

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ**



**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO/MESTRADO  
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**AUTOSINTONIA DE CONTROLADORES PI PARA  
MALHA DE CORRENTE DE UMA MÁQUINA À  
RELUTÂNCIA VARIÁVEL**

**ROUSSEAU SARAIVA GUIMARÃES LIMA**

Fortaleza, Março de 2006

**Rousseau Saraiva Guimarães Lima**



**AUTOSINTONIA DE CONTROLADORES PI PARA  
MALHA DE CORRENTE DE UMA MÁQUINA À  
RELUTÂNCIA VARIÁVEL**

Dissertação submetida à Universidade  
Federal do Ceará como parte dos  
requisitos para a obtenção do grau de  
Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador:

Prof. Otacílio da Mota Almeida. Dr

Fortaleza, Março de 2006

**ROUSSEAU SARAIVA GUIMARÃES LIMA**

**AUTOSINTONIA DE CONTROLADORES PI PARA  
MALHA DE CORRENTE DE UMA MÁQUINA À  
RELUTÂNCIA VARIÁVEL**

Esta dissertação foi julgada adequada para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Eletrônica de Potência e Conservação de Energia e aprovado em sua forma final pelo programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica na Universidade Federal do Ceará.

---

Rousseau Saraiva Guimarães Lima

Banca Examinadora:

---

Otacílio da Mota Almeida, Dr.  
Presidente

---

Ricardo Silva Thé Pontes, Dr.

---

José Carlos Teles Campos, Dr.

---

Andrés Ortiz Salazar, Dr.

Fortaleza, março de 2006

*A Deus, pela força e coragem durante toda esta longa caminhada,  
A minha mulher Carla e a minhas filhas Ana Carolina e Ana Isadora  
pela compreensão.  
"Maior que qualquer distância, é a saudade.  
Maior que a saudade, é a nossa certeza!"  
Amo vocês*

*Aos meus queridos pais, Lourival e Albaniza,  
que tanto souberam acalantar meu choro,  
As minhas irmãs, Suely, Teleane e Taciana,  
Aos meus Avós Astézio (in memoriam), Naide (in memoriam),  
Joaquim (in memoriam), Maria Saraiva,  
Aos grandes amigos e tios, Onézimo e Edmundo,  
Aos amigos e primos Gilmário e Ana*

*Todos os meus escritos ficaram inacabados; sempre novos pensamentos se interpunham, associações de idéias extraordinárias e inexcluíveis, de término infinito*

.....  
*O Caráter da minha mente é tal que odeio os começos e os fins das coisas, porque são pontos definidos.*

**Fernando Pessoa**

## AGRADECIMENTOS

Ao professor orientador Otacílio da Mota Almeida por toda a ajuda valiosa que foi de grande importância na concretização deste trabalho, pela amizade recíproca, construída e compartilhada neste período de mestrado.

A professora Laurinda Reis por ter sido tão paciente e atenciosa quando disponibilizava o seu conhecimento e sua experiência, além do respeito e da amizade conquistada.

A todos os professores do Departamento de engenharia elétrica, principalmente do programa de Pós-Graduação, que participaram direta ou indiretamente para a minha formação durante o mestrado.

Às grandes amizades conquistada durante o mestrado dentro dos Grupos de Automação e Robótica (GPAR) e Processamento de Energia e Controle (GPEC), Paulo Praça, Tobias, Halisson, Eber, Marília, Edílson, Oliver, Gustavo, Daniel, Belchior, Marcelo, Sandersom, Kleber Lima, Kleber Souza, Joacillo, Marcos, Carla, Odivan, Lucas, Coutinho, Adonias, Paulo, Felipe, Marcus, Rômulo, Sérgio Daher , Pedro, Rômulo Leite, Salomão, Samuelson, Alcidney, Thardely, Tiago, Adriano, Rafaela, Adson, Celso, Vanessa e tantos outros que não foram mencionados, o meu muito obrigado pela oportunidade de conhecê-los.

**Lima, Rousseau Saraiva Guimarães “Autosintonia de controladores pi para malha de corrente de uma máquina a relutância”. Universidade Federal do Ceará – UFC ,2006,131p.**

Este trabalho tem como objetivo o acionamento de uma máquina a relutância variável com malha de corrente, controlado através de um controlador PI (Proporcional Integral). Os parâmetros do controlador são autosintonizados através de uma técnica de identificação utilizando o método do relê.

Um grande número de métodos de autosintonia pode ser encontrado na literatura, os quais se diferenciam principalmente pela quantidade de informações requeridas. No caso do método desenvolvido neste trabalho, buscou-se uma estratégia que solicitasse um reduzido número de parâmetros mantendo a quantidade de informações necessárias para autosintonia do controlador.

A auto-sintonia implementada neste trabalho é baseada no método referência relê, na qual para obter os parâmetros críticos do processo presume a geração de oscilações simétricas (ciclos limites) durante a alimentação a relê. Este tipo de metodologia aplicada a identificação de processos, assegura a integridade do sistema de acionamento, além de ter como vantagem principal a sua simplicidade de execução.

Quanto aos métodos de sintonia do controlador PI das malhas de corrente. Implementa-se um método de autoajuste tradicional cujos parâmetros foram obtidos por Ziegler-Nichols, e um método modificado no sentido de tornar mais flexível as especificações dadas por fase e ganho para a malha fechada.



A implementação do algoritmo do controlador PI foi elaborada em linguagem C, com uma estrutura de hardware tipo computador, incluindo assim uma placa de aquisição desenvolvida e um conversor meia ponte assimétrica, responsável pela alimentação direta das fases da máquina segundo uma estratégia de chaveamento.

São apresentados resultados experimentais do sistema de acionamento.

Palavras-Chave: Máquina à Relutância Variável, Controlador PI, Autosintonia, Método do Relé.

**Lima, Rousseau Saraiva Guimarães “Auto-Tuning of controllers pi for current loop of a variable reluctance machine ”. Universidade Federal do Ceará – UFC ,2006,131p.**

This work has as objective to drive of a the variable reluctance machine with current loop, controlled through a controller PI (Proportional Integral). The parameters of the controller are auto-tuning through of one technique of identification using the method of relay. A great number of auto-tuning methods can be found in literature, which if they mainly differentiate for the amount of required information. In the case of the method developed in this work, a strategy searched that requested one reduced number of parameters keeping the amount of necessary information for auto-tuning of the controller.

The auto-tuning implemented in this work is based on the method relay reference, in which to get the critical parameters of the process presumes the generation of symmetrical oscillations (cycles limits) during the feeding the relay. This type of applied methodology the identification of processes, assures the integrity of the drive system, besides having as main advantage its simplicity of execution.

How much to the methods of tuning of controller PI of the current loop. The traditional method of auto-tuning is implemented whose the parameters had been gotten by Ziegler-Nichols, and a method modified in the direction to become more flexible the specifications given for phase and gain for the closed loop.

The implementation of the algorithm of controller PI was elaborated in language C, with a hardware structure type computer, thus including a board of

developed acquisition and a converter asymmetric half bridge, responsible for the direct feeding of the phases of the machine according to a keying strategy.

They are presented resulted experimental of the drive system.

Keywords: Variable Reluctance Machine, PI Controller, Auto-tuning, Relay Method.

## SUMÁRIO

Simbologia.....	xiv
Lista de Figuras.....	xv

### CAPÍTULO 1 – INTRODUÇÃO

1.0 – Introdução.....	1
1.1 - Objetivo deste Trabalho.....	6
1.2 - Sumário.....	6

### CAPÍTULO 2 - MÁQUINA A RELUTÂNCIA VARIÁVEL (MRV)

2.0 – Introdução.....	9
2.1 – Modelagem Matemática da Máquina a Relutância Variável.....	12
2.2 – Operação de uma Máquina a Relutância Variável.....	17
2.2.1 – Operação de uma MRV na região Linear.....	19
2.2.2 – Fontes para Máquinas a Relutância Variável.....	20
2.2.2.1 - Acionamento de MRV com Fonte de Corrente.....	21
2.2.2.2 - Acionamento de MRV com Fonte de Tensão.....	23
2.3 – Conversor para Máquina a Relutância Variável.....	28
2.3.1 – Conversores, para MRV.....	29
2.3.2 – Especificação de um Conversor para uma MRV.....	33
2.3.3 – Acionamento com conversor meia ponte assimétrica.....	34
2.4 – Conclusão.....	41

### CAPÍTULO 3 – IDENTIFICAÇÃO E CONTROLE

3.0 – Introdução.....	43
3.1 – Estratégias de Controle Convencionais.....	44
3.1.1 – Estrutura “on-off” de Controle.....	44
3.1.2 – Estrutura PID (Proporcional-Integral-Derivativa) de Controle.....	46
3.1.2.1 – Ação Proporcional do Controlador PID.....	47
3.1.2.2 – Ação Integral do Controlador PID.....	48
3.1.2.3 – Ação Derivativa do Controlador PID.....	49
3.1.2.4 – Estruturas modificadas do controlador PID.....	50
3.1.2.5 – Implementação Digital do Controlador PID.....	52
3.1.2.6 – Efeito Wind-up.....	54
3.2 – Sintonia e Auto-sintonia de Controladores PID.....	55
3.2.1 – Identificação em Frequência – Método do Relé.....	56
3.2.1.1 – Estimação da Função de Transferência do Processo por Meio do Relé.....	57
3.2.1.2 – Identificação em Frequência - Método Referência-Relé.....	60
3.2.2 – Método de Ziegler-Nichols para Sintonia de Controladores PID.....	63
3.2.3 – Método de Ziegler-Nichols Modificado.....	64
3.2.4 – Controladores Avançados.....	68
3.3 – Conclusão.....	69

**CAPÍTULO 4 – RESULTADOS EXPERIMENTAIS**

4.0 – Introdução.....	70
4.1 – Sistema de acionamento e controle de corrente da MRV.....	70
4.2 – Algoritmo de controle de corrente.....	71
4.3 – Identificação frequencial da Função de Transferência da Malha de Corrente.....	73
4.4 – Métodos de Sintonia e Auto-sintonia de Controladores PI da Malha de Corrente de MRV's.....	75
4.5 – Resultados Experimentais do controlador PI.....	77
4.6 – Resultados de simulações.....	84
4.7 – Conclusões.....	88

**CAPÍTULO 5 – CONCLUSÕES**

Conclusões e Perspectivas Futuras.....	90
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	92
APÊNDICE A.....	99
APÊNDICE B.....	114

## SIMBOLOGIA

- $\alpha_r$  - Distância angular entre dois pólos do rotor
- $\alpha_s$  - Distância angular entre dois pólos do estator
- $\beta_r$  - Largura angular do pólo do rotor
- $\beta_s$  - Largura angular do polo do estator
- $C$  - Conjugado elétrico da máquina
- $C_k$  - Conjugado eletromagnético da k-ésima fase
- $\Psi_k$  - Fluxo na k-ésima fase alimentada
- $I_M$  - Corrente máxima na k-ésima fase
- $i_k$  - Corrente na k-ésima fase alimentada
- $K$  - Coeficiente de inclinação da curva característica  $L(\theta) \times \theta$
- $L$  - Indutância de fase
- $L_a$  - Indutância de fase alinhada
- $L_u$  - Indutância de fase desalinhada
- $P_k$  - Potencia elétrica instantânea da fase alimentada
- $P_m$  - Potência mecânica
- $P_c$  - Potência armazenada no campo magnético
- $r_k$  - Resistência do k-ésimo enrolamento de fase da máquina
- $\theta$  - Posição angular do rotor
- $\theta_{on}$  - Ângulo de energização de fase
- $\theta_{off}$  - Ângulo de desligamento da alimentação de fase
- $V_N$  - Tensão nominal da máquina
- $V_k$  - Tensão aplicada a k-ésima fase da máquina
- $W_c$  - Coenergia do campo magnético da fase da máquina alimentada
- $W_e$  - Energia do campo magnético da fase da máquina alimentada
- $\omega$  - velocidade angular

## LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Estator e rotor de um MRV 12/8.....	10
Figura 2.2 – Máquina a Relutância Variável 12/8.....	10
Figura 2.3 – Interpretação gráfica da Energia no campo magnético.....	14
Figura 2.4 – Interpretação gráfica da Co-Energia no campo magnético	15
Figura 2.5 – Alimentação de uma das fases do MRV 12/8.....	18
Figura 2.6 – Característica magnética para uma fase alimentada.....	18
Figura 2.7 – Perfil de indutância ideal nas fases da MRV.....	20
Figura 2.8 – Diagrama de alimentação de uma MRV com pulso de corrente ideal.....	21
Figura 2.9 – Corrente Regulada.....	24
Figura 2.10 – Corrente Regulada em $i_M$ .....	24
Figura 2.11 – Corrente de pulso único.....	24
Figura 2.12 – Conversor Fonte de tensão.....	29
Figura 2.13 – Conversor Fonte de Corrente.....	30
Figura 2.14 – Conversor Dissipativo.....	30
Figura 2.15 – Conversor não dissipativo.....	31
Figura 2.16 – Conversor meia ponte assimétrica.....	34
Figura 2.17 – Modos de condução em uma fase.....	35
Figura 2.18 – Formas de onda de pulso único.....	37
Figura 2.19 – PWM de Tensão ( <i>Soft Chopping</i> ).....	39
Figura 2.20 – Tensão PWM ( <i>Hard Chopping</i> ).....	40
Figura 3.1 – Ação do controlador on-off.....	45
Figura 3.2 – Diagrama de bloco do controlador on-off.....	45
Figura 3.3 – Diagrama de bloco do controlador on-off com histerese...	46
Figura 3.4 – Diagrama de bloco do controlador proporcional.....	48
Figura 3.5 – Diagrama de blocos do controle <i>PID</i> , forma padrão.....	50
Figura 3.6 – Estrutura do controlador <i>PID</i> modificado.....	51
Figura 3.7 – Estrutura do controlador <i>PID</i> modificado.....	52
Figura 3.8 – não linearidade do tipo relé (a) com histerese; (b) sem histerese.....	57
Figura 3.9 – Realimentação do processo através do relé.....	58

Figura 3.10 – Interseção dos lugares geométricos do recíproco inverso da função descritiva do relé sem histerese (a), e com histerese (b) com o lugar geométrico de $G(j\omega)$ .....	58
Figura 3.11 – Estrutura de um sistema com o controlador mais o relé..	60
Figura 3.12 – Sistema em malha fechada.....	61
Figura 3.13 – Ações do controlador PID.....	65
Figura 3.14 – O ponto P é movido para o ponto S pela ação do controlador PID.....	66
Figura 3.15 – Com a especificação da margem de ganho $A_m$ , o ponto S é movido para a posição especificada do plano $G(s)$ .....	68
Figura 4.1 – Sistema de acionamento e controle de corrente da MRV...	71
Figura 4.2 – Fluxograma do algoritmo de controle.....	71
Figura 4.3 – Sistema de identificação dos parâmetros da função transferência do processo.....	73
Figura 4.4 – Diagrama de Nyquist da planta em malha aberta.....	74
Figura 4.5 – Curvas método do referência relé sem histerese, fases A, B e C.....	75
Figura 4.6a – Aplicação do Método referência relé à fase A da máquina (especificação do relé: $d=100$ volts e $\varepsilon = 0,01$ ).	75
Figura 4.6b – Aplicação do Método referência relé à fase B da máquina (especificação do relé: $d=100$ volts e $\varepsilon = 0,01$ ).	76
Figura 4.6c – Aplicação do Método referência relé à fase C da máquina (especificação do relé: $d=100$ volts e $\varepsilon = 0,01$ ).	76
Figura 4.7 – Diagrama de blocos do sistema simulado.....	78
Figura 4.8a – Resposta ao Degrau e referência.....	79
Figura 4.8b – Esforço de controle.....	79
Figura 4.9a – Resposta ao Degrau e referência.....	80
Figura 4.9b – Esforço de controle.....	80
Figura 4.10a – Curvas de corrente da fase A, para controlador PI método de Ziegler-Nichols sem carga e referência de corrente 2,5 A, e posicionamento por sensor de posição gray.....	81
Figura 4.10b – Curvas de corrente da fase B, para controlador PI método de Ziegler-Nichols sem carga e referência de corrente 2,5 A, e posicionamento por sensor de posição gray.....	82



<b>Figura 4.10c – Curvas de corrente da fase C, para controlador PI método de Ziegler-Nichols sem carga e referência de corrente 2,5 A, e posicionamento por sensor de posição gray.....</b>	<b>82</b>
<b>Figura 4.11 – Curvas de corrente, controlador PI método de Ziegler-Nichols com carga e referência de corrente 2,5 A, e posicionamento por sensor de posição gray.....</b>	<b>83</b>
<b>Figura 4.12a – Curvas de corrente, controlador PI método de Ziegler-Nichols sem carga, e posicionamento virtual (sem sensor de eixo); referência de corrente 2,5 A.....</b>	<b>83</b>
<b>Figura 4.12b – Curvas de corrente, controlador PI método de Ziegler-Nichols com carga, e posicionamento virtual (sem sensor de eixo); referência de corrente 2,5 A.....</b>	<b>84</b>
<b>Figura - 4.13a – curvas senos do algoritmo de estimação da posição do eixo da MRV.....</b>	<b>85</b>
<b>Figura - 4.13b – detalhe das curvas senos do algoritmo de estimação da posição do eixo da MRV.....</b>	<b>85</b>
<b>Figura 4.14a – Curvas de corrente, controlador PI (Ziegler-Nichols modificado) sem carga, referência de corrente 2,5 A, e posicionamento por sensor de posição Gray.....</b>	<b>85</b>
<b>Figura 4.14b – Curvas de corrente, controlador PI (Ziegler-Nichols modificado) com carga, referência de corrente 2,5 A, e posicionamento por sensor de posição Gray.....</b>	<b>86</b>
<b>Figura 4.15a – Método de Ziegler-Nichols modificado, sem carga, referência de corrente 1,5 A e posicionamento por sensor de posição Gray.....</b>	<b>87</b>
<b>Figura 4.15b – Método de Ziegler-Nichols modificado, com carga, referência de corrente 1,5 A e posicionamento por sensor de posição Gray.....</b>	<b>87</b>
<b>Figura A.1 – Sistema Experimental do MRV.....</b>	<b>99</b>
<b>Figura A.2 – Subsistema de retificação, proteção e filtragem do barramento.....</b>	<b>100</b>
<b>Figura A.3 – Conversor, sensor de corrente e tensão e fontes auxiliares.....</b>	<b>100</b>
<b>Figura A.4 – conversor meia ponte assimétrica.....</b>	<b>101</b>
<b>Figura A.5 – Circuito do sensor de corrente LEM LA25-NP.....</b>	<b>101</b>
<b>Figura A.6 – Circuito do sensor de corrente LEM LV25-P.....</b>	<b>102</b>
<b>Figura A.7 – Conversor com os sensores de corrente e tensão.....</b>	<b>102</b>
<b>Figura A.8 – Circuito de acionamento dos mosfets.....</b>	<b>103</b>
<b>Figura A.9 – Placa de Aquisição.....</b>	<b>104</b>
<b>Figura A.10 – Metodologia inicial de leitura de 16 bits dos AD´s.....</b>	<b>106</b>

<b>Figura A.11 – Processo de obtenção de uma palavra de 12 bits.....</b>	<b>106</b>
<b>Figura A.12 – Palavra de controle da PPI.....</b>	<b>107</b>
<b>Figura A.13 – Palavra de controle do Temporizador.....</b>	<b>110</b>
<b>Figura A.14 – MRV com carga acoplada e sensor de posição gray.....</b>	<b>113</b>
<b>Figura B1 – Conversor meia ponte assimétrica trifásico.....</b>	<b>114</b>

# Capítulo 1

## Introdução

### 1.0 – Introdução

Com os rápidos avanços na área de acionamentos de máquinas elétricas e com o objetivo de melhorar a eficiência, a precisão e o rendimento destas, as aplicações das máquinas a relutância variável ganharam maior espaço por sua simplicidade de construção e robustez e podem atualmente ser encontradas em aplicações que vão desde naves espaciais a sistemas domésticos, como em máquinas de lavar roupas (Moghbelli, Moallem & Ong, 1998; Kline, 1999). O grande impulso para a utilização destas máquinas foi provocado pelo avanço nos sistemas de acionamento. Sua estrutura compõe-se basicamente de um conversor estático de potência, um sistema de controle e um sistema de medição de grandezas elétricas e/ou mecânicas. Com os avanços tecnológicos das últimas décadas, nas áreas de chaves de potência, microeletrônica e processamento digital de sinais, foi possível atender as exigências de acionamento da máquina a relutância variável, reduzindo os custos e simplificando a construção do sistema (Miller, 1993).

As máquinas a relutância variável, operam segundo o princípio da máxima energia armazenada no circuito magnético, ou seja da mínima relutância. Quando uma determinada fase da máquina é energizada os pólos do rotor mais próximo do pólo da fase energizada tende a se mover no sentido de se alinhar. No ponto de alinhamento total das fases a indutância e o fluxo são máximos. Para que o eixo seja movimentado continuamente, é necessário que ocorra uma alimentação de fases de forma seqüenciada e como conseqüência o rotor se deslocará de forma sincronizada com a seqüência de alimentação, uma abordagem detalhada sobre máquinas a relutância variável pode ser encontrada em (Miller, 1993).

As máquinas a relutância variável são acionadas através de conversores de potência. Os conversores são constituídos de elementos passivos, como diodos, capacitores, resistores e indutores, além de elementos ativos como IGBT's, MOSFET, Tiristores etc. Atualmente o desenvolvimento das estruturas dos conversores para MRV tem buscado a redução de custos e simplificação do ponto de vista do número de dispositivos semicondutores envolvidos na estrutura do conversor. Más isto sem perda de eficiência e flexibilidade do ponto de vista das estratégias de controle da máquina (Barnes & Pollock, 1998).

Os conversores para MRV podem ser classificados de acordo com sua fonte de potência, como conversores fonte de tensão ou conversores fonte de corrente. Os conversores fonte de tensão podem ser de recuperação ativa de energia ou dissipativos (Barnes & Pollock, 1998).

Os conversores fonte de tensão são as topologias mais utilizadas nos sistemas de acionamento das máquinas a relutância variável, fato também observado nos sistemas de acionamento de outras máquinas, como por exemplo as de indução. No entanto, o emprego de conversores fonte de corrente podem apresentar vantagens significativas, como por exemplo, a possibilidade de operação com menores frequências de chaveamento, refletindo-se na possibilidade de utilização de chaves mais lentas e na diminuição das perdas por chaveamento (Jang, 1997).

Muitas topologias de conversores para acionamento de máquinas a relutância variável tem sido desenvolvidas, entre as quais podem ser destacadas as do tipo: Ponte Assimétrica, Miller, Buck-Boost, C-Dump, Sood e Split. A classificação destas e de outras topologias utilizam critérios como: desempenho no acionamento de máquinas de geometrias diversas, análise comparativa das tensões e correntes nominais das chaves, bem como dos componentes passivos que compõem a estrutura do conversor, potência dos dispositivos semicondutores e custo relativo dos sistemas de acionamento (Vukosavic & Stefanovic, 1991; Barnes & Pollock, 1998).

Para o desenvolvimento deste trabalho utilizou-se um conversor do tipo fonte de tensão meia ponte assimétrica. Este tipo de conversor aplicado a máquinas a relutância variável é o mais utilizado devido as suas características, como independência na alimentação de fases, facilitando assim uma sobreposição de fases, quando requerida, além de ser flexível em relação as estratégias de controle

das chaves (Miller, 1993) .

A regulação da corrente neste conversor é realizada a partir da variação do tempo de condução das chaves do conversor, e a estratégia utilizada para comando das chaves pode, durante um período de chaveamento, levar à aplicação de tensões positivas e negativas aos enrolamentos de fase da máquina, "*hard-chopping*" (*chaveamento dissipativo*), ou tensão positiva e zero, "*soft-chopping*" (*chaveamento suave*). O primeiro método produzirá maior oscilação na corrente do que o segundo, além de provocar maior perda por chaveamento. Uma forma de minimizar os efeitos do chaveamento "*hard-chopping*", como pode ser verificado em várias topologias, é diminuir o número de comutações realizadas pelas chaves do conversor. A diminuição das comutações pode ser conseguida a partir do sistema de controle da tensão do barramento CC que alimenta o conversor que aciona a máquina a relutância variável. Entre as alternativas já experimentadas há topologias que empregam circuitos "*Chopper*" (Krishnan, 1996b) e "Buck" (Rim, 1994; Rim, Kim & Lee ,1994), para regular a tensão do barramento CC. Topologias utilizando circuitos tipo "Buck-Fronted" e "C-Dump e tendo conversores com  $(n+1)$  chaves, conseguem operar no modo pulso único, reduzindo as perdas por chaveamento (Tseng & Wang, 1999). As limitações destas duas últimas estruturas são a tensão nominal das chaves e diodos que devem ser iguais a 2 vezes a tensão do barramento. Além disso: quando a tensão de energização é superior a 80% da tensão do barramento CC o inversor pode falhar (Tseng & Wang, 1999).

Para a energização de fases de forma seqüenciada, de acordo com as forma de onda do fluxo e da indutância é necessário determinar a posição do rotor da máquina, o que pode ser feito utilizando um sensor de posição no eixo da máquina ou utilizar-se de técnicas de estimação de posição, dispensando o sensor no eixo. As técnicas de determinação de forma indireta da posição do eixo são definidas como: Estimação com fases energizadas e com fases desenergizadas, além de outras técnicas que não estão enquadradas dentro destas duas categorias (Oliveira, 2003)

Para um acionamento eficiente de uma MRV, se faz necessário a utilização de técnicas de controle para a malha de corrente, levando-se em conta o máximo aproveitamento do torque de fase da máquina. Para que isto ocorra é necessário uma sintonia adequada dos parâmetros do controlador. Entre as estruturas de controladores mais utilizados encontra-se os controladores por histerese, modulação

delta, PI ou PID (R.B.Inderka, Menne e Doncker, 2002). Variações dos controladores PWM (PI e PID) com linearização por malha de realimentação, termos de compensação e estruturas anti wind-up, entre outras, também são utilizadas.

Os controladores por histerese são os de mais fácil implementação, além de não requererem o conhecimento dos parâmetros da máquina. O modo de operação "ON-OFF" destes controladores impõe variações à frequência de chaveamento do conversor, determinadas pela variação na indutância da máquina, banda de histerese, que tem impacto na oscilação da corrente, e pela tensão do barramento CC. Estas variações podem elevar a frequência de chaveamento a valores que ultrapassam o limite de operação das chaves do conversor como aumentam as perdas de chaveamento.

O controlador PID é uma estrutura com o maior nível de utilização industrial, principalmente por sua robustez e simplicidade, aliado ao seu baixo custo de implementação (Caon, 1999). A estrutura do controlador PID é constituída da soma de três ações: Proporcional, Integral e Derivativa. A ação proporcional tem o comportamento de um amplificador de ganho que quando bem sintonizado melhora a sensibilidade a variação paramétrica e a perturbações externas. A ação integral tem como função principal a eliminação do erro em regime estacionário. A ação derivativa tem uma característica antecipativa do erro do sistema. As implementações atuais deste tipo de controlador são o que facilita a implementação de algoritmos como anti Wind-up, auto-ajuste, preditivo, adaptativo e avançados inteligentes. Uma discussão sobre as estruturas PID e estratégias de sintonia pode ser encontrada em (Almeida, 2002; Caon, 1999).

Numa implementação PID frequentemente utiliza-se estruturas modificadas com o objetivo de melhorar a ação deste controlador no que concerne a mudanças de referência, a minimização de perturbações externas e ruídos de medida. Uma característica de filtro passa baixa pode ser introduzido no termo derivativo para superar problemas de ruídos de alta frequência, assim como o termo derivativo pode ser implementado somente na saída do controlador, sendo outra solução, resolvendo o problema de mudança de referência por ponderação da mesma (Almeida, 1990).

O controlador PI implementado neste trabalho é do tipo digital. Para discretização do controlador utilizou-se uma aproximação para os termos proporcional e integral pelo método da diferença anterior.

Os métodos de Ziegler-Nichols para sintonia de controladores PID são de uma enorme importância na abordagem de ajuste de controladores PID. A literatura atualmente apresenta vários métodos, em que alguns são derivados dos trabalhos destes dois pesquisadores (Aström & Hägglund, 1988; Aström & Hägglund, 1984).

Podemos citar o método do relé como uma técnica de sintonia de grande importância atualmente no auto-ajuste de estruturas tipo PID. A metodologia baseia-se na modelagem da não-linearidade através de sua função descritiva e da sua interpretação em termos do diagrama de Nyquist para obtenção de informação em frequência do processo. O método do relé tem o objetivo de determinar o ganho crítico e a frequência crítica do processo em questão (Almeida, 1990; Caon, 1999); (Ziegler, Nichols, 1942; Ziegler, Nichols, 1943). O trabalho apresentado neste documento propõe a utilização de dois relés. Um relé sem histerese, onde identifica-se a função transferência na frequência crítica ( $\omega_{cr}$ ,  $1/K_{cr}$ ), e um relé com histerese que permite a variação da banda de histerese, onde é possível identificar valores da função transferência em diferentes frequências (Almeida, 1990; Caon, 1999); (Aström & Hägglund, 1988). Uma variação do método do relé é proposto neste trabalho e é conhecido como método da referência relé. Este método é aplicado em processos instáveis, onde a sua principal vantagem imposta é a garantia de uma oscilação do sistema dentro de uma banda estável e segura para planta (Luo, Qin & Chen, 1998)

Para efeito de identificação em frequência, e tendo como objetivo a simplificação, já que vários processos podem ser modelados por um modelo de baixa ordem, é utilizado neste trabalho um modelo integrador de primeira ordem com atraso de transporte.

O método freqüencial proposto por Ziegler-Nichols, baseia-se no conhecimento de um ponto do diagrama de Nyquist da função de transferência do processo denominado de ponto crítico ( $\omega_{cr}$ ,  $K_{cr}$ ) caracterizado pelo ponto no qual o mapeamento de  $G_p(j\omega)$  intercepta o eixo real negativo, onde o inverso da frequência de cruzamento  $\omega_{cr}$  é conhecido como período crítico. O ajuste dos parâmetros do controlador *PID* é realizado através de uma tabela proposta por Ziegler-Nichols (Ziegler & Nichols, 1942); (Ziegler & Nichols, 1943; Aström & Hägglund, 1988) com o objetivo de melhorar o desempenho do controlador PID. É desenvolvido neste trabalho o método modificado de Ziegler-Nichols, que consiste simplificada de

deslocar um ponto A no diagrama de Nyquist, para uma posição especificada, buscando-se uma melhor estabilidade relativa e, portanto, melhores características dinâmicas para o sistema compensado (Aström & Hägglund, 1988). As limitações impostas pelas não linearidades contidas no processo impossibilitam a superação das deficiências de desempenho do controlador, mas isto é resolvido com a implementação de algoritmos avançados do tipo inteligente, adaptativos, preditivos e/ou não lineares.

### **1.1 - Objetivo deste trabalho**

Este trabalho apresenta uma implementação de um controle de corrente, utilizando uma estratégia PWM com um controlador tipo PI em uma máquina a relutância variável. A sintonia dos parâmetros do controlador é realizada através do método de identificação em frequência de Astrom e Hagglund, (Aström & Hägglund, 1988), utilizando uma estrutura não linear de excitação das fases da máquina, conhecida como referência relé (Schei, 1994).

### **1.2 – Sumário**

Este trabalho é apresentado em seis capítulos, onde o mesmo encontra-se dividido em: Introdução; Máquina a Relutância Variável; Conversor para Máquina a Relutância Variável; Identificação e controle; Resultados Experimentais; Bancada MRV Experimental.

O capítulo um apresenta uma introdução geral sobre o trabalho.

O capítulo dois faz um breve histórico sobre as utilizações das MRV's; disserta sobre o seu principio de funcionamento, incluindo suas principais vantagens e desvantagens; apresenta seu aspecto construtivo, enfatizando os materiais bem como as suas características intrínsecas; a modelagem matemática representa o ponto forte deste capítulo, onde todo modelo matemático da máquina é dissecado e apresentado sobre a forma de equações; o modo de operação de uma MRV em uma região de característica magnética linear; é apresentado o comportamento de uma MRV com sobreposição de fase. Neste capítulo também é discutido a função de um conversor no acionamento de uma MRV; classifica os conversores segundo a sua



fonte de potência, além de subdividir os conversores fonte de tensão em conversores com recuperação ativa de energia, e conversores dissipativos; enumera os critérios de especificação de um conversor para MRV; discute os modos de acionamento de um conversor meia ponte assimétrica, em uma máquina a relutância variável; apresenta as curvas ideais de corrente, tensão, fluxo e indutância de uma MRV acionada por um conversor meia-ponte assimétrica. Estas curvas são mostrada em alta e baixa velocidade, assim também com um controle de corrente por pulso de tensão.

