruído branco estatisticamente tem um espectro de magnitude quase uniforme em toda região de freqüência.

A Figura 5.1 mostra os espectros de magnitude dos sinais senoidais e do ruído.

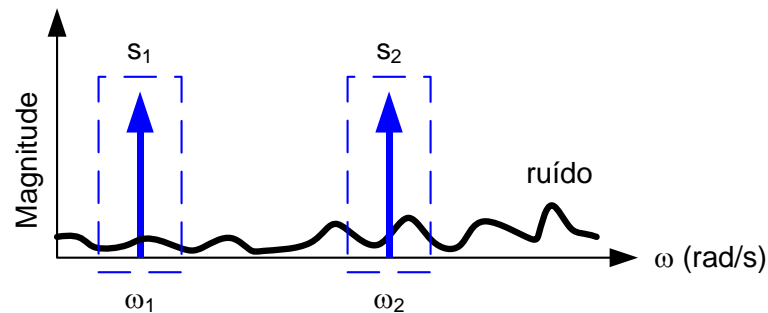


Figura 5.1. Comparação dos espectros de magnitude de ondas senoidais com o ruído branco.

Pode-se observar que a largura de banda de s_2 está em uma região de freqüências de maior valor que no caso de s_1 . Em geral, quando um sinal tem oscilações mais rápidas, sua largura de banda está posicionada em uma faixa de freqüências maior.

Por outro lado, em determinadas regiões de freqüências pode acontecer que o espectro de magnitude de um sinal seja desprezível em comparação à de outro sinal. Isto depende do tamanho e posição das larguras de banda dos sinais.

5.3 Análise do torque e da aceleração no domínio da frequência

Na seção 5.2 foi demonstrado que os sinais com flutuações mais rápidas possuem larguras de bandas posicionadas em regiões do espectro de magnitude com valores de frequências maiores.

Em seguida será demonstrado como o torque eletromagnético, o torque de carga e a aceleração possuem larguras de banda com diferentes características, as quais podem ser usadas para estimar o torque de carga. Esta afirmação está baseado em três postulados:

Postulado 1: Os estimadores de torque de carga propostos em [39]-[41] é usado um observador de ordem zero, o qual considera que o torque de carga é quase constante em pequenos períodos de tempo. Tal afirmação está baseada em que as flutuações no valor do torque de carga são pequenas devido a fatores como a inércia, massa da carga e o atrito. Em consequência, o torque de carga é um sinal suave, e com uma largura de banda estreita e concentrada na região de baixa frequência.

Postulado 2: O torque eletromagnético depende da componente no eixo q da corrente no estator, de acordo com (2.25).

$$T_{em} = 1,5P\phi_m i_q \quad (2.25)$$

Como as tensões que recebe o motor são ondas quadradas geradas por um inversor com uma frequência de chaveamento na ordem de kHz, as correntes estatóricas possuem componentes harmônicas em tal faixa de frequências. Portanto, o torque eletromagnético possui componentes importantes no seu espectro de magnitude em uma faixa de frequência maior que no caso do torque de carga.

Postulado 3: Por outro lado, segundo (2.22)

$$J\dot{\omega} + D\omega = T_{em} - T_L \quad (2.22)$$

Conhecidos o atrito (D) e a inércia do rotor (J), existe uma relação entre o torque de carga, o torque eletromagnético, a velocidade (primeira derivada da posição) e a aceleração (segunda derivada da posição).

Segundo [64], toda leitura de um sensor possui um determinado nível de ruído, o qual pode reduzir o desempenho ou a estabilidade de um controlador ou estimador. Ademais, o efeito do ruído é maior na região de altas frequências. Por exemplo, se o

ruído branco $\mathbf{n(t)}$ estivesse inserido na leitura do sensor de posição, este ruído teria uma influência na estimação da velocidade e da aceleração. Calculando a transformada de Fourier da primeira e segunda derivada do ruído branco $\mathbf{n(t)}$ (condições iniciais nulas) [64]:

$$\begin{aligned} F\{n(t)\} &= N(\omega) \\ F\left\{\frac{dn(t)}{dt}\right\} &= (j\omega)N(\omega) \end{aligned} \quad (5.5)$$

$$F\left\{\frac{d^2n(t)}{dt^2}\right\} = (j\omega)^2 N(\omega) \quad (5.6)$$

As equações (5.5) e (5.6) mostram que as componentes de altas frequências do ruído são amplificadas no cálculo da velocidade (primeira derivada) e da aceleração (segunda derivada), as quais podem provocar erros na estimação do torque de carga. Para evitar tal problema, deve-se aplicar um filtro passa-baixo nos dados.

Baseado nos três postulados antes expostos, divide-se o espectro de magnitude em três regiões:

- a) Região de baixa frequência: Os torques eletromagnético e de carga têm concentradas a maior parte de suas energias.
- d) Região de frequência média: O espectro de magnitude do torque eletromagnético é consideravelmente maior que o espectro do torque de carga.
- e) Região de alta frequência: As energias dos torques são baixas. O efeito do ruído nas medições da velocidade e aceleração é considerável.

A Figura 5.2 mostra as três regiões consideradas no espectro de magnitude.

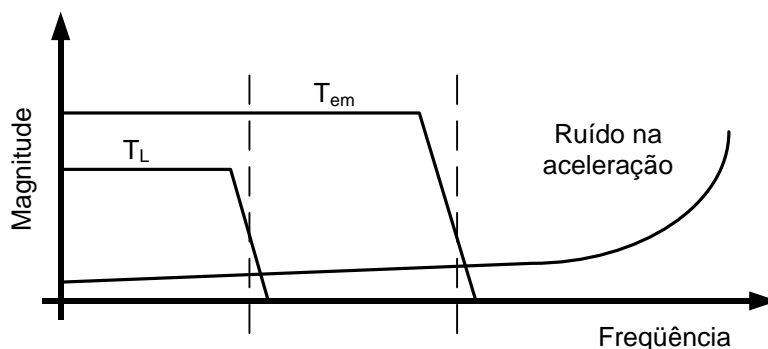


Figura 5.2. Torques mecânico, eletromagnético e ruído no espectro de magnitude.

A partir de (2.22), e considerando o atrito desprezível em comparação ao efeito da inércia do rotor, tem-se a seguinte relação linear expressada em (5.7)

$$J\dot{\omega} + D\omega = T_{em} - T_L \quad (2.22)$$

$$J\alpha = J\dot{\omega} = T_{em} - T_L \quad (5.7)$$

Sendo α a aceleração angular do rotor. Expressando (5.7) no domínio da frequência:

$$J\alpha(\omega) = T_{em}(\omega) - T_L(\omega) \quad (5.8)$$

A equação (5.8) demonstra que a relação entre a aceleração e os torques é igual em qualquer região do espectro de magnitude.

Seja $h(t)$ a resposta ao impulso de um filtro em geral. A saída deste filtro, $y(t)$, é determinada pela convolução entre o sinal de entrada $x(t)$ e $h(t)$ [61]:

$$y(t) = x(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) h(t - \tau) d\tau \quad (5.9)$$

Pode-se demonstrar que a convolução no domínio do tempo, equivale a multiplicação no domínio da frequência:

$$Y(\omega) = X(\omega) * H(\omega) \quad (5.10)$$

Sendo $Y(\omega)$, $X(\omega)$ e $H(\omega)$ as transformadas de Fourier de $y(t)$, $x(t)$ e $h(t)$ respectivamente.

Aplicando (5.10) em (5.8):

$$J\alpha(\omega) = T_{em}(\omega) - T_L(\omega) \quad (5.8)$$

$$J\alpha(\omega) H(\omega) = T_{em}(\omega) H(\omega) - T_L(\omega) H(\omega) \quad (5.11)$$

Aplicando a transformada inversa em (5.11):

$$J\alpha_h(t) = T_{em_h}(t) - T_{L_h}(t) \quad (5.12)$$

Sendo $\alpha_h(t)$, $T_{em_h}(t)$ e $T_{L_h}(t)$, os sinais de aceleração, torque electromagnético e torque de carga filtrados.

5.4 Estimação do momento de inércia do rotor

Pela análise desenvolvida na seção 5.3 (postulados 1 e 2), existe uma região em média frequência onde o espectro de magnitude do torque eletromagnético tem uma maior amplitude (energia) em relação ao torque de carga. Por (5.12), se o filtro usado $\mathbf{H}(\omega)$ corresponde a um filtro passa-banda com uma largura de banda posicionada na região de frequência antes mencionada, tem-se que:

$$\begin{aligned} T_{em_mf}(t) &\gg T_{L_mf}(t) \\ T_{em_mf}(t) - T_{L_mf}(t) &\approx T_{em_mf}(t) \end{aligned} \quad (5.13)$$

O subíndice *mf* indica que os sinais correspondem à região de média frequência (obtidas pelo filtro passa-banda). Substituindo (5.13) em (5.12):

$$J\alpha_{mf}(t) \approx T_{em_mf}(t) \quad (5.14)$$

Como os valores de torque eletromagnético e da aceleração podem ser calculados, e escolhendo um filtro passa-banda adequado, determinar a inércia do rotor J é um problema de regressão linear em tempo real $\mathbf{Y} = \mathbf{MX}$, segundo (5.14). Tal problema é semelhante à demodulação dos sinais do sensor de posição *resolver*, analisado no capítulo 4, e também pode ser resolvido através de uma rede *ADALINE* operando em tempo real.

Do modelo da rede *ADALINE*, definido por (3.3):

$$y(n) = \sum_{i=1}^M w_i(n)x_i(n) \quad (3.3)$$

Fazendo $\mathbf{M} = 1$, $y(n) = T_{em_mf}$ e $x_i(n) = \alpha_{mf}$, tem-se:

$$T_{em_mf}(t) = w(n)\alpha_{mf}(t) \quad (5.15)$$

Como foi demonstrado anteriormente:

$$T_{em_mf}(t) \approx J\alpha_{mf}(t) \quad (5.14)$$

Comparando (5.14) e (5.15), o valor da inércia do rotor está armazenado no peso sináptico da rede. Como a inércia do rotor é um parâmetro mecânico, varia pouco com o tempo, e pode ser considerado constante em todo o espectro de magnitude.

5.5 Estimação do torque de carga

Estimada a inércia do rotor (J_{est}) segundo o procedimento descrito na seção 5.4, de acordo com a equação (5.12), para sinais de baixa frequência (obtidos por um filtro passa-baixo):

$$J\alpha_h(t) = T_{em_h}(t) - T_{L_h}(t) \quad (5.12)$$

$$T_{L_bf} = T_{em_bf} - J_{est}\alpha_{bf} \quad (5.16)$$

Uma segunda rede *ADALINE* operando em tempo real resolve (5.16), fazendo $M = 1$, $y(n) = T_{em_mf} - J_{est}\alpha_{mf}$ e $x_i(n) = 1$. Pela análise desenvolvida na seção 5.3, espera-se que o torque de carga real seja semelhante ao estimado, porque é um sinal de baixa frequência.

$$T_L \approx T_{L_bf} \quad (5.17)$$

O uso de uma rede *ADALINE* para resolver (5.16) em lugar de uma subtração foi considerado para obter uma resposta suave ante variações bruscas dos parâmetros. Os estimadores de momento de inércia e torque de carga podem operar em série ou em paralelo.

O esquema do estimador de torque de carga é apresentado na Figura 5.3. Como os valores dos sinais estimados têm diferentes magnitudes, devem ser normalizados antes de serem usados nas redes *ADALINEs*. O estimador de torque de carga proposto foi simulado em MATLAB, de acordo com as Figuras 5.5 e 5.6.

5.6 Considerações finais

Foi apresentado o estimador de carga proposto baseado nas propriedades no domínio da frequência dos sinais. O estimador somente utiliza as relações mecânicas do motor, sem considerar as interações elétricas. Em consequência, o estimador de carga proposto pode ser aplicado em outros tipos de motores, sendo somente necessário o conhecimento do torque eletromagnético e a aceleração do motor.

Os resultados do estimador de torque de carga serão mostrados no capítulo 8, porque é necessário um sistema de controle para gerar torque eletromagnético e movimento (posição, velocidade e aceleração) no motor.

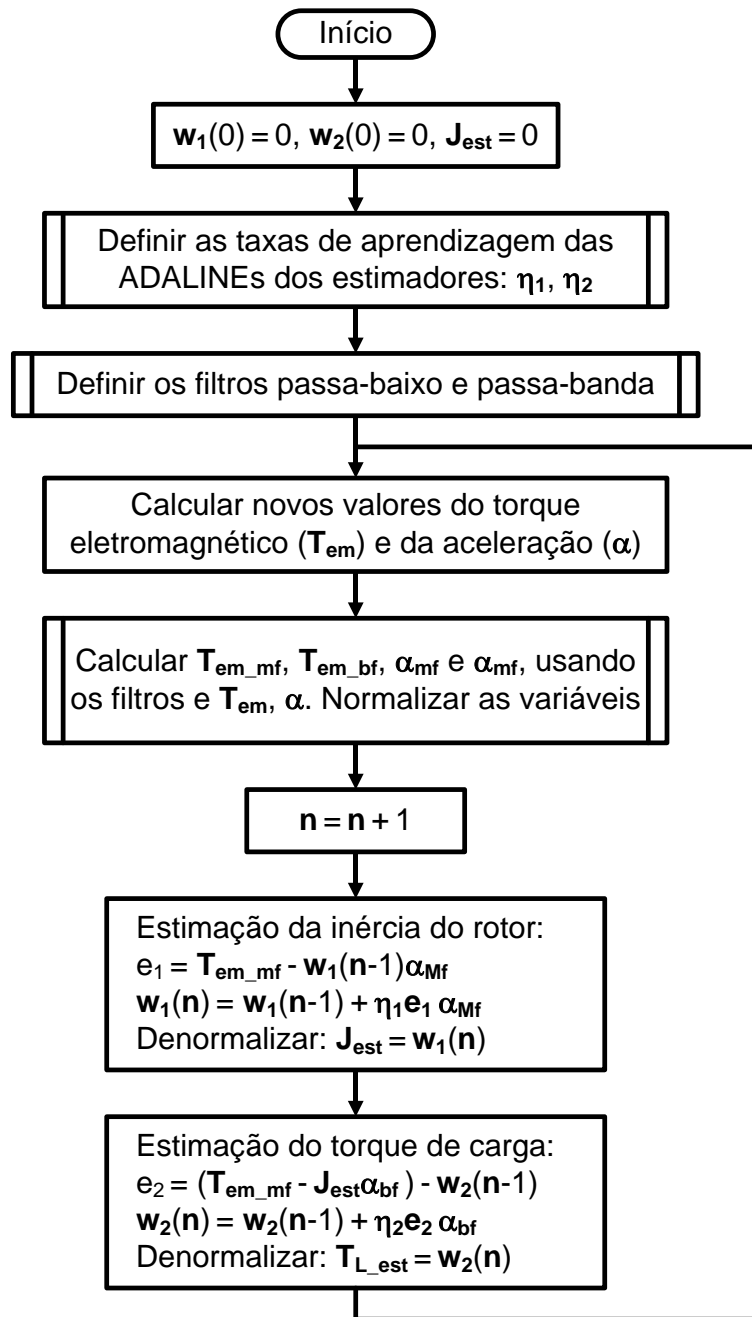


Figura 5.3. Fluxograma do estimador de carga baseado em redes neurais artificiais e análise em frequência.

