

IMPLEMENTAÇÃO DE UMA BANCADA PARA O CONTROLE ELETRÔNICO  
DE MOTORES SÍNCRONOS DE ÍMÃ PERMANENTE UTILIZANDO UM DSP

Lauro Barde Bezerra

TESE SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DA COORDENAÇÃO DOS  
PROGRAMAS DE PÓS-GRADUAÇÃO DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE  
FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS REQUISITOS  
NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM CIÊNCIAS EM  
ENGENHARIA ELÉTRICA.

Aprovada por:

---

Prof. Luís Guilherme Barbosa Rolim, Dr. Ing.

---

Prof. Walter Issamu Suemitsu, Dr. Ing.

---

Prof. George Alves Soares, D. Sc.

---

Profa. Maria Dias Bellar, Ph. D.

---

Prof. José Luiz da Silva Neto, Ph. D.

RIO DE JANEIRO, RJ – BRASIL

MARÇO DE 2004

BEZERRA, LAURO BARDE

Implementação de uma Bancada para o  
Controle Eletrônico de Motores Síncronos de Ímã  
Permanente Utilizando um Dsp [Rio de Janeiro]  
2004

X, 187p. 29,7 cm (COPPE/UFRJ, M.Sc.,  
Engenharia Elétrica, 2004)

Tese – Universidade Federal do Rio de  
Janeiro, COPPE

Motor Síncrono

Eletrônica de Potência

Processador de Sinais Digitais

I. COPPE/UFRJ II. Título (série)

Resumo da Tese apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Ciências (M. Sc.)

IMPLEMENTAÇÃO DE UMA BANCADA PARA O CONTROLE ELETRÔNICO DE MOTORES SÍNCRONOS DE ÍMÃ PERMANENTE UTILIZANDO UM DSP

Lauro Barde Bezerra

Março/2004

Orientadores: Luís Guilherme Barbosa Rolim

Walter Issamu Suemitsu

Programa: Engenharia Elétrica

Este trabalho implementa uma bancada para controle eletrônico de motores síncronos de ímã permanente, utilizando um processador de sinais digitais. A finalidade da bancada é criar possibilidades de pesquisa e desenvolvimento de diferentes técnicas de controle destes motores, facilitando alterações das técnicas aplicadas sem a necessidade de refazer a plataforma para cada técnica específica. É desenvolvido um modelo de *software* aberto, possibilitando as modificações necessárias e os dispositivos de *hardware* podem ser substituídos com simplicidade. Para comprovar a funcionalidade da bancada é desenvolvido o acionamento de um motor síncrono de ímã permanente, o qual é alimentado por um inversor fonte de tensão com técnica de chaveamento por modulação da largura de pulso com vetor espacial. O acionamento do motor é implementado com controle orientado pelo campo. É desenvolvido o modelo matemático do motor e diversas técnicas, de modulação por largura de pulsos e de controle sem sensor de posição, são apresentadas. Para ratificar a flexibilidade do sistema uma das técnicas sem sensor de posição foi testada e comparada com a implementação de um acionamento utilizando sensor de posição.

Abstract of Thesis presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science (M. Sc.)

IMPLEMENTATION OF A TEST BED FOR ELECTRONIC CONTROL OF  
PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTORS USING A DSP

Lauro Barde Bezerra

March/2004

Advisors: Luís Guilherme Barbosa Rolim

Walter Issamu Suemitsu

Department: Electrical Engineering

This work implements a test bed for electronic control of permanent magnet synchronous motors, using a digital signal processor. The purpose of the test bed is to create possibilities of research and development of different motor control techniques, being facilitated alterations of the techniques applied without the necessity to redesign the platform for each specific technique. An open software framework is developed, making it easy to introduce modifications when necessary and the hardware devices can be replaced with simplicity. To prove the functionality of the test bed, a permanent magnet synchronous motor drive system is developed, which is fed by a voltage source inverter with space vector pulse width modulation technique. The motor drive is implemented with field-oriented control. The mathematical model is developed and several techniques for PWM and sensorless control are presented. To ratify the flexibility of the system one of the sensorless techniques was tested and compared to another drive system, which was implemented with a position encoder.

À Solange.

## Agradecimentos

Ao Centro de Pesquisas de Energia Elétrica – Cepel, pela oportunidade de desenvolver este trabalho, em especial ao Técnico de Laboratório Ildejairo Sant`Anna de Almeida que muito contribuiu com sugestões e com sua participação tanto na elaboração dos circuitos eletro-eletrônicos quanto nos desenhos contidos nesta tese.

À COPPE/UFRJ e seus professores e aos meus orientadores, pelos ensinamentos e disponibilidade, em especial ao Prof. Luís Guilherme Barbosa Rolim, Dr. Ing. pela paciência e dedicação como orientador.

A todos que, de uma maneira ou de outra, me incentivaram e me apoiaram.

## ÍNDICE:

<b>Capítulo 1. INTRODUÇÃO.</b> .....	<b>1</b>
1.1. Motivação.....	2
1.2. Objetivo.....	2
1.3. Delimitação do trabalho. ....	3
1.4. Estrutura da tese. ....	5
<b>Capítulo 2. CONCEPÇÃO DA BANCADA.....</b>	<b>6</b>
2.1. Introdução.....	6
2.2. Concepção da Bancada.....	6
<b>Capítulo 3. O MOTOR SÍNCRONO.....</b>	<b>10</b>
3.1. Histórico. ....	10
3.2. Princípios Básicos de Funcionamento.....	11
3.3. Motor Síncrono de Ímã Permanente.....	11
3.4. Formas Construtivas.....	12
3.4.1. Quanto à Força Eletromotriz. ....	13
3.4.1.1. <i>Brushless dc Motor</i> (f.e.m. trapezoidal). ....	13
3.4.1.2. Motor Síncrono de Ímãs Permanentes (f.e.m. senoidal).....	14
3.4.2. Quanto à Montagem dos Ímãs Permanentes no Rotor. ....	16
3.4.3. Outras Formas Construtivas. ....	17
<b>Capítulo 4. MODELO MATEMÁTICO DINÂMICO DO MOTOR.....</b>	<b>19</b>
4.1. Introdução.....	19
4.2. Modelo Matemático do Motor Síncrono.....	19
4.2.1. Transformada de Park. ....	22
4.2.1.1. Seleção da constante K. ....	23
4.2.2. Conjugado Eletromecânico. ....	28
4.3. Modelo Matemático do Motor Síncrono de Ímãs Permanentes.....	31
<b>Capítulo 5. CONTROLE ORIENTADO PELO CAMPO (<i>FIELD ORIENTED CONTROL – FOC</i>).....</b>	<b>34</b>
5.1. Introdução.....	34
5.2. Representação de Grandezas Trifásicas por Vetor Espacial. ....	34
5.3. Transformada de Clarke (Sistema Estático de Coordenadas $\alpha$ - $\beta$ ). ....	36
5.4. Transformada de Park (Sistema Síncrono de Coordenadas d-q).....	37
5.5. Princípio do Controle por Orientação de Campo. ....	38
5.6. Controle do Motor Síncrono de Ímã Permanente.....	41

5.6.1. Controle Vetorial de Motores Síncronos de Ímãs Permanentes Montados na Superfície ( $L_d = L_q$ ).....	42
5.6.2. Controle Vetorial de Motores Síncronos de Ímãs Permanentes Montados no Interior ( $L_d \neq L_q$ ).....	46
<b>Capítulo 6. MODULAÇÃO DO INVERSOR FONTE DE TENSÃO. ....</b>	<b>50</b>
6.1. Introdução.....	50
6.2. Técnicas de Controle PWM. ....	51
6.2.1. PWM Seno – Triângulo.....	51
6.2.2. PWM Senoidal com Injeção de 3º Harmônico.....	54
6.2.3. Modulação por Vetor Espacial. ....	55
6.2.3.1. Seleção da Sequência.....	60
6.2.3.2. Implementação por <i>Software</i> . ....	61
6.2.3.3. Cálculo do Ciclo de Trabalho. ....	63
6.2.3.4. Operação Linear.....	65
6.2.4. PWM Realimentado por Controle de Corrente. ....	65
6.2.4.1. Regulador de Corrente por Histerese.....	66
6.2.4.2. Regulador de Corrente Linear com Comparação. ....	67
6.2.4.3. Método de Leitura de Tabela Pré-definida. ....	68
6.2.4.4. Controle de Corrente Preditivo.....	69
6.2.4.5. Controle da Corrente com Rastreamento da Trajetória. ....	70
<b>Capítulo 7. ESTIMADOR DE VELOCIDADE E POSIÇÃO.....</b>	<b>72</b>
7.1. Introdução.....	72
7.2. Técnicas de estimação.....	73
7.2.1. Estimadores de Posição Baseados na Força Eletromotriz (f.e.m.).....	74
7.2.1.1. Método utilizando os parâmetros do motor e medições das tensões e correntes.....	75
7.2.2. Estimadores de Fluxo em Malha Aberta, com Monitoramento da Tensão e Corrente de Armadura. ....	76
7.2.3. Estimadores de Posição Baseados no 3º Harmônico da tensão de fase. ..	79
7.2.4. Estimadores Baseados na Variação da Indutância Devido aos Efeitos Geométricos e de Saturação. ....	80
7.2.4.1. Técnicas que Dependem de um Mapeamento das Indutâncias.....	80
7.2.4.2. Técnicas em que são Aplicados Sinais Discretos à Máquina. ....	81



7.2.5. Estimador de Velocidade/Posição Utilizando Filtro de Kalman Estendido ( <i>Extended Kalman Filter – EKF</i> ).	84
7.2.6. Estimador Baseado no Erro Hipotético da Posição ou Sistema Preditor- Corretor.	87
7.2.7. Estimador de Velocidade/Posição Baseado em Observadores de Estado de Ordem Reduzida.	94
7.2.8. Estimador Utilizando Inteligência Artificial (Lógica <i>Fuzzy</i> , Redes Neurais e Híbridos).	98
<b>Capítulo 8. IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA.</b>	<b>101</b>
8.1. Introdução.	101
8.2. Operação e Controle do Motor.	101
8.3. Partida do Motor.	107
8.4. Resultados da Implementação com Sensor.	109
8.5. Implementação Utilizando um Observador de Estado (Estimador de Velocidade).	114
8.5.1. Resultados da Implementação com Estimador de Velocidade.	118
<b>Capítulo 9. CONCLUSÃO.</b>	<b>120</b>
9.1. Introdução.	120
9.2. Conclusões.	120
9.2.1. Funcionalidade da Bancada.	120
9.2.2. Controle do Motor Síncrono.	120
9.2.3. Proposta para trabalhos futuros.	121
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS:</b>	<b>123</b>
<b>APÊNDICES</b>	<b>134</b>
<b>APÊNDICE A – Dispositivos de Hardware.</b>	<b>135</b>
A.1. Equipamentos utilizados na implementação prática em laboratório.	135
A.2. Equipamentos de medição.	138
<b>APÊNDICE B – Características dos Ímãs Permanentes.</b>	<b>139</b>
B.1. Histórico e Evolução.	139
B.2. Propriedades dos Ímãs Permanentes.	140
B.2.1. AlNiCo.	143
B.2.2. Ferrite ou Cerâmico.	144
B.2.3. Ímãs Permanentes de Terras-Raras.	145
B.2.3.1. Ímãs Permanentes de Samário Cobalto.	145

B.2.3.2. Ímãs Permanentes de Neodímio Ferro Boro.....	146
<b>APÊNDICE C - Aritmética de Ponto Fixo .....</b>	<b>148</b>
<b>APÊNDICE D – Programa Fonte .....</b>	<b>154</b>
<b>APÊNDICE E – Diagramas.....</b>	<b>183</b>

## Capítulo 1. INTRODUÇÃO.

Historicamente, máquinas síncronas de ímãs permanentes (MSIP) têm encontrado aplicações específicas em sistemas de acionamento com velocidade variável, nos quais outros tipos de máquinas não conseguem atingir desempenho semelhante a custo competitivo, principalmente no que se refere a dois atributos fundamentais:

- Resposta dinâmica a comandos de torque.
- Relação potência/peso ou volume.

Com as técnicas de acionamento comumente empregadas nessas aplicações, a necessidade do uso de sensores de posição/velocidade dificulta a utilização de MSIP em sistemas que requeiram maior robustez, confiabilidade e/ou custo reduzido. Há, portanto, pelo menos, dois contextos em que se busca desenvolver técnicas de acionamento sem sensor de posição/velocidade para MSIP:

- Ênfase no desempenho dinâmico, admitindo-se a complexidade que for necessária.
- Ênfase na facilidade da implementação, de modo a permitir o uso em sistemas de baixo custo, onde o desempenho dinâmico não seja tão importante. Nesse contexto pode ser expandida a gama de aplicações de MSIP, a depender também da redução dos custos de produção da própria máquina, para usos mais gerais, na indústria ou mesmo em aparelhos de uso comercial/residencial.

A aprendizagem e a pesquisa de técnicas de acionamento de MSIP sem sensor de velocidade/posição é freqüentemente dificultada pela necessidade de se montar uma bancada de testes dotada de facilidades específicas para implementação de uma dada técnica que se queira estudar. Nesse sentido, este trabalho propõe o desenvolvimento de uma ferramenta (i.e. uma bancada de testes) cuja finalidade é permitir uma rápida avaliação e eventualmente um rápido desenvolvimento de protótipo (*rapid prototyping*) para acionamentos de MSIP sem sensor. Para cumprir a finalidade, a bancada proposta deve apresentar uma série de características, tais como:

- Flexibilidade para implementações com técnicas variadas.
- Software “aberto” em linguagem que possibilite alterações rápidas e simples.
- Reduzido número de ligações elétricas, de modo a possibilitar, com facilidade, a substituição de qualquer dos dispositivos.
- Existência de um programa que possa funcionar como uma base para comparações (“*benchmark*”) e de um bom modelo de aplicação (“*framework*”).

## **1.1. Motivação.**

Este trabalho é motivado em face do acentuado desenvolvimento de acionamentos eletrônicos de motores elétricos não convencionais e a utilização deste tipo de motor em diversos segmentos do mercado.

A utilização de acionamentos de velocidade variável tem crescido consideravelmente em função das necessidades de conservação e qualidade de energia, existindo uma preocupação em melhorar o desempenho dos motores de um modo geral.

O desafio atual é obter soluções de engenharia baseadas em métodos de controle que possam reduzir o custo final do conjunto motor-conversor. Pode-se incluir neste objetivo, a tendência de redução do número de sensores e a eliminação do sensor de posição, alcançando na etapa final um alto desempenho com baixo custo e ampliando a aplicabilidade destes tipos de motores.

Estes objetivos já estão em uma etapa bastante desenvolvida em termos de motores de indução, inclusive na indústria nacional. Porém, avaliando as vantagens consideráveis, em possibilidades de desempenho, dos motores síncronos e apesar das várias pesquisas neste campo, a utilização de motores síncronos de ímãs permanentes não se encontra eficazmente consolidada principalmente quanto à eliminação do sensor de posição.

Deste modo, a possibilidade de desenvolvimento de pesquisas futuras com estes motores é ainda de grande interesse tanto em termos acadêmicos quanto industriais e mercadológicos.

No Cepel já foi desenvolvido um trabalho [1] voltado para desenvolvimento de uma técnica específica de controle e de estimação, onde a plataforma foi construída em função da metodologia aplicada. A partir das propostas do autor e com o objetivo de dar continuidade ao trabalho anterior, surgiu a necessidade de ampliar as possibilidades das pesquisas desenvolvendo-se uma bancada com flexibilidade de implementação de diversas técnicas de controle e estimação, bem como a utilização de motores com outras formas construtivas.

## **1.2. Objetivo.**

Este trabalho tem como objetivo a Implementação de uma Bancada para Controle Eletrônico de Motor Síncrono de Ímãs Permanentes com Processador de Sinais

Digitais (DSP), de modo a possibilitar realizações de futuras pesquisas e desenvolvimentos na área de acionamentos de motores síncronos.

A bancada é composta de dispositivos de *hardware* e programas (*software*) desenvolvidos em linguagem C e Assembly com chamada em C.

O programa foi desenvolvido de modo a permitir alterações para estudos futuros de diversas técnicas de controle, com sensor de posição ou substituindo o sensor por um estimador de posição. Assim como o programa, a bancada também possibilita a utilização de motores síncronos com outras formas construtivas.

O presente trabalho poderia ser classificado como ponto de referência para comparações de desempenho das diversas técnicas possíveis de serem aplicadas nestes motores, conforme será apresentado ao longo do texto.

### **1.3. Delimitação do trabalho.**

O presente trabalho foi desenvolvido utilizando-se os equipamentos disponibilizados pelo Centro de Pesquisas de Energia Elétrica – CEPTEL.

Dentre as técnicas de acionamento e controle possíveis de serem utilizadas com o motor síncrono de ímãs permanentes disponível, foi selecionada a de controle orientado pelo campo (*Field Oriented Control-FOC*) com acionamento de velocidade variável, com as seguintes características principais.

O controle foi desenvolvido baseado no sistema de coordenadas ortogonais referenciadas ao rotor, ou seja, referencial dinâmico  $d-q$ , com duas malhas de realimentação sendo uma de corrente e outra de velocidade. Foram utilizados reguladores PI (proporcional/integral), tanto para o controle da corrente quanto para o controle da velocidade.

O motor é alimentado, por imposição de corrente, através de um inversor fonte de tensão (*Voltage Source Inverter – VSI*), com chaveamento de transistores tipo IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*).

Para acionamento do inversor empregou-se a modulação da largura de pulso por vetor espacial (*Space Vector Modulation – SVM*), dentro da faixa de modulação linear, não se utilizando a região de sobremodulação.

Com o intuito de redução de sensores foram utilizados apenas dois transdutores de corrente, não se utilizando sensores de tensão. A posição do rotor foi obtida através de um gerador de sinais digitais do tipo *encoder* incremental.

Visando à comprovação da flexibilidade da bancada, para posteriores aplicações, principalmente objetivando técnicas de operação sem sensor, optou-se pela utilização do observador de estado de ordem reduzida em substituição ao sensor de posição. Como a finalidade era apenas de comprovação, a implementação foi realizada com sucesso em uma faixa de operação entre 400 e 1400rpm. Não se procurou ampliar esta faixa com otimização da técnica, correções de erro de estimação ou de variações de parâmetros, deixando estes estudos como indicações de trabalhos futuros.

Quanto à variação de parâmetros, constatou-se que a técnica de operação sem sensor utilizada é consideravelmente sensível a estas alterações, bem como o motor empregado.

O motor disponibilizado foi construído com três pares de pólos com ímãs permanentes de neodímio-ferro-boro montados na superfície. Embora os ímãs sejam montados na superfície, o motor apresenta indutâncias de eixo direto e em quadratura diferentes, com  $L_q > L_d$  em torno de 20%. Esta diferença é devida à forma geométrica hexagonal do rotor, diferente do formato cilíndrico encontrado normalmente nos motores com ímãs montados na superfície. Deste modo, o motor possui conjugado de relutância e o seu controle é muito mais sensível a variações dos parâmetros do que normalmente um motor com ímãs na superfície.

Apesar do torque de relutância possibilitar a operação na região de potência constante, utilizando técnicas de enfraquecimento de campo, este tipo de funcionamento não foi testado, devido à pouca confiabilidade na montagem dos ímãs para alta rotação. Pelo mesmo motivo, o motor não foi levado a operar na velocidade nominal de 5400rpm, tendo atingido a velocidade de 3500rpm por breve espaço de tempo, sendo logo em seguida reduzida intencionalmente esta velocidade para uma faixa de operação mais segura.

É importante salientar que não foi explorada a possibilidade de obtenção do torque máximo com a utilização da componente do torque de relutância, visto que o trabalho foi desenvolvido sem carga aplicada ao motor e que a otimização de produção de torque não foi incluída no escopo final da tese.

#### 1.4. Estrutura da tese.

A tese encontra-se dividida em capítulos onde são apresentadas as teorias das técnicas utilizadas, bem como outras técnicas, dentre as mais difundidas, que têm aplicação em acionamentos de motores síncronos de ímãs permanentes.

A seguir é apresentado sucintamente o tema de cada capítulo.

Capítulo 1 – Capítulo introdutório com o escopo da tese, a motivação, seu objetivo e a delimitação do trabalho.

Capítulo 2 – Capítulo em que são descritos os critérios de seleção dos componentes e a concepção da bancada.

Capítulo 3 – Neste capítulo é apresentado o princípio básico de funcionamento do motor síncrono, suas formas construtivas e citados exemplos de aplicações.

Capítulo 4 – Desenvolve-se, neste capítulo, o modelo matemático do MSIP.

Capítulo 5 – Neste capítulo é apresentada a representação vetorial de grandezas trifásicas, os princípios do controle orientado pelo campo e são expostas técnicas de controle para motores síncronos baseadas no controle vetorial por orientação de campo.

Capítulo 6 – Trata-se do capítulo onde são descritas técnicas de controle do inversor por modulação da largura de pulsos.

Capítulo 7 – Diversas técnicas para implementação em acionamentos de MSIP sem sensor de posição/velocidade são indicadas neste capítulo.

Capítulo 8 – Neste capítulo é mostrado o desenvolvimento da implementação prática da bancada e o acionamento e controle do motor síncrono com e sem sensor de posição e seus resultados.

Capítulo 9 – As conclusões observadas no desenvolvimento deste trabalho são apresentadas neste capítulo, bem como as propostas para trabalhos futuros.

Finalmente, nos apêndices são descritos os equipamentos de *hardware* utilizados na implementação, são apresentadas as principais características dos ímãs permanentes, a teoria de utilização de números em ponto fixo e os diagramas elétricos de montagem.

## **Capítulo 2. CONCEPÇÃO DA BANCADA.**

### **2.1. Introdução.**

A idéia de montar uma bancada foi concebida a partir das dificuldades encontradas em implementar técnicas variadas em controle de motores síncronos de ímãs permanentes, pois a cada técnica a ser estudada fazia-se necessário o desenvolvimento de uma plataforma específica para aquela finalidade.

Considerando as infinitas possibilidades de montagem de uma bancada, que permitisse o acionamento de motores síncronos com o emprego das técnicas de controle mais difundidas, alguns critérios de seleção dos dispositivos foram estabelecidos e serão comentados a seguir.

### **2.2. Concepção da Bancada.**

No estudo prospectivo desenvolvido no Centro de Pesquisas de Energia Elétrica – Cepel, um dos primeiros objetivos era o desenvolvimento de um produto final, isto é, uma plataforma que pudesse ser desenvolvida e aplicada comercialmente.

Além disso, a plataforma deveria contar com a disponibilidade de *hardware* que permitisse a implementação de várias técnicas a custo competitivo.

Numa primeira visão poder-se-ia optar por uma plataforma com um computador pessoal com uma placa de aquisição de sinais, porém esta base de desenvolvimento estaria distante de um produto final e haveria a necessidade de reescrever o programa fonte para utilização em outra plataforma. Portanto, considerando o objetivo de obter-se um produto final, foi descartada a possibilidade de utilização de processadores de uso geral.

Verificou-se que seria conveniente a utilização de micro-controladores com capacidade de processamento elevada e que o mesmo fosse capaz de executar algoritmos de controle com funções de transferência discretas e modulação.

Outra característica importante seria a disponibilidade de periféricos incorporados e dedicados ao acionamento de motores elétricos, tais como geração de sinais de PWM, temporizadores (*timers*) para circuito de captura de sinais do *encoder*, conversor analógico digital, etc.

Deste modo, a seleção do controlador recaiu sobre um processador de sinais digitais (Digital Signal Processor – DSP) e, baseado nestes critérios, optou-se pelo



processador da família C 2000 da Texas Instruments com unidade aritmética de ponto fixo.

A opção de utilização de um DSP de ponto fixo, ao invés de um com unidade aritmética de ponto flutuante, está relacionado ao fato de não haver, até a presente data, disponibilidade comercial de processadores de ponto flutuante dedicados à aplicação em acionamentos e controle de motores elétricos. Além disso, há que se considerar que mesmo havendo tal possibilidade os processadores de ponto fixo apresentam custo mais reduzido com desempenho aceitável para diversas aplicações, principalmente em se tratando de estudos prospectivos e comparações das técnicas mais veiculadas na literatura pertinente.

Quanto ao circuito de potência a opção foi o de utilizar um conversor com configuração fixa, ou seja, em ponte trifásica.

Com esta concepção a bancada possibilita o estudo de várias técnicas de acionamento de motores síncronos, desde técnicas simples, por exemplo, a de comutação eletrônica de motor sem escovas, até técnicas mais sofisticadas como a utilização de filtro de Kalman ou até mesmo inteligência artificial (lógica *fuzzy* e redes neurais).

Objetivando a validação da bancada foi utilizado um motor síncrono de ímã permanente com seis pares de pólos de terras raras (neodímio-ferro-boro) montados na superfície com rotor em formato hexagonal.

Ainda com o mesmo objetivo de validação, foram implementadas duas técnicas de acionamento do motor, na primeira, para comprovar as condições adequadas do acionamento e controle, foi utilizado um sensor de posição do tipo *encoder* incremental e na segunda, com a finalidade de comprovar a flexibilidade da bancada em termos de alteração da característica do acionamento, foi implementado o controle sem sensor de posição, ou seja, o *encoder* foi substituído por um observador de estado de ordem reduzida.

Considerando que as técnicas selecionadas para validação da bancada não fazem uso da leitura da tensão aplicada ao motor, não foi implementado na bancada nenhum dispositivo de leitura destes sinais.

Algumas técnicas podem vir a exigir a medição de sinais de tensão nos terminais da máquina; considerando que a placa de desenvolvimento dispõe de canais de entrada de sinais analógicos suficientes, um circuito de condicionamento do sinal para essa finalidade pode ser implementado conforme proposto em [1].

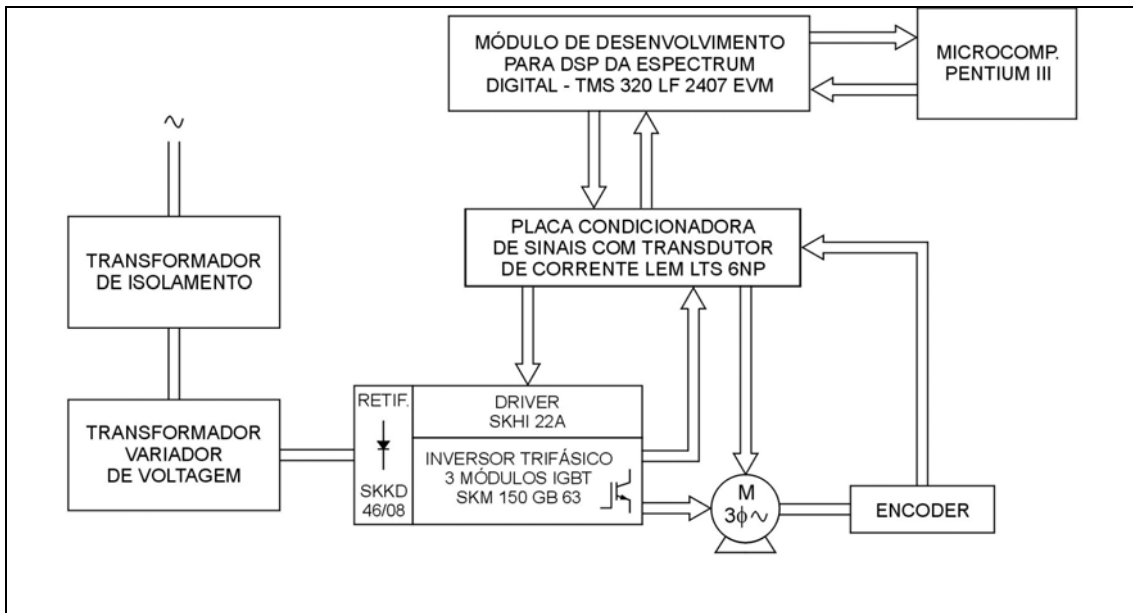
A bancada é composta pelos equipamentos de *hardware* relacionados a seguir, os quais estão descritos com mais detalhes no apêndice A:

1. Um micro computador com processador Pentium III, de 650 MHz de *clock* e 128 kb de memória RAM.
2. Um módulo de desenvolvimento fabricado pela Spectrum Digital, Inc., no qual está incorporado um DSP fabricado pela Texas Instruments e diversos periféricos, tais como:
  - Dois gerenciadores de eventos.
  - Quatro temporizadores (*timers*), dois em cada gerenciador de eventos.
  - Dezesesseis canais de PWM, oito em cada gerenciador de eventos.
  - Conversor analógico digital.
  - Conversor digital analógico.
  - Um conector bidirecional de uso geral para sinais digitais (I/O).
  - Três conectores de expansão (*data, adress, control*).
  - Seis unidades de captura, três em cada gerenciador de eventos.
  - Circuito de interface para sinais de *encoder* (QEP) com quatro entradas, duas em cada gerenciador de eventos.
  - Porta de comunicação serial (SCI).
  - Módulo de interface periférica serial (SPI).
3. Um inversor de tensão em ponte trifásica com IGBT's.
4. Dois transdutores de corrente com saída em tensão para entrada de corrente.
5. Uma placa condicionadora de sinais.
6. Três fontes reguladas de tensão, para alimentação dos circuitos de controle.
7. Um transformador de isolamento para os circuitos de potência.
8. Um transformador variador de voltagem para alimentação do inversor.

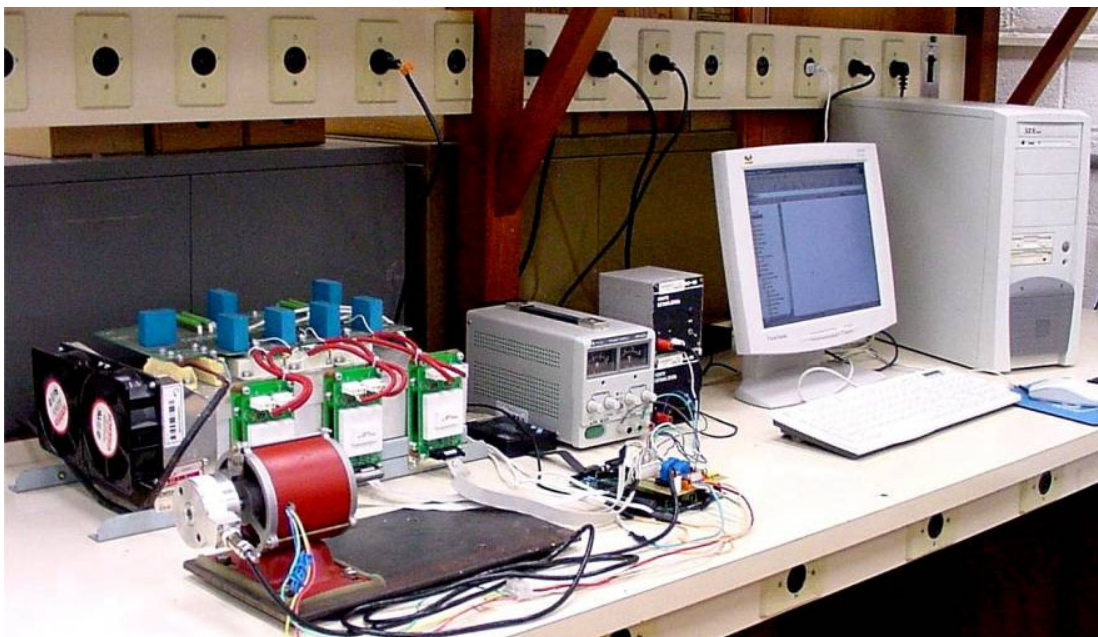
A limitação de operação da bancada está condicionada à potência do inversor e faixa de operação dos transdutores de corrente. O inversor utilizado é de 10,5kW e os transdutores têm faixa de medição de 0 a  $\pm 19,2A$  no primário. Entretanto, os transdutores possuem três faixas de ajuste e, para se obter uma melhor sensibilidade com o motor utilizado nos teste de funcionalidade da bancada, foram realizadas as ligações dos transdutores com três voltas nos enrolamentos do primário obtendo-se a faixa de operação de 0 a  $\pm 6,4A$ .

Considerando que a vantagem da implementação de uma bancada de testes é criar possibilidades de pesquisa e desenvolvimento de uma grande variedade de acionamentos, com simplicidade de substituição ou adição de outros dispositivos, que porventura possam ser necessários a uma aplicação mais específica, essas limitações comentadas podem sofrer alterações conforme a necessidade ou a modificação de quaisquer dos componentes.

A seguir é apresentado um diagrama de blocos e uma foto da bancada.



**Fig. 2.1** – Diagrama de blocos da bancada.



**Fig. 2.2** – Foto da Bancada.

## **Capítulo 3. O MOTOR SÍNCRONO.**

### **3.1. Histórico.**

A Máquina Síncrona, tradicionalmente e até algumas décadas atrás, era quase exclusivamente aplicada em sistemas de potência, como geradores ou como compensadores síncronos para controle de fluxo de potência reativa do sistema de transmissão e distribuição de energia elétrica, devido a sua capacidade de compensação da potência reativa da rede. Através do simples controle do fluxo magnético do rotor, isto é, do controle da excitação de campo, o motor pode operar sub ou sobre excitado e assim absorver corrente atrasada ou adiantada em relação à tensão de alimentação.

Na área industrial era utilizada em aplicações que requeriam velocidade fixa e alta potência.

Para aplicações em servomecanismos, onde se fazia necessário o controle de posição e velocidade, a escolha, invariavelmente, recaía sobre os motores de corrente contínua, devido a sua excelente performance e controle simples, inclusive com uso de técnicas convencionais de controle lineares, tais como, PI (proporcional integral) e PID (proporcional integral e derivativa). Os maiores inconvenientes deste tipo de motor são a necessidade de manutenção constante, devido às escovas e comutadores, e a alta relação de volume por unidade de potência.

Em anos recentes, com o advento e desenvolvimento da eletrônica de potência com suas técnicas de controle, como controle de frequência (frequência variável) e tensão, iniciou-se a utilização de motores de corrente alternada em aplicações de servomecanismos. Porém, estas técnicas ainda eram inadequadas para aplicações de alta performance. Somente com a teoria de controle vetorial estes motores alcançaram o patamar de desempenho dos motores de corrente contínua, apesar da complexidade da implementação desta técnica.

O rápido avanço tecnológico dos microcontroladores e dispositivos de potência possibilitaram o desenvolvimento de controles com respostas dinâmicas de alto desempenho, tornando a aplicação das novas técnicas adequadas aos motores de corrente alternada obtendo-se rendimento elevado e excelente performance dinâmica.

### **3.2. Princípios Básicos de Funcionamento.**

Até os anos setenta, como não se dispunha de alimentação de motores com variação de frequência, a operação do motor síncrono era realizada com velocidade constante, visto que sua velocidade é determinada pela frequência de alimentação e pelo número de pólos.

Os motores síncronos são, de maneira geral, trifásicos com alimentação em corrente alternada feita pelo estator (armadura) e excitação por meio de um enrolamento de campo alimentado em CC, ou por meio de ímãs permanentes (IP) no rotor.

Vários trabalhos [2]-[4] descrevem o funcionamento e operação da máquina síncrona e por isso serão abordados neste trabalho apenas aspectos mais relevantes relacionados ao motor síncrono de ímã permanente.

### **3.3. Motor Síncrono de Ímã Permanente.**

A colocação de ímãs permanentes no lugar do tradicional campo bobinado coloca o motor síncrono na categoria de motores sem escovas (*brushless motor*). O motor pode ser construído com qualquer número de par de pólos. Aumentando-se o número de pólos, de maneira geral, aumenta-se o conjugado para o mesmo nível de corrente, isto é verdadeiro até certo ponto, pois, devido ao espaço necessário entre os ímãs o conjugado atinge um limite.

Entre os motores de corrente alternada, os motores de ímã permanente são os que possuem a maior relação de densidade potência e conjugado por inércia ou por volume, o que o torna, talvez, uma das melhores opções para substituição dos motores de corrente contínua em aplicações de servomecanismos.

Em sistemas onde o espaço a ser ocupado pelo motor é significativo o MSIP é preferível ao motor síncrono com escovas.

Com a utilização de IP evitam-se as perdas no cobre do rotor por não haver enrolamentos de campo. As demais perdas devem-se principalmente ao enrolamento do estator e com isso aumenta-se a eficiência do motor, reduz-se o peso, aumentando-se assim a potência de saída ou conjugado, maior densidade de fluxo no entreferro com melhora da performance dinâmica, simplificação do projeto construtivo, redução da manutenção quanto ao custo, tempo de paralisação da máquina e periodicidade.

Os avanços na produção de ímãs com alta energia abriu um campo vasto de possibilidades construtivas para os motores de ímãs permanentes com aumento

substancial da performance, tipicamente em termos de aumento da eficiência ou alta densidade de conjugado [5].

A utilização de ímã com ligas especiais permite uma considerável redução nas dimensões do motor mantendo uma alta densidade de potência. Contudo, uma das maiores restrições ao uso de ímãs de alta energia é o seu custo, o que eleva o custo final desses tipos de motores, que, muitas vezes, somente são bem aceitos quando alta performance é requisito essencial.

### **3.4. Formas Construtivas.**

Os motores síncronos de ímã permanente são amplamente utilizados, principalmente, em três tipos de acionamentos:

- Operação com velocidade constante, onde a velocidade é mantida fixa sem aplicação de conversores eletrônicos e malha de realimentação.
- Em servossistemas como servomotor, onde a velocidade e posição são parâmetros de realimentação para o controle com alta precisão. Neste caso o tempo de resposta e o acompanhamento do comando de velocidade ou posição são extremamente importantes.
- Acionamentos com velocidade variável, onde também existe a malha de realimentação, porém a importância não está concentrada na precisão, mas sim, no acionamento dentro de uma ampla faixa de velocidade.

Destes acionamentos encontram-se aplicações em robótica, ferramentas mecânicas, automação industrial, na área de informática em disco rígido e impressoras, veículos elétricos, bombeamento com energia solar, aplicações com energia eólica, área aeroespacial, médica, naval, etc. A potência pode variar de frações de Watts até, por exemplo, um motor de propulsão naval com potência de 1 MW.

Para atender a esta ampla variedade de aplicações a indústria de motores elétricos tem fabricado diversos tipos de MSIP.

Os motores excitados com IP podem ser construídos com pólos salientes ou não-salientes e os ímãs podem ter características isotrópicas ou anisotrópicas.

Os IP com alta energia possuem uma curva de desmagnetização bastante linear e os ímãs podem ser considerados como uma fonte de corrente ideal. Uma vez magnetizados, a energia armazenada nos ímãs permanece por anos se não acontecer uma desmagnetização acidental.

### 3.4.1. Quanto à Força Eletromotriz.

Os motores síncronos com IP podem ser classificados em duas principais classes, diferenciando-se quanto ao perfil da forma de onda da força eletromotriz, ou seja, da distribuição do fluxo magnético no entreferro.

A primeira classe envolve os motores síncronos sem escova e, apesar de alimentados com tensão alternada, são usualmente denominados em inglês de *brushless dc motors*. Estes motores apresentam a força eletromotriz induzida com forma de onda praticamente trapezoidal.

Os motores alimentados com tensões e correntes senoidais têm a tensão induzida com perfil também senoidal e são simplesmente chamados de motores síncronos de ímãs permanentes ou *brushless ac motors*. Eles constituem a segunda classe e abrange uma faixa ampla de formas construtivas devido à variedade de possibilidades de montagem dos ímãs permanentes.

#### 3.4.1.1. *Brushless dc Motor (f.e.m. trapezoidal).*

Este tipo de motor, em geral, é construído com enrolamento de armadura concentrado, isto é, cada lado de uma bobina, para um motor trifásico, é colocado em ranhuras de maneira concentrada ocupando um arco de cerca de  $60^{\circ}$ . As bobinas de uma fase, do enrolamento concentrado do estator, são colocadas em posição diametralmente oposta e ligadas em série formando uma fase da armadura. Deste modo a bobina tem passo polar pleno, pois o lado oposto ocupa um arco igual e as três fases completam os  $360^{\circ}$  do estator. Também são utilizados ímãs na superfície rotórica com arco polar próximo de  $180^{\circ}$  elétricos, o que proporciona uma distribuição da densidade de fluxo magnético praticamente constante no entreferro.

A corrente com forma de onda quadrada é suprida através de um inversor que deve ser comutado em sincronismo com a posição do rotor. O sinal de chaveamento do inversor é obtido por um sensor de posição ou por um método de estimação cujo sinal é usado em uma malha de realimentação no sistema de controle. O inversor e o sensor de posição são equivalentes ao comutador mecânico utilizado nos motores de corrente contínua, assim, este sistema é usualmente denominado de comutação eletrônica ou sincronização auto controlada. Por este motivo o motor muitas vezes é denominado de motor síncrono chaveado de ímã permanente.

Entre os motores síncronos de ímã permanente esta forma construtiva é a que apresenta o sistema de controle mais simples. Assim como os motores síncronos de IP com forma de onda senoidal as correntes induzidas no rotor são desprezíveis, exceto em altas frequências. Portanto, o motor apresenta baixa constante de tempo na resposta da variação do conjugado com a corrente de armadura, sendo esta tão rápida quanto a capacidade do inversor em injetar a corrente de fase adequada [6].

A maior desvantagem deste motor é a produção de torque com ondulação devido à interação da borda dos ímãs e dos dentes das ranhuras do estator, usualmente denominado de torque de borda (*cogging torque*); além disso, o próprio chaveamento do inversor é fonte de conjugado ondulatorio em cada transição da conexão de uma fase para a outra [7]-[9].

Entre as principais aplicações deste motor pode-se citar: ventiladores de velocidade variável, acionamentos de discos de computador, dispositivos eletroeletrônicos, e automação industrial [10].

#### **3.4.1.2. Motor Síncrono de Ímãs Permanentes (f.e.m. senoidal).**

Estes motores são constituídos por um estator com núcleo de aço laminado e ranhuras uniformes, deste modo, os enrolamentos das fases são distribuídos uniformemente de forma semelhante às máquinas de indução.

Em geral, o número de ranhuras por pólo e por fase é maior que dois e, portanto, a indutância de acoplamento varia senoidalmente com a posição do rotor [11].

No motor trifásico o estator é alimentado com tensões e correntes trifásicas senoidais e a forma de onda da força eletromotriz induzida também é senoidal.

O rotor, cujo núcleo pode ser de ferro sólido, é, em geral, cilíndrico com ímãs permanentes distribuídos na sua superfície ou no seu interior. Portanto, o rotor pode ser de pólos salientes ou não-salientes. Os motores de pólos salientes, do mesmo modo que os motores com rotor eletricamente excitado, muitas vezes, são projetados com um enrolamento tipo gaiola, para prover a partida assíncrona e amortecer oscilações durante condições transitórias.

Habitualmente, estes motores não possuem ventilador incorporado, a dissipação do calor é realizada por convecção natural e são construídos com carcaça fechada para proteger os ímãs contra impurezas metálicas.



Este tipo de motor é muito mais eficiente que um motor de indução de mesma potência. Além de não existir perdas no rotor, as perdas por dispersão, causadas pela interação magnética devido à proximidade entre os dentes do estator e do rotor no motor de indução, são praticamente eliminadas devido ao espaçamento da estrutura de aço entre o rotor e estator.

É comumente dito que um motor síncrono de IP alimentado no estator com corrente simétrica senoidal, com tensão induzida senoidal, com entreferro constante e com a velocidade diretamente relacionada com a frequência, produz conjugado constante. De fato, o torque deste motor é pulsante ou oscilatório, porém em muito menor intensidade que os motores com tensão induzida trapezoidal.

O conjugado do motor síncrono de IP é composto de duas componentes e é gerado pela interação da força magnetomotriz, produzida pela corrente do estator, e pelas propriedades eletromagnéticas do rotor.

A componente principal do torque, chamado de conjugado mútuo ou conjugado de alinhamento, é proporcional à componente em quadratura da corrente da armadura e é resultante da interação da força magnetomotriz com a distribuição de fluxo do rotor.

O efeito das saliências do rotor produzem o torque de relutância, quando  $L_d \neq L_q$ , portanto o motor com ímã montado na superfície praticamente não produz esta componente do torque. Este conjugado é proporcional ao produto das duas componentes da corrente do estator, isto é, do produto da corrente em quadratura pela corrente de eixo direto e é resultante da interação da força magnetomotriz com a variação angular da relutância magnética do rotor [12].

Em adição a estas duas componentes, existem componentes harmônicas do conjugado [13] devido ao fluxo enlaçado não ser senoidal, podendo ocorrer saturação magnética causada pelos harmônicos do fluxo. Devido também à distorção da forma de onda da corrente; à variação da relutância magnética do entreferro, que varia periodicamente quando as arestas dos ímãs permanentes do rotor passam pelos dentes da ranhura do estator e por último originada pela pulsação do campo magnético dos ímãs devido às ranhuras do estator.

As três primeiras causas dão origem ao conjugado eletromagnético oscilatório enquanto a última produz o chamado torque de borda (*cogging torque*).

Várias são as técnicas para reduzir as componentes parasitas do torque, que podem ser consultadas em [14]-[25].

O motor síncrono de IP com f.e.m. senoidal, de modo geral, é mais apropriado para aplicações onde se deseja conjugado mais suave, ou seja, onde o controle de torque e velocidade é mais crítico, pois é possível minimizar o conjugado ondulatorio e o *cogging torque* com pequena redução do conjugado médio. Por outro lado, no *brushless dc motor* é muito difícil conseguir a minimização de ambas as oscilações simultaneamente.

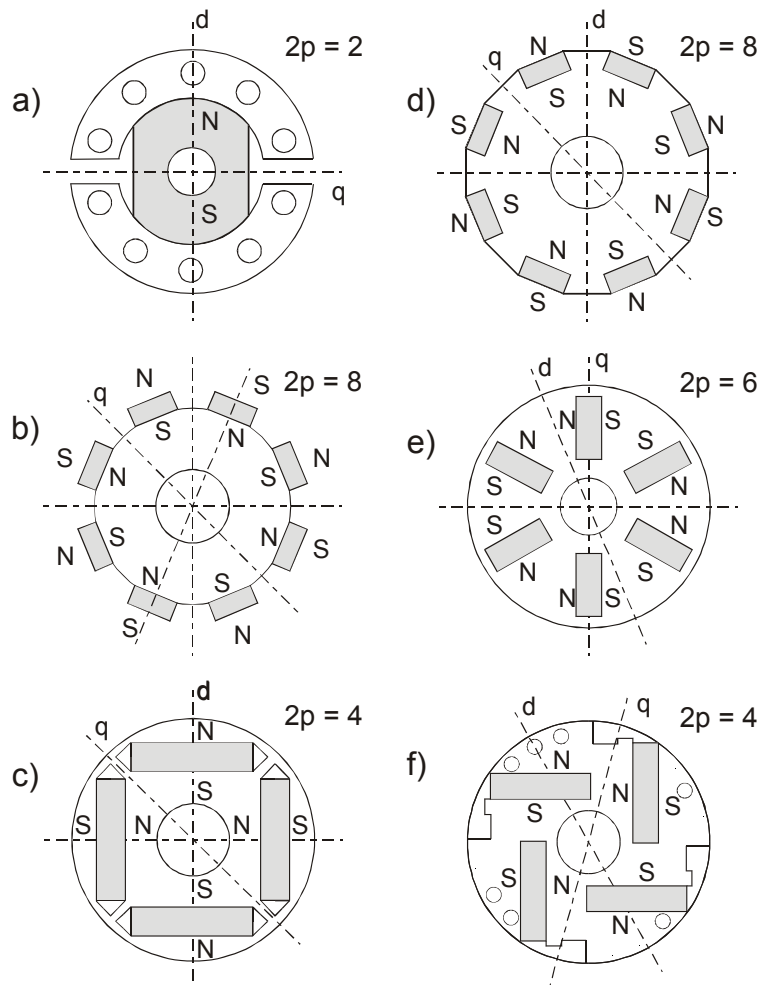
Aplicações deste motor são encontradas em acionamentos com controle de velocidade como, por exemplo, bombas e ventiladores onde uma resposta dinâmica rápida não é condição essencial. O motor síncrono de IP pode substituir o motor de indução, em algumas aplicações de velocidade variável, com condições de melhorar a eficiência do acionamento com pouca alteração do controle.

Outras aplicações são encontradas em ferramentas industriais [26]; em controle de posição axial e ferramentas digitalmente controladas com servo motor e controle programado em processos de automação industrial [27], por exemplo, com controle de movimento programado, mesas de montagem com movimento rotativo montadas com furadeiras ou perfuratrizes tipo torre e robôs de montagem com movimentos repetitivos.

### **3.4.2. Quanto à Montagem dos Ímãs Permanentes no Rotor.**

Os motores síncronos de ímãs permanentes são construídos em diversas configurações, quanto à montagem dos ímãs no rotor, e as formas mais comumente encontradas são apresentadas na figura a seguir (Fig. 3.1) e são descritas como [28]:

- a) Configuração clássica - (Fig. 3.1.a).
- b) Ímãs montados na superfície (surface magnets) - (Fig. 3.1.b).
- c) Ímãs implantados (inset magnets) – (Fig. 3.1.c).
- d) Ímãs montados no interior (interior magnets) – (Fig. 3.1.d).
- e) Ímãs enterrados e simetricamente distribuídos (buried magnets) – (Fig. 3.1.e).
- f) Ímãs enterrados e assimetricamente distribuídos (buried magnets) – (Fig. 3.1.f).



**Fig. 3.1** – Montagens típicas de ímãs permanentes em motores síncronos.

### 3.4.3. Outras Formas Construtivas.

Além das principais variações de máquinas síncronas de IP, já citadas neste capítulo, existe uma multiplicidade estimável de formas construtivas. Entre estas podem ser destacadas algumas formas construtivas especiais, por exemplo, motores monofásicos, micromotores e os motores de fluxo axial [28].

Os motores monofásicos com dois pólos podem ser construídos com o circuito magnético do estator de forma simétrica ou assimétrica. São motores que apresentam melhor eficiência quando comparados com motores de indução também monofásicos.

Há também motores monofásicos com vários pólos, com partida oscilatória. Na partida o rotor oscila e a amplitude da oscilação aumenta até que o rotor entra em sincronismo. Neste caso, a direção de rotação não é determinada, necessitando de um

sistema de bloqueio mecânico que evite a direção indesejada e obtenha a direção pretendida.

Motores monofásicos de IP são utilizados em eletrodomésticos como abridores de lata, facas elétricas, espremedores de frutas, bombas d'água em máquina de lavar.

Motores de fluxo axial apresentam uma construção compacta e alta densidade de potência. Estes motores têm sido amplamente utilizados em servo sistemas com baixo conjugado e aplicações com controle de velocidade [29]. Os motores com fluxo axial ou tipo disco podem ser construídos com os ímãs montados na superfície ou no interior, o rotor pode ser interno ou externo, o estator pode ser com ranhuras ou sem ranhuras. Em geral, para pequenas potências são usados motores sem ranhura com ímãs na superfície. Uma comparação entre motores de fluxo radial e axial com e sem ranhuras pode ser encontrada em [30], enquanto uma aplicação prática para velocidade controlada com baixo custo de construção pode ser vista em [5], onde são apresentados, também, os fundamentos do projeto e a produção de conjugado neste tipo de motor.

São construídos motores de IP montados no interior para altas velocidades na faixa de 10.000 rpm, para uso em ferramentas como esmerilhadeiras, furadeiras, brocas odontológicas, misturadores, compressores centrífugos, máquinas têxteis, etc.

Na faixa de micromotores, são fabricados motores de IP com rotor com dimensão acima de 1mm, podendo ser do tipo disco (fluxo axial) ou cilíndrico (fluxo radial). Estes motores são utilizados em processos de fabricação de alta precisão como fibra ótica e laser, indústria aeroespacial, bioengenharia e microcirurgia.

Para tração veicular são desenvolvidos motores com rotores imbricados e motores de disco. Trata-se de um rotor com características de uma engrenagem que incorpora um ou mais ímãs circulares magnetizados axialmente e guias de fluxo de ferro doce [31]. As guias de fluxo consistem de dentes polares abraçando os IP. A densidade de fluxo pode ser mais elevada que o ponto de operação dos ímãs devido à concentração de fluxo magnético.

Diversas topologias são encontradas na literatura como os motores de grande porte, motores de fluxo transversal, motores com múltiplos discos, etc. [28]. Além de protótipos, por exemplo, os motores com ímã enterrado em camadas [32] e o motor de ímã permanente com pólo consecutivo (*Consequent Pole Permanent Magnet – CPPM*), projetado com um enrolamento de campo no estator, para operação com enfraquecimento de campo [33].

## Capítulo 4. MODELO MATEMÁTICO DINÂMICO DO MOTOR.

### 4.1. Introdução.

Neste capítulo será desenvolvido o modelo matemático dinâmico do motor síncrono de ímãs permanentes utilizado no presente trabalho. Inicialmente será demonstrado o modelo completo e genérico para um motor síncrono trifásico de pólos salientes, sem enrolamento amortecedor. Em seguida, este modelo será particularizado para o caso específico do motor utilizado.

### 4.2. Modelo Matemático do Motor Síncrono.

O modelo será desenvolvido baseado na teoria do referencial de dois eixos (referencial d-q). A máquina pode ser representada conforme figura a seguir (Fig. 4.1), onde as bobinas desenhadas nas direções abc simbolizam o eixo magnético de cada uma das fases da armadura do estator, enquanto no eixo direto (“d”) aparece o enrolamento de campo do rotor, representado pela bobina “F”. O ângulo entre o eixo “d” e o eixo da fase “a” é representado por  $\theta_{er}$ , o qual indica a posição relativa entre estator e rotor. A derivada deste ângulo em relação ao tempo é a velocidade angular elétrica do rotor. A geometria da máquina considerada apresenta apenas um par de pólos, mas o modelo obtido pode ser facilmente generalizado para máquinas com qualquer número de pólos.