O capítulo três aborda a aplicação de controladores PID em plantas industriais; analisa a função do controlador on-off, proporcional e estruturas PI e PID, onde é verificado a ação dos termos integral e derivativo; estruturas PID modificadas são apresentadas e discutidas neste capítulo. O processo de implementação digital é abordado, inclusive com representações de aproximações a diferenças anterior e posterior dos termos integral e derivativo; neste capítulo é dado uma visão geral sobre os métodos de sintonia de controladores do tipo PID, onde é apresentado os métodos de ajuste de controladores PID por Ziegler-Nichols com a utilização de uma estrutura não linear de excitação da planta conhecida como referência relé, e o método modificado de Ziegler-Nichols, onde os mesmos são implementados no capítulo seguinte.

O capítulo quatro apresenta uma visão geral sobre métodos de estimação da posição do rotor, sem sensor no eixo; é discutido os resultados experimentais da aplicação do método de identificação, onde é utilizado uma não linearidade tipo relé com histerese para excitar a planta utilizando uma técnica denominada referência relé. É apresentado também neste capítulo os resultados da forma de onda da corrente em baixa velocidade com o controlador PI em malha fechada e com os seus parâmetros ajustado, como também é apresentado os resultados do método de sintonia de Ziegler-Nichols modificado, aplicado a uma malha de corrente de uma MRV.

O capítulo cinco finaliza a dissertação com as conclusões do trabalho desenvolvido.

O Apêndice A apresenta uma descrição de todos os sistemas e dispositivos da bancada experimental. É descrito os seguintes sistemas e dispositivos: Placa de aquisição; conversor meia ponte assimétrica; sensores de tensão e corrente; fontes

auxiliares; drives de acionamento das chaves do conversor; sensor de posição gray; máquina a relutância variável e sistema de processamento.

## Capítulo 2

### Máquina a Relutância Variável (MRV)

#### 2.0 – Introdução

As Máquinas a Relutância Variável operam segundo o princípio da máxima energia armazenada no circuito magnético, ou seja, da mínima relutância. Quando uma determinada fase da máquina é energizada, os pólos do rotor mais próximo da fase tendem a se alinhar com os pólos da fase. O movimento do rotor acompanha a seqüência de alimentação das fases e produzirá movimento contínuo se as fases são energizadas de forma cíclica (Miller, 1993). Diferente de outras máquinas que produzem movimento através de campos magnéticos mutuamente acoplados, produzidos no estator e no rotor, nas máquinas a relutância variável o rotor gira de forma síncrona com a energização da fase do estator.

O emprego pioneiro de Máquinas a Relutância Variável (MRV) data de 1838 na Escócia, onde esta foi aplicada por Robert Davidson, R. (Guedes, 2003), para motorizar uma locomotiva de 6 toneladas de Glasgow a Edimburgo, a uma velocidade de 6km/h.

Embora as tentativas de utilização de MRV's sejam datadas de épocas remotas, a utilização de forma viável teve que aguardar pelo desenvolvimento dos sistemas de acionamento capazes de satisfazer em requisitos operacionais que exigem a rápida comutação de corrente entre as fases da máquina em função da posição do eixo da mesma.

O aspecto construtivo de uma Máquina a Relutância Variável é bastante simples. Uma MRV constitui-se de uma estrutura estatórica laminada em aço silício, com pólos salientes, onde são dispostos diametralmente. O rotor é construído de forma laminada em aço silício com pólos salientes, sem enrolamentos ou imãs permanentes. Os enrolamentos que também podem ser chamados de bobinas são ligados em série ou paralelo opostamente, formando assim as fases, como na figura 2.1.

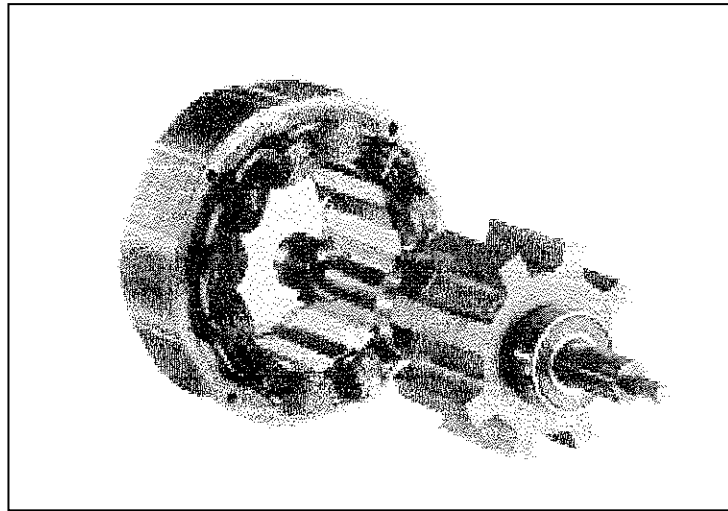


Figura 2.1 – Estator e rotor de um MRV 12/8

A máquina em estudo, possui 12 pólos no estator e 8 pólos no rotor, é então chamada de Máquina a Relutância Variável 12/8. Os doze pólos no estator têm características salientes, e possui enrolamentos, enquanto os oito pólos do rotor apesar de serem salientes, não possuem enrolamentos, e como já observado, não tem imã permanente. Em uma fase alinhada a distância entre os pólos salientes do rotor e os pólos salientes do estator, é chamado de “*air gap*” ou entreferro como é comumente denominado.

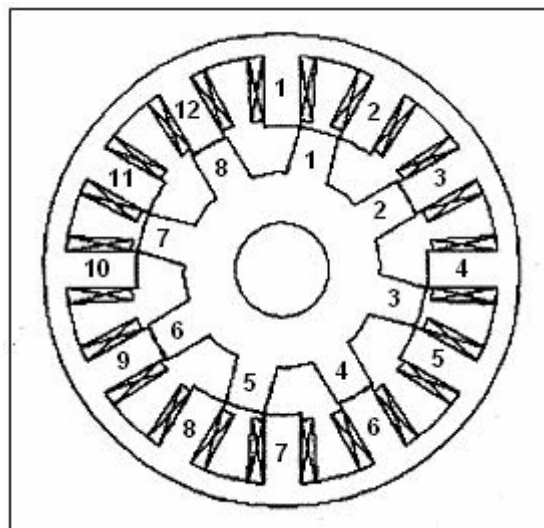


Figura 2.2 – Máquina a Relutância Variável 12/8

As MRV apresentam características favoráveis como simplicidade de construção, concentração dos enrolamentos elétricos no estator, melhor relação conjugado volume, baixa inércia e capacidade de operação em velocidade elevada. Por outro lado apresentam uma elevada oscilação de conjugado decorrente de sua estrutura de dupla saliência e dos efeitos de chaveamento de corrente entre as fases, o que exige o uso de estratégias de controle das correntes de fase em função das curvas características de indutância e derivada de indutância x posição, para viabilizar aplicação de alto desempenho como na robótica.

Atualmente, pode-se encontrar aplicações das Máquinas a Relutância Variável não somente na indústria, mas também no ambiente doméstico. Como exemplo de aplicação pode-se citar o uso destas em máquinas de lavar roupas, computadores (HD's), protótipos de motocicletas e carros elétricos.

As MRV possuem vantagens como: robustez e simplicidade, isto devido a não existência de enrolamentos no rotor; fácil manutenção por conta de somente possuir enrolamentos no estator e também ter as fases independentes umas das outras; baixo custo de produção se produzida em larga escala; tolerante a falhas pela independência de fases, se uma fase falhar, mesmo assim a máquina não para e pode-se conseguir através de especificações adequadas e de acordo com a estrutura de controle implementada, pode ser permitido que a mesma continue a funcionar dentro dos requisitos desejados (Kline, 1999). Talvez o mais importante fator que tem limitado a aplicação destas máquinas, quando comparadas a aplicações de indução, seja a necessidade da utilização de um conversor estático para o seu acionamento o que associado com os detalhes construtivos lhes confere uma característica magnética fortemente não linear. No entanto, a abertura de novas áreas de acionamentos à velocidade variável tem feito surgir uma demanda por sistemas, cujas características são bem atendidas pelas máquinas a relutância variável. Além disto, maiores facilidades atuais da disponibilidade de dispositivos eletrônicos de potência e microprocessadores digitais tem reduzido de forma significativa os custos dos sistemas de acionamentos baseados nestas máquinas.

Este capítulo tem como principal objetivo apresentar aspectos relativos à modelagem e acionamento da máquina a relutância variável. Para isto apresenta-se a modelagem matemática da máquina na seção 2.1; considerações sobre o acionamento da MRV através de fontes de corrente e tensão são colocadas na

seção 2.2; estruturas do conversor de acionamento são descritas na seção 2.3. As conclusões do capítulo são realizadas na seção 2.4.

## 2.1 – Modelagem Matemática da Máquina a Relutância Variável

A tensão instantânea nos terminais de uma fase da MRV é igual à soma da queda de tensão resistiva nos enrolamentos da fase mais a taxa de variação do fluxo. Esta relação é dada por:

$$V_k = r_k i_k + \frac{d\lambda_k(\theta, i)}{dt}, \quad (2.1)$$

onde  $V_k$  é a tensão na  $k$ -ésima fase,  $i_k$  é a corrente na  $k$ -ésima fase,  $r_k$  é a resistência do enrolamento da respectiva fase alimentada,  $\Psi$  é o fluxo no circuito magnético de enrolamento de fase, e  $\theta$  é a posição do rotor.

Devido ao aspecto construtivo da máquina, dupla saliência e aos efeitos da saturação magnética o fluxo varia em função da posição do rotor e da corrente de fase. A partir da equação (2.1), utilizando-se derivadas parciais, tem-se

$$V_k = r_k i_k + \frac{\partial \lambda_k}{\partial i} \frac{di}{dt} + \frac{\partial \lambda_k}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt}, \quad (2.2)$$

onde  $\frac{\partial \lambda_k}{\partial i}$  é a indutância instantânea  $L(\theta, i)$ ;  $\frac{\partial \lambda_k}{\partial \theta}$  representa a força contra eletromotriz instantânea  $K(\theta, i)$ ;  $\frac{d\theta}{dt}$  é a velocidade angular instantânea do eixo da máquina ( $\omega$ ).

Multiplicando cada lado da expressão (2.1) pela corrente, obtém-se:

$$V_k i_k = r_k i_k^2 + i \frac{d\lambda_k(\theta, i)}{dt}, \quad (2.3)$$

que representa a potência elétrica instantânea entregue para a máquina, o primeiro termo do segundo membro da expressão (2.3) representa as perdas resistivas no k-ésimo enrolamento, e pela lei da conservação da energia, o segundo termo do segundo membro representa a soma da potência mecânica de saída ( $P_m$ ) com a potência estocada no campo magnético ( $P_c$ ). Desta forma a expressão (2.4) pode ser escrita como:

$$P_k = \frac{dP_m}{dt} + \frac{dP_c}{dt}. \quad (2.4)$$

Onde ( $P_k$ ) é a potência elétrica entregue à máquina, menos as perdas elétricas.

A potência mecânica é o produto do Conjugado eletromagnético ( $C$ ), pela velocidade angular do eixo da máquina ( $\omega$ )

$$\frac{dP_m}{dt} = C\omega = C \frac{d\theta}{dt}. \quad (2.5)$$

Substituindo a equação (2.5) na equação (2.4) obtém-se

$$P_k = C_k \frac{d\theta}{dt} + \frac{dP_c}{dt}. \quad (2.6)$$

Que corresponde à potência elétrica entregue à máquina, menos as perdas elétricas.

Da expressão (2.1) e desprezando-se as perdas resistivas pode-se escrever,

$$iV_k = \frac{d\lambda_k}{dt} i. \quad (2.7)$$

Igualando as expressões (2.6) e (2.7), tem-se

$$i \frac{d\lambda}{dt} = C_k \frac{d\theta}{dt} + \frac{dP_c}{dt}. \quad (2.8)$$

Desde que o conjugado é função de  $\theta$  e do fluxo  $\lambda$ , tem-se

$$C(\theta, \lambda) = i(\theta, \lambda) \frac{d\lambda}{d\theta} - \frac{dP_c(\theta, \lambda)}{d\theta}. \quad (2.9)$$

Para um fluxo constante, a expressão (2.9) torna-se:

$$C = - \frac{dP_c(\theta, \lambda)}{d\theta}. \quad (2.10)$$

Para um ângulo  $\theta$  fixo do eixo da máquina, a expressão (2.8) da energia magnética do campo, do k-ésimo enrolamento energizado da máquina, é dada por:

$$W_e = \int_0^\lambda i(\theta, \lambda) d\lambda \quad (2.11)$$

A figura 2.3 apresenta a interpretação gráfica da Energia no campo magnético, expressa como uma área no plano  $(i, \lambda)$  (DiRenzo, Masten & Cole, 1997).

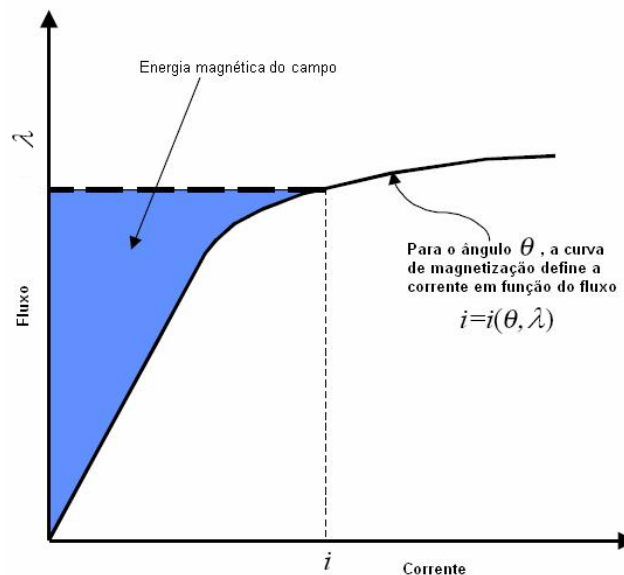


Figura 2.3 – Interpretação gráfica da Energia no campo magnético



Para um ângulo  $\theta$  fixo, a curva de magnetização define o fluxo em função da corrente, isto é a co-energia no campo magnético, e é representado pela integral

$$W_c = \int_0^i \lambda(\theta, i) di . \quad (2.12)$$

A interpretação gráfica da Co-energia no campo magnético é apresentada na figura (2.4), abaixo,

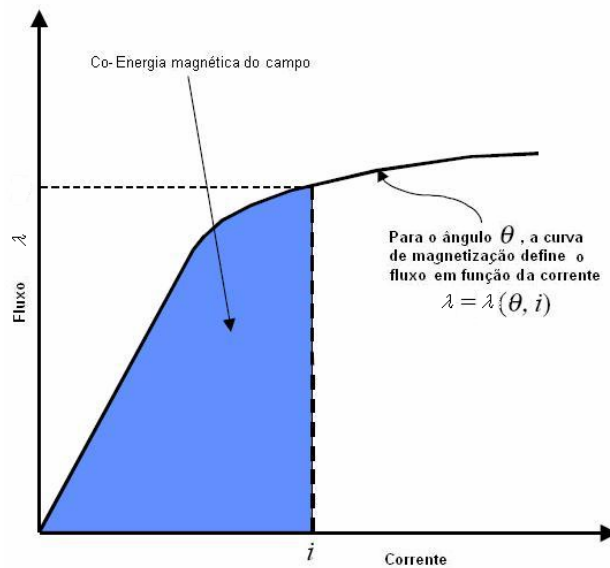


Figura 2.4 – Interpretação gráfica da Co-Energia no campo magnético

Das figuras (2.3) e (2.4) conclui-se que a energia magnética de campo e a co-energia magnética de campo, podem ser relacionadas por:

$$\lambda i = W_e + W_c . \quad (2.13)$$

Diferenciando-se ambos os lados da equação (2.13) , torna-se

$$dW_e + dW_c = \lambda di + id\lambda . \quad (2.14)$$

Substituindo-se na equação (2.9), obtém-se

$$C = \frac{id\lambda - (\lambda di + id\lambda - dW_c(\theta, i))}{d\theta} . \quad (2.15)$$

A diferencial da co-energia pode ser escrita na forma de derivadas parciais, como:

$$dW_c(\theta, i) = \frac{\partial W_c}{\partial \theta} d\theta + \frac{\partial W_c}{\partial i} di. \quad (2.16)$$

Considerando as equações (2.15) e (2.16), e valores fixos de corrente tem-se que

$$C = \frac{\partial W_c}{d\theta}. \quad (2.17)$$

Desprezando-se o efeito da saturação magnética, a relação fluxo versus corrente é dada por:

$$\lambda = L(\theta).i \quad (2.18)$$

Substituindo-se a expressão (2.18) na expressão (2.12), e resolvendo-se a integral, obtém-se

$$P_c = \frac{i^2}{2} L(\theta). \quad (2.19)$$

Substituindo a expressão (2.19) na expressão (2.17), a equação simplificada do conjugado geral pode ser dada por:

$$C = \frac{1}{2} \frac{dL(\theta)}{d\theta} i^2 \quad (2.20)$$

A partir da expressão 2.20 as seguintes observações podem ser feitas, (Krishnan, 2001; Oliveira 2003).

- i) O conjugado é proporcional ao quadrado da corrente. A possibilidade de a corrente ser unipolar, permite a utilização de conversores com apenas uma chave por braço, desde que o mesmo atenda a outras demandas do sistema de acionamento;
- ii) O conjugado é proporcional à inclinação da curva característica de indutância versus posição. Como a indutância é função da posição rotórica e também da corrente, isto torna a expressão do conjugado não linear. Devido a sua natureza não linear, não é possível estabelecer um circuito equivalente de regime permanente para a máquina;

- iii)* A máquina a relutância variável gera conjugado proporcional ao quadrado da corrente, como o motor CC com enrolamentos de campo e armadura ligados em série. Isto lhe confere elevado conjugado de partida;
- iv)* A direção de rotação pode ser invertida apenas com a mudança na seqüência de energização das fases da máquina;
- v)* Devido às características apontadas nos itens de *(i)* a *(iv)* As máquinas a relutância variável são convenientes para operação nos quatro quadrantes;
- vi)* A máquina exige o uso de um conversor para seu acionamento, não sendo possível operá-la diretamente a partir de uma fonte CC ou CA;
- vii)* O Controle de conjugado pode ser obtido a partir do controle do conversor que alimenta a máquina;
- viii)* O acoplamento mútuo entre fases representa um pequeno percentual da indutância própria dos enrolamentos de fase, assim, o mesmo é em geral desprezado, isto permite considerar as fases eletricamente independentes. Esta característica torna as fases da máquina imunes a curto circuito em outra fase da máquina. Esta robustez torna este tipo de máquina altamente recomendada para aplicações em atuadores e geradores de aeronaves, atuadores utilizados em sistemas de defesa, motores utilizados em circuitos de resfriamento de plantas nucleares e tração de veículos elétricos, entre outras aplicações;
- ix)* Como a corrente é unipolar para todos os quadrantes de operação da máquina, todas as topologias de conversores utilizadas no acionamento destas máquinas têm uma chave em série com o enrolamento de fase da mesma. Esta configuração garante que a corrente não crescerá abruptamente na eventualidade de uma falha, permitindo aos circuitos de proteção atuar antes que ocorra a perda da chave ou mesmo um dano maior a máquina.

## **2.2 – Operação de uma Máquina a Relutância Variável**

A operação de uma Máquina a Relutância Variável ocorre de forma seqüencial, obedecendo ao sentido de giro do motor. Quando uma fase é alimentada verifica-se que o campo gerado faz com que os pólos do rotor mais próximos da fase que se encontra alimentada, tenham a tendência de se alinhar com os pólos do estator daquela fase, girando no sentido adequado (sentido positivo). Isto causa uma rotação da máquina, convertendo energia elétrica em energia mecânica, já que uma

MRV opera segundo o princípio de máxima energia armazenada, ou seja, mínima relutância (Oliveira, 2003). Na figura 2.6 apresenta-se um desenho do corte transversal de uma máquina a relutância variável 12/8, trifásica.

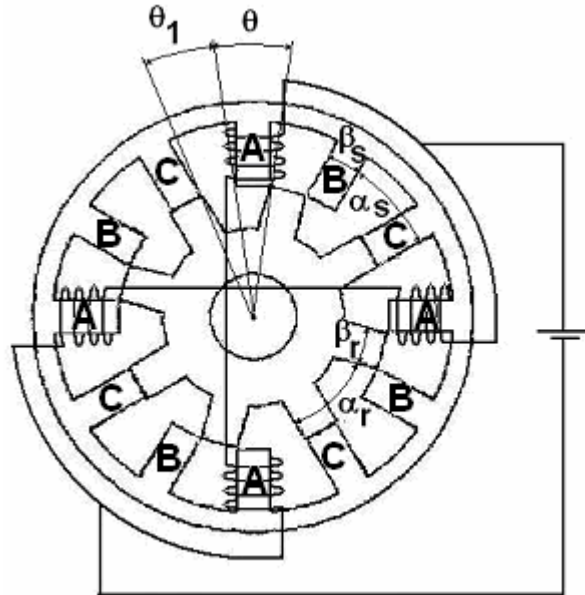


Figura 2.5 – Alimentação de uma das fases do MRV 12/8

A característica magnética de uma fase da MRV é apresentada na figura 2.6, relacionando fluxo ( $\lambda$ ), corrente ( $I$ ) e posição ( $\theta$ ) (Buja & Valla, 1991).

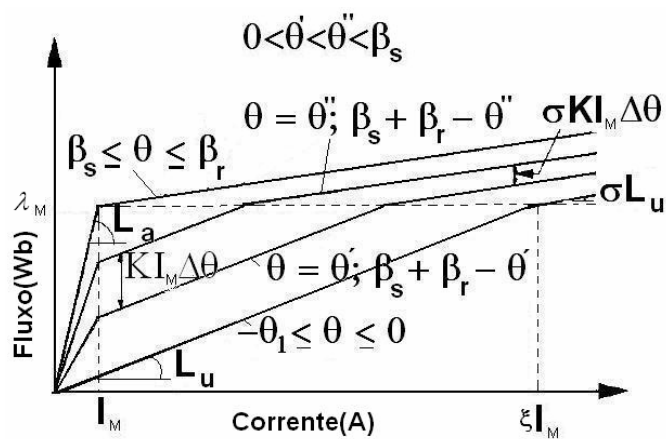


Figura 2.6 – Característica magnética para uma fase alimentada

O modelo caracterizado na figura 2.6, divide o plano fluxo ( $\lambda$ ) versus corrente ( $I$ ) em duas principais regiões, linear e saturada, de acordo com o nível de corrente aplicado ao circuito magnético.

A região linear localiza-se entre o zero e o nível de corrente  $I_M$ ; a região saturada está localizada após o nível de corrente  $I_M$ .

### 2.2.1 – Operação de uma MRV na região Linear

A operação de uma MRV na região linear pode ser representada pela equação (2.18), definida como a característica magnética da máquina, onde  $L(\theta)$  é a indutância da fase alimentada em função da posição do rotor.

O perfil de indutância é observado na figura 2.6, e é dividido em quatro zonas distintas para cada fase. Para a fase “A” tem-se: i) de  $-\theta$  a 0, é denominada de zona desalinhada, onde a indutância é mínima, e é representada por  $L_u$ ; ii) de 0 a  $\beta_s$ , na qual ocorre um incremento da indutância, devido ao início dos alinhamentos dos pólos; iii) de  $\beta_s$  a  $\beta_r$ , nesta zona observa-se uma máxima indutância, proporcionada pelo alinhamento dos pólos; iv) e de  $\beta_r$  a  $\beta_r + \beta_s = \alpha_r - \theta_1$ , onde a indutância tende a decrementar em função do desalinhamento entre os pólos.

Considerando que os pólos do estator e rotor possuem dimensões construtivas diferentes

O perfil de indutância pode ser representado por:

$$L(\theta) = \begin{cases} L_u, & -\theta \leq \theta < 0 \\ L_u + K\theta & 0 \leq \theta \leq \beta_s \\ L_a, & \beta_s \leq \theta < \beta_r \\ L_u - K(\theta - \beta_r - \beta_s) & \beta_r \leq \theta \leq \beta_r + \beta_s \end{cases} \quad (2.21)$$

onde  $\beta_s$  e  $\beta_r$ , representam a largura do pólo do estator e do rotor respectivamente,  $\alpha_s$  e  $\alpha_r$ , representam a distancia entre dois pólos consecutivos do estator e do rotor respectivamente, e  $\theta_1 = \alpha_r - \beta_r - \beta_s$ .

O coeficiente de inclinação da curva de indutância no intervalo de crescimento é representado por:

$$K = \frac{L_a - L_u}{\beta_s}. \quad (2.22)$$

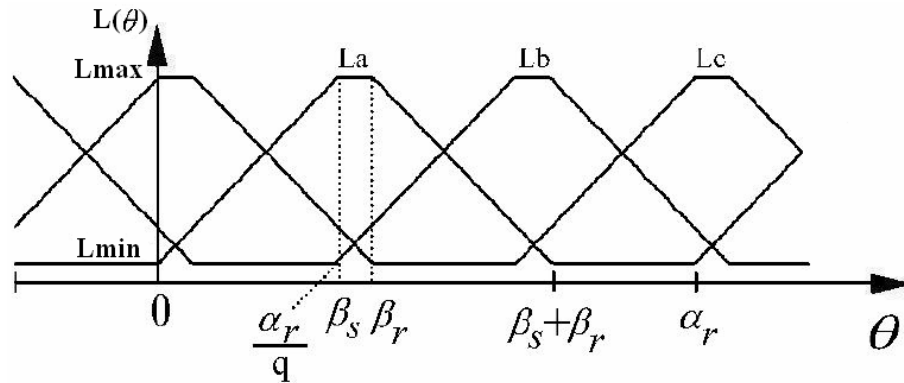


Figura 2.7 – Perfil de indutância ideal nas fases da MRV

Substituindo a expressão (2.21) na expressão (2.20), obtém-se o conjugado da máquina

$$C = \begin{cases} 0, & -\theta_1 < \theta < 0 \\ \frac{1}{2} K i^2, & 0 < \theta < \beta_s \\ 0, & \beta_s < \theta < \beta_r \\ -\frac{1}{2} K i^2, & \beta_r < \theta < \beta_r + \beta_s \end{cases} \quad (2.23)$$

Quando o motor desloca-se na região de incremento da indutância um conjugado motor é produzido, enquanto que nenhum conjugado é produzido quando o rotor desloca-se na região alinhada ou desalinhada, e na região de decremento da indutância, aparece um conjugado de frenagem da máquina.

A largura do pólo do estator obedece a equação (2.24).

$$\beta_s > \frac{\alpha_r}{q} \quad (2.24)$$

onde \$q\$, é o número de fases da máquina.

### 2.2.2 – Fontes para Máquinas a Relutância Variável

Máquinas a Relutância Variável podem ser alimentadas, tanto por fonte de corrente como por fonte de tensão. Em uma fonte de corrente, a corrente gerada é

forçada nas fases em forma de pulsos com amplitude variada, de acordo com a posição angular do rotor. A forma retangular é considerada ideal para a corrente.

No caso de uma fonte de tensão, a tensão gerada cruza as fases com uma amplitude constante em determinadas posições do rotor da máquina. Uma tensão positiva produz um fluxo de corrente dentro da fase, enquanto uma tensão negativa contribui para o rápido decréscimo da corrente na fase.

### 2.2.2.1 - Acionamento de MRV com Fonte de Corrente

O acionamento de uma MRV utilizando uma fonte de corrente tem como variáveis de controle, a amplitude de corrente  $i_k$ , a posição angular de energização da fase  $\theta_{on}$  e de desligamento da fase  $\theta_{off}$ .

A figura 2.8, apresenta um diagrama  $L(\theta)$  versus  $\theta$ , de acionamento de uma máquina a relutância variável utilizando um conversor fonte de corrente, onde é observado o intervalo de condução da corrente ( $\theta_{off} - \theta_{on}$ ), em uma fase da máquina, onde  $\theta_{on}$  é o ângulo de energização da fase e  $\theta_{off}$ , é o ângulo de desligamento da fase. Neste diagrama a forma da corrente é assumida como ideal.

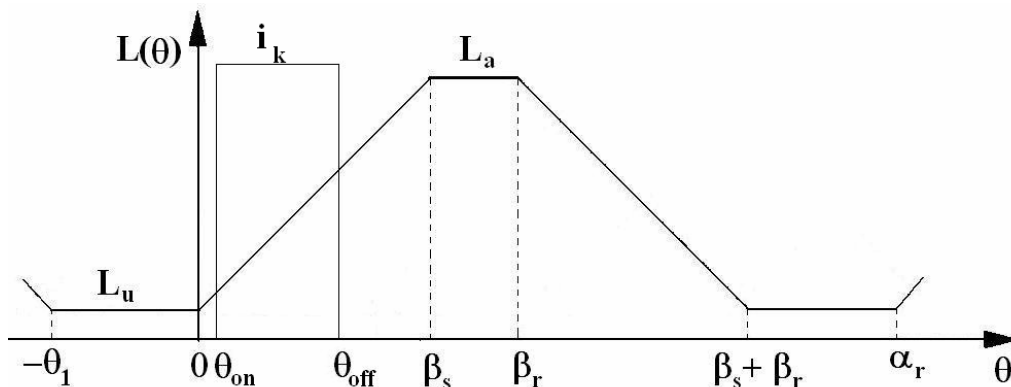


Figura 2.8 – Diagrama de alimentação de uma MRV com pulso de corrente ideal

O intervalo máximo de condução é dado pela equação 2.25.

$$(\theta_{off} - \theta_{on})_M = \frac{\alpha_r}{q} \quad (2.25)$$

Desprezando a queda de tensão resistiva, e os picos de correntes ocasionais, durante a fase de energização do circuito magnético. A tensão nos enrolamentos da

máquina é igual a força contraeletromotriz, durante o intervalo de condução, e pode ser expressa como:

$$v = K i_k \omega, \quad \theta_{on} < \theta < \theta_{off} \quad (2.26)$$

O Conjugado médio desenvolvido pela máquina em um ciclo rotacional completo é expresso pela equação 2.27.

$$\bar{C} = \frac{q}{\alpha_r} \int_{-\theta_1}^{\alpha_r - \theta} C_{inst} d\theta \quad (2.27)$$

A corrente de alimentação é máxima durante a fase de energização. O conjugado instantâneo é igual à equação (2.28), no intervalo de condução.

$$C_{inst} = \frac{1}{2} K i_m^2 \quad \theta_{on} < \theta < \theta_{off} \quad (2.28)$$

da equação (2.27) e (2.28), o conjugado pode ser expresso por:

$$\bar{C} = \frac{qK}{2\alpha_r} i_k^2 (\theta_{off} - \theta_{on}) \quad (2.29)$$

Assumindo que  $\theta_{on} = 0$ . A partir das expressões (2.25), e (2.26), obtém-se

$$\bar{C} = \frac{qK}{2\alpha_r} i_k^2 \theta_{off} \quad (2.30)$$

$$\theta_{off, M} = \frac{\alpha_r}{q} \quad (2.31)$$

onde o ângulo de desligamento no máximo será igual ao ângulo de energização da fase, durante o qual a indutância cresce.

O Conjugado máximo somente é alcançado quando a tensão de fase atinge seu valor nominal  $V_N$ . Neste ponto a velocidade é dada por:

$$\omega_N = \frac{V_N}{K i_M} \quad (2.32)$$



Para valores de velocidade da equação (2.32) é necessário uma redução na corrente de alimentação, isto para que a tensão de fase não exceda a tensão nominal.

Então desta forma a corrente máxima na máquina é regida pela expressão (2.33).

$$i_{k,M} = \begin{cases} i_M & \omega \leq \omega_N \\ \frac{\omega_N}{\omega} i_M & \omega > \omega_N \end{cases} \quad (2.33)$$

Substituindo a expressão (2.33), na expressão (2.30), define-se a característica conjugado versus velocidade da máquina, como segue.

$$C_{m,M} = \begin{cases} \frac{1}{2} K i_m^2 & \omega \leq \omega_N \\ \frac{1}{2} K i_m^2 \left(\frac{\omega_N}{\omega}\right)^2 & \omega > \omega_N \end{cases} \quad (2.34)$$

A expressão 2.34 mostra que a MRV pode operar com o conjugado constante até o limite da velocidade nominal. Valores de velocidade superiores a  $\omega_N$ , faz com que o conjugado decresça com o quadrado da velocidade.