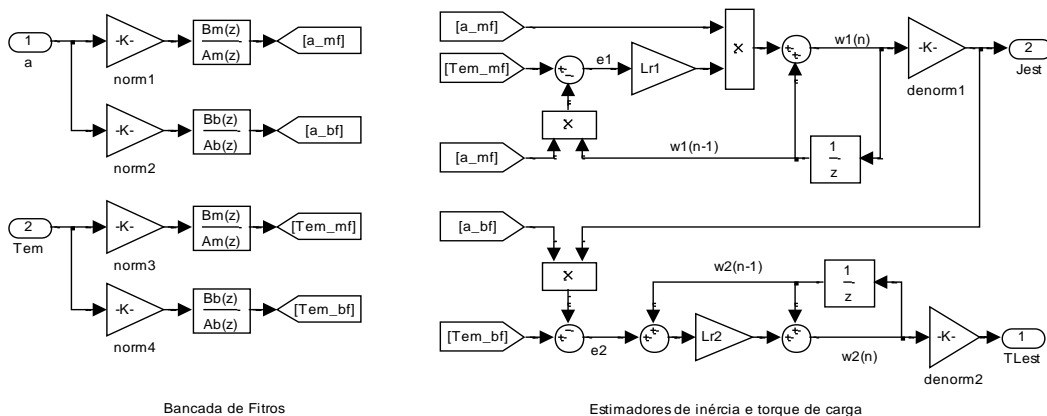


Figura 5.4. Diagrama de blocos do estimador de carga em SIMULINK.

6 CAPÍTULO VI – SIMPLIFICAÇÃO DO ALGORITMO SV-PWM

6.1 Introdução

Na simplificação do algoritmo *SV-PWM* proposta, a identificação explícita do setor de trabalho é substituída por um pequeno conjunto de fórmulas que são aplicáveis a qualquer setor de trabalho, evitando o uso de tabelas de armazenamento das equações dos intervalos de tempo e dos estados de comutação de cada vetor espacial gerado pelo inversor de dois níveis.

6.2 Mudança de variáveis

Seja o vetor de referência $\mathbf{V}_r = [\mathbf{v}_{r_\alpha} \ \mathbf{v}_{r_\beta}]^T$ posicionado no setor definido pelos vetores básicos não nulos $\mathbf{V}_a = [\mathbf{v}_{a_\alpha} \ \mathbf{v}_{a_\beta}]^T$ e $\mathbf{V}_b = [\mathbf{v}_{b_\alpha} \ \mathbf{v}_{b_\beta}]^T$. A partir de (2.47):

$$\begin{bmatrix} t_a \\ t_b \end{bmatrix} = t_{pwm} [\mathbf{V}_a \ \mathbf{V}_b]^{-1} \mathbf{V}_r = t_{pwm} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{a_\alpha} & \mathbf{v}_{b_\alpha} \\ \mathbf{v}_{a_\beta} & \mathbf{v}_{b_\beta} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{r_\alpha} \\ \mathbf{v}_{r_\beta} \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

Substituindo os valores de \mathbf{V}_a e \mathbf{V}_b em cada setor, obtemos as fórmulas dos intervalos de tempo t_a e t_b , os quais são apresentados na Tabela 6.1:

Tabela 6.1. Intervalos de tempo de comutação

Setor	t_a	t_b
I	$0,5t_{pwm}(3v_{r_\alpha} - \sqrt{3}v_{r_\beta})/v_{cc}$	$t_{pwm}(\sqrt{3}v_{r_\beta})/v_{cc}$
II	$0,5t_{pwm}(3v_{r_\alpha} + \sqrt{3}v_{r_\beta})/v_{cc}$	$-0,5t_{pwm}(3v_{r_\alpha} - \sqrt{3}v_{r_\beta})/v_{cc}$
III	$t_{pwm}(\sqrt{3}v_{r_\beta})/v_{cc}$	$-0,5t_{pwm}(3v_{r_\alpha} + \sqrt{3}v_{r_\beta})/v_{cc}$
IV	$-0,5t_{pwm}(3v_{r_\alpha} - \sqrt{3}v_{r_\beta})/v_{cc}$	$-t_{pwm}(\sqrt{3}v_{r_\beta})/v_{cc}$
V	$-0,5t_{pwm}(3v_{r_\alpha} + \sqrt{3}v_{r_\beta})/v_{cc}$	$0,5t_{pwm}(3v_{r_\alpha} - \sqrt{3}v_{r_\beta})/v_{cc}$
VI	$-t_{pwm}(\sqrt{3}v_{r_\beta})/v_{cc}$	$0,5t_{pwm}(3v_{r_\alpha} + \sqrt{3}v_{r_\beta})/v_{cc}$

As variáveis k_1 e k_2 são definidas segundo (6.1).

$$\begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \end{bmatrix} = \frac{t_{pwm}}{2v_{cc}} \begin{bmatrix} -3v_{r_\alpha} + \sqrt{3}v_{r_\beta} \\ 3v_{r_\alpha} + \sqrt{3}v_{r_\beta} \end{bmatrix} \quad (6.1)$$

Em [37], as variáveis k_1 e k_2 são usadas para identificar o setor e expressar as fórmulas dos intervalos de comutação, como mostrado na Tabela 6.2.

Tabela 6.2. Intervalos de tempo de comutação em função de k_1 e k_2

Setor	t_a	t_b	t_{ab}
I	$-k_1$	k_1+k_2	k_2
II	k_2	k_1	k_1+k_2
III	k_1+k_2	$-k_2$	k_1
IV	k_1	$-k_1-k_2$	$-k_2$
V	$-k_2$	$-k_1$	$-k_1-k_2$
VI	$-k_1-k_2$	k_2	$-k_1$

Na seqüência, será explicado como o número de equações pode ser reduzido através do uso de relações de simetria de 180° .

6.3 Redução do número de equações por simetria de 180°

Define-se a variável $\mathbf{q} = \{1, 2, 3\}$ para indicar os três primeiros setores de trabalho, sendo $\mathbf{q}+3$ o índice que denota os setores IV, V e VI. Será demonstrado como as fórmulas de identificação do setor, dos intervalos de tempo t_a e t_b , e dos estados de comutação nas fases do inversor no setor \mathbf{q} , podem ser adaptadas no caso que o vetor espacial de referência esteja posicionado no setor $\mathbf{q}+3$, através das propriedades de rotação de vetores.

6.3.1 Rotação de vetores

A rotação de um vetor bidimensional $\mathbf{X} = [\mathbf{x}_1 \ \mathbf{x}_2]^T$ em um ângulo ϕ anti-horário pode ser realizada mediante a matriz de transformação \mathbf{R}_ϕ , obtendo-se um novo \mathbf{X}_ϕ com a mesma magnitude de \mathbf{X} [65]:

$$\mathbf{R}_\phi = \begin{bmatrix} \cos(\phi) & -\sin(\phi) \\ \sin(\phi) & \cos(\phi) \end{bmatrix} \quad (6.2)$$

$$\mathbf{X}_\phi = \mathbf{R}_\phi \mathbf{X} \quad (6.3)$$

Para uma rotação de 180°, tem-se:

$$\begin{aligned} R_{180} &= \begin{bmatrix} \cos(180^\circ) & -\sin(180^\circ) \\ \sin(180^\circ) & \cos(180^\circ) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} = -I \\ X_{180} &= \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -x_1 \\ -x_2 \end{bmatrix} = -X \end{aligned} \quad (6.4)$$

A equação (6.4) mostra que a rotação de 180° equivale a mudar os sinais das componentes de um vetor. No caso do número complexo $Z = \|Z\| \exp(j\varphi)$, a rotação de 180° pode ser efetuada multiplicando suas componentes real e imaginária por -1.

$$Z_{180} = -\|Z\| \exp(j\varphi) \quad (6.5)$$

Como $\exp(-j\pi) = -1$:

$$\begin{aligned} Z_{180} &= [\exp(-j\pi)] \|Z\| \exp(j\varphi) \\ Z_{180} &= \|Z\| \exp[j(\varphi - \pi)] \end{aligned} \quad (6.6)$$

A partir de (6.6), rotacionar 180° um vetor definido como número complexo, equivale a subtrair o valor de 180° (π radianos) do seu ângulo.

6.3.2 Efeito da rotação na identificação do setor de trabalho

Os vetores espaciais básicos não nulos, V_a e V_b , que definem o setor m (de 1 até 6) podem ser descritos por (2.43) e (2.44):

$$V_a = \frac{2V_{dc}}{3} \exp \left[j(m-1) \frac{\pi}{3} \right] \quad (2.43)$$

$$V_b = \frac{2V_{dc}}{3} \exp \left[jm \frac{\pi}{3} \right] \quad (2.44)$$

Para o setor $q+3$ (4, 5, ou 6):

$$V_a = \frac{2V_{dc}}{3} \exp \left[j(q+3-1) \frac{\pi}{3} \right] \quad (6.7)$$

$$V_b = \frac{2V_{dc}}{3} \exp \left[j(q+3) \frac{\pi}{3} \right] \quad (6.8)$$

Se o vetor espacial de referência a sintetizar $\mathbf{V}_r = ||\mathbf{V}||\exp(j\varphi)$, $\varphi \in [\pi, 2\pi]$, está posicionado no setor $\mathbf{q}+3$, seu ângulo está entre os ângulos dos vetores \mathbf{V}_a e \mathbf{V}_b :

$$(q+3-1)\frac{\pi}{3} \leq \varphi < (q+3)\frac{\pi}{3} \quad (6.9)$$

Subtraíndo π radianos aos ângulos dos vetores espaciais em (6.9), o que equivale a uma rotação de 180° , como foi demonstrado na seção 6.3.1:

$$\begin{aligned} (q+3-1)\frac{\pi}{3} - \pi &\leq \varphi - \pi < (q+3)\frac{\pi}{3} - \pi \\ (q-1)\frac{\pi}{3} &\leq \varphi - \pi < q\frac{\pi}{3} \end{aligned} \quad (6.10)$$

Por outro lado, por (2.43) e (2.44):

$$V_a = \frac{2v_{dc}}{3} \exp\left[j(m-1)\frac{\pi}{3}\right] \quad (2.43)$$

$$V_b = \frac{2v_{dc}}{3} \exp\left[jm\frac{\pi}{3}\right] \quad (2.44)$$

Fazendo $\mathbf{m} = \mathbf{q}$ (setores de trabalho 1, 2 e 3), e como foi subtraído π radianos dos ângulos dos vetores \mathbf{V}_a e \mathbf{V}_b , eles foram rotacionados 180° :

$$V_{a_180} = \frac{2v_{dc}}{3} \exp\left[j(q-1)\frac{\pi}{3}\right] \quad (6.11)$$

$$V_{b_180} = \frac{2v_{dc}}{3} \exp\left[jq\frac{\pi}{3}\right] \quad (6.12)$$

Comparando os termos de (6.10), (6.11) e (6.12), pode-se afirmar que os valores $(q-1)\pi/3$ e $q\pi/3$ correspondem aos ângulos dos vetores espaciais básicos não nulos do setor \mathbf{q} . Portanto, o vetor espacial de referência rotacionado 180° está posicionado no setor \mathbf{q} .

6.3.3 Efeito da rotação no cálculo dos tempos de comutação.

Para o vetor de referência \mathbf{V}_r posicionado no setor $\mathbf{q}+3$ definido pelos vetores básicos \mathbf{V}_a e \mathbf{V}_b . A partir de (2.47):

$$\begin{bmatrix} t_a & t_b \end{bmatrix}^T = t_{pwm} \begin{bmatrix} V_a & V_b \end{bmatrix}^{-1} V_r \quad (2.47)$$

Para uma matriz quadrada \mathbf{X} e a matriz identidade \mathbf{I} cumpre-se [63]:

$$\mathbf{X} = \mathbf{X}\mathbf{I} \quad (6.13)$$

Como é indicado em [63], a matriz de rotação \mathbf{R}_{180} é inversível.

$$\mathbf{I} = (\mathbf{R}_{180}^{-1}) \mathbf{R}_{180} \quad (6.14)$$

Substituindo (6.14) em (6.13):

$$\begin{aligned} \mathbf{X} &= \mathbf{X}(\mathbf{R}_{180}^{-1}) \mathbf{R}_{180} \\ \mathbf{X} &= (\mathbf{X}\mathbf{R}_{180}^{-1}) \mathbf{R}_{180} \end{aligned} \quad (6.15)$$

De (2.47) e (6.15):

$$\begin{bmatrix} t_a & t_b \end{bmatrix}^T = t_{pwm} \left\{ \begin{bmatrix} V_a & V_b \end{bmatrix}^{-1} \mathbf{R}_{180}^{-1} \right\} \mathbf{R}_{180} V_r \quad (6.16)$$

Para duas matrizes quadradas \mathbf{X} e \mathbf{Y} : $\mathbf{X}^{-1}\mathbf{Y}^{-1} = (\mathbf{Y}\mathbf{X})^{-1}$ [63]. Em consequência:

$$\begin{bmatrix} t_a & t_b \end{bmatrix}^T = t_{pwm} \left\{ \mathbf{R}_{180} \begin{bmatrix} V_a & V_b \end{bmatrix} \right\}^{-1} \mathbf{R}_{180} V_r \quad (6.17)$$

Por [63], para matrizes \mathbf{X} , \mathbf{Y} e \mathbf{Z} de dimensões 2×2 , 2×1 e 2×1 respectivamente, define-se a multiplicação de submatrizes como:

$$\mathbf{X} \begin{bmatrix} \mathbf{Y} & \mathbf{Z} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{X}\mathbf{Y} & \mathbf{X}\mathbf{Z} \end{bmatrix} \quad (6.18)$$

Aplicando (6.18) em (6.17):

$$\begin{bmatrix} t_a & t_b \end{bmatrix}^T = t_{pwm} \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{180} V_a & \mathbf{R}_{180} V_b \end{bmatrix}^{-1} \mathbf{R}_{180} V_r \quad (6.19)$$

$$\begin{bmatrix} t_a & t_b \end{bmatrix}^T = t_{pwm} \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{180} V_a & \mathbf{R}_{180} V_b \end{bmatrix}^{-1} (\mathbf{R}_{180} V_r) \quad (6.20)$$

$$\begin{bmatrix} t_a & t_b \end{bmatrix}^T = t_{pwm} \begin{bmatrix} V_{a_180} & V_{b_180} \end{bmatrix}^{-1} V_{r_180} \quad (6.21)$$

A equação (6.21) tem a mesma estrutura que (2.47):

$$\begin{bmatrix} t_a & t_b \end{bmatrix}^T = t_{pwm} \begin{bmatrix} V_a & V_b \end{bmatrix}^{-1} V_r \quad (2.47)$$

$$\begin{bmatrix} t_a & t_b \end{bmatrix}^T = t_{pwm} \begin{bmatrix} V_{a_180} & V_{b_180} \end{bmatrix}^{-1} V_{r_180} \quad (6.21)$$

Como foi demonstrado na seção 6.3.2, o vetor de referência rotacionado V_{r_180} está posicionado no setor q , definido por V_{a_180} e V_{b_180} . Portanto, os intervalos de tempo necessários para o vetor espacial de referência V_r posicionado no setor $q+3$ (4, 5 ou 6) são os mesmos que os calculados para o vetor de referência rotacionado V_{r_180} .