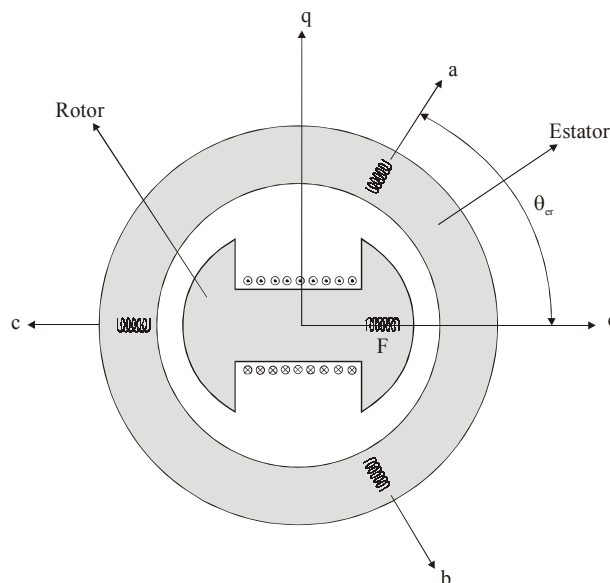


Fig. 4.1 – Representação dos enrolamentos do rotor e estator do motor síncrono.

Com esta representação, considerando neutro isolado, isto é,  $i_a + i_b + i_c = 0$  e desconsiderando efeitos de temperatura no cobre, perdas no ferro, e, principalmente, a saturação magnética pode-se escrever as equações matemáticas da parte elétrica do motor, em regime dinâmico, nas variáveis de fase do estator e do rotor.

➤ ESTATOR

$$\begin{aligned} \text{Fase a} &\Rightarrow v_a = r \cdot i_a + \frac{d\lambda_a}{dt} \\ \text{Fase b} &\Rightarrow v_b = r \cdot i_b + \frac{d\lambda_b}{dt} \\ \text{Fase c} &\Rightarrow v_c = r \cdot i_c + \frac{d\lambda_c}{dt} \end{aligned} \quad (4.1)$$

Podendo ser escrita na forma matricial e compacta como:

$$[v_{abc}] = R \cdot [i_{abc}] + \frac{d}{dt} [\lambda_{abc}] \quad (4.2)$$

➤ ROTOR

$$\text{Campo F} \Rightarrow v_F = r_F \cdot i_F + \frac{d\lambda_F}{dt} \quad (4.3)$$

O símbolo  $\lambda$  representa o enlace de fluxo, sabendo-se que  $\lambda = L \cdot i$ , pode-se escrever a relação.

$$\begin{aligned} \lambda_a &= L_{aa} \cdot i_a + L_{ab} \cdot i_b + L_{ac} \cdot i_c + L_{aF} \cdot i_F \\ \lambda_b &= L_{ba} \cdot i_a + L_{bb} \cdot i_b + L_{bc} \cdot i_c + L_{bF} \cdot i_F \\ \lambda_c &= L_{ca} \cdot i_a + L_{cb} \cdot i_b + L_{cc} \cdot i_c + L_{cF} \cdot i_F \\ \lambda_F &= L_{Fa} \cdot i_a + L_{Fb} \cdot i_b + L_{Fc} \cdot i_c + L_{FF} \cdot i_F \end{aligned} \quad (4.4)$$

Onde  $L_{aa}, L_{bb}, L_{cc}$  e  $L_{FF}$  representam as indutâncias próprias de cada um dos enrolamentos e as demais são as indutâncias mútuas entre dois enrolamentos.

Obtendo-se, desta maneira, uma representação matricial da seguinte forma:

$$[\lambda] = [L] \cdot [i] \quad (4.5)$$

Onde  $[L]$  é uma matriz simétrica. A diagonal principal é composta pelas indutâncias próprias e os termos fora desta diagonal são as indutâncias mútuas, ou seja:

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} & L_{aF} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} & L_{bF} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} & L_{cF} \\ L_{Fa} & L_{Fb} & L_{Fc} & L_{FF} \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

Considerando o enrolamento do estator com uma distribuição senoidal, uma composição harmônica para a permeância do entreferro do tipo [34]:

$$p(\theta_{er}) = A - B_2 \cdot \cos(2\theta_{er}) \quad (4.7)$$

Assumindo a permeância do ferro laminado do estator e do rotor como infinita e desprezando os efeitos da ranhura e da terminação dos enrolamentos [35] é possível demonstrar que as indutâncias próprias e mútuas são funções periódicas do ângulo elétrico ( $\theta_{er}$ ) entre estator e rotor, e podem ser expressas por uma série de Fourier. Desconsiderando os termos superiores ao de 2ª ordem da série de Fourier, pode-se escrever os elementos da matriz, através das expressões a seguir.

Onde  $L_l$  é a indutância de dispersão,  $L_0$  é a indutância devida à componente média do fluxo no entreferro, e  $L_2$  é a amplitude da variação de indutância devida ao fluxo dependente da posição do rotor.

$$\begin{aligned} L_{aa} &= L_l + L_0 + L_2 \cdot \cos(2\theta_{er}) \\ L_{bb} &= L_l + L_0 + L_2 \cdot \cos(2\theta_{er} + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{cc} &= L_l + L_0 + L_2 \cdot \cos(2\theta_{er} - \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad (4.8)$$

Observando que as duas primeiras parcelas são independentes da posição do rotor, elas podem ser agrupadas e representadas com uma única indutância, ou seja:

$$L_s = L_l + L_0 \quad (4.9)$$

Para as indutâncias mútuas entre enrolamentos do estator.

$$\begin{aligned} L_{bc} = L_{cb} &= -\frac{L_0}{2} + L_2 \cdot \cos(2\theta_{er}) \\ L_{ac} = L_{ca} &= -\frac{L_0}{2} + L_2 \cdot \cos(2\theta_{er} + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{ab} = L_{ba} &= -\frac{L_0}{2} + L_2 \cdot \cos(2\theta_{er} - \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad (4.10)$$

Para as indutâncias mútuas entre estator e rotor, isto é, entre o estator e o campo F, representada por  $M_F$ .

$$\begin{aligned} L_{aF} = L_{Fa} &= M_F \cdot \cos\theta_{er} \\ L_{bF} = L_{Fb} &= M_F \cdot \cos(\theta_{er} - \frac{2\pi}{3}) \\ L_{cF} = L_{Fc} &= M_F \cdot \cos(\theta_{er} + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad (4.11)$$

Visto que as saliências rotóricas estão no próprio rotor, as indutâncias do rotor são independentes da posição do rotor, isto é, do ângulo  $\theta_{er}$  e podem ser escritas conforme [35].

$$L_{FF} = L_{lF} + L_{pF} \quad (4.12)$$

Onde,  $L_{lF}$  é a indutância de dispersão, enquanto  $L_{pF}$  está relacionada com o percurso do fluxo principal.

No momento, as equações, do estator e rotor, estão escritas em dois referenciais diferentes, portanto torna-se conveniente utilizar a transformada de Park [36], aplicada nas variáveis do estator, colocando-as no mesmo referencial do rotor. Além da vantagem de ter-se todas as equações em um mesmo referencial, dinâmico e solidário ao rotor, elimina-se a variação das indutâncias com respeito à posição do rotor, isto é, à variação do ângulo  $\theta_{er}$ . Obtém-se, também, uma simplificação por não haver acoplamento magnético entre os eixos  $d$  e  $q$  e, por último, é de grande utilidade para aplicação do controle por orientação de campo, onde se faz necessário alinhar este referencial, ou melhor, as correntes de armadura projetadas nele, ao fluxo magnético do rotor.

#### 4.2.1. Transformada de Park.

A transformada de Park, em sua versão original, é definida como uma matriz  $T_p$ , que transforma variáveis trifásicas (tensões e correntes) de um sistema  $abc$  em um novo conjunto de variáveis no sistema  $dq0$ , tal que:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_{dq0} \end{bmatrix} &= T_p \cdot \begin{bmatrix} v_{abc} \end{bmatrix} \Leftrightarrow \begin{bmatrix} v_{abc} \end{bmatrix} = T_p^{-1} \cdot \begin{bmatrix} v_{dq0} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} i_{dq0} \end{bmatrix} &= T_p \cdot \begin{bmatrix} i_{abc} \end{bmatrix} \Leftrightarrow \begin{bmatrix} i_{abc} \end{bmatrix} = T_p^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{dq0} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.13)$$

Utilizando a notação matricial na sua forma expandida tem-se:

$$T_p = K \cdot \begin{bmatrix} \cos\theta_{er} & \cos(\theta_{er} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{er} + \frac{2\pi}{3}) \\ -\text{sen}\theta_{er} & -\text{sen}(\theta_{er} - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta_{er} + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (4.14)$$



#### 4.2.1.1. Seleção da constante K.

Existem infinitas possibilidades de transformação diferenciando-se entre si pelo fator de escala K. A seguir serão analisados e comentados os mais utilizados.

##### a) Transformação invariante em potência ( $K = \sqrt{\frac{2}{3}}$ ).

A transformação é definida de tal modo que a representação da potência que flui na máquina é preservada nos dois referenciais, de modo que:

$$P_{dq0} = P_{abc} \quad (4.15)$$

Como resultado o torque desenvolvido na máquina também é preservado.

Invariância em potência ou transformação unitária pode ser escrita como:

$$\begin{aligned} [v_{abc}]^t \cdot [i_{abc}] &= [v_{dq0}]^t \cdot [i_{dq0}] \\ &= (T \cdot [v_{abc}])^t \cdot (T \cdot [i_{abc}]) \\ &= [v_{abc}]^t \cdot T^t \cdot T \cdot [i_{abc}] \end{aligned} \quad (4.16)$$

Onde o sobre-escrito  $t$  indica matriz transposta.

Para que seja verdadeira a igualdade acima é necessário que:

$$T^t \cdot T = [I] \quad (4.17)$$

Donde se pode concluir que:

$$[T]^{-1} = [T]^t \quad (4.18)$$

Verifica-se prontamente que (4.15) satisfaz essa condição quando  $K = \sqrt{\frac{2}{3}}$

Como resultado da aplicação desta transformação, a um sistema trifásico senoidal simétrico, as amplitudes das tensões e correntes no sistema de coordenadas  $dq0$  estarão multiplicadas por um fator de  $\sqrt{\frac{3}{2}}$ .

##### b) Transformação com valores de pico ( $K = \frac{2}{3}$ ).

Escolhendo-se o valor de  $K = 2/3$ , as amplitudes das grandezas nas coordenadas  $dq0$  serão iguais aos valores de pico das suas correspondentes quantidades no sistema  $abc$ . Esta opção é útil em controles com implementação digital, isto porque, os valores de pico num sistema discreto de duas coordenadas ( $d-q$ ) será também o mesmo que os

valores de pico de seus correspondentes do sistema trifásico, possibilitando uma otimização da faixa de utilização dos conversores analógicos digitais (A/D) e, também, facilitando a comparação entre grandezas digitais e grandezas analógicas.

Outro item de conveniência, para esta seleção, é simplificar o desenvolvimento e os resultados quando da aplicação dessa transformada na expressão obtida para a força magneto motriz trifásica.

### c) Outros valores de K.

Dentre outras opções, uma que se pode destacar é utilizar a constante K para obter quantidades no sistema  $dq0$  iguais em magnitude aos valores médios quadráticos (rms) de seus correspondentes nas coordenadas  $abc$ . A constante K deverá, neste caso, ser igual a  $\frac{\sqrt{2}}{3}$ .

Neste trabalho será dada preferência à transformação com valores de pico, isto é,  $K = 2/3$ , devido às vantagens descritas anteriormente. Fica então a matriz de transformação dada por:

$$T_p = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos\theta_{er} & \cos(\theta_{er} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{er} + \frac{2\pi}{3}) \\ -\text{sen}\theta_{er} & -\text{sen}(\theta_{er} - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta_{er} + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

A terceira linha da matriz corresponde à componente de seqüência zero definida para o sistema de correntes trifásicas, embora esta seja nula, pois como foi definido anteriormente o motor é alimentado com correntes equilibradas, com neutro isolado, possuindo, portanto, efetivamente apenas duas fases independentes. Esta componente é introduzida com o intuito de tornar a matriz  $T_p$  inversível, podendo, a matriz ser reduzida da terceira linha posteriormente devido à ausência da componente de seqüência zero. A transformada inversa de Park fica definida como:

$$T_p^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta_{er} & -\text{sen}\theta_{er} & 1 \\ \cos(\theta_{er} - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta_{er} - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_{er} + \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta_{er} + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

Aplicando a transformação de Park às equações do estator nas variáveis de fase, [equação (4.1)] num formato compacto -tem-se:

$$[v_{dq}] = R \cdot [i_{dq}] + T_p \cdot \frac{d}{dt} T_p^{-1} [\lambda_{dq}] \quad (4.21)$$

Desenvolvendo a parcela que contém a derivada tem-se:

$$[v_{dq}] = R \cdot [i_{dq}] + T_p \cdot \left( T_p^{-1} \cdot \frac{d}{dt} [\lambda_{dq}] + [\lambda_{dq}] \cdot \frac{dT_p^{-1}}{dt} \right) \quad (4.22)$$

$$[v_{dq}] = R \cdot [i_{dq}] + T_p \cdot T_p^{-1} \cdot \frac{d}{dt} [\lambda_{dq}] + [\lambda_{dq}] \cdot T_p \cdot \frac{dT_p^{-1}}{dt}$$

Na terceira parcela tem-se a multiplicação da matriz de transformação pela derivada da sua inversa. Esta derivada é composta de termos em seno e cosseno, cujo resultado é do tipo  $\cos\theta \cdot \frac{d\theta}{dt}$  ou  $-\sin\theta \cdot \frac{d\theta}{dt}$ , após a multiplicação, os termos em seno e cosseno se combinarão restando apenas o fator  $\frac{d\theta}{dt}$ , que corresponde à velocidade angular do rotor ( $\omega$ ).

Ficando a equação reduzida a:

$$[v_{dq}] = R \cdot [i_{dq}] + \frac{d}{dt} [\lambda_{dq}] + [\lambda_{dq}] \cdot [\Omega] \quad (4.23)$$

Esta é a expressão das variáveis de fase do estator, representadas no novo sistema de coordenadas, isto é, no mesmo referencial do rotor, escrita em forma matricial, e tendo como uma das variáveis o enlace de fluxo.

A matriz  $[\Omega]$ , para uma máquina síncrona de pólos salientes na convenção de carga, isto é, funcionamento como motor, é dada por  $\begin{bmatrix} -\omega_r \\ +\omega_r \end{bmatrix}$ .

Pode-se substituir o enlace de fluxo pela sua relação com a indutância e exprimir as relações das variáveis de fase em função desta, para isto, torna-se necessário analisar a transformação do enlace de fluxo, para depois efetuar a substituição pretendida. Considerando que  $[\lambda_{abc}] = [L] \cdot [i_{abc}]$  a transformação é obtida por:

$$[\lambda_{dq0}] = T_p \cdot [\lambda_{abc}] = T_p \cdot L \cdot [i_{abc}] \quad (4.24)$$

Substituindo (4.13) na expressão (4.24) encontra-se:

$$[\lambda_{dq0}] = T_p \cdot [L] \cdot T_p^{-1} \cdot [i_{dq0}] \quad (4.25)$$

A multiplicação da matriz de transformação de Park pela matriz de indutâncias e, a seguir, pela inversa de Park, resulta numa nova matriz de indutâncias, denominada, a partir de agora, por  $[L_T]$ , onde o sub-escrito “T” indica matriz de indutâncias após transformada, para diferenciar da matriz original. Esta nova matriz é independente do ângulo  $\theta$ , isto é, os valores de cada termo da nova matriz são constantes e independentes da posição do rotor.

$$[L_T] = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 & L_{dF} \\ 0 & L_q & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{0'} & 0 \\ L_{Fd} & 0 & 0 & L_{FF} \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

Considerando que a indutância varia senoidalmente, em função da posição do rotor, e que o seu valor máximo (valor de pico) acontece no percurso de menor relutância, pode-se inferir que as expressões das indutâncias, no referencial  $d$ - $q$ , dependem da forma construtiva da máquina.

Motores síncronos convencionais ( $L_d > L_q$ ) as indutâncias próprias de eixos direto e em quadratura e a de seqüência zero são expressas por:

$$\begin{aligned} L_d &= L_l + \frac{3}{2} \cdot (L_0 + L_2) \\ L_q &= L_l + \frac{3}{2} \cdot (L_0 - L_2) \\ L_{0'} &= L_l \end{aligned} \quad (4.27)$$

Considerando que motores que apresentam ( $L_q > L_d$ ) o valor máximo da indutância estará defasado de  $90^\circ$  elétricos, com relação ao motor convencional, as expressões das indutâncias no referencial  $d$ - $q$  serão:

$$\begin{aligned} L_d &= L_l + \frac{3}{2} \cdot (L_0 - L_2) \\ L_q &= L_l + \frac{3}{2} \cdot (L_0 + L_2) \\ L_{0'} &= L_l \end{aligned} \quad (4.28)$$

A indutância própria do enrolamento de campo (“F”) permanece sem modificação e as indutâncias mútuas são expressas por:

$$\begin{aligned} L_{dF} &= M_F \\ L_{Fd} &= \frac{3}{2} \cdot M_F \end{aligned} \quad (4.29)$$

Podendo-se, então, escrever a seguinte relação para o fluxo enlaçado no referencial  $d-q$ :

$$[\lambda_{dq0}] = [L_T] \cdot [i_{dq0}] \quad (4.30)$$

Desconsiderando a componente correspondente à seqüência zero, terceira linha da matriz de transformação, e substituindo esta expressão em (4.23), tem-se:

$$[v_{dq}] = R \cdot [i_{dq}] + \frac{d}{dt} [L_T] \cdot [i_{dq}] + [L_T] \cdot [i_{dq}] \cdot [\Omega] \quad (4.31)$$

Efetuada a derivada parcial da segunda parcela obtém-se:

$$[v_{dq}] = R \cdot [i_{dq}] + [L_T] \cdot \frac{d}{dt} [i_{dq}] + [i_{dq}] \cdot \frac{d}{dt} [L_T] + [L_T] \cdot [i_{dq}] \cdot [\Omega] \quad (4.32)$$

Como explanado anteriormente a matriz  $[L_T]$  é formada por constantes invariantes com o tempo e com a posição, portanto sua derivada é nula e a expressão encontrada é:

$$[v_{dq}] = R \cdot [i_{dq}] + [L_T] \cdot \frac{d}{dt} [i_{dq}] + [L_T] \cdot [i_{dq}] \cdot [\Omega] \quad (4.33)$$

As equações matemáticas do estator, em regime dinâmico, no referencial  $d-q$  podem ser escritas, em função do fluxo enlaçado, de forma expandida como:

$$v_d = r \cdot i_d + \frac{d}{dt} \lambda_d - \omega_{elet} \cdot \lambda_q \quad (4.34)$$

$$v_q = r \cdot i_q + \frac{d\lambda_q}{dt} + \omega_{elet} \cdot \lambda_d \quad (4.35)$$

A primeira parcela, das equações (4.34) e (4.35), representa a queda de tensão na resistência dos enrolamentos do estator; o segundo termo indica componentes de tensão devido aos efeitos indutivos próprios da corrente de armadura; a terceira parcela mostra a tensão de rotação ou tensão de velocidade.

#### 4.2.2. Conjugado Eletromecânico.

Para completar o modelo matemático resta exprimir a relação eletromecânica da máquina. Esta relação pode ser obtida da lei fundamental da dinâmica para sistemas rotativos e da conversão eletromecânica de energia.

Simplificadamente a lei da dinâmica para sistemas rotativos pode ser definida por uma expressão análoga à segunda lei de Newton, onde  $J$  é o momento de inércia:

$$\begin{aligned} T_m - T_r &= \frac{d}{dt}(J \cdot \omega) \\ T_m - T_r &= J \cdot \frac{d\omega}{dt} + \omega \cdot \frac{dJ}{dt} \end{aligned} \quad (4.36)$$

Onde  $T_m$  representa o torque mecânico,  $J$  é o momento de inércia,  $\omega$  é a velocidade angular, a derivada desta  $\frac{d\omega}{dt}$  é a aceleração angular,  $T_r$  representa o torque resistente, em geral, devido ao atrito (com o ar ou fricção de partes mecânicas).

Como na maioria dos casos a inércia não varia com o tempo a expressão fica reduzida a:

$$T_m = J \cdot \frac{d\omega}{dt} + T_r \quad (4.37)$$

Introduzindo o termo que representa a carga ( $T_L$ ) a ser movida por um motor elétrico tem-se:

$$T_m = J \cdot \frac{d\omega}{dt} + T_r + T_L \quad (4.38)$$

Em motores elétricos, que são dispositivos de conversão de energia elétrica em mecânica, o torque mecânico é produzido através desta conversão e, portanto, este deverá ser igual ao torque eletromagnético, ou seja, o torque de saída do dispositivo (torque mecânico) é igual ao torque de entrada (torque eletromagnético -  $T_{elet}$ ), a menos de perdas associadas nesta conversão.

$$T_{elet} = T_m = J \cdot \frac{d\omega}{dt} + T_r + T_L \quad (4.39)$$

Para obtenção da equação do torque eletromagnético faz-se necessário uma análise da conversão eletromecânica de energia [3].

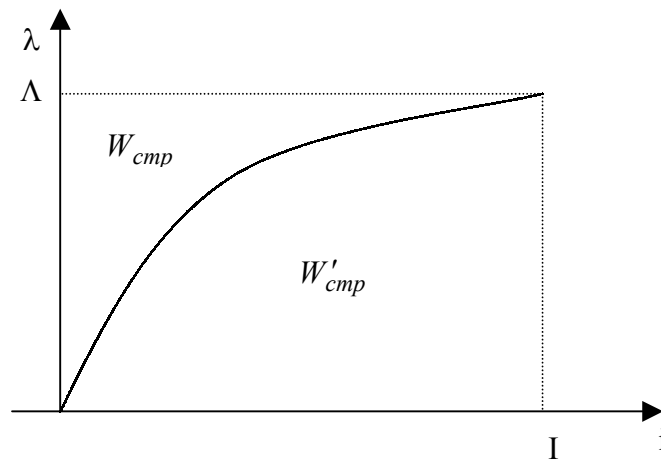
A expressão para o torque ou conjugado pode ser derivada, analisando-se a variação de energia acumulada no campo magnético, da energia elétrica suprida e da energia convertida em energia mecânica ou energia de saída.

$$T_{elet} = -\frac{\partial W_{cmp}(\lambda, \theta)}{\partial \theta} \quad (4.40)$$

A equação mostra o torque elétrico em função de fluxo enlaçado e da posição, porém nem sempre se deseja trabalhar com estes parâmetros de estado, sendo muitas vezes mais interessante, para desenvolvimento de uma análise dinâmica, a expressão do torque em função da corrente. Para este desenvolvimento utiliza-se a coenergia do sistema, que pode ser grafada como  $W'_{cmp}$  e definida por:

$$W'_{cmp}(i, \theta) = I \cdot \Lambda - W_{cmp}(\lambda, \theta) \quad (4.41)$$

Graficamente tem-se:



**Fig. 4.2** – Representação gráfica da Energia e da Coenergia.

O torque elétrico é obtido por:

$$T_{elet} = -\frac{\partial [I\Lambda - W'_{cmp}(i, \theta)]}{\partial \theta} \quad \therefore \quad T_{elet} = \frac{\partial W'_{cmp}(i, \theta)}{\partial \theta} \quad (4.42)$$

Para um sistema linear onde o fluxo enlaçado  $\lambda$  é proporcional à corrente  $i$ , ou seja, a indutância é constante com a variação de  $\lambda$  ( $\lambda = L \cdot i$ ), a coenergia é dada por:

$$W'_{cmp} = \int_0^i L \cdot i \cdot di \quad (4.43)$$

$$W'_{cmp} = \frac{1}{2} \cdot L \cdot i^2 = \frac{1}{2} \cdot \lambda \cdot i$$

Em notação matricial para um enrolamento trifásico o torque elétrico é expresso por:

$$T_{elet} = \frac{\partial}{\partial \theta} \left( \frac{1}{2} \cdot [i]_{abc}^t \cdot [L(\theta_{er})] \cdot [i]_{abc} \right) \quad (4.44)$$

$$T_{elet} = \frac{1}{2} \cdot [i]_{abc}^t \cdot \frac{\partial}{\partial \theta} [L(\theta_{er})] \cdot [i]_{abc} \quad (4.45)$$

Expressando-se em função do fluxo enlaçado tem-se:

$$T_{elet} = \frac{1}{2} \cdot [i]_{abc}^t \cdot \frac{\partial}{\partial \theta} [\lambda(\theta_{er})] \quad (4.46)$$

Como a indutância é função do ângulo elétrico e a derivada parcial é tomada com relação ao ângulo mecânico, torna-se necessário multiplicar as equações (4.45) e (4.46) pelo número de par de pólos ( $n_{pp}$ ). Aplicando-se a transformação de Park, o torque eletromecânico pode ser expresso em função das componentes  $d$ - $q$  como:

$$T_{elet} = \frac{1}{2} \cdot n_{pp} \cdot [i_{dq}]^t \cdot [T_p^{-1}]^t \cdot \frac{\partial}{\partial \theta} [T_p^{-1}] \cdot [\lambda_{dq}] \quad (4.47)$$

O modelo matemático completo e genérico, para um motor síncrono trifásico de pólos salientes com enrolamento de campo no rotor, representado segundo a teoria de dois eixos, fica, então, descrito segundo as equações encontradas e, a seguir, apresentadas em conjunto.

➤ ESTATOR

$$v_d = r \cdot i_d + \frac{d\lambda_d}{dt} - \omega_{elet} \cdot \lambda_q \quad (4.48)$$

$$v_q = r \cdot i_q + \frac{d\lambda_q}{dt} + \omega_{elet} \cdot \lambda_d \quad (4.49)$$

➤ ROTOR

$$\text{Campo F} \Rightarrow v_F = r_F \cdot i_F + \frac{d\lambda_F}{dt} \quad (4.50)$$

➤ EQUAÇÃO ELETROMECAÂNICA

$$T_{elet} = \frac{3}{2} \cdot n_{pp} \cdot (\lambda_d \cdot i_q - \lambda_q \cdot i_d) \quad (4.51)$$



### 4.3. Modelo Matemático do Motor Síncrono de Ímãs Permanentes.

Conforme descrito no início do capítulo, a partir destas equações pode-se reduzi-las para o caso específico do motor síncrono trifásico de ímãs permanentes com força eletromotriz senoidal que foi utilizado no desenvolvimento desta tese.

Este tipo de motor não possui enrolamentos no rotor, tanto o de amortecimento quanto o de campo, portanto a equação (4.50) não existe no modelo matemático.

Para produzir o fluxo rotórico, necessário ao funcionamento, o enrolamento de campo é substituído pelos ímãs permanentes e o fluxo magnético destes tem a mesma direção do eixo direto, semelhante ao fluxo que era produzido pelo campo bobinado. Não havendo relação volt/ampère no rotor o fluxo dos ímãs permanentes é representado como uma parcela do fluxo enlaçado nesta direção.

Matematicamente tem-se:

$$\lambda_d^T = \lambda_{IP} + \lambda_d \quad (4.52)$$

Onde,  $\lambda_d^T$  representa o fluxo enlaçado total na direção do eixo direto, porém, agora composto de duas parcelas, a primeira ( $\lambda_{IP}$ ) representa o fluxo dos ímãs permanentes e a segunda ( $\lambda_d$ ) trata-se, como anteriormente, do fluxo do estator projetado no eixo “d”. Esta segunda parcela pode ser escrita como:

$$\lambda_d = L_d \cdot i_d \quad (4.53)$$

Substituindo o fluxo total na direção do eixo, definido em (4.52), nas equações de estado do estator e do torque encontram-se as expressões do modelo matemático pretendido, ou seja:

#### ➤ ESTATOR

$$v_d = r \cdot i_d + \frac{d\lambda_d}{dt} - \omega_{elet} \cdot \lambda_q \quad (4.54)$$

$$v_q = r \cdot i_q + \frac{d\lambda_q}{dt} + \omega_{elet} \cdot \lambda_d + \omega_{elet} \cdot \lambda_{IP} \quad (4.55)$$

Comparando estas duas últimas equações, para o modelo do motor de ímã permanente, com as equações (4.41) e (4.42), obtidas para um motor síncrono genérico, observa-se uma nova parcela que surge na equação de eixo em quadratura. Essa quarta parcela na expressão do eixo  $q$  também é uma tensão de velocidade, porém, devido aos efeitos dos ímãs permanentes montados no rotor.

➤ EQUAÇÃO ELETROMECHANICA

$$T_{elet} = \frac{3}{2} \cdot n_{pp} \cdot [i_q \cdot (\lambda_{IP} + \lambda_d) - \lambda_q \cdot i_d] \quad (4.56)$$

A equação do torque pode ser reescrita como função das indutâncias:

$$T_{elet} = \frac{3}{2} \cdot n_{pp} \cdot [i_q \cdot (\lambda_{IP} + L_d \cdot i_d) - L_q \cdot i_q \cdot i_d] \quad (4.57)$$

$$T_{elet} = \frac{3}{2} \cdot n_{pp} \cdot (i_q \cdot \lambda_{IP} + L_d \cdot i_q \cdot i_d - L_q \cdot i_q \cdot i_d) \quad (4.58)$$

Reagrupando-se da forma mais tradicional tem-se:

$$T_{elet} = \frac{3}{2} \cdot n_{pp} \cdot [i_q \cdot \lambda_{IP} + (L_d - L_q) \cdot i_q \cdot i_d] \quad (4.59)$$

A parcela  $(L_d - L_q) \cdot i_q \cdot i_d$ , é devida ao efeito de saliências [37] sendo muitas vezes pouco significativo, podendo, em certas circunstâncias, ser desprezado. Nestas condições, resta apenas o produto da corrente em quadratura pelo fluxo dos ímãs permanentes, além, obviamente, de um fator constante que inclui o número de pares de pólos da máquina.

A relação eletromecânica fica expressa por:

$$J \cdot \frac{d\omega_{mec}}{dt} + T_r + T_L = T_{elet} \quad (4.60)$$

$$J \cdot \frac{d\omega_{mec}}{dt} + T_r + T_L = \frac{3}{2} \cdot n_{pp} \cdot [i_q \cdot \lambda_{IP} + (L_d - L_q) \cdot i_q \cdot i_d] \quad (4.61)$$

O torque de carga  $T_L$  é próprio de cada tipo de carga e o torque resistente  $T_r$ , em geral, decorre de atritos de causa diversas e os principais são:

- *Atrito de fricção ou viscoso* – Devido principalmente a fluidos lubrificantes nos rolamentos. Em geral é aproximadamente proporcional à velocidade, ou seja:

$$T_r = B \cdot \omega \quad (4.62)$$

- *Atrito com o ar* – Devido à passagem do ar no interior do motor, principalmente ocasionado por processo de ventilação. É descrito como uma função quadrática da velocidade, ou seja:

$$T_r = K_a \cdot \omega^2 \quad (4.63)$$

➤ *Atrito seco* – Em geral considerado como fricção seca é causador de um torque resistente elevado na partida do motor. De modo geral lhe é atribuído um valor constante ou é desprezado.

No presente trabalho será levado em conta apenas o atrito de fricção sendo os demais desprezados, bem como, folgas e comportamentos elásticos, visto a implementação ter sido realizada sem carga, não havendo nenhum tipo de engrenagem, redutores de carga ou transmissões.

Agrupando-se as equações encontradas para o modelo matemático completo do motor síncrono no referencial dinâmico do rotor com os termos que representam a velocidade angular expressos pela velocidade mecânica tem-se:

$$v_d = r \cdot i_d + \frac{d\lambda_d}{dt} - n_{pp} \cdot \omega_{mec} \cdot \lambda_q \quad (4.64)$$

$$v_q = r \cdot i_q + \frac{d\lambda_q}{dt} + n_{pp} \cdot \omega_{mec} \cdot \lambda_d + n_{pp} \cdot \omega_{mec} \cdot \lambda_{IP} \quad (4.65)$$

$$J \cdot \frac{d\omega_{mec}}{dt} + B \cdot \omega_{mec} + T_L = \frac{3}{2} \cdot n_{pp} \cdot \left[ i_q \cdot \lambda_{IP} + (L_d - L_q) \cdot i_q \cdot i_d \right] \quad (4.66)$$

Podendo-se substituir o fluxo enlaçado pela indutância síncrona de eixo direto e em quadratura, de tal modo que:

$$v_d = r \cdot i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - n_{pp} \cdot \omega_{mec} \cdot L_q \cdot i_q \quad (4.67)$$

$$v_q = r \cdot i_q + L_q \cdot \frac{di_q}{dt} + n_{pp} \cdot \omega_{mec} \cdot L_d \cdot i_d + n_{pp} \cdot \omega_{mec} \cdot \lambda_{IP} \quad (4.68)$$

$$J \cdot \frac{d\omega_{mec}}{dt} + B \cdot \omega_{mec} + T_L = \frac{3}{2} \cdot n_{pp} \cdot \left[ i_q \cdot \lambda_{IP} + (L_d - L_q) \cdot i_q \cdot i_d \right] \quad (4.69)$$

Pode-se observar nas expressões (4.64, 4.65, 4.67 e 4.68) que existe um acoplamento cruzado entre as equações de eixo direto e em quadratura, pois na terceira parcela da equação de tensão do eixo “d” surge o fluxo do eixo em quadratura ( $\lambda_q = L_q \cdot i_q$ ), o mesmo acontecendo na equação de tensão do eixo em quadratura onde aparece o fluxo do eixo direto ( $\lambda_d = L_d \cdot i_d$ ).

## Capítulo 5. CONTROLE ORIENTADO PELO CAMPO (*FIELD ORIENTED CONTROL – FOC*).

### 5.1. Introdução.

O controle por orientação de campo (*Field Oriented Control – FOC*), proposto por Blaschke [38] é baseado na representação das tensões, correntes e fluxo como vetores espaciais e a transformação de um sistema trifásico variante no tempo em um sistema de duas coordenadas ( $\alpha - \beta$ ), também variante no tempo. Posteriormente este sistema de coordenadas é levado a girar com velocidade sincronizada com o rotor num sistema invariante no tempo. Este novo sistema de coordenadas síncronas ( $d - q$ ) nada mais é que o clássico sistema de coordenadas utilizado em representação e análise de transitórios de máquinas elétricas [2]-[3]. Detalhes da teoria sobre sistemas de coordenadas podem ser encontrados em [39].

Esta última etapa possibilita a transformação do vetor espacial de corrente de um sistema estático para um referencial dinâmico e assim controlar a relação espacial entre o vetor de corrente e vetor espacial do fluxo rotórico.

### 5.2. Representação de Grandezas Trifásicas por Vetor Espacial.

A representação por vetor espacial permite descrever um sistema trifásico com frequência variável sem componentes de seqüência zero em um vetor complexo variante no tempo com apenas dois graus de liberdade, ou seja, amplitude e ângulo/posição.

No controle por orientação de campo esta representação é utilizada, em geral, para as variáveis fluxo, tensão e corrente. Aqui será apresentada apenas uma variável, as demais podem ser desenvolvidas de maneira análoga.

Considerando um sistema trifásico com suas correntes definidas por:

$$i_a(t) = \text{sen}[\theta(t)] \quad (5.1)$$

$$i_b(t) = \text{sen}\left[\theta(t) - \frac{2\pi}{3}\right] \quad (5.2)$$

$$i_c(t) = \text{sen}\left[\theta(t) + \frac{2\pi}{3}\right] \quad (5.3)$$

Considerando também que:

$$i_a(t) + i_b(t) + i_c(t) = 0 \quad \forall t \quad (5.4)$$

Desde que a soma das três correntes é nula, é possível descrever as grandezas trifásicas por um vetor espacial complexo com os dois graus de liberdade comentados.

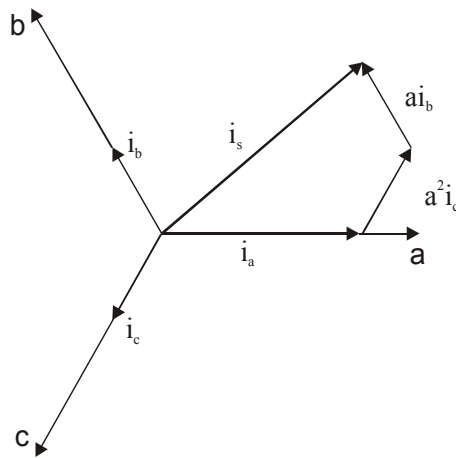
$$\vec{i}_s(t) = K \cdot [i_a(t) \cdot a^0 + i_b(t) \cdot a^1 + i_c(t) \cdot a^2] \quad (5.5)$$

Onde:

$$K^* = 2/3 \quad (5.6)$$

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (5.7)$$

A figura abaixo (Fig. 5.1) mostra o sistema de correntes trifásicas representados por um vetor espacial, que gira com a frequência do estator.



**Fig. 5.1** – Representação do vetor espacial de corrente.

O vetor espacial pode ser definido por componentes complexas, ou seja:

$$i_s(t) = i_\alpha(t) + j \cdot i_\beta(t) \quad (5.8)$$

Esta representação complexa pode ser realizada através das projeções do vetor espacial em um sistema de duas coordenadas. Esta projeção pode ser efetuada utilizando-se a transformada de Clarke [40].

---

\* O valor da constante K está definido no capítulo 4 (item 4.2.1.1)

### 5.3. Transformada de Clarke (Sistema Estático de Coordenadas $\alpha$ - $\beta$ ).

A transformada de Clarke projeta um sistema trifásico simétrico em um sistema de coordenadas estático  $\alpha\beta 0$ , por meio da seguinte relação.

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_\alpha \\ \dot{V}_\beta \\ \dot{V}_0 \end{bmatrix} = K \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

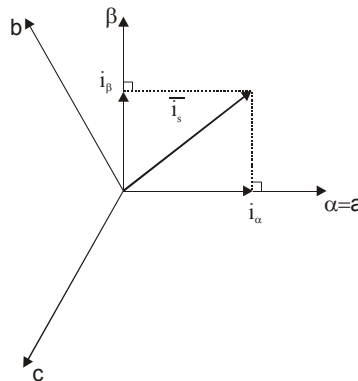
Onde o sinal "•" é utilizado para representação de fasores, ou seja, grandezas alternadas senoidais representadas em regime estacionário.

O sistema de coordenadas  $\alpha - \beta$  é usualmente denominado de referencial do estator e é estático em relação ao vetor espacial  $i_s(t)$  que gira na frequência do estator.

A projeção do vetor espacial em um referencial estático de duas coordenadas ortogonais pode ser realizado com a matriz linear utilizada na transformada de Clarke, eliminando-se a última linha em virtude de não haver componente de seqüência zero.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} = K \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

A direção do referencial  $\alpha - \beta$ , com relação aos eixos magnéticos do sistema trifásico do estator, é, usualmente, feita estabelecendo a direção positiva do eixo real ( $\alpha$ ) como a mesma direção positiva do eixo magnético da fase "a" (Fig. 5.2).



**Fig. 5.2** – Projeção do vetor espacial nas coordenadas  $\alpha$ - $\beta$ .

As grandezas resultantes desta projeção são ainda variantes com o tempo e dependentes da velocidade, tornando-se necessário obter um sistema invariante no tempo.

#### 5.4. Transformada de Park (Sistema Síncrono de Coordenadas d-q).

Esta é a transformação mais importante no controle por orientação de campo, pois ela modifica o sistema estático ortogonal de coordenadas  $\alpha$ - $\beta$  em um sistema girante, também ortogonal, de coordenadas  $d$ - $q$  cujas saídas ficam contínuas em regime permanente.

O modelo e o controle de acionamentos elétricos trifásicos pode ser simplificado pela transformação das grandezas elétricas para um sistema de coordenadas que gira em sincronismo com a frequência fundamental.

Esta transformação pode ser obtida diretamente do sistema trifásico pela transformada de Park (ver capítulo 4).

A mesma transformação pode ser obtida a partir da representação vetorial complexa nas coordenadas  $\alpha$ - $\beta$  aplicando-se uma rotação vetorial de tal modo que:

$$i_{dq}(t) = i_s(t) \cdot e^{-j\theta} \quad (5.11)$$

Onde  $\theta$  é a posição do rotor.

E  $i_{dq}(t)$  é também um vetor espacial complexo representado pelas suas componentes de coordenadas  $d$ - $q$ , ou seja:

$$i_{dq}(t) = i_d(t) + j \cdot i_q(t) \quad (5.12)$$

A rotação pode ser expressa na forma matricial, isto é:

$$\begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \text{sen}(\theta) \\ -\text{sen}(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} \quad (5.13)$$

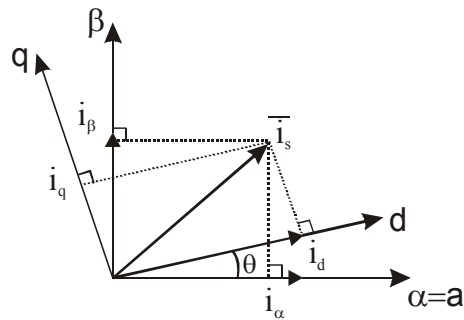
E sua inversa é expressa por:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\text{sen}(\theta) \\ \text{sen}(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} \quad (5.14)$$

As componentes  $i_d$  e  $i_q$  das correntes do estator dependem das componentes  $i_\alpha$  e  $i_\beta$  do vetor espacial e da posição do rotor.

Conhecendo-se a posição exata do rotor as componentes  $i_d$  e  $i_q$ , obtidas após esta última conversão se tornam, em regime permanente, constantes, a menos de variações devido a ruídos [35] (transdutor de corrente, conversor A/D, ruídos de chaveamento e aproximações matemáticas em microprocessador de ponto fixo).

A figura abaixo (Fig. 5.3) mostra a o vetor espacial de corrente e sua relação com os dois sistemas de coordenadas.

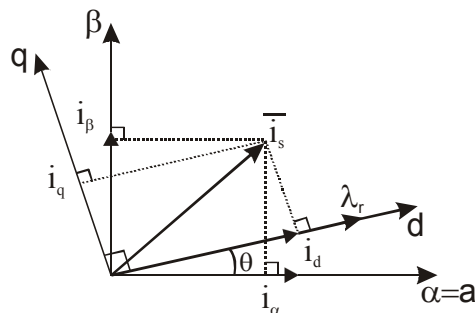


**Fig. 5.3** – Transformada do vetor espacial no referencial  $\alpha$ - $\beta$  e  $d$ - $q$ .

### 5.5. Princípio do Controle por Orientação de Campo.

O conhecimento da posição do fluxo do rotor é o cerne do controle por orientação de campo. A componente  $i_d$  sendo uma grandeza de eixo direto seu efeito magnetizante está centrado nos eixos dos pólos dos campos, portanto alinhando esta componente com o fluxo do rotor ela será a responsável pelo fluxo magnetizante, enquanto a componente em quadratura ( $i_q$ ) passa a ser a responsável pelo torque produzido pelo motor.

O diagrama apresentado na figura a seguir (Fig. 5.4) mostra a correta posição do fluxo do rotor alinhado com a componente de eixo direto do vetor espacial da corrente.



**Fig. 5.4** – Fluxo do rotor em relação às componentes do vetor espacial de corrente.



Em um motor de indução, a velocidade do rotor é diferente da velocidade do fluxo do rotor, pois existe a velocidade de escorregamento. Portanto torna-se necessário um método próprio para calcular o ângulo  $\theta$ . Além disso, pode-se alinhar a componente  $i_d$  com o fluxo do rotor, do entreferro ou com o fluxo do estator.

No motor síncrono a medição do ângulo  $\theta$ , ou seja, da posição do rotor é simplificada, pois a velocidade do rotor é igual à velocidade do fluxo rotórico.

A posição do rotor pode ser diretamente medida por um sensor de posição ou pela integração da velocidade do rotor ou, ainda, por métodos de estimação sem utilização de sensor de posição ou velocidade.

A medição da posição do fluxo do rotor pode ser feita de modo direto ou indireto.

Inicialmente, a técnica chamada direta baseava-se na medição do fluxo diretamente através de sensores de fluxo de efeito Hall no entreferro da máquina. Esta técnica é pouco prática, pois introduz alterações na forma construtiva da máquina.

Eram chamadas de indiretas, as técnicas que utilizavam estimadores de fluxo, ou seja, modelos matemáticos que possibilitam reconstruir uma determinada grandeza, no caso o fluxo, a partir de outras grandezas medidas (velocidade, tensões e correntes).

Posteriormente, passou a ser denominado de método indireto todo aquele que utilizava uma malha de controle do fluxo, sendo este medido diretamente através de sensores ou estimado através da medição das tensões e correntes.

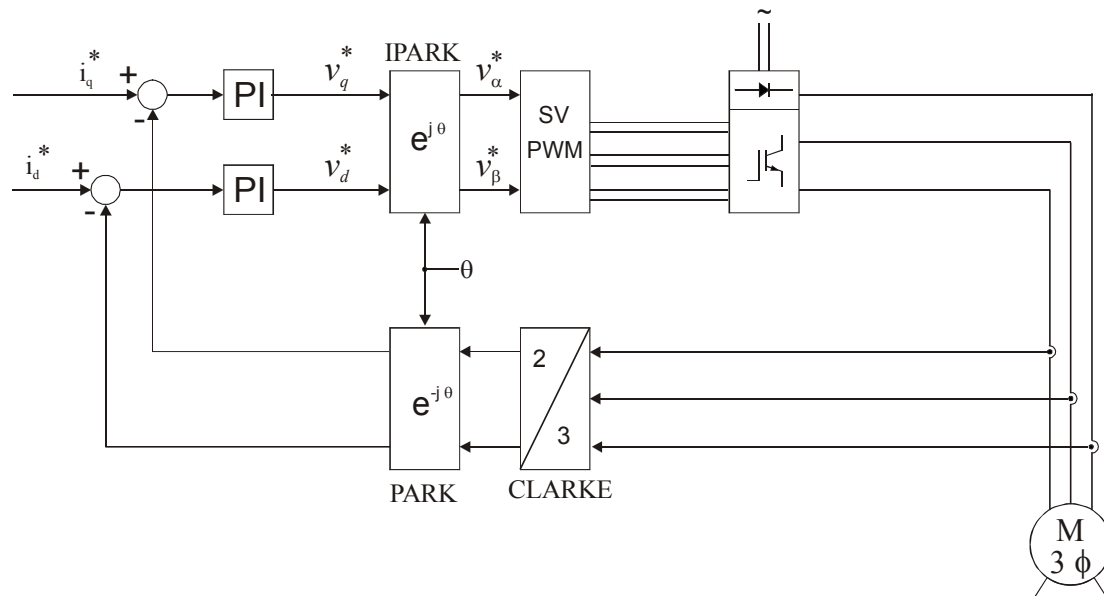
Em seguida, os métodos indiretos passaram, a ser aqueles que não possuem malha de controle de fluxo, porém, em substituição, assume-se que o fluxo tem uma amplitude constante e sua posição pode ser obtida por um bloco de controle no percurso direto. Tendo como entrada a velocidade de referência ou o erro da velocidade, se esta for uma grandeza controlada com malha de realimentação, ou seja, medindo-se a corrente e a velocidade obtém-se o fluxo de referência.

Esta técnica possibilita controlar, diretamente e separadamente, o torque (velocidade/posição) e o fluxo de máquinas de corrente alternada.

O controle por orientação de campo conduz a uma elevada performance dinâmica em termos de resposta no tempo e conversão de energia. Além disso, possibilita um controle com alto grau de precisão em regime permanente bem com em transitórios. Analisando sobre estes aspectos o controle de máquinas de corrente alternada adquire vantagens sobre máquinas de corrente contínua evitando-se as

desvantagens da comutação mecânica e da alta relação massa/potência, tornando estas últimas obsoletas quando comparadas com máquinas de corrente alternada operando com microprocessadores de alto desempenho e com versatilidade para trabalhar com modulação por largura de pulso e controle por orientação de campo.

O diagrama de blocos apresentado na figura abaixo (Fig. 5.5) condensa os fundamentos do controle por orientação de campo.



**Fig. 5.5** – Diagrama de blocos do controle por orientação de campo.

Inicialmente duas correntes do motor são medidas, como o enrolamento do estator do motor é conectado em estrela com neutro isolado a terceira corrente é obtida das duas primeiras, ou seja:

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (5.15)$$

$$i_c = -(i_a + i_b) \quad (5.16)$$

Estas correntes alimentam o bloco que faz a transformada de Clarke, decompondo as correntes trifásicas num sistema estático de coordenadas  $\alpha$ - $\beta$ , designadas por  $i_\alpha$  e  $i_\beta$ . Estas duas componentes são as entradas do bloco que realiza a transformada de Park, obtendo-se como saída, deste bloco, as correntes  $i_d$  e  $i_q$  no referencial dinâmico. A componente  $i_d$  é comparada com a referência  $i_{dref}$  (referência de fluxo) e a componente  $i_q$  é comparada com a referência  $i_{qref}$  (referência de torque).

Neste ponto, esta técnica de controle apresenta uma grande vantagem, qual seja, a sua aplicação tanto para máquina síncrona quanto para motores de indução, bastando, simplesmente, a mudança do fluxo de referência, pois no motor síncrono é utilizado o

fluxo do rotor e no motor de indução pode-se utilizar, além deste, o fluxo do entreferro ou o do estator.

No caso do motor síncrono de ímãs permanentes o fluxo do rotor é fixo, determinado pelos ímãs, portanto não há necessidade da referência de fluxo, isto é, a corrente de referência  $i_{dref}$  deve ser fixa com o valor nulo ( $i_{dref} = 0$ ). No motor de indução esta corrente de referência não será nula, pois existe a necessidade de se criar o fluxo de referência para que o motor opere.

Os sinais de erro após os comparadores são injetados nos reguladores PI (proporcional/integral) e a saída destes reguladores são os sinais de tensão de referência  $v_{dref}$  e  $v_{qref}$ , ainda no referencial  $d-q$ . Estes valores são a entrada do bloco que realiza a transformada inversa de Park para obter-se a referência de tensão nas coordenadas  $\alpha-\beta$ . Estes sinais de referência são as componentes do vetor espacial de tensão do estator que deve ser sintetizado pelo inversor.

O bloco que realiza a modulação por largura de pulso do vetor espacial recebe estas componentes como entrada e fornece como saída os sinais de atuação do *drive* do inversor.

Observa-se no diagrama que a transformada de Park, tanto a direta quanto a inversa, necessita da posição do fluxo do rotor que, no caso do motor síncrono, é a própria posição do rotor. Esta pode ser obtida por medição, através de sensor, ou por modelos matemático de estimação.

## 5.6. Controle do Motor Síncrono de Ímã Permanente.

As técnicas de controle para motores síncronos, baseadas no controle vetorial por orientação de campo, diferem em função da forma construtiva do motor.

Existem basicamente, em termos de controle vetorial, duas topologias principais a serem analisadas para acionamentos de motores síncronos.

A primeira é a dos motores síncronos com ímãs montados na superfície do rotor, deste modo as indutâncias de eixo direto e em quadratura são iguais ( $L_d = L_q$ ) e a máquina comporta-se como se tivesse um entreferro uniforme, isto é, sem saliências. O motor apresenta somente produção de torque eletromagnético.

A segunda topologia é a dos motores síncronos onde as indutâncias são diferentes ( $L_d \neq L_q$ ) e esta engloba as demais formas construtivas quanto à montagem

dos ímãs permanentes. Estes motores produzem torque de relutância além do torque eletromagnético. Esta diferença no tipo de torque produzido devido às indutâncias faz com que o controle dos motores apresente determinadas diferenças.

### 5.6.1. Controle Vetorial de Motores Síncronos de Ímãs Permanentes Montados na Superfície ( $L_d = L_q$ ).

A expressão do torque eletromagnético, desenvolvida no capítulo 4, para motores síncronos de ímãs permanentes é dada por:

$$T_{elet} = \frac{3}{2} \cdot n_{pp} \cdot [i_q \cdot \lambda_{IP} + (L_d - L_q) \cdot i_q \cdot i_d] \quad (5.17)$$

Nos motores com ímãs na superfície esta expressão pode ser apresentada de modo similar aos motores de corrente contínua, pois devido à igualdade entre as indutâncias pode-se reduzi-la a:

$$T_{elet} = K \cdot \lambda_{IP} \cdot i_q \quad (5.18)$$

Onde  $K$  é uma constante definida por:

$$K = \frac{3}{2} \cdot n_{pp} \quad (5.19)$$

Analisando-se a expressão (5.18) verifica-se que o torque do motor é diretamente proporcional ao fluxo magnético dos ímãs permanentes, ou seja do fluxo produzido pelo rotor, e à componente da corrente do estator na direção do eixo em quadratura, isto é, a corrente responsável pela produção do torque. Observa-se também que não existe torque de relutância nesta forma construtiva.

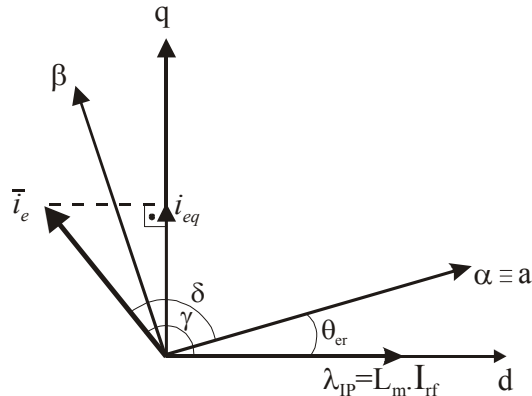
Considerando-se que o fluxo dos ímãs é constante, uma rápida variação da corrente  $i_q$  acarreta uma resposta proporcional no torque do motor.