#### 2.2.2.2 - Acionamento de MRV com Fonte de Tensão

O acionamento de uma MRV utilizando uma fonte de tensão, tem-se como característica principal a produção de uma tensão de amplitude constante, igual a tensão nominal da máquina.

O conversor fonte de tensão tem seu modo de acionamento semelhante ao conversor fonte de corrente, a amplitude da corrente,  $i_k$ , bem como os ângulos  $\theta_{on}$  e  $\theta_{off}$ , de energização e desligamento, respectivamente da fase, são utilizados para controlar a operação da MRV.

A operação da MRV utilizando um conversor fonte de tensão é esquematizado nas figuras 2.9, 2.10 e 2.11 para diferentes formas de energização.

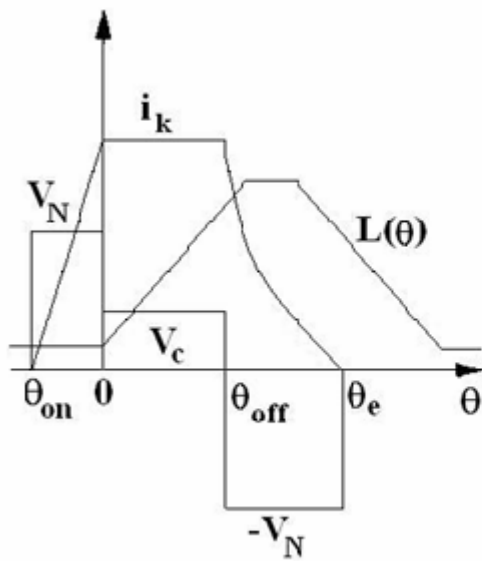


Figura 2.9 – Corrente Regulada

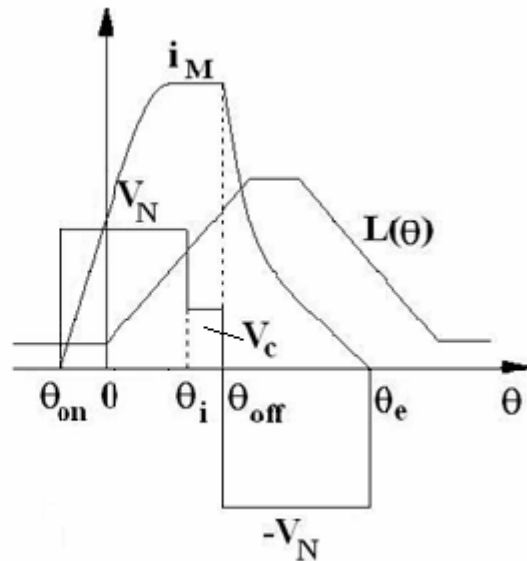
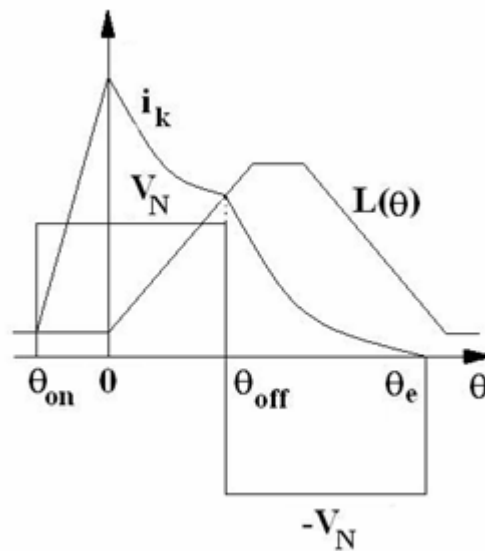
Figura 2.10 – Corrente Regulada em  $i_M$ 

Figura 2.11 – Corrente de pulso único

O intervalo de energização inicia em  $\theta_{on}$ , e finaliza em  $\theta_{off}$ , quando ocorre o desligamento da alimentação da fase da máquina. Do ponto zero até o ângulo  $\theta_{off}$ , dois modos de operação podem ocorrer, e seus limites são regidos por:

$$i_k \omega = i_M \omega_N \quad (2.35)$$

Quando a força contra-eletromotriz for menor que a tensão CC produzida pelo barramento do conversor fonte de tensão, a corrente de fase tende a incrementar, elevando-se para o valor  $V_N / K\omega$ , e sua regulação depende da condição de comutação das chaves de potência do conversor, que alimentam a respectiva fase da máquina, figuras 2.9 e 2.10. O primeiro modo de operação de uma MRV, acionada por conversor fonte de tensão, cuja corrente instantânea por fase é dada por:

$$i_k \omega < i_M \omega_N \quad (2.36)$$

No segundo modo de operação de uma MRV, a força contra-eletromotriz é maior que a tensão CC do barramento do conversor fonte de tensão, e a corrente tende a decrementar, figura 2.11, então as chaves de potência do conversor são acionadas em  $\theta_{on}$ , e somente desligadas em  $\theta_{off}$ , e durante o intervalo de energização, toda a tensão do barramento CC do conversor fonte de tensão, encontra-se cruzando a respectiva fase da máquina. O segundo modo de operação ocorre quando a condição (2.37) é estabelecida por

$$i_k \omega > i_M \omega_N \quad (2.37)$$

Verifica-se nos diagramas das figuras 2.9, 2.10 e 2.11, que o intervalo de decremento da corrente até a sua extinção, inicia-se em  $\theta_{off}$ , indo até  $\theta_e$  (ângulo de extinção da corrente), neste intervalo é aplicado uma tensão do barramento CC do conversor fonte de tensão, de polaridade invertida, até a anulação da corrente. Quando o ângulo de extinção da corrente, aproxima-se da zona de decremento da indutância, um conjugado de frenagem é produzido.

É necessário que o valor do ângulo de desligamento da fase  $\theta_{off}$ , seja determinado de modo que o ângulo de extinção da corrente  $\theta_e$ , seja menor que  $\alpha_r + \theta_{on}$ , caso contrário a corrente não se extinguirá antes da fase ser novamente energizada.

A representação da corrente em relação aos intervalos das figuras 2.9, 2.10 e 2.11, são apresentadas na equação 2.38, para uma máquina acionada por um conversor fonte de tensão.

$$i_k = \begin{cases} \frac{V_N(\theta - \theta_{on})/\omega}{L_k(\theta)} & \theta_{on} \leq \theta < \theta_i \\ i_{ref} = i_k(\theta_i) & \theta_i \leq \theta < \theta_{off} \\ \frac{i(\theta_{off})L_k(\theta_{off}) - V_N(\theta - \theta_{off})/\omega}{L_k(\theta)} & \theta_{off} \leq \theta \leq \theta_e \end{cases} \quad (2.38)$$

É observado que  $\theta_i = 0$ , na figura 2.9, e  $\theta_i = \theta_{off}$ , na figura 2.11. No intervalo  $\theta_i \leq \theta < \theta_{off}$ , a tensão é controlada de 0 a  $V_N$ , desconsiderando a queda de tensão resistiva, então a tensão neste intervalo é igual a

$$V_c = K i_{ref} \omega. \quad (2.39)$$

Devido a variação da corrente de fase, segundo a equação (2.40), o conjugado médio é a soma dos três termos de conjugado

$$\bar{C} = C_1 + C_2 + C_3. \quad (2.40)$$

sendo

$$C_1 = \frac{qK}{2\alpha_r} \int_0^{\theta_{off}} i^2 d\theta, \quad (2.41)$$

$$C_2 = \frac{qK}{2\alpha_r} \int_0^{\beta_r} i^2 d\theta, \quad (2.42)$$

$$C_3 = \frac{qK}{2\alpha_r} \int_{\beta_r}^{\theta_e} i^2 d\theta, \quad (2.43)$$

e a corrente de fase  $i$ , é obtida de acordo com a expressão (2.38).

Os termos  $C_2$  e  $C_3$ , dependem do valor do ângulo de desligamento da fase,  $\theta_{off}$ , da velocidade,  $\omega$  e do valor da corrente em  $\theta_{off}$ .

Uma nova estratégia de excitação para produção de alto conjugado através da indutância mutua é utilizada para MRV, onde esta técnica reduz a tensão mecânica na troca de fase, resultando na minimização do “ripple” de conjugado e do ruído.

A técnica que também é conhecida como excitação bifásica, consiste da energização seqüencial de duas fases adjacentes, onde o efeito da indutância mutua é levado em conta em relação a equação de corrente e de fluxo do circuito magnético da máquina (Bae, 2000).

Segundo a expressão (2.1), as equações de tensão de fase para uma MRV trifásica, são obtidas em termos de corrente e fluxo do circuito magnético de fase.

$$\begin{aligned} V_a &= r_a i_a + \frac{d\lambda_a(\theta, i)}{dt} \\ V_b &= r_b i_b + \frac{d\lambda_b(\theta, i)}{dt} \\ V_c &= r_c i_c + \frac{d\lambda_c(\theta, i)}{dt} \end{aligned} \quad (2.44)$$

e

$$\begin{aligned} \lambda_a &= L_a i_a + M_{ab} i_b + M_{ca} i_c \\ \lambda_b &= M_{ab} i_a + L_b i_b + M_{bc} i_c \\ \lambda_c &= M_{bc} i_b + L_c i_c + M_{ca} i_a \end{aligned} \quad (2.45)$$

onde  $L_k$  é a indutância de fase e  $M_{jk}$  é a indutância mutua das fases energizadas.

Se duas fases adjacentes encontram-se energizadas e a outra fase da MRV, é assumida para ter tensão zero, as equações (2.44) e (2.45) são simplificadas como:

$$\begin{aligned} v_j &= r_j i_j + \frac{d\lambda_j(\theta, i)}{dt} \\ v_k &= r_k i_k + \frac{d\lambda_k(\theta, i)}{dt} \end{aligned} \quad (2.46)$$

e

$$\begin{aligned} \lambda_j &= L_j i_j + M_{jk} i_k \\ \lambda_k &= M_{jk} i_j + L_k i_k \end{aligned} \quad (2.47)$$

onde j e k são as fases energizadas da MRV, (a,b,c).

A equação do conjugado em função das correntes de fase, é obtida da derivada da equação da co-energia (2.17), como:

$$dW_c(i_j, i_k, \theta) = \lambda_j di_j + \lambda_k di_k + Cd\theta \quad (2.48)$$

Da expressão (2.48)

$$dW_c(i_j, i_k, \theta) = (L_j i_j + M_{jk} i_k) di_j + (M_{jk} i_j + L_k i_k) di_k + Cd\theta \quad (2.49)$$

integrando

$$W_c(i_j, i_k, \theta) = \frac{1}{2} L_j i_j^2 + \frac{1}{2} L_k i_k^2 + M_{jk} i_j i_k \quad (2.50)$$

Então o Conjugado (C) é calculado como:

$$C = \frac{\partial W(i_j, i_k, \theta)}{\partial \theta} \Big|_{i_j, i_k, \text{fixo}} = \frac{1}{2} g_j i_j^2 + \frac{1}{2} g_k i_k^2 + g_{jk} i_j i_k \quad (2.51)$$

onde  $g_j, g_k$  e  $g_{jk}$ , são:

$$\begin{aligned} g_j(\theta) &\equiv \frac{\partial L_j(\theta)}{\partial \theta} \quad \text{para } j = a, b, c \\ g_k(\theta) &\equiv \frac{\partial L_k(\theta)}{\partial \theta} \quad \text{para } k = a, b, c \\ g_{jk}(\theta) &\equiv \frac{\partial M_{jk}(\theta)}{\partial \theta} \quad \text{para } jk = ab, bc, ca \end{aligned} \quad (2.52)$$

De acordo com a equação 2.51, concluímos que o conjugado é maior quando temos duas fases alimentadas de forma quase simultânea seqüencialmente.

### 2.3 – Conversor para Máquina a Relutância Variável

Os conversores são circuitos formados por elementos passivos, como diodos, resistores, capacitores e indutores, e ativos, como as chaves de potência.

A função do conversor, utilizado em uma máquina a relutância variável, é chavear a corrente de uma fase para outra segundo uma estratégia de controle, e em sincronismo com a posição do rotor. Com uma corrente positiva nas fases ocorre conseqüentemente um incremento da indutância e a produção do conjugado na

máquina. Desta forma o conjugado em uma máquina a relutância variável, é produzido por uma corrente unidirecional.

### 2.3.1 - Conversores, para MRV

Os conversores para acionamento de MRV's são classificados em duas categorias: Fonte de Tensão e Fonte de corrente (Barnes & Pollock, 1998). Cada categoria apresenta suas vantagens e desvantagens para aplicações em máquinas a relutância variável.

Os conversores com características de fonte de tensão são aplicados em operações de alta velocidade, onde a força eletromotriz é alta e dificulta a implementação eficiente de um controlador de corrente. Para baixa velocidade pode-se associar o conversor fonte de tensão com um controle da corrente para gerar uma estrutura eficiente de acionamento da MRV. Esta associação tem sido utilizada com sucesso no controle de MRV's. (Le-Huy, Slimani & Viarouge, 1991; Oliveira, 2003). A figura 2.12 apresenta um esquema de ligação típico para o acionamento com conversor fonte de tensão.

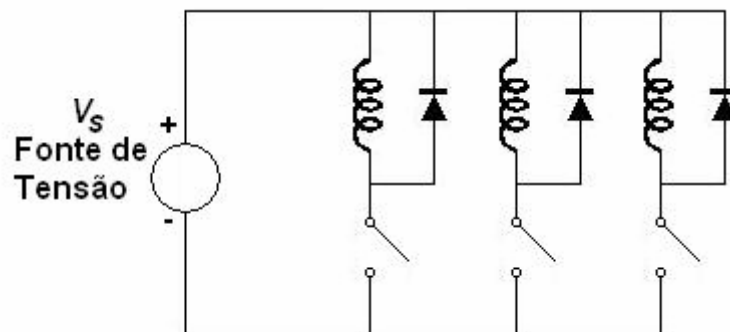


Figura 2.12 – Conversor Fonte de tensão

Conversores fonte de corrente têm suas aplicações mais direcionadas para o acionamento de MRV's em baixas velocidades onde necessita-se um controle de torque com um mínimo de ondulação. (Le-Huy, Slimani & Viarouge, 1991). A figura 2.13 apresenta um esquema de ligação típico para este conversor.

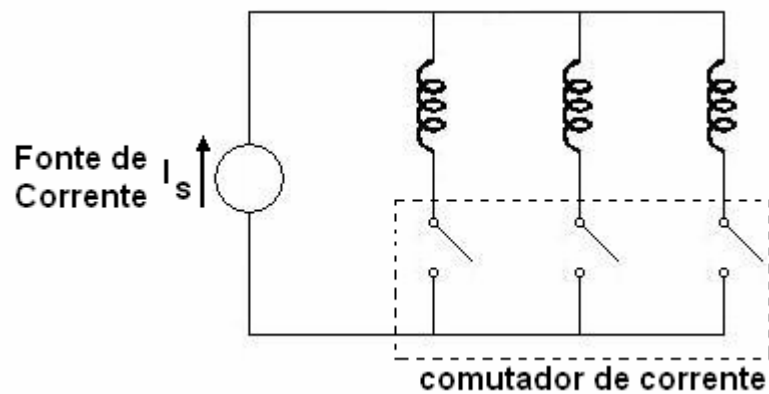


Figura 2.13 – Conversor Fonte de Corrente

Independente do tipo de conversor utilizado, um conversor alimentando uma máquina a relutância variável é basicamente constituído de chaves que são acionadas de forma seqüencial para imprimir uma ordem de energização dos enrolamentos de fase da máquina. A quantidade de chaves depende da quantidade de fases da máquina e do tipo de estratégia de chaveamento.

Os conversores fonte de tensão são divididos em duas categorias, segundo o aspecto da recuperação da energia: Os de recuperação passiva de energia (dissipativos), e os de recuperação ativa de energia (não dissipativos).

Em um conversor com recuperação passiva, a energia estocada no circuito magnético da MRV, é dissipada em um resistor, ou em um diodo zener. A energização de fases é independente nestes tipos de conversores que apresentam somente uma chave por fase, conforme a figura 2.14.

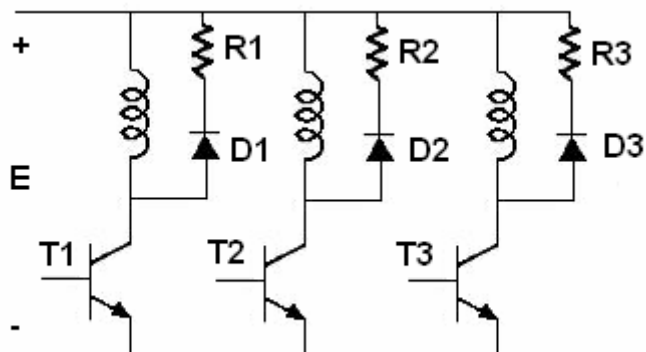


Figura 2.14 – Conversor Dissipativo



Conversores dissipativos não recuperam a energia estocada nos circuitos magnéticos da máquina, por isso possuem baixa eficiência em relação a outros conversores (Krishnan & Materu, 1990), e esta constitui a sua grande desvantagem. Em muitas aplicações a característica não dissipativa deste conversor é desprezada dada à simplicidade do seu aspecto construtivo da estrutura onde somente uma chave e um diodo são necessários por fase, com a adição de um resistor de dissipação, ou um zener.

Um conversor com recuperação ativa de energia é projetado de forma que a energia estocada no circuito magnético da fase não seja parcialmente desperdiçada e retorne para a fonte, ou carregue circuitos capacitivos. Através do projeto adequado da estrutura e de estratégias de chaveamento pode-se utilizar esta energia para alimentar de forma antecipada o circuito de fase seguinte.

Várias estruturas de conversores não dissipativos têm sido propostas na literatura e empregadas no acionamento de MRV's. A figura 2.15 apresenta uma topologia típica de um conversor não dissipativo.

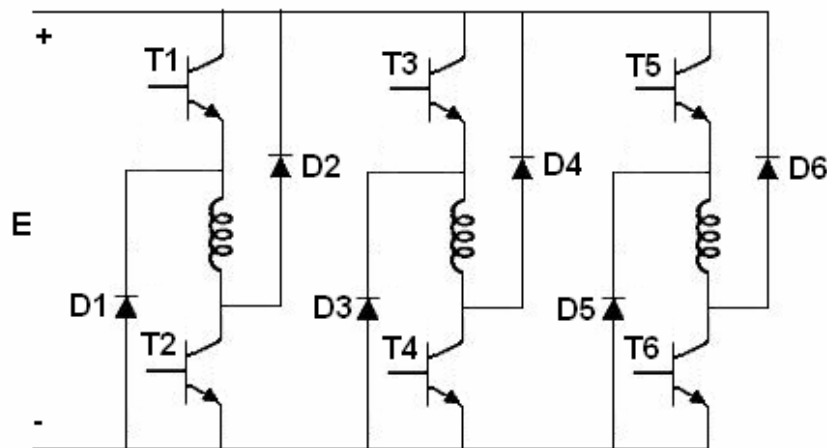


Figura 2.15 – Conversor não dissipativo

Topologias de conversores com recuperação ativa de energia para a alimentação de máquinas a relutância variável podem ser classificadas de acordo com (Le-Huy, Viarouge & Francoer, 1989) em cinco categorias básicas, (Barnes & Pollock, 1998).

- Conversores DC:DC;
- Conversores Autocomutados;
- Conversores Capacitivos;
- Conversores Indutivos;
- Conversores Half – Bridge.

Os conversores DC:DC, apresentam como característica principal, a adição de um circuito externo de recuperação de energia estocada no campo magnético do enrolamento de fase. Estes conversores apresentam como desvantagem, a necessidade de uma quantidade extra de componentes de potência para o circuito auxiliar.

Os conversores autocomutados, utilizam técnicas ressonantes para comutar os enrolamentos de fase da máquina (Lê-Huy, Viarouge & Francoer, 1989; Park & Lipo, 1992), resultando em um chaveamento suave, reduzindo assim as perdas e as tensões nas chaves. Por outro lado apresentam como desvantagens, uma pequena degradação no desempenho da máquina e uma grande quantidade de componentes de potência para a implementação da técnica ressonante.

Os conversores capacitivos utilizam capacitores como elementos principais do circuito de recuperação de energia do circuito magnético. Estes são responsáveis pela eficiência desta classe de conversores, onde a tensão do capacitor, no intervalo de desligamento de fase pode subir rapidamente, incrementando a tensão de desligamento de fase, e conseqüentemente decrementando o tempo de extinção da corrente de fase.

Os conversores indutivos utilizam um segundo circuito magnético acoplado ao circuito magnético de fase da máquina para estocar a energia. Esta energia pode ser retornada para a fonte, ou ser aproveitada para energizar uma fase seqüente da máquina. As desvantagens estão em torno deste acoplamento magnético, que não é perfeito, e necessita a utilização de *snubbers*, além do custo e da redução de área cobreada do circuito magnético principal, ocasionando assim perdas de condução e uma alta resistência de fase.

Os conversores meia ponte (*Half-Bridge*) apresentam uma configuração de que permite a conexão do enrolamento de fase ao barramento DC através tensões positiva, negativa ou de valor zero. Neste tipo de conversor, nenhum componente extra é requerido, como também nenhum circuito auxiliar, a não ser os existentes

para a alimentação de fase. Este tipo de conversor é formado por braços que contém chaves e diodos. Estes tipos de conversores apresentam sempre dois diodos em serie com os enrolamentos e duas chaves em série por braço.

### 2.3.2 – Especificação de um Conversor para uma MRV

Alguns pontos importantes devem ser considerados para uma especificação adequada do conversor para acionamento de uma máquina a relutância variável (Oliveira, 2003; Jang, 2001). A seguir discute-se os pontos mais importantes:

- Um conversor para MRV deve ter a capacidade de controlar a corrente da fase alimentada por este;
- Deve disponibilizar corrente suficiente durante o período de alimentação de fase;
- Possuir capacidade de extinguir rapidamente a corrente, após o intervalo em que o  $\theta_{off}$  é alcançado;
- A sua topologia deve favorecer a disposição dos seus braços, de forma que a alimentação das fases seja independente;
- Proporcionar a máxima recuperação de energia, durante o intervalo  $\theta_{off}$ ;
- Minimizar a variação de corrente no barramento;
- Possuir um número mínimo necessário de chaves.

Dentre os pontos citados, talvez o mais importante seja a necessidade da implementação no conversor do controlador de corrente do enrolamento de fase da máquina. Neste ponto o controle em malha fechada deve ser implementado para se obter melhor desempenho da máquina.

### 2.3.3 – Acionamento com conversor meia ponte assimétrica

O conversor meia ponte assimétrica é um conversor clássico utilizado no acionamento de MRV. A principal vantagem deste conversor é a alta eficiência, por conta do retorno para fonte, da energia estocada nos enrolamentos de fase do circuito magnético durante o intervalo de desenergização de fase.

Devido a sua topologia, este conversor pode controlar cada fase de forma independentemente e apresenta-se adequado mesmo quando uma sobreposição de condução no circuito magnético de fases é requerida. Além disto, este conversor é apropriado para trabalhar em altas tensões e altas potências.

Neste trabalho adotou-se o conversor meia ponte assimétrica para o acionamento da MRV. A estrutura deste conversor é apresentada na figura 2.16.

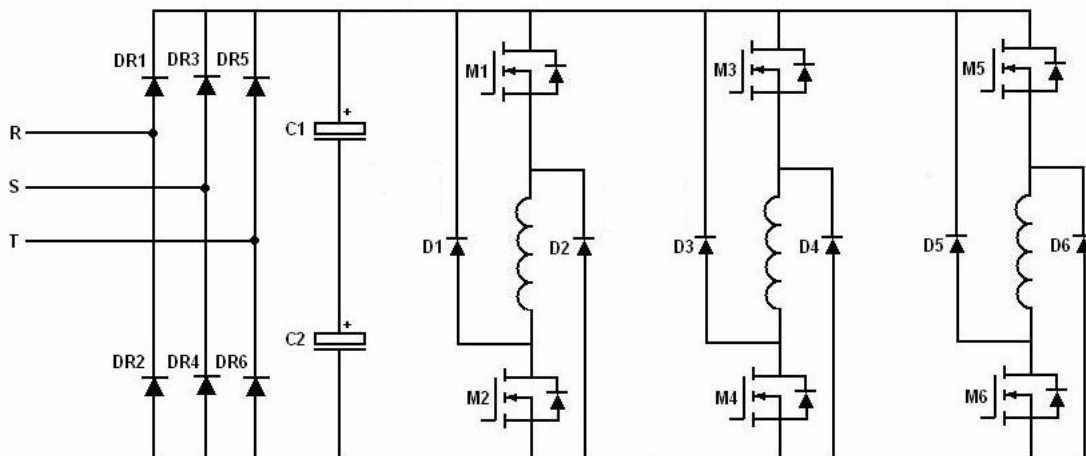


Figura 2.16 – Conversor meia ponte assimétrica

O número de chaves no conversor meia ponte assimétrica é igual a  $2N$ , onde  $N$  representa o número de fases da máquina. Como a corrente nesta máquina é unipolar, então é adicionado na estrutura do conversor, um retificador trifásico de onda completa.

As chaves do conversor meia ponte assimétrica são energizadas de acordo com a estratégia de chaveamento. Os modos de condução em uma fase são apresentados na figura 2.17. A energização de uma fase ocorre quando as chaves superior e inferior de um braço do conversor estão conduzindo, como apresentado

na figura 2.17(A), e a corrente na fase cresce rapidamente, através do enrolamento do circuito magnético.

A comutação de alimentação de fase é feita durante o intervalo  $\theta_{on} - \theta_{off}$ . Os transistores da fase alimentada entram em estado de condução na posição angular  $\theta_{on}$ , e são desligados na posição  $\theta_{off}$ . Neste intervalo de energização de fase, as chaves M1 e M2 estão fechadas, e o caminho da corrente é feito segundo a figura 2.17(A), assim resulta no enrolamento de fase uma tensão +Vdc.

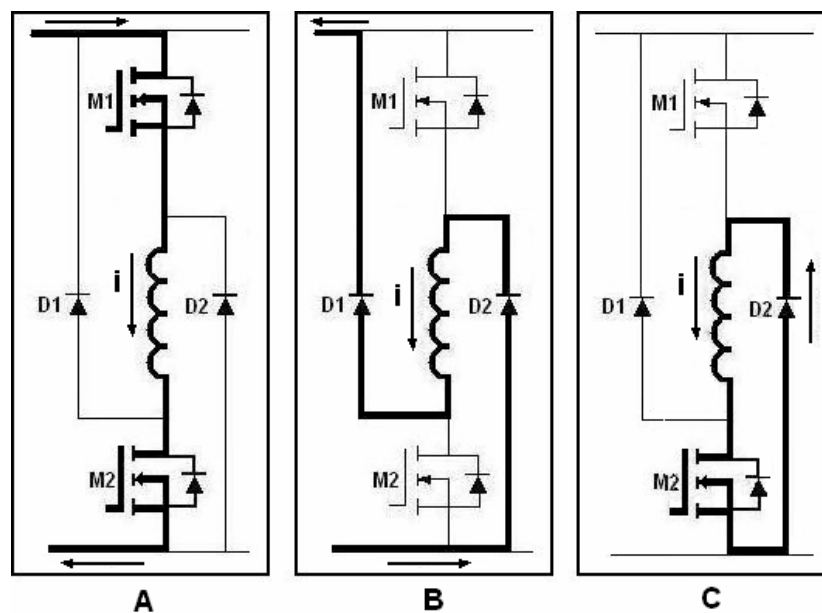


Figura 2.17 – Modos de condução em uma fase

O intervalo angular de condução de fase, é denominado de ângulo de condução (*dwell*) (Miller, 1993). O passo do pólo, por sua vez, é o período angular compreendido entre o ponto de máxima indutância de uma fase, e o ponto de máxima indutância de uma fase seguinte, e dado por:

$$\alpha_p = \frac{360^\circ}{N_r} \quad (2.53)$$

O período de condução máximo é limitado pelo passo de pólo, caso contrário o eixo sofre um travamento devido ao fluxo de fase não nulo.

$$\alpha_p > \theta_{on} - \theta_e \quad (2.54)$$

A equação (2.55) apresenta o ângulo de condução máximo permitido.

$$\theta_D < \frac{\alpha_p}{1 + \xi} \quad (2.55)$$

onde

$$\xi = \frac{1}{1 + \frac{V - v1}{V + v2}} \quad (2.56)$$

$v1$  é a tensão média na fase durante o período de condução, e  $v2$  é a tensão média de fase durante o intervalo em que o fluxo de fase começa a cair até o valor zero. As tensões médias  $v1$  e  $v2$  podem ser aproximadas pela mesma fração  $\rho$ , desta forma de (2.55) tem-se:

$$\theta_D < \alpha_p \frac{(1 + \rho)}{2} \quad (2.57)$$

Considerando que, conforme a figura 2.18, a fase ao ser alimentada, encontra-se em uma posição e que os pólos do estator e do rotor estão desalinhados. A partir deste instante a corrente sobe linearmente, e em seguida à medida que os pólos se aproximam à indutância é incrementada e uma força contra-eletromotriz é induzida à medida que a indutância cresce, requerendo uma tensão proporcional da fonte, até o ponto em que a corrente se torna máxima e a força contra-eletromotriz é igual à tensão da fonte, e a corrente começa a decrescer. A força contra-eletromotriz se torna maior que a tensão da fonte devido o fluxo que é continuamente incrementado.

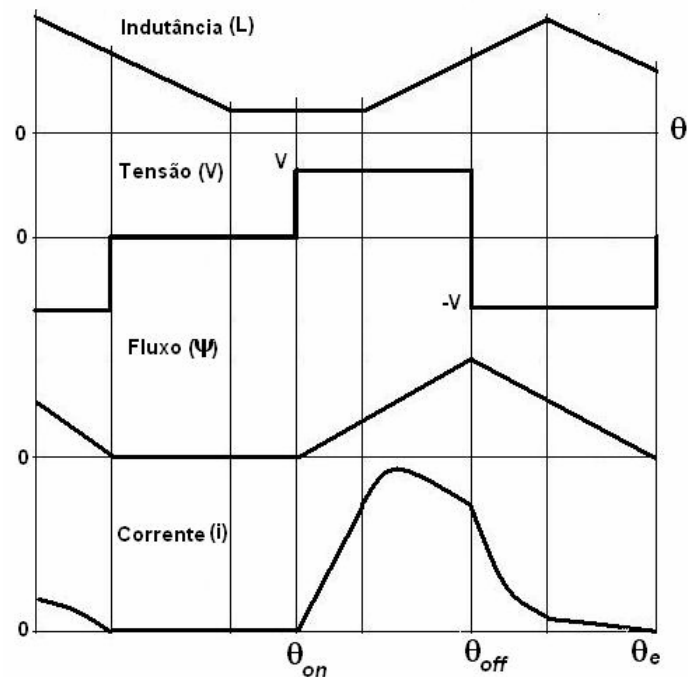


Figura 2.18 – Formas de onda de pulso único

No momento em que o fluxo se torna máximo, ocorre uma retirada de alimentação de fase e uma tensão reversa é aplicada sobre os enrolamentos de fase, aumentando de forma pronunciada a taxa de variação da corrente. Este ponto ocorre no ângulo denominado de ângulo de desenergização de fase  $\theta_{off}$ . Se a máquina opera sob o modo denominado de passo único, é necessário que o ângulo de desenergização de fase seja antecipado para evitar elevados valores da força contra-eletromotriz que pode exceder em muito a tensão da fonte incrementando a corrente e gerando condições para uma nova corrente de partida de fase o que ocasionaria o travamento do rotor. É óbvio que o ângulo de comutação depende da velocidade do eixo da máquina, quanto maior a velocidade, mais antecipado deve ser o ângulo de comutação, e vice-versa.

O ângulo de desenergização de fase pode ser avançado apropriadamente para uma posição próxima da indutância máxima em alta velocidade no entanto, deve-se observar as condições de equilíbrio de forma a não comprometer a eficiência no conjugado da máquina.