6.3.4 Efeito da rotação nos estados de comutação do inversor.

A relação entre o estado lógico de comutação e a saída de tensão em uma fase do inversor foi estabelecido em (2.34):

$$v_x = \begin{cases} v_{dc} / 2; s_x = 1 \text{ (ligado)} \\ -v_{dc} / 2; s_x = 0 \text{ (desligado)} \end{cases} ; x = a, b, c \quad (2.34)$$

Observa-se que a negação do estado lógico de comutação gera uma mudança do sinal da tensão de saída na fase do inversor. Pela definição do vetor espacial em (2.35), aplicado na obtenção dos vetores espaciais básicos para sintetizar o vetor de referência desejado:

$$V = 2[v_a + v_b e(j2\pi/3) + v_c e(j4\pi/3)]/3 \quad (2.35)$$

$$s_a s_b s_c \leftrightarrow V = 2[v_a + v_b e(j2\pi/3) + v_c e(j4\pi/3)]/3 \quad (6.22)$$

A negação dos três estados de comutação causam a mudança do sinal do vetor espacial, como é demonstrado na seqüência:

$$\begin{aligned} \text{not}(s_a s_b s_c) &\leftrightarrow 2[(-v_a) + (-v_b) e(j2\pi/3) + (-v_c) e(j4\pi/3)]/3 \\ \text{not}(s_a s_b s_c) &\leftrightarrow -2[v_a + v_b e(j2\pi/3) + v_c e(j4\pi/3)]/3 = -V \end{aligned} \quad (6.23)$$

Pela análise de rotação de vetores, rotacionar um vetor 180° corresponde a inverter o sinal da suas componentes. Portanto:

$$\text{not}(s_a s_b s_c) \leftrightarrow -V = R_{180} V = V_{180} \quad (6.24)$$

Por (6.10), (6.21) e (6.24), podem-se estabelecer três postulados:

Postulado 1: Se o vetor espacial de referência \mathbf{V}_r está posicionado no setor $\mathbf{q}+3$ (4, 5 ou 6), sua rotação de 180° estará posicionado no setor \mathbf{q} (1, 2 ou 3).

Postulado 2: Os intervalos de tempo t_a e t_b para o vetor \mathbf{V}_r posicionado no setor $\mathbf{q}+3$ e sintetizado pelo vetores espaciais básico não nulos \mathbf{V}_a e \mathbf{V}_b , são os mesmos que os calculados para o vetor rotacionado \mathbf{V}_{r_180} , no setor \mathbf{q} , o qual será sintetizado a partir das versões rotacionadas de \mathbf{V}_a e \mathbf{V}_b (\mathbf{V}_{a_180} e \mathbf{V}_{b_180} respectivamente).

Postulado 3: A rotação de 180° de um vetor espacial básico corresponde à inversão dos estados lógicos de comutação em cada fase do inversor. Portanto, os estados lógicos de comutação correspondentes aos vetores espaciais básicos não nulos para o vetor de referência \mathbf{V}_r serão os opostos (negação logica) daqueles para o vetor rotacionado \mathbf{V}_{r_180} .

Os três postulados demonstram que as fórmulas de identificação do setor, dos intervalos de tempo e os estados de comutação do inversor para o setor $\mathbf{q}+3$ podem ser obtidas a partir das fórmulas no setor \mathbf{q} . Entre tais setores existe uma relação de simetria de 180° , como é mostrado na Figura 6.1.

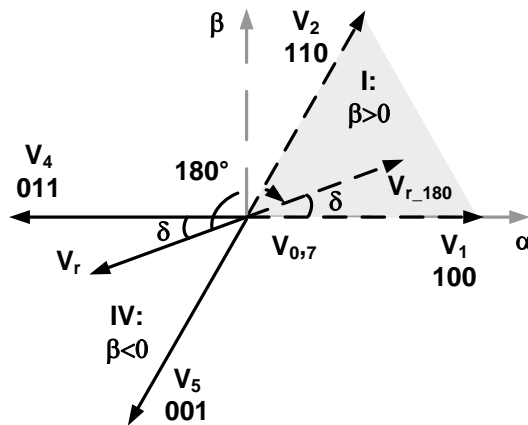


Figura 6.1. Relação de simetria entre os setores I e IV.

6.3.5 Rotação condicional do vetor espacial de referência

As Figuras 2.8 e 6.1 mostram que para um vetor espacial de referência \mathbf{V}_r no setor \mathbf{q} (1, 2 ou 3), sua componente imaginária (β) é sempre positiva, enquanto que tal componente será negativa se o vetor estiver posicionado no setor $\mathbf{q}+3$ (4, 5 ou 6).

Neste trabalho de dissertação é proposto que o vetor de referência \mathbf{V}_r seja rotacionado 180° , no caso que tenha uma componente imaginária (β) negativa. Pelo postulado 1, se o vetor rotacionado esteja no setor \mathbf{q} (1, 2 ou 3), então \mathbf{V}_r está no setor $\mathbf{q}+3$. Pelo postulado 2, pode-se obter os tempos t_a e t_b requeridos. Finalmente, pelo postulado 3, os estados de comutação para sintetizar \mathbf{V}_r são os valores opostos (negação lógica) daqueles achados para o vetor rotacionado.

Em consequência, somente devem-se estabelecer as fórmulas de identificação de setor, das fórmulas dos intervalos de tempo, e dos estados de comutação para os setores I, II e III.

6.4 Fórmulas dos intervalos de tempo e estados de comutação

Pela análise desenvolvida na seção anterior somente é necessário analisar os três primeiros setores. Define-se a variável binária p_0 como a seguir:

$$p_0 = \begin{cases} 1, & \text{se } v_{r-\beta} < 0 \\ 0, & \text{se } v_{r-\beta} \geq 0 \end{cases} \quad (6.25)$$

No caso que p_0 for 1, procede-se à rotação do vetor de referência. Depois da operação de rotação, no caso acontecer, são obtidos k_1 e k_2 a partir de (6.1):

$$\begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \end{bmatrix} = \frac{t_{pwm}}{2v_{dc}} \begin{bmatrix} -3v_{r-\alpha} + \sqrt{3}v_{r-\beta} \\ 3v_{r-\alpha} + \sqrt{3}v_{r-\beta} \end{bmatrix} \quad (6.1)$$

Definem-se as variáveis p_1 e p_2 :

$$p_j = \begin{cases} 1, & \text{se } k_j \geq 0 \\ 0, & \text{se } k_j < 0 \end{cases} ; j = 1, 2 \quad (6.26)$$

A partir da Tabela 6.2, a Tabela 6.3 mostra os valores dos intervalos de tempo t_a , t_b e $t_{ab} = t_a + t_b$ para os setores I, II e III, em relação a k_1 e k_2 .

Tabela 6.3. Intervalos de tempo de comutação para os setores I, II e III.

Setor	t_a	t_b	t_{ab}
I	$-k_1$	k_1+k_2	k_2
II	k_2	k_1	k_1+k_2
III	k_1+k_2	$-k_2$	k_1

As condições para determinar se o vetor de referência V_r está posicionado nos setores *I*, *II* ou *III*, são deduzidas da Tabela 6.3, considerando que os intervalos de tempo são positivos:

Setor *I*:

$$\begin{aligned} t_a &= -k_1 \geq 0 \rightarrow k_1 < 0 \rightarrow p_1 = 0 \\ t_{ab} &= k_2 \geq 0 \rightarrow k_2 \geq 0 \rightarrow p_2 = 1 \end{aligned} \quad (6.27)$$

Setor *II*:

$$\begin{aligned} t_a &= k_1 \geq 0 \rightarrow k_1 \geq 0 \rightarrow p_1 = 1 \\ t_b &= k_2 \geq 0 \rightarrow k_2 \geq 0 \rightarrow p_2 = 1 \end{aligned} \quad (6.28)$$

Setor *III*:

$$\begin{aligned} t_{ab} &= k_1 \geq 0 \rightarrow k_1 \geq 0 \rightarrow p_1 = 1 \\ t_b &= -k_2 \geq 0 \rightarrow k_2 < 0 \rightarrow p_2 = 0 \end{aligned} \quad (6.29)$$

As Tabelas 6.4 e 6.5 mostram os intervalos de tempo e os estados de comutação requeridos no setores *I*, *II* e *III*. Podem-se observar padrões nos resultados obtidos, quando são considerados os valores de p_1 e p_2 .

Tabela 6.4. Intervalos de tempos em relação a k_1 , k_2 , p_1 e p_2

Setor	p_1	p_2	t_a	t_b
I	<u>0</u>	<u>1</u>	$-k_1 = \underline{0}(k_1+k_2) - \underline{1}(k_1)$	$k_1+k_2 = \underline{1}(k_1+k_2) - \underline{0}(k_2)$
II	<u>1</u>	<u>1</u>	$k_2 = \underline{1}(k_1+k_2) - \underline{1}(k_1)$	$k_1 = \underline{1}(k_1+k_2) - \underline{1}(k_2)$
III	<u>1</u>	<u>0</u>	$k_1+k_2 = \underline{1}(k_1+k_2) - \underline{0}(k_1)$	$-k_2 = \underline{0}(k_1+k_2) - \underline{1}(k_2)$

Tabela 6.5. Estados de comutação por fase em relação a k_1 , k_2 , p_1 e p_2

Setor	p_1	p_2	V_a			V_b		
			s_a	s_b	s_c	s_a	s_b	s_c
I	<u>0</u>	<u>1</u>	<u>1</u>	<u>0</u>	0	not(<u>0</u>)	1	not(<u>1</u>)
II	<u>1</u>	<u>1</u>	<u>1</u>	<u>1</u>	0	not(<u>1</u>)	1	not(<u>1</u>)
III	<u>1</u>	<u>0</u>	<u>0</u>	<u>1</u>	0	not(<u>1</u>)	1	not(<u>0</u>)

Das Tabelas 6.4 e 6.5, podem-se induzir as seguintes fórmulas para os três primeiros setores:

$$t_a = p_1(k_1 + k_2) - p_2(k_1) \quad (6.30)$$

$$t_b = p_2(k_1 + k_2) - p_1(k_2) \quad (6.31)$$

Os estados de comutação para V_a e V_b , nos setores I, II e III são:

$$V_a : [s_a \ s_b \ s_c] = [p_2 \ p_1 \ 0] \quad (6.32)$$

$$V_b : [s_a \ s_b \ s_c] = [\text{not}(p_1) \ 1 \ \text{not}(p_2)] \quad (6.33)$$

Como p_1 e p_2 são variáveis binárias (0 ou 1), (6.30) e (6.31) podem ser implementadas usando sentenças *se-então*, como mostrado no seguinte pseudo-código:

```

se  $k_1 \geq 0$ , então           // definição de  $p_1$ 
     $t_a = t_a + k_1 + k_2$ ;      //  $t_a = p_1(k_1 + k_2)$ 
     $t_b = t_b - k_2$ ;          //  $t_b = -p_1 k_2$ 
senão
     $t_a = 0$ ;
     $t_b = 0$ ;
fim
se  $k_2 \geq 0$ , então           // definição de  $p_2$ 
     $t_a = t_a - k_1$ ;          //  $t_a = p_1(k_1 + k_2) - p_2 k_1$ 
     $t_b = t_b + k_1 + k_2$ ;    //  $t_b = p_2(k_1 + k_2) - p_1 k_2$ 
fim

```

Os estados lógico calculados em (6.32) e (6.33) devem ser negados no caso em que p_0 for um (acontecer a rotação do vetor de referência). Tal operação pode ser desenvolvida pela função lógica **xor**, como é demonstrado em (6.34) e (6.35).

$$\text{xor}(p_x, p_0) = p_x \text{not}(p_0) + \text{not}(p_x) p_0 \quad (6.34)$$

$$\begin{aligned} p_0 = 0 : \text{xor}(p_x, p_0) &= p_x \text{not}(0) + \text{not}(p_x) 0 = p_x \\ p_0 = 1 : \text{xor}(p_x, p_0) &= p_x \text{not}(1) + \text{not}(p_x) 1 = \text{not}(p_x) \end{aligned} \quad (6.35)$$

Aplicando (6.34) em (6.32) e (6.33), obtém-se fórmulas dos estados de comutação para qualquer dos seis setores de trabalho do inversor:

$$V_a : [s_a \ s_b \ s_c] = [\text{xor}(p_0, p_2) \ \text{xor}(p_0, p_1) \ \text{xor}(p_0, 0) = p_0] \quad (6.36)$$

$$V_b : [s_a \ s_b \ s_c] = [\text{xor}(p_0, \text{not}(p_1)) \ \text{xor}(p_0, 1) = \text{not}(p_0) \ \text{xor}(p_0, \text{not}(p_2))] \quad (6.37)$$

A Figura 6.2 resume a simplificação do algoritmo *SV-PWM* proposta.

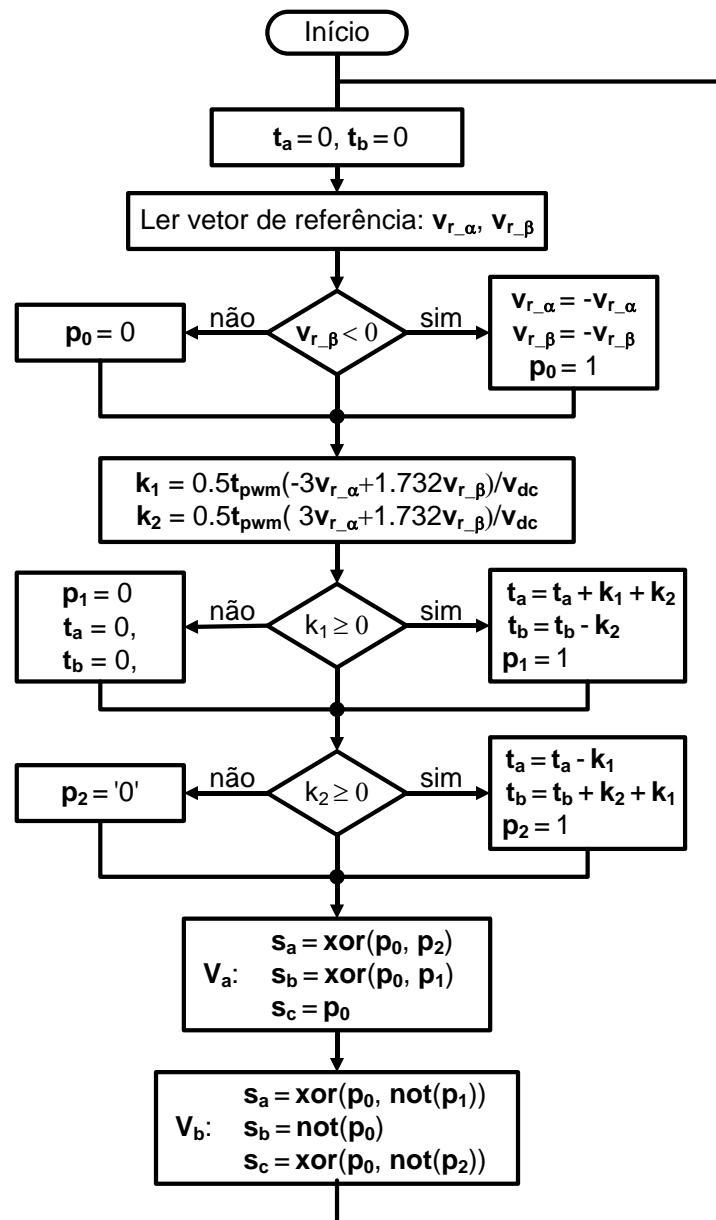


Figura 6.2. Fluxograma do algoritmo *SV-PWM* simplificado.