A análise do controle vetorial deste motor pode ser feita considerando-se que os ímãs permanentes podem ser considerados como uma bobina de campo alimentada por uma fonte fictícia de corrente constante ( $I_{rf} = \text{constante}$ ), no caso de não existir enrolamento de amortecimento no rotor.

No caso de ímãs de alta energia com relutância magnética próxima à do ar e montados na superfície, o ímã comporta-se como parte do entreferro; deste modo o motor possui um entreferro largo e os efeitos da saliência são desprezíveis. Outra consequência do entreferro grande é que o valor indutância síncrona é pequeno e, assim,

o efeito da reação da armadura também é desprezível. Além disso, a constante de tempo do enrolamento do estator é pequena, o que propicia respostas dinâmicas rápidas.

A figura a seguir (Fig. 5.6) mostra a representação fasorial da corrente do estator e do fluxo do rotor, onde o eixo  $\alpha$  do referencial do estator (coordenada estática) coincide com eixo magnético do enrolamento da fase “a”. O fluxo magnético dos ímãs está defasado de um ângulo  $\theta_{er}$  deste eixo, o qual corresponde ao ângulo entre estator e rotor.



**Fig. 5.6** – Diagrama fasorial da corrente do estator e do fluxo do rotor do motor com ímãs na superfície.

No referencial dinâmico fixo ao rotor, o fluxo enlaçado, devido aos ímãs, é expresso por:

$$\lambda_{IP} = L_m \cdot \bar{i}_r = L_m \cdot I_{rf} \quad (5.20)$$

Onde  $L_m$  representa a indutância de magnetização.

A força eletromagnética induzida pelo estator, a qual é igual à taxa de variação do fluxo enlaçado de magnetização, deverá estar, em regime permanente, posicionada na direção do eixo em quadratura.

O controle vetorial é simples de ser implementado, pois a componente da corrente da armadura na direção do eixo em quadratura, no referencial do rotor, pode ser obtida pela transformação (omitindo-se a simbologia vetorial por simplificação):

$$i_e^r = \bar{i}_e \cdot e^{-j\theta_{er}} = i_d + j \cdot i_q \quad (5.21)$$

E a expressão desta mesma corrente no referencial do estator é dada por:

$$\bar{i}_e = |\bar{i}_e| \cdot e^{j\gamma} = i_\alpha + j \cdot i_\beta \quad (5.22)$$

Onde  $\gamma$  é o ângulo do vetor espacial da corrente do estator em relação ao eixo em quadratura.

Substituindo a expressão (5.22) em (5.21) obtém-se:

$$i_e^r = |\bar{i}_e| \cdot e^{j(\gamma - \theta_{er})} \quad (5.23)$$

E a corrente em quadratura é obtida por:

$$i_q = |\bar{i}_e| \cdot \text{sen}(\gamma - \theta_{er}) \quad (5.24)$$

Substituindo a expressão acima na equação do torque (5.18) encontra-se:

$$T_{elet} = K \cdot \lambda_{IP} \cdot |\bar{i}_e| \cdot \text{sen}(\gamma - \theta_{er}) \quad (5.25)$$

Desta expressão pode-se concluir que o torque varia com o seno do ângulo  $\beta = (\gamma - \theta_{er})$ , o qual é usualmente denominado de ângulo de torque e pode-se afirmar que o torque será máximo quando o ângulo de torque for igual a  $90^\circ$ .

Substituindo a equação (5.20) na expressão (5.25) obtém-se uma nova expressão do torque, ou seja:

$$T_{elet} = K \cdot L_m \cdot I_{rf} \cdot |\bar{i}_e| \cdot \text{sen} \beta \quad (5.26)$$

O ângulo de torque ( $\beta$ ) é o ângulo entre o vetor espacial da corrente do estator e o vetor espacial do fluxo magnético do rotor, isto é, do fluxo produzido pelos ímãs permanentes. O torque máximo é alcançado quando estes dois vetores estiverem defasados de  $90^\circ$ .

O controle do motor poder ser implementado mantendo a componente da corrente de eixo direto do estator nula ( $i_d = 0$ ) e controlando-se a componente de eixo em quadratura. Mantendo-se a componente de eixo direto nula garante-se que somente haverá corrente em quadratura e, portanto o ângulo entre o vetor espacial da corrente e o vetor de fluxo será igual a  $90^\circ$  e o torque será máximo [41].

Considerando-se que o fluxo magnético produzido pelos ímãs é constante, que este tipo de motor tem entreferro grande, portanto sofrendo pouca influência da f.e.m. de reação da armadura, uma variação da corrente  $i_q$  causará uma variação proporcional do torque do motor. Para se obter torque constante basta manter esta componente da corrente do estator com um valor constante.

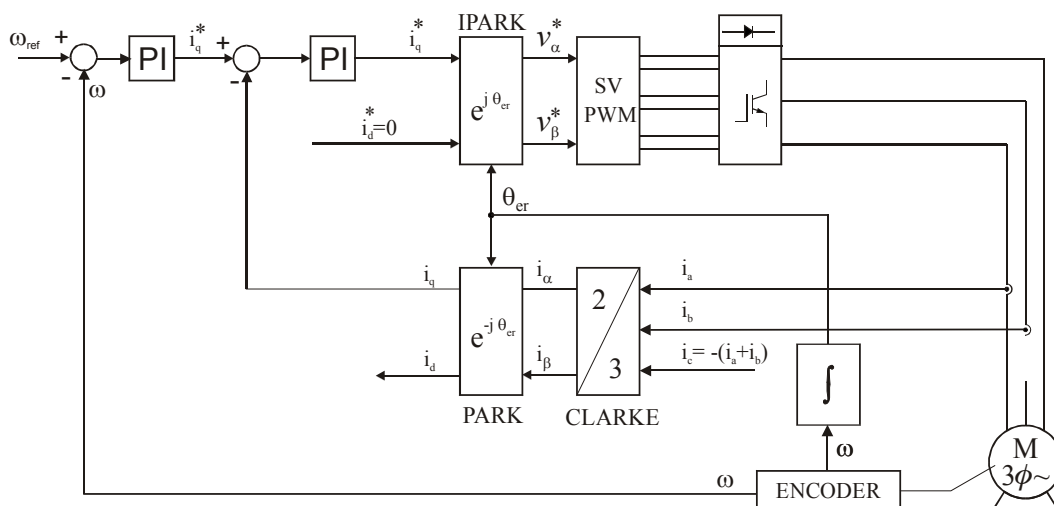
A simplicidade da implementação deste controle vem do fato de que ao alinhar o fluxo magnético girante produzido pelo estator com eixo direto na referência do rotor pode-se monitorar, através de um sensor de posição, o ângulo entre o estator e rotor. De posse deste ângulo, as correntes do estator, medidas por transdutores de corrente, podem ser decompostas em duas componentes no sistema de coordenadas do rotor. Controlando-se, então, a componente responsável pela produção do torque obtém-se um

controle adequado do motor, podendo-se comandar o sistema através da aplicação de referências do próprio torque ou da velocidade ou da posição do motor.

Na prática monitora-se a velocidade do rotor, através do uso de sensores do tipo *encoder* ou *resolver*, e a posição relativa entre os eixos de referência do estator e do rotor é obtida matematicamente a partir daquela.

Este modo de operação é adequado para acionamentos até à velocidade nominal, na região de torque constante, onde existe tensão de alimentação suficiente suprida pelo inversor. Contudo, em altas velocidades, acima da velocidade nominal, na faixa de operação de potência constante, a f.e.m. induzida aumenta de modo diretamente proporcional à velocidade do rotor. Caso seja necessário atingir uma dada velocidade acima da nominal a tensão terminal deve ser aumentada para acompanhar o acréscimo da f.e.m. induzida.

O acionamento do motor síncrono com ímãs montados na superfície pode ser implementado, conforme diagrama esquemático a seguir (Fig. 5.7).



**Fig. 5.7** – Diagrama simplificado do controle do motor com ímãs na superfície.

A velocidade máxima possível de ser atingida está limitada à tensão disponível na saída do inversor [42]. Em muitas situações não é possível aumentar a tensão de saída do inversor além de um determinado limite, neste caso faz-se necessário implementar técnica de enfraquecimento de campo.

O efeito de enfraquecimento de campo pode ser introduzido controlando-se a corrente do estator de maneira a injetar uma parcela negativa da componente de eixo direto da corrente do estator ( $i_d < 0$ ).

Valores negativos desta componente da corrente significam um efeito desmagnetizante, contudo analisando-se a expressão (5.17) verifica-se que apenas valores negativos trazem uma contribuição positiva no torque para motores com  $L_q > L_d$ . Portanto, este incremento positivo no torque é acompanhado por uma redução do fluxo do estator.

Valores positivos de  $i_d$  devem ser evitados, pois trazem como consequência um aumento do fluxo magnético e uma redução considerável do torque [11].

Pode-se demonstrar que a possibilidade de enfraquecimento de campo depende da reatância síncrona da máquina, isto é, da reação da armadura do motor [35],[41]. Considerando que o motor síncrono, com ímãs montados na superfície, possui um entreferro grande e, portanto, uma reatância síncrona pequena, a faixa de utilização do enfraquecimento de campo é estreita.

Outra limitação da faixa de operação, com enfraquecimento de campo, diz respeito ao valor do módulo do vetor espacial da corrente de armadura. Pois, para manter a corrente nominal do motor é necessário reduzir a componente em quadratura, ao injetar-se a componente de eixo direto, de modo a não exceder o limite da corrente total, ou seja [35]:

$$i_e = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} < i_{e\max} \quad (5.27)$$

Portanto, para alcançar velocidades acima da nominal tem-se como contrapartida uma redução do torque devido a redução de  $i_q$ .

### 5.6.2. Controle Vetorial de Motores Síncronos de Ímãs Permanentes Montados no Interior ( $L_d \neq L_q$ ).

As características de operação destes motores diferenciam-se dos demais em função das propriedades magnéticas advindas da colocação dos ímãs no interior do rotor. Em particular, enterrando-se os ímãs no rotor introduz saliências no circuito magnético as quais não estão presentes em outros tipos de máquinas de ímãs permanentes [43].

Motor síncrono com ímãs montados no interior do rotor possui indutância de eixo em quadratura diferente da indutância de eixo direto. Esta característica tem como efeito direto a produção de torque de relutância em adição ao torque produzido pela



interação do fluxo magnético com a componente em quadratura da corrente da armadura.

A construção do motor com os ímãs protegidos mecanicamente contribui para aplicações em alta velocidade.

As saliências do rotor alteram a produção de torque e a expressão matemática para o torque encontra, neste tipo de construção, sua expressão completa, ou seja:

$$T_{elet} = \frac{3}{2} \cdot n_{pp} \cdot \left[ i_q \cdot \lambda_{IP} + (L_d - L_q) \cdot i_q \cdot i_d \right] \quad (5.28)$$

Os dois termos encontrados nesta expressão podem ser analisados separadamente.

O primeiro termo  $(i_q \cdot \lambda_{IP})$  apresenta o produto do fluxo produzido pelos ímãs com a componente de eixo em quadratura da corrente do estator. Esta parcela do torque é a mesma encontrada nos motores com ímãs montados na superfície.

Na segunda parcela verifica-se a interação dos fluxos magnéticos induzidos ao longo dos dois eixos  $(L_d \cdot i_d$  e  $L_q \cdot i_q)$  com a componente da corrente na direção ortogonal destes fluxos. As saliências do rotor são as responsáveis pela presença desta parcela, chamada de torque de relutância, a qual é proporcional à diferença entre as duas indutâncias  $(L_d - L_q)$ .

Portanto, a equação do torque sugere que estas formas construtivas podem ser interpretadas como uma combinação híbrida dos motores síncronos de relutância com os motores com ímãs montados na superfície [43].

As saliências do rotor podem ser utilizadas para reduzir o fluxo produzido pelos ímãs obtendo-se uma operação adequada em uma faixa mais ampla de velocidade, sem riscos de danos, com redução da amplitude da sobre excitação.

O torque eletromagnético também pode ser expresso em função do ângulo de torque, da corrente do estator e da corrente fictícia do IP [42], ou seja:

$$T_{elet} = \frac{3}{2} \cdot n_{pp} \cdot \left[ L_d \cdot I_{rf} \cdot I_e \cdot \sin \beta + \left( \frac{L_d - L_q}{2} \right) \cdot I_e^2 \cdot \sin(2\beta) \right] \quad (5.29)$$

Nesta última expressão aparecem novamente as duas parcelas do torque e o segundo termo equivale ao torque de relutância. No caso em que  $L_q > L_d$ , pode ser verificado que ele é negativo para  $0 < \beta < 90^\circ$ . Esta região corresponde a injeção da corrente  $i_d$  com valores positivos. Enquanto que valores negativos de  $i_d$  correspondem

a torque de relutância positivo com o ângulo  $\beta$  na faixa entre  $90$  e  $180^\circ$ . Deste modo pode-se afirmar que máximo torque máximo será alcançado para  $\beta > 90^\circ$  [42].

Nos motores síncronos com ímãs montados no interior, a força magneto motriz produzida pelas componentes de eixo direto e em quadratura da corrente do estator e a contribuição dos ímãs permanentes quando somadas têm como resultante uma distribuição não senoidal [44], mesmo sob condições lineares de operação [41].

Devido à permeância magnética elevada na direção do eixo em quadratura, a densidade de fluxo pode elevar-se na borda do arco polar. Como resultado, os dentes do estator opostos à borda dianteira destes pólos são vulneráveis à saturação quando se eleva a corrente de excitação. Para uma dada corrente de armadura, a saturação destes segmentos dos dentes do estator traz como consequência uma redução da amplitude da componente fundamental da densidade de fluxo espacial do entreferro e a desloca em direção ao centro dos pólos do rotor. Dos terminais do motor, esta redução da componente fundamental do fluxo, aparece como uma redução das indutâncias do estator, principalmente ao longo do eixo em quadratura [41],[43].

A natureza não linear dos efeitos desta saturação, combinada com a estrutura saliente do rotor, produz o efeito de acoplamento cruzado no fluxo dos dois eixos ortogonais [43].

Efeitos magnéticos de saturação demandam considerações em acionamentos que requisitem precisão de desempenho para operação em baixas velocidades [45]. Devido a dificuldade de modelagem dos efeitos de saturação, novas propostas têm sido apresentadas na literatura [44],[46]-[47] para modificar o modelo tradicional da máquina (modelo nos eixos ortogonais  $d-q$ ), por modelos que reflitam condições reais, seja por meio da indutância dependente da corrente ou por elementos especiais de acoplamento cruzado [45].

As expressões apresentadas para modelos matemáticos do torque são válidas somente para baixos valores de corrente do estator para os quais não ocorre saturação magnética no motor [42].

É possível desenvolver o acionamento controlando-se independentemente as duas componentes da corrente da armadura, isto é, a componente  $i_d$  responsável pela modificação do fluxo no entreferro e a componente  $i_q$  a qual produz o torque da máquina. Contudo, a técnica de controle com a componente de eixo direto mantida igual a zero é uma técnica tradicional e tem sido usada por longo tempo pois evita o efeito da

desmagnetização que poderia ser provocada pela injeção da componente  $i_d$ . Apesar de não se alcançar uma produção ótima de torque, pois não se faz uso da parcela do torque de relutância, ela pode ser aplicada em acionamentos onde não sejam requisitos essenciais um desempenho otimizado e técnicas de enfraquecimento de campo.

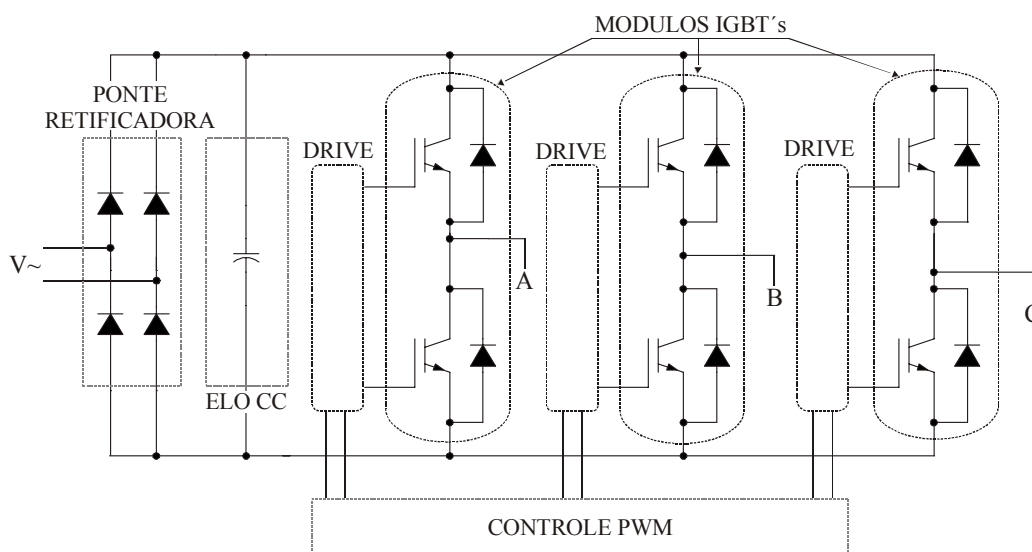
Quando a indutância de eixo direto é alta, a f.m.m. produzida pela componente direta da corrente de armadura tende a causar desmagnetização do rotor. A desmagnetização do ímã permanente (IP) é irreversível quando é aplicado valor muito alto da componente de eixo direto. A utilização de IP de terras raras com alta coercividade possibilita a aplicação de corrente de eixo direto sem perigo de desmagnetização.

## Capítulo 6. MODULAÇÃO DO INVERSOR FONTE DE TENSÃO.

### 6.1. Introdução.

Neste capítulo, serão discutidas as técnicas de controle do inversor baseadas na modulação por largura de pulso (*Pulse Width Modulation – PWM*), em especial a técnica empregada no desenvolvimento deste trabalho e implementada em laboratório para controle do inversor usado para alimentar o motor síncrono.

O conjunto inversor utilizado é do tipo fonte de tensão (*Voltage Source Inverter – VSI*). Sua topologia, mostrada na Fig. 6.1, é a mais comumente empregada em acionamentos de máquinas elétricas trifásicas e é construída em forma “de ponte”, com três ramos usualmente denominados “braços de ponte”. Cada um destes ramos contém dois IGBTs, sendo a carga ligada ao nó central. O comando é realizado de tal modo que apenas um IGBT de cada perna esteja fechado, mantendo, portanto, o outro, simultaneamente aberto, evitando assim um curto-circuito. Para garantir que não haja curto-circuito, entre a aberturas e fechamento dos IGBTs, da mesma perna, é inserido um tempo morto (*dead-time*) entre disparos. Com um mínimo de seis comutações por período é possível estabelecer um sistema trifásico de tensões alternadas retangulares. Contudo, pode-se obter melhor qualidade nas tensões e correntes sintetizadas pelo inversor com o emprego de técnicas de modulação da largura de pulso (PWM). Em corrente alternada, o PWM senoidal é a técnica básica a partir da qual foram desenvolvidas inúmeras variantes, que são apresentadas a seguir [37].



**Fig. 6.1** - Esquemático do inversor trifásico.

## 6.2. Técnicas de Controle PWM.

Várias técnicas de modulação por largura de pulso têm sido pesquisadas com o objetivo de reduzir as perdas de chaveamento, diminuir a distorção harmônica total (*Total Harmonic Distortion - THD*), simplificar a implementação, abreviar o tempo computacional [48] e ampliar a faixa de operação linear. Dentre as técnicas mais difundidas pode-se citar:

- PWM senoidal ou modulação seno-triângulo.
- PWM senoidal com injeção de terceiro harmônico.
- Modulação por vetor espacial.
- PWM realimentados por controle de corrente.

As técnicas empregadas, em geral, são comparadas com base nos seguintes critérios de desempenho:

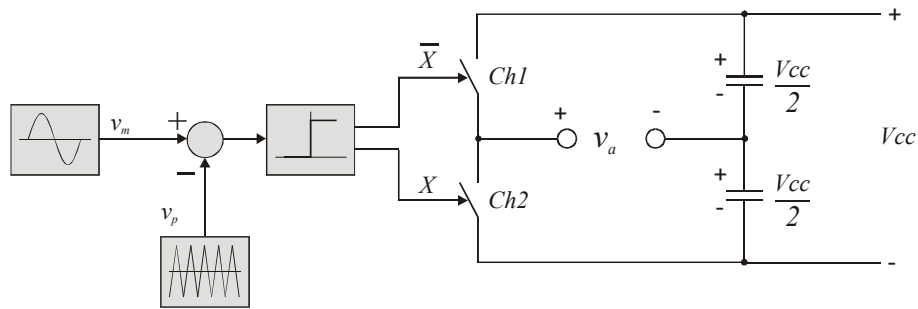
- Distorção harmônica total (THD) da tensão e corrente de saída do inversor.
- Perdas por chaveamento no inversor.
- Ondulação (ripple) pico-a-pico da corrente de saída.
- Máxima tensão de saída possível de se obter com uma dada tensão contínua (tensão do *elo CC*).

Nos itens seguintes, serão apresentadas as três primeiras técnicas, suas vantagens e desvantagens e, logo após, uma explanação mais detalhada da quarta técnica que foi selecionada para implementação nesta tese.

### 6.2.1. PWM Seno – Triângulo.

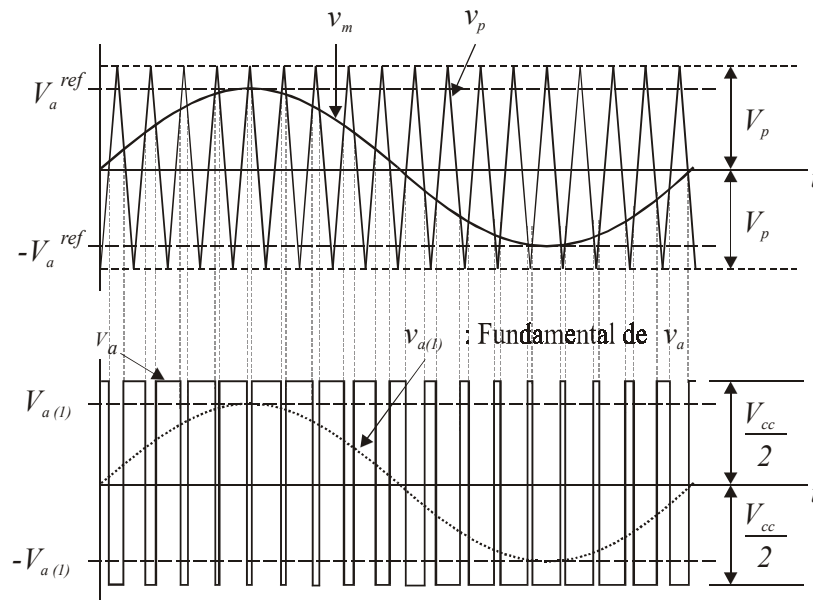
Numa abordagem simples pode-se descrever que a técnica do PWM seno-triângulo [49] clássica consiste em determinar o instante de abertura e/ou fechamento das chaves de uma das pernas do inversor comparando-se duas forma de onda, uma portadora triangular, de alta frequência, e um sinal de modulação senoidal. Dependendo do resultado da comparação, a chave superior de um braço da ponte inversora estará fechada enquanto a inferior estará aberta ou vice-versa.

Na Fig. 6.2 está exemplificado como pode ser feita a geração de sinais de chaveamento para uma perna de um inversor.



**Fig. 6.2** – Chaveamento seno-triângulo.

A figura a seguir (Fig. 6.3) mostra as formas de onda da portadora triangular e o sinal senoidal de modulação, bem como da tensão obtida na saída do inversor com sua componente fundamental.



**Fig. 6.3** - Modulação Seno-Triângulo

**a)** portadora e referência; **b)** tensão de saída e respectiva componente fundamental.

Tanto a onda portadora triangular quanto o sinal de modulação senoidal podem ser produzidos por osciladores analógicos ou digitalmente. A portadora determina a frequência de chaveamento, enquanto a amplitude e frequência da componente harmônica fundamental da tensão de saída variam de acordo com o sinal de modulação.

Analisando-se a Fig. 6.3 pode-se verificar a seguinte relação:

$$\hat{V}_{a1} = m \cdot \frac{V_{cc}}{2} \quad (6.1)$$

Onde  $\hat{V}_{a1}$  é a amplitude da componente fundamental da tensão de saída do inversor e  $V_{cc}$  é a tensão do elo cc. O índice ou razão de modulação ( $m$ ) é a razão entre a amplitude da onda portadora ( $\hat{V}_p$ ) e do sinal de modulação ( $\hat{V}_m$ ).

No inversor trifásico, os sinais de modulação das demais fases são defasados  $120^\circ$ , pode-se demonstrar que a componente fundamental da tensão fase-fase é dada por:

$$\hat{V}_{\phi\phi 1} = \sqrt{3} \cdot m \cdot \frac{V_{cc}}{2} = 0,866 \cdot m \cdot V_{cc} \quad (6.2)$$

Quando o índice de modulação é unitário obtém-se o valor máximo da tensão de linha, dado por:

$$\hat{V}_{\phi\phi 1} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot V_{cc} = 0,866 \cdot V_{cc} \quad (6.3)$$

As relações dadas por (6.1) – (6.3) se aplicam para  $m \leq 1$ , quando trabalha-se na região linear, onde a tensão de saída varia linearmente com o índice de modulação.

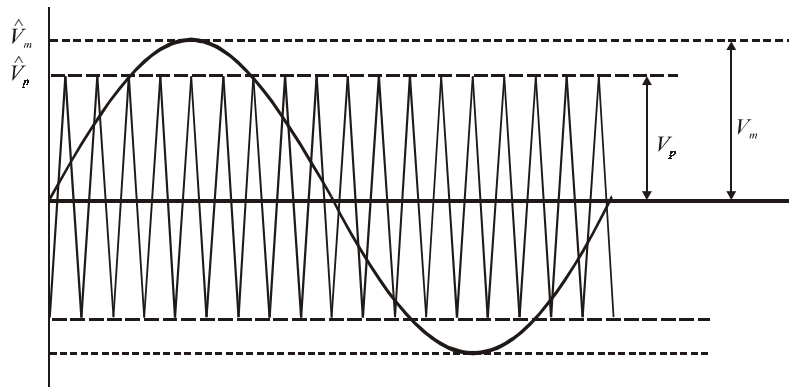
Operação em modo de sobremodulação acontece quando  $m > 1$ , isto é, a amplitude da onda moduladora é maior do que a amplitude da onda portadora triangular. Nesta condição a amplitude da tensão de saída não varia linearmente com o índice de modulação. Através do desenvolvimento da série de Fourier pode-se demonstrar que o valor máximo da forma de onda de saída pode chegar a:

$$\hat{V}_{a1} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{V_{cc}}{2} \quad (6.4)$$

Em condições de sobremodulação aumentam consideravelmente as componentes harmônicas na forma de onda de saída do inversor.

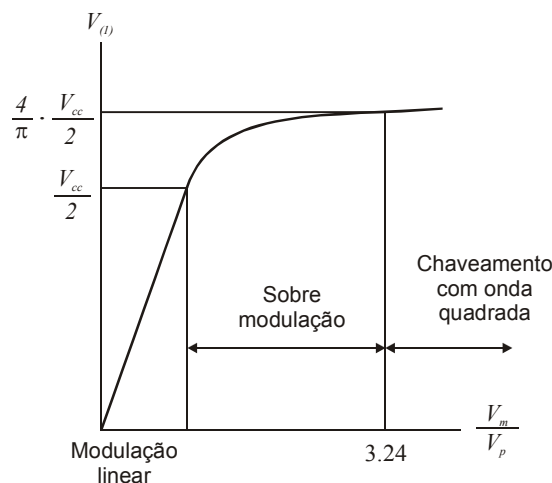
Com valor muito elevado do índice de modulação, deixa-se de operar como modulação por largura de pulso e passa-se ao chaveamento de onda quadrada. Neste caso o controle do inversor não é mais capaz de regular a amplitude da tensão de saída, que ficará com seu valor máximo dado na expressão (6.4). Este modo de operação possibilita apenas o controle da frequência, a amplitude deverá ser controlada pelo ajuste adequado da tensão do *elo CC*.

A figura abaixo (Fig. 6.4) mostra as formas de onda da portadora e do sinal de modulação para operação em sobremodulação.



**Fig. 6.4 - Seno-Triângulo em Sobremodulação.**

A figura a seguir (Fig. 6.5) apresenta a relação entre o índice de modulação e a amplitude da tensão de saída do inversor, indicando as três regiões comentadas.



**Fig. 6.5 – Regiões de Operação.**

Estes são os conceitos básicos de operação do PWM senoidal; maiores detalhes quanto a conteúdos harmônicos, ondulação da corrente de saída, efeitos do tempo morto e considerações mais pormenorizadas sobre outras variantes dessa técnica podem ser vistas em [50] e [51].

### 6.2.2. PWM Senoidal com Injeção de 3<sup>o</sup> Harmônico.

Como a técnica anterior, esta é baseada em uma onda portadora triangular comparada com um sinal de modulação [52]. A diferença é que nesta, como o próprio nome diz, é injetado como sinal de modulação uma soma de duas senóides, a primeira com a frequência fundamental desejada na saída e uma segunda senóide com o triplo da



frequência da primeira, porém, com menor amplitude. Em geral, é utilizada a amplitude do terceiro harmônico como 1/6 da amplitude da primeira senóide, então:

$$v_m = \hat{V}_1^{ref} \cdot \left( \text{sen } \theta + \frac{1}{6} \cdot \text{sen } 3\theta \right) \quad (6.5)$$

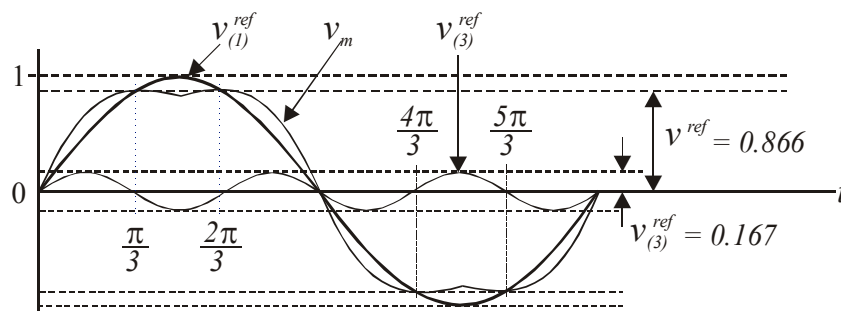
Quando  $\theta = \frac{\pi}{3}, \frac{2 \cdot \pi}{3}, \frac{4 \cdot \pi}{3}, \frac{5 \cdot \pi}{3}$  e seus múltiplos, tem-se os valores extremos de  $v_m(t)$ , com valor absoluto dado por:

$$\hat{V}_m = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \hat{V}_1^{ref} = 0,866 \cdot \hat{V}_1^{ref} \quad (6.6)$$

Considerando  $\hat{V}_m = 1 \text{ pu}$ , a amplitude da componente fundamental da tensão de fase de saída será 15,5% superior ao valor máximo do sinal de modulação, ou seja:

$$\hat{V}_1^{ref} = \frac{2}{\sqrt{3}} = 1,155 \quad (6.7)$$

A Fig. 6.6 mostra os sinais de modulação que são aplicados nesta técnica.



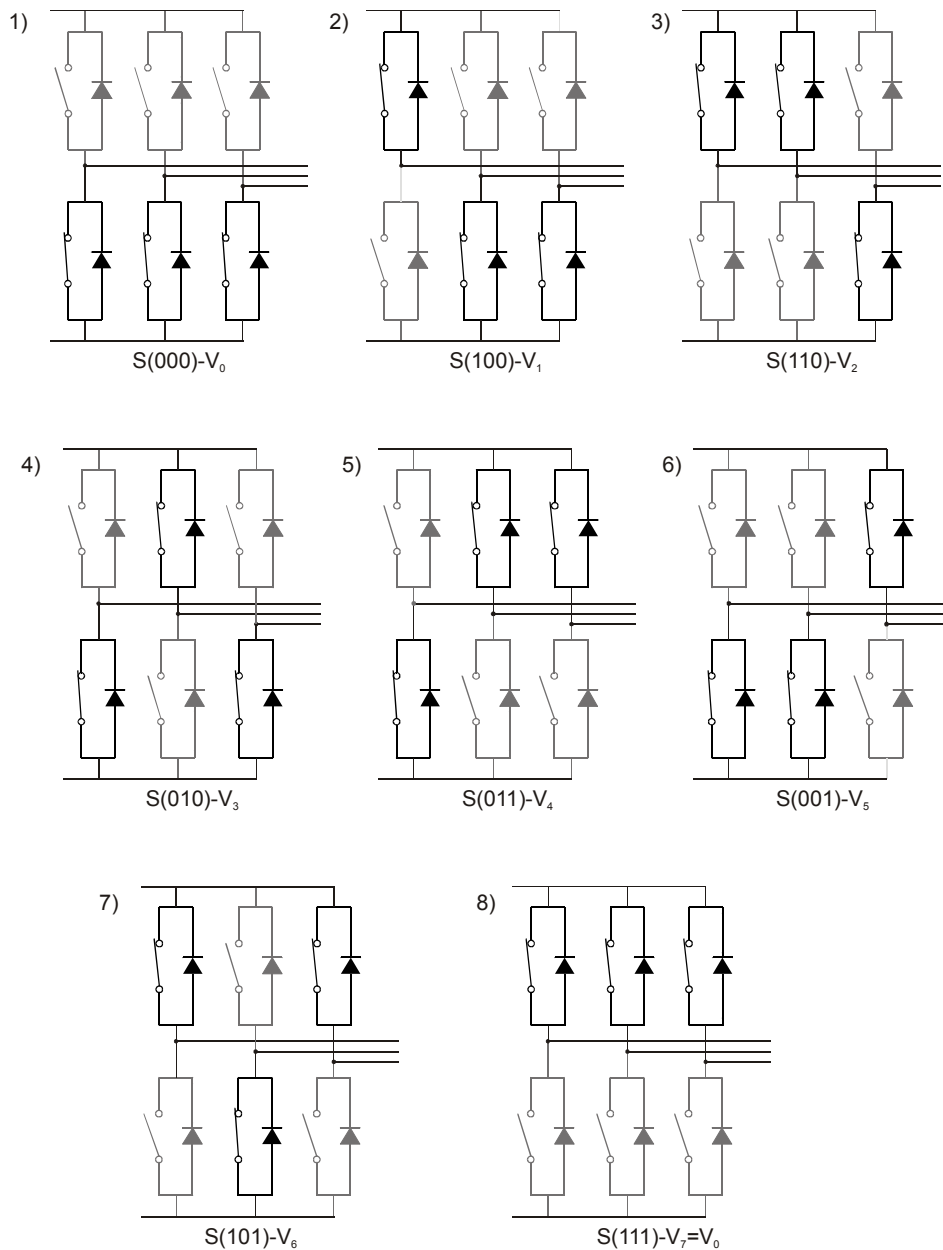
**Fig. 6.6** – Modulação com Injeção do 3º Harmônico.

O objetivo desta técnica de modulação é obter uma tensão mais elevada, em relação ao sinal modulador, que o PWM senoidal clássico e uma diminuição do número de pulsos finos, reduzindo, assim, as perdas de chaveamento, contudo, o inconveniente é um aumento do conteúdo harmônico na saída do inversor.

### 6.2.3. Modulação por Vetor Espacial.

A teoria de vetor espacial foi introduzida, inicialmente, em análise e controle de máquinas de corrente alternada e levada, posteriormente, a ser aplicada em técnica digital de modulação de largura de pulso. Com o desenvolvimento de microprocessadores, modulação por vetor espacial (*Space Vector Modulation – SVM*), passou ser um dos mais importantes métodos de modulação de largura de pulso empregada em inversores trifásicos [53]-[54].

Para um inversor trifásico típico (dois níveis) existem oito possíveis configurações para os estados, abertos ou fechados, das seis chaves. Deve-se lembrar que em uma perna, quando a chave superior estiver fechada, a inferior deverá estar aberta e vice-versa, como pode ser visto na figura a seguir (Fig. 6.7).



**Fig. 6.7** – Configurações possíveis de um inversor trifásico.

Definindo os estados das chaves como:

- 1, para chave superior fechada e chave inferior aberta.
- 0, para chave superior aberta e chave inferior fechada.

Pode-se definir uma matriz de chaveamento que representa os estados das chaves a,b,c de tal maneira que se reproduzam as oito configurações possíveis.

**Tabela 6.1** – Configurações e estados das chaves do inversor.

Configuração	Chave a	Chave b	Chave c	Vetor
1	0	0	0	$V_0$
2	1	0	0	$V_1$
3	1	1	0	$V_2$
4	0	1	0	$V_3$
5	0	1	1	$V_4$
6	0	0	1	$V_5$
7	1	0	1	$V_6$
8	1	1	1	$V_7$

A relação entre o vetor de chaveamento  $[a, b, c]^t$  e a tensão de linha é dada pela expressão matricial.

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = V_{cc} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (6.8)$$

Enquanto para as tensões de fase, medidas em relação ao neutro de uma carga balanceada a três fios, tem-se:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot V_{cc} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (6.9)$$

Com as expressões (6.8) e (6.9) pode-se montar a Tabela 6.2, que exhibe as tensões de linha e de fase relacionadas às oito combinações.

**Tabela 6.2** - Estados das chaves do inversor e tensões de saída.

Chaves			Tensões de linha			Tensões de fase		
a	b	c	$V_{ab}$	$V_{bc}$	$V_{ca}$	$V_a$	$V_b$	$V_c$
0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	$V_{cc}$	0	$-V_{cc}$	$\frac{2}{3} \cdot V_{cc}$	$-\frac{1}{3} \cdot V_{cc}$	$-\frac{1}{3} \cdot V_{cc}$
1	1	0	0	$V_{cc}$	$-V_{cc}$	$\frac{1}{3} \cdot V_{cc}$	$\frac{1}{3} \cdot V_{cc}$	$-\frac{2}{3} \cdot V_{cc}$
0	1	0	$-V_{cc}$	$V_{cc}$	0	$-\frac{1}{3} \cdot V_{cc}$	$\frac{2}{3} \cdot V_{cc}$	$-\frac{1}{3} \cdot V_{cc}$
0	1	1	$-V_{cc}$	0	$V_{cc}$	$-\frac{2}{3} \cdot V_{cc}$	$\frac{1}{3} \cdot V_{cc}$	$\frac{1}{3} \cdot V_{cc}$
0	0	1	0	$-V_{cc}$	$V_{cc}$	$-\frac{1}{3} \cdot V_{cc}$	$-\frac{1}{3} \cdot V_{cc}$	$\frac{2}{3} \cdot V_{cc}$
1	0	1	$V_{cc}$	$-V_{cc}$	0	$\frac{1}{3} \cdot V_{cc}$	$-\frac{2}{3} \cdot V_{cc}$	$\frac{1}{3} \cdot V_{cc}$
1	1	1	0	0	0	0	0	0

A primeira configuração, representada na Fig. 6.7, corresponde a  $V_a = V_{cc}$ ,  $V_b = 0$  e  $V_c = 0$ , o que através da representação vetorial corresponde ao vetor:

$$\vec{V}_1 = \frac{2}{3} \cdot V_{cc} \cdot e^{j0} \quad (6.10)$$

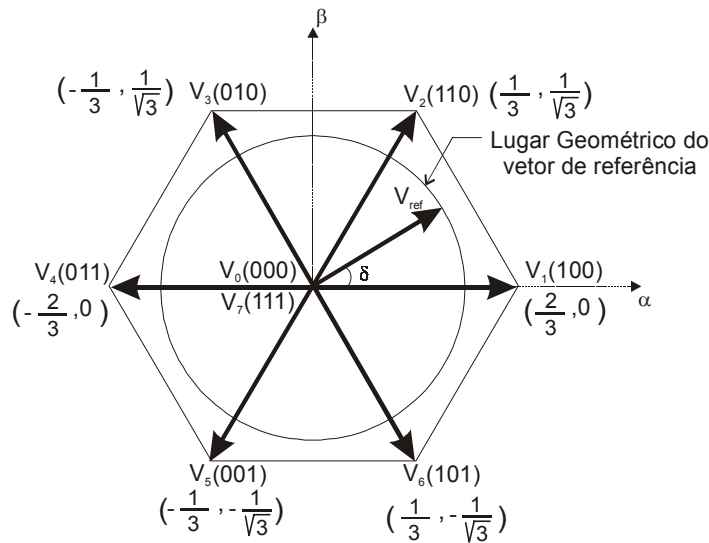
Na segunda configuração tem-se,  $V_a = V_{cc}$ ,  $V_b = V_{cc}$  e  $V_c = -V_{cc}$ , correspondendo ao vetor:

$$\vec{V}_2 = \frac{2}{3} \cdot V_{cc} \cdot e^{j\frac{\pi}{3}} \quad (6.11)$$

Analisando-se as configurações da Tabela 6.2, encontram-se dois vetores nulos e seis vetores não-nulos, chamados de estados ativos, que podem ser escritos numa forma generalizada como:

$$\vec{V}_k = \frac{2}{3} \cdot V_{cc} \cdot e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad k = 1, 2 \dots 6 \quad (6.12)$$

Forma-se desta maneira um hexágono (Fig. 6.8), composto de seis vetores não-nulos, dividido em seis setores. Os dois vetores nulos ficam representados no centro do hexágono.



**Fig. 6.8** – Hexágono dos vetores de saída do inversor, nas oito configurações.

Considerando  $\vec{V}_{ref}$  como a tensão desejada, representada no interior do hexágono por um vetor de módulo  $V$  com ângulo  $\delta$  (Fig. 6.8), ela pode ser sintetizada num intervalo de amostragem  $T_s$ . Assumindo que o intervalo de amostragem é suficientemente pequeno, esta tensão aplicada ao motor pode ser considerada constante neste espaço de tempo e dada pela média ponderada das tensões obtidas nas seis configurações de tal maneira que:

$$\vec{V}_{ref} = \frac{t_0}{T_s} \cdot \vec{V}_0 + \frac{t_1}{T_s} \cdot \vec{V}_1 + \dots + \frac{t_7}{T_s} \cdot \vec{V}_7 \quad (6.13)$$

Onde  $t_0, t_1, \dots, t_7$  são os tempos que o inversor deve permanecer em cada uma das oito configurações e o somatório deste tempos é igual ao período de amostragem.

$$\sum_{i=1}^7 t_i = T_s \quad (6.14)$$

O sistema composto pelas expressões (6.13) e (6.14) contém diversas incógnitas e apenas duas equações. Sendo assim, existem diversas possibilidades de compor a tensão de referência desejada a partir das configurações de tensão, dos tempos a serem aplicados em cada estágio (ciclos de trabalho) e com diversos arranjos das seqüências de chaveamento. Todavia, com o intuito de reduzir o número de chaveamentos,

melhorar o conteúdo harmônico e realizar uma operação com utilização máxima de cada estado ativo das chaves, somente os estados de tensão nula e os vetores adjacentes, são usados. A diferença entre os esquemas, que utilizam vetores adjacentes, é a escolha de qual vetor nulo deve ser utilizado e a seqüência dos vetores a serem empregados num período de chaveamento.

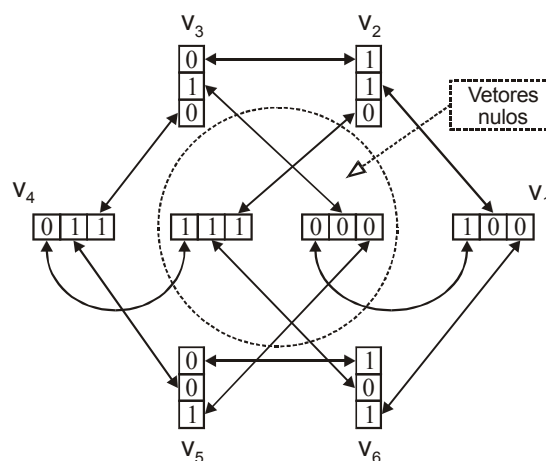
A seleção de um determinado algoritmo pode ser feita através das opções:

- Escolha do vetor nulo, podendo-se utilizar o vetor  $V_0$  ou o vetor  $V_7$  ou ambos.
- Escolha da seqüência de vetores.
- Divisão do ciclo de trabalho dos vetores sem introduzir comutação adicional.

Com estas opções, pode-se obter seqüências de chaveamento assimétricas alinhada à esquerda ou à direita, ou simétrica.

### 6.2.3.1. Seleção da Seqüência.

O melhor desempenho, dentre as seqüências de chaveamento possíveis, é obtido quando se comuta apenas uma perna do inversor por vez. A figura a seguir (Fig. 6.9) mostra as possibilidades de transição entre uma configuração e outra. Cada seta representa somente uma comutação entre estados distintos. Por exemplo, a alteração da configuração  $V_1$  para  $V_2$  necessita apenas uma comutação, enquanto na passagem do estado  $V_1$  para a configuração  $V_7$  são necessárias duas comutações e para o estado  $V_4$  pelo menos três.



**Fig. 6.9** – Transições das configurações possíveis.

As seqüências que apresentam as menores perdas por chaveamento são a assimétrica em um período e a simétrica em dois períodos, devido ao reduzido número de comutações realizadas.

Já as seqüências que apresentam melhores índices de distorção harmônica, assim como menores ondulações pico a pico das correntes são as simétricas, pela própria simetria dos sinais.

Considerando que o motor utilizado na implementação possui baixo fator de potência, conforme medido e apresentado por Imbuzeiro [1], que a freqüência de chaveamento empregada é de apenas 5kHz, e considerando ainda que os critérios mais importantes para este desenvolvimento são o conteúdo harmônico e a baixa ondulação pico a pico da corrente, optou-se pela utilização do método simétrico em um período.

O processador de sinais digitais (DSP) empregado, no presente trabalho, é de fabricação da Texas Instruments, e esta empresa disponibiliza dois métodos simétricos de seqüências de chaveamento para implementação da modulação do vetor espacial.

Um dos métodos que pode ser facilmente implementado é realizado em *software* e o outro é implementado por módulo de *hardware* [55].

#### **6.2.3.2. Implementação por *Software*.**

Esta implementação é realizada com seqüência simétrica com dois vetores nulos, além das características descritas anteriormente, ele apresenta as seguintes propriedades em termos de programação:

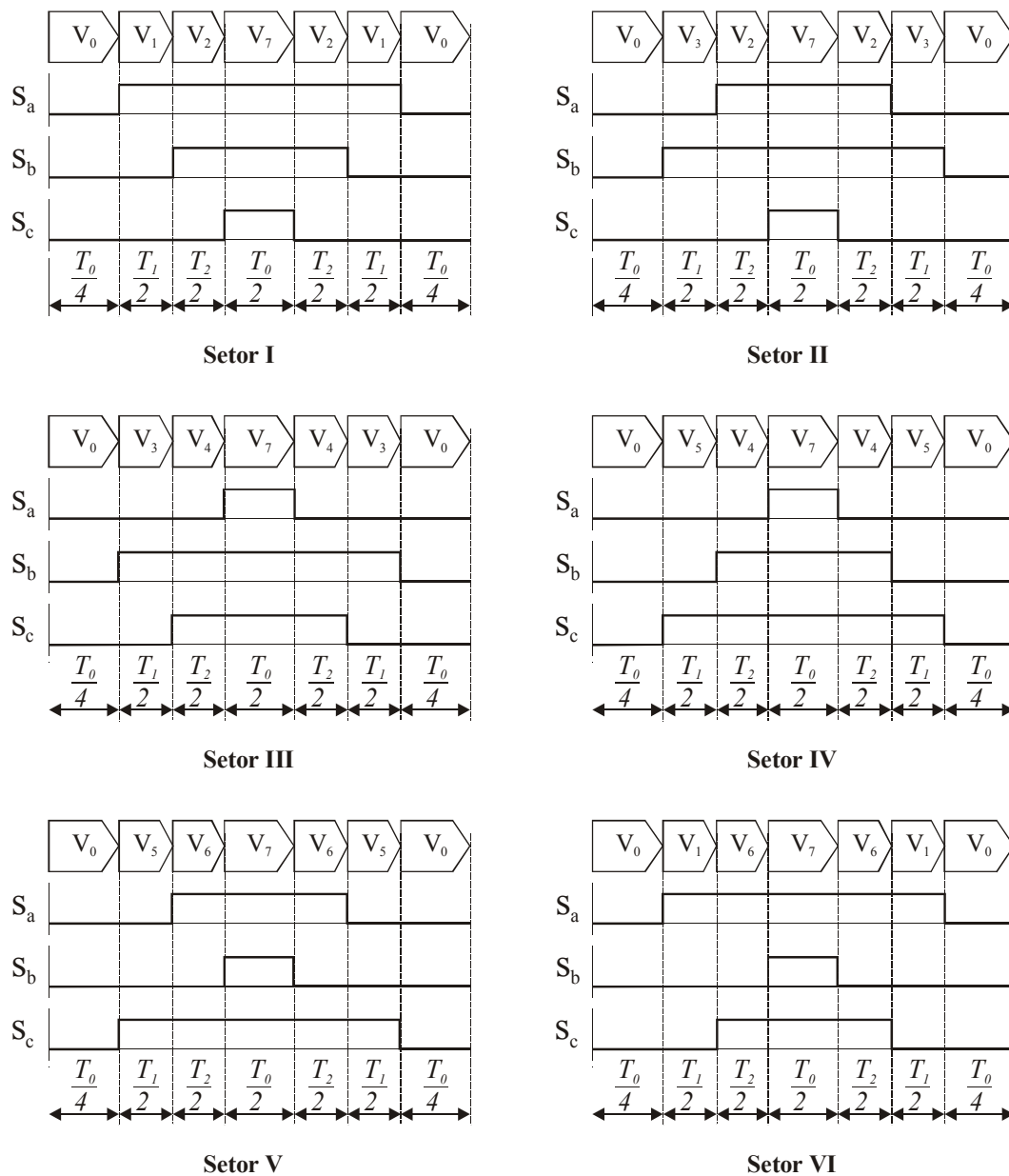
- Cada canal de PWM, do processador de sinais, comuta duas vezes em todo período de amostragem, exceto quando o ciclo de trabalho é de 0% ou 100%.
- Em cada setor, a ordem da seqüência de chaveamento é fixa entre os três canais do PWM.
- Todo período do PWM inicia com o vetor  $V_0(000)$ .
- Em cada período, os vetores nulos  $V_0(000)$  e  $V_7(111)$  são utilizados o mesmo número de vezes e pelo mesmo tempo, isto é, o ciclo de trabalho calculado para o vetor nulo é dividido igualmente entre os dois vetores.

Para implementação em *software* a Texas Instruments disponibiliza dois módulos programados em linguagem *assembly*. Um que recebe como entrada o vetor espacial da tensão de referência caracterizado por sua amplitude e ângulo e outro, que

foi utilizado nos trabalhos práticos, em que o mesmo vetor é definido pelas suas componentes no sistema de coordenadas estáticas  $\alpha$ - $\beta$ .

Atendendo o critério de óptima performance de modo que cada comutação seja realizada em uma única perna de cada vez, o programa utiliza direções diferentes de comutação ou de utilização dos vetores ativos em cada setor.

Desta maneira são obtidas as seqüências de chaveamento mostradas na Fig. 6.10, onde se nota que uma seqüência é aplicada até metade do ciclo e sua inversão no complemento do período.



**Fig. 6.10** – Seqüência de chaveamento e estados das chaves com os sinais obtidos em todos os sextantes.



### 6.2.3.3. Cálculo do Ciclo de Trabalho.

A parte central da modulação por vetor espacial é calcular o tempo de aplicação de cada vetor ativo e dos vetores nulos, para sintetizar a tensão de referência desejada na saída do inversor. O cálculo é feito em um intervalo de tempo de um subciclo ( $T$ ), correspondente à metade do período de chaveamento, de tal modo que:

$$T = \frac{1}{2 \cdot f_s} = \frac{T_s}{2} \quad (6.15)$$

Pode-se escrever a seguinte relação no tempo entre o vetor de referência e os vetores ativos e nulos que o sintetizarão num determinado setor.

$$\int_0^T \vec{V}_{ref} \cdot dt = \int_0^{\frac{T_0}{2}} \vec{V}_0 \cdot dt + \int_{\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}+T_k} \vec{V}_k \cdot dt + \int_{\frac{T_0}{2}+T_k}^{\frac{T_0}{2}+T_k+T_{k+1}} \vec{V}_{k+1} \cdot dt + \int_{\frac{T_0}{2}+T_k+T_{k+1}}^T \vec{V}_7 \cdot dt \quad (6.16)$$

$$T = \frac{T_s}{2} = T_0 + T_k + T_{k+1} \quad (6.17)$$

Onde:

$T$  representa meio período de amostragem.

$T_0$  representa metade do tempo total de aplicação dos vetores nulos.

$T_k$  representa metade do ciclo de trabalho do vetor ativo  $\vec{V}_k$ .

$k$  indica o setor em que se encontra o vetor de tensão de referência.