Em um conversor meia ponte assimétrica a estratégia de chaveamento consiste em fechar uma chave de fase, no caso M2 durante o intervalo  $\theta_{on} - \theta_{off}$ , e chavear o outro em alta frequência com um ciclo de trabalho fixo dado por:

$$D_c = \frac{t_{on}}{T_t} \quad (2.58)$$

onde  $t_{on}$ , é o intervalo de tempo em que a chave permanece fechada, e  $T_t$ , é o período total de controle do chaveamento ( $t_{on} + t_{off}$ ).

No controle do chaveamento utiliza-se duas técnicas que dependem da velocidade de operação da máquina. A técnica de PWM para a tensão é utilizada para o controle da corrente nos enrolamentos de fases da máquina em baixa velocidade enquanto o modo de operação denominado de pulso único é utilizado para altas velocidades.

Utilizando a técnica de PWM, duas estratégias de chaveamento podem ser implementadas em um conversor tipo meia ponte assimétrica: a estratégia “*Soft-Chopping*” (Chaveamento Suave) e a estratégia “*Hard Chopping*” (Chaveamento Dissipativo). Estas estratégias são distintas em relação ao modo de operação das chaves, e isso por sua vez altera as características das formas de onda, bem como o comportamento da máquina como um todo.

A estratégia de chaveamento “*Soft Chopping*” é descrita como uma estratégia que impõe menos oscilação na corrente e menor perda de chaveamento. Esta estratégia faz com que alimentação de uma fase seja feita através da chave M2 fechada no intervalo de alimentação de fase, e M1 chaveando em alta frequência de acordo com a estrutura do controlador. No momento em que M1 é desligado, o enrolamento de fase é curto-circuitado através de M2 e D2 (ver figura 2.17(C)). A chave M2 somente será desligada quando uma outra fase na seqüência for alimentada, então o caminho da corrente se dá como na figura 2.17(B).

A tensão média aplicada ao enrolamento de fase durante o intervalo  $\theta_{on} - \theta_{off}$  é igual ao produto da tensão da fonte pelo ciclo de trabalho.

A queda do fluxo no período de defluxo pode ser representado por:

$$\omega\lambda = \theta_{dwell}(D_c - \rho)V_s = (\theta_e - \theta_{off})(1 + \rho)V_s \quad (2.59)$$

onde o ângulo de condução máximo é igual a:

$$\theta_e - \theta_{on} = \theta_{dwell} \left[ \frac{1 + D_c}{1 + \rho} \right] \quad (2.60)$$



Para que a condução seja sempre contínua, o ângulo de condução deve necessariamente ser:

$$\theta_{dwell} < \alpha_p \frac{1 + \rho}{1 + D_c} \quad (2.61)$$

Para evitar qualquer conjugado de frenagem é necessário estabelecer o ângulo de condução (*dwell angle*) a ficar restrito a menos da metade do valor absoluto máximo, conforme a desigualdade 2.62.

$$\theta_{dwell} < \frac{\alpha_p}{2} \frac{1 + \rho}{1 + D_c} \quad (2.62)$$

A figura 2.19 apresenta as formas de onda do modo de chaveamento “*Soft Chopping*”.

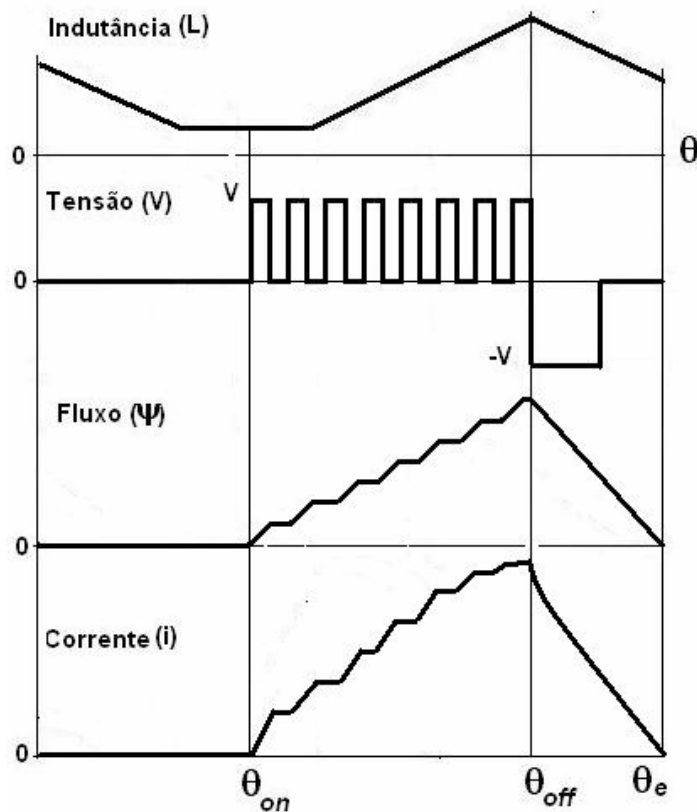


Figura 2.19 – PWM de Tensão (*Soft Chopping*)

A estratégia de chaveamento tipo “*Hard Chopping*” impõe uma ondulação de corrente muito grande, além de produzir um maior ruído de chaveamento e uma

interferência eletromagnética maior que o modo “*Soft Chopping*”, o que não é desejável em um acionamento de uma MRV.

Na estratégia “*Hard Chopping*” ambas as chaves pertencentes a uma mesma fase são chaveadas simultaneamente em alta frequência com um ciclo de trabalho fixo. O fluxo nesta estratégia como também na outra é incrementado em um degrau regular com uma média de subida em torno de uma constante, com uma pequena tolerância.

A figura 2.20 apresenta a forma de onda de alimentação de uma fase, utilizando como estratégia de chaveamento da tensão *PWM*, o modo “*Hard Chopping*”. Conforme se pode observar a indutância cresce aproximadamente de forma linear, e o fluxo é incrementado em degraus. Isto se deve à estratégia liga e desliga das chaves que ocorrem simultaneamente. Os diodos de roda livre D1 e D2, suavizam o impacto mecânico.

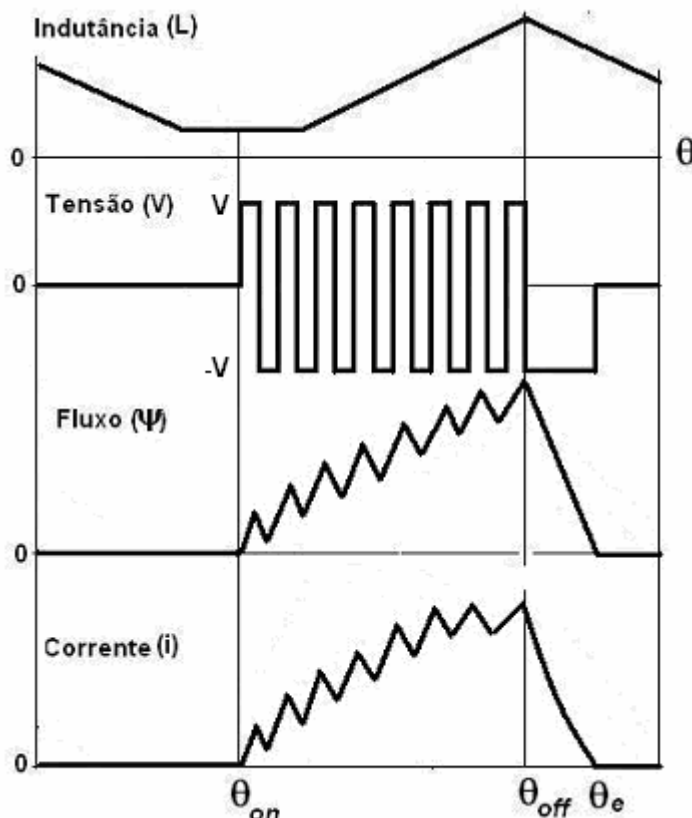


Figura 2.20 – Tensão PWM (Hard Chopping)

As duas estratégias em discussão foram apresentadas considerando a implementação de um controle de corrente do tipo PWM de tensão em baixa velocidade.

## **2.4 - Conclusão**

Neste capítulo foi apresentado um modelo matemático para representar a máquina a relutância variável. Aspectos relativos aos efeitos do funcionamento da máquina foram apresentados assim como uma breve discussão a respeito de topologia de conversores e da forma de chaveamento para o acionamento. Como a máquina a relutância variável possui enrolamentos somente no estator seu modelo pode ser adequadamente representado por equações para a tensão de fase e conjugado. Considerando hipoteticamente que a máquina opera na região linear e que exista uma independência magnética entre as fases pode-se deduzir para o conjugado uma expressão proporcional ao quadrado da corrente. Esta hipótese implica na possibilidade de implementação de esquemas de acionamento da máquina através de correntes unipolares. Esta observação tem impacto direto no projeto das estruturas de conversores para o acionamento da máquina.

As máquinas a relutância variável podem funcionar na região linear ou saturada. O acionamento da máquina depende da forma de controle utilizado nas chaves de potência semicondutoras e conseqüentemente do tipo de conversor utilizado. Com o acionamento adequado das chaves pode-se modificar a eficiência de conversão de energia da máquina o que se torna fundamental, principalmente se esta opera na região saturada.

Os conversores aplicados a máquinas a relutância variável, têm o objetivo de alimentar as fases da máquina de forma sincronizada, com a finalidade de manter o movimento do rotor contínuo.

Os conversores para MRV's são basicamente divididos em fonte de tensão e fonte de corrente. Os conversores fonte de tensão são divididos em conversores regenerativos e não-regenerativos (dissipativos). Dentre os conversores fonte de tensão regenerativos utilizados em máquinas a relutância variável, destaca-se a utilização do conversor meia ponte assimétrica com uma estratégia de controle de corrente nas fases da máquina.

A especificação de um conversor aplicado a uma MRV, é embasado no menor número de elementos ativos, mas desde que este tenha a capacidade de disponibilizar, controlar e extinguir a corrente das fases da máquina, proporcionando uma conjugado satisfatório com uma máxima recuperação de energia.

## Capítulo 3

# Identificação Frequencial e Autoajuste de Controladores PID

### 3.0 – Introdução

A maioria dos problemas de controle de processos, principalmente no meio industrial, podem ser resolvidos satisfatoriamente através de técnicas de controle do tipo clássica ou convencional. Alguns dos motivos para o sucesso de controladores baseados nestas abordagens são: *i*) apresentam uma estrutura simples; *ii*) possuem reduzido número de parâmetros de ajuste; *iii*) levam em consideração o conhecimento heurístico e intuitivo do usuário e, *iv*) não necessitam de profundos conhecimentos matemáticos (Almeida, 2001).

O controlador *PID* (Proporcional, Integral e Derivativo) é a principal estrutura de controle convencional e a sintonia ótima ou o auto-ajuste dos seus parâmetros, constitui ainda hoje, um desafio tanto a nível acadêmico quanto industrial (Åström & Hägglund, 1995, 2001; Almeida, 2001). Entretanto, os controladores baseados em técnicas convencionais, por serem projetados considerando-se apenas as relações lineares entre as variáveis do modelo do processo a ser controlado, apresentam limitações frente a sistemas que possuem modelagens complexas por terem não-linearidades, atrasos de transporte e parâmetros variantes no tempo (Bushnell, 1996; Åstrom & Hägglund, 2001).

Para superar as limitações do controle convencional, técnicas de controle avançadas podem ser empregadas. A maioria dos especialistas em controle denomina controladores avançados quando se referem a controladores inteligentes, adaptativos, não-lineares e/ou preditivos. As estratégias de controle avançadas permitem o aprimoramento do desempenho dos sistemas de controle quando comparadas às técnicas convencionais. Por outro lado, para a implementação do controle avançado, há a necessidade da configuração de um elevado número de

parâmetros, o que requer conhecimentos especializados e de técnicas matemáticas complexas (Åström & Wittenmark, 1995; Åström & Häng, 1991; Yager & Filev, 1994; Camacho & Bordons, 1995; Åström & Hagglund, 2001).

Neste capítulo serão apresentadas estratégias convencionais e avançadas de controle a serem aplicadas no controle de corrente do conversor de acionamento do motor de relutância variável. Desta forma na seção 3.1 são apresentados controladores convencionais com ênfase aos controladores de estrutura *PID*. Na seção 3.2 apresenta-se a estratégia de controle *PID* adaptativo. As Conclusões são estabelecidas na seção 3.3.

### **3.1 – Estratégias de Controle Convencionais**

Duas estratégias básicas de controle convencional serão apresentadas. Inicialmente descreve-se a estratégia *on-off* de controle como a forma mais simples de concepção de um controle realimentado, em seguida a estratégia do controle *PID* e o *PID* auto-ajustável. Para a implementação do auto-ajuste do controlador *PID* um novo método de identificação em frequência denominado de referência relé (*set-point relay*) proposto por (Luo, Qin & Chen, 1998) será explorado e formulado para a aplicação ao motor de relutância variável. Para a sintonia dos controladores *PID* serão utilizadas as estratégias de Ziegler-Nichols frequencial e Ziegler-Nichols modificado proposto por (Åström & Hangglund, 1984).

#### **3.1.1 – Estrutura “*on-off*” de Controle.**

O controlador “*on-off*” constitui a estratégia de controle mais básica utilizada na indústria. Nesta formulação o objetivo de controle é manter o sinal atuante na planta em um valor máximo quando o erro apresenta um sinal positivo, e mantém o sinal atuante na planta em um valor mínimo ou zero quando o valor do erro é negativo (Ogata, 1993). O sinal de controle para o controlador “*on-off*” é dado por

$$u(t) = \begin{cases} d & \text{para } e(t) > 0 \\ -d & \text{para } e(t) < 0 \end{cases} \quad (3.1)$$

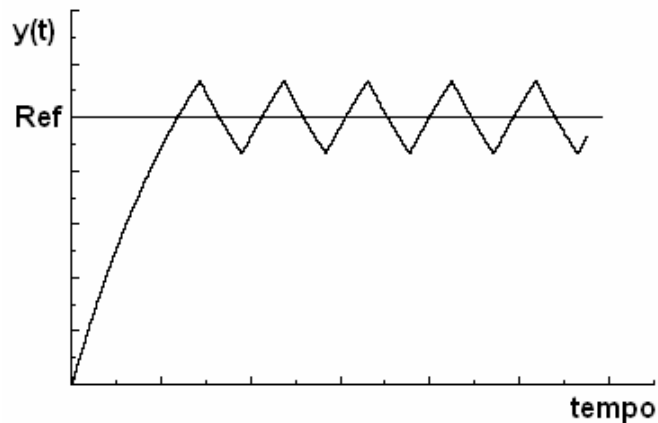


Figura 3.1 – Ação do controlador on-off

Apesar da simplicidade de implementação este controlador apresenta uma variação permanente da saída do processo em torno do sinal de referência, como apresentado na figura 3.1. O diagrama de blocos do controlador “on-off” é apresentado na figura 3.2.

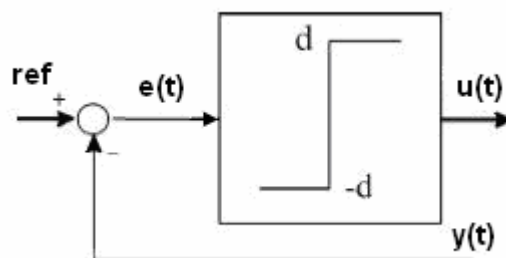


Figura 3.2 – Diagrama de bloco do controlador on-off

Para minimizar a frequência de oscilação na saída do processo, geralmente utiliza-se um controlador “on-off” com histerese conforme a figura 3.3. A histerese introduzida no controlador estabelece um intervalo simétrico da saída do processo em relação ao valor de referência.

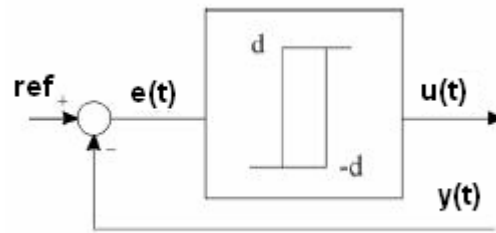


Figura 3.3 – Diagrama de bloco do controlador on-off com histerese

Deve ser observado que ao ser introduzida uma não linearidade do tipo relé com ou sem histerese na malha de realimentação do processo, ciclo limites são estabelecidos e o sistema resultante torna-se não linear e os estudos de estabilidade e robustez devem lançar mão de técnicas não lineares de análise (Caon, 1999).

### 3.1.2 – Estrutura *PID* (Proporcional-Integral-Derivativa) de Controle

O controlador *PID* constitui a estrutura de controle convencional de maior sucesso em termos de aplicação industrial. As ações de controle proporcional (*P*), integral (*I*) e derivativa (*D*) são bem entendidas pelo engenheiro de controle e, devido à sua simplicidade e robustez, são aplicadas à maior parcela de processos industriais (Åstrom & Hagglund, 1995, 2001). Neste início de novo milênio o controlador *PID* continua sendo um componente chave na indústria de controle (Åstrom & Hagglund, 2001). Atualmente as estruturas dos controladores *PID* são diferentes das estruturas analógicas originais. As implementações atuais são baseadas em projetos digitais o que favorece a aplicação de vários tipos de algoritmos para melhorar o desempenho, tais como: *anti-windup*, auto-ajuste, adaptativo, preditivo e inteligente. Entretanto, estes controladores mantêm as mesmas ações básicas. Nestas últimas décadas o interesse por controladores com estrutura *PID* avançada vem crescendo (Bennetti,2000). Muitas das novas capacidades dos controladores *PID* digitais vêm sendo introduzidas por pesquisadores da comunidade acadêmica e os usuários de controle industrial vêm aplicando estas inovações de forma simples e entusiástica (Åstrom,Hägglund,2001).



Ademais, o controlador *PID* é um dos mais importantes meios de trabalho conjunto entre os pesquisadores especialistas em controle e os usuários da indústria de controle.

A forma básica temporal do controlador *PID* é dada por:

$$u(t) = K_p \left[ e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right], \quad (3.2)$$

sendo  $u(t)$  a variável de controle,  $T_i$ ,  $T_d$  e  $K_p$  são a constante de tempo integral, constante de tempo derivativa e o ganho proporcional respectivamente. O erro é representado pela diferença entre o valor de referência e o valor da saída do processo no instante definido  $t$ .

A função de transferência básica do controlador em termos de transformada de Laplace é dada por.

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left[ 1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right] \quad (3.3)$$

Conforme se pode observar o controlador *PID* é composto de três ações de controle: Proporcional, Integral e Derivativa.

### 3.1.2.1 – Ação Proporcional do Controlador *PID*

A ação proporcional do controlador pode ser vista como um amplificador de ganho ajustável. Esta ação age no sentido de modificar a margem de ganho do sistema e adequadamente ajustada pode melhorar as características da resposta de saída com conseqüente minimização da sensibilidade do sistema a variações paramétricas e perturbações externas.

A ação proporcional do controlador *PID* a qual relaciona a saída do controlador  $u(t)$ , e o sinal  $e(t)$  é dada por

$$u_p(t) = K_p e(t), \quad (3.4)$$

sendo que  $K_p$  é denominado ganho proporcional.

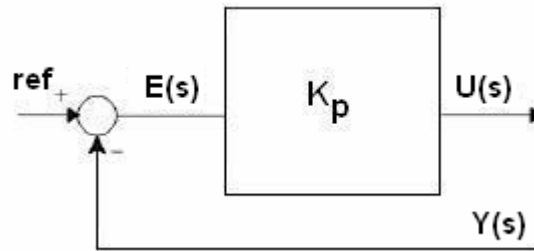


Figura 3.4 – Diagrama de bloco do controlador proporcional

A sua função transferência é portanto

$$K_p = \frac{U(s)}{E(s)}. \quad (3.5)$$

Uma ação proporcional com ponderação de referência pode ser introduzida para possibilitar um ajuste independente da resposta do sistema às variações de referências (Aström & Hägglund, 1988). Assim a ação proporcional pode ser definida como:

$$u(t) = K_p [\beta r(t) - y(t)], \quad (3.6)$$

sendo  $\beta r$  representa a ponderação de referência.

### 3.1.2.2 – Ação Integral do Controlador *PID*

Uma das principais funções da ação integral é a eliminação do erro em regime estacionário, no entanto a ação integral tem uma influência direta na margem de fase e margem de ganho do sistema e, por conseguinte, na robustez do mesmo. A ação integral do controlador *PID* é dada por

$$u(t) = K_i \int_0^t e(t) dt, \quad (3.7)$$

sendo  $K_i$  o ganho integral.

A função transferência é dada por:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = \frac{K_i}{s} \quad \text{ou} \quad \frac{U(s)}{E(s)} = \frac{1}{T_i s}. \quad (3.8)$$

Associando-se as ações proporcional e Integral PI, define-se o controlador proporcional-integral cuja equação é dada por

$$u(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt. \quad (3.9)$$

A função transferência em termos de Laplace é dada por

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} \right). \quad (3.10)$$

### 3.1.2.3 – Ação Derivativa do Controlador *PID*

No domínio do tempo a ação mais visível do termo derivativo do controlador *PID* refere-se a sua característica antecipativa do erro do sistema. No domínio da frequência sabe-se que o termo derivativo tende a amplificar ruídos de alta frequência e age no sentido de diminuir a margem de fase do sistema, embora também tenha uma componente que influencia na margem de ganho.

Um controlador proporcional-derivativo PD, é definido pela seguinte equação.

$$u(t) = K_p e(t) + K_p T_d \frac{de(t)}{dt}. \quad (3.11)$$

A função transferência deste controlador é dada por

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p(1 + T_d s). \quad (3.12)$$

Deve-se observar que a implementação prática de um controlador com a ação derivativa deve ser acompanhada de uma ação proporcional

### 3.1.2.4 – Estruturas modificadas do controlador *PID*

Para melhorar o desempenho dos controladores *PID* em implementações práticas várias modificações têm sido sugeridas por pesquisadores da área (Caon, 1999); (Aström & Hägglund, 1988). A forma padrão do algoritmo *PID* é dada por

$$u(t) = K_p \left[ e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (3.13)$$

Em termos de diagrama de blocos a estrutura *PID* padrão é apresentada na figura 3.5.

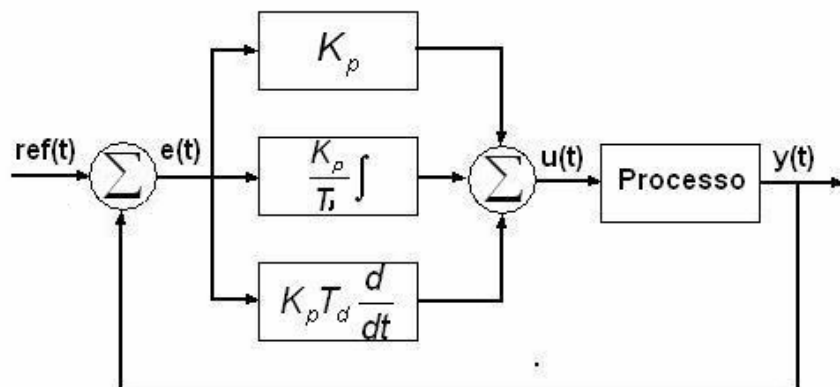


Figura 3.5 – Diagrama de blocos do controle *PID*, forma padrão

A forma padrão também é chamada de forma não interativa, pois o termo integral não influi sobre o termo derivativo e vice-versa. Algumas desvantagens desta forma podem ser identificadas. A citar, elevados valores no sinal de controle quando o sistema é submetido a mudanças de referências, a impossibilidade de separar os problemas de rejeição a perturbações e de seguimento de referência e não disposição de meio para o tratamento de ruídos de medidas. Uma estrutura que supera a dificuldade de mudanças de referência por conectar o bloco derivativo à saída do processo é apresentada na figura 3.6 (Aström & Hägglund, 1988). Desta forma o termo derivativo  $D$ , torna-se.

$$D = -K_p T_d \frac{dy}{dt}. \quad (3.14)$$

Uma característica de filtro passa baixa pode ser introduzido no termo derivativo para superar problemas de ruídos de alta freqüência. Para isto o módulo derivativo é escrito matematicamente como

$$\frac{T_d}{N} \frac{dD}{dt} + D = -K_p T_d \frac{dy}{dt}, \quad (3.15)$$

Sendo que  $N$  tem valor entre um intervalo de 3 a 20 (Aström & Hägglund, 1988). Desta forma o ganho em altas freqüências é limitado em função de  $K_p N$ . A função de transferência é dada por

$$\frac{D(s)}{Y(s)} = -\frac{K_p T_d s}{1 + \frac{T_d}{N} s}, \quad (3.16)$$

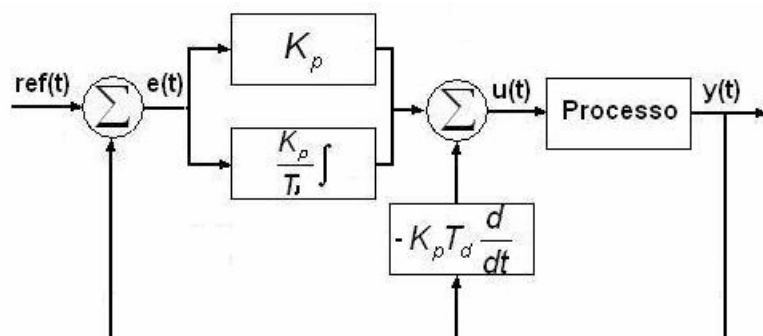


Figura 3.6 – Estrutura do controlador *PID* modificado

Um outro tipo de estrutura encontrada modificada onde o termo proporcional e o termo derivativo são implementados somente na saída é dada na figura 3.7. Esta estrutura além de resolver o problema de mudança de referência por ponderação de referência, evita a entrada de referência diretamente no modo derivativo e apresenta certo nível de filtro de ruídos de alta freqüência.

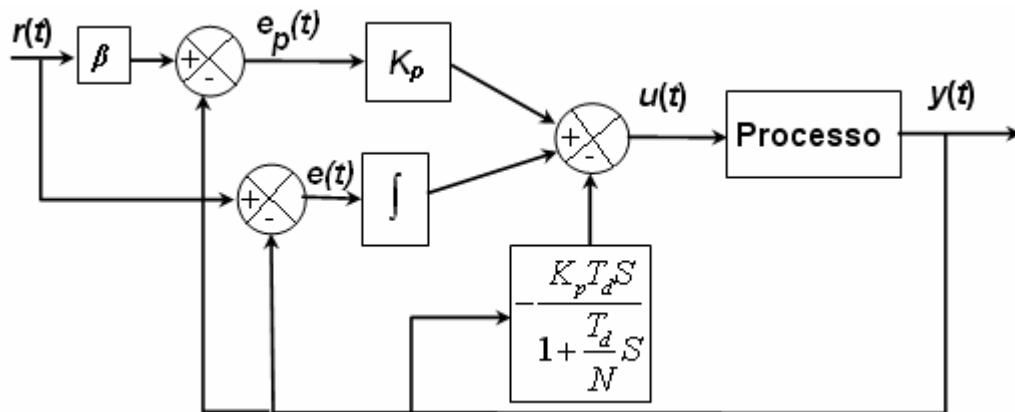


Figura 3.7 Estrutura do controlador *PID* modificado

### 3.1.2.5 – Implementação Digital do Controlador *PID*

A implementação digital do controlador *PID* é função da forma de discretização utilizada nas aproximações para os termos proporcional, integral e derivativo,. É comum a utilização do método de diferença anterior (*backward*), diferença posterior (*forward*) ou discretização bilinear (Tustin)

A discretização do termo proporcional é bastante simples e pode ser realizada pela substituição direta das variáveis contínuas por variáveis discretas conforme equação 3.17.

$$P(t_k) = K_p[\beta r(t_k) - y(t_k)] \quad (3.17)$$

O termo integral é dado pela equação 3.7, e pode ser reescrito como

$$\frac{di}{dt} = \frac{K_p}{T_i} e. \quad (3.18)$$

Aproximando o termo derivativo por uma diferença anterior (backward), obtém-se

$$\frac{I(t_k) - I(t_{k-1})}{t_s} = \frac{K_p}{T_i} e(t_k). \quad (3.19)$$

O termo integral pode ser desenvolvido pela seguinte equação recursiva

$$I(t_{k+1}) = I(t_k) + \frac{K_p t_s}{T_i} e(t_{k+1}). \quad (3.20)$$

O termo derivativo do controlador *PID* pode ser representado abaixo conforme (Aström & Hägglund, 1988)

$$\frac{T_d}{N} \frac{dD}{dt} + D = -K_p T_d \frac{dy}{dt}. \quad (3.21)$$

Aproximando a equação (3.21) por diferença anterior resulta em

$$\frac{T_d}{N} \frac{D(t_k) - D(t_{k-1})}{t_s} + D(t_k) = -K_p T_d \frac{y(t_k) - y(t_{k-1})}{t_s}. \quad (3.22)$$

Desta forma a discretização do módulo derivativo pode ser dada por

$$D(t_k) = \frac{T_d}{T_d + Nt_s} D(t_{k-1}) - \frac{K_p T_d N}{T_d + Nt_s} [y(t_k) - y(t_{k-1})]. \quad (3.23)$$

A forma incremental do algoritmo para implementação digital produz em cada instante de amostragem somente uma saída  $\Delta u(t_k)$  que é somada à saída anterior  $u(t_{k-1})$ . Este algoritmo é chamado algoritmo de velocidade e é dado por

$$\Delta u(t_k) = u(t_k) - u(t_{k-1}) = \Delta P(t_k) + \Delta I(t_k) + \Delta D(t_k). \quad (3.24)$$

O incremento da parte proporcional, integral e derivativa, pode ser calculado pelas equações 3.17, 3.20 e 3.22, respectivamente. Deste forma a discretização dos termos proporcional, integral e derivativo são dados respectivamente por

$$\Delta P(t_k) = P(t_k) - P(t_{k-1}) = K_p [\beta y_{ref}(t_k) - y(t_k) - \beta y_{ref}(t_{k-1}) + y(t_{k-1})], \quad (3.25)$$

$$\Delta I(t_k) = I(t_k) - I(t_{k-1}) = \frac{K_p t_s}{T_i} e(t_k) \quad (3.26)$$

$$\Delta D(t_k) = D(t_k) - D(t_{k-1}) = \frac{a_d}{1 - b_d} [y(k) - 2y(k-1) + y(k-2)] \quad (3.27)$$

onde  $a_d$  e  $b_d$ , são coeficientes de aproximações para controladores *PID*, a diferença anterior é dada por:

$$a_d = \frac{T_d}{T_d + Nt_s}, \quad (3.28)$$

$$b_d = \frac{K_p T_d N}{T_d + Nt_s}. \quad (3.29)$$

### 3.1.2.6 – Efeito Wind-up

O efeito Wind-up refere-se a saturação do sinal de controle, e se dá quando o sinal do erro torna-se muito grande, gerando assim uma saída  $u(t)$  do controlador de enorme amplitude, devido ao efeito da ação do integrador do controlador *PID*, o que pode ocasionar fortes oscilações na saída do processo, devido ao enorme valor  $u(t)$  alcançado.

Este efeito saturador da ação integral ocorre quando surge uma perturbação na planta uma variação brusca de referência.

Existem algumas formas de se evitar o efeito Wind-up. A limitação da variação da referência é uma delas, onde não é possível evitar a ocorrência do efeito Wind-up por perturbação na planta (Åstrom & Hägglund, 1988), é também o método do cancelamento da ação do termo integrador quando a saída do controlador  $u(t)$  for acima de um valor preestabelecido (máximo); o método da ação de integração condicional, onde a parcela integradora de saída do controlador torna-se nula quando o erro for maior que um valor preestabelecido (máximo), onde o valor máximo do erro é determinado por experimentos (Isermann, 1989).