Uma maneira para gerar a seqüência de pulsos e comparar os tempos obtidos com uma onda triangular [37]. Em outras, os tempos fornecem informação a temporizadores no processador.

6.5 Simulação do algoritmo SV-PWM simplificado

A simplificação proposta do algoritmo *SV-PWM* foi simulada em *MATLAB*, segundo as Figuras 6.3 e 6.4.

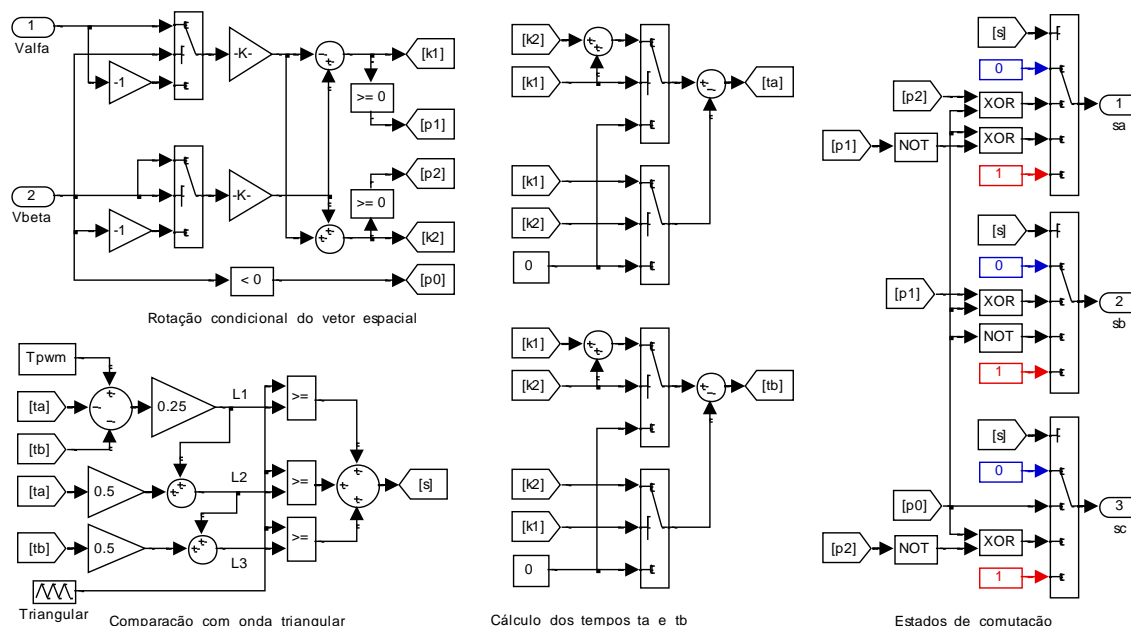


Figura 6.3. Diagrama de blocos do algoritmo SV-PWM simplificado.

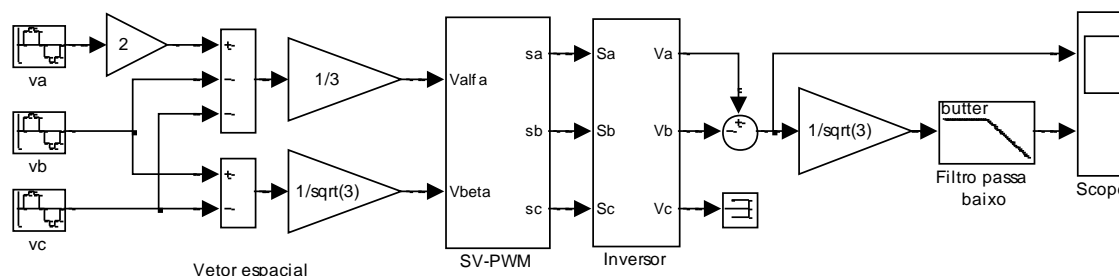


Figura 6.4. Diagrama de testes do algoritmo SV-PWM simplificado.

No teste do algoritmo simplificado *SV-PWM*, a frequência de modulação escolhida foi de 4kHz, e a fonte CC de alimentação corresponde a 200V. O objetivo do teste é sintetizar ondas cujas fundamentais sejam de 50V e 100V, com uma frequência de 100Hz. Um filtro passa-baixo permitiu visualizar a onda fundamental da saída, a partir da tensão de linha (e sendo dividida pela raiz de três para obter a tensão de fase). Foi considerado um inversor ideal.

A Figura 6.5 mostra os resultados da simulação para uma referência de amplitude de 50V pico. O erro médio, entre os valores máximos da onda fundamental com o nível de referência é aproximadamente 0,3V. No segundo teste, para uma magnitude de referência de 100V, o erro foi menor a 0,6V, como é apresentado na Figura 6.6.

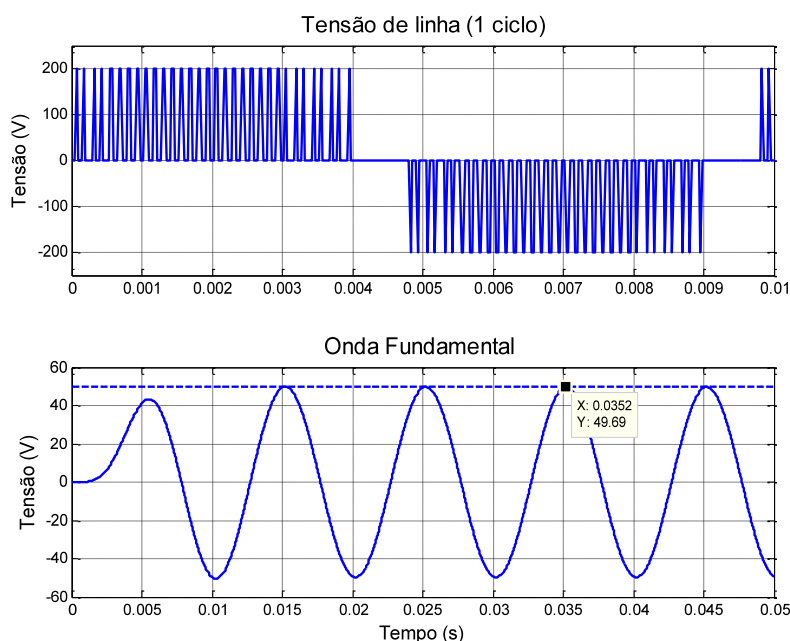


Figura 6.5. Simulação do algoritmo SV-PWM proposto para 50V pico.

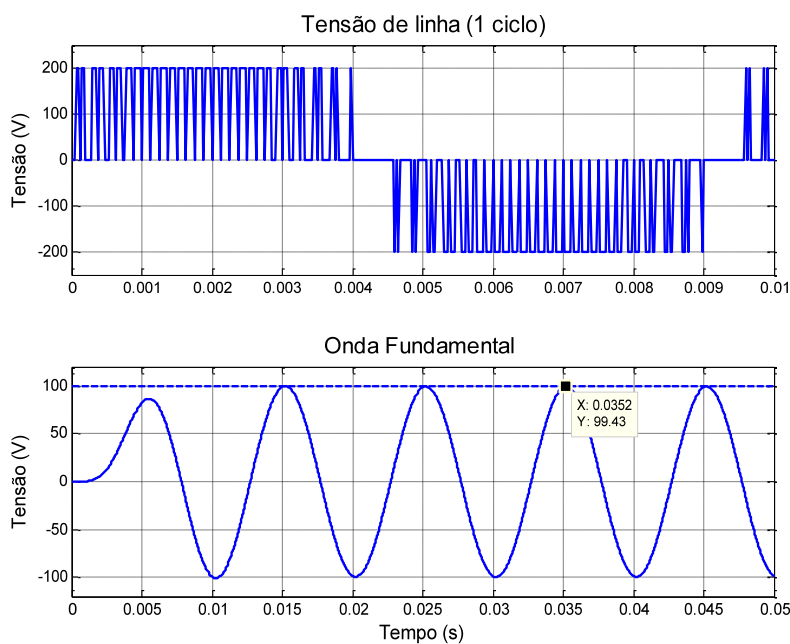


Figura 6.6. Simulação do algoritmo SV-PWM proposto para 100V pico.

6.6 Comentários Finais

Foi desenvolvida uma simplificação do algoritmo *SV-PWM* constituída por fórmulas matemáticas, operações *se-então* e lógica booleana, em substituição do uso de tabelas para armazenar as fórmulas. Não é necessária uma identificação explícita do setor. As fórmulas desenvolvidas integram a determinação do setor, eliminando um alto número de sentenças *if-then* como em [31]. Pelo menor número de etapas *if-then*, a eliminação do procedimento de identificação explícita do setor e das tabelas de armazenamento, é esperado que a velocidade e o custo computacional do algoritmo *SV-PWM* desenvolvido seja de baixo custo computacional.

As fórmulas desenvolvidas correspondem à região linear de modulação. Não obstante, elas podem ser modificadas para trabalhar na região de sobremodulação, através de fatores de correção, como proposto em [36].

7 CAPÍTULO VII – CONTROLADORES INTELIGENTES EM MALHA FECHADA

7.1 Introdução

Para obter um controle preciso, robusto ante variações dos parâmetros e de baixo custo computacional, serão desenvolvidos controladores baseados nas redes *ADALINEs* para as malhas de posição e das correntes nos eixos *d* e *q*.

7.2 Controladores adaptativos

Para obter controladores que possam fornecer um erro mínimo, além do ponto de operação e as variações da planta, serão usados matrizes de ganhos adaptativos. Em [66]-[68], é proposto um controlador PID adaptativo onde os ganhos proporcional, integral e derivativo são atualizados de acordo com o algoritmo de atualização de pesos sinápticos de uma rede *ADALINE*, mostrada em (3.12):

$$W(n+1) = W(n) + \eta e(n) X(n)^T \quad (3.12)$$

Sendo:

$W(n)$: ganho proporcional, integral ou derivativo,

$e(n)$: erro entre a saída desejada e a obtida da planta

$X(n)$: o erro, sua integral ou derivada, de acordo com o tipo de controlador (proporcional, integral ou derivativo)

Neste trabalho de dissertação, foi desenvolvida uma modificação de [65]. O algoritmo de atualização é utilizado para modificar o valor da lei de controle gerado por um controlador base das malhas de posição e das correntes, projetado previamente e com parâmetros fixos, através de um fator de correção adaptativo q :

$$u_q = qu \quad (7.1)$$

Sendo

u : lei de controle obtido por um controlador base

q : fator de correção

u_q : lei de controle corrigida

Serão usados um controlador *PD* adaptativo na malha de posição, e controladores *PI* nas malhas de corrente. Na seqüência, será explicado como foram obtidos os parâmetros dos controladores base através de uma análise em espaço-estado.

7.3 Análise da malha de posição

O objetivo deste controlador é gerar a corrente de referência no eixo q . A partir de (2.22) e (2.25):

$$J\dot{\omega} + D\omega = T_{em} - T_L \quad (2.22)$$

$$T_{em} = 1.5P\phi_m i_q \quad (2.25)$$

$$J\dot{\omega} + D\omega = 1.5P\phi_m i_q - T_L \quad (7.2)$$

Por (2.51), considera-se que a corrente total no eixo q tem duas componentes: uma para gerar movimento (i_{q_1}) e outra para compensar a carga externa (i_{q_2}). O valor do torque de carga T_L é conhecido por meio do estimado desenvolvido no Capítulo 5:

$$i_q = i_{q_1} + i_{q_2} \quad (2.51)$$

$$T_L = 1.5P\phi_m i_{q_2} \quad (7.3)$$

Substituindo (2.51) e (7.3) em (7.2):

$$\begin{aligned} J\dot{\omega} + D\omega &= 1.5P\phi_m (i_{q_1} + i_{q_2}) - T_L \\ J\dot{\omega} + D\omega &= 1.5P\phi_m i_{q_1} + (1.5P\phi_m i_{q_2} - T_L) \\ J\dot{\omega} + D\omega &= 1.5P\phi_m i_{q_1} \end{aligned} \quad (7.4)$$

Como a velocidade (ω) é a derivada da posição (θ), tem-se:

$$\begin{aligned} \dot{\theta} &= \omega \\ J\ddot{\theta} + D\dot{\theta} &= 1.5P\phi_m i_{q_1} \end{aligned} \quad (7.5)$$

Aplicando a transformada de Laplace a (7.5), com condições iniciais nulas:

$$Js^2\theta(s) + Ds\theta(s) = 1.5P\phi_m I_{q_1}(s) \quad (7.6)$$

A função de transferência $G_p(s)$ entre a posição do rotor e a corrente i_{q-1} é dada por (7.7):

$$G_p(s) = \frac{\theta(s)}{i_{q-1}(s)} = \frac{1.5P\phi_m}{s(Js + D)} \quad (7.7)$$

Observa-se que a planta $G_p(s)$ tem um integrador. Por [69], pode-se projetar uma matriz de ganho de retroalimentação de estados $K_{pos} = [K_{pos1} \ K_{pos2}]$, para que o sistema faça um rastreamento do sinal de referência r , segundo a Figura 7.1.

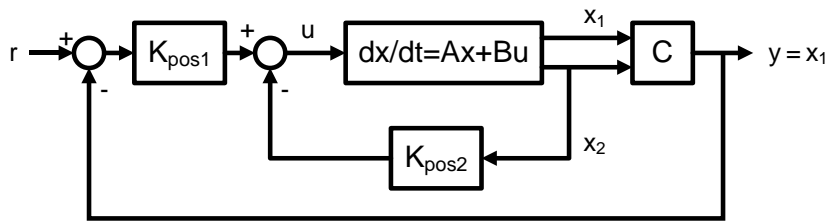


Figura 7.1. Diagrama de blocos de um sistema de rastreamento de uma planta com integrador.

Fazendo $x_1 = \theta$ e $x_2 = \omega$, obtém-se a representação de (7.7) em espaço-estado:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -J/D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1.5P\phi_m/J \end{bmatrix} i_{q-1} \quad (7.8)$$

$$\theta = y = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (7.9)$$

Definem-se as matrizes de estado:

$$A_p = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -J/D \end{bmatrix}; \quad B_p = \begin{bmatrix} 0 \\ 1.5P\phi_m/J \end{bmatrix}; \quad C_p = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (7.10)$$

O controlador é projetado através da fórmula de Ackermann [69].

$$K_{pos} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} [B_p \quad A_p B_p] (A_p^2 + \alpha_1 A_p + \alpha_2 I) \quad (7.11)$$

Sendo I a matriz identidade, e $\Phi(s) = s^2 + \alpha_1 s + \alpha_2$ representa a equação característica cujas raízes são os pólos desejados em malha fechada. A matriz de ganhos pode ser calculada usando o comando *acker* de *MATLAB*:

$$K_{pos} = [K_{pos1} \ K_{pos2}] = \text{acker}(A_{pos}, B_{pos}, \text{pólos}) \quad (7.12)$$

A lei de controle, o valor de referência i_{q_1} , tem a seguinte estrutura:

$$i_{q_1} = u = K_{pos1}r - K_{pos1}x_1 - K_{pos2}x_2 \quad (7.13)$$

7.4 Análise das malhas de corrente

A partir de (2.17) e (2.18):

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -P\omega L \\ P\omega L & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ e_{fcm} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

$$e_{fcm} = P\omega\phi_m \quad (2.18)$$

Assumindo inicialmente que a velocidade mecânica é pequena ($\omega \approx 0$), pode-se fazer a seguinte aproximação:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} &= R_s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (7.14)$$

Na seqüência, a partir de (7.14) será desenvolvido um controlador por realimentação de estados para a corrente i_q . O mesmo procedimento será aplicado para obter o controlador da corrente i_d . Calculando a função de transferência $G_q(s)$ que relaciona a corrente e tensão no eixo q :

$$G_q(s) = \frac{i_q(s)}{v_q(s)} = \frac{1}{(Ls + R)} \quad (7.15)$$

Como $G_q(s)$ não tem um integrador, deve-se adicionar um e projetar a matriz de ganhos do conjunto planta-integrador, como mostrado na Figura 7.2 [69].