Sabendo-se que  $\vec{V}_0 = \vec{V}_7 \equiv \vec{0}$ , que  $\vec{V}_k$  e  $\vec{V}_{k+1}$  são vetores constantes e assumindo que  $\vec{V}_{ref}$  pode ser considerado constante durante o período de amostragem, tem-se:

$$\vec{V}_{ref} \cdot T = \vec{V}_k \cdot T_k + \vec{V}_{k+1} \cdot T_{k+1} \quad (6.18)$$

Decompondo-se esta equação no sistema estático de coordenadas  $\alpha$ - $\beta$ , obtém-se:

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha}^{ref} \\ V_{\beta}^{ref} \end{bmatrix} \cdot T = \frac{2}{3} \cdot V_{cc} \cdot \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{(k-1) \cdot \pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{k \cdot \pi}{3}\right) \\ \text{sen}\left(\frac{(k-1) \cdot \pi}{3}\right) & \text{sen}\left(\frac{k \cdot \pi}{3}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} \quad (6.19)$$

Resolvendo-se o sistema da equação (6.19) e substituindo o valor do período de amostragem encontram-se os tempos de duração dos dois vetores adjacentes, conforme equação a seguir (6.20):

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = \sqrt{3} \cdot \frac{T_s}{2 \cdot V_{cc}} \cdot \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{k \cdot \pi}{3}\right) & -\cos\left(\frac{k \cdot \pi}{3}\right) \\ -\sin\left(\frac{(k-1) \cdot \pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{(k-1) \cdot \pi}{3}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{\alpha}^{ref} \\ V_{\beta}^{ref} \end{bmatrix} \quad (6.20)$$

O tempo total dos vetores nulos é obtido da relação (6.17), de tal modo que:

$$T_0 = \frac{T_s}{2} - (T_k + T_{k+1}) \quad (6.21)$$

Este tempo total do vetor nulo pode ser dividido de maneira arbitrária entre os dois vetores nulos. A método mais comum é dividi-lo igualmente entre os vetores  $V_0(000)$  e  $V_7(111)$  conforme mostrado na Fig. 6.10.

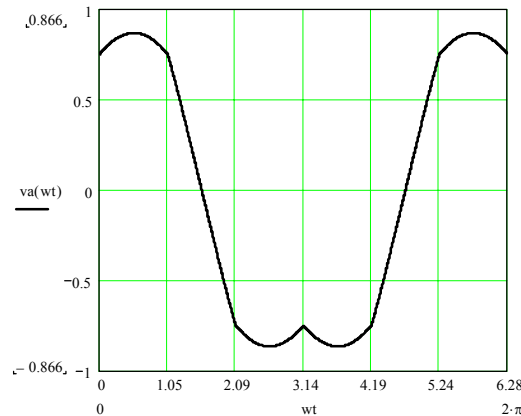
A título de exemplo, considere-se que o vetor espacial de referência que se deseja sintetizar descreve uma trajetória circular com velocidade constante  $\omega$ , representando um sistema equilibrado e simétrico de tensões senoidais. No referencial estacionário ( $\alpha$ - $\beta$ ), pode-se escrever:

$$\vec{V}_{ref} = |\vec{V}_{ref}| \cdot e^{j\omega t} = |\vec{V}_{ref}| \cdot [\cos(\omega t) + j \cdot \sin(\omega t)] \quad (6.22)$$

Substituindo (6.22) em (6.20) obtém-se a expressão genérica para cálculo dos tempos de aplicação dos vetores ativos capazes de sintetizar o vetor de referência localizado em qualquer posição e em qualquer instante.

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = \sqrt{3} \cdot \frac{T_s}{2 \cdot V_{cc}} \cdot |\vec{V}_{ref}| \cdot \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{k \cdot \pi}{3}\right) & -\cos\left(\frac{k \cdot \pi}{3}\right) \\ -\sin\left(\frac{(k-1) \cdot \pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{(k-1) \cdot \pi}{3}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \sin(\omega t) \end{bmatrix} \quad (6.23)$$

Calculando-se (6.23) para um ciclo completo, obtém-se a forma-de-onda característica deste método, para a tensão de fase do inversor, mostrada na Fig. 6.11.



**Fig. 6.11** – Forma de onda da tensão de fase.

#### 6.2.3.4. Operação Linear.

Neste processo de modulação, é possível sintetizar qualquer vetor espacial que esteja localizado em algum lugar no interior do hexágono formado pelos vetores obtidos com as configurações possíveis do inversor. Entretanto, a operação de um motor elétrico em regime permanente é realizada com o módulo do vetor tensão praticamente constante. Portanto, é desejável que o vetor espacial de referência esteja localizado em um círculo inscrito no hexágono. Essa restrição caracteriza o modo de operação linear desta técnica de modulação vetorial. Nestas condições, pode-se demonstrar que a amplitude máxima da componente fundamental da tensão de fase, no limite da faixa de operação linear, é dada por:

$$|\vec{V}_{ref}|_{\max} = \frac{2}{3} \cdot V_{cc} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) = \frac{2}{3} \cdot V_{cc} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{V_{cc}}{\sqrt{3}} \quad (6.24)$$

Tomando-se por base a amplitude máxima da componente fundamental da tensão no modo de operação em seis pulsos ( $V_{\max 6P} = \frac{2}{\pi} \cdot V_{cc}$ ), define-se o índice de modulação normalizado “ $m$ ” como:

$$m = \frac{|\hat{V}_{ref}|}{V_{\max 6P}} \quad (6.25)$$

Logo, o índice de modulação normalizado correspondente ao limite da faixa de operação linear (6.24) é de:

$$m = \frac{\frac{1}{\sqrt{3}} \cdot V_{cc}}{\frac{2}{\pi} \cdot V_{cc}} = \frac{\pi}{2 \cdot \sqrt{3}} = \frac{\sqrt{3}}{6} \cdot \pi = 0,906 \quad (6.26)$$

Verifica-se que a amplitude máxima da tensão de referência que se pode sintetizar, neste modo de operação, é de 90,6% da capacidade do inversor. Esta técnica de modulação representa um aumento de 15% da tensão máxima obtida com a modulação seno-triângulo convencional, para operação linear.

#### 6.2.4. PWM Realimentado por Controle de Corrente.

Em diversas aplicações de acionamentos com inversores fonte de tensão (VSI) faz-se necessário controlar a corrente suprida ao motor. Os inversores, neste caso, funcionam como fontes controladas de corrente sobre circuitos indutivos. São sistemas

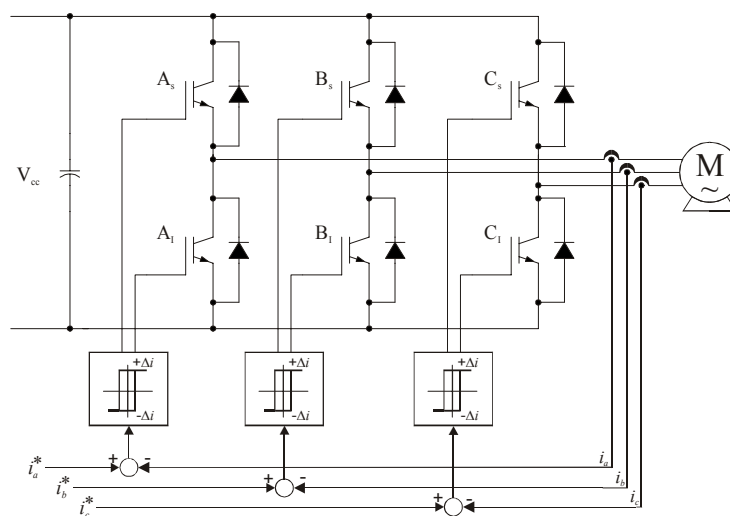
que trabalham com corrente imposta, ou seja, as correntes de alimentação do motor são medidas e comparadas com os valores de corrente desejados como referência, e através de um sistema em malha fechada, o inversor é levado a aplicar tensões convenientes, através de um controle adequado do chaveamento, para obter a corrente desejada.

Existem diversos métodos de controle de corrente para acionamento de motores utilizando inversores [56]. Aspectos de implementações, comparações, vantagens e desvantagens, destes métodos, já foram amplamente estudados e documentados e podem ser facilmente encontrados em artigos técnicos e livros didáticos [6],[57].

A seguir serão apresentados os métodos tradicionalmente mais empregados.

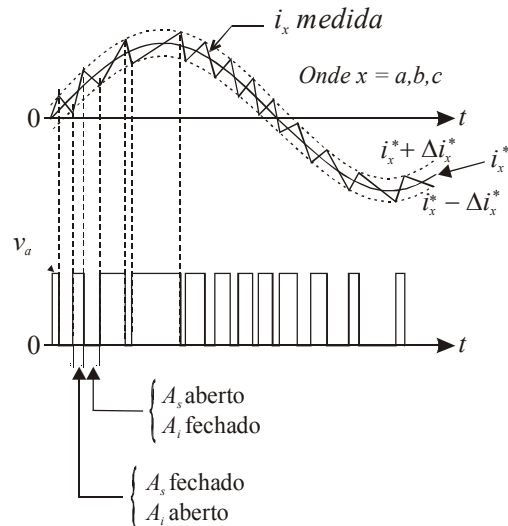
#### 6.2.4.1. Regulador de Corrente por Histerese.

A técnica de controle de corrente por histerese, ou banda de tolerância, é um sistema de simples implementação e está esquematizado na Fig. 6.12, com os sinais resultantes mostrados na Fig. 6.13.



**Fig. 6.12** – Esquemático de Modulação por banda de Histerese.

Cada comparador emite o sinal de disparo do respectivo IGBT superior se o erro entre a corrente medida e a referência excede a banda de tolerância inferior. Caso o erro da corrente ultrapasse a faixa superior, o IGBT superior é desligado e o inferior acionado. Este acionamento acontece para cada fase independentemente e a frequência de chaveamento depende da rapidez da variação da corrente no tempo. Portanto, a frequência de chaveamento depende da indutância da carga, da força eletromotriz, da tensão do elo CC e da própria banda de histerese ( $\pm \Delta i^*$ ).



**Fig. 6.13** - Forma de onda da corrente com banda de histerese.

A ocorrência de harmônicos abaixo da frequência de chaveamento, o fato de não haver intercomunicação entre os controles individuais e o incremento da frequência de chaveamento quando operando com índice de modulação reduzido, podem ser relacionados como desvantagens deste método.

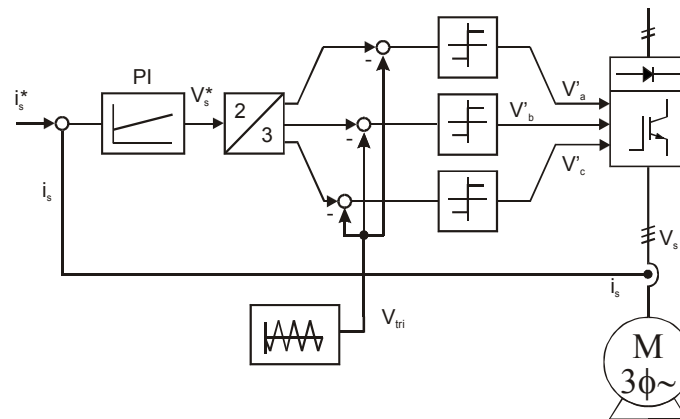
Outra desvantagem deste método é que o erro esperado da corrente não é estritamente limitado, podendo chegar a  $2\Delta i^*$ , isto é, o erro poderá alcançar o valor de duas vezes a banda de histerese de modo praticamente randômico [49]. Este problema pode ser evitado utilizando-se comparadores e memória lógica [58].

#### 6.2.4.2. Regulador de Corrente Linear com Comparação.

A operação básica deste controle é usar os sinais de erro de corrente, depois de compensados por reguladores, como referências para moduladores PWM convencionais (cf. Sec. 6.2.1).

Neste método, reguladores do tipo P ou PI podem ser utilizados, os quais recebem como entradas as componentes ortogonais (Clarke) dos sinais de erro da corrente. Os sinais de referência de tensão obtidos como saída dos reguladores devem passar então pela transformação inversa de Clarke antes de serem comparados com a onda triangular.

A figura a seguir (Fig. 6.14) apresenta um diagrama esquemático desta técnica.



**Fig. 6.14** – Regulador de corrente por comparação.

A força eletromotriz atua como uma perturbação na malha de controle da corrente. Supondo a f.e.m. puramente senoidal, é possível compensar sua influência em regime permanente com a parcela integral do regulador PI [51], desde que o controle seja feito em referencial síncrono.

Com a implementação em um sistema de coordenadas ortogonais, utilizam-se apenas dois reguladores. Evita-se, deste modo, o problema de regulação de três correntes, supostamente, de modo independente quando de fato apenas duas o são, visto que o somatório das correntes de fase é nulo, devido ao neutro isolado.

A representação da corrente por um vetor espacial em um sistema de coordenadas que gira em sincronismo com este vetor resulta em componentes ortogonais que se comportam em regime permanente como um sistema de corrente contínua. Deste modo é possível obter erro nulo na saída do regulador PI em regime permanente.

Um estudo do sistema de coordenadas síncronas e uma comparação dos dois referenciais pode ser verificado em [59] e outra variante desta técnica é apresentado em [60].

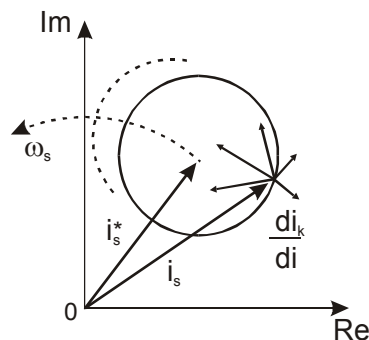
#### **6.2.4.3. Método de Leitura de Tabela Pré-definida.**

Em um sistema de controle com realimentação em malha fechada, onde a variável de controle é representada por um vetor espacial, o erro obtido na retroação é também um vetor espacial. Esta técnica determina o estado de comutação da chave, em um determinado instante, através da restrição da amplitude do módulo do erro.

Construindo uma tabela com valores limítrofes predeterminados do vetor espacial do erro em relação à outra variável de estado, por exemplo, o vetor espacial da força eletromotriz, é possível determinar o próximo estado de comutação pela simples consulta à tabela. Uma seqüência de pulsos assíncrona é gerada com este método. Observa-se, também, um incremento indesejado da ondulação do torque em operação com índice de modulação elevado [61]-[62].

#### 6.2.4.4. Controle de Corrente Preditivo.

Este método é tratado como um sistema de realimentação com otimização em tempo real e foi proposto por Holtz e Stadtfeld [63] e posteriormente otimizado em [64]. Ele exibe uma característica similar com o método descrito no item anterior no sentido de que é baseado em valores limítrofes. Porém, aqui o limite do erro tem uma localização em forma de círculo, como mostrado na figura a seguir (Fig. 6.15). O raio do círculo indica o erro aceitável e o semicírculo tracejado indica o limite no próximo instante de amostragem.



**Fig. 6.15** – Limite circular e vetores espaciais para o controle de corrente preditivo.

A localização do limite circular é controlada pelo vetor espacial da corrente de referência. Quando o vetor espacial da corrente toca a linha de contorno o próximo estado da chave é determinado preditivamente e com otimização.

O sistema preditivo é realizado através da previsão do intervalo de tempo necessário para que o vetor espacial de corrente atinja um novo limite de erro. Para desenvolver esta previsão torna-se necessário computar a trajetória do vetor de corrente para cada estado possível de comutação. A predição do instante de chaveamento depende da localização do círculo no plano complexo e é baseada em modelo matemático simplificado do motor. Com o sentido de minimizar a frequência de

chaveamento, o estado que permanece por maior tempo ligado será selecionado a cada intervalo de amostragem, de modo a manter o vetor de corrente no interior do círculo.

O algoritmo que determina o estado ótimo de chaveamento produz um atraso no controle, porém em acionamentos com baixa frequência de chaveamento este atraso é tolerável. Por isto esta técnica de modulação é mais atrativa para aplicações em acionamentos de alta potência onde a frequência de chaveamento, em geral, para evitar perdas de chaveamento, situa-se abaixo de 1kHz. Em acionamentos com alta frequência de chaveamento deve-se empregar o método que realiza dupla previsão [6].

Este método apresenta duas dificuldades práticas de implementação: a primeira é a necessidade de calcular a possível trajetória futura da corrente para todos os estados das chaves do inversor a cada intervalo de amostragem e a segunda é a necessidade de conhecer o valor instantâneo da f.e.m. do motor que é utilizada para otimizar o método.

Nabae et al [65] apresentam um método de reduzir o tempo computacional desta técnica, através da seleção do estágio que apresenta a menor taxa de variação da corrente com tempo, ou seja, menor  $di/dt$  na direção oposta ao vetor de erro da corrente, para operação em regime permanente.

#### **6.2.4.5. Controle da Corrente com Rastreamento da Trajetória.**

Trata-se de outro método de controle de corrente proposto por Holtz [66], onde o autor leva em consideração que métodos de otimização *off-line* são realizados em um período fundamental, porém com baixa performance dinâmica devido a sua aplicabilidade somente em regime permanente. Por outro lado, a otimização *on-line* é realizada para o próximo ou no máximo os próximos dois instantes de comutação, e apesar da ótima performance o método é falho quando se necessita de chaveamento sincronizado para eliminar subharmônicos. A combinação dos dois métodos, utilizando a otimização *off-line* para regime permanente e a otimização *on-line* para operação transitória, explora as vantagens de ambos os métodos [67]. Maiores detalhes da aplicação deste método pode ser encontrado em [6], onde é apresentado uma variante que otimiza a resposta dinâmica e a precisão da técnica com a introdução de um canal paralelo de controle [68].

No presente trabalho foi desenvolvida a modulação por vetor espacial com realimentação de corrente. As correntes medidas são transformadas para um referencial síncrono e o controle, para injeção de corrente, é realizado por meio de reguladores PI



com limitação dos sinais de saída. Esta saída do PI serve como referência para a modulação por vetor espacial, conforme item 6.2.3.

Com exceção da técnica de controle por banda de histerese (item 6.2.4.1), a qual necessita da instalação de comparadores, todas as demais técnicas podem ser implementadas na bancada proposta.

## Capítulo 7. ESTIMADOR DE VELOCIDADE E POSIÇÃO.

### 7.1. Introdução.

O conhecimento da posição e da velocidade rotórica é condição básica e necessária nos controles mais empregados nestas máquinas, quais sejam, controle de corrente, torque ou posição.

Para executar as transformações de coordenadas é essencial o conhecimento da posição do rotor continuamente ou a cada intervalo de tempo de amostragem.

Em máquinas síncronas o torque somente pode ser produzido quando a excitação está precisamente sincronizada com a velocidade ou frequência do rotor e sua posição instantânea [69].

Na maioria das aplicações, a posição do rotor é obtida através da utilização de sensores de posição do tipo encoder (gerador de pulsos digitais), tanto o incremental como o absoluto, ou resolver eletromagnéticos, com seus sinais de seno e cosseno.

A aplicação destes equipamentos apresenta alguns inconvenientes, tais como:

- Custos adicionais.
- Incremento da massa total do motor e com isso da inércia do conjunto.
- Maior dispêndio com manutenção.
- Acarretam alterações no projeto construtivo devido à adequação para montagem.
- É imprescindível fonte de alimentação e maior número de ligações elétricas.
- Necessidade de análise das condições ambientais a que estarão expostos ou que possam ficar sujeitos, tais como, riscos de impacto, vibrações, intempéries e interferência eletromagnética.
- Fragilidade e baixa imunidade a ruídos e assim reduzida confiabilidade.

Na década de 90 houve um aumento substancial na pesquisa com o intuito de eliminação de sensores físicos, mesmo os não invasivos, surgindo, em seu lugar, várias técnicas chamadas de operação sem sensores (*sensorless*). A necessidade de medir parâmetros da máquina continua existindo, pois de fato este tipo de procedimento implica em utilizar sensores mais integrados ou com melhor disponibilidade para estimar variáveis que são menos disponíveis ou com menor facilidade de integração com o equipamento. Efetivamente, tais métodos são baseados em utilizar metodologias de estimação em substituição aos sensores [70].

Uma grande variedade de métodos tem sido proposta e bons desempenhos dinâmicos são alcançados. Porém a precisão é, geralmente, sensível aos parâmetros da máquina, principalmente em baixa velocidade sob condições de carga [71]. Considerando a aplicação e a precisão requerida, pode haver restrição quanto à faixa de operação do motor. Com a finalidade de mitigar estas restrições, diversas variantes das técnicas mais difundidas têm sido pesquisadas [72].

Neste capítulo, será feita uma abordagem das técnicas de estimação de velocidade e posição mais difundidas, em aplicações de acionamentos de motores síncronos de ímãs permanentes, e comentadas suas vantagens e desvantagens.

## **7.2. Técnicas de estimação.**

Conquanto o aprimoramento alcançado nas recentes pesquisas desenvolvidas, quase todas as técnicas ainda apresentam restrições quanto a operação em baixas frequências, ou seja, velocidades reduzidas próximas de zero [41]. Porém, com a utilização de processadores de sinais digitais (DSP), a cada dia com maior frequência de processamento e menores custos de aquisição, várias técnicas têm sido elaboradas com boas performances em médias e altas velocidades.

Embora nem todos os métodos, a seguir citados, possam ser utilizados em motor síncrono com força eletromotriz senoidal eles merecem destaque pela sua difusão. Dentre as técnicas mais encontradas na literatura pertinente pode-se citar:

1. Estimadores de Posição Baseados na Força Eletromotriz (f.e.m.).
2. Estimadores de Fluxo em Malha Aberta, com Monitoramento da Tensão e Corrente de Armadura.
3. Estimadores de Posição Baseados no 3o Harmônico da tensão de fase.
4. Estimadores Baseados na Variação da Indutância Devido aos Efeitos Geométricos e de Saturação.
5. Estimador de Velocidade/Posição Utilizando Filtro de Kalman Estendido (Extended Kalman Filter – EKF).
6. Estimador Baseado no Erro Hipotético da Posição ou Sistema Preditor-Corretor.
7. Estimador de Velocidade/Posição Baseado em Observadores de Estado de Ordem Reduzida., aplicando a teoria de Gopinath e Luenberger.
8. Estimador Utilizando Inteligência Artificial (Lógica Fuzzy, Redes Neurais e Híbridos).

### 7.2.1. Estimadores de Posição Baseados na Força Eletromotriz (f.e.m.).

Monitorando-se a tensão induzida pode-se estimar a posição do rotor e conseqüentemente controlar o acionamento do motor através do chaveamento do inversor. A força eletromotriz induzida pode ser diretamente medida, o que implica em utilização de máquinas especiais com enrolamento de armadura adequado para esta finalidade. Pode-se também obter a f.e.m. induzida indiretamente, por meio de técnicas de estimação.

Vários métodos derivados desta idéia são propostos na literatura [73]-[76] e a característica comum que se verifica é que o desempenho é pobre em velocidade baixa ou próxima do zero, pois a tensão induzida praticamente se anula nesta região.

De modo análogo ao motor de corrente contínua, o motor síncrono tem sua força eletromotriz proporcional à velocidade. Contudo, ao contrário do motor de corrente contínua, o valor instantâneo da f.e.m. é função da posição do rotor. Devido a esta dependência, através do conhecimento da f.e.m., a posição e a velocidade podem ser estimadas.

Os principais métodos estão listados a seguir e o único que tem aplicação em motores síncronos com força eletromotriz senoidal encontra-se comentado na seção 7.2.1.1. Para os demais, está indicada uma referência que mostra detalhes de aplicação.

1. Método utilizando os parâmetros do motor e medições das tensões e correntes.
2. Método do cruzamento por zero [41].
3. Método de integração da força eletromotriz [41].
4. Método da detecção dos intervalos de condução dos diodos *free-wheeling* [41].

A maioria dos métodos necessita da medição da tensão de fase e esta, em geral, contém ruídos de chaveamento em alta frequência. Embora estes ruídos possam ser filtrados, isto causa atrasos de fase. Este atraso é função da velocidade, portanto, nem sempre é possível realizar um controle ótimo. Mesmo que se utilize um compensador de fase estes métodos apresentam desempenho sofrível em baixas velocidades.

Outro inconveniente é a ausência de tensão induzida na partida; isto significa que a posição do rotor é desconhecida, não podendo ser utilizada no controle.

Um método de partida simples e muito utilizado é a partida com controle de tensão em malha aberta até uma velocidade mínima que produza uma f.e.m. adequada e confiável. Depois deste ponto o controle por orientação de campo sem sensor de posição é ativado.

### 7.2.1.1. Método utilizando os parâmetros do motor e medições das tensões e correntes.

De uma maneira geral este método calcula a posição do rotor num sistema de coordenadas  $\alpha$ - $\beta$  no referencial do estator [77]-[78].

As equações de um motor síncrono de ímãs permanentes montados na superfície ( $L_d = L_q = L$ ) podem ser escritas em um sistema de coordenadas estáticas ( $\alpha$ - $\beta$ ).

$$v_\alpha = R \cdot i_\alpha + L \cdot \frac{di_\alpha}{dt} - K_e \cdot \omega \cdot \text{sen}(\theta_r) \quad (7.1)$$

$$v_\beta = R \cdot i_\beta + L \cdot \frac{di_\beta}{dt} + K_e \cdot \omega \cdot \text{cos}(\theta_r) \quad (7.2)$$

Onde  $K_e$  representa a constante da força eletromotriz.

A partir destas equações, as componentes da força eletromotriz podem ser estimadas através da leitura das correntes e tensões e dos parâmetros conhecidos ou estimados da máquina, de tal modo que:

$$\hat{e}_\alpha = v_\alpha - \hat{R} \cdot i_\alpha + \hat{L} \cdot \frac{di_\alpha}{dt} \approx -K_e \cdot \omega \cdot \text{sen}(\theta_r) \quad (7.3)$$

$$\hat{e}_\beta = v_\beta - \hat{R} \cdot i_\beta + \hat{L} \cdot \frac{di_\beta}{dt} \approx K_e \cdot \omega \cdot \text{cos}(\theta_r) \quad (7.4)$$

A posição estimada do rotor e conseqüentemente do fluxo é obtida por:

$$\hat{\theta}_r = \tan^{-1} \left( -\frac{\hat{e}_\alpha}{\hat{e}_\beta} \right) \quad (7.5)$$

A velocidade estimada do rotor é obtida pela derivada da posição estimada.

Esta técnica pode ser estendida para motores com ímãs montados no interior ( $L_d \neq L_q$ ), porém em qualquer dos motores ela é muito sensível aos parâmetros estimados da máquina.

Um método para reduzir os efeitos dos parâmetros do motor foi proposto por Schroedl [79], desprezando-se a resistência da armadura.

Para mitigar o problema causado pela reduzida amplitude da tensão induzida em baixas velocidades pode-se utilizar o método da integração da força eletromotriz, onde é realizada a integral da f.e.m. para obter o fluxo estimado.

Em [1] foram utilizados os parâmetros do motor para obter os pontos característicos da forma de onda da força eletromotriz.

Considerando um sistema linear, ou seja, desprezando a saturação magnética e desconsiderando efeitos de temperatura no cobre, perdas no ferro, a equação matemática do motor em regime dinâmico, considerando correntes trifásicas balanceadas com neutro isolado, pode ser escrita como:

$$v = r \cdot i + L \frac{di}{dt} + e \quad (7.6)$$

Através dessa equação fica nítido que conhecendo os parâmetros do motor como resistência de fase e indutância de dispersão de fase e medindo-se as correntes e as tensões obtém-se indiretamente a força eletromotriz pretendida.

Com o conhecimento das formas de onda da f.e.m. de cada fase podem-se determinar alguns pontos característicos em cada período, destas tensões induzidas, tais como os cruzamentos por zero e os pontos de cruzamento entre si.

Utilizando um procedimento de alinhamento do rotor com uma das fases, antes da partida do motor, pode-se estimar a posição do rotor em cada um destes pontos.

Esta última técnica apresenta como desvantagens a vulnerabilidade quanto à variação dos parâmetros da máquina; a disponibilidade de poucos pontos por ciclo, o que leva à necessidade de técnicas complementares para estimação dos demais pontos; a impossibilidade de aplicação com o motor parado, isto é, no momento da partida, por não haver ainda geração de f.e.m.; e performance inadequada em baixa velocidade.

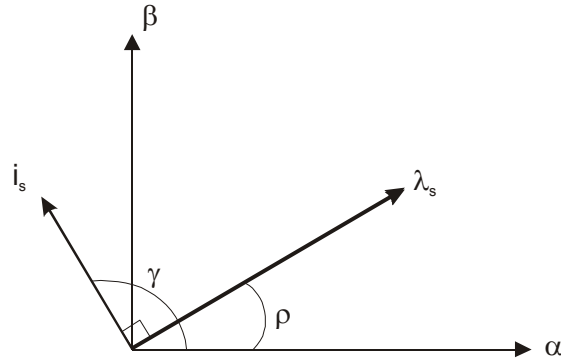
### **7.2.2. Estimadores de Fluxo em Malha Aberta, com Monitoramento da Tensão e Corrente de Armadura.**

Esta técnica tem como objetivo controlar o ângulo de fase das correntes do estator, mantendo este ângulo próximo de zero, ou seja, com fator de potência unitário. Conforme apresentado no capítulo 5, o controle por orientação de campo baseia-se no conhecimento da posição do vetor espacial do fluxo enlaçado. A presente técnica consiste na estimação da posição do vetor fluxo enlaçado pelo estator através da monitoração das correntes e tensões aplicadas ao motor. De posse da posição estimada controla-se o ângulo de fase da corrente a ser injetada, de modo a mantê-la 90° avançada em relação ao fluxo.

Considerando que a amplitude do fluxo enlaçado praticamente não varia com a velocidade, a performance deste método em baixa velocidade é vantajosa se comparada

com o método de obtenção da força eletromotriz através de medições e dos parâmetros do motor, descrita no item 7.2.1.1.

A representação vetorial nas coordenadas  $\alpha$ - $\beta$  da corrente e do fluxo enlaçado do estator está apresentada na Fig. 7.1, para fator de potência unitário, com o ângulo  $\theta$  que mostra a posição do vetor de fluxo em relação ao eixo “ $d$ ”.



**Fig. 7.1** - Vetor Espacial da corrente e do fluxo do estator.

Em geral o ângulo entre a corrente do estator e o vetor espacial do fluxo enlaçado pelo estator não é de  $90^0$ , porém, se o fator de potência for unitário o vetor espacial de corrente pode levar o vetor de fluxo a ficar exatamente a  $90^0$  em atraso.

A partir da lei de Faraday, pode-se concluir que o vetor espacial do fluxo enlaçado pelo estator pode ser obtido pela integração vetorial da tensão terminal da máquina menos a queda de tensão ôhmica no estator.

Decompondo-se os parâmetros no referencial  $\alpha$ - $\beta$  obtém-se:

$$\lambda_{\alpha} = \int (v_{\alpha} - R \cdot i_{\alpha}) \cdot dt \quad (7.7)$$

$$\lambda_{\beta} = \int (v_{\beta} - R \cdot i_{\beta}) \cdot dt \quad (7.8)$$

Considerando que grandezas trifásicas equilibradas podem ser representadas por um vetor espacial que gira no espaço a uma velocidade  $\omega$ , e que este vetor pode ser projetado no referencial estacionário  $\alpha$ - $\beta$ , têm-se as seguintes relações:

$$v = \frac{2}{3} \cdot (v_a + a \cdot v_b + a^2 \cdot v_c) = v_{\alpha} + j \cdot v_{\beta} \quad (7.9)$$

$$i = \frac{2}{3} \cdot (i_a + a \cdot i_b + a^2 \cdot i_c) = i_{\alpha} + j \cdot i_{\beta} \quad (7.10)$$

$$\lambda = \frac{2}{3} \cdot (\lambda_a + a \cdot \lambda_b + a^2 \cdot \lambda_c) = \lambda_{\alpha} + j \cdot \lambda_{\beta} \quad (7.11)$$

Considerando que num motor trifásico com neutro isolado e tensões equilibradas tem-se, também as seguintes relações:

$$v_a + v_b + v_c = 0 \quad (7.12)$$

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (7.13)$$

As tensões e correntes podem ser obtidas e decompostas no sistema de coordenadas  $\alpha$ - $\beta$ , baseadas nas variáveis medidas, isto é, na tensão de fase e na corrente de linha, de tal modo que:

$$v_\alpha = \frac{1}{3} \cdot (v_a - v_c) \quad (7.14)$$

$$v_\beta = -\frac{1}{\sqrt{3}} \cdot (v_a + v_b) \quad (7.15)$$

$$i_\alpha = i_a \quad (7.16)$$

$$i_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot (i_a + 2 \cdot i_b) \quad (7.17)$$

Substituindo estas equações nas expressões (7.7) e (7.8), obtidas para o enlace de fluxo, encontram-se as componentes do vetor espacial do fluxo do estator.

$$\lambda_\alpha = \int \left[ \frac{1}{3} (v_a - v_c) - (R \cdot i_a) \right] \cdot dt \quad (7.18)$$

$$\lambda_\beta = -\frac{1}{\sqrt{3}} \int [(v_a + v_b) + R(i_a + 2 \cdot i_b)] \cdot dt \quad (7.19)$$

A posição do vetor espacial do enlace de fluxo pode ser, então, obtida através de suas componentes por:

$$\theta = \tan^{-1} \left( \frac{\lambda_\alpha}{\lambda_\beta} \right) \quad (7.20)$$

De posse do ângulo  $\theta$  é possível controlar as correntes de fase a serem impostas ao motor em sincronismo com a posição do vetor de fluxo.

Apesar de ser um método abrangente, que pode ser utilizado em diversos tipos de motores, por exemplo, motores de indução [80] e motores síncronos [81], e da simplicidade de implementação, ele traz algumas desvantagens que podem ser resumidamente relacionadas:

- É dependente do grau de precisão dos sensores que monitoram as tensões e correntes medidas podendo-se incluir aqui erros de deslocamentos de fase; erros de amplitude



devido a fatores de conversão, ganhos e deslocamentos (*offset*) e erros de quantização em sistemas digitais.

- É pouco robusto quanto à variação dos parâmetros do motor. Por exemplo, variação da resistência com a variação da temperatura e, até mesmo, o valor da indutância de dispersão, apesar de não ser decisivo, dever ser adequadamente ajustado ao valor real da máquina.
- Em baixas frequências, a integração pode ser problemática, pois a tensão do estator se torna pequena e a queda de tensão ôhmica se torna dominante, além disso, a queda de tensão nos transistores deve ser considerada.

Parâmetros desajustados levam a um desalinhamento do sistema de coordenadas, para o controle por orientação de campo, o que implica em baixo desempenho dinâmico com reduzida precisão no controle de velocidade em regime permanente.

Uma variação deste método é monitorar a tensão do *elo CC* em vez das tensões de armadura do motor e utilizar a relação entre esta e as tensões de fase ou de linha. É importante salientar que esta técnica é sensível à flutuação de tensão *CC*, à queda de tensão nos dispositivos do inversor e no erro causado pelo tempo morto, principalmente em baixas velocidades, quando as larguras dos pulsos são estreitas e este efeito pode tornar-se considerável.

Pode-se executar este método de estimação da posição do vetor espacial do fluxo enlaçado do estator de modo a reduzir o desvio de integração em baixas frequências através da substituição do integrador por um filtro e pode-se ainda implementá-lo em malha fechada.

Na literatura [41] referenciada, são apresentadas técnicas de correção dos erros de estimação que estão fora do escopo deste trabalho.

### **7.2.3. Estimadores de Posição Baseados no 3<sup>o</sup> Harmônico da tensão de fase.**

Utilizado em motores com força eletromotriz trapezoidal, ou máquinas que geram tensões induzidas no estator contendo componente dominante de terceiro harmônico. Esta característica depende de aspectos construtivos do motor, ou seja, os passos polares do estator e do rotor devem ser diferentes, com relação de 2:3, pois de outro modo não haverá indução de tensão no estator com terceiro harmônico [41],[78],[82]. No motor utilizado neste trabalho esta condição foi verificada e constatado a ausência desta componente [1].

#### 7.2.4. Estimadores Baseados na Variação da Indutância Devido aos Efeitos Geométricos e de Saturação.

Este método utiliza-se da presença de saliências em máquinas elétricas e da variação da indutância devido ao efeito de saturação magnética e como esta variação é função da posição do rotor, a estimação torna-se possível.

Esta técnica apresenta melhores resultados em motores síncronos com ímãs permanentes montados no interior (*interior permanent magnet*), devido à diferença significativa entre as indutâncias de eixo direto e quadratura, (relação  $\frac{L_q}{L_d}$  elevada).

Esta característica traduz-se em maior precisão na posição estimada.

Motores com ímãs permanentes montados na superfície, assim como motores de indução com gaiola, são tipicamente não-salientes, contudo também é possível aplicar variações desta técnica nestes tipos de motores [83].

Partindo da mesma idéia básica, várias técnicas têm sido propostas, mas de maneira geral, todas recaem em dois tipos:

1. Técnicas que Dependem de um Mapeamento das Indutâncias.
2. Técnicas em que são Aplicados Sinais Discretos à Máquina.

##### 7.2.4.1. Técnicas que Dependem de um Mapeamento das Indutâncias.

No capítulo 4 referente ao modelo matemático dinâmico do motor síncrono foi apresentado que, em geral, a indutância varia em função de  $2\theta_{er}$ , ou seja, a indutância é função da posição do rotor.

Através de medições das correntes e tensões de fase no terminal do motor pode-se calcular a indutância, conforme a equação (7.21). Este valor da indutância é utilizado para realizar uma busca em uma tabela previamente montada que contém as variações das indutâncias por fase em função do ângulo do rotor e assim estimar a posição do rotor [84].

$$L_A = \frac{v_a - R \cdot i_a - e_a}{\frac{di_a}{dt}} \quad (7.21)$$

A f.e.m.  $e_a$  pode ser considerada constante durante um período e é proporcional à velocidade do motor, portanto:

$$e_a = k \cdot \omega_r = k \cdot \frac{d\theta_r}{dt} \quad (7.22)$$

Onde  $k$  é uma constante de proporcionalidade e  $\frac{d\theta_r}{dt}$  é a variação da posição do rotor, a qual pode ser obtida entre dois períodos consecutivos de amostragem.

Portanto através da leitura das correntes e das tensões de fase obtém-se a indutância, de posse desta, compara-se com os valores pré-calculados em função da posição do rotor e obtém-se esta posição.

As desvantagens deste método residem na necessidade de uma tabela com alto grau de precisão quando se requer sensibilidade no controle de posição e velocidade, deve-se ter uma boa estimativa dos parâmetros da máquina para cálculo da indutância, pois o método é dependente da variação destes parâmetros, especialmente das variações causadas por efeitos de saturação magnética.

Considerar a força eletromotriz e a indutância constante em um período de chaveamento também conduz a erros de estimação que podem ser reduzidos utilizando-se um controle com alta frequência de chaveamento.

#### **7.2.4.2. Técnicas em que são Aplicados Sinais Discretos à Máquina.**

Existem vários métodos que utilizam esta técnica. Basicamente eles envolvem injeção de sinais auxiliares de alta frequência, superpostos à alimentação da máquina, e utilizam a resposta a esta excitação para estimar a posição do rotor.

Em motores que possuem elevada relação  $\frac{L_q}{L_d}$ , como é o caso de motor síncrono com ímãs montados no interior e motores de relutância, a variação da indutância com a posição resulta em uma relação da resposta ao sinal aplicado em alta frequência com a posição. Esta relação também é observada em motores com pouca saliência, porém, esta técnica aplicada, nestes tipos de motores, em geral, apresenta baixa resolução devido a ruídos do chaveamento que podem interferir no sinal injetado.

Em motores síncronos com saliências ( $L_d \neq L_q$ ), a variação do fluxo magnético no entreferro cria uma modulação espacial na reatância síncrona [85], ou seja, o sinal de

alta frequência fica modulado pelas saliências da máquina. Esta modulação vista dos terminais do motor, em alta frequência, é alinhada com a posição do rotor.

A técnica é empregada com a seguinte metodologia, descrita de modo simplificado.

Aplicando-se um sinal de amplitude e frequência conhecida a resposta detectada é proporcional à diferença entre a posição atual e a posição estimada. O sinal de erro da posição deve ser a entrada de um controlador proporcional integral (PI) cuja saída será a velocidade estimada. A posição é obtida pela integração desta velocidade. Este método, baseada no erro de posição, é robusto quanto a ruídos e limitações da conversão analógica/digital, porém este erro é uma variável incremental que se modifica lentamente em relação à frequência de amostragem.

Uma variação desta metodologia é demodular o sinal injetado, porém esta opção leva a um incremento no tempo de processamento devido à complexidade da implementação. Contudo reporta-se uma condição menos crítica em face à resolução, pois a técnica anterior é implementada em relação a um erro e não ao ângulo propriamente dito [86].

A técnica de injeção de sinal auxiliar em alta frequência tanto pode ser realizada com aplicação de tensão e monitoramento da corrente quanto com injeção de corrente e medição da tensão. Obviamente a primeira opção requer sensores de corrente os quais, de modo geral, já são utilizados em controle por orientação de campo, evitando-se, assim, sensores extras para monitoramento da tensão.

Uma grande vantagem desta técnica é a sua independência da variação dos parâmetros da máquina e aplicabilidade em baixa velocidade.

Além da opção de injetar corrente ou tensão, existem diversas variantes destas técnicas, que podem ser divididas em dois grupos.

No primeiro grupo a técnica é realizada com alta frequência podendo ser sinal de fonte auxiliar ou contida na própria modulação por largura de pulso.

Utilizar a alta frequência da modulação PWM foi proposto por Ogasawara e Akagi [87]-[88]. Uma proposta similar é encontrada em [89] onde os autores apresentam a partida do motor utilizando o efeito da saliência com uso do PWM e a seguir fazem uma transição utilizando a força eletromotriz.

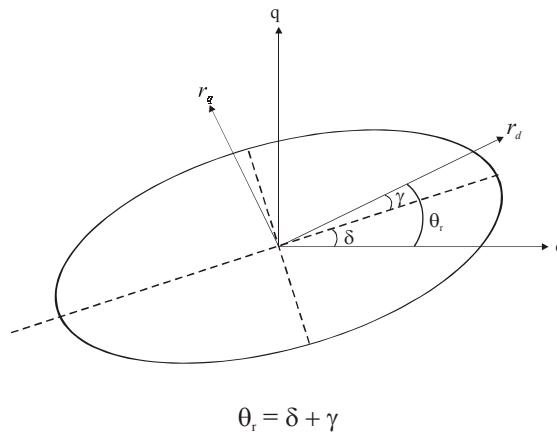
O segundo grupo utiliza esta técnica com injeção de sinal auxiliar de baixa frequência. Podendo-se citar a técnica proposta por Corley e Lorenz [90], onde o motor opera de modo similar a um *resolver* eletromagnético e um conversor *resolver/digital*

(RTDC). Necessitando, portanto, adicionar componentes de *hardware*. Um dos autores desta técnica apresenta metodologia similar, para motor de indução, injetando-se sinal senoidal de baixa frequência, sem utilização de *hardware* adicional [91].

Mais um método que utiliza a injeção de sinais e o efeito das saliências da máquina e, assim, a dependência da indutância com a posição do rotor, cujo conceito difere dos demais, foi proposto por Schroedl [92] e denominado pelo termo **INFORM** (*Indirect Flux detection by On-line Reactance Measurement*).

Nos motores com saliências, quando são alimentados por tensões trifásicas simétricas e senoidais, o lugar geométrico do vetor espacial da corrente do estator, no referencial estacionário, se torna uma elipse [41].

Monitorando-se as correntes do estator e conhecendo-se o lugar geométrico do vetor espacial da corrente o eixo maior da elipse pode ser utilizado para obter informação da posição do rotor. Ou seja, nos motores com ímãs montados no interior  $L_d \ll L_q$ , o eixo maior da elipse posiciona-se próximo ao eixo direto do referencial do rotor. O ângulo da posição do rotor é obtido conforme Fig. 7.2.



**Fig. 7.2-** Lugar geométrico das correntes e posição dos eixos *d-q* do rotor.

O deslocamento  $\gamma$  é devido à impedância do enrolamento da armadura, porém, se a frequência da corrente de alimentação é constante este desvio permanece constante.

Este método, como o do mapeamento da indutância, é altamente influenciado pela f.e.m, o autor elimina este problema em [93], aplicando dois testes do vetor espacial de tensão em direções opostas e então tomando a diferença dos dois para cálculo de suas indutâncias. Melhorias desta técnica são mostradas em [94]-[95].

### 7.2.5. Estimador de Velocidade/Posição Utilizando Filtro de Kalman Estendido (*Extended Kalman Filter – EKF*).

Esta técnica foi originalmente proposta por Kalman [96] e amplamente utilizada para solucionar problemas em muitas áreas da engenharia.

O Filtro de Kalman é um algoritmo recursivo que pode ser usado para estimar o estado de um sistema discreto baseado no conhecimento dos sinais aplicados à sua entrada, na medição da saída e no modelo que relaciona a entrada e a saída [97]. Pressupõe-se também que todas as incertezas são de natureza gaussiana, considerando-se conhecidos os parâmetros da distribuição estatística (normal), dos ruídos do sistema e dos ruídos de medições, na forma de suas respectivas matrizes de covariâncias  $Q$  e  $R$ .

O algoritmo contém dois estágios, um preditivo e outro de correção ou filtragem. Durante o estágio preditivo é obtido o próximo valor previsto  $\hat{x}_k^-$ , isto é, obtém-se uma primeira aproximação para o valor estimado do vetor de estados, utilizando o estado estimado no passo anterior e a equação de estado do motor. Também se obtém neste estágio uma previsão da matriz de covariância  $P_k^-$ , que quantifica a incerteza estatística da predição e servirá para calcular o termo de correção.

No estágio de correção ou filtragem é obtido o próximo valor estimado  $\hat{x}_k$ , pela adição do termo de correção  $K \cdot (y_k - \hat{y}_k^-)$  ao valor previsto  $\hat{x}_k^-$ . Em seguida é atualizada a matriz de covariância  $P_k$  de modo a expressar a incerteza do valor estimado, isto é, o provável erro da estimação.

O erro de estimação no instante  $k$  define-se como  $e_k = x_k - \hat{x}_k$ , onde  $x_k$  é o estado real e  $\hat{x}_k$  é o estado estimado já corrigido, sendo portanto uma função do ganho  $K$ . A covariância  $P_k$  é então, por definição, o valor mais provável de  $e_k \cdot e_k^T$ , sendo também uma função de  $K$ .

A formulação do problema de Kalman consiste então em determinar o ganho  $K$  que minimize o erro de estimação. Matematicamente, trata-se de encontrar uma expressão para a matriz  $K$  correspondente a um mínimo da matriz de covariância  $P$ . Como  $P$  é função de  $K$  e de natureza quadrática, o problema é análogo ao ajuste de parâmetros pelo método dos mínimos quadrados. O termo de correção  $K \cdot (y_k - \hat{y}_k^-)$  equivale a uma realimentação da saída que faz com que os estados estimados convirjam

para os estados reais. A seguir é apresentada uma forma de aplicação do método no acionamento do MSIP.

Reescrevendo-se as equações do modelo do motor, de modo que as componentes da corrente de eixo direto e em quadratura sejam as variáveis de estado e considerando, para simplificação, o torque de carga nulo, inércia infinita e  $L_d = L_q = L$  tem-se:

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{r}{L_d} \cdot i_d + \omega_{elet} \cdot i_q + \frac{1}{L_d} \cdot v_d \quad (7.23)$$

$$\frac{di_q}{dt} = -\omega_{elet} \cdot i_d - \frac{r}{L_q} \cdot i_q + \frac{1}{L_q} \cdot v_q - \frac{1}{L_q} \cdot \omega_{elet} \cdot \lambda_{IP} \quad (7.24)$$

$$\omega_{elet} = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (7.25)$$

$$\frac{d\omega_{elet}}{dt} = 0 \quad (7.26)$$

Discretizando-se o sistema linearizado e considerando-se ruídos internos  $w_k$  e ruídos de medição  $v_k$ , pode-se escrever as equações de estado resultantes na forma:

$$x(k+1) = A(k) \cdot x(k) + B(k) \cdot u(k) + v(k) \quad (7.27)$$

E a saída do sistema na forma:

$$y(k) = H(k) \cdot x(k) + w(k) \quad (7.28)$$

Onde:

$$x \text{ é o vetor de estado dado por: } x = [i_d \quad i_q \quad \omega_{elet} \quad \theta_r]^T$$

$$u \text{ é o vetor de entrada dado por: } u = [v_d \quad v_q \quad v_{vel}]^T$$

A tensão de velocidade ou tensão induzida no estator é representada por:

$$v_{vel} = \omega_{elet} \cdot \lambda_{IP} \quad (7.29)$$

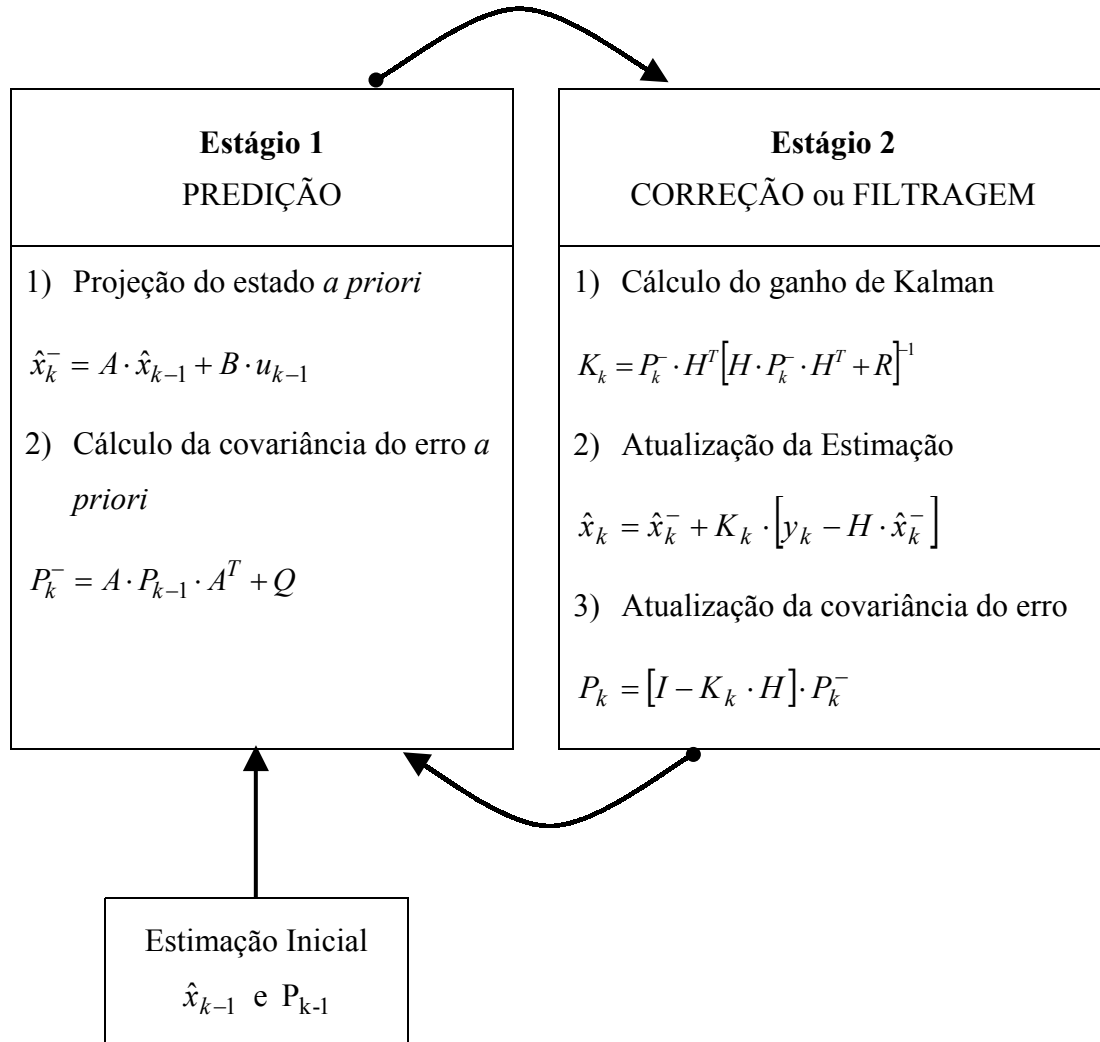
$$y \text{ é o vetor de saída dado por: } y = [i_d \quad i_q]^T$$

Como a velocidade angular do rotor varia lentamente com relação às demais variáveis de estado, a suposição de derivada nula ou inércia infinita (7.26) é consistente. A velocidade angular  $\omega_{elet}$  pode então ser tratada como um parâmetro variável, cujo valor irá sendo corrigido pelo próprio algoritmo de Kalman.

O vetor de ruído  $v(k)$  exprime os erros do sistema devido, por exemplo, a imprecisões do modelo, e sua matriz de covariância é representada pela letra  $Q$ . A letra  $R$  representa a matriz de covariância do vetor de ruídos  $w(k)$ , devido a medições utilizando sensores de corrente e respectivos conversores A/D.

Os elementos das matrizes de covariâncias são assumidos como conhecidos, embora seja a parte mais crítica do projeto do filtro.

A solução do problema de Kalman, neste caso linearizado, pode ser posta na forma de um algoritmo, conforme apresentado na figura a seguir (Fig. 7.3) a seguir.