Métodos de cancelamento do termo integrador

$$1) \Delta u_i(k) = 0 \text{ se } u(k) \geq u_{\max}$$

$$2) \Delta u_i(k) = 0 \text{ se } |e(k)| \geq e_{\max}$$

### 3.2 – Sintonia e Auto-sintonia de Controladores *PID*

O controlador *PID* de estrutura fixa, ainda corresponde a uma das estruturas de controle mais utilizadas em nível industrial devido à sua simplicidade de implementação e capacidade de satisfazer a maioria dos requisitos de projeto (Åström & Hägglund, 1988; Takatsun & Itoh, 1999). Entretanto, mesmo sendo uma estratégia conhecida e dominada pelos engenheiros de controle, os aspectos de sintonia continuam sendo, em nível de engenharia e pesquisa, um desafio (Takatsun & Itoh, 1999; Unar & Shah, 1996). O nível de dificuldade presente no projeto torna-se proporcional à complexidade dos requisitos de controle exigidos (por exemplo: resposta rápida do sistema e restrições nas variáveis) e às complexidades presentes na dinâmica do processo a ser controlado (não-linearidades, atraso de transporte, fase não-mínima, interações nas malhas). Como exemplo de método para sintonia do controlador *PID* de ganho fixo de grande sucesso no meio industrial, pode-se citar os métodos de (Ziegler & Nichols, 1942, 1943). Esta técnica constitui um marco no desenvolvimento de método sistemático de ajuste de controladores *PID* e, a partir do qual, ocorreu uma impulsão nas aplicações destes controladores em processos industriais. A partir deste marco, centenas de outras abordagens sistematizadas de projeto foram e continuam sendo propostas por pesquisadores e engenheiros, sempre buscando melhorar seu desempenho sob determinado aspecto (Saraiva, Reis, Bezerra e Almeida, 2005).

Procurando conferir simplicidade de projeto aos controladores *PID*, mesmo em situações de difícil operação e sem a necessidade de definir um modelo explícito para o processo a ser controlado, vários métodos de autosintonia têm sido propostos (Åström & Winttenmark, 1995; Schein, 1994; Ho, 1995). Como exemplo de método de sintonia pode-se citar o método do relé, inicialmente proposto por (Åström & Hägglund, 1984). Este método pode ser considerado como um marco no

desenvolvimento de abordagens *PID* auto-ajustáveis e por utilizar uma não-linearidade do tipo relé na malha de realimentação do processo. Esta sintonia é conhecida como o *método do relé*. O método do relé e variações apresenta duas características de suma importância para o controle de processos industriais:

i) simples de projetar, e implementar ii) economizam tempo de projeto, principalmente por não ser necessário a identificação explícita de um modelo para o processo (Åstrom & Witenmark, 1995).

### 3.2.1 – Identificação em Freqüência – Método Referência Relé

Experimentos com um relé na malha direta é apresentado na figura 3.12, com propósito de identificação de processos, tornaram-se populares a partir do trabalho de (Åstrom & Hagglünd, 1984). Este método foi utilizado para determinar o ganho crítico e a freqüência crítica, e conseqüente, automatizar os métodos de projeto de controladores *PID* proposto por (Ziegler & Nichols, 1942). A abordagem baseia-se na modelagem da não-linearidade através de sua função descritiva e da sua interpretação em termos do diagrama de Nyquist para obtenção de informação em freqüência do processo (Leva, 1993). A partir deste trabalho, surgiu na literatura de controle uma grande quantidade de aplicações e modificações na proposta original com o objetivo de melhorar a técnica original. (Luyben, 1996) sugeriu a combinação deste método com a resposta ao degrau do processo para gerar dados suficientes para identificação da função de transferência de um modelo para o processo, Li et al (Li, 1991), mantendo o objetivo de (Luyben, 1996), propuseram a substituição da resposta ao degrau por um segundo experimento com o relé. Neste caso foi utilizado um relé com histerese com adicional atraso de transporte na malha de realimentação. Li et al (Li, 1991) investigaram os erros de modelagem quando a não-linearidade é modelada pelo método da função descritiva. (Schei, 1994) utilizou dois experimentos com o relé para estimar dados nas freqüências crítica e de cruzamento do eixo imaginário negativo do diagrama de Nyquist e, então, determinar os parâmetros de um modelo discreto *ARX* (*Auto Regressive Exogens*) para a função de transferência do processo. (Lundh & Åstrom, 1994) sugeriram a utilização dos dados gerados pelo experimento com o relé para estimar um modelo contínuo para o

processo e a utilização desse modelo para o ajuste inicial dos ganhos de controladores “*self-tuning*”. Wang et al (Wang, 1997a) derivaram expressões exatas para os períodos e amplitudes dos ciclos limites estabelecido com um processo de primeira ordem com atraso de transporte. Wang et al (Wang, 1997b) propuseram a utilização do método para determinação da função de transferência do processo em um grande intervalo de frequência. Bi et al (Bi, 1997) utilizaram a transformada rápida de Fourier para melhorar a precisão na estimação dos dados a partir do experimento com o relé. Wang et al (Wang, 1999) utilizando a transformada rápida de Fourier, propuseram uma modificação que possibilita a estimação da função de transferência do processo em várias frequências. (Wang & Cluet, 1996) propuseram um novo método para, a partir do experimento com o relé, obter a resposta em frequência e a resposta ao degrau do processo utilizando a técnica *FSF (Frequency Sampler Filter)* e estimadores dos mínimos quadrados.

### 3.2.1.1 - Estimação da Função de Transferência do Processo por Meio do Relé

A identificação em frequência da função de transferência através da realimentação do processo por meio de uma não linearidade do tipo relé foi proposto por (Aström & Hägglund, 1984), e por ser adequado ao projeto de controladores *PID*, constitui atualmente no meio industrial ou acadêmico, uma das abordagens de identificação mais utilizadas no projeto destes controladores.

Dois tipos de não linearidades, com ou sem histerese, são utilizadas para o propósito de identificação do processo. A figura 3.8 apresenta as duas não linearidades básicas do tipo relé.

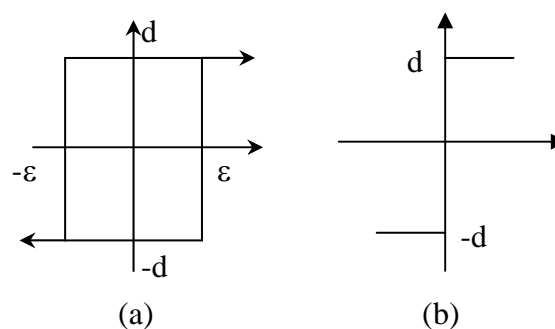


Figura 3.8 - não linearidade do tipo relé (a) com histerese; (b) sem histerese.

A identificação do processo é feita a partir da estimação em frequência da função de transferência em malha aberta. Para tanto o relé é introduzido na malha

direta do processo com realimentação negativa conforme a figura 3.9. Da saída do processo e da especificação da não linearidade, determinam-se os parâmetros relevantes (amplitude e frequência de oscilação) necessários para a estimação da função de transferência do processo em malha aberta  $G_p(j\omega)$ .

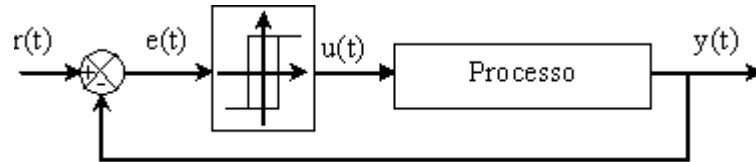


Figura 3.9 - Realimentação do processo através do relé.

Neste trabalho utilizam-se dois relés para estimar a função de transferência do processo em malha aberta. Através do relé sem histerese identifica-se a função de transferência na frequência de cruzamento ( $\omega_{cr}$ ,  $1/K_{cr}$ ), através do relé com histerese identifica-se valores da função de transferência em diferentes frequências.

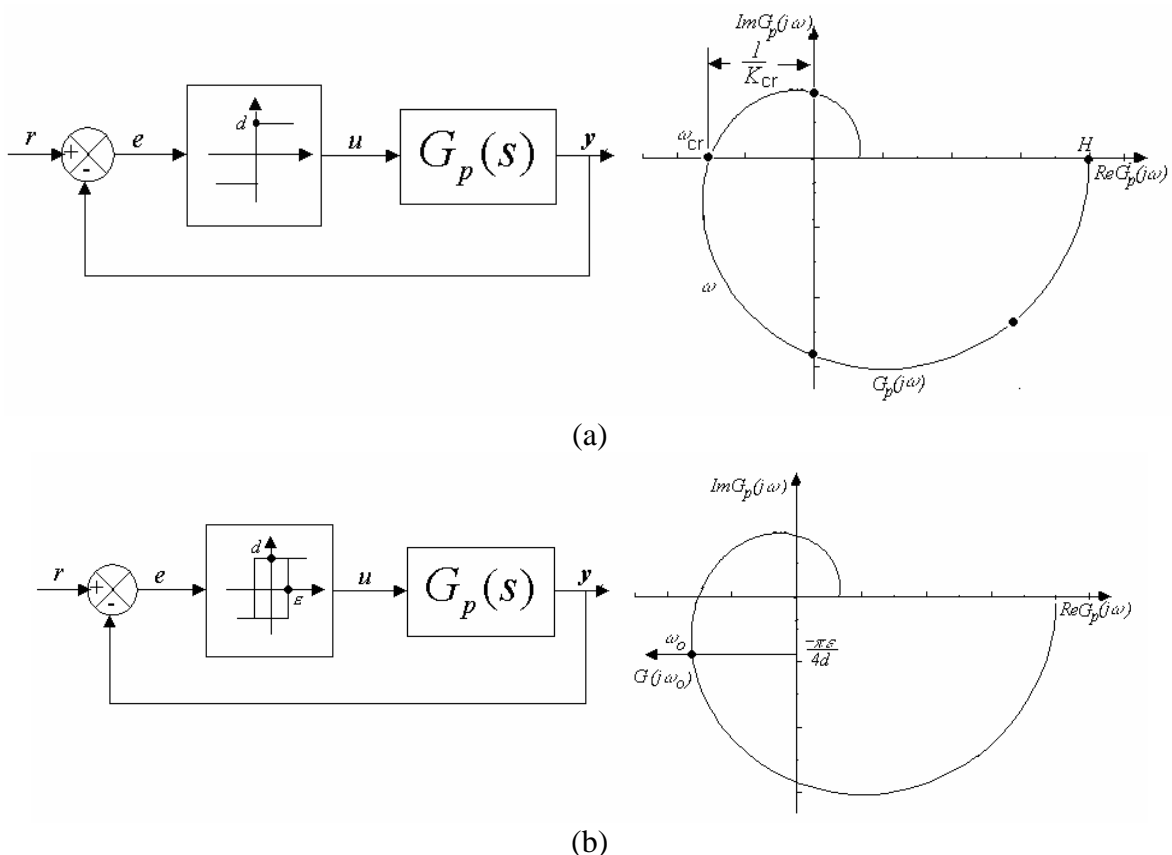


Figura 3.10 - Interseção dos lugares geométricos do recíproco inverso da função descritiva do relé sem histerese (a), e com histerese (b) com o lugar geométrico de  $G(j\omega)$ .

Da modelagem do relé por função descritiva (Almeida, 1990), e da operação do sistema sob o controle do relé, pode-se determinar a função de transferência do processo conforme as equações:

$$G_p(j\omega_c) = -\frac{\pi a}{4d} \quad (3.30)$$

$$G_p(j\omega) = -\frac{\pi}{4d} \sqrt{a^2 - \varepsilon^2} - j \frac{\pi \varepsilon}{4d} \quad (3.31)$$

onde “ $d$ ” e “ $\varepsilon$ ” são definidos na figura 3.9a, “ $a$ ” é a amplitude de oscilação do sinal na saída do processo e “ $\omega$ ” é a frequência de oscilação medida.

A equação (3.30) permite estimar a função de transferência do processo na frequência de cruzamento, enquanto a equação (3.31) permite estimar a função de transferência do processo em diferentes frequências utilizando-se um relé com histerese e diferentes valores para as relações ( $\varepsilon/d$ ). Geralmente  $d$  é fixado e  $\varepsilon$  é variado conforme algum critério (Almeida, Coradori, 1991). A escolha de qual relé deve ser utilizado depende do método de sintonia do controlador *PID* empregado. O relé com histerese (figura 3.11b) pode ser modelado no domínio do tempo por:

$$\begin{aligned} \text{Se } [ (e(t) > \varepsilon) \text{ e } (e(t) > 0) ] & \text{ então } u(t) = d \\ \text{Se } [ (e(t) > \varepsilon) \text{ e } (e(t) \leq 0) ] & \text{ então } u(t) = -d \\ \text{Se } [ (e(t) < -\varepsilon) \text{ e } (u(t-1) = d) ] & \text{ então } u(t) = d \\ \text{Se } [ (e(t) < -\varepsilon) \text{ e } (u(t-1) = -d) ] & \text{ então } u(t) = -d \end{aligned}$$

O relé sem histerese (figura 3.11a) pode ser modelado no domínio do tempo por:

$$\begin{aligned} \text{Se } [ (e(t) < 0) ] & \text{ então } u(t) = -d \\ \text{Se } [ (e(t) > 0) ] & \text{ então } u(t) = d \end{aligned}$$

As interseções, no plano  $G_p(j\omega)$ , dos lugares geométricos do recíproco inverso da função descritiva do relé com lugar geométrico de  $G_p(j\omega)$  estabelecem pontos de operação. Caracterizado por uma frequência e um ganho no diagrama de Nyquist situadas no terceiro quadrante do plano  $G_p(j\omega)$ .

### 3.2.1.2 – Identificação em Frequência - Método Referência-Relé

O método referência-relé foi proposto por (Luo, Qin & Chen, 1998) e constitui uma extensão do método proposto por Astrom-Hagglund. Este método é muito útil para identificação em frequência de processos instáveis e que por características práticas não funcionam seguramente sem um controlador na linha. A figura 3.11 apresenta o diagrama de blocos da aplicação do método.

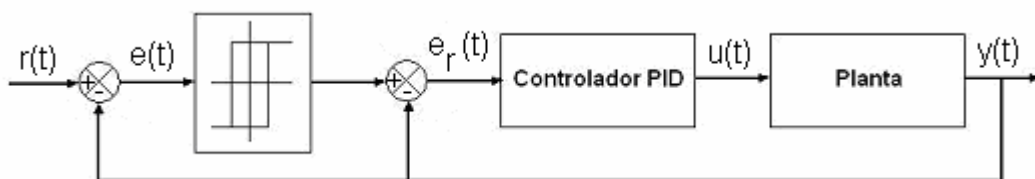


Figura 3.11 – Estrutura de um sistema com o controlador mais o relé

Este método possui a vantagem de oscilar o sistema dentro de uma banda estável e segura para a planta, devido à existência de um controlador na malha. A ideia básica é a de que o controlador da malha na fase de identificação do processo necessite de uma sintonia fina.

O método tem como objetivo determinar um ponto na curva de Nyquist para a função transferência da planta. Este ponto como já discutido anteriormente, é chamado de ponto crítico. A determinação dos parâmetros do controlador é feita através do conhecimento do ganho crítico  $K_{cr}$  e do período crítico  $T_{cr}$  ou de um outro ponto qualquer do diagrama de Nyquist obtido através de experimentações com relé com histerese.

Considerando a modelagem da não linearidade por função descritiva, o diagrama de blocos do sistema resultante é apresentado na figura 3.12.

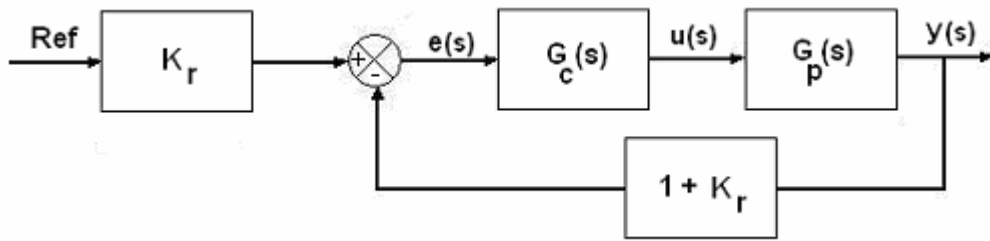


Figura 3.12 – Sistema em malha fechada

A função transferência de malha aberta é igual a:

$$(1 + K_r)G_p(s)G_c(s) = -1 \quad (3.32)$$

O erro “e” é calculado como:

$$e = K_r \text{Ref} - (1 + K_r)y \quad (3.33)$$

onde  $K_r$  é o ganho do relé, Ref é a referência e  $y$  é a variável de controle.

Muitos processos industriais podem ser modelados por funções de transferências de baixa ordem com atrasos de transportes. Funções de primeira ordem ou segunda ordem ou simplesmente integradora acompanhada de um atraso de transporte são freqüentemente utilizadas (Luyben, 1996; Chien & Fruehalf, 1990). Neste trabalho, para propósito de modelagem em freqüência com o método do relé, são utilizadas funções de transferências integradoras e de primeira ordem com atraso de transporte. A função de transferência de primeira ordem para a modelagem do processo é dada por;

$$G_p(s) = \frac{e^{-\tau s}}{T_p s} \quad (3.34)$$

onde  $\tau$  é o atraso de transporte e  $T_p$  é a constante de tempo dominante do sistema.

Observa-se que com esta função de transferência, os efeitos de dinâmicas de alta ordem e de atraso de transporte são modelados pelo atraso de transporte.

A função transferência do controlador *PID* é dada por:

$$G_c(s) = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} \right) \left( \frac{T_d s + 1}{\alpha T_d s + 1} \right) \quad (3.35)$$

onde  $\alpha$ ,  $K_p$ ,  $T_d$  e  $T_i$ , representam respectivamente o ganho derivativo, ganho proporcional, tempo derivativo e integral.

Desenvolvendo a equação 3.32,

$$\arg \left[ (1 + K_r) G_p(j\omega_0) G_c(j\omega_0) \right] = -\pi, \quad (3.36)$$

então

$$\arg \left[ (1 + K_r) \frac{e^{-\tau s} K_p (T_i s + 1)}{T_p s} \right] \left[ \frac{T_d s + 1}{\alpha T_d s + 1} \right]_{s=j\omega_0} = -\pi. \quad (3.37)$$

A condição de módulo é dada por:

$$\left| (1 + K_r) G_p(j\omega_0) G_c(j\omega_0) \right| = 1. \quad (3.38)$$

Então,

$$\left| (1 + K_r) \frac{e^{-\tau s} K_p (T_i s + 1)}{T_p s} \left[ \frac{T_d s + 1}{\alpha T_d s + 1} \right] \right|_{s=j\omega_0} = 1. \quad (3.39)$$

Da condição de fase da equação 3.37, o atraso de transporte é dado por

$$\tau = \frac{\tan^{-1}(T_i \omega_0) + \tan^{-1}(T_d \omega_0) - \tan^{-1}(\alpha T_d \omega_0)}{\omega_0}. \quad (3.40)$$



Da equação 3.39 a constante de tempo é dada por:

$$T_p = \frac{(1+K_r)K_p \sqrt{T_i^2 \omega_0^2 + 1} \sqrt{T_d^2 \omega_0^2 + 1}}{T_i \omega_0^2 \sqrt{\alpha^2 T_d^2 \omega_0^2 + 1}} \quad (3.41)$$

Utilizando-se a equação 3.34 na equação 3.32, obtém-se o atraso de transporte igual a:

$$\tau' = \frac{\left[ \frac{\pi}{2} + \tan^{-1}(T_i \omega_0) - \tan^{-1}(T \omega_0) + \tan^{-1}(T_d \omega_0) - \tan^{-1}(\alpha T_d \omega_0) \right]}{\omega_0} \quad (3.42)$$

As modelagens desenvolvidas serão utilizadas nos tópicos seguintes para o projeto de controladores.

### 3.2.2 – Método de Ziegler-Nichols para Sintonia de Controladores PID

O método freqüencial proposto por Ziegler-Nichols (Ziegler & Nichols, 1942), baseia-se no conhecimento de um ponto do diagrama de Nyquist da função transferência do processo denominado de ponto crítico ( $\omega_{cr}, K_{cr}$ ) caracterizado pelo ponto no qual o mapeamento de  $G_p(j\omega)$  intercepta o eixo real negativo. Neste ponto tem-se que:

$$K_{cr} = -\frac{1}{G(j\omega_{cr})}. \quad (3.43)$$

O inverso da freqüência de cruzamento  $\omega_{cr}$  é conhecido como período crítico

$$T_{cr} = \frac{2\pi}{\omega_{cr}}. \quad (3.44)$$

O ajuste dos parâmetros do controlador *PID* é realizado através da tabela proposta por Ziegler-Nichols abaixo.

Controlador	$K_p$	$T_i$	$T_d$
P	$0,5K_{cr}$		
PI	$0,4K_{cr}$	$0,8T_{cr}$	
<i>PID</i>	$0,6K_{cr}$	$0,5T_{cr}$	$0,12T_{cr}$

Tabela 3.1 – Tabela de ajuste dos parâmetros das estruturas dos controladores

O método de ajuste de parâmetros de controladores tipo *PID* possui uma boa rejeição a distúrbios de carga, devido ao critério de ensaio de inúmeros sistemas, onde a taxa de 0,25 de decaimento na resposta temporal foi utilizada. Mas por outro lado isto produz um sistema em malha fechada com um amortecimento não satisfatório para a maioria das aplicações.

### 3.2.3 – Método de Ziegler-Nichols Modificado

Este método pode ser visto como o método de Ziegler-Nichols modificado, no sentido de superar deficiências de desempenho. Para tanto, interpreta-se o método de Ziegler-Nichols no domínio da frequência como uma alteração, através de um controlador *PID*, da função de transferência de malha aberta do processo. Com um controlador *PID* é possível mover um determinado ponto *A* do diagrama de Nyquist  $G(j\omega)$ , para uma posição especificada em termos de fase e ganho para o sistema em malha fechada. As ações proporcional, integral e derivativa do controlador *PID*, em termos de diagrama de Nyquist, são apresentadas na figura 3.13.

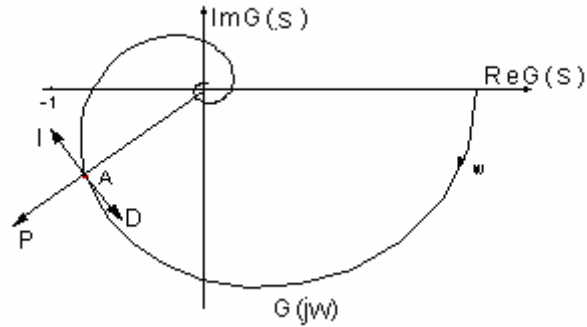


Figura 3.13 - Ações do controlador PID.

Supondo-se a função de transferência do controlador *PID* em termos de fase e ganho tem-se

$$G_c(jw) = r_c e^{j\varphi_c} . \quad (3.45)$$

Onde

$$r_c = \sqrt{k_p \left[ 1 + \left( w_c T_d - \frac{1}{w_c T_i} \right)^2 \right]} = \frac{k_p}{\cos(w_c)} \quad (3.46)$$

e

$$\varphi_c = \arctan \left( w_c T_d - \frac{1}{w_c T_i} \right) . \quad (3.47)$$

Esta representação do controlador *PID* será utilizada para estabelecer as condições de malha no desenvolvimento deste projeto.

A partir da interpretação do método de Ziegler Nichols no domínio da frequência, torna-se simples generalizar um método de cálculo dos parâmetros do controlador onde outros pontos do diagrama de Nyquist são deslocados para posições especificadas em termos de fase e ganho para o sistema compensado (*PID* + Processo). A figura 3.14 ilustra a situação em que um ponto *P*, (de ganho  $r_p$  e fase  $\varphi_p$ ) é movido para um ponto *S* de ganho  $r_s$  e fase  $\varphi_s$  através da ação de um controlador *PID*. Estendendo-se a redução do ganho e o atraso na fase aos outros pontos do diagrama de Nyquist obtém-se uma nova curva para o sistema compensado que resulta em uma melhor estabilidade relativa e, portanto, melhores características dinâmicas para o sistema compensado.

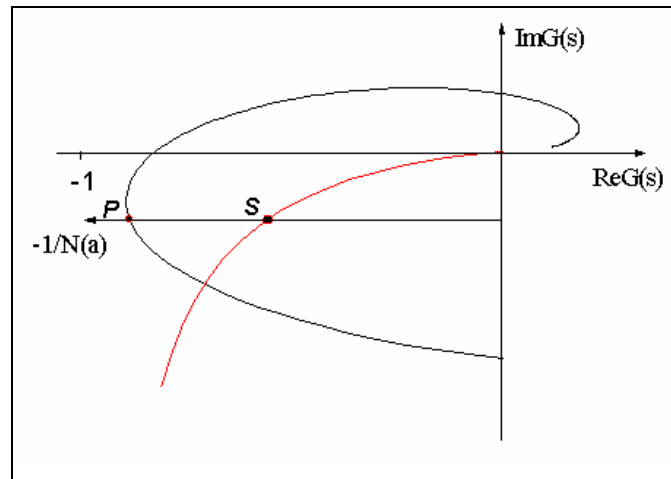


Figura 3.14 - O ponto P é movido para o ponto S pela ação do controlador PID.

Aplicando-se o método do relé com histerese na malha de realimentação, cuja função descritiva é dada por  $N(a)$ , o ponto S da figura 3.14 pode ser calculado. O valor da função de transferência do processo, numa frequência de oscilação escolhida para projeto, pode ser determinada.

Supondo-se a função de transferência do processo na frequência ( $\omega$ ) dada por

$$G_p(j\omega) = r_p e^{j\varphi_p} \quad (3.48)$$

tem-se

$$\varphi_p = \arctan\left(\frac{\varepsilon}{\sqrt{a^2 - \varepsilon^2}}\right) \quad (3.49)$$

e

$$r_p = \frac{\pi a}{4d} \quad (3.50)$$

sendo  $\varepsilon$  e  $d$  os parâmetros do relé e  $a$  é a amplitude de oscilação da saída do sistema.

A partir das especificações de fase e ganho para o sistema compensado obtêm-se os parâmetros de sintonia ( $K_p$ ,  $T_i$ ,  $T_d$ ) para o controlador PID.

Supondo-se que a função de transferência para o sistema compensado seja dada por

$$G_s(j\omega) = r_s e^{j\varphi_s} \quad (3.51)$$

onde  $r_s$  e  $\varphi_s$  são o módulo e a fase especificados, como parâmetro de projeto, a função de transferência de malha aberta do sistema compensado é dada por

$$G_s(j\omega) = G_p(j\omega)G_c(j\omega) \quad (3.52)$$

Das equações (3.5), (3.8) e (3.12) obtém-se

$$K_p = \frac{r_s \cos(\varphi_s - \varphi_p)}{r_p} \quad (3.53)$$

$$\tan(\varphi_s - \varphi_p) = (\omega T_d - \frac{1}{\omega T_i}) \quad (3.54)$$

O ganho  $K_p$  do controlador é calculado através da equação (3.53). A equação (3.54) tem dois parâmetros ( $T_i$  e  $T_d$ ) a serem determinados e um grau de liberdade. Uma condição adicional deve ser introduzida para determinar os parâmetros  $T_i$  e  $T_d$ . Um método comum é especificar uma relação constante entre esses dois parâmetros, garantindo que o controlador tenha estrutura *PID*, tal que

$$T_d = \alpha T_i. \quad (3.55)$$

com  $0 < \alpha < 1$ . Uma escolha usual para  $\alpha$  é 0.25 (Astrom & Witenmark, 1990).

Portanto, das equação (3.54) e (3.55) resulta que

$$T_d = \frac{1}{2\omega_d} \left[ \tan(\varphi_s - \varphi_p) + \sqrt{4\alpha + \tan^2(\varphi_s - \varphi_p)} \right] \quad (3.56)$$

$$T_i = \frac{1}{\alpha} T_d. \quad (3.57)$$

O controlador obtido a partir das equações (3.53), (3.56) e (3.57) desloca um ponto determinado pela função de transferência de malha aberta do processo, cuja frequência é determinada pelo ponto de operação obtido da interseção dos lugares geométrico de  $G(j\omega)$  com o inverso negativo da função descritiva do relé, no plano  $G(s)$  para o ponto especificado por  $\varphi_s$  e  $r_s$ .

A interpretação, em termos do diagrama de Nyquist, desta forma de especificação é apresentada na figura 3.15.

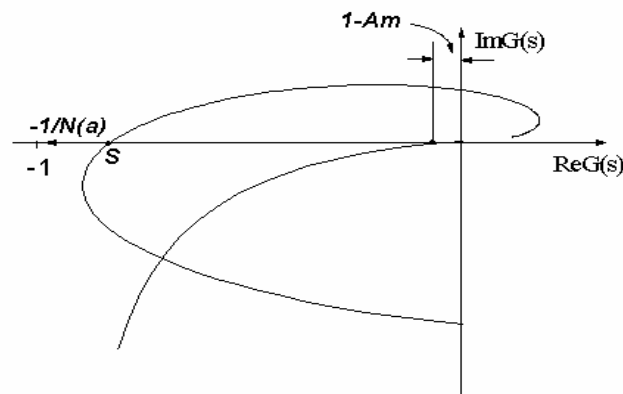


Figura 3.15 - Com a especificação da margem de ganho  $A_m$ , o ponto S é movido para a posição especificada do plano  $G(s)$ .

### 3.2.4 – Controladores Avançados

Para superar as limitações do controle convencional, técnicas de controle avançadas podem ser empregadas. A maioria dos especialistas em controle denominam controladores avançados quando referem-se a controladores inteligentes, adaptativos, não-lineares e/ou preditivos. As estratégias de controle avançadas permitem o aprimoramento do desempenho dos sistemas de controle quando comparadas às técnicas convencionais. Por outro lado, para a implementação do controle avançado, há a necessidade da configuração de um elevado número de parâmetros, o que requer conhecimentos especializados e de técnicas matemáticas complexas (Åström & Winttenmark, 1995; Åström & Häng,

1991; Camacho & Bordons,1995; Yager & Filev,1994). Entre as técnicas de controle avançadas, os controladores adaptativos vêm sendo implementados com sucesso, principalmente pela capacidade de reconfiguração dos parâmetros em função do ponto de operação do processo e frente a perturbações determinísticas e estocásticas. O desenvolvimento da tecnologia de processamento de informação, aliado a técnicas adaptativas, tornou possível o desenvolvimento de sistemas de controle automáticos, ditos adaptativos, como uma solução para suprir as deficiências dos sistemas de controle convencionais. As vantagens potenciais oferecidas em relação aos esquemas convencionais de controle são: i) menor dependência de modelos qualitativos; ii) algoritmos de tomadas de decisões matematicamente configuráveis; iii) capacidade de adaptação e, iv) maior grau de autonomia (Coelho e Coelho, 1997a, 1997b; Almeida, 2002). Atualmente, tem-se observado a substituição das tecnologias convencionais pelas tecnologias baseadas em estruturas adaptativas que tem como principal característica a adaptação do controlador frente às mudanças das características dinâmicas do processo e perturbações, visando o aprimoramento econômico e social das indústrias e sociedade (Caon, 1999).

### **3.3 – Conclusão**

Neste capítulo, apresentou-se uma revisão sobre os métodos convencionais e autoajustável de projeto para a sintonia de controladores *PID* que serão aplicados no capítulo seguinte ao motor de relutância variável. Os métodos convencionais de projeto foram formulados a partir da identificação em freqüência da dinâmica do processo através de uma não linearidade do tipo relé na malha de realimentação. Uma variação do método do relé foi apresentada como uma solução para a identificação de processos que são projetados para funcionarem sempre com um controlador na malha, este método foi denominado referência-relé, que garante a geração de oscilações do método do relé em condições de segurança e integridade do processo.

## Capítulo 4

### Resultados Experimentais

#### 4.0 – Introdução

Neste capítulo são apresentados os resultados de experimentos práticos obtidos com as aplicações das estratégias apresentadas no capítulo 3 no controle de uma máquina a relutância variável. A máquina utilizada na montagem da bancada de teste é trifásica, possui 12 pólos no estator e oito pólos no rotor por isto denominada de (12/8), conforme explicações dadas no capítulo 2, e apresentadas na figura 2.2. O conversor de acionamento corresponde ao tipo meia ponte assimétrica, figura 2.16. Inicialmente realiza-se o procedimento de identificação freqüencial da malha de corrente e então implementa-se as estratégias de sintonia PI. Aspectos relativos ao desempenho com e sem cargas e o funcionamento sem sensor de posição no eixo (*sensor-less*) são abordados.

#### 4.1 – Sistema de acionamento e controle de corrente da MRV

O sistema de controle de corrente é apresentado na figura 4.1. Este sistema é composto do seguintes subsistemas: Máquina a relutância variável 12/8 trifásica (tensão nominal de 120 volts, corrente máxima de fase de 2,5 amperes, indutância máxima de 52 miliHenry e indutância mínima de 8 miliHenry), sensor de posição gray de 10 bits, conversor meia ponte assimétrico trifásico, retificador não-controlado, driver de mosfets, computador, placa de aquisição com: 6 conversores A/D, timer 8254, PPI 8255 e circuito de seleção e controle.