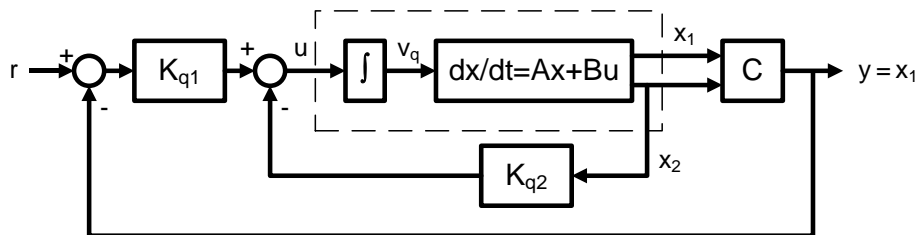


Figura 7.2. Diagrama de blocos de um sistema de rastreamento de uma planta sem integrador.

Da Figura 7.2, observa-se que a tensão v_q equivale à integral de u , a entrada do conjunto planta-integrador $T(s)$, cuja função de transferência é mostrada em (7.16):

$$T_q(s) = \frac{1}{s} G_q(s) = \frac{I_q(s)}{U(s)} = \frac{1}{s(Ls + R_s)} \quad (7.16)$$

Expressando (7.17) no domínio do tempo (condições iniciais nulas):

$$\begin{aligned} U(s) &= Ls^2 I_q(s) + sR_s I_q(s) \\ u &= L \frac{d^2 i_q}{dt^2} + R_s \frac{di_q}{dt} \end{aligned} \quad (7.17)$$

Fazendo $x_1 = i_q$ e $x_2 = di_q/dt$, a planta $T(s)$ tem a seguinte representação em espaço-estado:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -R_s/L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1/L \end{bmatrix} u \quad (7.18)$$

$$i_q = y = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (7.19)$$

Definem-se as matrizes de estado:

$$A_q = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -R_s/L \end{bmatrix}; \quad B_q = \begin{bmatrix} 0 \\ 1/L \end{bmatrix}; \quad C_q = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (7.20)$$

Novamente, é usada a fórmula de Ackerman para obter a matriz de ganhos de realimentação $K_q = [K_{q1} \ K_{q2}]$ para a malha de corrente.

$$K_q = [K_{q1} \ K_{q2}] = \text{acker}(A_q, B_q, \text{pólos}) \quad (7.21)$$

A lei de controle para o conjunto planta-integrador é:

$$u = K_{q1}r - K_{q1}x_1 - K_{q2}x_2 \quad (7.22)$$

O valor da tensão v_q será :

$$v_q = \int u dt = \int (K_{q1}r - K_{q1}x_1 - K_{q2}x_2) dt \quad (7.23)$$

7.5 Controladores PID base

Na análise das malhas de posição e corrente, a segunda variável de estado sempre consiste na derivada da primeira variável:

$$x_2 = \dot{x}_1 \quad (7.24)$$

Portanto, a lei de controle u para uma matriz de ganhos de realimentação de estados $K = [K_1 \ K_2]$ e uma saída $y = x_1$ pode ser descrita da seguinte maneira:

$$u = K_1(r - x_1) - K_2\dot{x}_1 \quad (7.25)$$

Por outro lado, a saída de um controlador proporcional-derivativo (PD) com ganhos K_p e K_d respectivamente, corresponde à equação desenvolvida em (7.26) [64]:

$$\begin{aligned} u &= K_p(r - y) + K_d \frac{d(r - y)}{dt} \\ u &= K_p(r - x_1) + K_d \frac{d(r - x_1)}{dt} \\ u &= K_p(r - x_1) + K_d(\dot{r} - \dot{x}_1) \\ u &= K_p(r - x_1) - K_d\dot{x}_1 + K_d\dot{r} \end{aligned} \quad (7.26)$$

Se $K_p = K_1$ e $K_d = K_2$, a única diferença entre a realimentação de estados e um controlador PD é a adição da derivada do sinal de referência. No caso em que a referência não seja constante, a adição do termo descrito anteriormente pode fornecer mais energia à planta, o que pode melhorar a resposta dinâmica do sistema.

Em conseqüência, os controladores base das malhas fechadas de posição e das correntes serão controladores PD , cujos ganhos proporcional e derivativo correspondem aos valores das matrizes de ganhos de realimentação calculados de acordo à análise desenvolvida nas seções 7.3 e 4.4.

No caso dos controladores das malhas de corrente, deve-se adicionar um integrador na saída do controlador projetado, o que converte um controlador PD em um controlador PI , como pode ser verificado segundo (7.27).

$$\begin{aligned} u &= \int \left(K_p e + K_d \frac{de}{dt} \right) dt \\ u &= K_p \left(\int e dt \right) + K_d e \end{aligned} \quad (7.27)$$

7.6 Correção adaptativa da lei de controle

O objetivo do fator de correção (q) é fornecer adaptabilidade aos controladores no caso de variações do ponto de operação e dos parâmetros da planta. Este fator corrige o valor fornecido pelos controladores *PI* e *PD* bases (u), cujos parâmetros foram projetados previamente, segundo (7.1).

$$u_q = qu \quad (7.1)$$

Por outro lado, a estrutura de uma rede *ADALINE* foi analisada no Capítulo 3, e estabelecida por (3.3) [59]:

$$y(n) = \sum_{i=1}^M w_i(n)x_i(n) \quad (3.3)$$

Comparando (7.1) com (3.3), pode-se usar o algoritmo de treinamento de uma rede *ADALINE* para calcular o fator de correção q , o qual corresponde ao peso sináptico da rede. Este fator é inicializado em 1, e atualizado de acordo com (3.12):

$$W(n+1) = W(n) + \eta e(n)X(n)^T \quad (3.12)$$

Considera-se que o fator de correção está armazenado no peso sináptico da rede $W(n)$. Portanto:

$$q(n+1) = q(n) + \eta e(n)u(n) \quad (7.28)$$

O índice n denota o instante de tempo. Segundo [67], o sinal $e(n)$ equivale ao erro entre a saída desejada e a obtida da malha fechada (de posição ou das correntes).

A convergência (estabilidade) do algoritmo de correção depende do valor da taxa de aprendizagem η , o qual deve ser pequena, segundo o mencionado na seção 3.3.2. Pode-se usar uma função de saturação para limitar os valores do fator de correção. Adicionalmente, um outro saturador pode ser usado na saída do controlador para evitar valores muito grandes nas saídas de controle.

A Figura 7.3 mostra o fluxograma do algoritmo de correção da lei de controle.

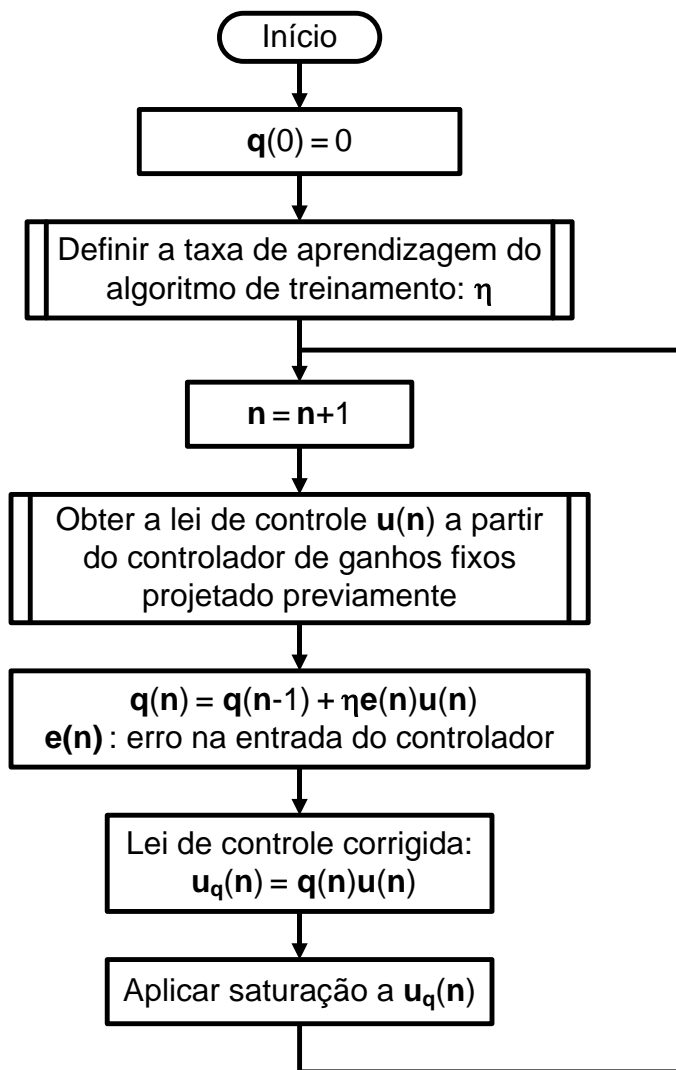


Figura 7.3. Fluxograma do sistema de correção da lei de controle.

A Figuras 7.4 e 7.5 mostram os controladores propostos implementados em SIMULINK.

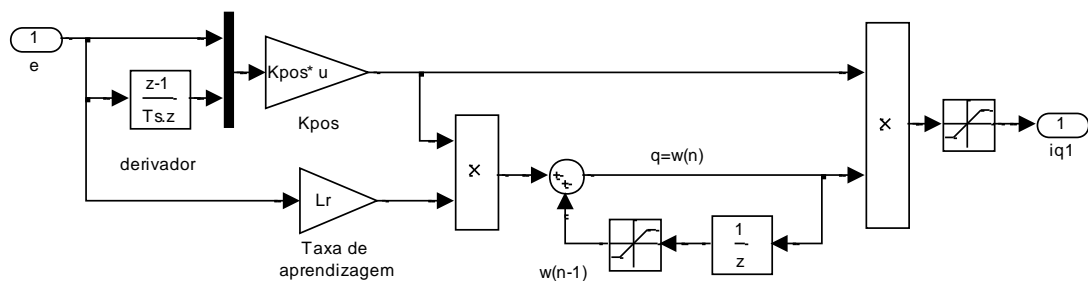


Figura 7.4. Estrutura do controlador de posição com correção.

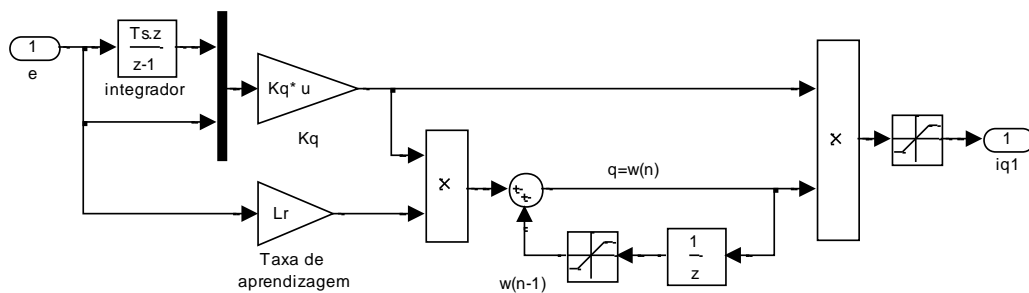


Figura 7.5. Estrutura dos controlador de corrente com correção.

7.7 Comentários Finais

Os controladores de posição e correntes propostos têm uma estrutura simples, com um custo computacional baixo. A precisão destes algoritmos será demonstrado nos testes de simulação e experimentais, os quais são apresentados no Capítulo 8.

8 CAPÍTULO VIII – RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

8.1 Introdução

Este capítulo mostra os resultados dos testes de simulação e experimentais do sistema de controle de posição completo, com os algoritmos de leitura de posição, estimador de carga, modulação por vetores espaciais e controladores adaptativos desenvolvidos nos capítulos anteriores.

8.2 Especificações do sistema de controle.

Os parâmetros do motor usado nas simulações e nos testes experimentais são mostrados na Tabela 8.1.

Tabela 8.1. Parâmetros do motor PMSM

Resistência do estator (R_s)	0,78 Ω
Autoindutância no eixo d (L_d)	5,974 mH
Autoindutância no eixo q (L_q)	5,974 mH
Fluxo equivalente dos ímãs (ϕ_m)	0,148 Wb
Inércia do rotor (J)	4,89e-4 kg.m ²
Coeficiente de atrito (D)	5e-5 N.m.s
Pares de pólos (P)	3
Velocidade nominal	6000 RPM
Torque nominal	5 Nm
Tensão máxima	400V _{ef}

A seguir, são mostrados os parâmetros dos sistemas de leitura do sensor de posição, estimador de torque de carga, do algoritmo de modulação *SV-PWM* e dos controladores em malha fechada:

a) Sistema de leitura de posição:

- Taxa de aprendizagem das redes *ADALINES*: 0,8.
- Frequência de excitação: 4kHz.
- Tensão de excitação: 5V.

- Relação entre os enrolamentos do estator e rotor do sensor (**k**): 1
- f) Estimador de torque de carga:
- Filtro passa-baixo: Butterworth, ordem 3, frequência de corte de 300Hz.
 - Filtro passa-banda: Butterworth, ordem 3, frequências de corte de [400 800]Hz.
 - Taxa de aprendizagem da rede *ADALINE* do estimador de inércia: 0,1.
 - Taxa de aprendizagem da rede *ADALINE* do estimador de torque: 0,05.
- g) Algoritmo SV-PWM
- Tempo de modulação (T_{pwm}): 8kHz.
 - Fonte de alimentação CC: 60Vcc.
- h) Controladores em malha fechada
- Matriz de ganhos da malha de posição (K_{pos}): [29,37 0,44].
 - Matriz de ganhos das malha de corrente (K_d, K_q): [100 1].
 - Taxas de aprendizagem do algoritmo de atualização das malhas de posição e corrente: 0,01 e 0,001 respectivamente.
 - Níveis de saturação do fator de correção: [0,1 5].

A Figura 8.1 mostra o diagrama de blocos da simulação desenvolvido em *MATLAB*.