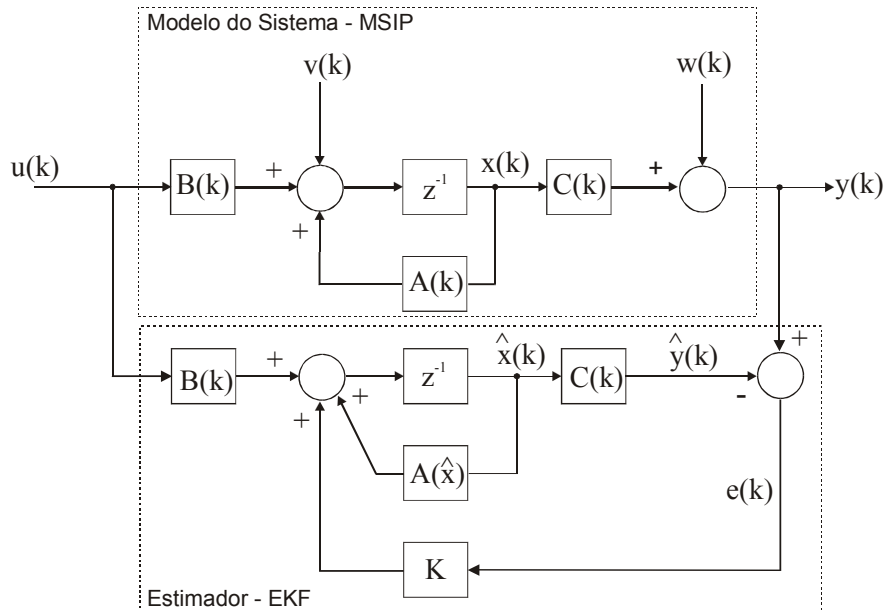


**Fig. 7.3** Algoritmo completo do filtro de Kalman.

Para obter valores estimados confiáveis o filtro de Kalman necessita ser ajustado e este ajuste envolve uma busca iterativa por matrizes de covariâncias que produzam as melhores estimações. Contudo, analisando-se as equações verifica-se que nenhuma variação nos parâmetros do motor é compensada pela malha inerente ao filtro. Caso isso seja necessário deve-se recorrer a algum método adaptativo para atualização de parâmetros.



A seguir (Fig. 7.4) é apresentado o diagrama de blocos da aplicação do filtro de Kalman.



**Fig. 7.4** Estrutura do Filtro de Kalman.

O filtro de Kalman estima estados desconhecidos ou estados sem condições de medição, no caso velocidade/posição, em processos governados por equações estocásticas lineares. Em processos nos quais as equações de estado ou mesmo as medições são não-lineares, utiliza-se o filtro denominado por Kalman estendido.

### 7.2.6. Estimador Baseado no Erro Hipotético da Posição ou Sistema Predictor-Corretor.

Este método é baseado na idéia de que qualquer diferença entre a posição atual do rotor e a posição hipotética reflete um desvio entre os estados medido e estimado.

O controle implementado determina a tensão a ser aplicada ao motor de acordo com uma posição do rotor assumida por hipótese, a qual não é necessariamente coincidente com a posição atual do rotor. A posição hipotética só é coincidente com a posição correta do rotor em condição ideal.

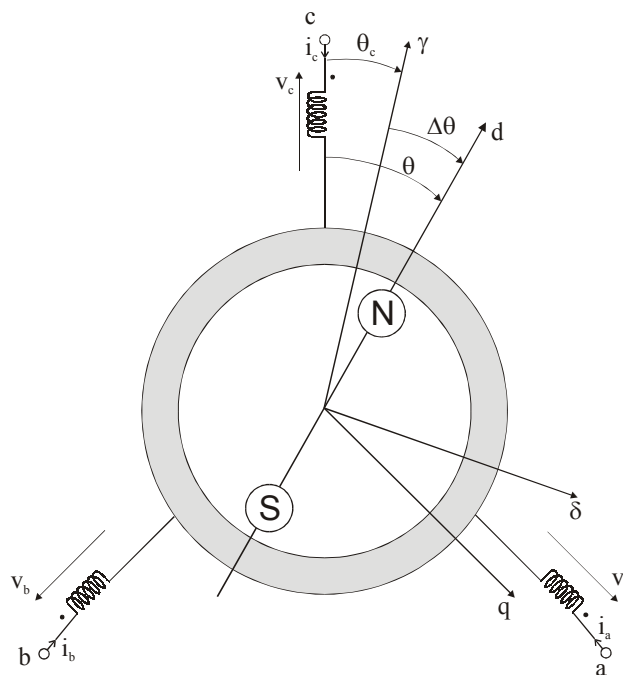
A tensão ideal a ser aplicada pode ser calculada utilizando-se as equações instantâneas de tensão do motor e a corrente medida. Uma análise mostra que a diferença entre a tensão atual e a ideal é proporcional à diferença angular entre a posição hipotética e a atual [98].

O controle é implementado com objetivo de reduzir esta diferença angular até zero e pode ser realizado com os sensores de corrente convencionais, não havendo necessidade de sensores adicionais.

O método é descrito em [99] e apresenta dois enfoques o primeiro baseado no modelo de tensão e o segundo em modelo de corrente através de um reagrupamento das equações do modelo matemático do motor.

A Fig. 7.5 exibe uma representação de um motor síncrono de ímãs permanentes com f.e.m. senoidal, onde são mostrados os enrolamentos do estator e dois pares de eixos. O sistema de coordenadas baseado nos eixos d-q corresponde à posição atual ou real do rotor enquanto os eixos  $\gamma - \delta$  a posição estimada ou hipotética. O erro angular entre essas posições é dado por:

$$\Delta\theta = \theta - \theta_c \quad (7.30)$$



**Fig. 7.5** - Representação de um motor síncrono de ímãs permanentes.

O modelo matemático do motor pode ser obtido no referencial d-q utilizando-se a transformada de Park. Porém, como a posição atual do rotor é desconhecida, no acionamento sem sensor, a transformada é baseada na posição assumida do rotor.

A matriz de transformação pode ser definida conforme equação (7.31), onde é utilizada a transformação invariante em potência (ver capítulo 4).

$$\begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos\theta_c & \cos(\theta_c - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_c + \frac{2\pi}{3}) \\ -\text{sen}\theta_c & -\text{sen}(\theta_c - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta_c + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (7.31)$$

A equação das tensões do circuito do motor, nos eixos  $\gamma - \delta$ , após a transformação é dada pela seguinte equação matricial:

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + \frac{dL}{dt} & -L \cdot \frac{d\theta_c}{dt} \\ L \cdot \frac{d\theta_c}{dt} & R + \frac{dL}{dt} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + K_E \cdot \frac{d\theta}{dt} \cdot \begin{bmatrix} -\text{sen} \Delta\theta \\ \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \quad (7.32)$$

Onde:

$R$  é a resistência dos enrolamentos do estator.

$L = \frac{3}{2} \cdot L_e$ , onde  $L_e$  é a indutância de dispersão por fase do estator.

$\frac{d\theta_c}{dt}$  é a velocidade do rotor assumida.

$K_E = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \lambda_{IP}$ , é a constante da f.e.m. induzida após a transformação.

Considerando o controle convencional, isto é, com a componente da corrente de eixo direto responsável pela produção do fluxo mantida nula, o torque, após a transformação de coordenadas, pode ser expresso por:

$$T = K_T \cdot i_\delta \cdot \cos \Delta\theta \quad (7.33)$$

Onde:

$K_T$  é a constante de conjugado.

A velocidade e posição podem ser, então, estimadas através de um algoritmo estimador utilizando as correntes e tensões. As corrente são obtidas por um sensor de corrente enquanto as tensões não precisam ser medidas, podem ser calculadas usando informação da estrutura do PWM, da tensão do elo CC e o tempo morto.

Os dois métodos desenvolvidos pelo autor estão apresentados a seguir.

➤ **Método do Modelo de Tensão.**

Em condições ideais  $\Delta\theta = 0$  e  $\frac{d\theta_c}{dt} = \frac{d\theta}{dt}$ , ou seja, o erro angular é nulo e a velocidade estimada é igual à real. Deste modo a equação do modelo de tensão pode ser escrita baseada na equação (7.32).

$$\begin{bmatrix} v_{\gamma M} \\ v_{\delta M} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + \frac{dL}{dt} & -L \cdot \frac{d\theta}{dt} \\ L \cdot \frac{d\theta}{dt} & R + \frac{dL}{dt} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{\gamma} \\ i_{\delta} \end{bmatrix} + K_E \cdot \frac{d\theta}{dt} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (7.34)$$

A velocidade estimada pode ser obtida da equação (7.34), de tal forma que:

$$\frac{d\theta_{est}}{dt} = \frac{v_{\delta M} - (R + \frac{dL}{dt})}{K_E + L \cdot i_{\gamma}} \quad (7.35)$$

Assumindo a condição ideal em que  $\Delta\theta = 0$ , pode-se afirmar que a tensão do modelo é igual a tensão hipotética, ou seja:

$$v_{\delta M} = v_{\delta} \quad (7.36)$$

E a expressão da velocidade estimada pode ser representada pela equação:

$$\frac{d\theta_{est}}{dt} = \frac{v_{\delta} - (R + \frac{dL}{dt})}{K_E + L \cdot i_{\gamma}} \quad (7.37)$$

Para a condição real de operação do motor esta hipótese não é verdadeira, isto é, há um erro angular entre as posições real e estimada do rotor ( $\Delta\theta \neq 0$ ), assim como, entre as velocidades real e estimada do motor  $\left(\frac{d\theta_c}{dt} \neq \frac{d\theta}{dt}\right)$ , logo é necessário se corrigir a velocidade estimada.

A correção pode ser realizada baseada na diferença entre as tensões medidas e as tensões obtidas através do modelo para o caso ideal.

$$\Delta v_{\gamma} = v_{\gamma} - v_{\gamma M} = -\frac{d\theta}{dt} \cdot K_E \cdot \text{sen } \Delta\theta \quad (7.38)$$

Considerando que o erro angular é pequeno, ou seja, ( $\Delta\theta \cong 0$ ) e que a velocidade é diferente de zero  $\left(\frac{d\theta}{dt} \neq 0\right)$ , a expressão (7.38) pode ser escrita como:

$$\Delta v_{\gamma} \cong -\frac{d\theta}{dt} \cdot K_E \cdot \Delta\theta \quad (7.39)$$

Esta expressão significa que a diferença entre as tensões ( $\Delta v_\gamma$ ) é proporcional ao erro angular entre as posições real e estimada do rotor ( $\Delta\theta$ ). O seguinte algoritmo de estimação pode ser utilizado:

- Rotação no sentido horário.

Se  $\Delta v_\gamma > 0$  ( $\Delta\theta > 0$ ), então  $\frac{d\theta_c}{dt}$  deve ser diminuída.

Se  $\Delta v_\gamma < 0$  ( $\Delta\theta < 0$ ), então  $\frac{d\theta_c}{dt}$  deve ser aumentada.

- Rotação no sentido anti-horário.

Se  $\Delta v_\gamma > 0$  ( $\Delta\theta < 0$ ), então  $\frac{d\theta_c}{dt}$  deve ser aumentada.

Se  $\Delta v_\gamma < 0$  ( $\Delta\theta > 0$ ), então  $\frac{d\theta_c}{dt}$  deve ser diminuída.

A expressão da velocidade hipotética obtida deve ser corrigida, de acordo com o algoritmo apresentado. Existem diversas maneiras de executar esta correção, porém o autor apresenta a implementação do PI convencional de tal modo que:

$$\frac{d\theta_{correção}}{dt} = \text{sgn}\left(\frac{d\theta_e}{dt}\right) \cdot \left(K_P \cdot \Delta v_\gamma + K_I \cdot \int \Delta v_\gamma \cdot dt\right) \quad (7.40)$$

Onde:

$K_p$  e  $K_I$  são os ganhos proporcional e integral do regulador, respectivamente.

Utilizando esta velocidade corrigida pode-se obter a expressão para a velocidade, isto é:

$$\frac{d\theta_c}{dt} = \frac{d\theta_{est}}{dt} + \frac{d\theta_{correção}}{dt} \quad (7.41)$$

Desde que a posição é obtida pela integral da velocidade, o erro angular ( $\Delta\theta$ ) deverá ser nulo após a correção da velocidade.

As desvantagens deste método são apresentadas em [99]-[100] como sensibilidade excessiva à variação dos parâmetros da máquina e flutuação da velocidade abaixo de 100 rpm, devido ao aumento da ondulação da corrente conforme decréscimo da velocidade e aos efeitos advindos do tempo morto entre comutações das chaves do inversor. É sugerida a utilização de um identificador de parâmetros e o uso de média móvel na amostragem das correntes para mitigar os efeitos da ondulação na forma de onda da corrente.

➤ **Método do Modelo de Corrente.**

Neste método, a equação (7.32) é reagrupada em função das correntes, obtendo-se a expressão (7.42). A estimação da posição e da velocidade é realizada através do erro entre as correntes reais, isto é, correntes medidas e as correntes obtidas através do modelo do motor.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} = \frac{1}{L} \cdot \begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R & -L \cdot \frac{d\theta_c}{dt} \\ L \cdot \frac{d\theta_c}{dt} & R \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} - e \cdot \begin{bmatrix} -\sin \Delta\theta \\ \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \quad (7.42)$$

Onde a força eletromotriz do motor é expressa por  $e = K_E \cdot \frac{d\theta}{dt}$

Admitindo que  $i_\gamma^n$  e  $i_\delta^n$  sejam as correntes para um instante de tempo qualquer, considerando que período de amostragem é pequeno o bastante comparado com a constante de tempo da armadura do motor, pode-se representar as correntes para o período seguinte por:

$$\begin{bmatrix} i_\gamma^{n+1} \\ i_\delta^{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_\gamma^n \\ i_\delta^n \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} \cdot T \quad (7.43)$$

Onde  $T$  é o período de amostragem.

Considerando a condição ideal, isto é, erro angular nulo, posições dos eixos real e do modelo são coincidentes ( $\Delta\theta = 0$ ). O modelo do motor pode ser expresso por:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} = \frac{1}{L} \cdot \begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R & -L \cdot \frac{d\theta_c}{dt} \\ L \cdot \frac{d\theta_c}{dt} & R \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} - e_c \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (7.44)$$

Onde  $e_c$  é a f.e.m. induzida do modelo do motor.

Do mesmo modo, as correntes do modelo podem ser expressas, para o período seguinte, por:

$$\begin{bmatrix} i_{\gamma M}^{n+1} \\ i_{\delta M}^{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_\gamma^n \\ i_\delta^n \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\gamma M} \\ i_{\delta M} \end{bmatrix} \cdot T \quad (7.45)$$

Substituindo as equações (7.42) em (7.43) e (7.44) em (7.45), pode-se obter o erro entre a corrente estimada e a corrente real a partir da diferença entre estas duas novas equações, obtendo-se:

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{\gamma}^{n+1} \\ \Delta i_{\delta}^{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{\gamma}^{n+1} - i_{\gamma M}^{n+1} \\ i_{\delta}^{n+1} - i_{\delta M}^{n+1} \end{bmatrix} = \frac{T}{L} \cdot \begin{bmatrix} e \cdot \text{sen } \Delta\theta \\ -e \cdot \text{cos } \Delta\theta + e_c \end{bmatrix} \quad (7.46)$$

Admitindo-se que o erro angular ( $\Delta\theta$ ) é bastante pequeno, pode-se fazer uma aproximação das funções trigonométricas, ou seja,  $\text{sen}\Delta\theta \cong \Delta\theta$  e  $\text{cos}\Delta\theta \cong 1$ , obtendo-se expressão a seguir para o erro entre as correntes.

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{\gamma}^{n+1} \\ \Delta i_{\delta}^{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{\gamma}^{n+1} - i_{\gamma M}^{n+1} \\ i_{\delta}^{n+1} - i_{\delta M}^{n+1} \end{bmatrix} = \frac{T}{L} \cdot \begin{bmatrix} e \cdot \Delta\theta \\ -(e - e_c) \end{bmatrix} \quad (7.47)$$

Desta expressão, pode-se inferir as seguintes relações:

- O erro da componente da corrente do eixo  $\gamma$  é proporcional ao erro angular ( $\Delta\theta$ ).
- O erro da componente da corrente d eixo  $\delta$  é proporcional à diferença entre a força eletromotriz atual e do modelo ( $e - e_c$ ).

A partir da segunda relação de proporcionalidade o autor apresenta a seguinte expressão para obter a f.e.m. do modelo, utilizando o erro da corrente do eixo  $\delta$ .

$$e_c^{n+1} = e_c - K_e \cdot \Delta i_{\delta}^n \quad (7.48)$$

Da primeira relação é obtida a posição, através da equação:

$$\theta_{\text{est}}^{n+1} = \theta_{\text{est}}^n + \frac{e_c^{n+1}}{K_E} \cdot T + K_{\theta} \cdot \Delta i_{\gamma}^n \quad (7.49)$$

Considerando que a velocidade é a derivada da posição, ela pode ser obtida utilizando-se a expressão:

$$\frac{d\theta_{\text{est}}^{n+1}}{dt} = \frac{\theta_{\text{est}}^{n+1} - \theta_{\text{est}}^n}{T} \quad (7.50)$$

Nas equações (7.48) e (7.49)  $K_e$  e  $K_{\theta}$  são ganhos estimados.

O modelo de corrente é apresentado como vantajoso devido a não utilização de informações da tensão, deste modo ele é livre da imprecisão da tensão causada pelo inversor. O tempo morto, a queda de tensão através das chaves do inversor e a variações de tensão do elo CC não afetam seriamente a característica do controle.

### 7.2.7. Estimador de Velocidade/Posição Baseado em Observadores de Estado de Ordem Reduzida.

Observadores são modelos que são alimentados com as mesmas entradas do sistema físico que se deseja observar [101], obtendo-se como resultado estimado, em tempo real, a resposta do sistema à entrada fornecida.

O desenvolvimento de observadores de estado é fundamentado na teoria de Luenberger [102] e Gopinath [103] e é baseado em modelos de sistemas algébricos lineares.

Um sistema linear pode ser descrito pelas seguintes equações de estado:

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (7.51)$$

$$y = Cx + Du \quad (7.52)$$

Onde:

$x$  É o vetor de estados, isto é, o estado físico.

$u$  É o vetor de entradas.

$y$  É o vetor de saídas.

Para um controle efetivo do sistema é desejável ter o vetor de estado  $x$  completo como realimentação para o controlador. Porém, de fato, nem sempre é factível medir todas as grandezas do sistema físico, então se faz necessário estimar os estados não medidos.

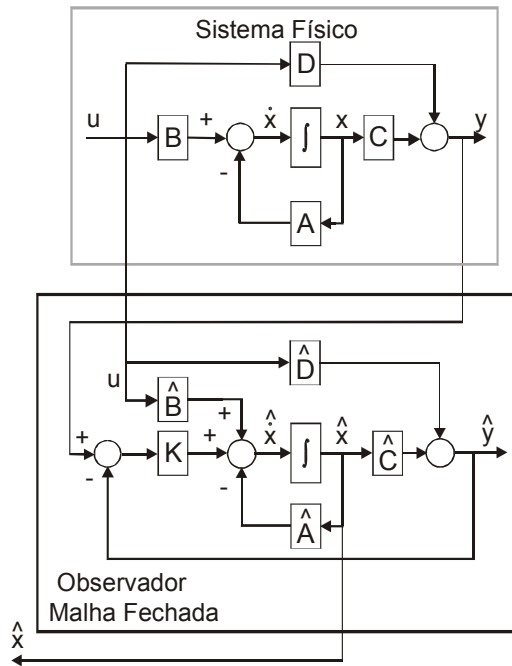
A utilização de ganhos de realimentação, aplicados sobre a diferença entre os estados medidos e os seus correspondentes estados estimados, pode ser usada para forçar o estado estimado a seguir o estado atual. Esta foi a idéia introduzida por Luenberger.

As equações de estado de um observador em malha fechada estão apresentadas a seguir e respectivo diagrama de blocos é apresentado na Fig. 7.6.

$$\dot{\hat{x}} = \hat{A}\hat{x} + \hat{B}u + K \cdot (y - \hat{y}) \quad (7.53)$$

$$\hat{y} = C\hat{x} \quad (7.54)$$





**Fig. 7.6** – Diagrama de blocos de um observador em malha fechada.

Em muitas aplicações práticas onde somente poucos estados não são medidos, aplicar um estimador de ordem completa é desnecessário. Pode-se substituir o estimador completo por um observador de estado de ordem reduzida.

Conhecendo-se o sistema físico e sabendo-se que  $x$  tem dimensão “n”,  $y$  tem dimensão “p” e  $u$  tem dimensão “m”, pode-se provar que um sistema linear, descrito pelas equações (7.53) e (7.54), pode ser observado por um compensador de ordem inferior com dimensão “n-p”.

Um observador de estado de ordem reduzida pode ser projetado se alguns dos estados forem medidos com precisão.

O projeto destes observadores é baseado nas equações dinâmicas do sistema de forma particionada.

Considerando um sistema descrito conforme equações (7.53) e (7.54), porém agora apresentado na forma matricial expandida tem-se:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_a \\ \dot{x}_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{aa} & A_{ab} \\ A_{ba} & A_{bb} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_a \\ B_b \end{bmatrix} \cdot u \quad (7.55)$$

$$y = [I \quad 0] \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \end{bmatrix} \quad (7.56)$$

Considera-se que no projeto do observador de ordem reduzida que o vetor de estado  $x_a$  será medido e o vetor de estado  $x_b$  será estimado.

De um modo geral, a idéia é converter a equação de estado de  $x_a$  como uma equação de medição para  $x_b$ .

Particionando a matriz de estado tem-se:

$$\dot{x}_a = A_{aa} \cdot x_a + A_{ab} \cdot x_b + B_a \cdot u \quad (7.57)$$

Considerando que  $z$  e  $u$  são conhecidos pode-se reescrever esta equação obtendo-se uma nova equação de medição.

$$z = (\dot{x}_a - A_{aa} \cdot x_a - B_a \cdot u) = A_{ab} \cdot x_b \quad (7.58)$$

A equação de estado para  $x_b$  é dada por:

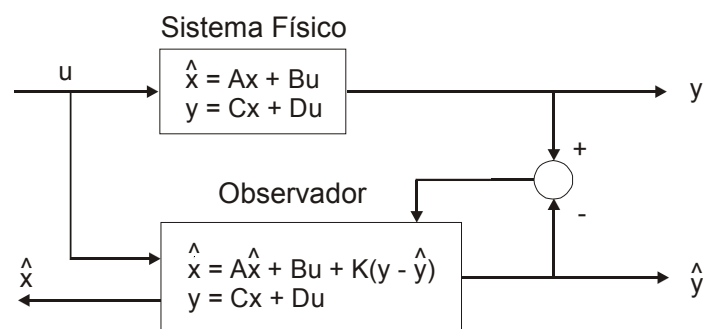
$$\dot{x}_b = A_{bb} \cdot x_b + A_{ba} \cdot x_a + B_b \cdot u \quad (7.59)$$

Enquanto a equação do observador de ordem reduzida com  $z$  como vetor de medição é:

$$\dot{\hat{x}}_b = A_{bb} \cdot \hat{x}_b + A_{ba} \cdot x_a + B_b \cdot u + K \cdot (z - A_{ab} \cdot \hat{x}_b) \quad (7.60)$$

Onde  $K$  é o ganho do estimador que pode ser selecionado usando-se o método do assentamento de pólos.

A seguir é apresentado um diagrama de blocos simplificado (Fig. 7.7) onde é reproduzida a equação do sistema físico com sua entrada e sua saída. O observador é representado por sua equação, onde se pode notar que ele possui uma segunda entrada. A primeira é a própria entrada do sistema ( $u$ ) e a segunda é obtida do vetor de medição ( $z$ ), ou seja, da diferença entre a saída do sistema ( $y$ ) e a saída do observador ( $\hat{y}$ ), multiplicado pelo ganho  $K$ .



**Fig. 7.7** – Diagrama de blocos do sistema e do estimador.

Analisando-se a equação (7.58) nota-se que o vetor  $z$  contém  $\dot{x}_a$  o qual não é disponível. Esta dificuldade pode ser resolvida redefinindo-se o estado do estimador de ordem reduzida em termos de um novo vetor de estado ( $\zeta$ ), de tal modo que:

$$\zeta = \hat{x}_b - K \cdot x_a \quad (7.61)$$

Conseqüentemente, a derivada deste novo vetor de estado é expressa por:

$$\dot{\zeta} = \hat{\dot{x}}_b - K \cdot \dot{x}_a \quad (7.62)$$

Substituindo-se (7.60) em (7.62), obtém-se:

$$\dot{\zeta} = A_{bb} \cdot \hat{\dot{x}}_b + A_{ba} \cdot x_a + B_b \cdot u + K \cdot (z - A_{ab} \cdot \hat{x}_b) - K \cdot \dot{x}_a \quad (7.63)$$

Substituindo-se (7.61) em (7.63), tem-se:

$$\begin{aligned} \dot{\zeta} = & A_{bb} \cdot (\zeta + K \cdot x_a) + A_{ba} \cdot x_a + B_b \cdot u + \\ & + K \cdot [z - A_{ab} \cdot (\zeta + K \cdot x_a)] - K \cdot \dot{x}_a \end{aligned} \quad (7.64)$$

Substituindo-se a expressão de  $z$  (7.58) em (7.64), encontra-se:

$$\begin{aligned} \dot{\zeta} = & A_{bb} \cdot (\zeta + K \cdot x_a) + A_{ba} \cdot x_a + B_b \cdot u + \\ & + K \cdot [(\dot{x}_a - A_{aa} \cdot x_a - B_a \cdot u) - A_{ab} \cdot (\zeta + K \cdot x_a)] - K \cdot \dot{x}_a \end{aligned} \quad (7.65)$$

Reagrupando-se a equação anterior, obtém-se a expressão final para a derivada do novo vetor de estado:

$$\begin{aligned} \dot{\zeta} = & A_{bb} \cdot \zeta + \left( K \cdot A_{bb} + A_{ba} - K \cdot A_{aa} - K^2 \cdot A_{ab} \right) \cdot x_a + \\ & + (B_b - K \cdot B_a) \cdot u - K \cdot A_{ab} \cdot \zeta \end{aligned} \quad (7.66)$$

A variável que se deseja observar ( $x_b$ ) pode ser obtida pela integral da equação (7.66) aplicada na expressão (7.61), de tal modo que:

$$\hat{x}_b = \int \dot{\zeta} - K \cdot x_a \quad (7.67)$$

Não existindo erro nos parâmetros da máquina o erro do observador será nulo em regime permanente, porém havendo erro nos parâmetros poderá acontecer erro no estado estimado mesmo em regime permanente.

A precisão do estimador de ordem reduzida depende não somente do estado medido, mas também da precisão dos valores dos parâmetros que compõe as matrizes  $[A]$  e  $[B]$ .

Múltiplos são os artigos publicados que apresentam o uso de observadores de estado, para aplicação em motores síncronos de ímãs permanentes, em acionamentos sem sensor de posição, utilizando técnicas, medições e topologias variadas. Por exemplo, Kim e Sul [104] descrevem a utilização de um observador de ordem reduzida para estimar a força eletromotriz. Uma avaliação de um observador de ordem reduzida com o motor modelado em coordenadas estáticas é apresentado em [105]. Um observador do fluxo magnético, para acionamentos em baixíssimas velocidade, utilizando medição direta das tensões do estator e com o modelo do motor síncrono

desenvolvido em coordenadas síncrona pode ser consultada em [106]. Shouse e Taylor [107] apresentam um observador que estima a posição e velocidade do rotor baseada nas correntes medidas do estator e utilizam técnica de discretização para o modelo de ordem reduzida. Observadores não lineares de ordem completa são empregados em [108]-[110]. A simulação de um observador não linear, porém de ordem reduzida pode ser consultado em [111].

Foi desenvolvido neste trabalho um observador de ordem reduzida para estimação da velocidade do rotor, a partir das correntes medidas do estator, enquanto a posição foi obtida pela integral da velocidade, possibilitando, deste modo, a operação do motor sem sensor de posição. O algoritmo utilizado faz uso das equações do modelo do motor de forma linearizada e foi baseado em [112]. Este desenvolvimento será apresentado no capítulo referente à implementação prática.

### **7.2.8. Estimador Utilizando Inteligência Artificial (Lógica *Fuzzy*, Redes Neurais e Híbridos).**

É possível desenvolver estimadores de posição e velocidade empregando métodos que utilizam inteligência artificial, seja lógica *fuzzy* (*Fuzzy Logic*) [113]-[116], redes neurais artificiais (*Artificial Neural Networks – ANN*) [117] ou sistemas com ambas as técnicas aplicadas em conjunto chamados de redes neuro-*fuzzy* [118]-[120].

Estas técnicas podem ser aplicadas no desenvolvimento de estimadores de posição e velocidade, assim como, em substituição aos controladores tradicionais (PI e PID) e estimadores de parâmetros. Modelos matemáticos difíceis de serem descritos podem ser modelados através de inteligência artificial.

De modo similar sistemas com variação de parâmetros e modelos matemáticos desconhecidos ou mal definidos podem fazer uso de lógica *fuzzy*. Um controlador *fuzzy* pode ser implementado por processador dedicado ou por micro controlador ou ainda utilizando-se processador de sinais digitais (DSP).

Estes sistemas não apresentam as restrições usuais das teorias convencionais de controle linear e de máquinas elétricas [41] e algumas das suas principais vantagens podem ser relacionadas:

- O projeto não necessita do modelo matemático do sistema, porém para validação do mesmo pode ser necessário um modelo.

- Em um sistema que emprega lógica *fuzzy*, o projeto pode ser desenvolvido exclusivamente em informações lingüísticas obtidas de um especialista ou por agrupamento de dados.
- Redes neurais utilizam técnicas supervisionadas de treinamento [70]. O projeto é baseado em informações disponíveis do aprendizado e estas informações podem advir de várias fontes, inclusive de medições dos dados de respostas. Quando não é empregada técnica de treinamento supervisionado, isto é, a auto-organização [121] da rede neural utiliza dados disponíveis de medições ou de outras fontes e classifica os dados de acordo com suas características.
- O esforço para sintonizar um sistema baseado em inteligência artificial pode ser menor que o empregado em um sistema convencional.
- O sistema pode ser generalizado e, portanto, ser independente de características particulares do acionamento. Resultando boa estimação mesmo quando algum novo dado de entrada desconhecido é empregado.
- Soluções podem ser obtidas para problemas que seriam intratáveis por métodos convencionais.
- Os sistemas exibem boas propriedades de rejeição a ruídos e podem ser tolerantes a defeitos [122]. Por exemplo, se um neurônio é destruído ou eliminado, em um sistema de redes neurais ou, o mesmo acontece, com uma regra em uma rede neuro-fuzzy, o algoritmo pode continuar a operar devido a sua arquitetura paralela, havendo, é claro, uma deterioração do desempenho.
- Os sistemas são robustos quanto à variação de parâmetros e podem ser facilmente estendidos e modificados.

Em uma análise convencional do comportamento em regime permanente ou transitório ou mesmo em técnicas de estimação são necessárias as respectivas equações diferenciais de tensão da máquina em conjunto com a equação de torque ou rotação. Em geral, em análise transitória utilizam-se as equações desmembradas nas parcelas real e imaginária, além disso, em acionamentos de velocidade variável, estas são complementadas pelas equações dos reguladores. Estas equações contêm valores de parâmetros como resistências e indutâncias que são suscetíveis de variações em operação.

Utilizando-se técnicas de redes neurais é possível estimar estados da máquina em regime permanente ou transitório sem a necessidade de informação dos parâmetros e

o sistema pode descrever com precisão o comportamento não linear do motor, sem necessidade de fazer nenhuma consideração quanto ao aspecto da não linearidade.

A ausência de correlação transparente do processo físico, para o entendimento humano, pode ser apresentada como desvantagem quando se utiliza controle com redes neurais.

A lógica *fuzzy* utiliza a linguagem humana imprecisa do tipo, muito frio, meio quente, nível baixo, nível baixíssimo, pouca vazão, etc., o que possibilita o uso do conhecimento empírico do especialista. A implementação do controle convencional aplicando lógica *fuzzy* apresenta como desvantagem a existência de procedimento formal para incorporação do conhecimento de um especialista durante o desenvolvimento do controle. A estrutura do controlador *fuzzy* tais como, as regras, o número delas, a quantidade de funções e suas formas, é desenvolvida através de um processo de ajuste ou sintonia, o qual é por natureza essencialmente manual, o que demanda tempo.

A habilidade de aprendizado automático, as características e estruturas das redes neurais são adequadas para desenvolvimento do sistema neuro-*fuzzy* possibilitando colher as vantagens de ambas as técnicas praticamente anulando suas desvantagens.

Existem muitas publicações baseadas em técnicas que utilizam inteligência artificial aplicadas em acionamentos de máquinas elétricas.

Técnicas que utilizam redes neurais são variadas [123]-[126], inclusive com emprego de algoritmos genéticos [127], o mesmo podendo-se dizer de arquiteturas *fuzzy* e de redes neuro-*fuzzy*. A ampla teoria empregada foge ao escopo deste trabalho, podendo ser consultadas as referências citadas para uma visão mais ampla.

Com o objetivo de comprovar a flexibilidade da bancada, foi desenvolvida, neste trabalho, a técnica de estimação da velocidade/posição baseada em observadores de estado de ordem reduzida, conforme comentado ao final do item 7.2.7, entretanto as demais técnicas também podem ser implementadas, com exceção daquelas que necessitam de monitoramento da tensão do motor. A medição da tensão de armadura pode ser introduzida conforme proposto no trabalho anteriormente desenvolvido [1].

## Capítulo 8. IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA.

### 8.1. Introdução.

A implementação da bancada de acionamento e controle de motores síncronos de ímã permanente foi realizada no laboratório do Centro de Pesquisas de Energia Elétrica - Cepel.

As seguintes técnicas foram utilizadas no desenvolvimento deste trabalho:

- Controle indireto orientado pelo campo (*FOC – Field Oriented Control*), com injeção de corrente através de um inversor fonte de tensão (*VSI – Voltage Source Inverter*).
- Inversor chaveado através de modulação da largura de pulso por vetor espacial (*SVPWM – Space Vector Pulse Width Modulation*).
- Estimador de posição e velocidade, baseado no observador de estado proposto por Luenberger, em substituição ao sensor específico para este fim, para comprovação da operação da bancada de controle, conforme proposto no escopo desta tese.

### 8.2. Operação e Controle do Motor.

Todo o controle do motor, desde a leitura e conversão das correntes até a geração dos pulsos do PWM, é realizado durante uma interrupção do programa e é executado dentro do intervalo de tempo de um período do PWM. Este período corresponde à frequência de chaveamento do inversor e esta foi selecionada em 5kHz, ou seja, um período de 200 $\mu$ s.

O temporizador utilizado para o PWM (TIMER1) gera uma interrupção a cada período, em outras palavras, a interrupção é gerada quando o contador do temporizador chega a zero (*underflow interrupt*). A partir deste momento o controle do motor em malha fechada é executado, consistindo das seguintes fases, a seguir comentadas: digitalização das correntes, transformação de coordenadas, medição da velocidade e algoritmo de regulação da velocidade e da corrente.

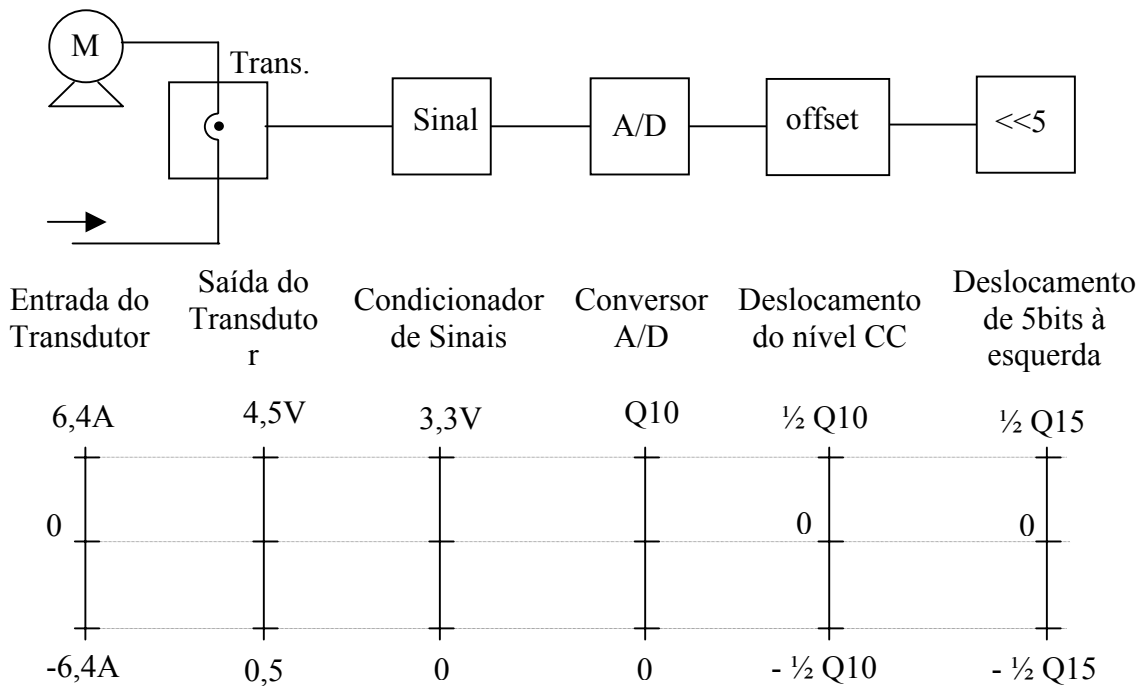
#### ➤ Digitalização das correntes.

Estando o motor alimentado com produção de torque e fluindo corrente pelas três fases do estator, duas dessas correntes ( $i_a$  e  $i_b$ ), fluem através de dois transdutores

de corrente, a corrente da terceira fase é calculado por  $[i_c = -(i_a + i_b)]$ , pois o motor possui neutro isolado e tem-se a relação  $i_a + i_b + i_c = 0$ . Os transdutores transformam as correntes em sinais de tensão entre 0,5 e 4,5Vcc, representando corrente entre -6,4A e 6,4A. O conversor analógico-digital (A/D) da placa de desenvolvimento é projetado para tensão máxima de 3,3V, requerendo, portanto, o condicionamento dos sinais de saída dos transdutores de corrente para este valor. É importante notar que os transdutores introduzem um nível CC, que deve ser removido após a digitalização.

Estes sinais analógicos são convertidos, pelo conversor A/D, em sinais digitais e acumulados em registradores de 10bits deslocados à esquerda. Como os registradores do DSP são de 16bits, os valores acumulados nos registradores do conversor A/D são transferidos, como variáveis, para o DSP, deslocados à direita e convertidos para o formato Q15 (ver apêndice B).

Esquemáticamente pode-se apresentar esta conversão por:



**Fig. 8.1** – Diagrama esquemático da conversão dos sinais de corrente implementada.

O ganho total da digitalização pode ser obtido pela proporcionalidade entre as variações máximas (valores pico a pico) da corrente e da tensão, ou seja, a variação máxima de corrente no transdutor é de 12,8A que corresponde a uma variação de uma unidade no valor digitalizado em Q15. No programa fonte este ganho (12,8:1) foi mantido com valor unitário e foi posteriormente incorporado aos valores de ajuste dos reguladores PI.



➤ **Transformação de coordenadas.**

De posse dos valores das correntes de fase no referencial  $abc$ , devidamente ajustados, estes são convertidos para um sistema estático de duas coordenadas ( $\alpha$ - $\beta$ ), através da transformada de Clarke.

A etapa seguinte é uma nova transformação de coordenadas, para um referencial girante, porém para efetuar esta transformação, torna-se necessário conhecer a posição do rotor, isto é, o ângulo  $\theta_{er}$ .

A posição do rotor é obtida por meio de um gerador de pulsos digital (*encoder* incremental) acoplado ao motor.

No programa fonte o valor lido no contador do TIMER2 (T2CNT), que será utilizado pra cálculo de  $\theta_{er}$ , está multiplicado por 24, pois o *timer* foi programado no modo *up/down* com um período de 4.095 ( $T2PR = [(1024*4)-1]$ ). Quando o contador atingir este valor (4095) o *encoder* terá realizado metade de um giro, ou seja,  $180^0$ . Considerando que, no programa que executa a transformada de Park e na tabela dos valores pré-calculados do seno,  $180^0$  corresponde a 32.768 (0x8000h), o valor do contador precisa ser multiplicado por 8. Finalmente para obter  $\theta_{er}$  em ângulos elétricos torna-se necessário multiplicar pelo número de par de pólos do motor utilizado ( $n_{pp} = 3$ ).

Conhecendo-se a posição do rotor, os valores de corrente no referencial  $\alpha$ - $\beta$  são então convertidos para o sistema de coordenadas  $d$ - $q$  a girar com uma velocidade angular  $\omega$  em relação ao referencial anterior.

Estes passos, acima descritos, constituem a malha de realimentação de corrente, também denominada de malha interna, sendo este o percurso de retroação, pois a corrente de eixo em quadratura ( $i_q$ ) é utilizada como sinal de realimentação negativa e comparada com o sinal de referência, obtendo-se o erro desta corrente para cada amostragem.

➤ **Medição da velocidade.**

A malha externa ou malha de controle da velocidade é realizada a partir do conhecimento da velocidade do motor.

A velocidade do motor é obtida por meio da captura dos sinais do *encoder*. O conteúdo de um contador é armazenado a cada pulso detectado pelo circuito de captura.

Ao mesmo tempo, uma interrupção é gerada, onde é calculada a diferença entre a leitura anterior e a atual, a qual é armazenada na variável “delta” ( $\Delta$ ).

A velocidade em rotações por minuto (rpm) pode ser expressa por:

$$\omega = \frac{60}{1.024 \cdot T \cdot \Delta} \text{ rpm} \quad (8.1)$$

Onde:

$T = 33,9ns$  é o período de *clock* do contador, que foi feito igual ao do DSP).

$\Delta$  é a diferença entre contagens sucessivas, obtidas pela captura.

Com esses valores escolhidos, a velocidade medida será máxima quando  $\Delta$  for mínimo, ou seja, quando a diferença entre duas interrupções de captura for unitária e o seu valor será:

$$\omega_{\max} = \frac{60}{1.024 \cdot T \cdot 1} = \frac{60}{1.024 \cdot 33,9 \cdot 10^{-9} \cdot 1} = 1.728.000 \text{ rpm} \quad (8.2)$$

Contudo, pode-se demonstrar que o valor medido terá uma incerteza dada em p.u. por  $\delta\omega = (\Delta \pm 1)^{-1}$ . Assim, a medida terá uma precisão melhor que 1% para velocidades inferiores a aproximadamente 17.280 rpm. Por outro lado, o maior valor de  $\Delta$  admitido pelo contador de 16 bits do circuito de captura é de  $2^{16}$ , o que corresponde a um limite inferior de velocidade de aproximadamente 26 rpm.

De 8.5 e 8.6, pode-se calcular a velocidade como:

$$\omega = \frac{\omega_{\max}}{\Delta} \quad (8.3)$$

Por conveniência de cálculo, decidiu-se representar a velocidade em p.u. em uma base  $\omega_{\text{base}}$ .

Representando a velocidade em pu em relação à velocidade base, tem-se:

$$\omega_{pu} = \frac{\omega_{\max}}{\omega_{\text{base}}} \cdot \frac{1}{\Delta} \quad (8.4)$$

Para obter maior precisão, pode-se representar esta variável em Q15.

Fazendo a representação de  $\omega_{pu}$  em Q15 ( $2^{15}$ ) e considerando  $\Delta$  expresso em Q0, tem-se:

$$\omega_{pu\_Q15} = \left( \frac{\omega_{\max}}{\omega_{\text{base}}} \right)_{Q15} \cdot \frac{1}{\Delta} \quad (8.5)$$

A velocidade base selecionada foi de 6.750 rpm, com esta seleção obtém-se

$$\frac{\omega_{\max}}{\omega_{\text{base}}} = \frac{1.728.000}{6.750} = 256 = 2^8 .$$

Substituindo os valores apropriados em (8.5), encontra-se:

$$\omega_{pu\_Q15} = 2^8 \cdot 2^{15} \cdot \frac{1}{\Delta} = \frac{2^{23}}{\Delta} \quad (8.6)$$

A velocidade desejada, de operação do motor, é fornecida como entrada de referência no programa e a velocidade calculada é utilizada como sinal de retroação negativa, o erro verificado é usado como sinal de entrada para o regulador de velocidade.

➤ **Algoritmo de regulação da velocidade e da corrente.**

A regulação é realizada através de um regulador PI (proporcional/integral). O algoritmo deste regulador foi desenvolvido em linguagem C, utilizando o método de Euler regressivo discretizado para fazer a integração.

Um regulador PI é representado por sua função de transferência expressa por:

$$F(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (8.7)$$

A saída do regulador  $[d(t)]$  é obtida, como função do tempo por:

$$d(t) = k_p \cdot e(t) + k_i \cdot \int_0^t e(\zeta) \cdot d\zeta \quad (8.8)$$

Onde  $e(t)$  é o erro de controle do sistema, ou seja, é a saída do comparador e a entrada do regulador PI e  $\zeta$  é uma variável de integração.

Discretizando-se o sistema, tem-se:

$$d(k) = d(k-1) + k_p \cdot [e(k) - e(k-1)] + k_i \cdot h \cdot e(k) \quad (8.9)$$

Onde  $h$  é o período de amostragem, ou seja o período do PWM.

O ajuste dos reguladores foi implementado empiricamente. Com as malhas, de velocidade e de corrente, abertas foi ajustado o ganho proporcional do regulador de velocidade de modo a manter uma relação entre o erro máximo e o esforço de controle máximo. Após encontrar um erro de resposta em regime permanente satisfatório com um tempo adequado, foi ajustado o ganho do integrador corrigindo-se o erro de regime

permanente. O regulador de corrente foi em seguida ajustado com o objetivo de alcançar uma melhor precisão na resposta dinâmica.

Os valores encontrados para estes ganhos foram:

**Tabela 8.1** – Valores dos ganhos do reguladores PI

Regulador de velocidade	
$k_p$	19,53
$k_i$	1220,70
Regulador de Corrente	
$k_p$	0,1328
$k_i$	3,967

A saída do regulador de velocidade será a entrada de referência do comparador de corrente do eixo em quadratura e a saída deste comparador será o erro de controle da corrente  $i_q$ . O sinal de erro da corrente será a entrada do regulador de corrente que foi desenvolvido com a mesma metodologia do regulador de velocidade, porém, com outros parâmetros.

Considerando que o controle foi implementado de modo convencional, não foi utilizado um regulador para a corrente de eixo direto. Portanto o módulo que executa a transformada inversa de Park recebe como entrada um sinal nulo ( $i_d = 0$ ) e o sinal de saída do regulador de corrente do eixo em quadratura.

A inversa de Park transforma os valores de referência do sistema girante de duas coordenadas ( $d-q$ ) para um sistema estático de duas coordenadas ( $\alpha-\beta$ ). As saídas deste módulo representam as tensões de referência  $v_\alpha$  e  $v_\beta$  do estator. Esta transformada é realizada com ganho unitário.

Os valores encontrados na etapa anterior são a entrada do módulo que calcula a razão do trabalho necessária a gerar a tensão de referência estatórica apropriada, utilizando a técnica do PWM de vetor espacial.

### 8.3. Partida do Motor.

A partida de um motor síncrono de ímãs permanentes diferencia-se da partida de outros tipos de motores, pois com os ímãs no rotor o motor já possui fluxo magnético e ainda não se tem informação da posição do rotor e, portanto, produzir campo rotativo aplicando-se correntes no estator numa posição arbitrária pode levar a uma reversão momentânea da velocidade ou mesmo a uma falha na partida [99].

Os métodos de partida, encontrados na literatura, podem ser resumidos em:

- Partida com Sensor Auxiliar – É feita com a utilização de um sensor auxiliar, para indicar a posição inicial do rotor.
- Controle por malha aberta [128] - a partida do motor é realizada em malha aberta e somente após o alcance de uma certa velocidade, na qual a estimação da posição do rotor é possível ser calculada com confiabilidade, o controle passa a ser feito em malha fechada.
- Configuração Específica de Pulsos [129] – Neste tipo de partida, uma configuração específica dos tiristores do inversor é aplicada e repetida várias vezes em pequenos intervalos de tempo, até alcançar o alinhamento do rotor com a fase alimentada. O inversor, assim, atua como um chopper com baixo fator de trabalho.
- Partida arbitrária [100],[130] – Aqui, em vez de uma configuração específica, é utilizada uma configuração arbitrária nos tiristores, é possível a ocorrência de reversão de velocidade temporária e em casos extremos a partida pode não ser alcançada.
- Partida de Motor de Pólos Salientes [131] – Este método de partida é baseada no fato de que num motor de pólos salientes a indutância é função da posição do rotor. Operando o inversor como um *chopper* e aplicando-se pulsos retangulares de tensão com fator de trabalho longo e curto e analisando o efeito da saturação magnética pode-se concluir qual fase está alinhado com um dos pólos. Para maiores detalhes pode-se consultar também a referência [2].

Dentre os tipos de partida descritos foi selecionado a do método de aplicação de uma configuração específica de pulsos, com pequenas modificações. A escolha foi devido à metodologia não implicar em equipamento adicional, ser suficientemente confiável e pela simplicidade do algoritmo.

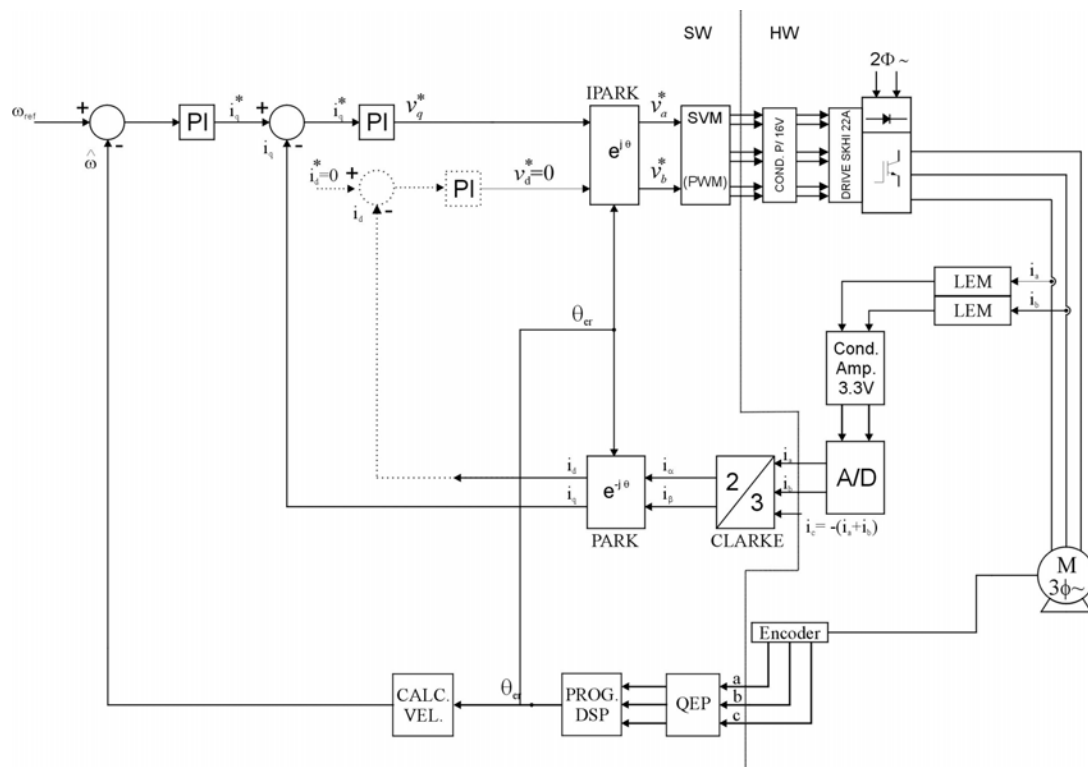
A implementação é executada através da chamada em C da função “alinhamento”, desenvolvida no programa fonte, e traduz-se em aplicar tensão em uma

das fases por um período determinado de tempo, através de uma configuração específica dos transistores, até que ocorra o alinhamento de um dos pólos com a fase alimentada, neste instante é atribuído o valor nulo ao ângulo entre estator e rotor. Este procedimento possibilita ajustar a posição específica do rotor a menos de pequeno erro desprezível.

A função alinhamento executa um algoritmo, de tal modo que o transistor superior da fase “a” conduz durante metade do ciclo normal de trabalho, ou metade do período do PWM (2,5kHz), por um período de tempo pré-estabelecido, isto é, até que se dê o alinhamento do fluxo do rotor com o fluxo da fase alimentada.

Após o alinhamento, o motor inicia o funcionamento, pois, a variável que representa a tensão de referência ( $v_q$ ) é inicializada com um valor constante, injetando-se, assim, corrente na armadura do motor, produzindo o fluxo magnético girante necessário ao torque de arranque.

Na figura seguinte (Fig. 8.2) encontra-se o diagrama de blocos do controle implementado com utilização dos sinais do *encoder* para determinar a posição do rotor.



**Fig. 8.2** – Diagrama de blocos da implementação com sensor.

#### 8.4. Resultados da Implementação com Sensor.

A seguir estão apresentadas diversas formas de onda que comprovam a operação da bancada e do controle do motor. Em primeiro lugar estão as formas de onda coletadas com o motor operando na velocidade de 1200 rpm. Na Fig. 8.3, pode-se observar a partida do motor com o estado de regime permanente sendo alcançado em torno de 400 ms. A Fig. 8.4 apresenta a corrente de uma fase com sua forma senoidal.

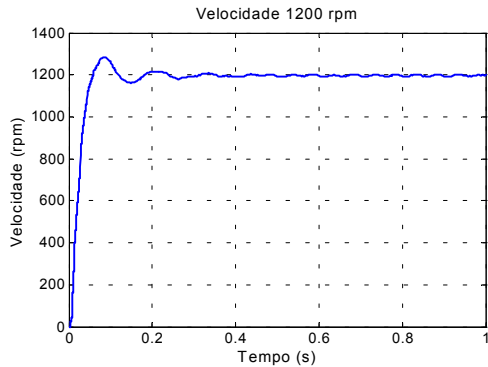


Fig. 8.3 – Velocidade de 1.200 rpm.