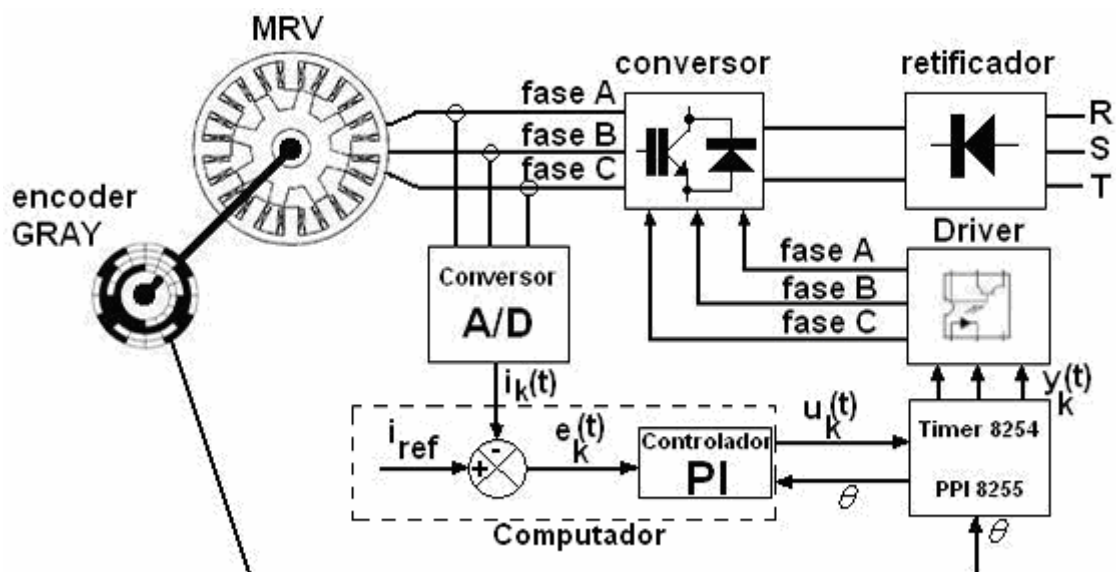


Figura 4.1 – Sistema de acionamento e controle de corrente da MRV

#### 4.2 – Algoritmo de controle de corrente

O algoritmo de controle é dividido em quatro partes, conforme a figura 4.2.

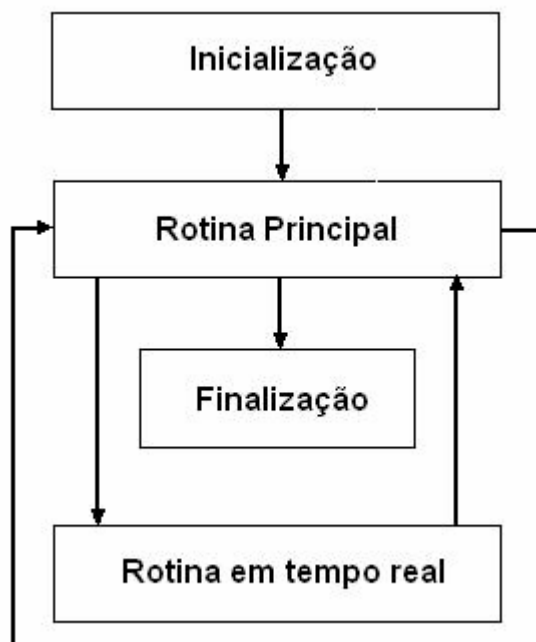


Figura 4.2 – Fluxograma do algoritmo de controle

O algoritmo é desenvolvido em linguagem C. Conforme a estrutura desta linguagem tem-se na etapa de inicialização a inclusão das bibliotecas necessárias as rotinas desenvolvidas no programa; definição de interrupções de temporização e teclado; definição dos endereços de comunicação dos conversores, do timer (8254) e da PPI (8255); declaração das variáveis globais; função principal (*main*); declaração das variáveis locais; configuração da frequência do contador; tabela de conversão do código gray; tabela de leitura dos conversores analógicos-digitais; alocação dinâmica de memória para as variáveis de corrente; programação da palavra de controle do Timer e da PPI; desabilita as interrupções não mascaráveis do PC; habilita as interrupções mascaráveis.

O bloco de rotina principal é constituído de um *loop* infinito que é utilizado como interface do usuário para realizar ações sobre o sistema, como parar a máquina etc.

O bloco da rotina em tempo real é dividido em duas rotinas de execução em tempo real. A primeira rotina é solicitada sempre que o temporizador atinge o valor zero, então a interrupção de temporização é solicitada e um conjunto de ações ocorre como: aquisição de corrente via A/D's; execução do PI digital; controle das chaves do conversor meia ponte assimétrica trifásico e armazenamento das variáveis de corrente lidas durante o tempo de operação em tempo real. A segunda rotina pode ser solicitada pelo teclado, como interface com o usuário.

A rotina de finalização para o programa desabilitando as saídas para o conversor; habilitando as interrupções não mascaráveis; coloca as interrupções de temporização e teclado em formato padrão; libera a memória dinâmica alocada; salva os valores de corrente em um arquivo e por último finaliza a função principal (*main*).

### 4.3 – Identificação frequencial da Função de Transferência da Malha de Corrente

A qualidade do conjugado em uma máquina a relutância variável está diretamente ligada ao desempenho da malha de controle de corrente do inversor. Um controle de corrente eficiente apresenta implicações até mesmo no nível de ruído gerado. Quanto ao emprego de técnicas de controle e identificação, a modelagem das malhas de controle de uma MRV, seja por métodos paramétricos ou não paramétricos, tem implicações no projeto do controlador que por sua vez influencia diretamente a corrente de fases da máquina.

O sistema de identificação é apresentado na figura 4.3.

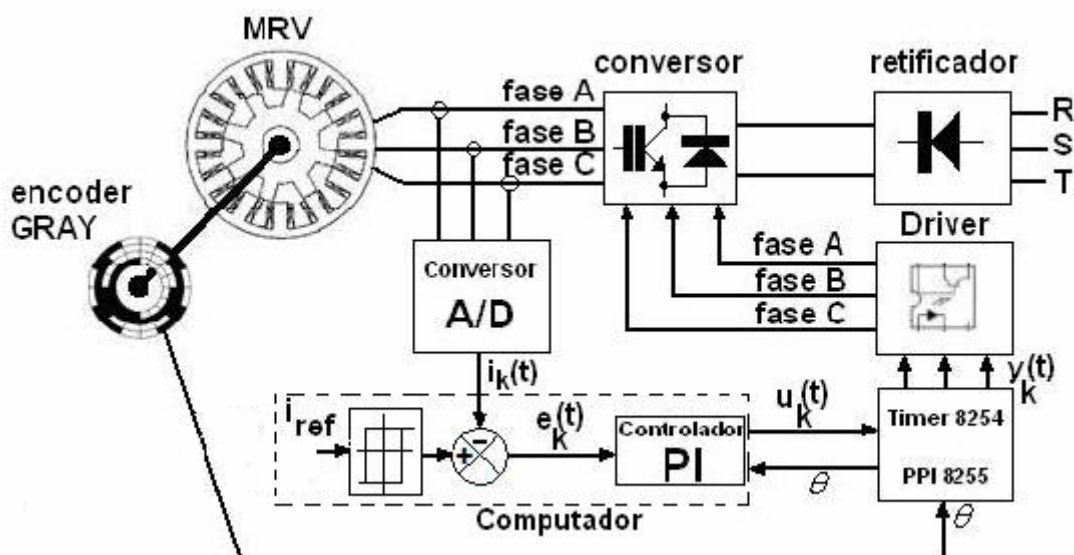


Figura 4.3 – Sistema de identificação dos parâmetros da função transferência do processo

A figura 4.4 apresentada representa o diagrama de nyquist obtido experimentalmente para a malha de corrente da máquina através do método do método referência relé.

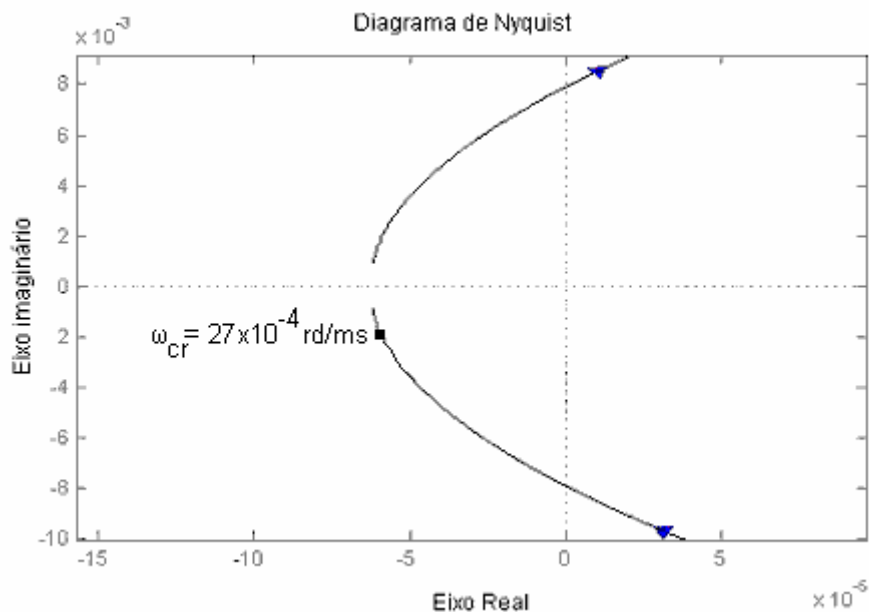


Figura 4.4 – Diagrama de Nyquist da planta em malha aberta

Na parte experimental deste trabalho utiliza-se o método de identificação referência relé com e sem histerese, conforme discutido no capítulo 3. Este método é de implementação relativamente simples, e apresentou desempenho satisfatório para o projeto dos controladores. Os parâmetros estimados foram utilizados para a sintonia automática de um controlador PI.

As oscilações (ciclos limites) introduzidas nas fases A, B e C da máquina como resultados da aplicação do método de identificação referência relé sem histerese, conforme discutido no capítulo anterior, são apresentados na figura 4.5.

Na figura 4.5, apresentam-se as correntes nas três fases da máquina. Estas curvas correspondem a aplicação do método de identificação referência relé, para o qual os seguintes valores de referência foram usados, Corrente nas fases em torno de 2,0 ampere, amplitude da histerese “ $d$ ” igual a 100 volts, largura da histerese “ $\varepsilon$ ” igual zero que resultou em uma amplitude de oscilação média de saída “ $a$ ” em torno de 1,2 ampere.

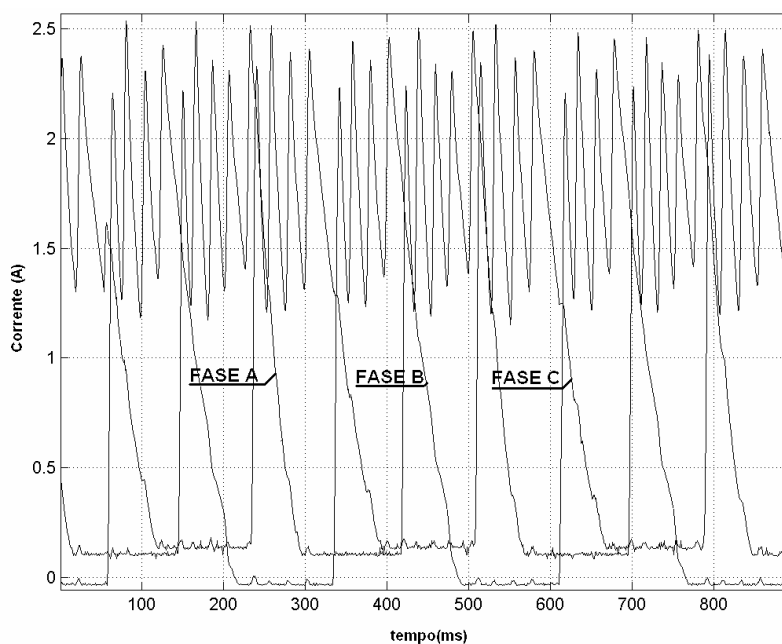


Figura 4.5 – Curvas método do referência relé sem histerese, fases A, B e C

Quanto à aplicação do método referência relé com histerese os resultados são apresentados nas figuras 4.6a, 4.6b e 4.6c, para as fases A, B e C da máquina.

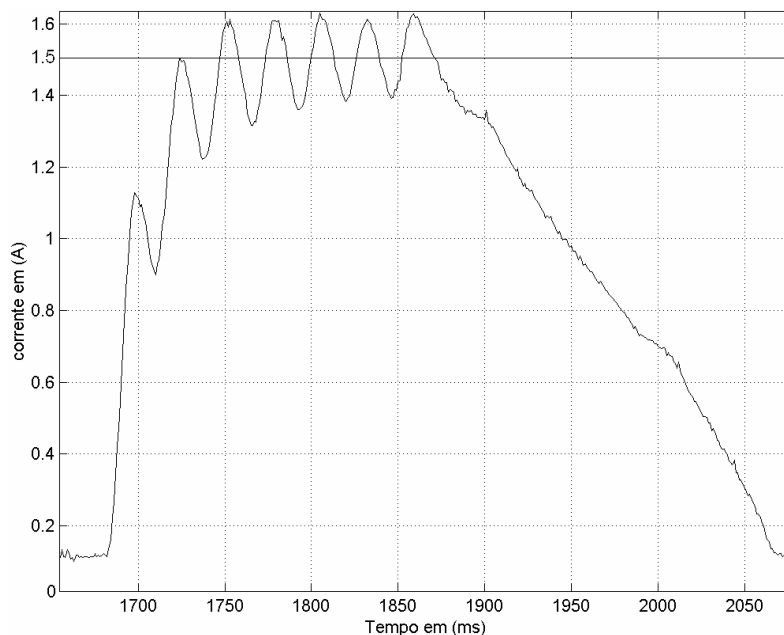


Figura 4.6a – Aplicação do Método referência relé à fase A da máquina (especificação do relé:  $d=100$  volts e  $\varepsilon = 0,01$ )

Os valores de referência na experimentação apresentada na figura 4.6a, 4.6b e 4.6c, para as fases A, B e C respectivamente foram: amplitude do relé

$d=100$  volts, largura da histerese  $\varepsilon = 0,01$ . Com estes valores obteve-se na saída da malha de corrente uma amplitude de oscilação  $a=0,24$  Ampere.

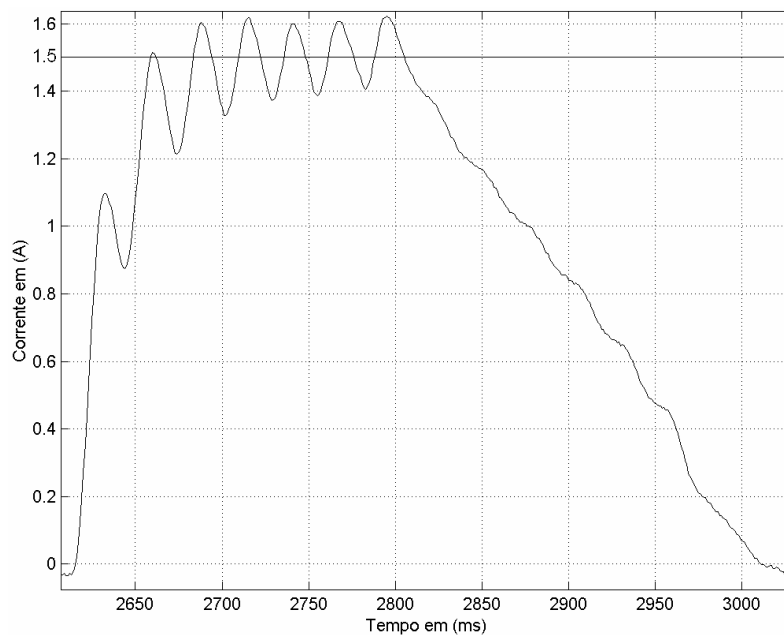


Figura 4.6b– Aplicação do Método referência relé à fase B da máquina (especificação do relé:  $d=100$  volts e  $\varepsilon = 0,01$ )

Estes valores de referência do relé foram os mesmos para as três fases. Os valores de amplitude de oscilação obtidos para as fases B e C, figuras 4.6b e 4.6c, respectivamente foram: 0,22 e 0,22 ampere.

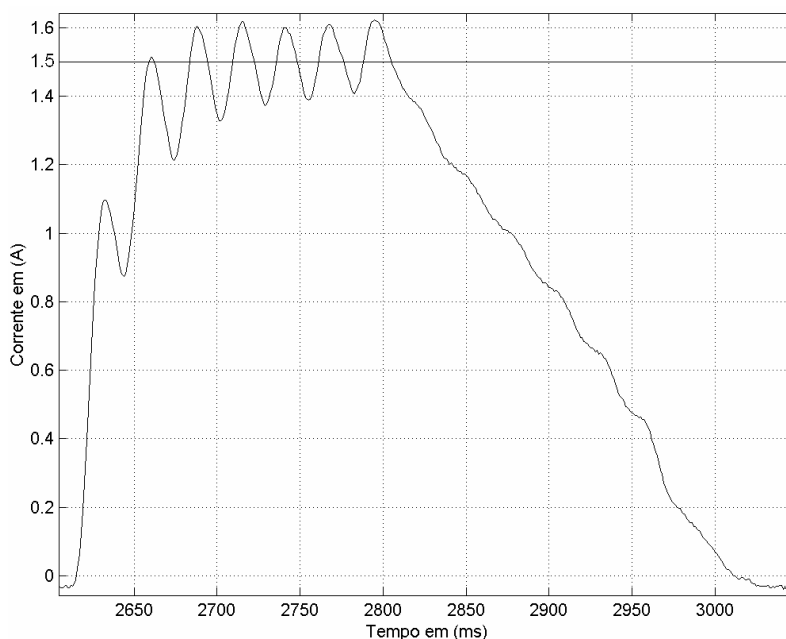


Figura 4.6c – Aplicação do Método referência relé à fase C da máquina (especificação do relé:  $d=100$  volts e  $\varepsilon = 0,01$ )

O valor de referência da corrente, em torno do qual o ciclo limite se estabeleceu foi especificado em 1,5 ampere. Este valor corresponde a uma corrente especificada na região de operação média. Estas especificações também foram estabelecidas para garantir que o conjunto máquina e sistema de acionamento não ultrapasse os limites de segurança da planta, evitando queima de componentes eletrônicos do sistema e danos mecânicos ao sistema, principalmente aos acoplamentos com carga e sistemas de sensores.

Os parâmetros de referências obtidos através do método referência relê foram:  $T_p=10,9422$ ; atraso de transporte  $\tau=6,8732 \times 10^{-4}$  ms; frequência critica  $\omega_{cr}=27 \times 10^{-4}$  rad/ms; ganho critico de valor  $K_{cr}=2,5 \times 10^{-4}$ .

Observa-se que em ambos os experimentos de identificação através do método referência relê utilizou-se um controlador PI na malha de controle cujos parâmetros de inicialização foram estabelecidos em  $K_p=244$  e  $T_i=12 \times 10^{-4}$  ms. Se estes parâmetros de inicialização não corresponder a uma sintonia fina o método proposto funcionará no sentido de provê um procedimento sistemático de sintonia e auto-sintonia refinada da malha de controle.

#### **4.4 – Métodos de Sintonia e Auto-sintonia de Controladores PI da Malha de Corrente de MRV's**

Para a implementação do controle da malha de corrente, utilizou-se um controlador PI considerando que esta estrutura é adequada para processos onde a dinâmica é essencialmente de primeira ordem (Aström & Hägglund, 1988).

Na figura 4.10a,b e c e 4.11 apresentam-se as correntes de fase do motor de relutância variável quando controlada por um controlador PI sintonizado através do método do Ziegler-Nichols. Os valores de projeto identificados através do método do relê e os parâmetros de sintonia do controlador PI obtidos foram: constante de tempo  $T_p=10,9422$ ; atraso de transporte  $\tau=6,8732 \times 10^{-4}$  ms; frequência critica  $\omega_{cr}=27 \times 10^{-4}$  rad/ms; ganho critico de valor  $K_{cr}=2,5 \times 10^{-4}$ ; Ganho proporcional  $K_p=1,0 \times 10^4$ ; tempo integral  $T_i=21,6 \times 10^{-4}$  ms.

#### 4.6 – Resultados de simulações

As execuções das simulações utilizando os parâmetros do controlador PI, foram desenvolvidos com o objetivo de verificar o comportamento do sistema em resposta ao degrau, utilizando a referência como parâmetro visual do desempenho do controlador, e o seu esforço de controle.

O sistema utilizado no matlab/simulink é apresentado na figura 4.7 com os seus respectivos diagramas de blocos.

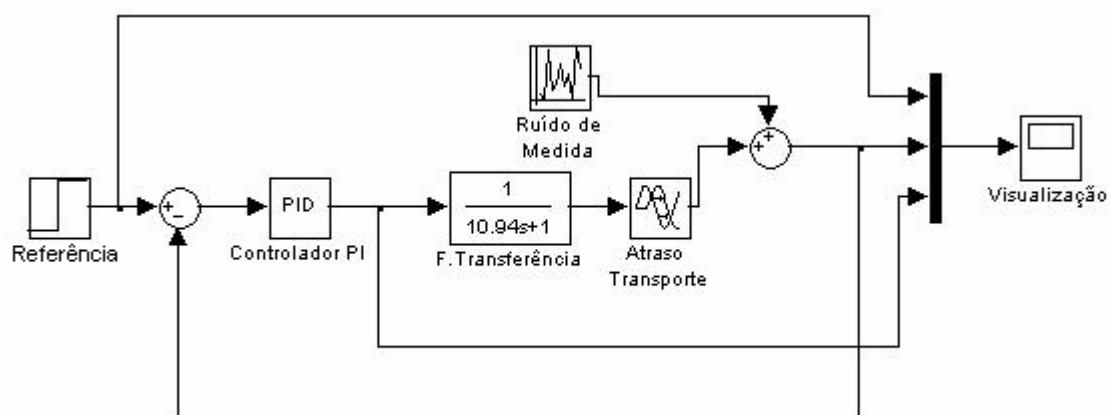


Figura 4.7 – Diagrama de blocos do sistema simulado

Através do diagrama da figura 4.7 obtém-se a curva da resposta ao degrau, o parâmetro de referência durante a simulação e o esforço de controle é apresentado através dos gráficos das figuras 4.8 (a) e (b) e 4.9 (a) e (b).



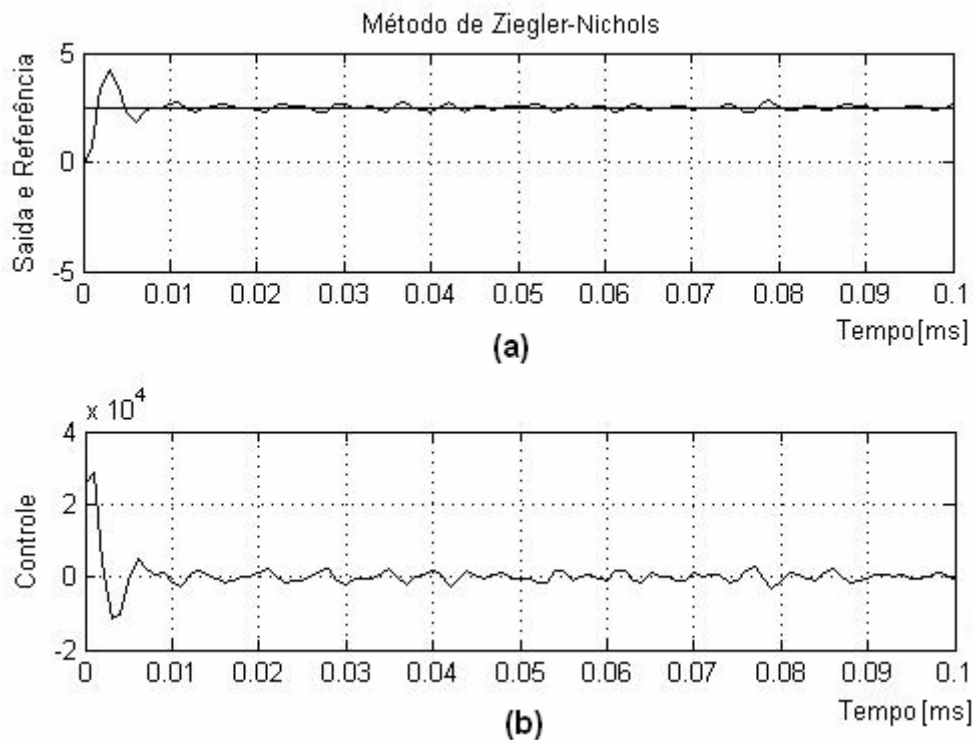


Figura 4.8 – (a) Resposta ao Degrau e referência;  
(b) Esforço de controle.

Os gráficos da Figura 4.8 (a), representa a resposta ao degrau do sistema utilizando os parâmetros do controlador, obtidos mediante o método de Ziegler-Nichols convencional. No gráfico da figura 4.8 (b) é apresentado o esforço de controle com o objetivo de manter a resposta de saída o mais próximo da referência.

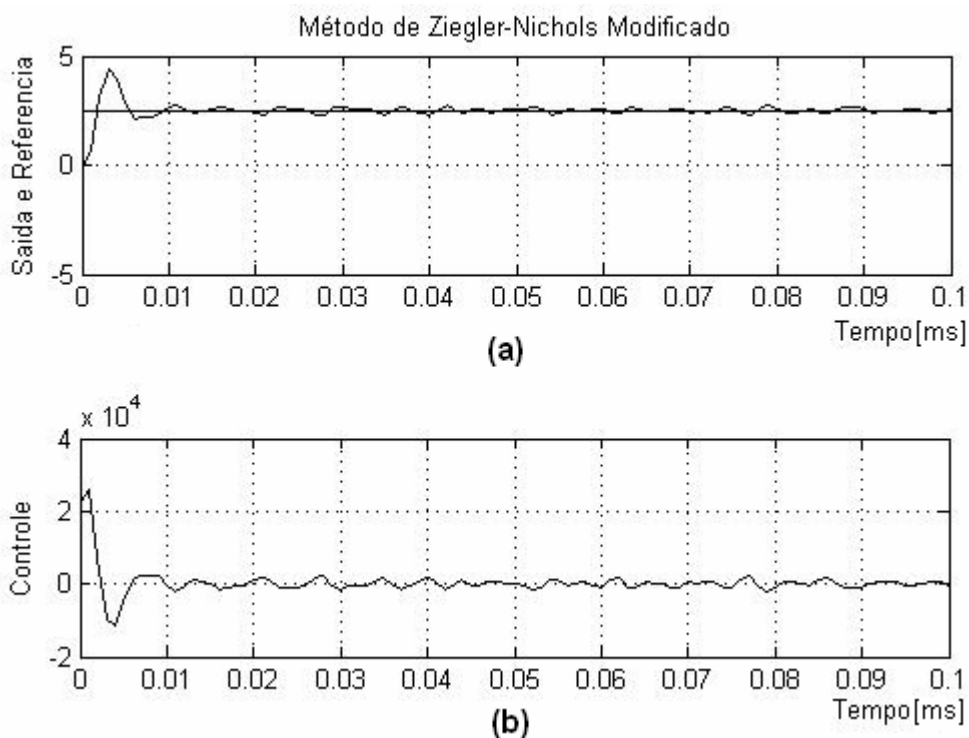


Figura 4.9 – (a) Resposta ao Degrau e referência;  
(b) Esforço de controle

Os gráficos da figura 4.9 (a) e (b) representam as mesmas curvas dos gráficos das figuras 4.9 (a) e (b) respectivamente.

No gráfico da figura 4.8 (a) tem-se a nitidez de uma forma de onda de saída com uma tendência menos uniforme de seguir a referência do que a forma de onda de saída apresentada na figura 4.9 (a). O esforço de controle mostrado na figura 4.8 (b) é menos suave que o esforço de controle da figura 4.9 (b). Tem-se a conclusão que o método de Ziegler-Nichols modificado tem maior eficiência e melhor desempenho que o Método convencional de Ziegler-Nichols, perante os parâmetros utilizados.

#### 4.5 – Resultados Experimentais do controlador PI

A figura 4.10a, 4.10b e 4.10c apresenta as curvas de corrente nas respectivas fase A, B e C para o controlador PI com os parâmetros calculados pelo método de Ziegler-Nichols. A máquina encontrava-se sem carga e com referência de corrente 2,5 ampere, e posicionamento do eixo com sensor de posição gray.

A seguir, implementa-se uma aplicação do método de Ziegler-Nichols em um experimento no qual foi acoplada ao eixo da máquina uma carga constituída de um motor DC produzindo torque ajustável e contrário ao fornecido pela máquina MRV. A figura 4.11 apresenta os resultados experimentais obtidos com a aplicação do controlador PI obtido através do método de Ziegler-Nichols frequencial.

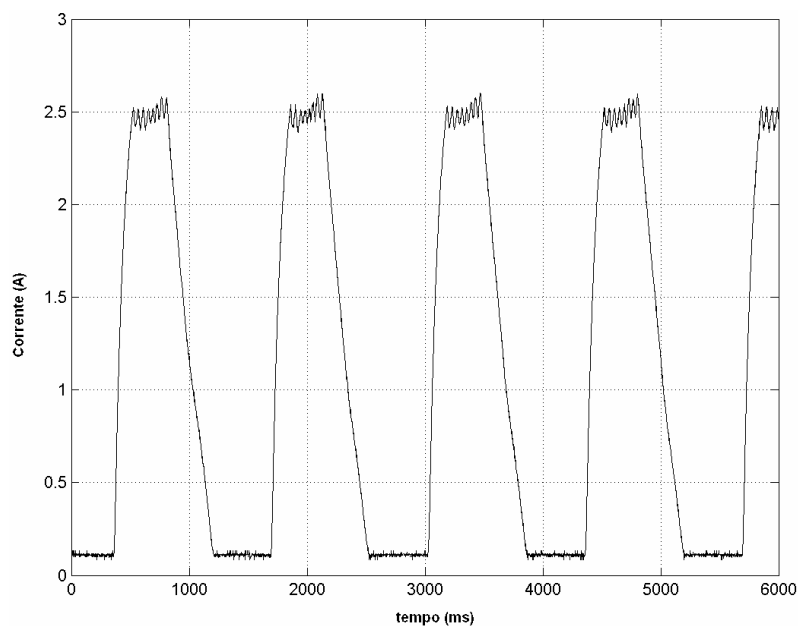


Figura 4.10a - Curvas de corrente da fase A, para controlador PI método de Ziegler-Nichols sem carga e referência de corrente 2,5 A, e posicionamento por sensor de posição gray.

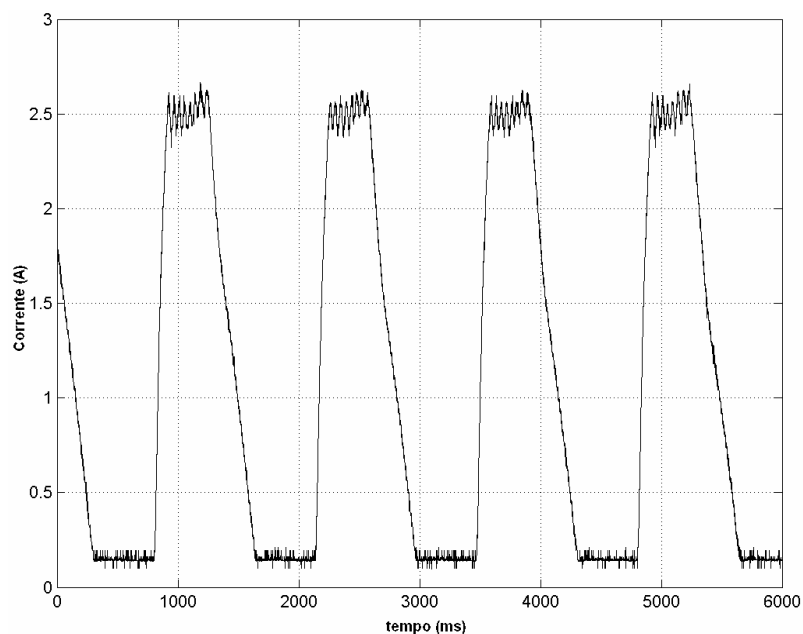


Figura 4.10b - Curvas de corrente da fase B, para controlador PI método de Ziegler-Nichols sem carga e referência de corrente 2,5 A, e posicionamento por sensor de posição gray.