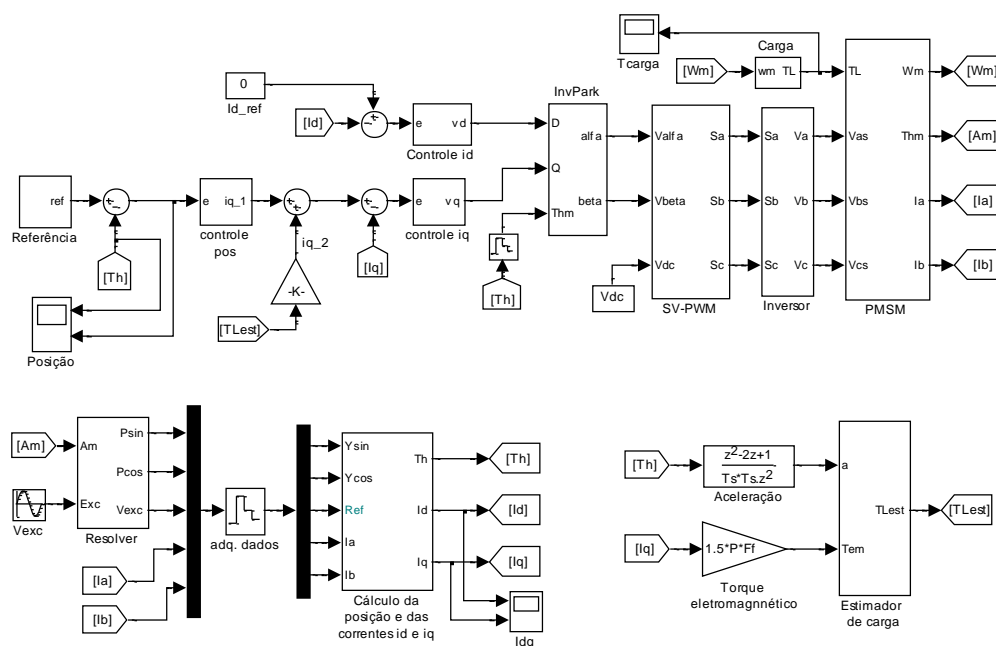


Figura 8.1. Diagrama de simulação do sistema de controle completo.

A aquisição dos sinais do sensor de posição e das correntes por fase foi realizado com uma taxa de amostragem de 20kHz. Os sinais dos controladores de posição e das correntes são atualizados com uma frequência de 2kHz e 4kHz respectivamente. As malhas internas (corrente) de um sistema de controle sempre devem ser mais rápidas que as malhas externas (posição).

8.3 Resultados de simulação

No primeiro conjunto de testes de simulação, é considerada uma referência baseada em níveis constantes e rampas, como indicado na Figura 8.2.

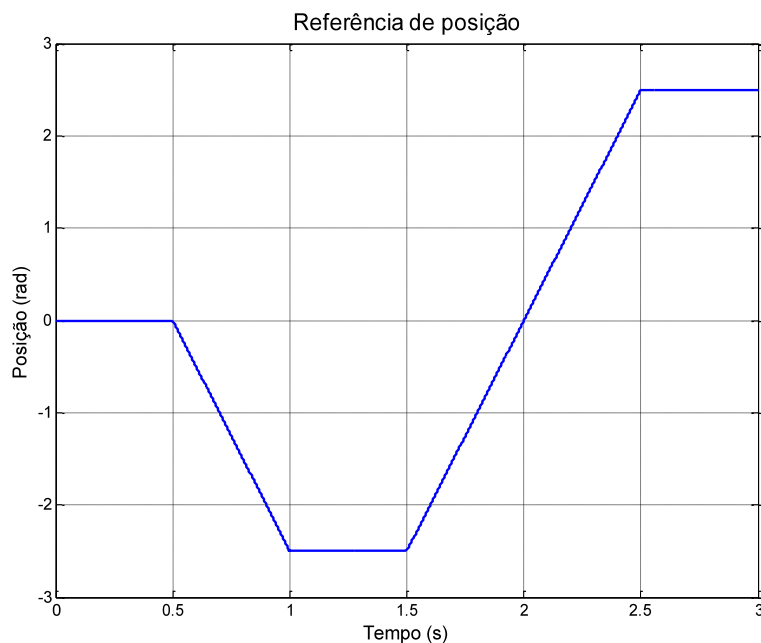


Figura 8.2. Referência de posição no primeiro conjunto de testes.

A Figura 8.3 mostra a inércia do rotor estimada usando a metodologia apresentada no capítulo 5. A estimativa converge ao valor da inércia real, independentemente do estado de operação do motor, com um pequeno erro de estimativa.

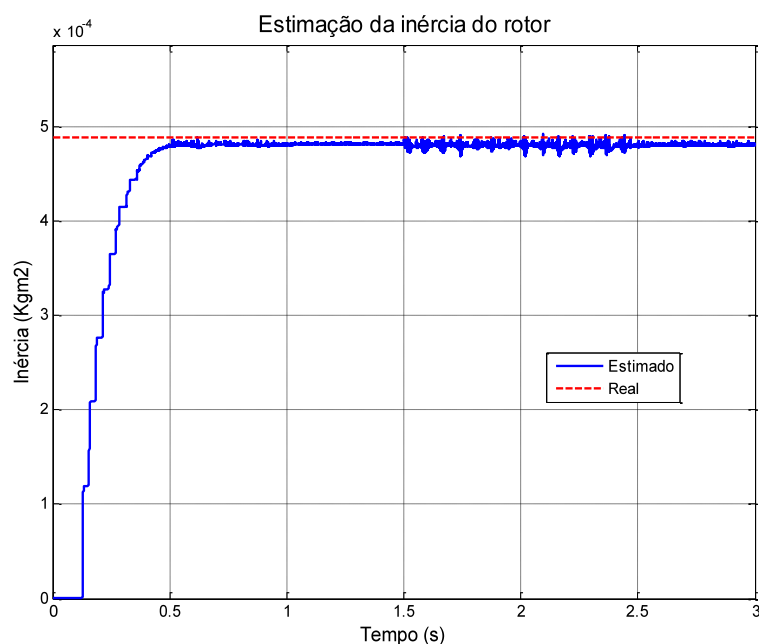


Figura 8.3. Estimação da inércia do rotor.

A Figura 8.4 mostra a estimação do torque de carga. Depois de um período de 0.5s, a estimação converge ao valor do torque real, com um pequeno erro de estimação. As oscilações iniciais presentes na curva do torque de carga estimado devem-se à resposta inicial dos filtros e da rede *ADALINE* usados na estimação.

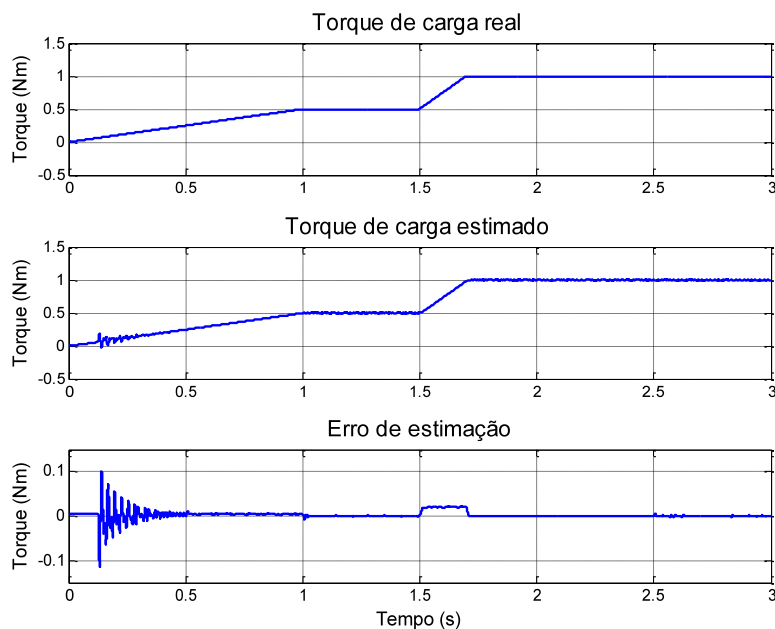


Figura 8.4. Estimação do torque de carga. Primeiro conjunto de teste.

Inicialmente, o sistema de controle será testado com os parâmetros nominais do rotor. Os resultados na Figura 8.5 demonstram a precisão do sistema de controle, tanto em regime permanente como em regime transitório.

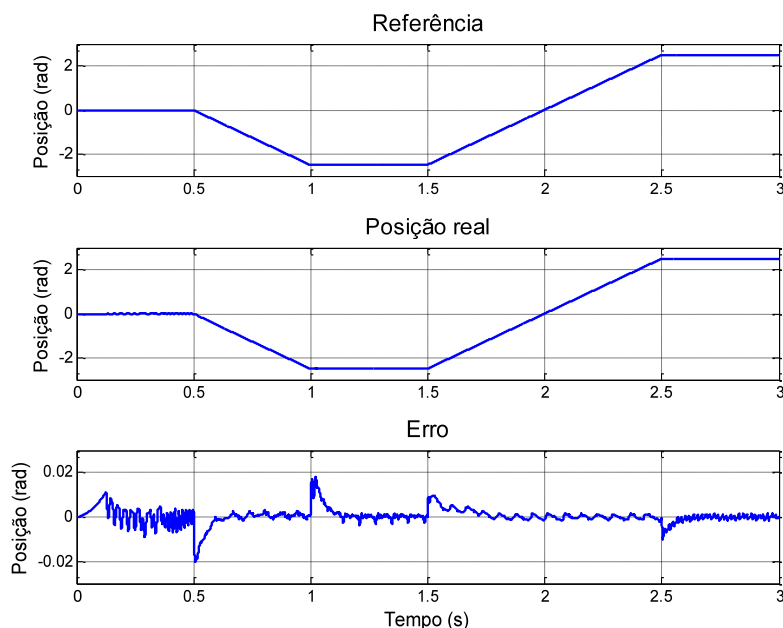


Figura 8.5. Resultados para o primeiro conjunto de testes: Planta nominal.

A Figura 8.6 mostra o resultado da simulação, onde os valores da resistência, indutâncias e fluxo equivalente dos ímãs foram reduzidos 50%. O sistema de controle ainda fornece uma alta exatidão de posição.

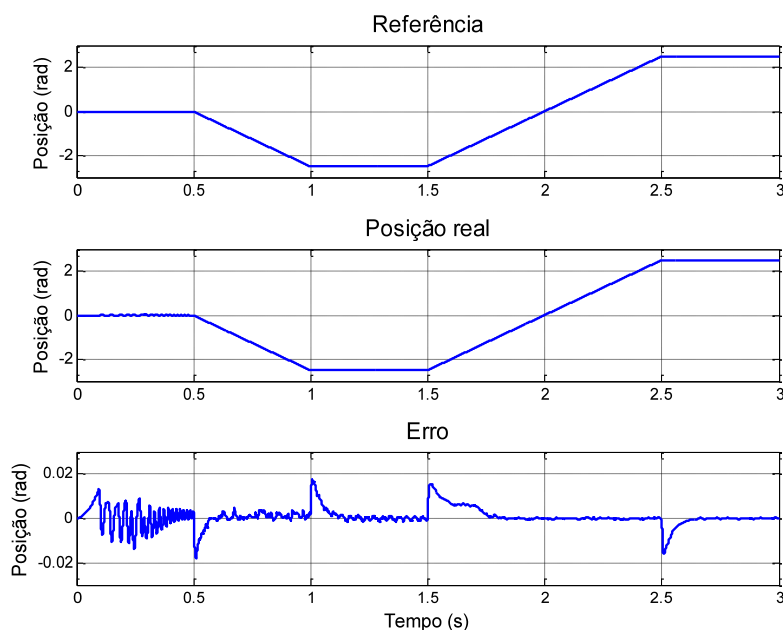


Figura 8.6. Resultados para o primeiro conjunto de testes: Planta modificada.

No segundo conjunto de testes, a referência é uma onda senoidal de 1Hz e 2.5 radianos de amplitude, para comprovar a capacidade de rastreamento (*tracking*) do controlador. O estimador de carga proposto ainda fornece uma boa aproximação do valor da carga real, como demonstra a Figura 8.7.

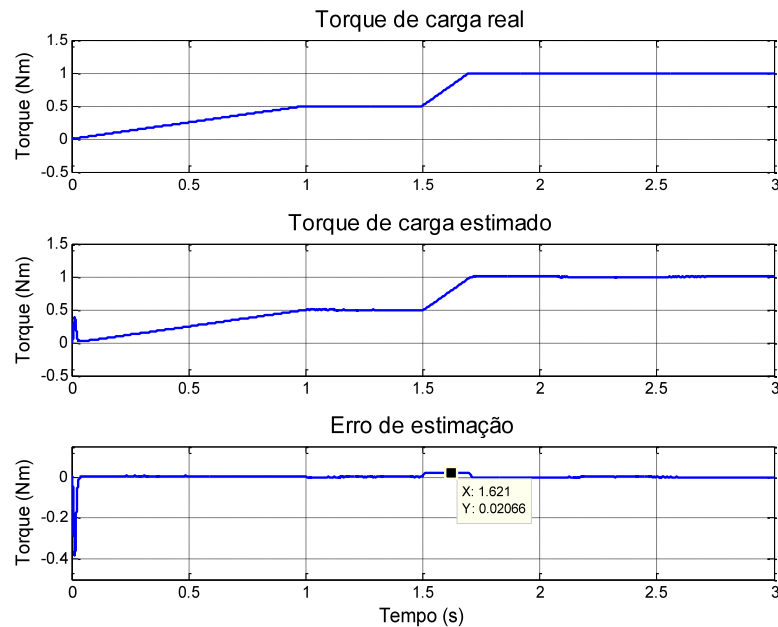


Figura 8.7. Estimação do torque de carga. Segundo conjunto de teste.

A Figura 8.8 mostra a posição real do rotor. Depois de um pequeno transitório inicial, o erro máximo é de 0,009 radiano aproximadamente.

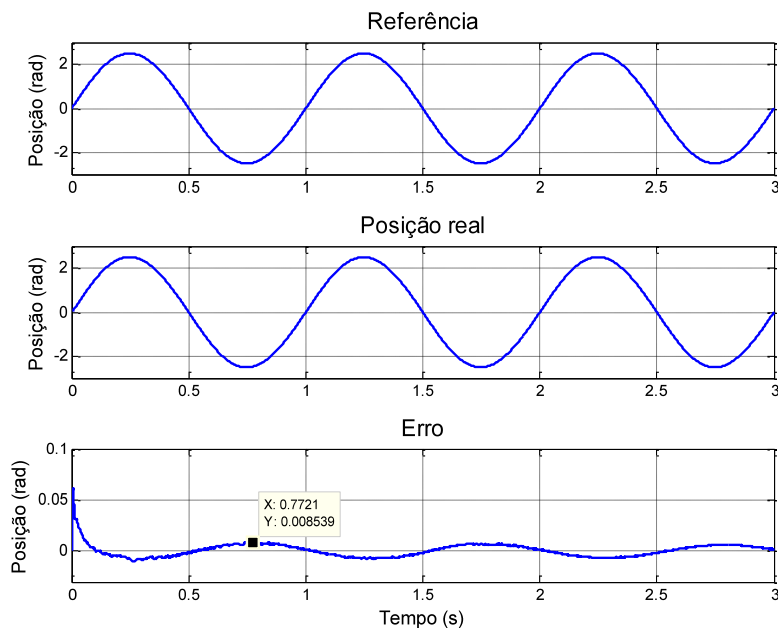


Figura 8.8. Resultados para o segundo conjunto de testes: Planta nominal.

A Figura 8.9 mostra a posição do rotor, para a referência senoidal, com os parâmetros do motor modificados (redução do 50% nos valores de resistência, indutâncias e fluxo equivalente dos ímãs). O erro máximo aumentou ligeiramente, mas o controlador ainda consegue atingir uma exatidão considerável.