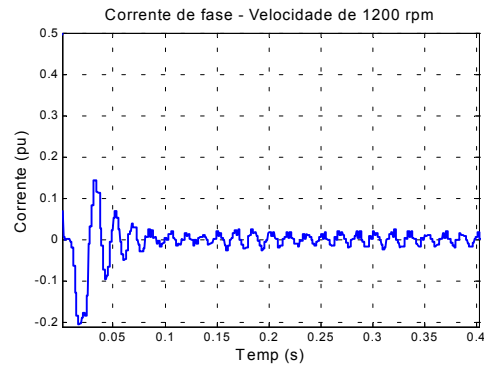


Fig. 8.4 – Corrente de fase.

Nas figuras a seguir (Fig. 8.5 e Fig. 8.6) estão as componentes da corrente de eixo direto e em quadratura. Nota-se que apesar da referência nula da componente  $i_d$ , esta apresenta valores diferentes de zero devido ao acoplamento cruzado, apresentado no modelo matemático do motor equações (4.67) e (4.68).

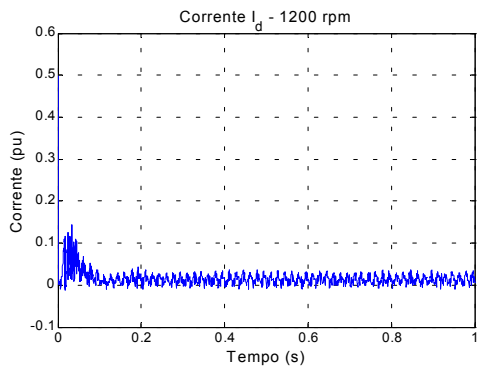


Fig. 8.5 – Corrente  $i_d$ .

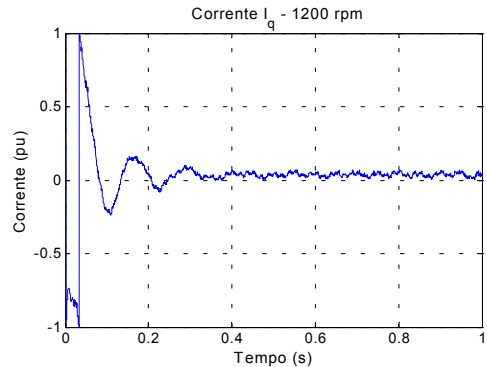
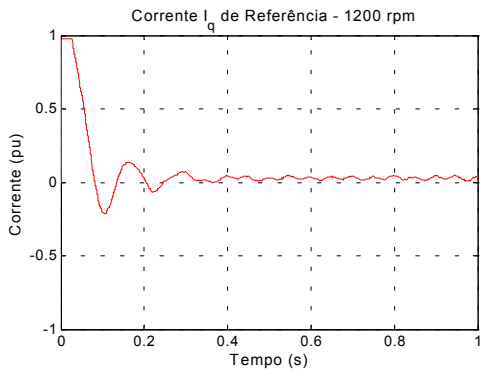


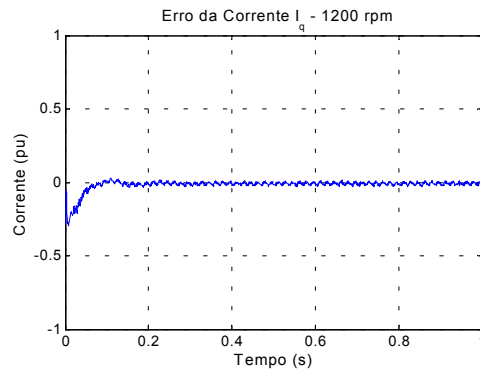
Fig. 8.6 - Corrente  $i_q$ .

As figuras seguintes exibem a corrente de referência da componente do eixo em quadratura (Fig. 8.7), o erro encontrado nesta componente (Fig. 8.8) e, por último, as três formas de onda em conjunto, ou seja  $i_q$ ,  $i_{q\_ref}$  e erro de  $i_q$  (Fig. 8.9). Pode-se

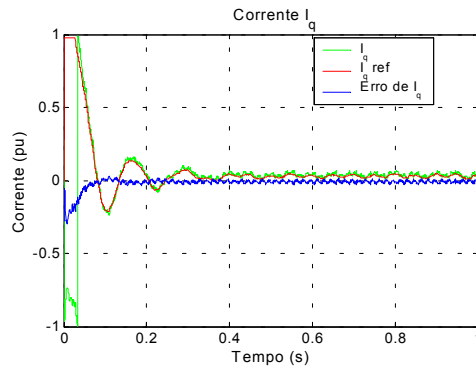
observar que o controle apresenta um resultado adequado com a corrente do motor acompanhando a referência aplicada.



**Fig. 8.7** - Corrente  $i_q$  de referência.

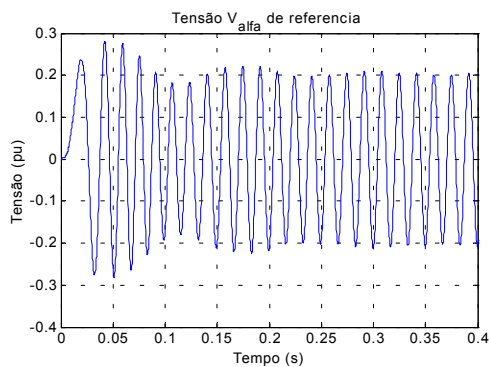


**Fig. 8.8** - Erro de  $i_q$ .

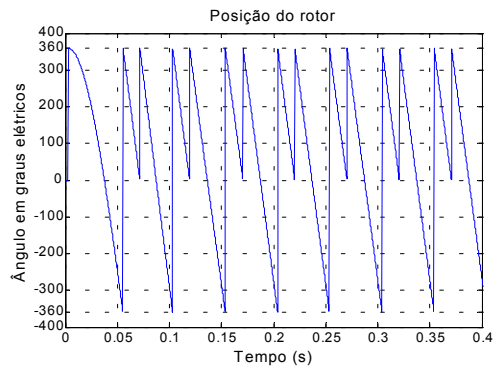


**Fig. 8.9** - Corrente  $i_q$ ,  $i_q$  de referência e erro de  $i_q$ .

Na Fig. 8.10 está apresentada a tensão  $v_{\alpha}$  de referência e na Fig. 8.11 é exibida a posição do rotor em graus elétricos.



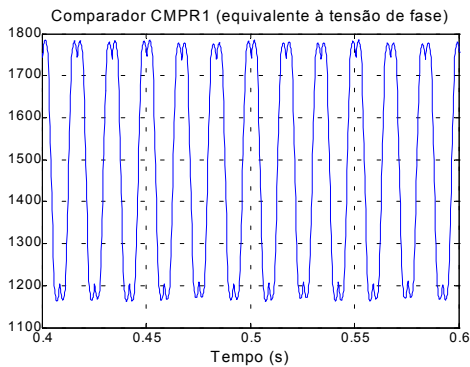
**Fig. 8.10** – Tensão  $v_{\alpha}$  de referência.



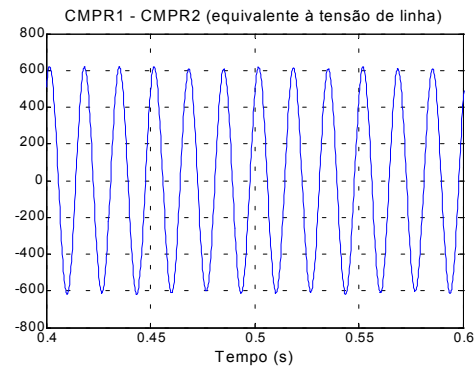
**Fig. 8.11** – Posição do rotor.



Na figura a seguir (Fig. 8.12) encontram-se os valores do comparador CMPR1 do TIMER 1. Esta forma de onda é equivalente à tensão de fase aplicada ao motor e seu perfil é similar ao da figura 6.11 apresentada no desenvolvimento teórico da modulação por vetor espacial no capítulo 6. Na figura Fig. 8.13, é feita a subtração dos valores de dois comparadores (CMPR1-CMPR2) e a forma de onda apresentada é equivalente à tensão de linha do motor, podendo-se observar o seu perfil senoidal.

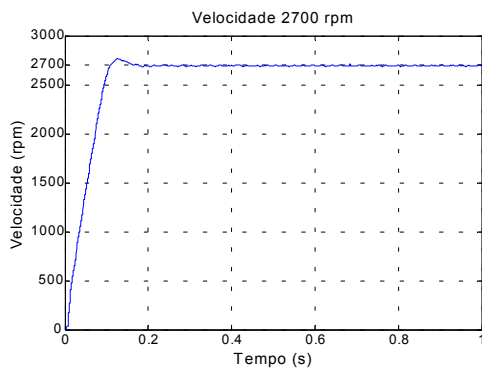


**Fig. 8.12** – Comparador CMPR1 (Tensão de fase).

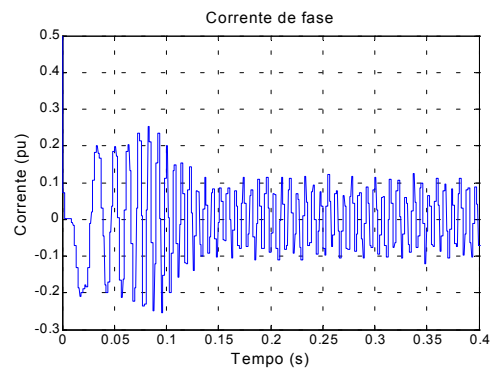


**Fig. 8.13** – Comparador CMPR1-CMPR2 (Tensão de linha).

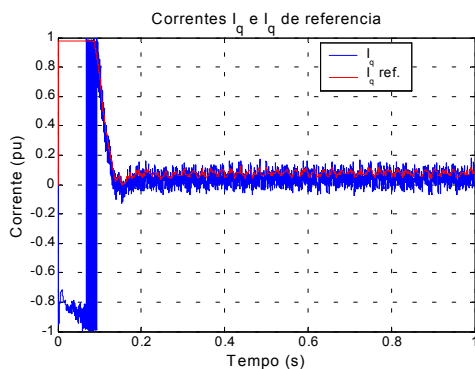
As figuras seguintes (Fig. 8.14 à Fig. 8.17) apresentam as formas de onda coletadas para operação na velocidade de 2.700 rpm.



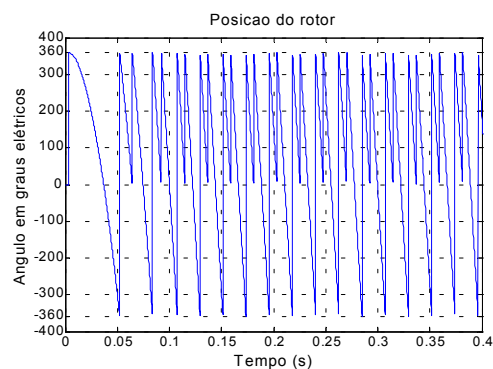
**Fig. 8.14** – Velocidade 2.700 rpm..



**Fig. 8.15** – Corrente de fase (2.700 rpm).

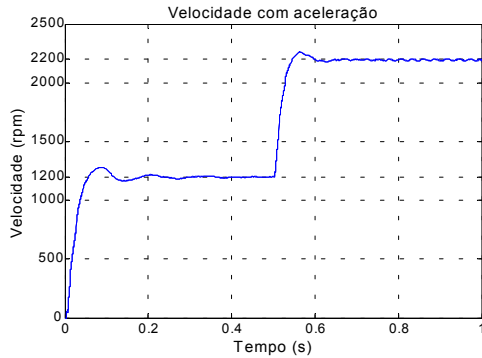


**Fig. 8.16** – Correntes  $i_q$  e  $i_{q\_ref}$ .

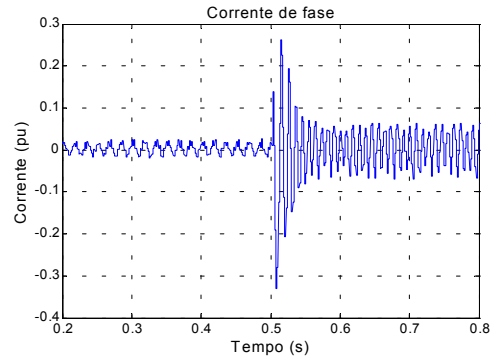


**Fig. 8.17** – Posição do rotor.

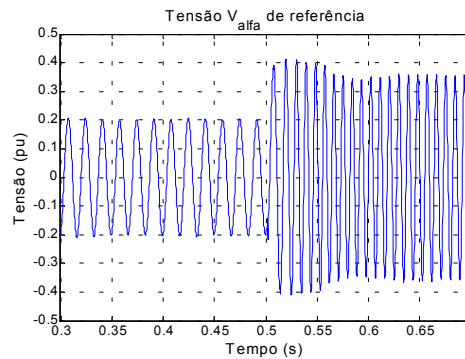
As formas de onda a seguir (Fig. 8.18 à Fig. 8.20) mostram a operação com aceleração de 1.200 para 2.200 rpm.



**Fig. 8.18** – Velocidade com aceleração.

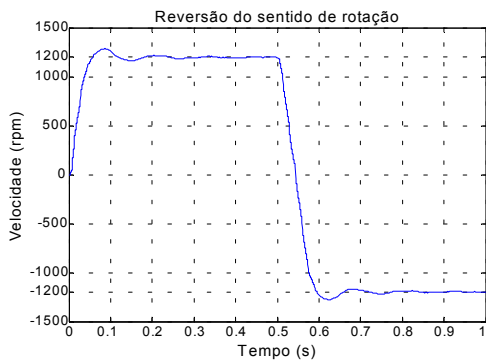


**Fig. 8.19** – Corrente de fase.

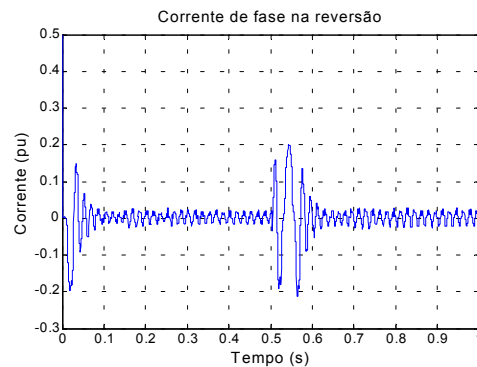


**Fig. 8.20** – Tensão  $v_{\alpha}$  de referência.

A seguir estão as formas de onda executando-se a reversão do sentido de rotação do motor. Observa-se que o tempo de resposta é praticamente o mesmo, em torno de 400ms, tanto na partida quanto no momento da reversão (Fig. 8.21).

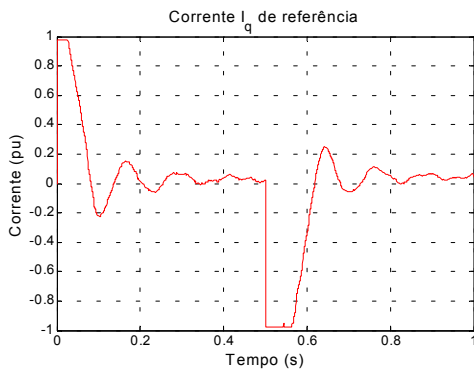


**Fig. 8.21** – Reversão  $\pm$  1.200 rpm.

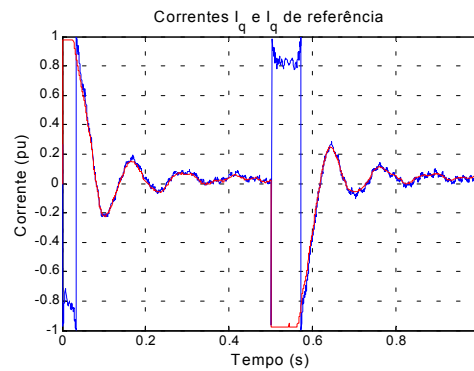


**Fig. 8.22** – Corrente de fase na reversão.

Pode-se verificar na Fig. 8.24 a corrente  $i_q$  seguindo a trajetória da referência.

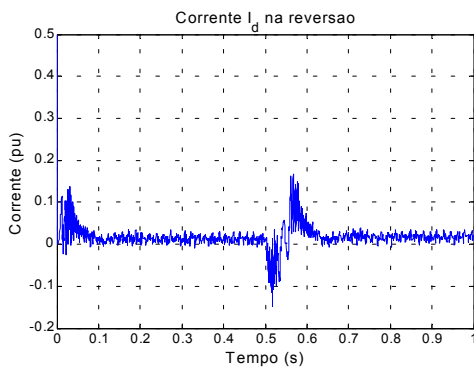


**Fig. 8.23** – Corrente  $i_q$  de referência.

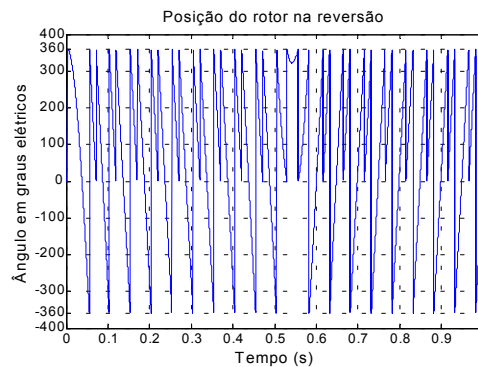


**Fig. 8.24** – Correntes  $i_d$  e  $i_q$  de referência

Na Fig. 8.25 encontra-se a forma de onda da corrente  $i_d$  e na Fig. 8.26 é apresentada a posição do rotor onde visualiza-se os valores passarem da contagem ascendente para uma contagem descendente após a reversão.

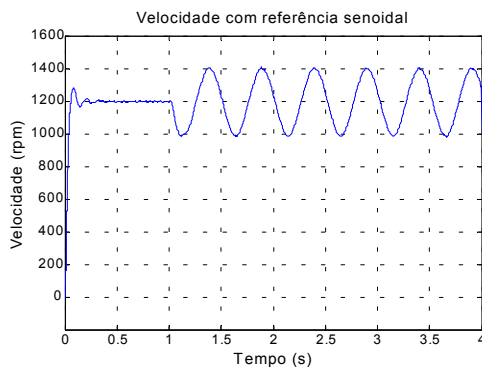


**Fig. 8.25** – Corrente  $i_d$ .

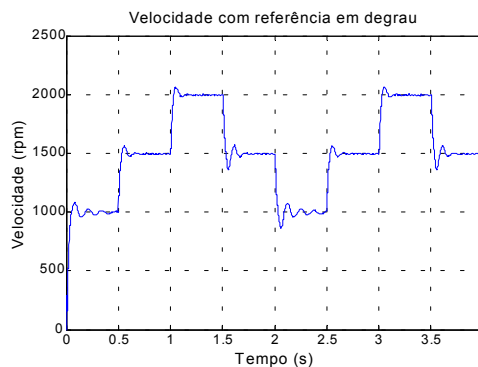


**Fig. 8.26** – Posição do rotor.

Na Fig. 8.27 é apresentado a rotação do motor acompanhando uma referência senoidal com frequência de 2Hz e amplitude de 200rpm, após atingir o regime permanente com 1200rpm. Enquanto na Fig. 8.28 o motor acompanha uma referência em forma de degrau, com incremento e posterior redução de 500rpm a cada 0,5s.



**Fig. 8.27** – Velocidade com referência senoidal de 2Hz e amplitude de 200rpm.



**Fig. 8.28** – Velocidade com referência em degrau de 500rpm a cada 0,5seg.

## 8.5. Implementação Utilizando um Observador de Estado (Estimador de Velocidade).

Para comprovar a possibilidade de empregos de outros métodos com a bancada desenvolvida, foi implementado um controle onde é substituído o sensor de posição por um estimador de velocidade.

Este estimador foi desenvolvido baseado no observador de estado proposto por Luenberg conforme apresentado no capítulo 7.

As equações do modelo do motor são linearizadas [132] introduzindo-se uma nova variável.

As relações volt/ampère do modelo matemático do motor, no referencial  $d$ - $q$ , foram apresentadas no capítulo 4, nas equações (4.67) e (4.68).

Supondo que não há saliência magnética nem carga, a equação eletromecânica (4.69) simplifica-se e passa a ser dada por:

$$J \cdot \frac{d\omega_{mec}}{dt} + B \cdot \omega_{mec} = \frac{3}{2} \cdot n_{pp} \cdot \omega_{mec} \cdot \lambda_{IP} \cdot i_q \quad (8.10)$$

Pode-se observar que as equações (4.67) e (4.68) são acopladas por termos não lineares, proporcionais à velocidade e às correntes. Definindo-se novas variáveis de controle pode-se eliminar os termos não lineares [132], ou seja:

$$u_d = v_d + n_{pp} \cdot \omega_{mec} \cdot L_q \cdot i_q \quad (8.11)$$

$$u_q = v_q - n_{pp} \cdot \omega_{mec} \cdot L_d \cdot i_d \quad (8.12)$$

Substituindo-se estas duas expressões nas equações do modelo matemático do motor e reagrupando, tem-se:

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L_d} + \frac{1}{L_d} \cdot u_d \quad (8.13)$$

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L_q} - \frac{n_{pp} \cdot \lambda_{IP}}{L_q} \cdot \omega_{mec} + \frac{1}{L_q} \cdot u_q \quad (8.14)$$

Deste modo, as equações elétricas estão desacopladas, devido à eliminação dos termos não lineares. Portanto, pode-se utilizar um método de controle linear, e desenvolver um observador de estado de ordem reduzida baseado na teoria de Luenberg.

O modelo do motor apresentado possui quatro estados, onde dois deles são as correntes que são medidas e os outros dois são velocidade e posição, que não serão medidas e, portanto, para obter todos os estados elas precisam ser estimadas.

Para estimação da velocidade, apenas a expressão mecânica e a equação linearizada de eixo em quadratura são necessárias. Colocando estas expressões na forma matricial, tem-se:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_q}{dt} \\ \frac{d\omega_{mec}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_q} & -\frac{n_{pp} \cdot \lambda_{IP}}{L_q} \\ \frac{3}{2} \cdot \frac{n_{pp} \cdot \lambda_{IP}}{J} & -\frac{B}{J} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_q \\ \omega_{mec} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_q} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot u_q \quad (8.15)$$

A equação de estado (8.22) é equivalente à equação (7.55), transcrita abaixo.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_a \\ \dot{x}_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{aa} & A_{ab} \\ A_{ba} & A_{bb} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_a \\ B_b \end{bmatrix} \cdot u \quad (8.16)$$

O observador de estado pode ser representado pelas equações:

$$\frac{d\zeta}{dt} = A_0 \cdot \zeta + B_0 \cdot \zeta + K_0 \cdot i_q \quad (8.17)$$

$$\hat{\omega}_{mec} = D_0 \cdot \zeta + H_0 \cdot i_q \quad (8.18)$$

Onde  $\zeta$  é o novo vetor de estado introduzido, conforme teoria desenvolvida no capítulo 7. Neste desenvolvimento, para eliminar o termo desconhecido  $\left(\frac{di_q}{dt}\right)$ , este novo vetor é definido por:

$$\zeta = \hat{\omega}_{mec} + p_0 \cdot \frac{L_q}{n_{pp} \cdot \lambda_{IP}} \cdot i_q \quad (8.19)$$

Onde  $p_0$  é o ganho ou o autovalor (*eigenvalue*) do observador.

A partir destas considerações e desenvolvendo a teoria mencionada, encontra-se a seguinte expressão para o novo vetor de estado:

$$\begin{aligned} \frac{d\zeta}{dt} = & -\left(p_0 + \frac{B}{J}\right) \cdot \zeta + \left(p_0 \cdot \frac{1}{n_{pp} \cdot \lambda_{IP}}\right) \cdot \zeta + \\ & + \left[ p_0^2 \cdot \frac{L_q}{n_{pp} \cdot \lambda_{IP}} - p_0 \cdot \left( \frac{R}{n_{pp} \cdot \lambda_{IP}} - \frac{B}{J} \cdot \frac{L_q}{n_{pp} \cdot \lambda_{IP}} \right) + \frac{3}{2} \cdot \frac{n_{pp} \cdot \lambda_{IP}}{J} \right] \cdot i_q \end{aligned} \quad (8.20)$$

A velocidade estimada é obtida pela expressão (8.19), após a integração da derivada de  $\zeta$  e a posição estimada é calculada pela integral desta velocidade.

Fazendo a equivalência das expressões (8.20) com (8.17) e (8.19) com (8.18) encontram-se os coeficientes do observador. Aplicando-se os valores conhecidos dos parâmetros do motor, obtém-se:

$$A_0 = p_0 + \frac{B}{J} = p_0 + 0,2 \quad (8.21)$$

$$B_0 = -p_0 \cdot \frac{1}{n_{pp} \cdot \lambda_{IP}} = -p_0 \cdot 5,55 \quad (8.22)$$

$$K_0 = p_0^2 \cdot \frac{L_q}{n_{pp} \cdot \lambda_{IP}} + p_0 \cdot \left( \frac{R}{n_{pp} \cdot \lambda_{IP}} - \frac{B}{J} \cdot \frac{L_q}{n_{pp} \cdot \lambda_{IP}} \right) + \frac{3}{2} \cdot \frac{n_{pp} \cdot \lambda_{IP}}{J} \quad (8.23)$$

$$K_0 = p_0^2 \cdot 0,00967 + p_0 \cdot 13,05 + 900$$

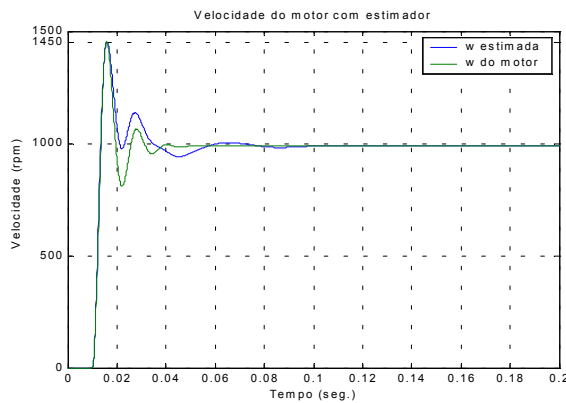
$$D_0 = 1 \quad (8.24)$$

$$H_0 = p_0 \cdot \frac{L_q}{n_{pp} \cdot \lambda_{IP}} = p_0 \cdot 0,00967 \quad (8.25)$$

O pólo do observador ( $p_0$ ), em geral, deve ser projetado à esquerda dos pólos do sistema, porém a seleção do autovalor deve ser estudada caso a caso, pois ele deve ser escolhido de modo a satisfazer uma resposta rápida com estimação estável. A escolha de um valor muito elevado fará com que a convergência da velocidade estimada seja rápida, porém com redução da estabilidade [133].

Com o intuito de verificar qualitativamente o desempenho do observador e a real necessidade da linearização da variável de controle, foi construído um modelo simplificado para simulações no programa SIMULINK do MATLAB<sup>®</sup>. No modelo foram utilizados parâmetros nominais do motor e nem todos os detalhes do sistema de acionamento foram representados.

Na figura abaixo é apresentado o resultado da simulação desenvolvida.



**Fig. 8.29** – Simulação da operação do motor com e sem estimador.

Verifica-se nesta figura que o observador de estado calculado e implementado opera em condições adequadas, pois a velocidade estimada e a velocidade medida do motor não apresentam erro significativo após 90ms (a partida do motor foi realizada após 10ms de simulação). A velocidade final apresenta um pequeno desvio da referência, da ordem de 1%.

A partir das simulações feitas, foi observado que o desempenho do sistema realimentado com observador apresenta forte sensibilidade a variações de parâmetros, tendo sido este fato comprovado posteriormente pelos resultados experimentais.

As diferenças observadas entre simulações e experimentos indicam a necessidade de obtenção de um modelo mais acurado para representação do motor.

Os resultados obtidos na simulação não foram comparados com os resultados da implementação prática, pois os comportamentos transitório e dinâmico apresentam características distintas.

A implementação utilizando um observador de estado de ordem reduzida, em substituição ao sensor de posição, foi desenvolvida baseada na teoria e cálculos apresentados e, além disso, foi introduzida uma correção da f.e.m., conforme proposto por Matsui [100]-[101] (ver item 7.2.6), utilizando-se também uma média móvel dos valores das componentes da corrente de armadura, para reduzir a ondulação destas componentes.

A figura abaixo mostra o respectivo diagrama de blocos da implementação.

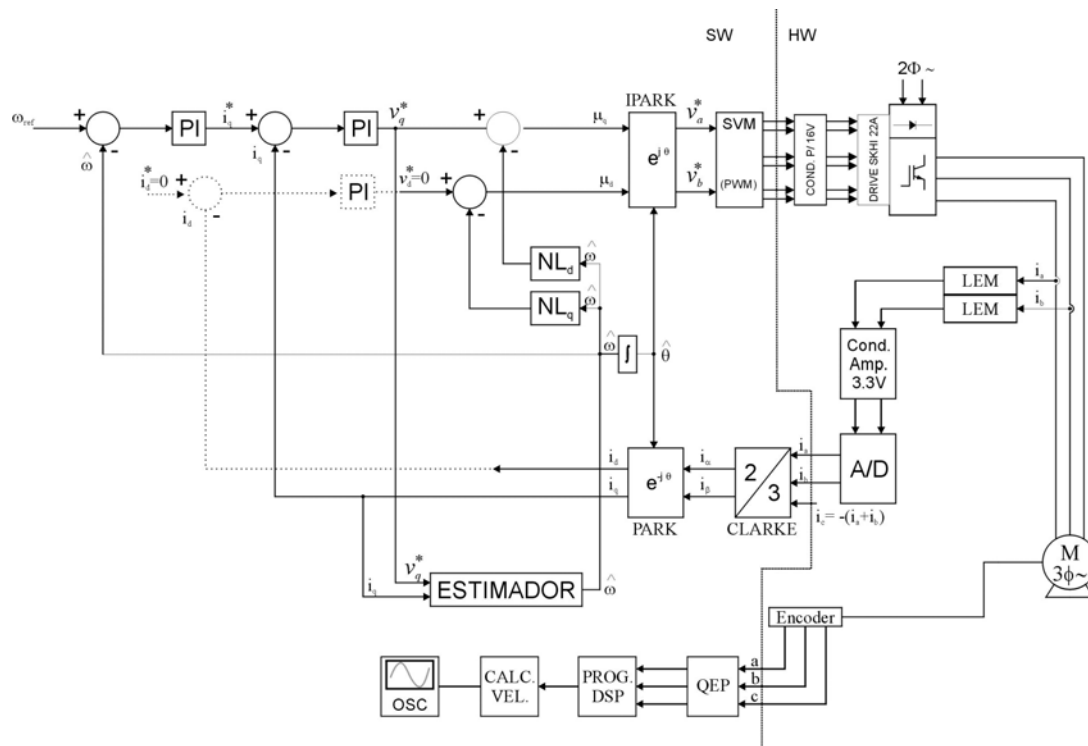


Fig. 8.30 – Diagrama de blocos da implementação sem sensor.

Os resultados obtidos na implementação prática, utilizando o observador de estado estão apresentados a seguir.

### 8.5.1. Resultados da Implementação com Estimador de Velocidade

As figuras seguintes apresentam duas formas de onda coletadas com o motor funcionando com o estimador de posição/velocidade implementado. Na primeira verifica-se a velocidade do motor e na segunda a posição do rotor. Ambas as figuras mostram os valores estimados em conjunto com o valor medido, por meio do *encoder*.

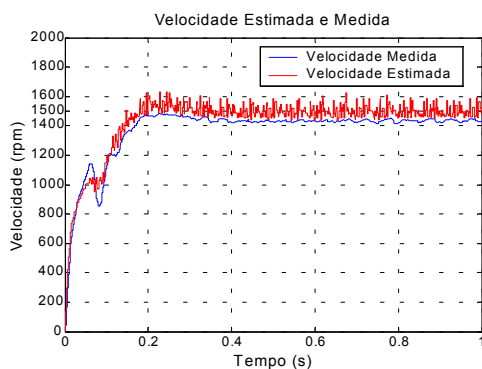


Fig. 8.31 – Velocidade estimada e medida do motor.

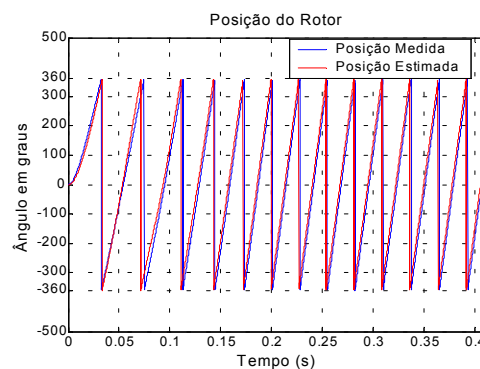
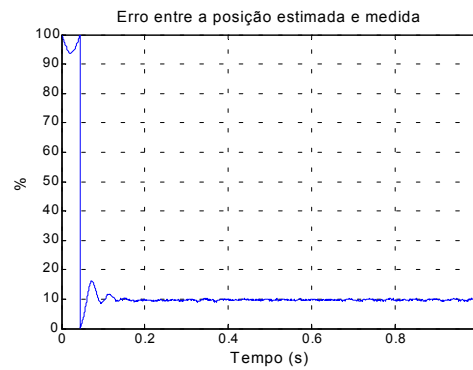


Fig. 8.32 – Posição estimada e medida do rotor.



Observa-se um erro em torno de 4% entre a velocidade estimada e a medida, aproximadamente 60 rpm, para um valor de referência de 1.500 rpm. Enquanto o erro da posição do rotor encontrado foi de cerca de 10% para ângulo elétrico, o que corresponde a 3,33% em ângulos mecânicos, para o motor utilizado, como se pode verificar na figura seguinte (Fig. 8.33).



**Fig. 8.33** – Erro percentual entre a posição estimada e medida.

O erro obtido na implementação com o estimador pode ser corrigido por meio de ajuste mais preciso do autovalor ( $p_0$ ) e através de estimação dos parâmetros da máquina em tempo real, assim como, exercendo um controle efetivo do f.e.m. induzida, porém considerando que este trabalho propõe a implementação de uma bancada para desenvolvimentos futuros, estas correções não foram implementadas, sendo as mesmas indicadas, no capítulo seguinte, para futuros trabalhos.

## **Capítulo 9. CONCLUSÃO.**

### **9.1. Introdução.**

Conforme proposto no escopo desta tese, foi implementada uma bancada para controle de um motor síncrono com ímãs permanentes, empregando um processador de sinais digitais. A alimentação do motor foi realizada utilizando um inversor fonte de tensão com controle da modulação da largura de pulsos por vetor espacial. O acionamento do motor foi desenvolvido com aplicação da técnica de controle orientado pelo campo.

Em termos de resultados podem ser observados dois aspectos que serão comentados no item seguinte. O primeiro é quanto à funcionalidade da bancada, o segundo diz respeito ao controle do motor.

### **9.2. Conclusões.**

#### **9.2.1. Funcionalidade da Bancada.**

A bancada implementada atendeu de maneira adequada ao desenvolvimento do acionamento e pode-se apontar algumas conveniências.

- Facilidade de substituição dos dispositivos de *hardware* e do motor a ser utilizado em outros desenvolvimentos.
- A utilização de apenas dois sensores de corrente e um *encoder*, o qual dependendo da técnica utilizada pode ser eliminado.
- A simplicidade de alteração dos programas que compõe o projeto, incluindo modificações do programa fonte, o que permite seu uso em aplicações futuras com variadas técnicas de acionamento.

#### **9.2.2. Controle do Motor Síncrono.**

O acionamento do motor foi alcançado com um grau de precisão razoável considerando-se um motor para uso genérico que não requer alta performance. Mesmo sabendo que o motor utilizado apresenta acoplamento cruzado e torque de relutância, foi empregada a técnica tradicional mantendo-se a referência da corrente de eixo direto com valor nulo, portanto não otimizando a produção de torque em função da corrente injetada.

Nesta condição o motor funcionou em todas as faixas de velocidade em que foi testado, desde 100 rpm até 2.500 rpm.

Apesar do motor ter velocidade nominal de 5.420 rpm, segundo o fabricante, o motor só foi levado a trabalhar a 3.500 rpm por duas vezes. Em seguida, por questões de segurança, quanto à montagem dos ímãs permanentes, a velocidade máxima imposta foi de 2.500 rpm.

Abaixo de 500 rpm a operação foi realizada em malha aberta, devido à resolução dos sinais do *encoder*. Observou-se que em torno de 40 rpm o motor deixa de operar em virtude do DSP usar formato numérico em ponto fixo, o que reduz a precisão de números fracionários.

O acionamento demonstrou respostas adequadas para todas as variações de velocidades testadas. Foram avaliadas acelerações e desacelerações de pequenos valores, e de valores na faixa de 1.200 rpm, bem como várias seqüências de reversão do sentido de rotação. Em todos os testes executados foi verificado um comportamento dinâmico adequado, com tempo de resposta para regime permanente abaixo de 400ms.

A operação sem sensor apresentou limitações devido a não ter sido implementado métodos de otimização do controle, pois a técnica utilizada e a forma construtiva do motor são muito sensíveis a variações dos parâmetros da máquina. Contudo, como a proposta era demonstrar que a bancada tem flexibilidade de alterações e não o controle sem sensor, pode-se afirmar que sob este aspecto o resultado foi satisfatório.

### **9.2.3. Proposta para trabalhos futuros.**

A bancada desenvolvida e implementada tem condição de ser utilizada em diversos tipos de acionamentos, com técnicas variadas e, até mesmo, com motores com outras características.

Dentre as múltiplas possibilidades de trabalhos futuros pode-se citar:

- a) Utilizando o mesmo motor com sensor.
- Otimizar a produção de torque por meio do controle da corrente de eixo direto.

- b) Utilizando o mesmo motor e a mesma técnica usada para eliminação do sensor.
- Estimar o fluxo produzido pelos ímãs permanentes.
  - Estimar a variação de parâmetros do motor em tempo real.
  - Reduzir o erro da velocidade devido à variação da f.e.m.
  - Reduzir o erro no cálculo da posição, devido ao desvio causado com emprego de um integrador em estados estimados.
  - Avaliar a estabilidade do observador de estado.
- c) Utilizando o mesmo motor e empregando outras técnicas de eliminação do sensor de posição, com o objetivo de comparar resultados, tais como:
- Estimadores baseados na variação da indutância.
  - Estimador baseado no erro hipotético da posição.
  - Estimador baseado no Filtro de Kalman Estendido.
  - Estimadores utilizando inteligência artificial.

Pode-se utilizar motores com ímãs montados na superfície com rotor cilíndrico, ou seja, com  $L_d = L_q$  e f.e.m. senoidal. Este tipo de motor apresenta um controle bem mais simplificado, pois a variação dos parâmetros é desprezível, a menos da variação de fluxo magnético quando construído com ímã de terras raras de NeFeB.

Um motor com a mesma forma construtiva, citada acima, porém com força eletromotriz trapezoidal também pode ser empregado, o que simplifica ainda mais as técnicas de controle. Apesar da grande aplicação comercial, já existente, destes motores, tal pesquisa possibilita ampliar o conhecimento de outras técnicas de acionamento sem sensor de posição.

Motores com ímãs montados no interior ou enterrados no rotor também podem ser utilizados.

Todas as formas construtivas citadas podem ser implementadas com carga e com sensor de posição ou com técnicas de estimação em substituição a este sensor.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS:

- [1] IMBUZEIRO, R. S. S, *Controle de um Motor Síncrono de Ímãs Permanentes sem Sensor de Posição*, Tese de M. Sc, Coppe/UFRJ, Rio de Janeiro, RJ, Brasil, Fev./2001.
- [2] REZENDE, E. M., *Máquinas Síncronas de Pólos Girantes*. 1a ed. Rio de Janeiro, Serviço Gráfico do IBGE, 1963.
- [3] FITZGERALD, A. E, KINGSLEY JR, C., KUSKO, A., *Máquinas Elétricas – Conversão Eletromecânica da Energia – Processos, Dispositivos e Sistemas*. 1a ed. São Paulo, McGraw-Hill do Brasil, 1975.
- [4] SLEMON, G. R., *Electric Machines Drives*. Reading, MA: Addison Wesley, 1992.
- [5] CARICCHI, F., CRESCIMBINI, F., AND HONORATI, O., “Low-Cost Compact Permanent Magnet Machine for Adjustable-Speed Pump Application”, *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, v. 34, no 1, pp. 109-116, Jan./Feb. 1998.
- [6] BOSE, B. M., *Power Electronics and Variable Frequency Drives – Technology and Applications*, IEEE Press, Piscataway N.J., 1996.
- [7] JAHNS, T. M., “Motion Control with Permanent-Magnet AC Machines”, *Proc. IEEE*, vol. 82, no 8, pp. 1241-1252, Aug. 1994.
- [8] LAJOIE-MAZENC, M., CARLSON, R., AND FAGUNDES J. C., “Analysis of Torque Ripple Due to Phase Commutation in Brushless DC Machines”, *In: IEEE Ind. Appl. Soc. Annual Meeting*, Seattle, WA, 1990, pp. 287-292.
- [9] CROS, J. et al., “A Novel Current Control Strategy in Trapezoidal EMF Actuators to Minimize Torque Ripples Due to Phase Commutation”, *In: EPE Eur. Conf. Power Elect. Appl.*, Brighton, UK, 1993, vol. 4, pp. 266-271.
- [10] DOTE, Y., AND KINOSHITA, S., *Brushless Servomotors. Fundamentals and Applications*. Clarendon Press, Oxford, 1990.
- [11] BOLDEA, I., NASAR, S. A., *Electric Drives*. Florida, CRC Press, 1999.
- [12] JAHNS, T. M., AND SOONG, W. L., “Pulsating Torque Minimization Techniques for Permanent Magnet AC Motor Drives – A Review”, *IEEE Trans. on Ind. Electronics*, vol. 43, no 2, pp. 321-330, Apr. 1996.
- [13] HOLTZ, J., AND SPRINGOB, L., “Identification and Compensation of Torque Ripple in High-Precision Permanent Magnet Motor Drives”, *IEEE Trans. on Ind. Electronics*, vol. 43, no 2, pp. 309-320, Apr. 1996.

- [14] DEODHAR, R. P., STATON, D. A., JAHNS, T. M., MILLER, T. J. E., “Prediction of Cogging Torque Using the Flux – m.m.f. Diagram Technique”, *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. IA-32, no 3, pp. 569-576, 1996.
- [15] CARLSON, R., TAVARES, A., BASTOS, J., AND LAJOIE-MAZENC, M., “Torque Ripple Attenuation in Permanent Magnet Synchronous Motor”, In: *Rec. IEEE Ind. Appl. Soc. Annual Meeting*, 1989, pp. 57-62.
- [16] LI, T., AND SLEMON, G., “Reduction of Cogging Torque in Permanent Magnet Motors”, *IEEE Trans. Magn.*, vol. 24, no 6, pp. 2901-2903, Nov. 1988.
- [17] NOGARED, B., AND LAJOIE-MAZENC, M., “Torque Ripple Minimization Methods in Sinusoidal Fed Synchronous Permanent Magnet Machines”, In: *Proc. IEE Conf. Elec. Machines & Drives*, Sep. 1991, pp. 41-45.
- [18] ISHIKAWA, T., SLEMON, G., “A Method of Reducing Ripple Torque in Permanent Magnet Motors without Skewing”, *IEEE Trans. Mag.*, vol. 29, no 2, pp. 2028-2031, Mar. 1993.
- [19] JAHNS, T. M., “Torque Production in Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives with Rectangular Current Excitation”, *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 20, no 4, pp. 803-813, Jul./Aug. 1984.
- [20] HANSELMAN, D., HUNG, J., KESHURA, M., “Torque Ripple Analytics in Brushless Permanent Magnet Motor Drives”, In: *Proc. Int. Conf. Elec. Machines*, pp. 823-827, Manchester, U.K., Sep. 1992.
- [21] FAVRE, E., CARDOLETTI, L., JUFER, M., “Permanent Magnet Synchronous Motors: A Comprehensive Approach to Cogging Torque Suppression”, *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 29, no 6, pp. 1141-1149, Nov./Dec. 1993.
- [22] COLAMARTINO, F., MARCHAND, C., RAZEK, A., and “Estimation and Minimization of Electromagnetic Torque Ripple in a Buried Permanent Magnet Synchronous Motor”, In: *Proc. Int. Conf. Elec. Machines*, pp. 715-719, Paris, 1994.
- [23] MATSUI, N., “Autonomous Torque Ripple Compensation of DD Motor by Torque Observer”, In: *Proc. Asia-Pacific Workshop, Advances in Motion Control*, pp. 19-24, 1993.
- [24] CARLSON, R., LAJOIE-MAZENC, M., and FAGUNDES J. dos S., “Analysis of Torque Ripple Due to Phase Commutation in Brushless DC Machines”, In: *Rec. IEEE Ind. Appl. Soc. Annual Meeting*, Seattle, Oct. 1990, pp. 287-292.

- [25] CROS, J., VINASSA, J., CLENET, S., ASTIER, S., and LAJOIE-MAZENC, M., “A Novel Current Control Strategy in Trapezoidal EMF Actuators to Minimize Torque Ripples Due to Phase Commutations”, *In: Proc. Eur. Conf. power Electron. Applicat. (EPE)*, Brighton, 1993, pp. 266-271.
- [26] DEGARMO, E. P., BLACK, J. T., and KOSHER, R. A., *Materials and Processes in Manufacturing*, Macmillan, New York, 1988.
- [27] PARKER, R. J., *Advances in Permanent Magnetism*, J. Willey & Sons, New York, 1990.
- [28] GIERAS, F. G., and WING, M., *Permanent Magnet Motor Technology – Design and Applications*, Marcel Dekker, Inc., New York, 1997.
- [29] KENJO, T., and NAGAMORI, S., *Permanent Magnet and Brushless d.c. Motors*, Clarendon Press, Oxford, 1985.
- [30] HUANG, S., AYDIN, M. and LIPO, T. A., “Low Noise and Smooth Torque Permanent Magnet Propulsion Motors: Comparison of Non-slotted and Slotted Radial and Axial Flux Topologies”, *Intern. Aegean Conf. on Electrical Machines and Power Electronics*, 2001.
- [31] BINNS, K. J., “Permanent Magnet Drives: The State of the Art”, *Symp. On Power Electron. Electr. Drives, Advanced Electr. Motors – SPEEDAM’94*, Taormina, Italy, pp. 109-114, 1994.
- [32] LOVELACE, E. C., JAHNS, T. M., WAI, J., KEIM, T., LANG, J. H., WENTZLOFF, D. D., LEONARDI, F., and MILLER, J. M., “Design and Experimental Verification of a Direct-Drive Interior PM Synchronous Machine Using a saturable Lumped-Parameter Model”, *IEEE IAS - Ind. Appl. Soc. Ann. Mtg.* Oct. 2002, pp. 1-7.
- [33] TAPIA, J., LIPO, T. A., and LEONARDI, F., “CPPM Machine: A Synchronous Permanent Magnet Machine with Field Weakening”, *Internat. Electrical Machines and Drives Conf.*, Cambridge MA, Jun. 2001, pp. 126-131.
- [34] ROBSON, R. B., “Inductance Coefficients of Rotating Machinery Expressed in Terms of Winding Space Harmonics”, *Proc. IEEE*, vol. III, no 4, 1964.
- [35] LEONHARD, W., *Control of Electrical Drives*. 2a ed. N. Y., Springer, 1997.
- [36] PARK, R. H., “Two-reaction Theory of Synchronous Machines: Part II”, *AIEEE Trans.*, vol. 52, pp. 352-355, Jun. 1933.
- [37] PALMA, J. C. P., *Accionamentos Eletromecânicos de Velocidade Variável*. 1a ed. Lisboa, Fundação Calouste Gulbenkian, 1999.

- [38] BLASCHKE, F., “The Principle of Field Orientation as Applied to new TRANSVEKTOR Closed Loop Control System for Rotating Field Machines”, *Siemens Review*, 1972, 99. 217-220.
- [39] KRAUSE, P., *Analysis of Electric Machinery*, Mc Graw Hill, New York, 1986.
- [40] CLARKE, E., (1943), *Circuit Analysis of A-C Power System*, vol I – Symmetrical and Related, New York, John Wiley and Sons, Inc.
- [41] VAS, P., *Sensorless Vector and Direct Torque Control*, Oxford University Press, Inc., New York, 1a ed, 1998.
- [42] SEBASTIAN, T., SLEMON, G. R., “Operating Limits of Inverter-Driven Permanent Magnet Motor Drives”, *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. IA-23, no 2, pp. 327-333, Mar./Apr. 1987.
- [43] JAHNS, T. M., KLIMAN, G. B., and NEUMANN, T. W., “Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors for Adjustable-Speed Drives”, *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. IA-22, no 4, pp. 738-747, Jul./Aug. 1986.
- [44] RICHTER, E., and NEUMANN, T. W., “Saturation Effects in Salient Pole Synchronous Motors with Permanent Magnet Excitation”, *In: Proc. Part 2 - Int. Conf. Electrical Machines*, Lausanne, Sep. 1984, pp. 603-612.
- [45] JAHNS, T. M., “Flux-Weakening Regime Operation of an Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive”, *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. IA-23, no 4, pp. 681-689, Jul./Aug. 1987.
- [46] SNEYERS, B., NOVOTNY, D. W., and LIPO, T. A., “Field Weakening in Buried Permanent Magnet ac Motor Drives”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-21, pp.398-407, Mar./Apr. 1985.
- [47] CONSOLI, A. and ABELA, A., “Transient Performance of Permanent Magnet ac Motor Drives”, *Conf. Rec. 1984 19th Ann. Meet. IEEE-IAS*, Chicago, IL, pp.458-463.
- [48] ZHOU, K., WANG, D. “ Relationship Between Space-Vector Modulation and Three-Phase Carrier-Based PWM: A Comprehensive Analysis”, *IEEE Trans. on Ind. Electronics*, vol. 49, no 1, pp 186-196, Feb. 2002.
- [49] BOWES, S. R., and MOUNT, M. J., “Microprocessor Control of PWM Inverters”, *IEE Proc. B*, vol. 128 (6), pp. 293-305, 1981.
- [50] MOHAN, N., UNDELAND, T. M., ROBBINS, W. P., *Power Electronics – Converters, Applications, and Design*. 2a ed. New York, John Wiley & Sons, Inc.1975.



- [51] HOLTZ, J., "Pulsewidth Modulation – A Survey, *IEEE Trans. on Ind. Electronics*, vol. 39, no 5, pp. 410-420, Dec. 1992.
- [52] HOULDSWORTH, J. A., and GRANT, D. A., "The use of Harmonic Distortion to Increase the Output Voltage of a Three-phase PWM Inverter", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 20, pp. 1224-1228, Sep./Oct. 1984.
- [53] BROCKER, H. W. v. d., SKUNDELY, H. C., STANKE, G., "Analysis and Realization of Pulse Width Modulator Based on the Voltage Space Vectors". In: *Conf. Rec. IEEE – IAS Ann. Meeting*, pp. 244-251, Denver, CO, 1986.
- [54] OGASAWARA, O., AKAGI, H., NABEL, A., "A novel PWM scheme of voltage source inverters based on space vector theory". In: *Proc. EPE European Conf. Power Electronics and Applications*, pp. 1197-1202, 1989.
- [55] YU, Z., Space-Vector PWM with TMS320C24x/f24x Using Hardware and Software Determined Switching Patterns, Application Report SPRA524, Texas Instruments, Mar. 1999.
- [56] KAZMIERKOWSKI, M. P., MALESANI, L., "Current Control Techniques for Three-Phase Voltage-Source PWM Converters: A Survey", *IEEE Trans. on Ind. Electronics*, vol. 45, no 5, pp. 691-703, Oct. 1998.
- [57] NOVOTNY, D. W., LIPO, T. A., *Vector Control and Dynamics of AC Drives*, Oxford University Press, New York, 1996.
- [58] SALAMA, S. and LENNON, S., "Overshoot and Limit Cycle Free Current Control Method for PWM Inverter", *EPE Europ. Conf. Power Electronics and Appl.*, Florence, pp. 3/247-251, 1991.
- [59] BÖKER, J., and JANNING, J., "Discrete-time Flux Observer for PWM Fed Induction Motors", *Proc. EPE*, Florence, pp. 171-176, 1991.
- [60] ROWAN T., and KERKMAN, T., "A New Synchronous Current Regulator and an Analysis of Current-regulated PWM Inverters", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. IA-18, no 2, pp. 678-690, Jul./Aug. 1986.
- [61] NABAE, A., OGASAWARA, S., AKAGI, H., "A Novel Control Scheme for PWM Controlled Inverters", *IEEE – IAS Ann. Meet.*, Toronto, pp. 473-478, 1985.
- [62] TAKAHASHI, I., TOSHIHIKO, N., "A New Quick-response and High-efficiency Control Strategy of an Induction Motor", *IEEE – IAS Ann. Meet.*, Toronto, pp. 820-827, 1985.