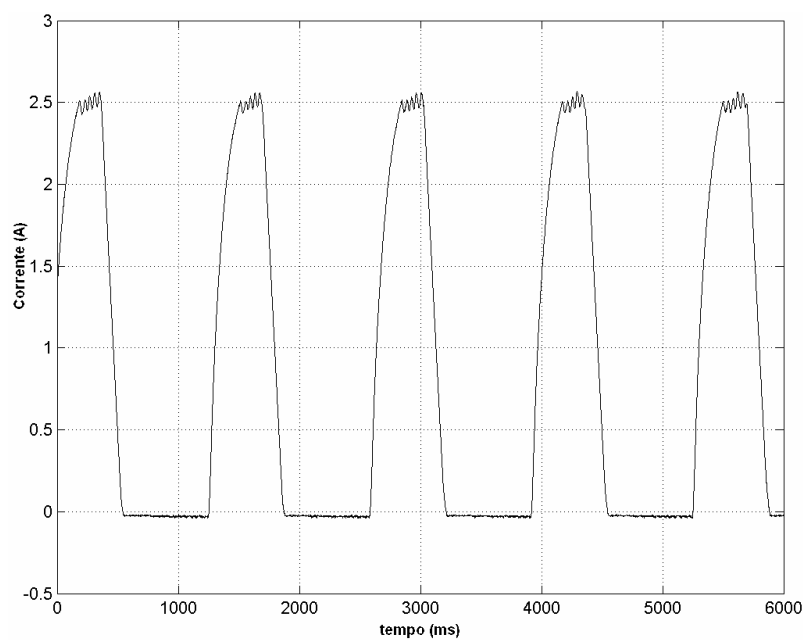


Figura 4.10c - Curvas de corrente da fase C, para controlador PI método de Ziegler-Nichols sem carga e referência de corrente 2,5 A, e posicionamento por sensor de posição gray.

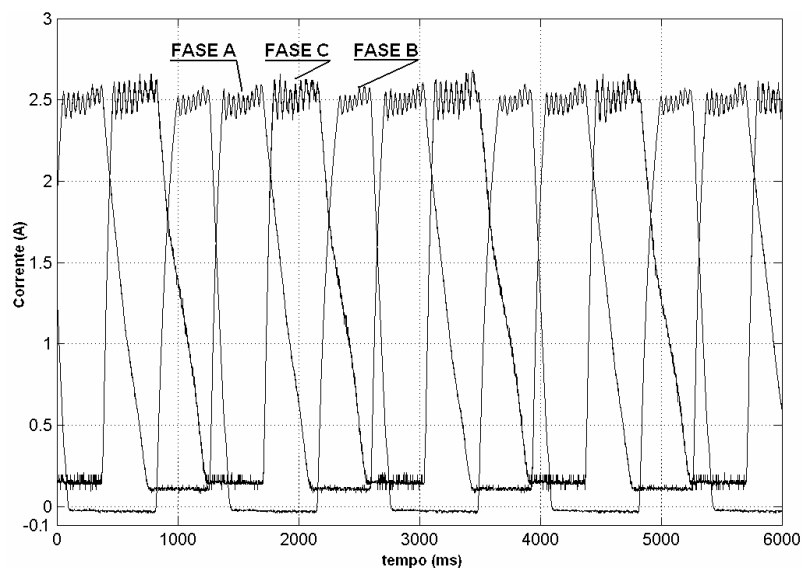


Figura 4.11 – Curvas de corrente, controlador PI método de Ziegler-Nichols com carga e referência de corrente 2,5 A, e posicionamento por sensor de posição gray

Para avaliar o desempenho do sistema quando as estratégias de controle são aplicadas sem a utilização do sensor de posição gray (*sensor-less*), alguns experimentos foram realizados. Para efeitos comparativos de desempenho, a figura 4.12a e 4.12b apresenta os resultados experimentais obtidos.

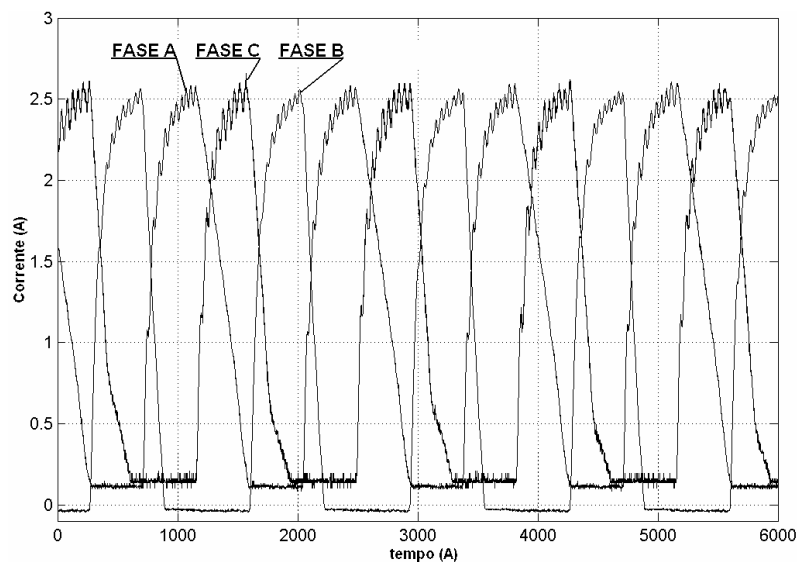


Figura 4.12a – Curvas de corrente, controlador PI método de Ziegler-Nichols sem carga, e posicionamento virtual (sem sensor de eixo); referência de corrente 2,5 A.

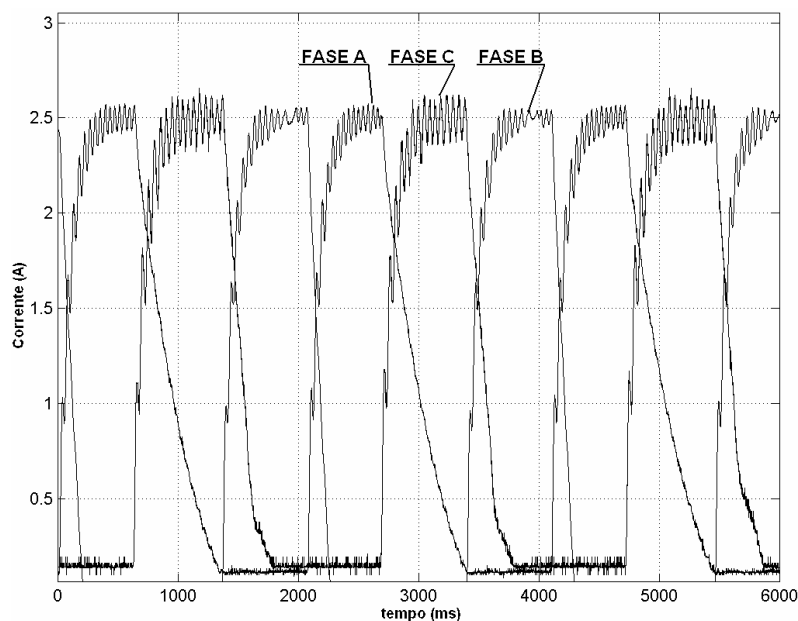


Figura 4.12b – Curvas de corrente, controlador PI método de Ziegler-Nichols com carga, e posicionamento virtual (sem sensor de eixo); referência de corrente 2,5 A.

Os resultados experimentais da figura 4.12a e 4.12b ficaram um pouco aquém do esperado por motivos do método de identificação que foi utilizado os mesmos valores dos parâmetros do controlador do método de identificação por posicionamento do eixo por sensor de posição gray. Para melhorar o desempenho do controlador é necessário implementar o método de identificação referência relé por posicionamento virtual (*sensorless*).

Para a implementação do sistema sem sensor de eixo utilizou-se um conjunto de curvas de referência para o controle do ponto de disparo e desligamento das chaves de potência em cada fase. Estas curvas foram obtidos a partir da geometria da máquina de três fases e o círculo geométrico dividido pelo número de fases, obtém-se uma defasagem de  $120^{\circ}$  entre fases, o que corresponde a uma senoide como nas figuras 4.13a e 4.13b. Estas são comparadas em um determinado instante de chaveamento e então a de maior amplitude define a fase a ser alimentada.

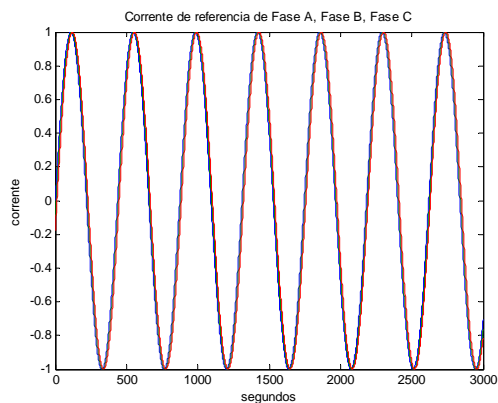


Figura - 4.13a – curvas senos do algoritmo de estimação da posição do eixo da MRV.

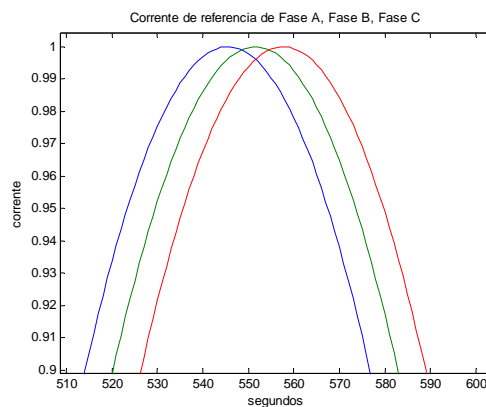


Figura - 4.13b – detalhe das curvas senos do algoritmo de estimação da posição do eixo da MRV.

Foi realizado experimentos *PI* sintonizados a partir do método de identificação referência relé. Aplicou-se o método proposto, denominado de método de Ziegler-Nichols modificado. As figuras 4.14a e 4.14b apresentam os resultados experimentais obtidos. Os valores dos parâmetros do controlador determinados neste caso foram: Ganho proporcional  $K_p=8,6848 \times 10^3$ ; tempo integral  $T_i=21,9 \times 10^{-4}$  ms.

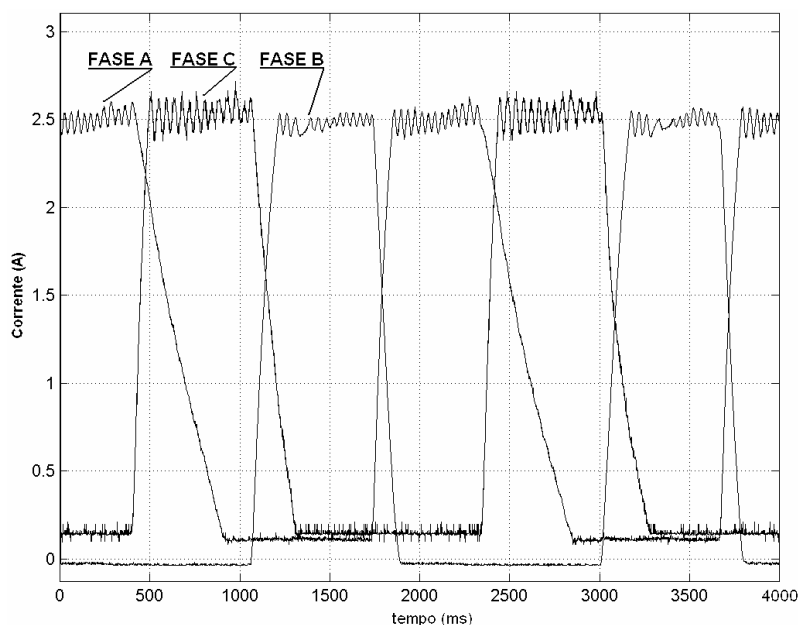


Figura 4.14a – Curvas de corrente, controlador PI (Ziegler-Nichols modificado) sem carga, referência de corrente 2,5 A, e posicionamento por sensor de posição Gray.

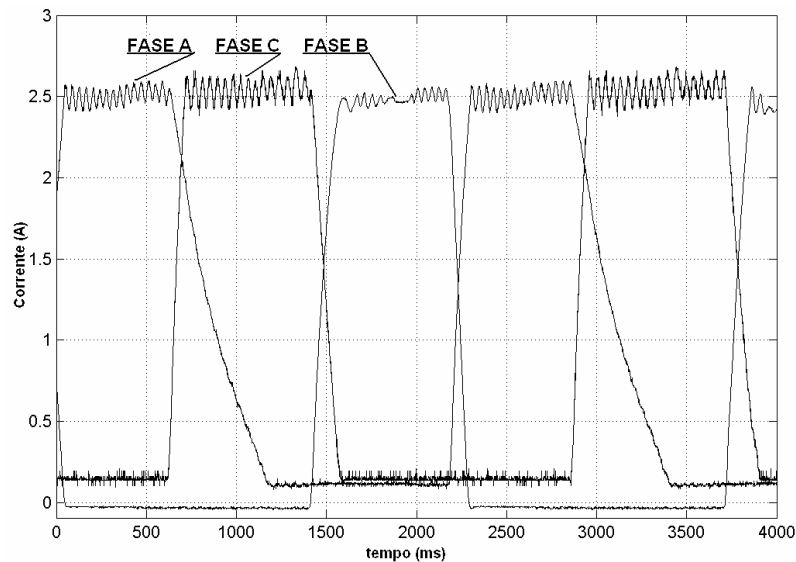


Figura 4.14b – Curvas de corrente, controlador PI (Ziegler-Nichols modificado) com carga, referência de corrente 2,5 A, e posicionamento por sensor de posição Gray

Em uma comparação de desempenho do método de Ziegler-Nichols e Ziegler-Nichols modificado obteve-se uma pequena diferença de desempenho. Este resultado é esperado considerando que o processo a ser controlado, ou seja, a malha de corrente do conversor de acionamento da máquina apresenta uma dinâmica eminentemente de primeira ordem. Uma interpretação deste resultado em termos de diagrama de Nyquist pode ser encontrado em (Åström & Häng,1991).

Foi realizados experimentos com referência de corrente em torno de 1,5 ampere utilizando o controlador PI modificado para verificação do seguimento de uma referência de corrente diferente. Estes resultados foram de grande importância pois, garante o método de sintonia utilizado para outros valores de corrente de referência. Figura 4.15a e 4.15b.



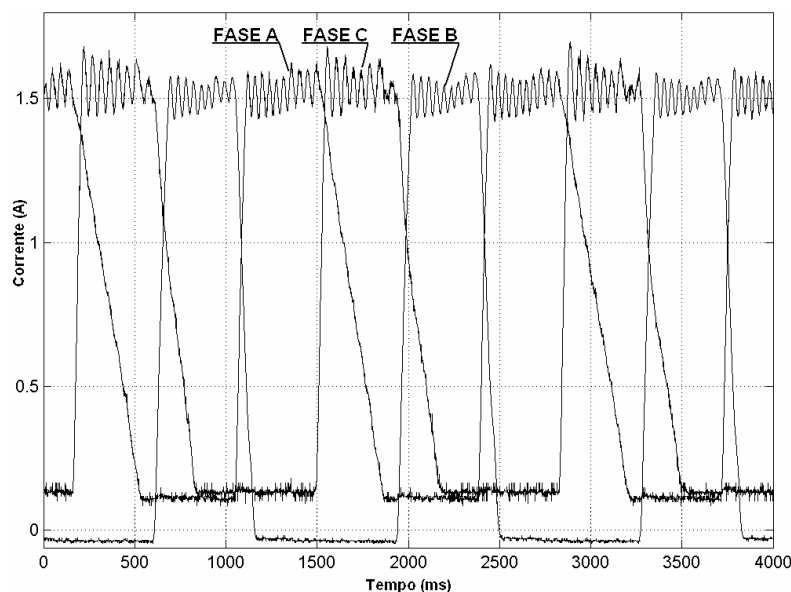


Figura 4.15a – Método de Ziegler-Nichols modificado, sem carga, referência de corrente 1,5 A e posicionamento por sensor de posição Gray.

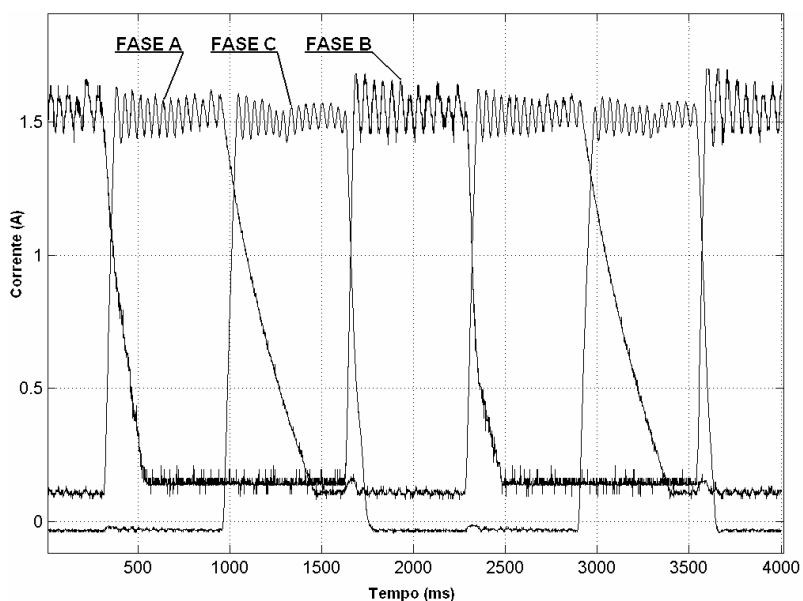


Figura 4.15b – Método de Ziegler-Nichols modificado, com carga, referência de corrente 1,5 A e posicionamento por sensor de posição Gray.

#### 4.7 - Conclusões

De acordo com os gráficos das figuras 4.5 e 4.6a,b,c, relativo respectivamente as implementações do método do relé sem histerese e com histerese para as fases A, B e C, observa-se que o método foi adequadamente empregado e que ao estabelecer os ciclos limites, viabilizou a aplicação do

método de identificação em frequência dos parâmetros do PI da malha de corrente utilizado no processo, além de mostrar-se bastante eficiente em relação aos valores de seguimento da referência de corrente das fases.

Para a estrutura do controlador, foi implementado um controlador PI, onde se verificou que conforme colocado por (Aström & Hägglund, 1988), para um processo de primeira ordem um controlador PI é suficiente. A malha de corrente é uma malha muito rápida, isto requer uma estrutura de controlador simplificada e eficiente, para atender as restrições de velocidade do hardware utilizado.

As curvas de corrente das figuras 4.10a,b e c e 4.11, onde são apresentadas as implementações do controlador PI utilizando o método de Ziegler-Nichols sem carga e com carga respectivamente, demonstra factibilidade da aplicação do método em relação ao seguimento de referência corrente desejada.

Nas figura 4.12 a e b, apresenta-se os resultados obtidos para o controlador PI, mas sem sensor de posição de eixo (*sensorless*). Este experimento não respondeu tão satisfatório quanto o esperado, o que pode ser atribuído ao fato dos parâmetros do controlador terem sido determinados com o sensor de eixo. Esta observação é feita, pois para ajustar estes parâmetros com eficiência é necessária a implementação do método referência relé na forma *sensorless*.

As curvas de corrente em regime apresentadas na figura 4.14a e b, mostram de forma clara o seguimento do valor de referencia durante o processo de chaveamento das fases, mantendo a corrente em cada fase em torno de 2,5 ampere, isto também é verificado para condição de carga mecânica estabelecida no eixo da máquina.

Para avaliar o método fora da faixa de operação previamente estabelecida, realizou-se um experimento em um valor de referência de corrente diferente da nominal, onde é observado na figura 4.15a e b que o controlador apresenta-se bastante eficiente para uma outra referência de corrente.

Utilizando simulações do sistema em resposta ao degrau é observado que o método de Ziegler-Nichols modificado é mais eficiente e tem melhor desempenho que o método de convencional de Ziegler-Nichols. Portanto

conclui-se que todo o procedimento é satisfatório do ponto de vista do processo de identificação e controle.

## Capítulo 5

### Conclusões e Perspectivas Futuras

O objetivo principal deste trabalho foi a implementação de métodos de autosintonia de controladores PI para malhas de corrente do sistema de acionamento de uma máquina a relutância variável. Para isto foi construído um sistema de acionamento da máquina composto dos seguintes subsistemas: Fonte trifásica de alimentação, Retificador trifásico não controlado, conversor meia ponte assimétrica, Circuito de medição de corrente e tensão, Drives do Conversor, Placa de aquisição de dados, sensor de posição gray e Computador. Esta bancada, montada no laboratório de Engenharia Elétrica da UFC, utilizada para o desenvolvimento e testes de sistema de acionamento da MRV e para as implementações das estratégias de controle.

Os aspectos relativos ao funcionamento da máquina, bem como o seu modelo matemático foram apresentados nesta dissertação. O modelo da máquina em função da estrutura de enrolamento ser disposta no estator por construção pôde ser representado por equações para a tensão de fase e conjugado.

A estratégia de controle aplicado, à estrutura de chaveamento teve como objetivo otimizar o desempenho da máquina quanto ao controle de corrente, utilizando uma estratégia de chaveamento do tipo *soft-chopper*.

Para a implementação dos controladores, foram aplicadas metodologias de identificação em frequência da dinâmica da malha de corrente do sistema de acionamento através de uma não linearidade do tipo relé na malha de realimentação. Estes procedimentos de identificação foram adequados para o desenvolvimento das estratégias de auto-sintonia dos controladores. Uma variação da proposta original do método do relé, foi implementada como solução para a identificação das malhas de corrente tendo em vista que neste

tipo de malha os controladores não podem ser desligados com risco de provocar oscilação de corrente de saída maior que a suportada pelos enrolamentos de fases da máquina.

Os resultados experimentais apresentados no capítulo 4 demonstraram a viabilidade das implementações práticas de auto-sintonia de controladores PI em máquinas a Relutância Variável.

A implementação de uma técnica de controle de corrente sem sensor de posição foi implantada.

Com o objetivo de melhorar o desempenho do sistema desenvolvido e aprofundar o conhecimento no tema, algumas sugestões de desenvolvimentos futuros são listadas abaixo:

1. Desenvolvimento de um supervisor para avaliar o desempenho da malha de corrente e resintonizar o controlador quando os índices de desempenhos divergirem das especificações. Isto requer melhorias no sistema de processamento.
2. Aplicação de processadores de melhor desempenho do tipo DSP para resolver problemas relacionados a velocidade de processamento.
3. Melhorar o desempenho da malha quando a opção sem sensor de posicionamento do eixo for aplicada.
4. Desenvolvimento de algoritmo de controle avançado do tipo preditivo para malha de corrente e velocidade
5. Desenvolvimento de estratégias de estimação do fluxo da máquina com o objetivo de melhorar os resultados obtidos quanto ao conjugado
6. Desenvolvimento de algoritmo de controle avançado do tipo inteligente para malha de corrente e velocidade

## Bibliografia

- (Almeida, 2002) - Almeida, O. M., "Controle PID Auto-Ajustável, Inteligente e Preditivo." Tese de Doutorado, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, 2002.
- (Almeida, 2001) - Almeida, O. M., Coelho, A. A. R., Sumar, R. R., Santos, J. E. S., "*Evaluation of Three PID Conceptions in a Nonlinear Plant*", IX RPIC – IX Reunión de Trabajo en Procesamiento de la Información y Control, Santa Fe-Argentina, p. 294-299, 2001.
- (Almeida, 1990) - Almeida, O. M., "*Método Frecuencial para Ajuste de Controladores PID*", Dissertação de Mestrado, Faculdade de Eng. Elétrica, Unicamp, Campinas, São Paulo, 1990.
- (Åström & Hägglund, 1988) - Astrom Karl J. and Hagglung Tore, "*PID Controllers: Theory, Design, and Tuning*" – Instrument Society of America, Estados Unidos da America, 1988.
- (Åström & Hägglund, 1984) - Åström, K., Hägglund, T. , "*Automatic Tuning of Simple Regulators with Specifications on Phase and Amplitude Margins*", *Automatica* Vol.20, N. 5, pp-645-651, 1984.
- (Åström & Hägglund, 2001) - Åström, K. J., Hägglund, T., "*The Future of PID Control*", *Control Engineering Practice*, v. 9, p. 1163-1175, 2001.
- (Åström & Wittenmark, 1995) - Åström, K. J. and Witemmmark, B. "*Adaptive Control*", Adison-Wesley Publishing Company, 1995.
- (Åström & Häng, 1991) - Åström, K. J., C. C. Hang, "*Toward Intelligent PID Control*", *Automatica*, 28(1), pp. 1-9, 1991.

- (Astrom & Witenmark, 1990) - Åström, K. J., Witenmark, B. , (1990), "*Computer Controlled Systems; Theory and Design*", Prentice-Hall International, 1990.
- (Bae, 2000) - Han-Kyung Bae, "*Control of Switched Reluctance Motors Considering Mutual Inductance*", Tese de PhD, Blacksburg, Virginia Polytechnic Institute and State University, Agosto de 2000.
- (Barnes & Pollock, 1998) – Barnes, M. ; Pollock, C.: "*Power Electronic Converters for Switched Reluctance Drives*". IEEE, Transactions on Power Electronics, vol. 13, n<sup>o</sup>. 6, novembro 1998.
- (Bennett, 2000) – Bennett, S. "*The past of PID controllers, workshop on digital control- past, present and future of PID control*", Terrassa, Barcelona Spain, Session, P1, 2000.
- (Bi, 1997) - Bi, Q., Wang, Q. –G., Hang, C. –C., "*Relay-based estimation of multiple points of process frequency response*", Automatica, 33, 1753-1757, 1997.
- (Buja & Valla, 1991) - Giuseppe S. Buja, Maria I. Valla, "*Control Characteristics of the SRM Drives – Part I: Operation in the Linear Region*", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 38, n<sup>o</sup> 5, outubro 1991.
- (Bushnell, 1996) - BUSHNELL, L. G., "*On the History of Control*", IEEE Control Systems, v. 16, n. 3, p. 14-16, 1996.
- (Camacho & Bordons, 1995) - Camacho, E. F., Bordons, C. "*Model Predictive Control in the Process Industry, Advances in Industrial Control*", London Springer-Verlag, 1995.

- (Caon, 1999) – Caon, José Roberto Junior., "Controladores PID Industriais com Sintonia Automática por realimentação a relê." Dissertação de mestrado, São Carlos-SP, 1999.
- (Chien & Fruehalf, 1990) – Chien, I. L. and Fruehalf Paul S. "*Consider IMC tuning to improve performance*" Chem. Eng. Prog. ,pp 33-41, October 1990.
- (Coelho e Coelho, 1997a) - Coelho, L. S., Coelho, A. A. R. "Algoritmos Híbridos Inteligentes Aplicados no Controle de um Veículo de Carga", III Congresso Brasileiro de Redes Neurais, Caloba, L., Barreto, J. M. (eds.), Florianópolis, SC, pp. 419-424, 1997.
- (Coelho e Coelho, 1997b) - Coelho, L. S., Coelho, A. A. R. "Controlador Nebuloso com Otimização Evolutiva Aplicado em Controle de Processos: Um Estudo de Caso", II Simpósio Nacional de Informática, Santa Maria, RS, pp. 16-20, 1997.
- (Guedes, 2003) - Guedes, Manuel Vaz "[http://paginas.fe.up.pt/tre/TrE\\_folhas03/TrE\\_3f3.pdf](http://paginas.fe.up.pt/tre/TrE_folhas03/TrE_3f3.pdf) ", pag 03, 2003
- (Ho, 1995) - Ho, W. K. ; Hang C. C.; Cao L. S., "*Tuning of PID controllers based on gain and phase margin specification*", Automatica, v. 31, n. 3, p. 497-502.
- (Isermann, 1989) - Isermann, Rolf "*Digital Control System*" 2ª edição, vol. 1 Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 1989.
- (Jang, 2001) - Do-Hyan Jang, "*The Converter Topology with Half Bridge Inverter For Switched Reluctance Motor Drives*", IEEE - ISIE 2001 – Pusan, KOREA.



- (Kline, 1999) - Kline Joseph A., "*Opportunities for switched reluctance Motor*" – *Drives, Division of Emerson Electric, U.S.; IEEE, 1999.*
- (Krishnan & Materu,1990) - R. Krishnan and P.N. Materu, "*Design of a single-switch-per-phase converter for switched reluctance motor drives*", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 37, n° 6, pag. 469-476, 1990.
- (Le-Huy,Slimani & Viarouge, 1991) - Le-Huy Hoang, Slimani Karim and Viarouge Phillippe, "*A Current-Controlled Quasi-Resonant Converter for Switch Reluctance Motors*", IEEE – Transaction on Industrial Eletronics, vol 38, n° 5, October 1991.
- (Le-Huy, Viarouge & Francoer, 1989] - Hoang Le-Huy, Phillippe Viarouge and Bruno Francoer, "*Unipolar Converters for Switched Motors*"; IEEE-IAS Conf. Rec., 1989, pag. 551-560.
- (Leva, 1993) – Leva, A. "*PID autotuning algorithm based on relay feedback*" IEE Proceeding-D, 140, n° 5, pp 328-338.
- (Li, 1991) - Li, W., Eskinat, E., Luiben, W. L., "*An Improved Autotune Identification Method*", Ind. Eng. Chem. Process Des. Dev., v. 30, p. 1530-1541, 1991.
- (Lundh & Åstrom, 1994) - Lundh, M., Åström, K. J., "*Automatic Initialization of a Robust Self-tuning Controller*", Automatica, v. 30, p. 1649-1662, 1994.
- (Luo,Qin & Chen, 1998) – Luo, Rongfu, Qin, S. Joe and Dapang Chen. "*A New Approach to Closed-Loop Autotuning for Proportional-Integral-Derivative Controllers.*" Ind. Eng. Chem., N° 37, pp 2462-2468, American Chemical Society, 1998.

- (Luyben, 1996) – Luyben William L. “*Tuning Proportional-Integral-Derivative Controllers for Integrator/Deadtime Processes*” Ind. Eng. Chem. N° 35, pp 3480-3483, 1996.
- (Miller, 1993) - T.J.E. Miller, “*Switched Reluctance Motors and their Control*, Oxford”, U.K.; Clarendon Press, 1993.
- (Moghbelli, Moallem & Ong, 1998) – Moghbelli, H. H., Moallem, M., Ong C. M., “*Operational Characteristics of Switched Reluctance Motors Drives*”, IEEE – Industrial Application Society, p. 643 – 647, 1992.
- (Ogata, 1993) - Ogata Katsuhiko, “*Engenharia de Controle Moderno*”, University of Minesota – Editora Prentice-Hall do Brasil, segunda edição, 1993.
- (Oliveira, 2003) - Alexandre Cunha Oliveira, “*Acionamento de Máquinas a Relutância Variável*”, Tese de Doutorado, Campina Grande, setembro de 2003.
- (Park & Lipo, 1992) - S. S. Park and T. A. Lipo, “*New Series resonant converter for variable reluctance motor drives*”, Power Electronics Specialist Conf. Rec. , 1992, pag. 833-838.
- (Saraiva, Reis, Bezerra e Almeida, 2005] – Saraiva, Rousseau G. Lima, Reis, Laurinda L. N., Bezerra, Luis Daniel S., Almeida, Otacílio da Mota, “*Switched Reluctance Motor Speed Control Based on na Adaptative Fuzzy System: Experimental Test, Analysis, and Conclusion.*” COBEP – 2005 – Recife-Pe.
- (Schei, 1994) - Schei, T. Steiner. “*Automatic Tuning of PID Controllers Based on Transfer Function Estimation*”, Automatica, v. 30, n. 12, pp 1983-1989, 1994.