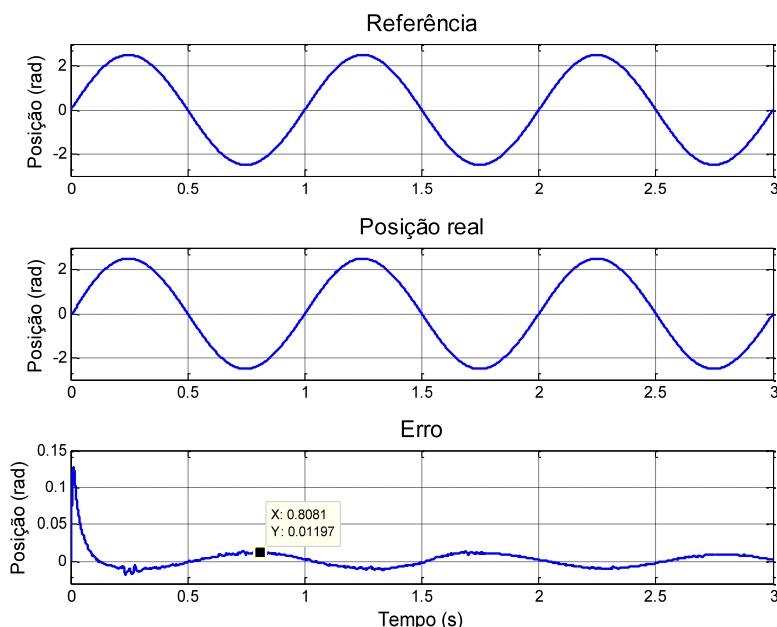


Figura 8.9. Resultados para o segundo conjunto de testes: Planta modificada.

8.4 Resultados Experimentais

Os algoritmos desenvolvidos neste trabalho de dissertação foram implementados no *DSP Dspace DS1104*, o qual está integrado à porta *PCI* de um computador, sendo programado através dos diagramas de blocos desenvolvidos em *MATLAB/SIMULINK*. Este equipamento possui as seguintes características:

- 20 entradas-saídas digitais *TTL*.
- 4 conversores analógico/digital independentes: 12bits, $\pm 10V_{cc}$.
- 4 conversores analógico/digital multiplexados: 16bits, $\pm 10V_{cc}$.
- 4 conversores digital/analógico independentes: 12bits, $\pm 10V_{cc}$.

A leitura das correntes foram feitas usando sensores Hall marca *LEM HY-20P*. A alimentação do motor é realizada pelo driver *IRAMX16UP60A* da marca *International Rectifier*. O driver está composto por um inversor trifásico composto por 6 IGBT - 600V, 16 A, controlável por 6 sinais *TTL*.

Devido à falta de um equipamento para gerar e medir torque não foi possível efetuar adequados testes do estimador de carga. Porém, pode-se testar o estimador através da compensação de perturbações externas de valor arbitrário e pequeno.

Por outro lado, limitação de carga faz que as correntes nas fases no estator sejam pequenas, e o efeito do ruído aumenta. Para resolver tal problema, foram usados filtros analógicos na parte de condicionamento de sinais, e filtros digitais no algoritmo de controle.

A bancada de teste experimental é mostrada na Figura 8.10.

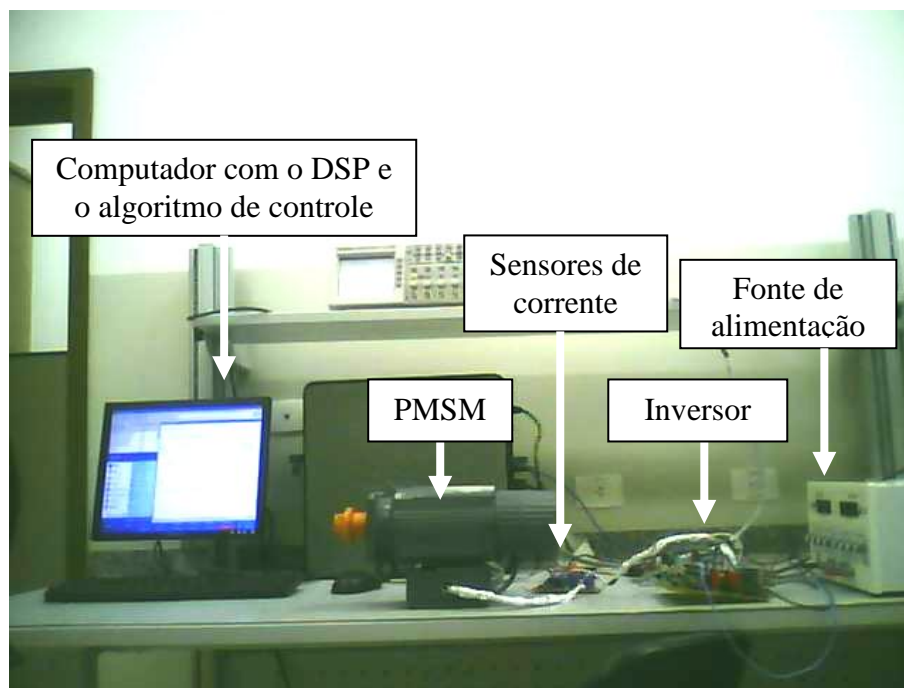


Figura 8.10. Bancada de teste experimental.

As Figuras 8.11 e 8.12 mostram a resposta do sistema a uma seqüência de degraus. O valor de transitórios aumentou em comparação aos valores de simulação. Não obstante, o erro em regime permanente é baixo. O erro médio nas referências ainda é próximo a zero.

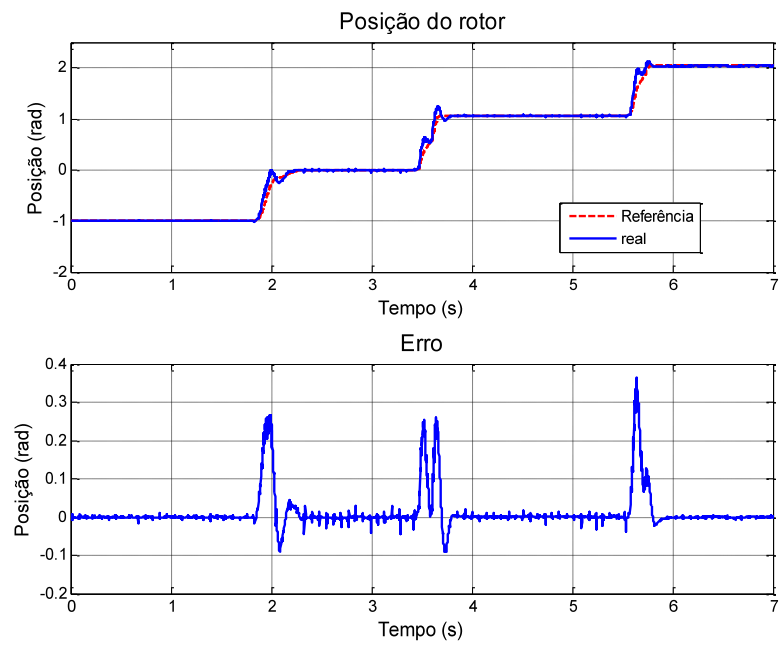


Figura 8.11. Teste experimental do controlador de posição para um conjunto de referências tipo degrau.

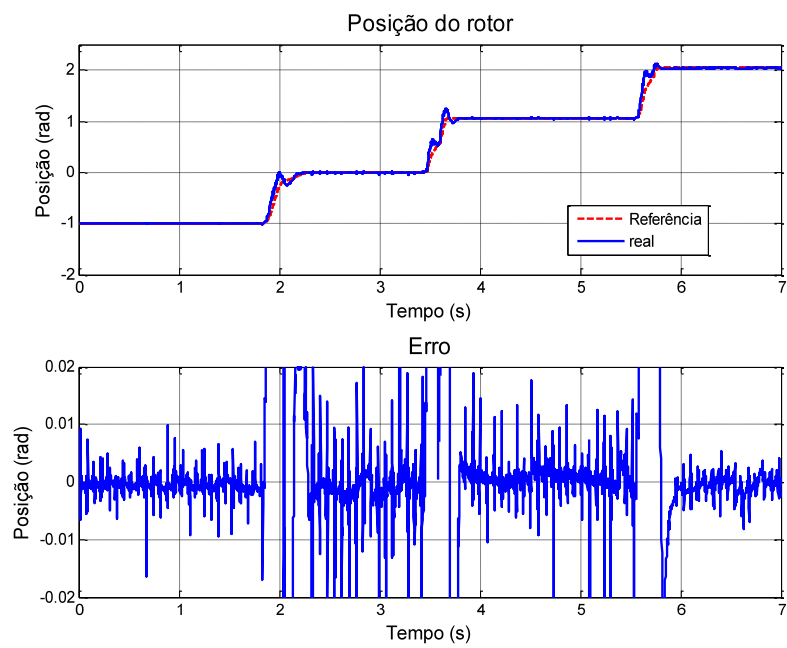


Figura 8.12. Ampliação da Figura 8.11.

As Figuras 8.13 e 8.14 mostram que o estimador de carga pode fornecer valores adequados para compensar as perturbações externas. Neste teste, a referência de posição é de 4 radianos, e o torque de carga foi estimado em 0,5 Nm.

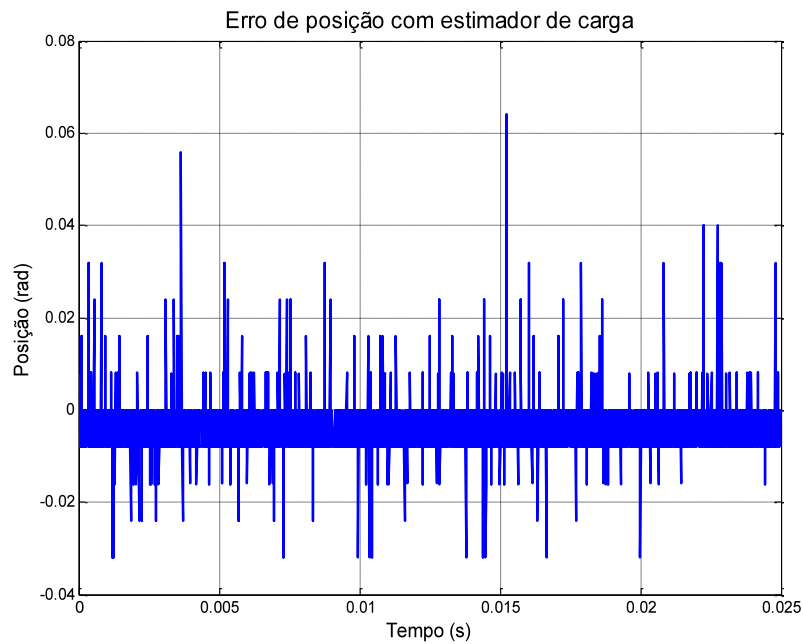


Figura 8.13. Erro de posição com compensação de carga.

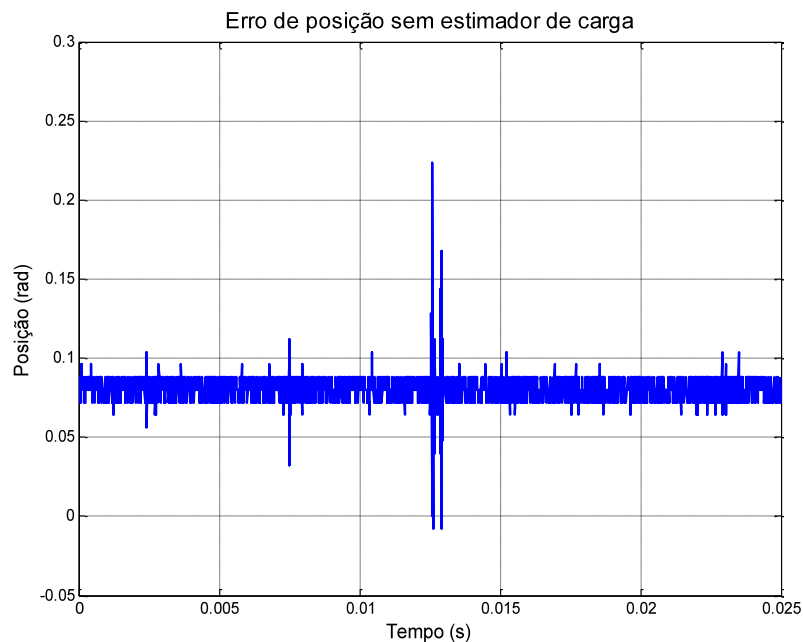


Figura 8.14. Erro de posição sem compensação de carga.

A Figura 8.15 mostra o erro quando a referência é uma onda senoidal semelhante à usada nos testes de simulação, segundo a Figura 8.8 (1Hz, 2,5 radianos de amplitude). O erro máximo aumentou a 0,06 radianos, mas o erro médio ainda é zero.

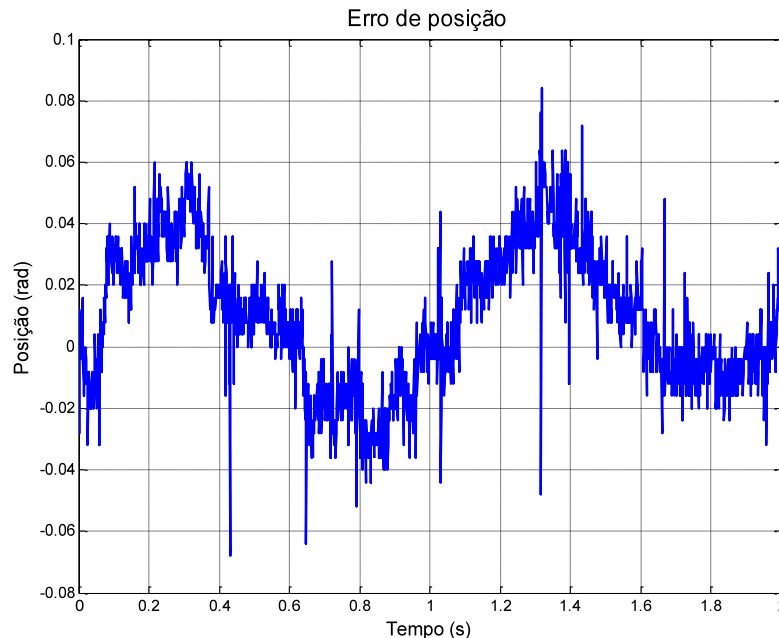


Figura 8.15. Erro de posição para a referência senoidal.

8.5 Comentários Finais

Os resultados de simulação e experimentais demonstram que o sistema de controle proposto pode atingir adequados níveis de precisão no controle da posição de um motor *PMSM*, sendo robusto ante perturbações, ruído no sensor de posição e variações dos parâmetros do motor.

Deve-se melhorar o sistema de condicionamento de sinais e escolher sensores de corrente em uma faixa adequada de acordo com a aplicação esperada.

O estimador de carga compensou os distúrbios gerados pelo torque de carga aplicado ao eixo do motor para uma referência fixa. A falta de um gerador de torque externo limita o número e tipo de testes.

9 CAPÍTULO IX – CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

O presente trabalho de dissertação apresentou um sistema de controle de posição de um motor síncrono de ímã permanente. Os resultados de simulação e experimentais demonstram a precisão do algoritmo proposto, assim como sua robustez ante variações de carga e ruído no sensor de posição. Tais características são adequadas nas aplicações de alta precisão como a robótica.

O objetivo deste trabalho de dissertação não somente é a precisão do sistema de controle. Também considera o custo computacional da implementação. Foram desenvolvidos algoritmos com um bom compromisso entre sua simplicidade e exatidão. Um alto custo computacional dos algoritmos faz necessário processadores mais potentes, o qual aumenta o custo econômico da implementação.