- [63] HOLTZ, J., and STADTFELD, S., “A Predictive Controller for the Stator Current Vector of AC Machines Fed from a Switched Voltage Source”, *IPEC Tokyo*, 1983, pp. 1665-1675.
- [64] HOLTZ, J., and STADTFELD, S., “A PWM Inverter Drive System with on-line Optimized Pulse Patterns”, *EPE Europ. Conf. Power Electronics and Appl.*, Brussels, pp. 3.21-3.25, 1985.
- [65] NABAE, A., OGASAWARA, S., AKAGI, H., “A Novel Control Scheme for PWM Controlled Inverters”, *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. IA-22, no 4, pp. 697-701, Jul./Aug. 1986.
- [66] HOLTZ, J., and BEYER, B. “Optimal Synchronous Pulsewidth Modulation with a Trajectory Tracking Scheme for High Dynamic Performance”, *Applied Power Electronics Conf. APEC*, Boston, MA, pp. 147-154, 1992.
- [67] HOLTZ, J., and BEYER, B. “Trajectory Tracking Approach – A New Method for Minimum Distortion PWM in Dynamic High-power Drives”, *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 30, no 4, pp. 1048-1057, Jul./Aug. 1994.
- [68] HOLTZ, J., and BEYER, B. “Fast Current Trajectory Tracking Control Based on Synchronous Optimal Pulse Width Modulation”, *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, 1995.
- [69] SLEMON, G. R., and STRAUGHEN A., *Electric Machines*, Addison-Wesley, Reading, MA, 1980.
- [70] LORENZ, R. D., “Observers and State Filters in Drives and Power Electronics”, *IEEE IAS OPTIM 2002*, Brasov, Romania, May 16-19, 2002.
- [71] JIANG, J., HOLTZ, J., “High Dynamic Speed Sensorless AC Drive with On-Line Parameter Tuning and Steady State Accuracy”, *IEEE Trans. on Ind. Electronics*, vol. 2, Mar./Apr. 1997. pp. 240-246.
- [72] PETROVIC, V., STANKOVIC, A. M., BLASKO, V., “Position Estimation in Salient PM Synchronous Motors Based on PW Excitation Transients”, *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 39, no 3, MAY/JUNE 2003.
- [73] SEPE, R. B. AND LANG, J. H., “Real-time observer-based (adaptative) control of a permanent-magnet synchronous motor without mechanical sensors”, *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 28, Nov./Dec. 1992, pp. 1345/1352.
- [74] BOLOGNANI, S., OBOE, R., and ZIGLIOTTO M., “Sensorless full-digital PMSM drive EKF estimation of speed and rotor position”, *IEEE Trans. Ind. Electronics*, vol. 46, pp184-191, Feb. 1999.

- [75] KIM, J. S., and SUL, S. K., “New Approach for High Performance PMSM Drives Without Rotational Position Sensors”, *IEEE Trans. Power Elect.*, vol. 12, pp. 904-911, Sep. 1997.
- [76] SHOUSE, K. R. and TAYLOR, D. G., “Sensorless Velocity Control of Permanent-magnet Synchronous Motors”, *IEEE Trans. Contr. Syst. Technol.*, vol. 6, pp. 313-324, May 1998.
- [77] JUFER, M., OSSENI, R., “Back EMF Indirect Detection for Self-Commutation of Synchronous Motor”, *EPE '87*.
- [78] ERTUGRUL, N., ACARNLEY, P., “A New Algorithm for Sensorless Operation of Permanent Magnet Motors”, *IEEE IAS Ann. Meeting*, 1992.
- [79] SCHROEDL, M., “An Improved Position Estimator for Sensorless Control of Permanent Magnet Motors”, *EPE 1991*.
- [80] ZINGER, D., PROFUMO, F., LIPO, T. A., and NOVOTNY, D. W., “A Direct Field-Oriented Controller for Induction Motor Drives Using Tapped Stator Windings”, *IEEE PESC 1998 Record*, pp. 855-861.
- [81] WU, R. and SLEMON, G. R., 1990, “A Permanent Magnet Motor Drive without a Shaft Sensor”, *IEEE IAS Ann. Mtg.*, pp. 553-558.
- [82] MOREIRA, J. C., “Indirect Sensing for Rotor Flux Position of Permanent Magnet AC Motors Operating in a Wide Range Speed”, *Conf. Rec. of IEEE ISA, Ann. Meet.*, pp. 401-407, 1994
- [83] SCHROEDL, M., “Digital Implementation of Sensorless Control Algorithm for Permanent Magnet Synchronous Motor”, *In: Proc. Int. Conf. SM 100*, ETH Zurich, pp. 430-435, 1991.
- [84] KULKARNI, A., EHSANI, M., “A Novel Position Sensor Elimination Technique for Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive”, *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 28, no 1, pp. 144-150, Jan./Feb. 1992.
- [85] WANG, L., LORENZ, R. D., “Rotor Position Estimation for Permanent Magnet Synchronous Motor Using Saliency-Tracking Self-Sensing Method”, *IEEE - IAS 2000 Ind. Appl. Society*, vol. 1, pp. 445-450.
- [86] LINKE, M., KENNEL, R., HOLTZ, J., “Sensorless Position Control of Permanent Magnet Synchronous Machines without Limitation at Zero Speed”, *IEEE IECON '02 Ind. Elect. Society Ann. Conf.*, vol. 1, pp. 674-679, Nov. 2002.

- [87] OGASAWARA, S. and AKAGI, H., 1991, "Rotor Position Estimation Based on Magnetic Saliency of IPM Motor", *In: Conf. Rec. IEEE - IAS Ann. Meet.*, vol. 1, St.Louis, MO, Oct. 1998, pp. 460-466.
- [88] OGASAWARA, S. and AKAGI, H., 1991, "Implementation and Position Control Performance of a Position-Sensorless IPM Motor Drive System Based on Magnetic Saliency", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 34, pp. 806-812, Jul./Aug. 1998.
- [89] WANG, C., XU, L., "A novel Approach for Sensorless Control of PM Machines Down to Zero Speed without Signal Injection or Special PWM Techniques", *In: Proc. IEEE APEC '01*, vol. 2, pp. 857-864, Anaheim, CA, Mar. 2001.
- [90] CORLEY, M. J., and LORENZ, R. D., "Rotor Position and Velocity Estimation for a Salient-Pole Permanent Magnet Synchronous Machine at Standstill and High Speeds". *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 34, pp. 784-789, Jul./Aug. 1998.
- [91] JANSEN, P. L., and LORENZ, R. D., "Transducerless Position and Velocity Estimation in a Induction and Salient AC Machines". *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 31, pp. 240-247, Mar./Apr. 1995.
- [92] SCHROEDL, M., "Detection of the Rotor Position of a Permanent Magnet Synchronous Machine at Standstill.", *Proc. ICEM*, Pisa, Italy, pp. 195-197, 1988.
- [93] SCHROEDL, M., "Operation of the Permanent Magnet Synchronous Machine without a Mechanical Sensor", *Proc. of IEE Conf. On Power Elect. and Variable Speed Drives*, 1990.
- [94] KONDO, S., TAKAHASHI, A., and NISHIDA, T., "Armature Current Locus Based Estimation Method of Rotor Position of Permanent Magnet Synchronous Machine without a Mechanical Sensor". *IEEE IAS Meeting*, pp. 55-60, 1995.
- [95] SCHROEDL, M., and WEINMEIER, P. "Sensorless Control of Reluctance Machines at Arbitrary Operation Conditions Including Standstill", *IEEE Trans. on Power Elect.*, vol. 9, pp. 225-231, Mar. 1994.
- [96] KALMAN, R. E., "A New Approach to Linear Filtering and Prediction Problems", *Trans. of the ASME – Journal of Basic Engineering*, pp. 35-45, Mar. 1960.
- [97] WELCH, G., BISHOP, G., *An Introduction to the Kalman Filter*, Department of Computer Science, University of North Carolina at Chapel Hill, TR95-041, May 2003.

- [98] MATSUI, N., SHIGYO M., “Brushless dc Motor Control without Position and Speed Sensors”, *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 28, no 28, pp. 120-127, Jan./Feb. 1992.
- [99] MATSUI, N., “Sensorless PM Brushless DC Motor Drives”, *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 43, no 2, pp. 300-308, Apr. 1996.
- [100] MATSUI, N., “Sensorless Operation of Brushless DC Motor Drives”, *IEEE, IECON*, pp. 739-744, 1993.
- [101] LORENZ, R. D., “Observers and State Filters in Drives and Power Electronics”, *IEEE IAS OPTIM 2002*, Brasov, Romania, May 16-18, 2002.
- [102] LUENBERGER, D. G., “An Introduction to Observers”, *IEEE Trans. on Autom. Control*, vol. AC-16, no 6, pp. 596-602, Dec. 1971.
- [103] GOPINATH, B., “On the Control of Linear Multiple Input-Output Systems”, *The Bell System Technical Journal*, vol. 50, no 3, pp. 1063-1081, Mar. 1971.
- [104] KIM, J.-S. and SUL, S.-K., “High Performance PMSM Drives without Rotational Position Sensors Using Reduced Order Observer”, *IEEE-IAS Conf. Rec.*, pp. 75-82, 1995.
- [105] PEK, W. K., LIM, K. W., PANDA, S. K., “Evaluating the Robustness of a Sensorless Controller for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives”, *IEEE IECON – 2000*, pp. 1389-1394.
- [106] SON, Y.-C., BAE, B.-H., and SUL, S.-KI, “Sensorless Operation of Permanent Magnet Motor Using Direct Voltage Sensing Circuit”, *IEEE Conf Rec. of the Ind. Appl. Conf., 2002. 37th IAS Ann. Mtg.*, vol. 3, pp. 1674-1678, Oct. 2002.
- [107] SHOUSE, K. R., TAYLOR, D. G., “Observer-Based Control of Permanent-Magnet Synchronous Motors”, *IEEE Proc. of Int. Conf. On Ind. Electron., Control, Instrum., and Autom. 1992. ‘Power Electron. And Motion Control’*, San Diego, CA, vol. 3, pp. 1482-1487, Nov. 1992.
- [108] JONES, L., LANG, J., “A State Observer for the Permanent-Magnet Synchronous Motor”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 26, pp. 374-382, Aug. 1989.
- [109] SEPE, R. B., LANG, J. H., “Real-Time Observer-Based (Adaptive) Control of a Permanent-Magnet Synchronous Motor without Mechanical Sensors”, *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 28, no 6, pp. 1345-1352 Nov./Dec. 1992.

- [110] LOW, T., LEE, T., and CHANG, K., "A Nonlinear Speed Observer for Permanent-Magnet Synchronous Motor", *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 40, pp. 307-315, Jun. 1993.
- [111] SOLSONA, J., VALLA, M. I., and MURAVCHIK, C., "A Nonlinear Reduced Order Observer for Permanent-Magnet Synchronous Motor", *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 43, no 4, pp. 492-497, Aug. 1996.
- [112] TATEMATSU, K., HAMADA, D., UCHIDA, K., WAKAO, S. and ONUKI, T., "New Approaches with Sensorless Drives", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 6, pp. 44-50 Jul./Aug. 2000.
- [113] ZADEH, L. A., "Fuzzy Sets", *Information Control* 8, pp. 338-353, 1965.
- [114] ZADEH, L. A., "Similarity Relations and Fuzzy Ordering". *Information Sciences* 3, pp. 177-206, 1971.
- [115] ZADEH, L. A., "Outline of a New Approach to the Analysis of Complex Systems and Decision Processes". *IEEE Trans. on Systems, Man. and Cybernetics* 3, pp. 28-44, 1973.
- [116] MANDANI, E. H., "Application of Fuzzy Algorithms for Simple Dynamics Plant", *Proc. IEE* 121, pp. 1585-1588, 1974.
- [117] KOSKO, B., *Neural Networks and Fuzzy Systems*, Prentice Hall, 1992.
- [118] SUGENO, M., "An Introductory Survey of Fuzzy Control", *Information Sciences* 36, pp. 59-83, 1985.
- [119] TAKAGAKI, T. and SUGENO, M., "Fuzzy Identification of Systems and its Applications to Modeling and Control", *IEEE Trans. on Systems, Man. and Cybernetics* 15, pp. 116-132, 1985.
- [120] JANG, J. G., "ANFIS: Adaptive-Network-Based Fuzzy Inference System", *IEEE Trans. on Systems, Man. and Cybernetics* 23, pp. 665-684, 1993.
- [121] KONOHEN, T., "The Self-Organization Map", *Proc. IEEE* 78, pp. 1464-1480, 1990.
- [122] FILIPPETI, F., FRANCESCHINI, G., and TASSONI, C., "Neural Networks Aided Diagnostics of Induction Motor Rotor Faults", *IEEE IAS*, pp. 316-326, 1994.
- [123] VAS, P., STRONACH, A. F., and NEUROTH, M., "DSP-Controlled Intelligent High-Performance AC Drives Present and Future", *IEE Colloquium on Vector Control and Direct Torque Control of Induction Motors*, pp. 7/1-7/8, Oct. 1995.

- [124] UDDIN, M. N., “Comparative Analysis of Intelligent Controllers for High Performance Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Systems”, *IEEE Conf. On Power Engineering*, pp. 50-54, May 2003.
- [125] ELBULUK, M., LIU, T., and HUSAIN, I., “Neural Network-Based Model Reference Adaptive Systems for High Performance Motor Drives and Motion Controls”, *IEEE Trans. On Ind. Appl.*, vol. 38, Issue:3, pp. 879-886, May/Jun 2002.
- [126] HAMDY, M., LACHIVER, G., and GHRIBI, M., “A Sensorless Control Scheme Based on Fuzzy Logic for AC Servo Drives Using a Permanent Magnet Synchronous Motor”, *IEEE Canadian Conf. On Elect. And Computer Engineering*, vol. 1, pp. 306-309, Sep. 1999.
- [127] GOLDBERG, D. E., *Genetic Algorithms in Search, Optimization, Machine Learning*. Addison Wesley, 1989.
- [128] WU, R., and SLEMON, G. R., “A permanent Magnet Motor Drive without Position and Speed Sensor”, *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 27, no 5, pp. 1005-1011, Sept./Oct. 1991.
- [129] MATSUI, N. and SHIGYO. M., “Brushless DC Motor Control without Position and Speed Sensors”, *IEEE-IAS Conf. Record*, 1990, pp. 448-454.
- [130] MATSUI, N., TAKESHITA, T., and YASUDA, K., “A New Sensorless Drive of Brushless DC Motor”, *In: Proc IECO '92*, pp. 430-435, 1992.
- [131] MATSUI, N., TAKESHITA, T., “A Novel Starting Method of Sensorless Salient-pole Brushless Motor”, *IEEE IAS Conf. Rec.*, pp. 386-392, 1995.
- [132] HAMADA, D., UCHIDA K., YUSIVAR, F., HARATSU, H., WAKAO, S., ONUKI, T., “Stability Analysis of Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor Drive with a Reduced Order Observer”, *IEEE Proc. Int. Electric Machines and Drives Conf. – IEMDC'99*, pp. 95- 97, Seattle, USA.
- [133] TATEMATSU, K., HAMADA, D., UCHIDA, K., WAKAO, S. and ONUKI, T., “New Approaches with Sensorless Drives”, *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 6, pp. 44-50 Jul./Aug. 2000.
- [134] PARKER, R. J., *Advances in Permanent Magnetism*, J. Wiley & Sons, New York, 1990.
- [135] BOWERS, B., *Philips Technical Review*, 35: no 4, pp. 77-95, 1975.

## **APÊNDICES**

**A - Dispositivos de *Hardware***

**B - Características dos Ímãs Permanentes**

**C - Aritmética de Ponto Fixo**

**D - Programa Fonte**

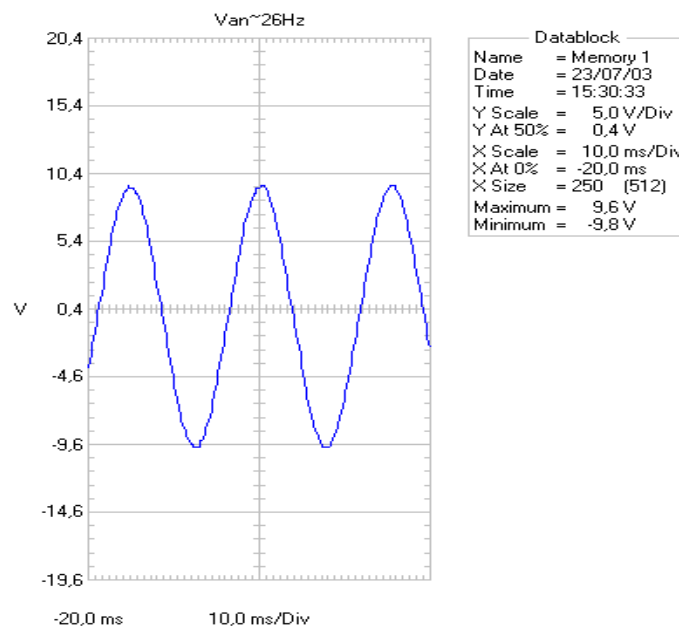
**E - Diagramas**



## APÊNDICE A – Dispositivos de Hardware.

### A.1. Equipamentos utilizados na implementação prática em laboratório.

1. Motor Síncrono de Ímãs Permanentes, com três pares de ímãs montados na superfície, com rotor com forma geométrica hexagonal, força eletromotriz induzida com perfil senoidal, conforme pode ser visualizado na figura a seguir, onde é apresentada a forma de onda da f.e.m., coletada do motor.



Os valores nominais fornecidos pelo fabricante estão listados na tabela a seguir.

**Tabela A.1** - Dados fornecidos pelo fabricante.

Tensão Nominal - $V_{\phi\phi_{rms}}$	127 Vca
Corrente Nominal	1,6 A
Velocidade Nominal	5420 rpm
Torque Nominal	0,47 N.m
Fluxo	0,06 Wb
Rendimento	95%

Além desses parâmetros foram utilizados os valores obtidos por Imbuzeiro [1], através de ensaios no motor, para resistência, indutâncias de eixo direto e quadratura, momento de inércia e fator de fricção, conforme tabela seguir.

**Tabela A.2** – Dados obtidos por meio de ensaios.

Resistência de fase do estator	2,35 $\Omega$
Indutância de eixo direto (Ld)	1,61 mH
Indutância de eixo em quadratura (Lq)	1,74 mH
Momento de Inércia	200 $\mu$ Kg.m <sup>2</sup>
Fator de Fricção (Atrito Viscoso)	40 $\mu$ kg.m <sup>2</sup> .s

2. Um gerador de pulsos (*encoder* incremental), fabricado pela HOHNER, com resolução de 1024 pulsos por rotação, modelo 7510-0682-1024, alimentação de 5 a 28Vcc, montado em uma das extremidades do eixo do motor.
3. Inversor trifásico montado pela SEMIKRON, modelo B2C+B61220VAC/10,5kW, integrado com os seguintes módulos:
  - Um retificador de onda completa, utilizando dois módulos duplos de diodos modelo SKKD 36 / 08, para 800Vcc.
  - Três módulos de chaves (transistores) IGBT com duas chaves em cada módulo (TOP – BOTTOM), modelo SKM 150 GB 063 D, frequência de chaveamento até 10kHz, para 600Vcc, potência de 10.5kW.
  - Três módulos de interface modelo SKHI 22A, que fazem a ligação entre o sinal para disparo e os IGBTs, tensão de alimentação de 15V (faixa de 14,4 a 15,6V), tensão de *turn on* de +15V e *turn off* de -7V.
4. Um módulo de desenvolvimento fabricado pela SPECTRUM DIGITAL, Inc., modelo TMS320LF2407 EVM, conectado ao micro computador por cabo através da porta paralela, com as seguintes características:
  - Operação com 30 MIPS com palavras de 128k de memória com estado de espera nulo.
  - Conversor analógico digital (A/D) com 8 ou 16 canais de 10 bits multiplexados, tempo de conversão (incluindo o tempo de amostragem) de 500ns, tensão de alimentação de 3,3V, frequência de operação na faixa de 4 a 30Mhz.

- Duplo gerenciador de eventos com múltiplo PWM e canal de captura.
  - Conversor digital analógico (D/A) de 4 canais.
  - Quatro conectores de expansão (data, adress, I/O, control).
  - Tensão de alimentação de 5V (regulador de 3,3V na placa).
5. Um processador de sinais digitais (DSP) fabricado pela TEXAS INSTRUMENTS, modelo LF2407, instalado no módulo de desenvolvimento, alimentação de 3,3V.
- Com as seguintes características:
- Tecnologia CMOS com ciclo de instrução de cerca de 33ns (30MHz).
  - Contendo as seguintes memórias no próprio *chip*:
    - *Flash* EEPROM até 32k *words* x 16 bits.
    - RAM para dados e programa até 2,5k *words* x 16 bits, com 544 *words* de acesso dual (DARAM) e até 2k *words* acesso simples. (SARAM).
  - Interface de memória externa com 192k *words* x 16 bits.
  - Dois gerenciadores de eventos (EVA e EVB) contendo em cada um:
    - Dois *timers* de 16 bits, oito canais de PWM, programação de tempo morto.
    - Três unidades de captura, circuito de interface para *encoder*.
    - Conversão analógica/digital sincronizada.
  - Timer para watchdog e geração de clock baseado em circuito PLL.
  - Interface de comunicação serial (SCI).
  - Módulo de interface periférica serial de 16 bits (SPI).
6. Dois transdutores de corrente fabricados pela LEM Components, que produzem saída em tensão para entradas de corrente modelo LTS 6-NP, com isolamento galvânico, corrente nominal rms no primário ( $I_{PN}$ ) de 6A, faixa de medição da corrente do primário ( $I_p$ ) de 0 a  $\pm 19,2A$ , tensão de alimentação de 5V e tensão de saída de 0,5 a 4,5V  $[2,5 \pm 0,625 * (I_p/I_{PN})]$ .
7. Uma placa condicionadora de sinais, produzida no laboratório do CEPTEL, para adequar os sinais de saída do PWM, da placa de desenvolvimento, aos sinais dos *drivers* de interface do IGBTs e da saída dos transdutores de corrente e a entrada do conversor AD da placa de desenvolvimento.
8. Uma fonte regulada de tensão, fabricada pela MINIPA, modelo MPS-3003, para alimentação da placa condicionadora de sinais e para alimentação dos transdutores de corrente.

9. Duas fontes reguladas de tensão, montadas no laboratório do Cepel, com saída de 5V / 1A, para alimentação do gerador de pulsos.
10. Um micro computador com processador Pentium III com 650 MHz de clock, com 128 kb de memória RAM.

#### **A.2. Equipamentos de medição.**

1. Um osciloscópio fabricado pela FLUKE, modelo 105B SERIES II, de 100MHz.
2. Um analisador digital de energia e harmônicos, utilizado como alicate amperímetro, fabricado pela ELCONTROL ENERGY, modelo NANOVIP Plus Power & Harmonic Analyzer.
3. Um módulo de medição de corrente composto de um amplificador de sinal de corrente (*Current Probe Amplifier*) fabricado pela TEKTRONIX, modelo TM 502 A, e uma fonte do mesmo fabricante, modelo Dual Power Supply PS 503A.
4. Um multímetro fabricado pela FLUKE, modelo 83 Multimeter.

## APÊNDICE B – Características dos Ímãs Permanentes.

### B.1. Histórico e Evolução.

A existência de materiais magnéticos remonta à Grécia antiga, tendo sido comentada a sua existência por filósofos daquela época [134]. Tratava-se de um óxido natural de ferro ( $\text{Fe}_3\text{O}_4$ ) com propriedades magnéticas denominado de magnetita.

Os primeiros ímãs artificiais utilizados pelo homem eram agulhas magnéticas para bússolas, produzidas pelo toque em magnetitas. Há referências que indicam sua utilização na China em torno do ano 500 DC.

As primeiras experiências utilizando ímãs permanentes em sistemas de excitação em máquinas elétricas foram realizadas na primeira metade do século XIX (1831 - 1839) [135]. Devido à baixa qualidade dos materiais empregados, a preferência foi dada à utilização de sistemas com excitação eletromagnética.

Somente com a descoberta, no Japão, do ímã permanente (IP) composto de ligas de aço cobalto em 1917 e da liga AlNiCo (Al, Ni, Co, Fe) em 1931, o uso de sistemas de excitação com ímãs permanentes tomou novo impulso.

A liga magnética AlNiCo sinterizada ou fundida, composta principalmente de alumínio, níquel, cobalto e ferro em conjunto com outros elementos em menor porcentagem, foi o primeiro material comercialmente disponível. Entretanto a sua aplicação ficou limitada, inicialmente, a baixas potências e sua utilização, hoje em dia, vem decrescendo à medida que novos materiais vêm sendo desenvolvidos.

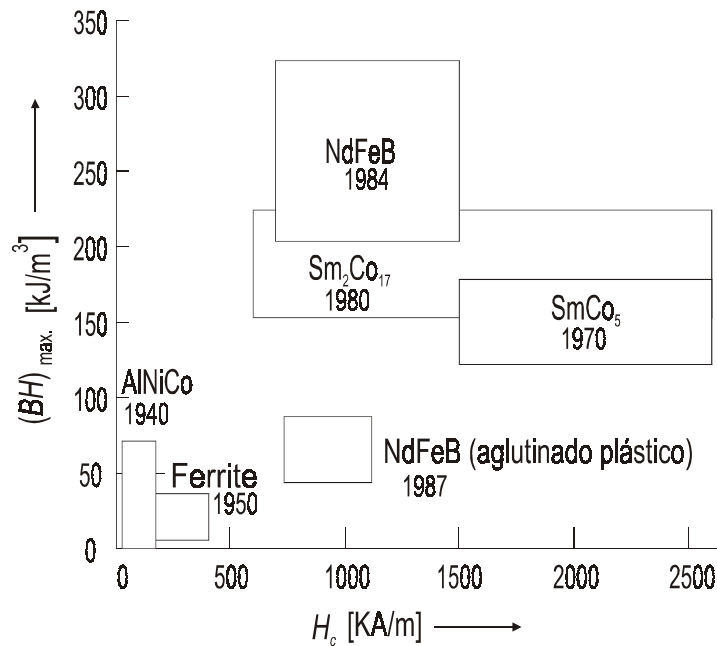
Em 1938, também no Japão, Kato e Takei desenvolveram ímãs fabricados com óxido pulverizado e esta técnica deu origem, na década de 1950, aos ímãs permanentes denominados de cerâmicos ou ferrites.

A primeira geração de ímãs permanentes denominados de *terras-raras*, processados com técnicas de metalurgia do pó, utilizando composto misto de minerais naturais, em geral sem aplicação comercial, foram descobertos em 1960. A primeira liga utilizada era de samário cobalto ( $\text{SmCo}_5$ ), em seguida as ligas  $\text{SmCo}_{17}$  e  $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$  passaram também a ser utilizadas. Estes ímãs de terras-raras, com liga de samário cobalto, tornaram-se comercialmente disponíveis nos anos 1970.

A segunda geração de IP de *terras-raras* surgiu em 1983 e sua composição é de neodímio, ferro e boro (NdFeB) e apresenta, atualmente, a mais alta densidade de energia entre as ligas disponíveis comercialmente.

A utilização de IP em máquinas elétricas traz alguns benefícios em termos de melhoria da performance dinâmica, incremento da potência de saída em relação ao volume do motor, simplificação da construção com redução da manutenção e decréscimo de preços em alguns tipos de máquinas.

A figura a seguir (Fig. B.1) apresenta a evolução dos ímãs permanentes através dos anos com as faixas de força coerciva e do produto  $(BH)_{\max}$  das principais ligas utilizadas atualmente.



**Fig. B.1** – Evolução dos ímãs permanentes.

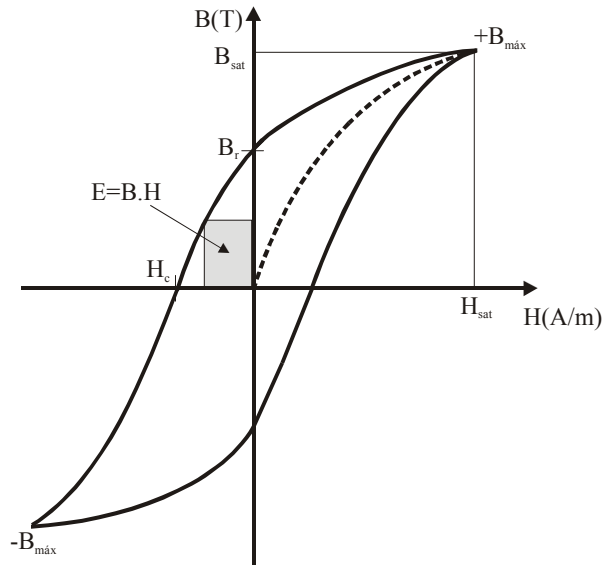
## B.2. Propriedades dos Ímãs Permanentes.

Ímãs permanentes utilizados em motores elétricos produzem fluxo magnético no entreferro sem necessidade de corrente de campo, ou seja, sem enrolamento de excitação, portanto sem dissipação de potência elétrica.

A análise das características desses ímãs é realizada, como qualquer material ferromagnético, através da curva de magnetização ou laço de histerese (B-H).

As características mais importantes de um ímã podem ser visualizadas na parcela situada no segundo quadrante, chamada de curva de desmagnetização.

A figura a seguir (Fig. B.2) apresenta uma curva de histerese típica, onde se pode observar os principais pontos característicos que serão comentados a seguir.



**Fig. B.2** – Curva de histerese típica.

Os principais parâmetros que caracterizam um ímã permanente são [28]:

- Densidade de fluxo magnético de saturação ( $B_{sat}$ ) e a correspondente intensidade de campo magnético ( $H_{sat}$ ) – Neste ponto todos os domínios do momento magnético estão alinhados na direção do campo magnético aplicado externamente.
- Densidade de fluxo magnético residual ( $B_r$ ), também chamado de retentividade ou remanência do material. – É a densidade de fluxo correspondente à intensidade nula do campo magnético, ou seja, densidade de fluxo que permanece no material mesmo após a força magnetizante ser nula.

Alta retentividade significa que o ímã pode manter alta densidade de fluxo magnético no entreferro do circuito magnético, propiciando conjugado elevado para o motor.

- Força coerciva ou coercividade ( $H_c$ ) – É o valor da intensidade de campo desmagnetizante necessário para anular a densidade de fluxo, em um material previamente magnetizado.

Alta coercividade significa que um ímã delgado pode ser usado para opor-se ao campo desmagnetizante, isto é, alta resistência à desmagnetização.

- Permeabilidade magnética de recuo ( $\mu_{rec}$ ) – É a razão entre a variação da densidade de fluxo magnético e a variação da intensidade de campo magnético em qualquer ponto da curva de desmagnetização, ou seja:

$$\mu_{rec} = \frac{\Delta B}{\Delta H} \quad (B.1)$$

- Energia magnética máxima ( $E_{max}$ ) – É a máxima energia magnética por unidade produzida por um ímã permanente no espaço externo e é igual à densidade máxima de energia magnética por volume. A energia magnética é definida pelo produto:

$$E = B \cdot H \quad \left[ \text{J/m}^3 \right] \quad (B.2)$$

Onde o produto  $(BH)_{max}$  corresponde ao ponto de máxima densidade de energia na curva de desmagnetização.

A qualidade magnética de um ímã permanente é constatada pelo produto  $(BH)_{max}$ . Considerando um ímã com uma dada remanência ( $B_r$ ), o produto máximo, teórico, é obtido por:

$$(BH)_{max} = \frac{B_r^2}{4 \cdot \mu_0} \quad (B.3)$$

Onde  $\mu_0$  é a permeabilidade do ar.

Valor elevado de energia significa IP compacto para uma dada potência de saída.

- Fator de forma da curva de desmagnetização ( $\gamma$ ) - Caracteriza o perfil côncavo da curva de desmagnetização, ou seja:

$$\gamma = \frac{(BH)_{max}}{B_r \cdot H_c} \quad (B.4)$$

Uma curva de desmagnetização com perfil quadrado possui  $\gamma = 1$ , enquanto uma curva com perfil linear, como os ímãs de terras-raras, possui  $\gamma = 0,25$ . Uma curva com perfil linear resulta em perdas reduzidas durante a operação dinâmica.



A figura a seguir (Fig. B.3) apresenta curvas de desmagnetização dos principais ímãs permanentes aplicados em construção de motores elétricos.

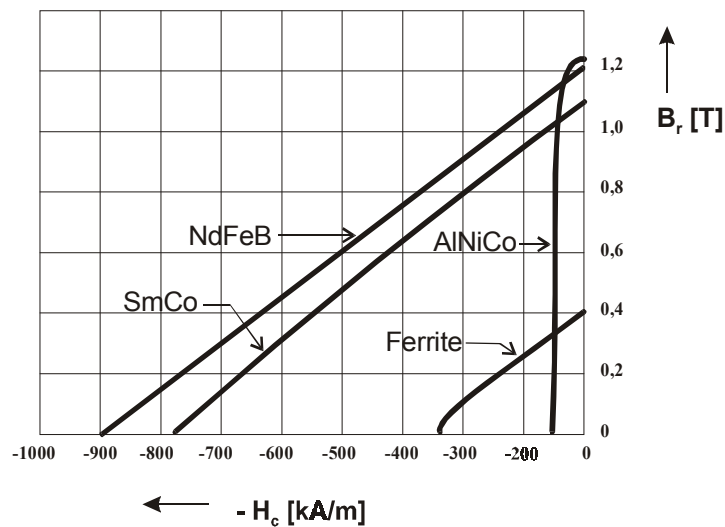


Fig. B.3 – Curvas de desmagnetização de ímãs permanentes.

### B.2.1. AlNiCo.

Analisando-se a curva de desmagnetização desta liga verifica-se imediatamente que a grande vantagem deste IP está na sua alta remanência ( $B_r$ ), o que caracteriza a condição de suprir uma alta densidade de fluxo magnético no entreferro do circuito magnético. Possui boa estabilidade mecânica e facilidade de magnetização, entretanto proporciona limitadas possibilidades de projeto devido à baixa coercividade, sendo esta a sua principal desvantagem quando comparado com as demais ligas.

Os IP à base de AlNiCo possuem excelente estabilidade térmica com temperatura de serviço máxima em torno de 520°C e ótima performance quanto a temperatura, pois o coeficiente de temperatura de  $B_r$  é da ordem de 0,02% / °C.

Em geral, são materiais anisotrópicos com orientação ao longo do comprimento, podendo ser encontrado do tipo isotrópico em determinadas aplicações e são bons condutores elétricos devido a sua constituição metálica.

Para proteger o ímã contra desmagnetização irreversível, é necessário que o motor tenha um entreferro pequeno e que a altura do ímã seja grande, isto, conseqüentemente, aumenta o volume do motor, principalmente em motores de corrente contínua. Além disso, a liga AlNiCo necessita ser magnetizada após a montagem, tornando-se imprescindível um enrolamento adicional embutido no motor.

Apesar de não ser o material adequado para aplicação em motores de corrente alternada, devido à baixa coercividade e curva de desmagnetização não linear, este IP chegou a ser utilizado em motores de disco do tipo *brushless dc motor* com entreferro relativamente grande. Neste tipo de aplicação, o fluxo magnético da reação da armadura atuando sobre os ímãs é praticamente desprezível. Hoje em dia, somente aplicações específicas empregam este tipo de material, devido às desvantagens apresentadas. As principais aplicações encontram-se em dispositivos de medição, tacômetros, detecção de nível de fluidos, acoplamentos e sistemas magnéticos de suspensão de cargas. Entre a segunda metade da década de 1940 até 1970, esta liga dominou o mercado de IP quando o ferrite passou a ser o material mais utilizado.

### **B.2.2. Ferrite ou Cerâmico.**

Os ímãs ferrites são ligas desenvolvidas por processo metalúrgico, usualmente chamado de metalurgia do pó (*powder metallurgy*), composto de óxido de ferro em conjunto com bário ou estrôncio, podendo ser utilizado também chumbo, apesar da desvantagem desta última liga sob o ponto de vista ambiental.

Estas ligas sinterizadas e compactas são muito duras e quebradiças, necessitando cuidados na manipulação e por isso são, muitas vezes, denominadas de cerâmicas.

São bons isolantes elétricos, portanto as perdas por correntes parasitas internas ao ímã, produzidas por campos desmagnetizantes, são insignificantes. Possuem boa resistência à corrosão e uma ampla faixa de possibilidades de magnetização. A temperatura de serviço é de 250°C, podendo chegar a 400°C, entretanto o coeficiente de temperatura é relativamente alto, ou seja, 0,20% / °C para a densidade de fluxo residual ( $B_r$ ), enquanto para a força coerciva ( $H_c$ ) é da ordem de 0,27% / °C.

Podem ser produzidos com características isotrópicas ou anisotrópicas, porém esta última aumenta o coeficiente de temperatura e é produzida com prensagem a seco ou úmida na presença de campo magnético.

As grandes vantagens deste material residem no baixo custo da matéria-prima; principalmente para motores com potências fracionárias, apresentando o menor preço por unidade de energia; na força coerciva relativamente alta, quando comparado com a liga AlNiCo, ressalta-se que a liga de estrôncio possui coercividade mais elevada do que o ferrite com liga de bário. Possui boa estabilidade térmica em temperatura elevada e fácil magnetização.

Além destas vantagens, pode-se comentar que um circuito magnético aberto não causa desmagnetização do material, possibilitando que ele seja magnetizado antes da montagem no motor.

As desvantagens estão associadas aos baixos valores magnéticos do produto  $(BH)_{\max}$  e da retentividade e, apesar de ser uma liga firme, é facilmente fraturada.

Devido ao custo competitivo, conquanto a baixa remanência, estes ímãs são muito utilizados em motores de corrente contínua de baixa potência e em motores síncronos de ímãs permanentes de fluxo axial, em aplicações que não necessitam alta performance em termos de densidade de torque [5].

Entre as principais aplicações podem-se destacar: motores de corrente contínua, *brushless dc motors*, motores síncronos, bombas d'água para máquina de lavar, alto-falantes, acoplamentos, sistemas magnéticos de suspensão de cargas, medidores de vazão.

### **B.2.3. Ímãs Permanentes de Terras-Raras.**

#### **B.2.3.1. Ímãs Permanentes de Samário Cobalto.**

O ímã é produzido por processo metalúrgico onde o campo magnético é orientado durante a prensagem. Do mesmo modo que o ferrite, é uma liga dura e quebradiça, necessitando de técnica adequada de montagem e cuidado na manipulação para evitar quebra e, até mesmo, fragmentação com perda de lascas.

Trata-se de uma liga condutora e, em geral, é anisotrópica com a magnetização realizada no sentido da espessura.

Pode-se destacar como vantagem deste IP a boa resistência à corrosão, curva de desmagnetização linear e baixo coeficiente de temperatura, ou seja, alta estabilidade térmica. Este coeficiente para a retentividade  $(B_r)$  encontra-se entre 0,03 e 0,045% / °C, e 0,14 a 0,40% / °C para a coercividade  $(H_c)$ , enquanto a temperatura máxima de serviço situa-se entre 250 e 350°C.

Além destas vantagens, acrescenta-se a alta densidade de fluxo residual  $(B_r)$ , assim como, elevada força coerciva  $(H_c)$ , o que se traduz em resistência à desmagnetização e alto produto de energia magnética  $(BH)_{\max}$  e a possibilidade de miniaturização quando comparada com a liga AlNiCo e a liga ferrite.

As desvantagens deste ímã são o seu custo, pois samário e cobalto são metais caros e não são encontrados com facilidade no mercado para suprimento comercial; os cuidados na manipulação e a necessidade de força elevada do campo magnético para a magnetização na região de saturação.

Este material é adequado para construção de motores onde se deseja redução do volume, conseqüente decréscimo do momento de inércia e razoável potência de saída.

As principais aplicações são encontradas em *brushless dc motors*; sensores de sistemas ABS, baseados no princípio da relutância; acoplamentos; sensores e motores miniaturizados.

#### **B.2.3.2. Ímãs Permanentes de Neodímio Ferro Boro.**

Neodímio é um elemento mais abundante do que samário sendo este fato a primeira vantagem desta liga, pois o IP torna-se mais competitivo com a redução do custo de fabricação.

O processo metalúrgico de produção e magnetização é semelhante ao samário-cobalto sendo também anisotrópico, porém a liga obtida apresenta melhores propriedades magnéticas e mecânicas.

Entre as propriedades mecânicas pode-se citar menor densidade, o que possibilita futuras reduções de massa nos motores elétricos, e o fato da liga ser menos suscetível à quebra ou fragmentação. A desvantagem mecânica é sua tendência à corrosão.

Quanto às características magnéticas destaca-se a alta retentividade e coercividade resultando em alta energia magnética.

Em contraposição a estas qualidades encontra-se a dependência à temperatura, em especial da força coerciva. O coeficiente de temperatura da retentividade ( $B_r$ ) está na faixa de 0,095 a 0,15% / °C e a força coerciva ( $H_c$ ) entre 0,40 e 0,70% / °C.

A temperatura de serviço ainda é reduzida, situando-se em torno de 150°C, apesar de pesquisas mais recentes terem elevado esta temperatura máxima em 50°C e melhorado a resistência à corrosão. Em ambientes agressivos são empregadas coberturas metálicas ou resinadas para proteção quanto à corrosão. A adição de disprósio (Dy) e/ou cobalto (Co) elevam a temperatura de operação, porém com redução das propriedades magnéticas.

Além da reduzida temperatura de serviço, deve-se atentar para a temperatura de Curie que é, atualmente, da ordem de 310°C.

As principais aplicações são similares às da liga samário cobalto.

Algumas dessas ligas são confeccionadas também em aglutinados plásticos trazendo como vantagens a flexibilização quanto aos formatos, automação no processo de produção, possibilidades de vários tipos de magnetizações e produção com baixas tolerâncias mecânicas sem necessidade de processos adicionais, por exemplo, processos abrasivos.

Entretanto, como desvantagem surge a necessidade de cobertura ou mesmo de encapsulamento em certas aplicações ambientais e limitações de temperatura de operação, que se encontra na faixa de 130° a 200° C.

A seleção de um IP para aplicação específica deve levar em conta outros dois fatores importantes, além das características técnicas apresentadas.

O primeiro é a energia por peso, onde o ímã de NdFeB leva considerável vantagem em baixas temperaturas; entretanto para operação em temperaturas elevadas, em torno de 150°C, este material perde suas características magnéticas sendo superado pela liga SmCo.

O segundo fator a ser considerado é a eficiência econômica, isto é, energia por custo. Neste aspecto o IP cerâmico (ferrite) é consideravelmente superior aos demais.

Apesar do ferrite ser o IP dominante em produção e aplicações, a tendência do mercado é um incremento na utilização dos IP de terras-raras. A substituição de AlNiCo e ferrite por estes, quando se deseja uma relação elevada da potência por peso, tem demonstrado um incremento significativo no desempenho dinâmico dos equipamentos.

A utilização de IP de terras-raras atinge aplicações de poucos *mili Watts* até alguns *mega Watts*, nas mais variadas áreas, podendo-se destacar o seu aproveitamento em motores elétricos, dispositivos acústicos, acoplamentos, mancais, separadores magnéticos, sistemas de controle de energia, tomografia e levitação magnética.

Quanto à implementação desenvolvida nesta tese foi utilizado um motor com três pares de ímãs permanentes de terras-raras com a liga neodímio ferro boro (NdFeB).

## APÊNDICE C - Aritmética de Ponto Fixo

Processadores de sinais digitais (*Digital Signal Processors – DSP*), assim como microcontroladores e microprocessadores de uso geral, são projetados com unidades aritméticas capazes de trabalhar com números inteiros, também chamados de *ponto fixo*.

Já alguns processadores mais sofisticados possuem circuitos que também são capazes de operar diretamente com números “reais”, no formato de *ponto flutuante*.

O padrão IEEE-754 especifica formas normalizadas de representação e regras para execução de operações aritméticas com esses tipos de dados numéricos, sendo adotado pela quase totalidade dos produtores de hardware e software de todo o mundo.

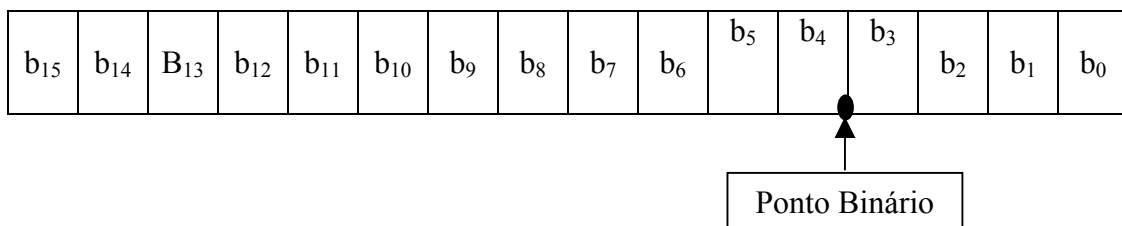
Números de ponto flutuante apresentam maior precisão, porém com seu uso as operações matemáticas são mais intensas em termos computacionais. Como consequência, os circuitos dos processadores de ponto flutuante são mais complexos e mais caros. Ao contrário destes, os processadores de ponto fixo são bem mais baratos, pois as operações aritméticas são menos complexas e conseqüentemente o circuito da CPU é minimizado.

As operações com números reais podem ser feitas com números inteiros de forma aproximada, considerando-se que alguns bits representam uma parte fracionária (daí o nome *ponto fixo*). Nesse caso, a menor precisão pode ser tolerável quando os números são adequadamente escalonados, porém não existe norma que padronize a representação de ponto fixo.

Números de ponto fixo são armazenados em tipos de variáveis que são caracterizados pela dimensão da palavra (*word size*) em números de bits, pelo ponto decimal (*radix point*) e se são com sinal (*signed*) ou sem sinal (*unsigned*).

Com estas caracterizações, pode-se representar números inteiros, fracionários, positivos e negativos com apenas um número no formato binário ou hexadecimal sem indicar explicitamente a localização do ponto decimal.

Abaixo é apresentada uma representação de um número binário em ponto fixo, com sinal ou sem sinal, para uma palavra de 16 bits (*word size = ws = 16*):



Onde:

$b_i$  são dígitos binários (bit), onde  $b_i = 0$  ou  $1$  e  $i = 0,1,2...15$ .

A dimensão da palavra é dada por  $ws=16$ .

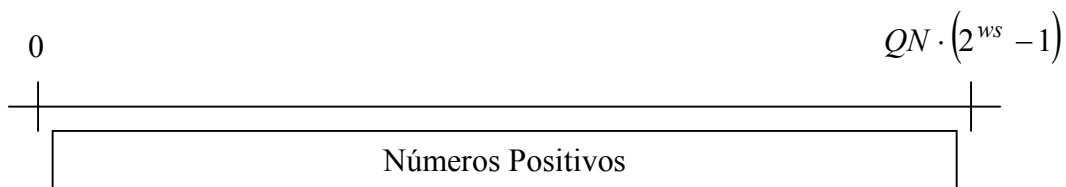
O bit mais significativo (MSB – *most significant bit*) é o bit mais à esquerda e é representado pela localização  $b_{ws-1}$ , ou seja,  $b_{15}$ .

O bit menos significativo (LSB – *least significant bit*) é o bit mais à direita e é representado pela localização  $b_0$ .

O ponto decimal é mostrado quatro casas à esquerda do bit menos significativo.

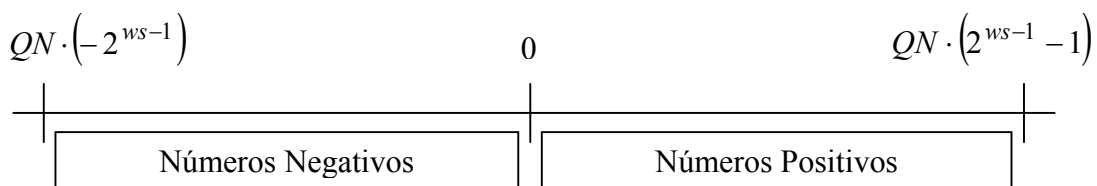
Considerando que o programa fonte é desenvolvido em linguagem C, as designações dos tipos das variáveis indicam os formatos de números, se inteiro com ou sem sinal.

A faixa de números sem sinal representável em uma palavra de  $ws$  bits pode ser apresentada conforme figura abaixo:



**Fig. C.1** – Faixa de representação de números sem sinal.

A representação dos números com sinal, em uma palavra de  $ws$  bits, estão mostrados na figura abaixo:



**Fig. C.2** – Faixa de representação de números com sinal.

Onde  $QN$  é chamado de escala e não tem restrição de valor visto que o ponto decimal não necessita estar contido na palavra. Trata-se de uma potência de dois onde  $N$  indica a posição do ponto decimal ( $QN = 2^{-N}$ ).  $N$  terá valores negativos para pontos decimais posicionados à direita de  $b_0$ .

Considerando que existe apenas uma representação do número zero, haverá uma desigualdade entre os números positivos e negativos possíveis de representação.

Para fazer o negativo de um número binário de ponto fixo os números com sinal são representados no formato complemento de dois.

O fato de um número ser com sinal ou sem sinal não é usualmente explícito na palavra binária, ou seja, não existe um bit de sinal. A informação do sinal está implicitamente definida na arquitetura do processador.

O valor real (V) de um número é representado pelo somatório dos valores dos bits multiplicados por um peso.

O valor de um número de ponto fixo sem sinal pode ser encontrado pela expressão:

$$V = QN \cdot \left[ \sum_{i=0}^{ws-1} b_i \cdot 2^i \right] \quad (C.1)$$

Enquanto um número em ponto fixo com sinal é dado por:

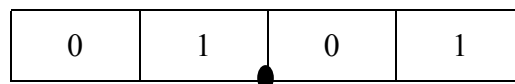
$$V = QN \cdot \left[ -b_{ws-1} \cdot 2^{ws-1} + \sum_{i=0}^{ws-2} b_i \cdot 2^i \right] \quad (C.2)$$

O peso de cada bit é dado por  $2^i$ , enquanto  $b_i$  é chamado de bit multiplicador.

Observando-se a expressão acima, verifica-se que através da primeira parcela obtêm-se os valores positivos ou negativos, pois quando o MSB for nulo o número real será positivo e quando MSB = 1 o número real será negativo.

O ponto decimal é o meio pelo qual os números de ponto fixo são escalonados. É o programa que, usualmente, determina a localização do ponto decimal. Em operações básicas de matemática como adição e subtração, o circuito lógico executa as operações sem conhecimento do fator de escala. Ele executa as operações algébricas com números de ponto fixo com ou sem sinal como se o ponto decimal estivesse à direita de  $b_0$ .

Exemplificando com um número de 4 bits, com o ponto decimal colocado na segunda casa à esquerda de  $b_0$  ( $N = 2$ ) tem-se:



Este número terá o mesmo valor positivo tanto para a representação sem sinal como na representação de complemento de dois (com sinal), visto que o MSB é nulo não existindo a parcela que daria um valor negativo. Utilizando-se os pesos apropriados, o bit multiplicador e a escala o valor será:



$$V = QN \cdot \left[ \sum_{i=0}^{ws-1} b_i \cdot 2^i \right] = 2^{-4} \cdot (0 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0) = 2^{-4} \cdot (5) = 0,3125 \quad (C.3)$$

Caso o número possua o MSB = 1 os valores serão diferentes para variáveis do tipo com sinal ou sem sinal. Exemplificando tem-se:

1	1	0	1
---	---	---	---

O valor para variáveis sem sinal será:

$$V = QN \cdot \left[ \sum_{i=0}^{ws-1} b_i \cdot 2^i \right] = 2^{-4} \cdot (1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0) = 2^{-4} \cdot (13) = 0,8125$$

Enquanto uma variável especificada como sendo com sinal o seu valor será:

$$V = QN \cdot \left[ -b_{ws-1} \cdot 2^{ws-1} + \sum_{i=0}^{ws-2} b_i \cdot 2^i \right] = 2^{-4} \cdot \left[ (-1 \cdot 2^3) + (1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0) \right]$$

$$V = 2^{-4} \cdot [(-8) + (5)] = \frac{-3}{16} = -0,1875$$

Em termos práticos, quando se tem um número fracionário ( $X$ ) e é necessário representá-lo como um número inteiro ( $Y$ ), para tal basta efetuar a multiplicação por uma potência de dois ( $2^N$ ), que é uma base inteira, com  $N$  indicando a posição do ponto decimal. A expressão é dada por:

$$Y = X \cdot 2^N$$

Deve-se atentar que o número  $Y$  deve ser um inteiro e que as casas decimais resultantes da multiplicação serão abandonadas, pois o processador só opera com números inteiros em formato binário.

Deste modo, pode-se montar a tabela a seguir para um dado de 8 bits.

**Tabela C.1**– Exemplo de possibilidades de representação em ponto fixo de 8 bits.

ESCALA (QN)	Faixa para n <sup>os</sup> sem sinal	Faixa para n <sup>os</sup> com sinal
Q0	0 a 255	-128 a 127
Q1	0 a 127,5	-64 a 63,5
Q2	0 a 63,75	-32 a 31,75
Q3	0 a 31,875	-16 a 15,87
Q4	0 a 15,937	-8 a 7,937
Q5	0 a 7,9687	-4 a 3,968
Q6	0 a 3,9843	-2 a 1,984
Q7	0 a 1,9921	-1 a 0,992
Q8	0 a 0,996	-0,5 a 0,496
Q9	0 a 0,498	-0,25 a 0,298
Q10	0 a 0,249	-0,125 a 0,149
Q11	0 a 0,124	-0,062 a 0,074

Analisando-se a tabela, verifica-se que, as três últimas representações (Q9, Q10 e Q11) não estão contidas na palavra de 8 bits. Portanto, como o ponto decimal é fictício, pode-se representá-lo em qualquer posição, inclusive à direita de  $b_0$ . Em equações matemáticas, deve-se observar que, somas e subtrações devem ser feitas com números no mesmo formato.

O resultado de multiplicações terá o formato da soma dos expoentes, similar a multiplicação de potências. Exemplificando, seja um número com formato QN que multiplica um outro de formato QM, tem-se:

$$QN \cdot QM = Q(M + N)$$

Caso o resultado não seja o formato que se deseja para uma nova operação ou que o resultado não seja possível de representação naquele formato, deve-se reescalonar as variáveis antes da operação ou o resultado através da operação de deslocamentos de bits. Por exemplo, considerando uma palavra de 8 bits, que a variável seja do tipo com sinal, se o resultado obtido for um número positivo maior que 127, este resultado acarretará um *overflow* no acumulador de 8 bits, pois o resultado ultrapassa a faixa máxima de representação.