- (Takatsun & Itoh, 1999) - Takatsu H., Itoh, T., *“Future Needs for Control Theory in Industry”* – Report of the Control technology Survey in Japanese Industry, IEEE Transaction on Control Systems Technology, v. 37, n. 3, p. 298-305, 1999.
- (Unar & Shah, 1996) - Unar, M. A., Murray-Smith, D. J., Shah, S. F., *“Design and Tuning of Fixed Structure PID Controllers: A Survey”*, Faculty of Engineering, Glasgow G12 8Q, Scotland Technical Report CSC-96016, 1996.
- (Wang & Cluet, 1996) - Wang, L., Cluet, W. R., *“Use of PRESS residual in dynamic system identification”*, Automatica, v. 32, 181-784, 1996.
- (Wang, 1997a) - Wang, Q. -G., Hang, C. -C., Zou B., *“Process Frequency Response Estimation from Rely Feedback”*, Control Engineering Practice, v. 5, p. 1293-1302, 1997.
- (Wang, 1997b) - Wang, Q. -G., Hang, C. -C., Zou B., *“Low-order modeling for relay feedback”*, Ind. Eng. Chem. Res., v. 36 p.375-386, 1997.
- (Wang, 1999) - Wang, G. Q., Lee, T. H., Fung, Ho, W., Bi, Q., Zhang, Y., *“PID tuning for improved performance.”*, IEEE Transaction on Control Systems Technology, v. 7, n.4, p. 457 – 465, 1999.
- (Wittenmark & Åstrom, 1979) - Wittenmark, B. ; Astrom, K. J.: *“Self Tuning PID controllers Based on Pole Placement.”*, Report UTFD2/(TFRT – 7179)/1 – 037/(1979). Lund Instituto de Technology, 1979.
- (Vukosavic & Stefanovic, 1991) – Vukosavic, S., Stefanovic, V., *“SRM Inverter topologies: A Comparative Evaluation.”*, IEEE – Transaction on Industry Applications, vol. 27, p. 1034-1047, 1991.

(Yager,Filev, 1994) - Yager, R. R., Filev, D. P., "*Essentials of Fuzzy Modeling and Control*", *John Wiley & Sons, Inc.* – Interscience Publication, 1994.

(Zhu-Zhi, 1985) – Zhu-Zhi. Y. "*On PID Self-Tuning regulators and its practical applications*". IFAC of Identification and System Parameter Estimation, UK., p 335-339, 1985.

(Ziegler & Nichols,1943) - Ziegler, J. G., Nichols, N. B., "*Optimum Settings for Automatic Controllers*", *Transactions ASME*, v. 65, p. 433-444, 1943.

(Ziegler & Nichols,1942) - Ziegler, J. G., Nichols, N. B., "*Optimum Settings for Automatic Controllers*", *Transactions ASME*, v. 64, p. 759-768, 1942.

## Apêndice A

### A1 – Bancada Experimental do MRV

A bancada de teste montada no Laboratório de Automação e Robótica para experimentações em máquinas a relutância variável é composta dos seguintes subsistemas, conforme a figura A.1 abaixo:

- Fonte trifásica de alimentação;
- Retificador trifásico não controlado;
- Conversor meia ponte assimétrica;
- Circuito de medição de corrente e tensão;
- Drives do Conversor;
- Placa de aquisição de dados;
- Sensor de posição gray;
- Computador.



Figura A.1 – Sistema Experimental do MRV

Uma fonte trifásica em corrente alternada (varivolt), com regulagem de tensão foi utilizada para alimentação do barramento do inversor meia ponte assimétrica.

O retificador trifásico não controlado é utilizado para retificar a tensão no barramento do inversor meia ponte assimétrica.

O retificador é constituído por um módulo retificador ponte completa trifásica não-controlada da Semikron SKD 31/12. No circuito de entrada do inversor utiliza-se dois capacitores ligados em série, que funcionam como um filtro de tensão de entrada no inversor, minimizando as ondulações de tensão no barramento. Esta associação de capacitores define um valor de  $1100\mu\text{F}/250\text{V}$ .

São utilizados também fusíveis (F1,F2,F3) de valor nominal 10 Amperes cada, para proteção contra sobrecorrente, e varistores para proteção contra sobretensão, como na figura A.2.

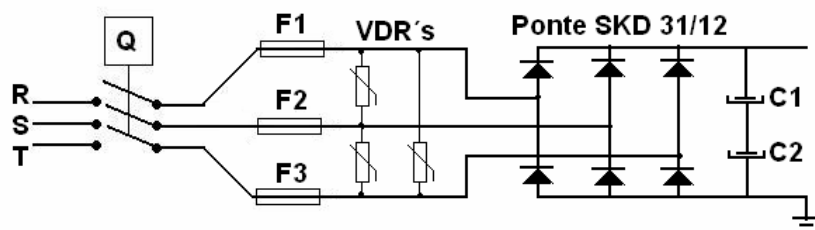


Figura A.2 – Subsistema de retificação, proteção e filtragem do barramento

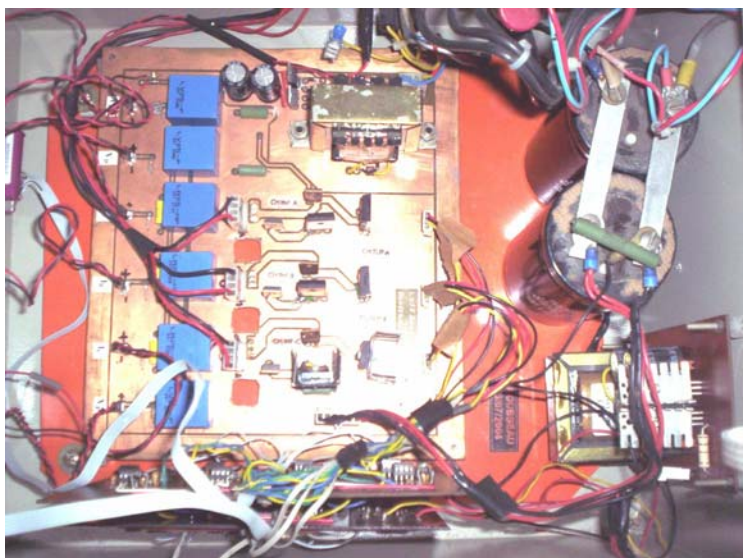


Figura A.3 – Conversor, sensor de corrente e tensão e fontes auxiliares

Este conversor de meia ponte assimétrica, é comumente chamado de conversor clássico para MRV, é responsável pela alimentação das tensões e correntes das fases da máquina. A tensão fornecida pelo conversor é controlada em amplitude e frequência, conforme a estratégia de controle implementada no sistema de chaveamento.

O inversor é composto de três braços, nas quais estão ligadas em série com as chaves os enrolamentos de fase da MRV. Cada braço possui dois Mosfet's IRFP460A ( $V_{DSS}=500V, R_{DS}=0,27\Omega, I_D=20 A$ ) da International Rectifier (inferior e superior), e dois diodos MUR460 ( $I_o=4.0 A$ ) que são responsáveis pela desmagnetização da fase, no instante em que são desligadas, ver figura A.3.

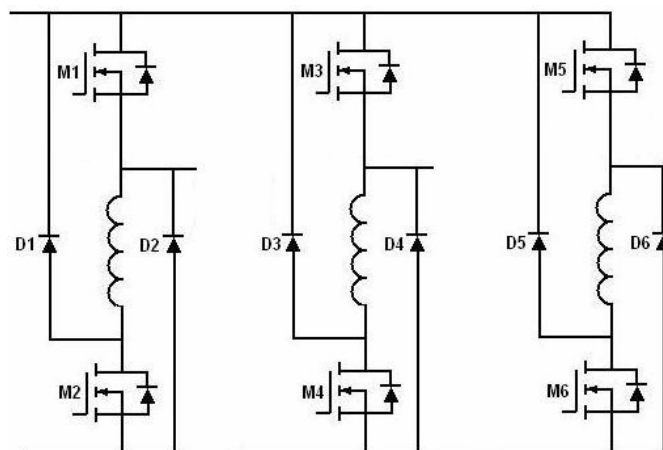


Figura A.4 – conversor meia ponte assimétrica

Os sensores de corrente utilizados são de efeito hall. Estes são do tipo LEM LA25-NP, e estão montados em cada braço em série com o enrolamento de fase, perfazendo três unidades montadas no conversor meia ponte assimétrica. Estes foram configurados para uma relação de transformação 2/1000, com corrente nominal do primário de 12 amperes, e de pico 18 amperes, e corrente de saída máxima de 24 amperes.

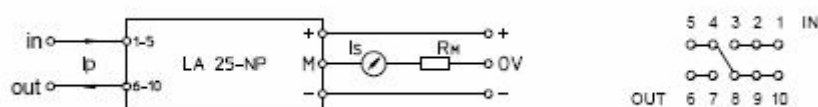


Figura A.5 – Circuito do sensor de corrente LEM LA25-NP

Os sensores de tensão também são de efeito hall, e do tipo LEM LV25-P. Estes encontram-se montados de duas formas, em paralelo com as chaves superiores do conversor, executando a medição da tensão de fase no momento da alimentação do enrolamento de fase, e um sensor montado no barramento, monitorando a tensão do mesmo.

Estes sensores tem a capacidade de medir tensões entre 10 e 500 volts

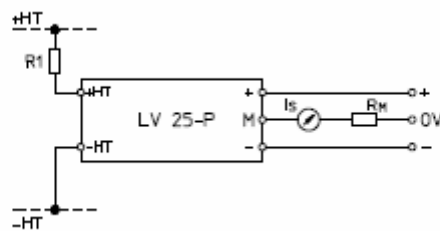


Figura A.6 – Circuito do sensor de corrente LEM LV25-P

Estes transdutores possuem isolamento galvânica entre o primário e o secundário, e são alimentados por fontes simétricas de  $\pm 15$  volts.

Os sensores de corrente e tensão possuem boa precisão, ótima linearidade, boa imunidade a interferências externas, capacidade de suportar sobrecargas, etc.

O posicionamento dos sensores no circuito do conversor meia ponte assimétrica é apresentado na figura abaixo.

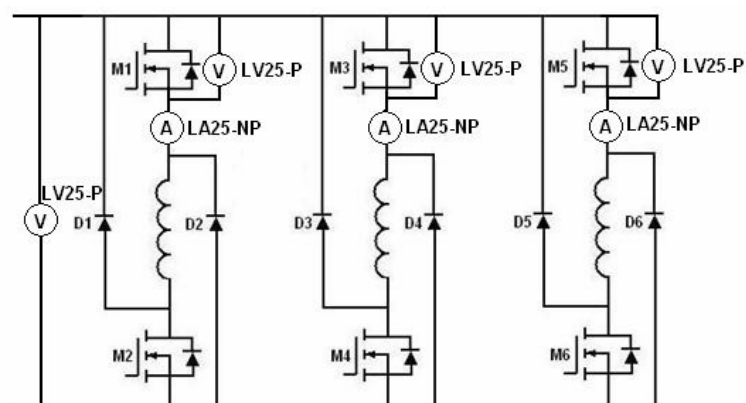


Figura A.7 – Conversor com os sensores de corrente e tensão



O circuito de acionamento dos mosfets do conversor meia ponte assimétrica, utiliza como drives, o integrado IR2125. Este integrado possui um circuito de proteção de sobrecorrente. Quando o circuito de proteção detecta uma sobrecorrente no transistor de potência, este limita a tensão de gatilho do mesmo.

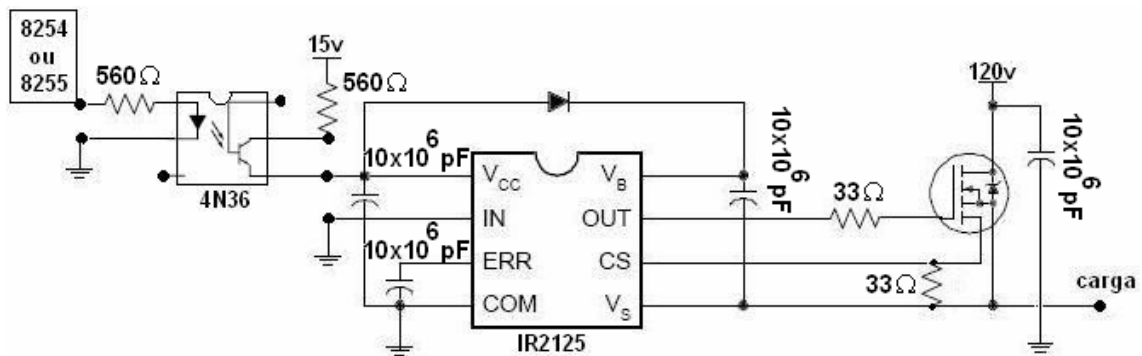


Figura A.8 – Circuito de acionamento dos mosfets

Este integrado não possui isolamento elétrico, por isto foi necessária a utilização de um fotoacoplador do tipo 4N36, onde este recebe os sinais enviados pelo integrado PPI 8255 ou TIMER 8254.

A placa de aquisição de dados encontra-se montada em um *slot* tipo EISA, e compõe-se dos seguinte dispositivos e sistemas:

- Seis Conversores Analógico-Digital de 12 bits;
- Um timer 8254-2, contendo três contadores de 16 bits, programáveis individualmente;
- Uma Interface paralela programável 8255A, contendo três portas de saída de 8 bits, e individuais;
- Circuito de seleção e controle;
- Circuito divisor de frequência.



Figura A.9 – Placa de Aquisição

Os endereços de acesso aos dispositivos da placa de aquisição são:

<b>Conversor A/D 1</b>	<b>Endereço</b>	
Início de conversão	241h	IOW ativo
4 bits LSB	240h	IOW ativo
8 bits LSB	241h	IOW ativo

<b>Conversor A/D 2</b>	<b>Endereço</b>	
Início de conversão	241h	IOW ativo
4 bits MSB	244h	IOW ativo
8 bits LSB	245h	IOW ativo

<b>Conversor A/D 3</b>	<b>Endereço</b>	
Início de conversão	241h	IOW ativo
4 bits LSB	248h	IOW ativo
8 bits LSB	249h	IOW ativo

<b>Conversor A/D 4</b>	<b>Endereço</b>	
Início de conversão	341h	IOW ativo
4 bits LSB	340h	IOW ativo
8 bits LSB	341h	IOW ativo

<b>Conversor A/D 5</b>	<b>Endereço</b>	
Início de conversão	341h	IOW ativo
4 bits LSB	344h	IOW ativo
8 bits LSB	345h	IOW ativo

<b>Conversor A/D 6</b>	<b>Endereço</b>	
Início de conversão	341h	IOW ativo
4 bits LSB	348h	IOW ativo
8 bits LSB	349h	IOW ativo

<b>TIMER 8254-2</b>	<b>Endereço</b>	
Palavra de Controle	XXXXX	IOW ativo
Contador 0	30h	IOR/IOW ativo
Contador 1	70h	IOR/IOW ativo
Contador 2	B0h	IOR/IOW ativo

<b>PPI 8255</b>	<b>Endereço</b>	
Palavra de Controle	99h	IOW ativo
Porta A	XXXXXX	IOW ativo
Porta B	XXXXXX	IOW ativo
Porta C	XXXXXX	IOW ativo

O conversor analógico-digital MX574AJN, é um conversor de 12 bits, e pode ser interfaceado em barramentos de 8, 12 e 16 bits. É um conversor rápido, com tempo de amostragem máximo de  $25\ \mu s$ , não necessitando de circuitos de interface para ser conectados a sistemas microprocessados. A saída *three-state* de dados é controlada por três entradas lógicas:  $\overline{CS}$ ,  $CE$  e  $R/\overline{C}$ .

O conversor A/D começa a conversão, a partir do momento em que o sinal  $R/\overline{C}$  dos conversores estão em baixa, isto ocorre na execução de uma operação de escrita no endereço 241h para os A/D's 1,2 e 3, e 341h para os A/D's 4,5 e 6. No final da conversão, os dados estão disponíveis no barramento de dados para serem lidos pelo computador, o tempo de início da conversão até a disponibilidade dos dados para leitura é de no máximo  $25 \mu s$ .

Os sinais de controle, seus estados e funções desempenhadas pelo conversor, são apresentadas na tabela abaixo.

CE	CS	R/S	12/8	A <sub>0</sub>	Operação
0	x	x	x	x	Nenhuma
x	1	x	x	X	Nenhuma
1	0	0	x	1	Inicia Conversão de 12 bit's
1	0	1	1	X	Inicia Conversão de 8 bit's
1	0	1	0	0	Habilita saída paralela em palavra de 12 bit's
1	0	1	0	1	Habilita saída dos 8 MSB
1	0	1	0	1	Habilita 4 LSB + 4 zeros

Os bytes LSB e MSB são habilitados através de um decodificador, que é formado com portas que sintetizam o circuito de controle de leitura. As saídas DB0, DB1, DB2 e DB3 são multiplexadas devido a utilização de um barramento de 8 bits, e o processo de leitura dos bytes é feito separadamente.

A metodologia de leitura foi implementada de forma a ler uma palavra de 16 bit's, acessando de 8 em 8 bits, a palavra agrupada forma dois bytes, e tem a forma inicial da figura A.10. Para o processo de obtenção de uma palavra de 12 bits, utiliza-se o deslocamento da palavra de 16 bits (leitura com instrução INPORT), quatro casas para a direita, através de instrução a nível de software, dessa forma, a palavra obtida após esse ajuste é apresentada abaixo na figura A.11.



Figura A.10 – Metodologia inicial de leitura de 16 bits dos AD's



Figura A.11 – Processo de obtenção de uma palavra de 12 bits

A interface paralela programável 8255 (PPI), é um integrado CMOS padrão, contendo 3 portas de I/O (A,B e C), que opera em sistema binário de 8 bits. Estas portas podem executar tarefas de interfaceamento com os dispositivos tipo teclado e display; leitura de sinais de proteção gerados pelo sistema, como ocorrência de falhas; geração de sinais de controle.

As portas da PPI podem ser programadas em um dos três modos de operação abaixo.

Modo 0 – As portas A,B e C são configuradas para operação de I/O de dados;

Modo 1 - As portas A e B são configuradas para operações de I/O de dados, estas operações são sincronizadas através de sinais de controle gerados na porta C;

Modo 2 – A porta B não é usada, e a porta A é configurada para operações de I/O de dados, e estas operações são sincronizadas através de sinais de controle gerados na porta C, análogo ao modo 1.

A PPI deve ser programada em um dos modos de operação inicialmente ao acessar a mesmas. A programação é realizada escrevendo uma palavra de 8 bit's no registrador de controle da PPI. Esta palavra de controle é descrita na figura A.12.

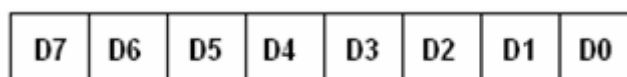


Figura A.12 – Palavra de controle da PPI

D0 – Bit's menos significativo da porta C (PC<sub>3</sub> - PC<sub>0</sub>)

1 – Entrada

0 – Saída

D1 – Porta B (PB<sub>7</sub> – PB<sub>0</sub>)

1 – Entrada

0 – Saída

**D2 – Seleção de Modo**

- 1 – Modo 0
- 0 – Modo 1

**D3 – Bit's mais significativos da porta C (PC<sub>7</sub> – PC<sub>4</sub>)**

- 1 – Entrada
- 0 – Saída

**D4 – Porta A (PA<sub>7</sub> – PA<sub>0</sub>)**

- 1 – Entrada
- 0 – Saída

**D5, D6 – Seleção de modo**

- 0 0 – Modo 0
- 0 1 – Modo 1
- 1 0 – Modo 2
- 1 1 – Modo 2

**D7 – Flag de interrupção utilizado somente no modo 1 ou modo 2**

- 0 – Ativado
- 1 – Desativado

As linhas de endereçamento A0 e A1 provenientes do barramento de controle, DA0 e DA1, são conectadas aos pinos A0 e A1 da PPI para endereçamento de seus registros. As linhas de dados são conectadas ao buffer de dados CI4 (DD0 – DD7), que estão conectadas ao barramento de dados do microcomputador.

As linhas de RD e WR são conectadas ao buffer de controle CI1, nas linhas DIOR e DIOW, estes sinais determinam se ocorre uma operação de escrita ou de leitura em qualquer das portas ou no registro de controle.

A linha de RESET é conectada no buffer de controle na linha de DRSTDRV para resetar a interface toda vez que o computador for inicializado. A linha de seleção CS é conectada a saída DS2 do decodificador de periférico,

dessa forma, quando a PPI for endereçada esta linha vai para nível baixo “0” habilitando a PPI para uma operação de leitura ou escrita, a depender de DIOR/DIOW estar ativo, respectivamente.

As saídas PA7 – PA0, PB7 – PB0 e PC7 – PC0, são conectadas a um conector IDC26 ficando disponíveis para interligação com o meio externo (Ver circuito da placa de aquisição no apêndice A).

O temporizador 8254 é um dispositivo com três contadores independentes de 16 bits e capazes de operar pulsos de entrada de 10Mhz.

Os contadores podem ser configurados em seis modos de operação diferentes, por software.

Modo 0 – A saída dos contadores irão para o nível lógico baixo, após a configuração neste modo, e estas permanecerão neste nível lógico até que a contagem finalize, então assim as saídas irão para o nível lógico alto. Permanecerão neste nível lógico até que uma nova contagem seja selecionada. No caso de algum estado lógico de algum *gate* vir a ficar em nível lógico baixo durante uma contagem, esta será interrompida e somente continuará quando o respectivo *gate* retornar a uma condição de nível lógico alto.

Modo 1 – As saídas do temporizador neste modo irão para nível lógico baixo ao iniciar a contagem, somente retornarão para o nível lógico alto quando a contagem terminar. O reinício da contagem programada anteriormente se dá a partir do momento em que a borda de subida do sinal do *gate* ocorrer.

Modo 2 – A saída dos contadores irão para o nível lógico baixo assim que o último período de contagem for atingido, ficando neste nível lógico durante um período de um *clock*, e logo em seguida reiniciando uma nova contagem com um nível lógico alto.

Modo 3 – O contador é decrementado duas vezes a cada transição do sinal de *clock*, a menos a primeira vez quando o valor da contagem é ímpar. As saídas dos contadores inverterão o nível lógico a cada contagem.

Modo 4 – Quando o valor de contagem é atingido, as saídas dos contadores assumirão o nível lógico baixo durante um período de um *clock*, e somente será reiniciado quando um novo valor de contagem for recarregado. Se no meio de uma contagem o sinal de *gate* for para nível lógico baixo, então

a contagem será interrompida e somente reiniciará a partir de um valor inicial, quando este estiver em nível lógico alto.

Modo 5 – Este modo é igual ao modo 4, somente diferenciando-se quando o sinal do *gate* for para nível lógico baixo, quando a contagem não é interrompida, mas se o *gate* retornar ao nível lógico alto, então a contagem é reiniciada.

O temporizador 8254 a exemplo da PPI 8255 também é configurado via software através de uma palavra de controle de 8 bit's. A palavra de controle contém o contador que está sendo programado, o modo de operação deste, o *byte* que será enviado posteriormente para estabelecer o valor inicial da contagem e o modo de contagem (binário ou decimal).

Pode ser solicitada a leitura de um contador no momento da contagem, sem que isto interrompa a contagem, pois o valor é armazenado no *buffer* para uma posterior leitura.

O temporizador pode ser programado para leitura ou escrita de três formas: Leitura ou Escrita do *byte* mais significativo apenas; Leitura ou Escrita do *byte* menos significativo; Leitura ou Escrita, primeiramente o *byte* menos significativo e logo após o *byte* mais significativo.

A palavra de controle é organizada em 8 bit's como apresentado na figura A.13.

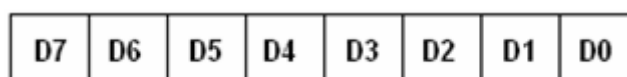


Figura A.13 – Palavra de controle do Temporizador

D0 – Modo de contagem

0 – Binária

1 – Decimal

D3, D2, D1 – Modo de operação

0 0 0 – Modo 0

0 0 1 – Modo 1

x 1 0 – Modo 2

x 1 1 – Modo 3



1 0 0 – Modo 4

1 0 1 – Modo 5

#### D5, D4 – Leitura/Escrita

0 0 – Carrega o valor atual do contador no *buffer*

0 1 – Apenas o *byte* mais significativo

1 0 – Apenas o *byte* menos significativo

1 1 – Primeiro o *byte* menos significativo e depois o *byte* mais significativo

#### D7, D6 – Seleção do contador

0 0 – Contador 0

0 1 – Contador 1

1 0 – Contador 2

1 1 – Palavra de controle

### Operação

Os sinais de controle WR e RD estão conectados ao barramento do microcomputador nas linhas IOW e IOR, respectivamente, através do barramento de controle da placa, DIOW e DIOR.

As entradas de endereçamento A0 e A1 são conectadas ao barramento de endereços do microcomputador, através do barramento de controle da placa, DA0 e DA1. As entradas de *clock* são interligadas e conectadas a saída do oscilador operando a uma frequência de 10Mhz (Ver circuito da placa de aquisição no apêndice A).

De acordo com o circuito, os CI8 e CI9 constituem-se um circuito divisor de frequência, o qual recebe o sinal de 10Mhz do oscilador, e então a frequência é dividida em 5, 10, 50 e 100 vezes, gerando sinais de 2Mhz, 1Mhz, 200Khz e 100Khz, respectivamente. São estes sinais que determinarão a frequência com que as contagens programadas nos contadores sejam repetidas.

Este circuito divisor de frequência é necessário, pois surge a necessidade de desacoplar a frequência de amostragem, que é a mesma

freqüência de programação dos contadores, e a freqüência de chaveamento do conversor, isto devido às limitações de velocidade de processamento de dados ou da própria característica dos sinais. Dessa forma, para compatibilizar freqüência de amostragem com freqüência de chaveamento é necessário que uma contagem seja repetida “n” vezes, durante o período de amostragem. Como a contagem representa para máquina um valor médio de tensão durante um período de amostragem, as contagens que se repetem devem da mesma forma, ao final do período de amostragem representar o mesmo valor de tensão. Assim sendo, se dividirmos um período de amostragem “T” em “n” períodos “t”, cada contagem calculada para o período “T”, deverá ser dividida por “n” vezes e essa será a contagem a ser programada e que será repetida por “n” períodos “t”.

A comunicação com os dispositivos da placa é realizada através de operações de escrita/leitura em uma porta de I/O. As instruções associadas a tais operações possuem como argumento o endereço da porta de I/O e no caso de operação de escrita, a informação que deseja-se transferir. O circuito de seleção da placa encarrega-se de verificar em primeiro lugar se a operação de escrita ou leitura realizada pela CPU é dirigida a uma porta de I/O, testando os sinais de IOW/IOR, respectivamente. Se isso ocorre, o circuito de seleção verificará se trata-se do endereço de algum dos dispositivo presentes na placa, caso seja, o mesmo liberará as vias de comunicação entre CPU e dispositivo, bem como sinaliza para o dispositivo, habilitando-o para a comunicação (Ver esquemático do circuito da placa de aquisição no apêndice C).

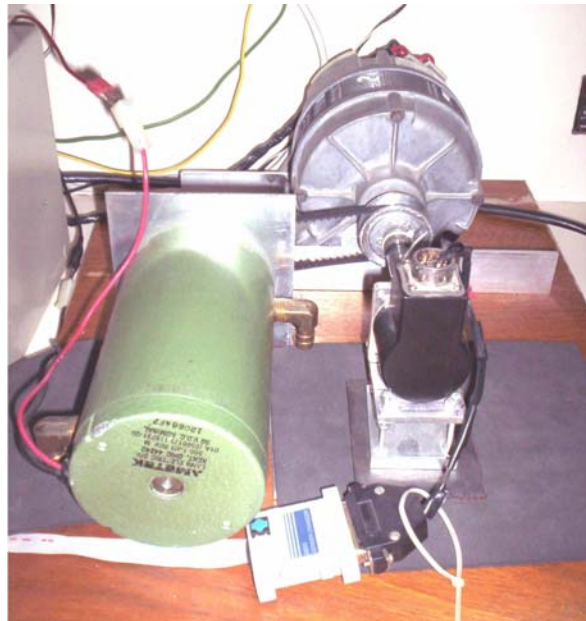


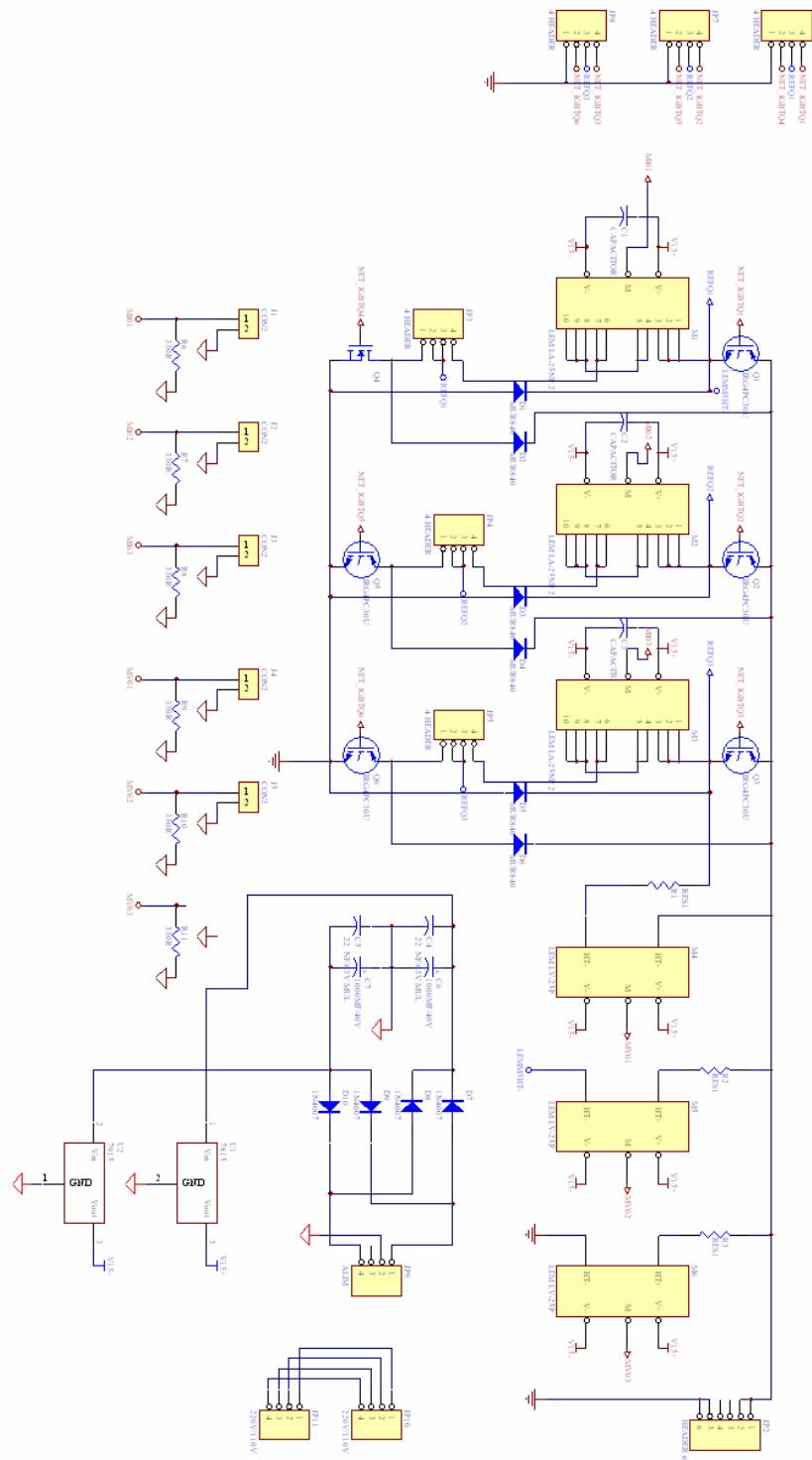
Figura A.14 – MRV com carga acoplada e sensor de posição gray

O sensor de posição gray utilizado é de 10 bits da Allen-Bradley com referência 845GM-F1G5HC1024R , com a saída NPN do tipo coletor aberto e alimentação de 5 volts.

Este sensor de posição gray encontra-se acoplado ao eixo da máquina a relutância variável, onde o mesmo tem a função de amostrar a posição angular do eixo, para um ótimo aproveitamento da energia de alimentação de fase no momento do chaveamento.

# Apêndice B

Figura B1 – Conversor meia ponte assimétrica trifásico



R77a      Lima, Rousseau Saraiva Guimarães  
Autosintonia de controladores pi para malha de corrente de uma  
máquina a relutância variável /Rousseau Saraiva Guimarães Lima.  
132 f. : il.

Orientador : Prof. Dr. Otacílio da Mota Almeida  
Dissertação (Mestrado) – Curso de Engenharia Elétrica do  
Centro de Tecnologia da Universidade Federal do  
Ceará, Fortaleza, 2006.

1.Método do relé 2. Máquina relutância variável 3.Controlador  
PI I.Título

CDD 621.3