Foram usados filtros para reduzir o ruído nos sensores de corrente. Mas o uso de redes neurais fornece robustez ao cálculo da posição angular do rotor.

O estimador de torque de carga desenvolvido possui um custo computacional baixo e pode fornecer de estimações com alto nível de precisão. Como trabalho futuro, tal algoritmo deve ser testado usando diferentes cargas com o rotor em uma posição fixa ou variável.

A simplificação do algoritmo *SV-PWM* apresentado também possui um baixo custo computacional. As tabelas que armazenam as fórmulas dos tempos e dos correspondentes estados de comutação foram substituídos por simples equações aritméticas e lógicas.

Os controladores das malhas fechadas são simples de implementar e podem atingir excelente resposta.

Os algoritmos da leitura do sensor de posição resolver, da estimação do torque de carga e dos controladores em malha fechada dependem do valor da taxa de aprendizagem das suas redes *ADALINE*. Tais valores foram escolhidos através de um processo de tentativa e erro. Como trabalho futuro, devem-se estabelecer critérios para calcular a taxa de aprendizagem ótima em cada caso, ou aplicar uma taxa de aprendizagem adaptativa, como mencionado em [57].

Outro trabalho a desenvolver é a escolha dos filtros necessários no algoritmo de estimação do torque de carga. Nesse sentido, o principal problema é estabelecer a faixa de média frequência onde a energia do torque eletromagnético é maior que a correspondente ao torque de carga. Com tal informação, pode-se seleccionar as frequências de corte dos filtros necessários no estimador de carga proposto.

Pelas limitações do hardware, o algoritmo proposto foi testado com pouca potência. Como passo seguinte, sugere-se também que seja testado também em aplicações de maior potência.

REFERÊNCIAS

- [1] Y. S. Kung and P. G. Huang, "High performance position controller for PMSM drives based on TMS320F2812 DSP". *Proc. IEEE International Conference on Control Applications*. Taipei, Taiwan, September 2-4, 2004.
- [2] B. K. Bose, "*Power Electronics and Variable Frequency Drives – Technology and Applications*", IEEE Press, New York, 1997.
- [3] D. W. Novonty and R. D. Lorentz, "Introduction to field orientation and high performance AC drives". *IEEE-IAS Tutorial Course*, 1996.
- [4] F. J. Lin, "Real-time IP position controller design with torque feedforward control for PM synchronous motor", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 44, pp. 398-407, June 1997.
- [5] C. H. Lai and K. K. Shyu, "A novel motor drive design for incremental motion system via sliding mode control method", *IEEE Trans. Ind Electron.*, Vol 52, No. 2, april 2005.
- [6] E. Laubwald, "*Servo control systems 1: CC servomechanisms*", Tutorial of Control Systems Principles.co.uk., 2004.
- [7] B. K. Bose, "*Modern Power Electronics and AC Drives*", Prentice Hall PTR, Upper Saddle River, New Jersey, 2002.
- [8] F. Wu, S. M. Wan e S. H. Huang, "Unity power factor control for PMSM position sensorless drive", *International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2008*, pp. 1618-1620, 2008.
- [9] I. R. Recalde, "Análise das correntes do PMSM acionado pelo controle do inversor de modo dual na região de potência constante para avaliação do torque pulsante". Dissertação de mestrado em engenharia elétrica, UFMS-Brazil, 2006.
- [10] J. O. P. Pinto, "Analysis of extended constant power speed range of the PMSM driven by DMIC", PhD thesis, University of Tennessee, Knoxville, 2000.
- [11] P. Pillay, R. Krishnan, "Modeling of permanent magnet motor drives", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 35, No. 4, pp. 537-541, November 1998.
- [12] J. T. Moore. "*Modern Algebra with Trigonometry*", The Macmillan Company, New York, 3th edition, 1965.

- [13] L. Tang, L. Zhong, M. F. Rahman, Y. Hu, "A Novel Direc Torque Control for Interior Permanent-Magnet Synchronous Machine Drive With Low Ripple in Torque and Flux", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 39, No. 6, pp. 1748-1755, November/December 2003.
- [14] M. J. Corley, R. D. Lorenz, Y. Hu, "Rotor Position and Velocity Estimation for a Salient-Pole Permanent Magnet Synchronous Machine at Standstill and High Speeds", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 34, No. 6, pp. 784-789, July/August 1998.
- [15] C. Yongjun, H. Shenghua, W. Shanming, W. Fang, "A Direct Torque Controlled Permanent Magnetic Synchronous Motor System Based on the New Rotor Position Estimation", *Chinese Control Conference (CCC)*, pp. 27-31, 2007.
- [16] F. Zhou, J. Yang, B. Li, "A Novel Speed Observer Based on Parameter-Optimized MRAS for PMSMs", *IEEE International Conference on Networking, Sensing and Control*, pp. 1708-1713, 2008.
- [17] D. Jiang, Z. Zhao, F. Wang, "A Sliding Mode Observer for PMSM Speed and Rotor Position Considering Saliency", *Proc. Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, Rhodes, Greece, pp. 809-814, 2008.
- [18] G. Qingding, L. Ruifu, W. Limei, "Neural Network Adaptive Observer Based Position and Velocity Sensorless Control of PMSM", *Proc. 4th International Workshop on Advanced Motion Control (AMC '96)*, Vol. 1, pp. 41-46, 1996.
- [19] X. Xi, Z. Meng, L. Yongdong, "A Novel Sensor-less Direct Torque Control for PMSM Based Extended Kalman Filter", *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2007)*, pp. 1138-1142, 2007.
- [20] SEW Eurodrive, "SEW Encoder systems", Tutorial, 1999.
- [21] A. O. Di Tommaso, R. Miceli, "A New High Accuracy Software Based Resolver-to-Digital Converter", *The 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON '03)*, Vol. 3, pp. 2435-2440, November 2003.
- [22] W. Kester, "MT-30: Resolver to Digital Converter", Analog Devices, 2006.
- [23] M. Benammar, L. Ben-Brahim, M. A. Alhamadi, "A High Precision Resolver-to-CC Converter", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 54, No. 6, pp. 2289-2296, December 2005.

- [24] W. Kaewjinda, M. Konghirun, "A DSP – Based Vector Control of PMSM Servo Drive Using Resolver Sensor", *IEEE Region 10 Conference TENCON 2006*, pp. 1-4, June 2006.
- [25] C. Attaianese, G. Tomasso, D. De Bonis, "A low cost resolver to digital converter", 2001 *IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, pp. 917-921, 2001.
- [26] M. Benammar, L. Ben-Brahim, A. M. Alhamadi, "A novel resolver to 360° linearized converter", *IEEE Sensors Journal*, Vol. 4 pp. 96-101, February 2004.
- [27] M. H. Rashid, "*Power Electronics Handbook*", Academic Press, 2001.
- [28] Y. Yu, F. Chai, S. K. Cheng, "Analysis of Modulation Pattern and Losses in Inverter for PMSM Drives", *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC '08)*, pp. 1-4, 2008.
- [29] A. Iqbal, A. Lamine, I. Ashraf, Mohibullah. "Matlab/Simulink Model of Space Vector PWM for Three-Phase Voltage Source Inverter", *Proc. 41th International Universities Power Engineering Conference (UPEC '06)*, Vol. 3, pp. 1096-1100, September 2006.
- [30] Y. Y. Tzou, H. J. Hsu, "FPGA realization of space-vector PWM control IC for three-phase PWM inverters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 12, No. 6, pp. 953-963, November 1997.
- [31] Z. Yu, "Space-Vector PWM With TMS320C24x/F24x Using Hardware and Software Determined Switching Patterns", *Pulse Width Modulation for Power Converters*, Application Report SPRA524, Texas Instruments, 1999.
- [32] D. G. Holmes and, T. A. Lipo, "*Pulse Width Modulation for Power Converters*", IEEE Press, 2002.
- [33] J. Liu, T. Wang, D. Xu, L. Cong, "A new algorithm research and simulation for permanent magnet synchronous motor AC servo system", *Pulse Width Modulation for Power Converters*, Application Report SPRA524, Texas Instruments, 1999.
- [34] C. T. Cheng, "*Linear Systems Theory and Design*", Oxford University Press, New York, 3rd edition, 1999.
- [35] Z. Shu, J. Tang, Y. Guo, J. Lian, "An Efficient SVPWM Algorithm With Low Computational Overhead for Three-Phase Inverters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 22, No. 5, pp. 1797-1805, September 2007.

- [36] N. P. Filho, J. O. P. Pinto, L. E. Borges da Silva and B. K. Bose, "A simple and ultra fast DSP based space vector pwm algorithm and its implementation on a two inverter covering undermodulation and overmodulation", *The 30th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Busan, pp. 1224-1229, 2006.
- [37] L. Zhai and H. Li, "Modeling and simulating of SVPWM control system of induction motor in electric vehicle", *Proc. IEEE International Conference on Automation and Logistics*, China, pp. 2026-2030, September 2008.
- [38] M N Uddin, T. S. Radwan, M. A. Rahman, G. H. George, "Fuzzy Logic Based Position Control of Permanent Magnet Synchronous Motor". *2000 Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, Vol. 1, pp. 93-97, October 2000.
- [39] J. S. Ko, B. M. Han, "Precision Position Control of PMSM Using Neural Network Disturbance Observer on Forced Nominal Plant", *2006 IEEE International Conference on Mechatronics*, pp. 316-320, July 2006.
- [40] D. Xu, Y. Gao, "An Approach to Torque Ripple Compensation for High performance PMSM Servo System", *35th Annual Power Electronics Specialists Conference (PESC 04)*, Vol. 5, pp. 3256-3259, June 2004.
- [41] L. Gasc, M. Fadel, S. Astier, L. Calejari, "Load Torque Observer for Minimising Torque Ripple in PMSM", *Sixth International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS 2003)*, Toulouse, France, Vol. 2, pp. 473-476, November 2003.
- [42] J. Zambada, "Sensorless Field Oriented Control of PMSM Motors – AN1078", Microchip Technology Inc., 2007.
- [43] D. Driankov, H. Hellendoorn, M. Reinfrank, "An Introduction to Fuzzy Control". Springer 2nd edition, 1995.
- [44] G. Quingding, W. Limei, L. Ruifu, "Completely Digital PMSM Servo System Based on New Self-Tuning PID Algorithm and DSP", *Proc. IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT '96)* pp. 71-75, 1996.
- [45] Y. Ming, G. Yang, X. Dian-Guo, Y. Yong, "On-line Self-tuning of PI Controller for PMSM Drives Based on the Iterative Learning Control", *Twentieth Annual IEEE*

Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2005, Vol. 3, pp. 1889-1893, 2005.

- [46] R. Yu, Z. Li-meng, "PMSM Control Research Based on Particle Swarm Optimization BP Neural Network", *2008 International Conference on Cyberworlds*, pp. 832-836, 2008.
- [47] L. Wang, M. Tian, Y. Gao, "Fuzzy Self-adapting PID Control of PMSM Servo System", *IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMCC '07)*, Vol. 1, pp. 860-863, 2007.
- [48] Q. Cao, L. Chang, "Genetic algorithm optimization for High-performance VSI-Fed Permanent Magnet Synchronous Motor Drive", *37th IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC '06*, pp. 1-7, 2006.
- [49] H. Yu, J. Hou, Z. Zou, "Position Control of PMSM Based on Energy-Shaping and MTPA Principle", *Proc. 7th World Congress on Intelligent Control and Automation, Chongqing, China, 2008*, pp. 6532-6536, 2008.
- [50] K. K. Shyu, C. K. Lai, D. I. Yang, "A Newly Robust Controller Design for the Position Control of Permanent-Magnet Synchronous Motor", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 49, No. 3, pp. 558-565, June 2002.
- [51] C. Yongjun, H. Shenghua, W. Shanming, W. Fang, "DSP-Based Real-Time Implementation of a Neural Network Observer and a Hybrid H_{∞} Adaptive Controller for Servo-Motor Drives". *Proc. 27th Chinese Control Conference*, Yunan, China, July 2008.
- [52] G. Quingding, Z. Yue, G. Wei, "Neural Network Real-Time IP Position Controller Online Design for Permanent Magnet Linear Synchronous Motor", *7th International Workshop on Advanced Motion Control*, pp. 386-389, November 2002.
- [53] W. Wenbin, Z. Xuedian, X. Jiaqun, T. Renyuan, "A Feedforward Control System of PMSM Based on Artificial Neural Network", *Proc. of the Fifth Electrical Machines and Systems ICEMS 2001*, Vol.2 pp. 679-682, August 2001.
- [54] Y. S. Kung, C. S. Chen, K. I. Wong, M. H. Tsai, "Development of a FPGA-based Control IC for PMSM Drive with Adaptive Fuzzy Control", *31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society IECON 2005*, pp. 1544-1549, November 2005.

- [55] Z. Gu, H. Li, Y. Sun, Y. Chen, "Fuzzy Radius Basis Function Neural Network Based Vector Control of Permanent Magnet Synchronous Motor", *IEEE International Conference on Mechatronics and Automation ICMA 2008*, pp. 224-229, August 2008.
- [56] J. Dayhoff, "*Neural Network Architectures – An Introduction*", Van Nostrand Reinhold, New York, 1990.
- [57] Wikipedia. Neuônio. <http://pt.wikipedia.org/wiki/Neurônio>. Revisado 10-01-2010.
- [58] Wikipedia. Brain. <http://en.wikipedia.org/wiki/Brain>. Revisado 10-01-2010.
- [59] S. Haykin, "*Neural Network – A Comprehensive Foundation*", Prentice Hall, Upper Saddle River, New Jersey, second edition, 2002.
- [60] W. Liu, I. Park, Y. Wang, J. C. Príncipe, "Extended kernel recursive least square algorithm", *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 57, No. 10, pp. 3801-3814, October 2009.
- [61] M. Geist, O. Pietquin, G. Fricout. "A sparse nonlinear bayesian online kernel regression", *The Second International Conference on Advance Engineering Computing and Applications in Sciences ADVCOMP '08*, pp. 199-204. October 2008.
- [62] E. Y. Matsumoto, "*MATLAB 7. Fundamentos*", Editora Érica Ltda, São Paulo, 2^{da} edição, 2008.
- [63] B. P. Lathi, "*Linear Systems and Signals*", Berkeley-Cambridge Press, California, 1992.
- [64] J. J. da Cruz, "*Controle Robusto Multivariável*", Editorial da Universidade de São Paulo, 1996.
- [65] R. J. Santos, "*Introdução à Álgebra Linear*", Imprensa universitária da UFMG, Belo Horizonte, 2008.
- [66] Q. Hu, A. T. P. So and W. L. Tse, "Use of ADALINE PID control for a real MVAC system", *Proc. 2005 International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing*, Vol. 2, pp. 1274-1378, September 2005.
- [67] M. Boudjedaimi, P. Wira, D. O. Abdesam, S. Djennoune, J. P., Urban, "Voltage source inverter control with Adaline approach for the compensation of harmonic currents in electrical power systems", *34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, IECON 2008*, pp. 2708-2713, November 2008.

- [68] D. O. Abdesam, P. Wira, J. Mercklé, D. Flieller, "Artificial neural networks to control an inverter in a harmonic distortion compensation scheme", *IEEE International Symposium on Industrial Electronics ISIE 2008*, pp. 1879-1884, July 2008.
- [69] J. Dayhoff, "*Neural Network Architectures – An Introduction*", Van Nostrand Reinhold, New York, 1990.