Dependendo das características do acumulador de resultados do processador e do acumulador intermediário de operações matemático, caso duas variáveis estejam próximas do valor máximo de representação e não se deseja perder precisão, pode-se forçar explicitamente a representação longa, isto é, a variável é alocada em um acumulador com o dobro de bits, e reescala-se o resultado após a operação.

Por exemplo,

$R = A\_Q12 * B\_Q15$  o resultado será  $R\_Q27$  caso este resultado esteja fora da faixa de representação pode-se reescrever a expressão do seguinte modo:

$$R = ((\text{long}) A\_Q12 * (\text{long}) B\_Q15) \gg y$$

Onde  $y$  representa o número de bits que se deseja deslocar à esquerda, para evitar o *overflow* do acumulador de resultados.

A mesma regra é aplicada para processadores de 16 bits, ou seja:

O maior número representável sem sinal é  $2^{16} - 1 = 65.535$ , o mínimo é zero.

Em Q15 o valor máximo de representação é:

$$X_{\max} = 65.635 \cdot 2^{-15} = \frac{65.635}{32.768} = +1,999$$

A representação com sinal está na faixa entre  $-32.768$  a  $32.767$ .

Em Q15 os valores máximos e mínimos de representação com sinal são:

$$X_{\max} = (2^{N-1} - 1) \cdot QN = 32.767 \cdot 2^{-15} = \frac{32.767}{32768} = +0,999$$

$$X_{\min} = (-2^{N-1}) \cdot QN = -32.768 \cdot 2^{-15} = \frac{32.768}{32.768} = -1$$

Enquanto em Q10 o maior número que se pode representar é 31,999 e o menor é  $-32$ , ou seja:

$$Y_{\max} = 32.767 \cdot 2^{-10} = \frac{32.767}{1.024} = +31,999$$

$$Y_{\min} = -32.768 \cdot 2^{-10} = \frac{32.768}{1024} = -32$$

## APÊNDICE D – Programa Fonte

Programa Desenvolvido para Controle de um Motor Síncrono de Ímãs Permanentes  
Utilizando sensor de posição (Encoder de 1024 pulsos/rotação)

Nome do Programa: MSIP\_Enc.c

Autor: Lauro Barde Bezerra

Objetivo: Tese de Mestrado COPPE/UFRJ

Descrição: Este arquivo contém instruções para acionamento de um Motor Síncrono de Ímãs Permanentes com sensor de posição.

Considerações: O programa está desenvolvido sem otimizações para a linguagem C. Por exemplo, não foram agrupadas as diretivas e nem as variáveis, do mesmo tipo, estão declaradas em conjunto, mas sim em função das suas respectivas aplicações no desenvolvimento do programa.

A programação foi feita com a preocupação de facilitar leitura para futuras aplicações.

Aplicabilidade: Módulo de Desenvolvimento EVM TMS320LF2407 fabricado pela Spectrum Digital e montado com DSP 2407 da Texas Instruments.

```
/*Programas header chamados por este programa*/
#include "regs2407.h"
#include "SETBIT.h"
#include "svgen_ALT.h"
/*****/
/* DIRETIVAS */
/*****/
/*-----*/
/*Diretivas Gerais */
/*-----*/
```

```

#define Q20 1048576L
#define Q25 33554432L
#define Q23 8388608L
#define Q15 32767
#define Q10 1024
#define Q5 32
/*-----*/
/*Diretivas Específicas */
/*-----*/
/*Interrupções*/
#define ENABLE_INTERRUPTS asm(" CLRC INTM") /*Habilita interrupção através
do INTM no Status Register da CPU*/
#define DISABLE_INTERRUPTS asm(" SETC INTM") /*Desabilita interrupção
através do INTM no Status Register da CPU*/

/*Opção para trabalhar com monitor em tempo real*/
#define REALTIME 0 /* 1=usa monitor tempo-real, 0=não usa */

/*TIMER E PWM*/
#define PWMPER 200e-6 /*5kHz*/
#define CLOCK 29.4912e6 /*CLOCKOUT=4*7,3728MHz(Clock do oscilador)*/
/*~33,9ns*/
#define kpre 1 /*Pré escala do clock = 1*/
#define TSW ((int)((CLOCK*PWMPER)/(2*kpre))) /*Prescaler x/1(x/Kpre)*/
/*TSW=T1PR=(29,4912e6 * 200e-6 / 2)=2949 */
/*Tpwm=2*T1PR*CLOCK*Kpre=2*294*(33e-9*1)=195e-6s ~5kHz*/
/*A multiplicação por 2 é devido ao modo up/down do Timer1(1*Tpwm ~
2*T1PR)*/
#define MEIO_TSW (TSW/2) /*Utilizado nos CMPrx*/

/*Referência Senoidal******/
#define FREQ ((int)(Q5*2.0)) /*Frequência desejada*/
#define DTHETA ((unsigned int)((PWMPER*FREQ)*Q10)) /*Incremento da ângulo
theta*/

```

```

/*INVERSA DE PARK PARA ESTA REFERÊNCIA*/
struct {int vd1_ref; int vq1_ref; int theta1;} ipark_in1;
struct {int valfa1_ref; int vbeta1_ref;} ipark_out1;
long int w_ref_teste=0;
/*****/

/*Regulador PI Iq*/
long int ek_iq=0,ek1_iq=0;
#define Kp_Q10 ((int)Q10*0.1328125)
#define Kih_Q15 ((int)Q15*PWMPER*3.967285)
/*Este valores(+13.000) de Iq limitam a velocidade máxima
/*do motor em torno de 2600rpm evitando sobrevelocidade*/
#define MAX_iq 13000
#define MIN_iq -13000
/*Regulador PI Id*/
/*Este Regulador não foi utilizado (id=0)*/
//int ek_id=0,ek1_id=0;
//#define MAX_id 1000
//#define MIN_id -1000
int id_ref=0; /*Referência de Id*/

/*Regulador de Velocidade*/
long int ek_w=0,ek1_w=0;
#define Kpw_Q10 ((int)Q10*19.53125)
#define Kihw_Q10 ((int)Q10*PWMPER*10.0*1220.703125)
/*A multiplicação por 10 é devido ao contador de dez ciclos para o regulador de
velocidade*/
#define MAXW_Q15 32000
#define MINW_Q15 -32000
/*VELOCIDADE DE REFERÊNCIA EM rpm*/
/*****/
long int w_ref_rpm = 1200;
/*****/

```

```

/*Cálculo da Velocidade*/
#define W_BASE 6750 /*Velocidade Base*/
#define INV_W_BASE_Q20 ((long int)Q20/W_BASE)

/*Variável temporária da velocidade em Q15**/Esta diretiva foi colocada na malha de
velocidade para executar inversão e impulso em operação*/
//#define w_temp_Q15 ((long)w_ref_rpm*(long)INV_W_BASE_Q20>>5)

/*Velocidade de referência em Q15*/
long int w_ref_Q15=0;
int direcao=0; /*Variável para indicar o sentido de rotação*/

/*CAPTURA para Velocidade*/
unsigned int CAP_old=0,CAP_new=0;
unsigned int delta=0; /*DELTA entre capturas*/
int inv_delta_Q23=0; /*Inverso de DELTA*/
long int w_n_Q15=0; /*Velocidade normalizada em Q15*/
long int w_rpm=0; /*Velocidade em rpm para gráficos*/
int espera=0;
/*****/
/*Declaração de Variáveis GLOBAIS */
/*****/
/*Inicialização dos valores de referências*/
/*Variáveis de saída do PI*/
long int dk_w=0;
long int dk_iq=0;
long int dk_id=0;
/*Variáveis para apresentar formas de onda na tela*/
#define N_AMOSTRAS 5000
int amostra=0;
int var1[N_AMOSTRAS];/*,var2[N_AMOSTRAS],var3[N_AMOSTRAS];
//int var4[N_AMOSTRAS],var5[N_AMOSTRAS],var6[N_AMOSTRAS];
/*Variáveis para parar programa no Watch Window*/
int parar=0;

```

```

int flag_parada=0;
int ref_malha_aberta=0;

/*INVERSA DE PARK*/
/*Foi adicionado ao projeto o arquivo SINTB360.asm*/
/*Arquivo de tabela de seno para cálculo da função*/
struct {int vd_ref; int vq_ref; int theta;} ipark_in;
struct {int valfa_ref; int vbeta_ref;} ipark_out;

/*SVGEN-PWM VETOR ESPACIAL*/
/*Parte está no Header - arquivo svgen.h*/
SVGENDQ svgen1;
SVGENDQ svgen1=SVGENDQ_DEFAULTS;
int TVa,TVb,TVc;

/*TRANSFORMADA DE CLARKE*/
struct {int ia_Q15; int ib_Q15; int ic_Q15;} clark_in;
struct {int ialfa; int ibeta;} clark_out;

/*TRANSFORMADA DE PARK*/
/*Foi adicionado ao projeto o arquivo SINTB360.asm*/
/*Arquivo de tabela de seno para cálculo da função*/
struct {int i_alfa; int i_beta; int theta;} park_in;
struct {int id; int iq;} park_out;

/*CONVERTOR AD*/
int ia_med_Q10=0, ib_med_Q10=0;
int ia_med_Q15=0, ib_med_Q15=0, ic_calc_Q15=0;
int cont=0; /*Contador para PIW ter tempo 10x PI Iq e Id */

/*QEP para Posição THETA*/
int angulo_Q15=0;

```



```

/*Protótipo das Funções de Inicialização*/
extern void wdog_wstate_init(void);
extern void pwm_init(void);
extern void qep_init(void);
extern void cap_init(void);
extern void ad_init(void);
extern void interrupt_init(void);
extern void system_init(void);

/*Função de parada lenta do motor*/
void parar_motor(void);

/*Função de alinhamento*/
inline void alinhamento();

int main()
{
system_init(); /*Configura Registro de sistema*/ /*Habilita EVA, EVB, AD e PLL*/
wdog_wstate_init(); /*Zera Wait-State e Deabilita WatchDog*/
pwm_init(); /*Inicializa PWM com Timer1 (EVA)*/

T1PR = TSW; /*Período do timer 1 - Utilizado no PWM e interrupções*/
T1CNT=0; /*Inicializa TIMER COUNTER 1 em ZERO*/
T1CON |= SETBIT6; /*Segunda configuração bit6 ENABLE*/ /*Habilita Timer1*/

/*Inicialização de Theta IPark*/
ipark_in.theta = 0;
/*Inicialização de Theta, id e iq para Park*/
park_in.theta=0;
park_out.iq=0;
park_out.id=0;
/*Inicialização de Theta IPark1*/
ipark_in1.theta1 = 0;

```

```

ad_init(); /*Inicializa Conversor AD*/ /*AD inicializado por EVB*/
qep_init(); /*Inicializa circuito QEP com Timer2 (EVA)*/
    /*Leitura da Posição do rotor*/
T2CON |= SETBIT6; /*Segunda configuração bit6 ENABLE*/ /*Habilita Timer2*/

cap_init(); /*Inicializa Captura com Timer4 (EVB)*/ /*Leitura da Velocidade do
motor*/
T4CNT = 0; /*Inicializa TIMER COUNTER 4 em ZERO*/
T4PR = 0xFFFF; /*Período igual a (2^16-1)>>(0xFFFF)*/
T4CON |= SETBIT6; /*Segunda configuração bit6 ENABLE*/ /*Habilita Timer2*/
MCRB &= CLEARBIT3; /*Habilita IOPC5 com output para*/
PCDATDIR |= SETBIT11; /*verificar tempo de interrupção*/ /*Bit 32 conector I/O*/

alinhamento(); /*Chamada da função de alinhamento do motor*/
interrupt_init(); /*Limpa registradores de Flag*/ /*Habilita Interrupções específicas*/

/*Utilizado com monitor em tempo real*/
/*Não foi utilizado*/
#if REALTIME != 0 /* RTM em uso */
    IMR = 0x004A; /* Habiliata interrupções desejadas+RTM*/
#else /* RTM sem uso */
    IMR = 0x000A; /* Habiliata interrupções desejadas (sem RTM) */
#endif
/**/ Inicializa monitor em tempo real /**/
#if REALTIME != 0
    asm(".ref MON_RT_CNFG");
    asm(" CALL MON_RT_CNFG");
#endif

ENABLE_INTERRUPTS; /*Habilita interrupção através do INTM*/ /*no Status
Register da CPU*/
while (1<2) /*Malha infinita*/
{
if (parar !=0) parar_motor(); /*Chamada da função de parada*/

```

```

}
}

/*Interrupção Gerada pelo TIMER1*/
interrupt void gisr2()
{
#define OFFSET_A_Q10 512 /*((int)(Q10*1.65/3.3=512)) /* zero Amp = 1.65V; 3.3V
= 1.0(Q10) */
#define OFFSET_B_Q10 512
#define OFFSET_C_Q10 10 /*3.3V = 1.0Q10 e /*1.65V = X >> X = 1.0Q10*1.65/3.3
*/
#define GAIN_SENSE_Q0 1 //((int)(6.4*1.65/2.0)) /*Di=6.4A->Dv=2V;
Di(Dv=1.65V)=? (Q0) */

switch (PIVR) /*Peripheral Interrupt Vector Register*/
{
case 0x0029: /*PIVR=[0029h]Interrupt TUFINT1*/ /*Timer1 Underflow
Interrupt*/ /*INT2(level 2)[0004h]*/
{
PCDATDIR |=SETBIT3; /*IOPC3 HIGH - Verificar Tempo de interrupção*
/*Bit 30 conector I/O*/

/*****/
/*Leitura das correntes Ia e Ib com conversor AD */
/*****/
ia_med_Q10 =((RESULT0>>6) - OFFSET_A_Q10)*(GAIN_SENSE_Q0);
ib_med_Q10 =((RESULT1>>6) - OFFSET_B_Q10)*(GAIN_SENSE_Q0);

ia_med_Q15 = ia_med_Q10<<5;
ib_med_Q15 = ib_med_Q10<<5;
ic_calc_Q15 = -((ia_med_Q15+ib_med_Q15)-OFFSET_C_Q10);

```

```

/*****/
/*Transformada de Clarke                                     */
/*****/
clark_in.ia_Q15 = ia_med_Q15;
clark_in.ib_Q15 = ib_med_Q15;
clark_in.ic_Q15 = ic_calc_Q15;

clark(&clark_in,&clark_out);

/*****/
/*Cálculo da posição do rotor com ENCODER                 */
/*****/
angulo_Q15 = ((int)(T2CNT*24));
park_in.theta = angulo_Q15;
ipark_in.theta = angulo_Q15;

/*****/
/*Transformada de Park                                     */
/*****/
park_in.i_alfa = clark_out.ialfa;
park_in.i_beta = clark_out.ibeta;

park(&park_in,&park_out);

/*****/
/*REGULADOR PIW - Velocidade angular                       */
/*O regulador PIW atuará com tempo de 10x o tempo do regulador das correntes id e iq
(PI1 e PI2)*/
/*****/
/*Incremento de contador para Regular Velocidade*/
if(++cont == 10)
{
    cont = 0;
}

```

```

/*Condição para executar inversão e impulso*/
    //if(++espera==150){w_ref_rpm=-2000; espera=199;}
    //if(++espera==250){w_ref_rpm=-w_ref_rpm;}
/*****

/*Referência em degrau*/
    #undef DEGRAU
    // #define DEGRAU
    #ifdef DEGRAU

++espera;
if (espera==250){w_ref_rpm=1500;}
if (espera==500){w_ref_rpm=2000;}
if (espera==750){w_ref_rpm=1500;}
if (espera==1000){w_ref_rpm=1000;}
if (espera==1250){w_ref_rpm=1500;}
if (espera==1500){w_ref_rpm=2000;}
if (espera==1750){w_ref_rpm=1500;}
if (espera==2000){w_ref_rpm=1000;}
if (espera==2250){w_ref_rpm=1500;}
if (espera==2500){w_ref_rpm=2000;}
if (espera==2750){w_ref_rpm=1500;}
if (espera==3000){w_ref_rpm=1000;}
    #endif

/*****

/*Variável Temporária da Velocidade em Q15*/
#define w_temp_Q15 ((long)w_ref_rpm*(long)INV_W_BASE_Q20>>5)

/*Cálculo da Velocidade */
inv_delta_Q23 = (Q23/delta);
/*O sentido de rotação é obtido do bit 14 do GPTCONA*/
direcao = GPTCONA & MASKBIT14;
if (direcao == 0)
{
    w_n_Q15 = inv_delta_Q23;
}

```

```

else
{
    w_n_Q15 = -inv_delta_Q23;
}

/*Cálculo velocidade rpm (Para ver no gráfico)*/
/*Não é utilizada nos cálculos do programa*/
w_rpm = (((long)w_n_Q15)*((long)W_BASE))>>15;

/*Regulador PI de velocidade*/
ek_w = w_ref_Q15 - w_n_Q15;

//dk_w+=(((long)Kpw_Q10*((long)(ek_w-
ek1_w)))>>10)+(((long)Kihw_Q10*(long)ek_w)>>10);
dk_w += ((20000*((long)(ek_w - ek1_w)))>>10) + ((2500*((long)ek_w))>>10);
/*Esta segunda equação está com o valor expandido para permitir ajuste mais preciso
nos testes*/

if (dk_w > MAXW_Q15) dk_w = MAXW_Q15;
if (dk_w < MINW_Q15) dk_w = MINW_Q15;

ek1_w = ek_w;
}

/*****
*/REGULADOR PI1 - Corrente iq
*****/

ek_iq = (dk_w - park_out.iq);

dk_iq+=(((long)Kp_Q10*(long)(ek_iq-
ek1_iq))>>10)+(((long)Kih_Q15*(long)ek_iq)>>15);
//dk_iq += ((136*(ek_iq - ek1_iq))>>10)+((26*ek_iq)>>15);
/*Esta segunda equação está em Q0 para permitir ajuste mais preciso nos testes*/

if (dk_iq > MAX_iq) dk_iq = MAX_iq;

```

```
if (dk_iq < MIN_iq) dk_iq = MIN_iq;
```

```
ek1_iq = ek_iq;
```

```
/******
```

```
/*REGULADOR PI2 - Corrente id (Não foi utilizado) */
```

```
/******
```

```
//ek_id = (id_ref - park_out.id);
```

```
//dk_id+=(((long)Kp_Q10*(long)(ek_id-  
ek1_id))>>10)+(((long)Kih_Q10*(long)ek_id)>>10);
```

```
//if (dk_id > MAX_id) dk_id = MAX_id;
```

```
//if (dk_id < MIN_id) dk_id = MIN_id;
```

```
//ek1_id = ek_id;
```

```
/******
```

```
/*Transformada Inversa de Park */
```

```
/******
```

```
/*Degrau para teste com vq_ref=cte ~9000 a 1500*/
```

```
/*if (++espera<1000){ipark_in.vq_ref=2000;}
```

```
else
```

```
{
```

```
*/
```

```
if (flag_parada == 0)
```

```
{
```

```
    w_ref_Q15 = w_temp_Q15;
```

```
    ipark_in.vq_ref = dk_iq;
```

```
    ipark_in.vd_ref = dk_id;
```

```
}
```

```
else
```

```
{
```

```
/*Operação em malha aberta*/
```

```
ipark_in.vq_ref = ref_malha_aberta;
```

```
}
```

```

//}/*Faz parte do "if" do degrau*/

ipark(&ipark_in,&ipark_out);

/*****/
/*Vetor Espacial */
/*****/
svgen1.v_alfa_ref = ipark_out.valfa_ref;
svgen1.v_beta_ref = ipark_out.vbeta_ref;

svgen1.calc(&svgen1);
/*Como a saída de svgen1 varia entre -1 e +1 em Q15 e T1PR=TSW deve variar entre
0 e TSW, multiplica-se por TSW/2 e a seguir faz-se um offset de +TSW/2 */

/*A multiplicação é feita com variáveis do tipo "long" pois o resultada será maior que o
valor máximo para Q15(32768). Força-se, assim, que o resultado seja armazenado em
32bitsno registro e só depois convertido para 16bits*/
TVa = ((long)svgen1.t1) * ((long)MEIO_TSW)>>15; /*Q15/Q0*/
TVb = ((long)svgen1.t2) * ((long)MEIO_TSW)>>15; /*Q15/Q0*/
TVc = ((long)svgen1.t3) * ((long)MEIO_TSW)>>15; /*Q15/Q0*/

/*COMPARE REGISTER - CMPRx*/
CMPR1 = TVa + MEIO_TSW; /*Offset=TSW/2*/
CMPR2 = TVb + MEIO_TSW; /*Offset=TSW/2*/
CMPR3 = TVc + MEIO_TSW; /*Offset=TSW/2*/

/*****/
#undef SENO
//#define SENO
#ifdef SENO
/*Referência Senoidal após 1seg de operação*****/
ipark_in1.vq1_ref = 200; /*Amplitude +- este valor, dependerá da freq. aplicada*/
ipark_in1.vd1_ref = 0;

```



```

ipark(&ipark_in1,&ipark_out1);

if(++espera>5000) /*Espera de 1seg para 5kHz*/
{
espera = 5001;
w_ref_rpm = ipark_out1.valfa1_ref + 1200; /*1200=Valor médio*/
}
//w_ref_rpm = -w_ref_teste; /*Ref. senoidal na partida*/
ipark_in1.theta1 += DTHETA; /*Será angulo em Q15*/

#endif
/*****/

/*Variáveis para apresentar gráficos*/
var1[amostra] = w_rpm;
//var2[amostra] = angulo_Q15;
//var3[amostra] = park_out.id;
//var4[amostra] = espera;
//var5[amostra] = w_rpm;
//var6[amostra] = ek_iq;
amostra++; if (amostra>=N_AMOSTRAS) amostra=N_AMOSTRAS-1;

PCDATDIR &=CLEARBIT3; /*IOPC3 LOW - Verificar Tempo de interrupção*
/*Bit 30 conector I/O*/

EVAIFRA |=SETBIT9; /*Reset Flag para TUFINT /*GPTimer 1 underflow interrupt*/

}
default:
{
}
}
}

```

```

/*Interrupção gerada pela Captura*/
interrupt void gisr4()
{
    switch (PIVR) /*Peripheral Interrupt Vector Register*/
    {
        case 0x36: /*PIVR=[0036h]Interrupt CAP4INT /*Capture 4 Interrupt*/
            /*INT4(level 4)[0008h]*/
            {

CAP_new = CAP4FIFO; /*Leitura registro de captura*/

/*Cálculo do DELTA (Variação de Tempo) para velocidade*/
/*if (CAP_new > CAP_old)
delta = CAP_new - CAP_old;
if (CAP_new < CAP_old)
delta = T4PR + CAP_new - CAP_old;*/

delta = CAP_new - CAP_old;
CAP_old = CAP_new; /*Armazena leitura*/
        EVBIFRC |= SETBIT0; /*Reset flag para CAP4INT*/ /*Capture 4 interrupt*/
    }
    default:
        {
        }
    }
}

void bad_trap()
{
}

/*Função de alinhamento de uma das fases do motor*/
inline void alinhamento()
{
    long int j=0;

```

```
/*Aplica-se baixa tensão em uma fase apenas*/
```

```
TVa=((int)(0.5 * MEIO_TSW));
```

```
TVb=0;
```

```
TVc=0;
```

```
/*COMPARE REGISTER - CMPRx*/
```

```
CMPR1 = TVa + MEIO_TSW; /*Offset=TSW/2*/
```

```
CMPR2 = MEIO_TSW; /*Offset=TSW/2(Equivalente a zero)*/
```

```
CMPR3 = MEIO_TSW; /*Offset=TSW/2(Equivalente a zero)*/
```

```
for (j=0; j<800000; j++)
```

```
{
```

```
}
```

```
T2CNT = 0x0000; /*Zera contador de posição*/
```

```
CMPR1 = MEIO_TSW; /*Zera CMPR1*/
```

```
}
```

```
/*Função de parada lenta do motor*/
```

```
void parar_motor(void)
```

```
{
```

```
unsigned int k;
```

```
/*A variável para parar programa é PARAR que deve ser colocada no Watch Window e depois na janela EDIT VARIABLES, deve-se colocar qualquer número diferente de zero*/
```

```
flag_parada = 1;
```

```
//if (ref<0)
```

```
if (direcao == 0)
```

```
{
```

```
ref_malha_aberta = dk_iq;
```

```
while (ref_malha_aberta>200)
```

```
{
```

```
for(k=0;k<40000;k++);
```

```

    ref_malha_aberta = ref_malha_aberta-200;
}
}
else
{
ref_malha_aberta = dk_iq;
while (ref_malha_aberta<-200)
{
for(k=0;k<40000;k++);
ref_malha_aberta = ref_malha_aberta+200;
}
}

/*Apesar de parado, o motor continua alimentado*/
/*Estes comandos desalimentam o motor*/
COMCONA &= CLEARBIT9; /*Desabilita Comparadores*/

DISABLE_INTERRUPTS; /*Desabilita Interrupções*/

}

```

### **PROGRAMA DE INICIALIZAÇÃO DAS INTERRUPÇÕES**

```

#include "regs2407.h"
#include "SETBIT.h"

void interrupt_init()
{
/* IMR - INTERRUPT MASK REGISTER*/
IMR =0; /*Clear IMR register*/
IFR = 0xFFFF; /*Clear any pending core interrupt*/

/*IMR está em modo real no programa principal*/
IMR |= SETBIT1; /*Enable-INT2 - PWM-Timer Interrupt*/
IMR |= SETBIT3; /*Enable-INT4 - CAPTURE Interrupt*/

```

```

EVAIFRA = 0xFFFF; /*RESET-EVA Interrupt Flag Reg.A[742F]*/
EVAIFRB = 0xFFFF; /*RESET-EVA Interrupt Flag Reg.B[7430]*/
EVAIFRC = 0xFFFF; /*RESET-EVA Interrupt Flag Reg.C[7431]*/

EVAIMRA = 0; /*DISABLE-EVA Interrupt Mask Reg. A[742C]*/
EVAIMRB = 0; /*DISABLE-EVA Interrupt Mask Reg. B[742D]*/
EVAIMRC = 0; /*DISABLE-EVA Interrupt Mask Reg. C[742E]*/

EVAIMRA |= SETBIT9; /*ENABLE-EVA Interrupt Mask Reg. A para T1UFINT*/
//EVAIMRA |= SETBIT7;

EVBIFRA = 0xFFFF; /*RESET-EVB Interrupt Flag Reg.A[752F]*/
EVBIFRB = 0xFFFF; /*RESET-EVB Interrupt Flag Reg.B[7530]*/
EVBIFRC = 0xFFFF; /*RESET-EVB Interrupt Flag Reg.C[7531]*/

EVBIMRA = 0; /*DISABLE-EVB Interrupt Mask Reg. A[752C]*/
EVBIMRB = 0; /*DISABLE-EVB Interrupt Mask Reg. B[752D]*/
EVBIMRC = 0; /*DISABLE-EVB Interrupt Mask Reg. C[752E]*/

EVBIMRC |= SETBIT0; /*ENABLE-EVB Interrupt Mask Reg. C para CAP4INT*/

}

```

## **PROGRAMA DE CONFIGURAÇÃO DO SISTEMA**

```

#include "regs2407.h"
#include "SETBIT.h"

extern void system_init(void)
{
/*****
/*Configuração do System Control and Status Register 1 */
/*SCSR 1 [7018h] */

```

```

/*Habilita EVA, EVB, AD e seleciona PLL Clock          */
/*****/

SCSR1 |=SETBIT0; /*bit 0(1)Clear ILLADR-Reset Illegal Adress*/
SCSR1 |=SETBIT2; /*bit 2(1)Enable EVA clock module*/
SCSR1 |=SETBIT3; /*bit 3(1)Enable EVB clock module*/
SCSR1 |=SETBIT7; /*bit 7(1)Enable AD*/
SCSR1 &=0xF1FF; /*bits 11-9(000)PLL Clock Prescale*/
                /*4xInput Clock Frequency*/
                /*4x7,3728MHZ=29,4912MHz ~ 33.9ns*/
}

```

## **PROGRAMA DE INICIALIZAÇÃO DO CIRCUITO DE QUADRATURA**

```

#include "regs2407.h"
#include "SETBIT.h"

void qep_init(void)
{
/*****/
/*Configuração do QEP Circuit          */
/*QEP >>>>>> QEP1 e QEP2 - TIMER2          */
/*****/

/*****/
/*I/O MUX CONTROL REGISTER A[7090]          */
/*Habilitação dos pinos I/O para QEP/CAPTURE          */
/*****/
MCRA |=0x0018; /*(0000 0000 0001 1000)*/
                /*bits 3-4 QEP1-QEP2*/
                /*I/O Pinos 21-22*/
MCRC |=0x0080; /*(0000 0000 1000 0000)*/
                /*bit 7 CAP4*/

```

*/\*I/O Pino 24\*/*

```
/******  
/*TIMER 2 CONTROL REGISTER [7408] - EVA */  
/*Configuração TxCON(T2CON) 10R1 1000 0111 0000 (0x9870) */  
/*Utilizado para QEP(Quadrature Encoder Pulse) */  
/*Leitura de POSIÇÃO com ENCODER */  
*****  
*/
```

T2CNT=0; */\*Inicializa TIMER COUNTER 2 em ZERO\*/*

T2PR=4095; */\*Período igual a [(4\*1024)-1] \*/*  
*/\*Encoder com 1024pulsos/rotação (2^10=1024)\*/*

T2CON=0x9830;

*/\*FREE,SOFT-bits15-14(10)Operation is not affected by emulation suspend\*/*

*/\*RESERVED -bit13 - -(R)Writes have no effect\*/*

*/\*TMODE1e0 -bits12-11(1 1)Directional up/down-count mode\*/*

*/\*TPS2-TPS0 --bits10-8-(000)Prescaler x/1\*/*

*/\*T2SWT1 - -bit7- - -(0)Use own TENABLE bit\*/*

*/\*TENABLE- -bit6- - -(1)Enable Timer Operations*

*/\*\*\*\*>>>>>Habilitado na segunda configuração\*/*

*/\*TCLKS1e0 -bits5-4 -(11)Clock Source select QEP Circuit for TIMER2\*/*

*/\*TCLD1e1- -bits3-2-(00)Timer compare register reload condition*

*(00)when counter is 0*

*(01)when counter value is 0 or equals period register value*

*(10)immediately\*/*

*/\*TECMPR - -bit1 - -(0)Disable timer compare operations\*/*

*/\*SELT1PR- -bit0 - -(0)Use own period register\*/*

*}*

## PROGRAMA DE INICIALIZAÇÃO DO PWM

```
#include "regs2407.h"

void pwm_init()
{
    /***/
    /*PROGRAMAÇÃO DO SPACE VECTOR PWM */
    /*SIMETRICO - Continuous-up/down mode com Dead-band */
    /***/
    /***/
    /*I/O MUX CONTROL REGISTER A[7090] */
    /*Habilitação dos pinos I/O para o PWM */
    /*Pinos: bits 6-7 PWM1-2 >>Pinos 3-4 [I/O] */
    /* bits 8-9 PWM3-4 >>Pinos 5-6 [I/O] */
    /* bits 10-11 PWM5-6 >>Pinos 7-8 [I/O] */
    /***/
    MCRA |=0x0FC0; /*(0000 1111 1100 0000)*/
        /*bits 6-11 PWM1 a PWM6*/

    /***/
    /*GENERAL PURPOSE TIMER CONTROL REGISTER A [7400] */
    /*Configuração GPTCONA RrrR R000 10RR 0000 (0x0080) */
    /***/
    /*bit 15,R=Reserved*/
    /*bit 14,r=read only-Status do Timer2*/
    GPTCONA = 0x0080;
    /*bit 13,r=read only-Status do Timer1*/
    /* (0)Counting downward*/
    /* (1)Counting upward */
    /*bits 12-11,R=Reserved*/
    /*bits 10-9 (00)Timer2-No events start ADC*/
    /*bits 8-7 (0 1)Timer1-underflow interrupt flag start ADC*/
    /*bit 6(0)Disable all GP TIMER COMPARE OUTPUT*/
}
```



```

/*bits 5-4,R=Reserved*/
/*bits 3-2 Polarity GP Timer2 compare output
/*bits 1-0 Polarity GP Timer1 compare output
/*          (00)Força timer como low*/
/*          (01)Ativa polaridade do timer em low*
/*          (10)Ativa polaridade do timer em high*/
/*          (11)Força timer como high*/

/*****/
/*TIMER 1 CONTROL REGISTER [7404] - EVA          */
/*Configuração do TxCON(T1CON) 10R0 1000 0100 0000      */
/* *** SIMÉTRICO(UP-DOWN) * (0x8840)          */
/*Utilizado para PWM Vetor Espacial (SVPWM)          */
/*****/

T1CON=0x8800;
/*FREE-SOFT-Bits 15-14(10)Operation is not affected on emulation suspend*/
/*RESERVED -Bit 13 (Reserved)*/
/*TMODE1e2 -Bits 12-11(0 1)Continuous up/down-count mode*/
/*TPS2-0 - -Bits 10-8 (000)Prescaler x/1*/
/*T2SW1- - -Bit 7 (0)Use own TENABLE*/
/*TENABLE- -Bit 6 (1)Enable Timer Operations
/*****>> Habilitado na segunda configuração*/
/*TCLKS1eO -Bits 5-4 (00)Internal clock source*/
/*TCLD1e0- -Bits 3-2 (00)Timer compare(active) register reload condition
/*          (00)when counter is 0
/*          (01)when counter value is 0 or equals period register value*/
/*          (10)immediately*/
/*TECMPR - -Bit 1 (0)Disable timer compare operations*/
/*SELT1PR- -Bit 0 Reserved-for Timer1*/
/*          (0)Use own period register*/
/*          (1)Use T1PR as period register ignoring own period register*/

```

```

/*****/
/*COMPARE CONTROL REGISTER A [7411] */
/*Configuração do COMCONA 1000 001R RRRR RRRR (0x8200) */
/*****/
COMCONA=0x8200;

/*CENABLE- -bit 15 (1)ENABLE compare operation*/
/*****>>>> Habilitado na segunda configuração-BIT 12-*/
/*CLD1e2 - -bits14-13 (00)Reload CMPRx-Compare register condition*/
/*
/*On underflow - T1CNT=0 */
/*SVENABLE -bit 12 (0)Disable Space Vector PWM mode*/
/*Desabilitado SVector em Hardware*/
/*ACTRLD1e0-bits 11-10(01)Reload ACTRA-Action control register condition*/
/*On underflow - T1CNT=0 */
/*FCOMPOE- -bit 9 (1)Enable PWM output pin*/
/*RESERVED -bits 8-0 (R)Reserved-writes have no effect*/

/*****/
/*ACTION CONTROL REGISTER [7413] */
/*Configuração do ACTR 0000 1001 1001 1001 (0x0999) */
/*****/
ACTRA = 0x0999; /*SVRDIR bits 15 Space Vector PWM rotation direction*/
/*(0)Positive(CCW)*/
/*(1)Negative(CW)*/
/*D2-D0 bit 14-12 Basic Space Vector bits*/
/*D2 D1 D0=(001)Uout in sector U0-U60-SVRDIR=0*/
/*CMP6ACT1-0 bits 11-10(10)CMP6 Active High*/
/*CMP5ACT1-0 bits 9-8 (01)CMP5 Active Low*/
/*CMP4ACT1-0 bits 7-6 (10)CMP4 Active High*/
/*CMP3ACT1-0 bits 5-4 (01)CMP3 Active Low*/
/*CMP2ACT1-0 bits 3-2 (10)CMP2 Active High*/
/*CMP1ACT1-0 bits 1-0 (01)CMP1 Active Low*/

```

```

/*****/
/*DEAD-BAND TIMER CONTROL REGISTER [xx15=7415] */
/*Configuração DBTCONA RRRR 1001 1111 00RR */
/*          (0x09F0)          */
/*****/
DBTCONA=0x09F0; /*DBT3(MSB)-DBT0(LSB)
/*bits 11-8 (1100)Dead-band Timer Period*/
/*varia de 0 a F (0 1111)-selecionado 9>>>1001b*/
/*DBand=clock*prescale*DBTx=33.9ns*16*9=4.88e-6*/
/*Escolhido Dband de 4.8e-6s devido ao inversor utilizado ter Interlock de Dead Time
para TOP-BOTTOM de 3.3e-6s(min) a 4.3e-6s(max)*/
/*EDBT3 bit 7 (1)Enable Dband timer3(for pins PWM5 e 6 of Compare Unit3)*/
/*EDBT2 bit 6 (1)Enable Dband timer2(for pins PWM3 e 4 of Compare Unit2)*/
/*EDBT1 bit 5 (1)Enable Dband timer1(for pins PWM1 e 2 of Compare Unit1)*/
/*DBTPS2-0 bits 4-2 (1 00)Dband Timer Prescaler x/16*/

/*****/
}

```

## **PROGRAMA DE INICIALIZAÇÃO DA CAPTURA**

```

#include "regs2407.h"

extern void cap_init(void)
{
/*****/
/*I/O MUX CONTROL REGISTER A[7090] */
/*Habilitação dos pinos I/O para CAPTURE */
/*****/

MCRC |=0x0080; /*(0000 0000 1000 0000)*/
/*bit 7 CAP4*/
/*I/O Pino 24*/

```

```

/*****/
/*TIMER 4 CONTROL REGISTER [7508] - EVB */
/*Configuração TxCON(T4CON) 10R1 0000 0100 0000 (0x9040) */
/*Utilizado para CAPTURE - CAP4, com TIMER4 */
/*Leitura da velocidade com Encoder */
/*****/

T4CON=0x9000; /*FREE,SOFT - -bits15-14(10)Operation not affected on emulation
suspend*/
/*RESERVED - - - bit13 - -(R)Writes have no effect*/
/*TMODE1-TMODE2- bits12-11(1 0)Continuous up count mode*/
/*TPS2-TPS0 - - -bits10-8-(000)Prescaler x/1*/
/*T4SWT3 - - - - bit7- - -(0)Use own TENABLE bit*/
/*TENABLE - - - -bit6- - -(1)Enable Timer Operations
/****>>>>>>Habilitado na segunda configuração*/
/*TCLK1,TCLK0 - -bits5-4-(00)Clock Source select-INTERNAL*/
*TCLD1,TCLD2 - -bits3-2-(00)Timer compare register reload condition
(00)when counter is 0
(01)when counter value is 0 or equals period register value
(10)immediately*/
/*TECMPR - - - -bit1- - -(0)Disable timer compare operations*/
/*SELT3PR - - - bit0- - -(0)Use own period register*/
/* (1)Use T3PR as period register ignoring own period register*/
/*****/
/*Configuração CAPCONB[7420] 1010 R000 0100 00RR (0xA040h) */
/*Habilitado CAP4 e 5, com leitura do CAP, com Tmer 4 */
/*Captura para VELOCIDADE */
/*****/

CAPCONB=0x0000; /*Limpa registradores de Captura*/
//CAPFIFOB=0x0100;
/*CAPRES-bit15 - -(1) No action
(0)Clear all register of capture units*/
/*CAPQEN-bits14-13(01)Enable CAPTURE units 4 e 5*/

```

```

/*****>>>>>>>>Habilitado na segunda configuração*/
/*CAP6EN - -bit12-(0)Disable Capture Unit 6*/
/*RESERVED--bit11-(R)Writes have no effect*/

CAPCONB=0xA040;
/*CAP6TSEL- -bit10-(0)Select GP Timer4 for Capture Unit6
/*CAP45TSEL-bit9 -(1)Select GP Timer3 for Capture4e5*/
/*CAP3TOADC-bit8 -(0)No action
        (1)Start ADC*/
/*CAP4EDGE--bit7-6(01)CAP4-Detect rising edge*/
/*CAP5EDGE--bit5-4(00)CAP5-No Detection*/
/*CAP6EDGE-bits3-2(00)CAP6-No Detection
        (00)No detection
        (01)Detect rising edge
        (10)Detecte falling edge
        (11)Detect both edge*/
/*RESERVED-bits1-0(RR)Writes have no effect*/
}

```

## **PROGRAMA DE INICIALIZAÇÃO DO COVERSOR A/D**

```

#include "regs2407.h"

extern void ad_init(void)
{
/*****
/* PROGRAMAÇÃO DO CONVERSOR AD */
/*Dual(SEQ1e SEQ2)16CANAIS DE 10 BITS DESLOCADOS À ESQUERDA 15-6*/
/* UMA CONVERSAO NO CANAL 0(zero) e outra no canal 1 */
/* SOC by S/W(bit 13) SOC by EVA (bit 8) */
/*****

```

```

/*****/
/*Configuração ADCTRL1[70A0] R0x1 0000 0101 0000 (0x1010h) */
/*Free Run, Continuous mode, Cascade mode(SEQ1+SEQ2=SEQ) */
/*****/
ADCTRL1=0x1010;
/*RESERVED bit15 (R)Reserved*/
/*RESET bit14 (1) Reset ADC intire module
(0) No effect*/
/*Soft-Freebits13-12 (x1)Free run
(10)Complete currente conversion before stoppin*/
/*ACQ PS3-PS0 bits11-8(0000)Aquisition Time Window para CPS=0(bit7)
Aquisition Time=2xTclk=2*33ns*/
/*CPS bit7 (0) clk/1 - Conversion clock prescaler
(1) clk/2*/
/*CONT RUN bit6 (0)Start-stop conversion mode
(1)Continuous conversion mode*/
/*INT PRI bit5 (0)Interrupt priority high
(1)Interrupt priority low*/
/*SEQ CASC bit4 (0)Dual-sequencer mode SEQ1 e SEQ2 operate as two 8-stete
sequencers
(1)Cascade mode SEQ1 e SEQ2 operate as a single(SEQ)16-state sequencer*/
/*CAL ENA bit3 (0)Clibration disable
(1)Clibration enable*/
/*BRG ENA bit2 (0)Full reference voltage is applied to ADC input
(1)A reference midpoint voltage is applied to ADC input*/
/*HI/LO bit1 ( )No effect in normal operation mode
VrefHI/VrefLO slection*/
/*STEST ENA bit0(0)Self-test disable
(1)Self-test enable*/
/*****/
/*Configuração ADCTRL2[70A1] 011r 00r0 000r 0000 (0x6000h) */
/*Start by Software SEQ1 Dual-mode, Interrupt Disable */
/*****/

```

```

ADCTRL2 =0x4100;
/*Inicio de conversao-SEQ1 - Channel 0 - 1 Conversao*/
/*EVB SOC SEQ    bit15 (0)Only for cascade mode*/
/*RST SEQ1/STRT CAL bit14 (1)RESET SEQ1 or Start Calibration*/
/*SOC SEQ1 bit13    (0)SEQ1-Software trigger-Start conversion*/
/****>>>>Habilitado na 2a.Configuração (Está na interrupção)*/
/*    Não pode ser feito junto com o RESET (bit14)*/
/*SEQ1 BSY    bit12 (r)SEQ1-Read-bit
                (0)Sequencer is idle
                (1)Conversion in progress */
/*INT ENA SEQ1 bits11-10 (00)SEQ1-Interrupt disable*/
/*INT FLAG SEQ1 bit9    (r)SEQ1-Interrupt flag*/
/*EVA SOC SEQ1 bit8    (0)SEQ1-No start by EVA*/
/*EXT SOC SEQ1 bit7    (0)No start by external signal*/
/*RST SEQ2 bit6    (0)RESET SEQ2*/
/*SOC SEQ2 bit5    (0)SEQ2-Software trigger-Start conversion*/
/*SEQ2 BSY bit4    (r)SEQ2-Read-bit
                (0)Sequencer is idle
                (1)Conversion in progress*/
/*INT ENA SEQ2 bits3-2 (00)SEQ2-Interrupt disable*/
/*INT FLAG SEQ2 bit1    (0)SEQ2-Interrupt flag*/
/*EVB SOC SEQ2 bit0    (0)SEQ2-No start by EVB*/

/*Seleção do número máximo de conversão que será feito por sessão*/

MAXCONV=0x0001; /*[70A2]Maximum Conversion Channel Register*/
                /*(0xRR01) 2 Conversões*/
/*Seleção de canais de entrada do Conversor AD*/
CHSELSEQ1=0x0010; /*[70A3]Input Channel Sequence Register*/
                /*0000 0000 0001 0000*/
                /*Conv0>>Channel 0>>Pino 23-Analog*/
                /*Conv01>>Channel 1>>Pino 24-Analog*/
}

```

## CONFIGURAÇÃO DO WAIT-STATE E DO WATCHDOG

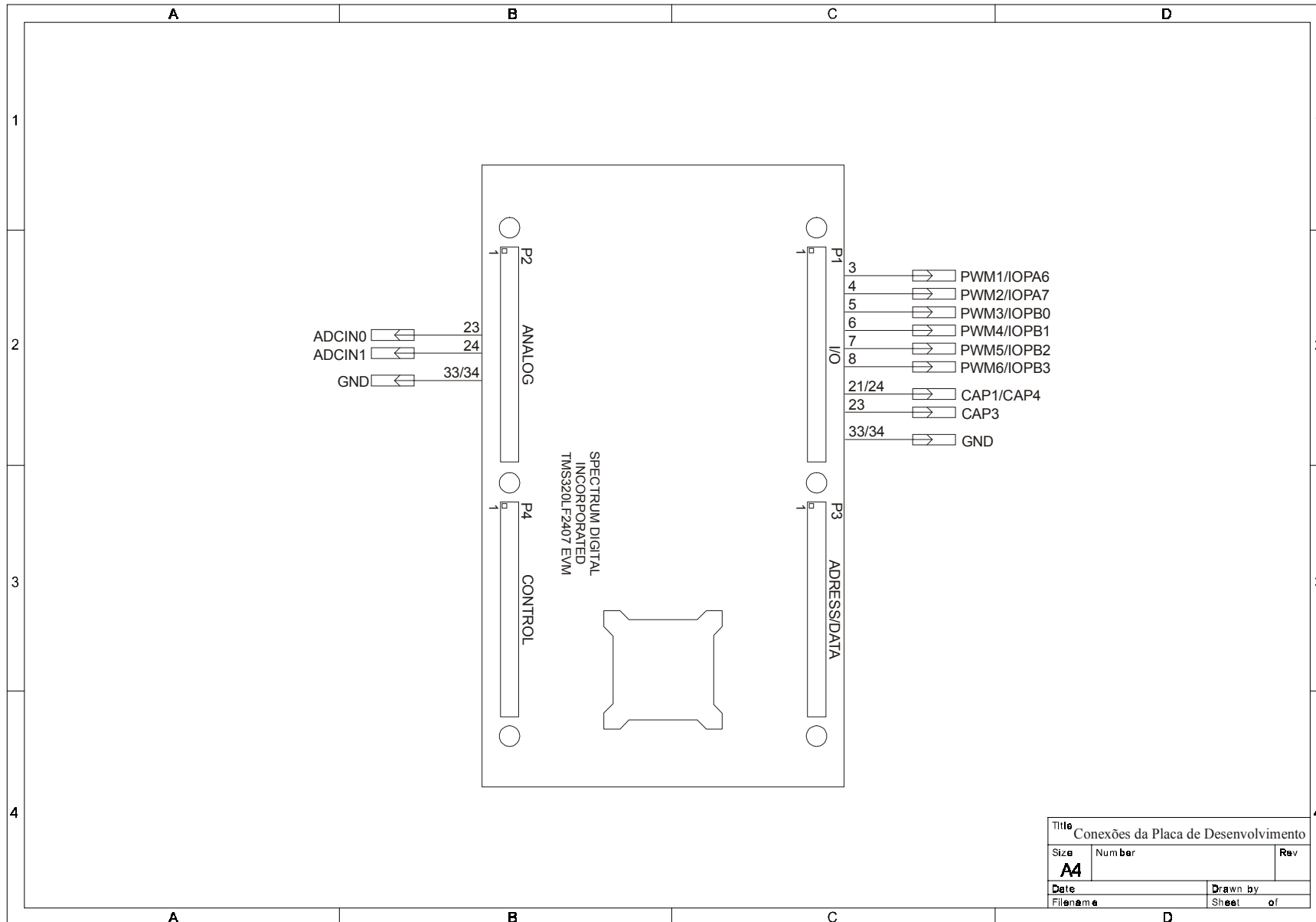
```
#include "regs2407.h"

void wdog_wstate_init(void)
{
    /******
    /*Programação WAIT-STATE CONTROL REGISTER          */
    /* ZERO-STATE-VISIBILITY OFF                       */
    /******
    WSGR=0;
    /*bits 15-11 RESERVERD*/
    /*bits 10-9 (00)Bus Visibility OFF*/
    /*bits 8-6 I/O Space Wait-State de 0 a 7 (0 a 111)*/
    /*bits 5-3 DATA-Space Wait-State(idem)*/
    /*bits 2-0 PROGRAM_Space Wait-State(idem)*/

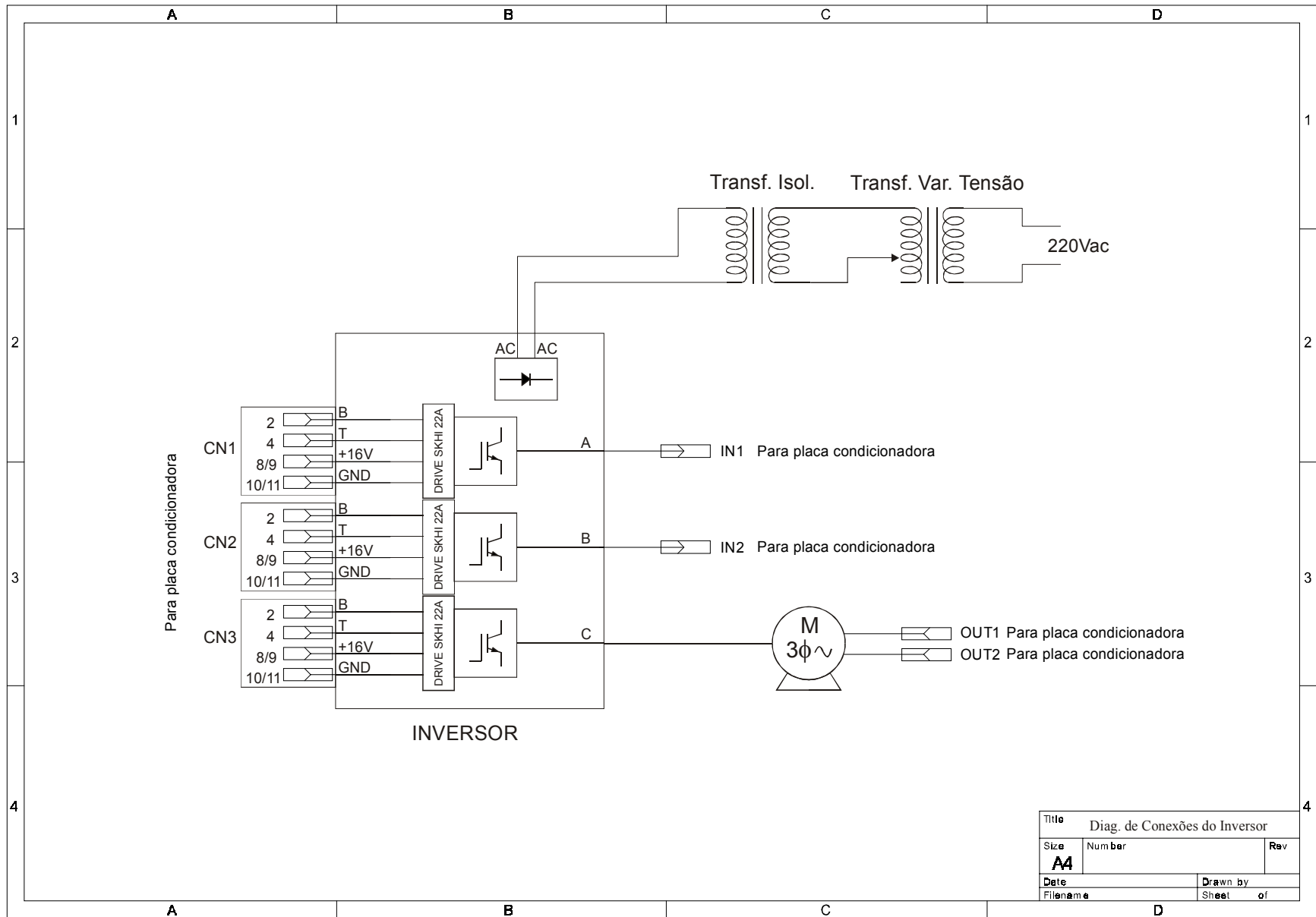
    /*extern void watchdog_init();
    void watchdog_init(void)
    {
    /******
    /*Desabilitando WATCHDOG /*Registadores de 8 bits*/
    /******
    WDCR =0x0068; /*WDCR [7029] Desabilita*/
        /*R110 1000*/
        /*bit 7 Reserved*/
        /*bit 6 (1) WD disable*/
        /*bit 5 (1) Normal operation*/
        /*bit 4 (0) Normal operation*/
        /*bit 3 (1) Normal operation*/
        /*bits 2-0 (000) Prescale*/
    WDKEY=0x0055; /*WDKEY [7025] Abilita o RESET do contador*/
    WDKEY=0x00AA; /*WDCNTR[7023] RESET COUNTER*/
    }
```



## **APÊNDICE E – Diagramas.**



Title		
Conexões da Placa de Desenvolvimento		
Size	Number	Rev
A4		
Date	Drawn by	
Filename	Sheet of	



Title	Diag. de Conexões do Inversor	
Size	Number	Rev
<b>A4</b>		
Date	Drawn by	
Filename	Sheet of	

